

HÍRADÁS TECHNIKA

2



XXIV. ÉVFOLYAM, 2. SZÁM, 33-

3. FEBRUÁR

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

<i>Dr. Ványai Péter</i> : A PCM hierarchia második lépcsője: a szekunder multiplex	33
Szemle	47, 62
<i>Koperniczky Károly</i> : Távbeszélőközpont-technika általánosítása	48
<i>Pócza Attila</i> : Nagypontosságú frekvenciagenerátorok	55
Országos Híradástechnikai, Villamos- és Műszeripari Gazdasági Konferencia	60
Egyesületi hírek	60
Tartalmi összefoglalások	63
Обобщения	63
Zusammenfassungen	63
Summaries	63
Résumés	64

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: 1024 Budapest II., Mártírok útja 85. II. em. 231. Telefon: 154-859 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6-8. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, 1906 Budapest, Lenin körút 9-11. Telefon: 211-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) vagy közvetlenül postautalványon, valamint átutalással a KHI 215-96162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 H. — 1376 Budapest 62. 72.8818 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

Tartalomjegyzék

XXIII. évfolyam (1972)

	Szám	Oldal		Szám	Oldal
<i>Dr. Ambrózy András:</i> Analóg integrált áramkörök belső felépítése és a mérés technika követelményei	2	34	<i>Hinsenkamp László—Kádár Ágoston:</i> Kisszintű alapsávi jelátvitel adatátviteli alkalmazása	12	373
<i>Balogh Albert—Dr. Dukáti Ferenc:</i> Élettartam- és megbízhatósági vizsgálatok exponenciális eloszláson alapuló szekvenciális mintavételi eljárásai és tervei	1	17	<i>Dr. Izsák Miklós:</i> Hangfrekvenciás FM távíró rendszerek	10	291
<i>Baranyai Attila:</i> MOS logikai rendszerek statikus és dinamikus tulajdonságai	6	161	<i>Dr. Jachimovits László:</i> Együreges radiális szűrő méretezése és mérése, többüreges radiális szűrő optimális méretezése	1	10
<i>Baranyi András—Radványi András:</i> Nagyfrekvenciás tranzistorok modellezése számítógépes tervezéshez	12	358	<i>Dr. Jachimovits László:</i> Mikrohullámú reciprok és reaktáns kétkapus passzív szerkezet grafikus mátrixanalízise	11	331
<i>Dr. Bíró Viktor:</i> A kisebbségi töltéshordozók életidejének figyelembevétele a varaktoros frekvenciasorozók tervezésénél	5	151	<i>Dr. Kerpán István:</i> Egy modell szigetelőanyagok nedvességtartalma változásaihoz	5	145
<i>Bohus Miklós:</i> Szimbolikus nyelvek felhasználása a digitális rendszerek funkcionális és parametrikus szimulációjára	6	175	<i>Dr. Kiss Dénes—Dr. Solymosi János:</i> Magasabbrendű érzékenységek meghatározása transzferfüggvények segítségével	12	353
<i>Bohus Miklós—Csopaki Gyula—Gefferth László—Halász Edit—Dr. Németh Gábor—Trón Tibor—Varró László:</i> A LOGAN logikai szimulációs program	7	204	<i>Kohut József:</i> Új mérési módszer és műszer félvezető diódák karakterisztika eltéréseinek közvetlen mérése	2	53
<i>Bohus Miklós—Dr. Géher Károly:</i> Logikai hálózatok számítógépes vizsgálata	7	199	<i>Dr. Kormány Teréz—Nagy Géza:</i> Híradástechnikai anyagok és eszközök elektronmikroszondás vizsgálata	3	83
<i>Bohus Miklós—Dr. Németh Gábor—Trón Tibor—Varró László:</i> A SUBSET szimulációs nyelv digitális rendszerek funkcionális vizsgálatára	6	182	<i>Kozsó Gábor—Sziray József:</i> Hátoldali huzalozás tervezése. A TAL—2 program	7	215
<i>Bors László—Szabó Zoltán—Grotte András:</i> Digitális mintajelgenerátor fázismodulált mikrohullámú adó és vevő méréseihez	2	38	<i>Lőrinczy László:</i> Univerzális kombinációs áramköri modulok	4	112
<i>Boszák Sándor:</i> Transzformátor nélküli kétszeresen kiegyenlített tranzistoros keverő vizsgálata	2	42	<i>Makay Attila:</i> EC-típusú központokkal szerzett tapasztalatok a magyar hálózatban	4	97
<i>Cseh Kálmán:</i> Kapcsoló üzemi stabilizátor	6	167	<i>Nemesszeghy György:</i> Asszimmetrikus illesztő négy-pólusok számítógépes szimulációja	9	277
<i>Dr. Csurgay Árpád—Dr. Géher Károly—Dr. Házman István:</i> Helyzetkép a hálózatelmélet fő fejlődési irányairól	10	307	<i>Pálmai Lászlóné:</i> Integráltranszformációk gyors végrehajtása számítógépen	5	138
<i>Dalnoki Gábor—Walton Gusztáv:</i> Szigetelő alapú hibrid integrált áramkörök	10	346	<i>Dr. Pávó Imre:</i> Hálózatérzékenység meghatározása topológiai formulával	5	129
<i>Drasny József:</i> Számítógépek automatizált tervezése	7	193	<i>Pődör Bálint:</i> A diszlokációk hatása a germánium és szilícium elektromos tulajdonságaira	1	24
<i>Drasny József—Kovács Miklós—Mezey Gyula:</i> Nyomatási rajzok készítése a TAL—1 programmal	7	210	<i>Sebestyén Béla:</i> Programirányítású mérőkészülékek	4	107
<i>Dr. Flesch István—Dr. Ruppenthal Péter:</i> Programozható áramkörvizsgáló automata	10	302	<i>Simon Gyula:</i> Az oktatástechnika korszerűsítése a Budapesti Műszaki Egyetemen	4	123
<i>Dr. Géher Károly:</i> Számítógép programok katalógusa, 1971	8	243	<i>Dr. Simon Gyula:</i> Bipoláris tranzistoros erősítőfokozatok linearitási kérdései	9	283
<i>Dr. Gordos Géza—Sallai Gyula:</i> Hírányanyagok természetes és összetett jeleinek statisztikai tulajdonságai	9	257	<i>De. Simon Gyula—Pap László:</i> Maximális jelváltozási sebesség műveleti erősítőkben	12	365
<i>Dr. Házman István—Borsányi György:</i> Hangolt erősítők tervezése	3	65	<i>Solymos László:</i> Távközlő hálózatok gazdasági tervezése	11	321
<i>Heller Márta—Dr. Ferencz Csaba:</i> Megjegyzések a mesterséges holdak háromfrekvenciás Doppler-mérésének hibaelemzéséhez	4	118	<i>Dr. Solymosi János:</i> Veszteséges illesztő négy-pólusok tervezése	9	270
<i>Dr. Herendi Miklós:</i> Általános paraméterű LC szűrőket tervező program	11	338	<i>Szalai Mária:</i> Sorrendi áramkörök szekunder változóinak meghatározása számítógéppel	3	89
<i>Hennyey Zoltán:</i> A hullámparaméteres és üzemi paraméteres szűrőtervezés kapcsolata	1	1	<i>Szepesi Tamás—Guttermuth Miklós:</i> Lineáris aktív hálózatok topológiai analízise	2	56
			<i>Tarlac László:</i> Üzemi paraméteres sávszűrő-tervezés	8	225
			<i>Dr. Tarnayné Bártfai Éva—Dr. Varga András—Balogh Pál:</i> Digitális jelátvitel crossbar távbeszélőközpontban	10	295

Szám Oldal		Szám Oldal	
<i>Tóth Árpád</i> : Bináris- és Gauss-amplitúdóeloszlású álvéletlen zajgenerátorok, előnyei és alkalmazásuk	2 46	Technológiai fejlődés gyártmányokon bemutatva (Kovács György—Siminszky Fedor)	5 149
<i>Dr. Varga András—Horváth József</i> : A FACOM-R kisszámítógép rövid ismertetése	8 251	Technológiai fejlődés gyártmányokon bemutatva (Kovács György—Siminszky Fedor)	6 188
<i>Varga Sándor</i> : Tranzisztoros AB osztályú teljesítményerősítő-végfokozatok vizsgálata és néhány tervezési szempontja	3 92	Szakmérnöki szakok indítása	7 220
<i>Dr. Vágó István</i> : Tápvonalakból álló hálózat jellemző mátrixainak meghatározása	3 79	Munkamegosztással és szoros együttműködéssel nagyobb eredményesség eléréseért az elektronikus alkatrészek területén	8 242
<i>Veszely Gyula</i> : A résztartományok módszere bonyolult csőtápvonalak analizisére	12 379	Tudomány és technikatörténet	8 253
<i>Vida Dénes</i> : Roncsolásmentes töltőgáznyomás-mérés kész izzólámpákban	2 50	A Magyar Posta tájékoztatója	8 253
<i>Egyéb</i>		Szilárdtest alkatrész konferencia Japánban	8 253
A számítástechnikai központi fejlesztési kormányprogram	1 9	Budapest Főváros Nagydíját elnyert termékek a BNV '72-ön	8 254
IEC kiadványok	1 16	BNV '72-díjas termékek	8 254
III. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia	2 33	International Journal of Circuit Theory and Application	8 254
Könyvismertetés	2 45,61	Megalakult az Energiaipari Távközlés Munkabizottsága	8 254
ECR központ üzembehelyezése Várpalotán	2 55	Constronic'72 konferencia határozatai	8 255
Egyesületi Hírek	3 78	Dr. Kozma László 70 éves	10 289
Kiállítás	3 78	Technológiai fejlődés gyártmányokon bemutatva. Stúdió betéterősítők fejlődése (Kovács György—Siminszky Fedor)	10 315
Egyesületi Hírek	5 136	A szóbeli információ jelentősége (Búza Péter)	10 344
		Egyesületi hírek	11 330
		Pályázat	12 357
		Könyvismertetés	12 364
		Egyesületi hír	12 372

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 dikta 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 időszerűségét 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 körzeti 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 telítettnek 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].

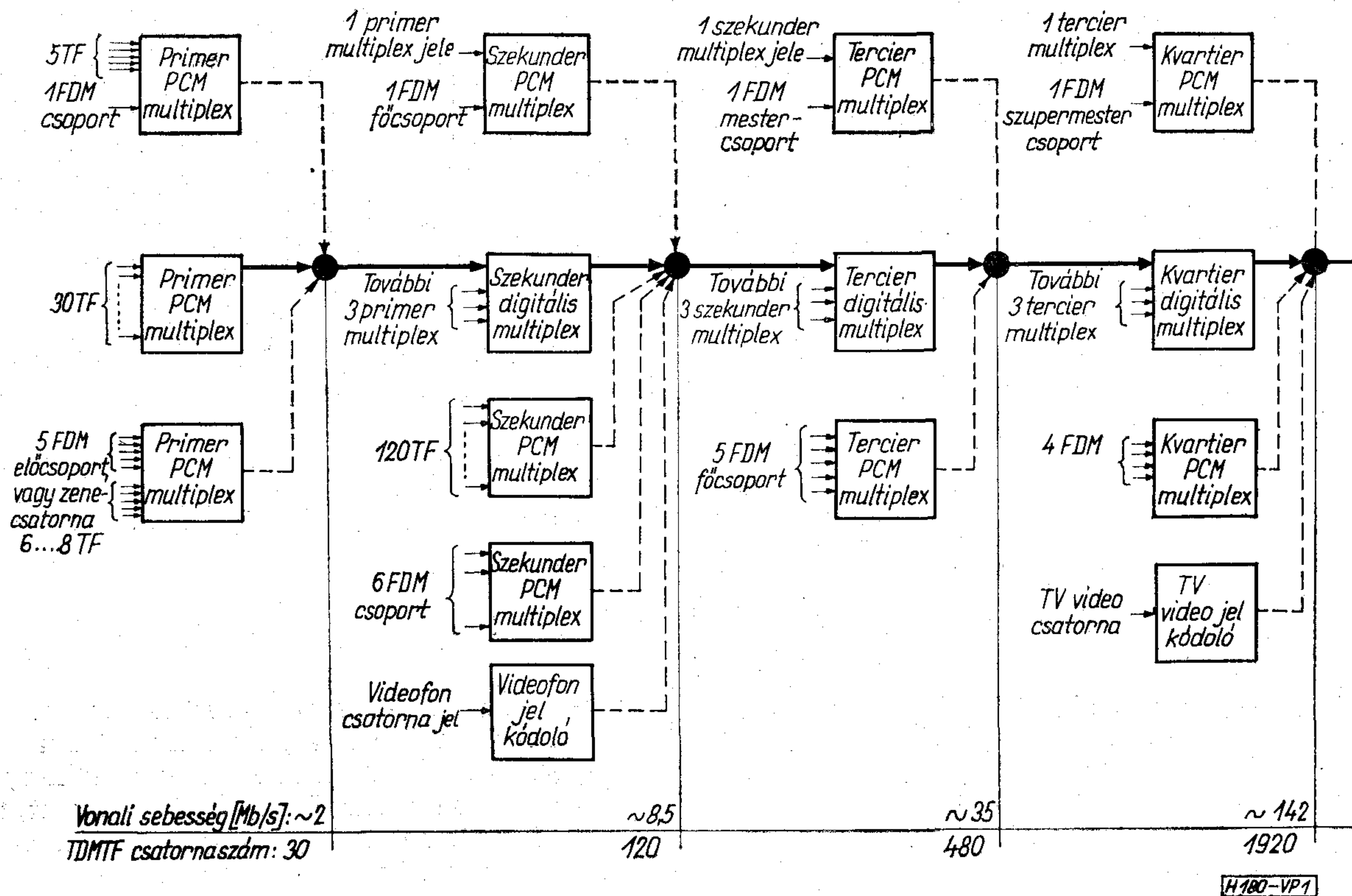
Ha a PCM felhasználási lehetőségeinek vizsgálata során túljutunk a PCM „klasszikus” alkalmazási területein, azonnal felmerül a PCM hierarchia második lépcsőjének, a szekunder multiplex rendszernek a létjogosultsága is. Ez más szóval azt jelenti, hogy meg kell teremtenünk azt a lehetőséget, hogy több 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 kábelben, 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 ismétlő regenerátorok frissítik fel. A regeneráláshoz szükséges órajeleket a felfrissítésre váró vonali jelből nyerjük ki [3]. Ezen művelet elvégzése közben arra is törekednünk kell, hogy az órajel jittere¹ 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 nyalábolva általában egynél több jel átvitelét tudjuk biztosítani. A PCM rendszer működésére jellemző elemi időtartamot, azaz a vonali sebesség reciprok 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 jelelemek hovatartozását

csak sorrendiség határozza meg, ezért az adóoldalon meghatározott hosszúságú keretszerkezetet kell létrehozunk. A keretszerkezet vételi oldalon történő felismerését a keretszinkronszó 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 nyalábolását 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 pleizokron² kapcsolatban levő digitális jel N

² 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 szorul, miközben a megfelelő jellemző időpillanatok által meghatározott fázisviszonyok tetszőleges módon változhatnak.

¹ A jitter elnevezés a digitális jelek névleges időbeli helyezéshez viszonyított statisztikailag kiegyenlített eltéréseire utal.

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 esetén³: 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 jelek⁴ 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 Δ 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

³ Az $A=87,6$ törvényt követő logaritmusos jellegű kompresszióról van szó.

⁴ 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 μ s, a keretszerkezet pedig 125 μ 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 transzlatórok. Így végeredményben 30 csatornarés áll rendelkezésünkre a hasznos információ átvitelére.

3. A szekunder digitális multiplex néhány alapvető kérdése

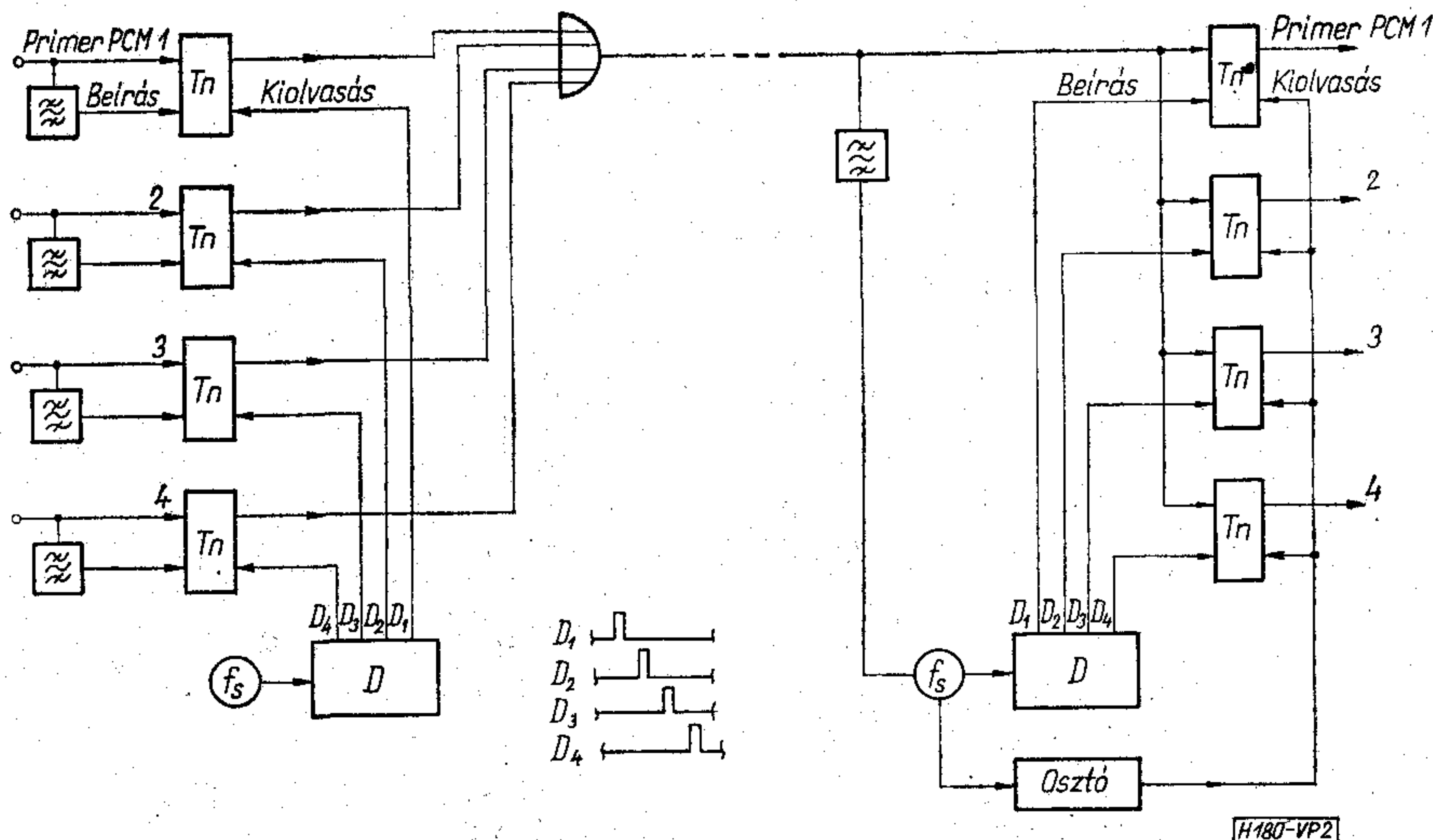
A digitális multiplex aszinkron jellegű működésével szemben az alábbi hármast követelményt kell érvényre juttatnunk:

- A nyalábolási eljárás tegyen 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 jelnek megfelelő sebességgel egy-egy T_n tárolóba írjuk be, majd a szekunder jelnek 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 $b_{Ai}, b_{Bi}, b_{Ci}, b_{Di}, b_{A(i+1)}, b_{B(i+1)}, b_{C(i+1)}, b_{D(i+1)}$ 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 $W_{Ai}, W_{Bi}, W_{Ci}, W_{Di}, W_{A(i+1)}, W_{B(i+1)}, W_{C(i+1)}, W_{D(i+1)}$ 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

$K_{Ai}, K_{Bi}, K_{Ci}, K_{Di}, K_{A(i+1)}, K_{B(i+1)}, K_{C(i+1)}, K_{D(i+1)} \dots$
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 szolgált, 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-jelet még további telefoncsatornákkal is multiplizálhatjuk. Az előbbi gondolatmenet elmondható a kép-telefoncsatornák 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 megállapítására nem látszik optimális megoldásnak, ha már az első szinkronszó-hiba esetén riasztási állapotra való kezdeményezés történik. Eredhet ez a szinkronhiba egyszerű bittévesztésből 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.

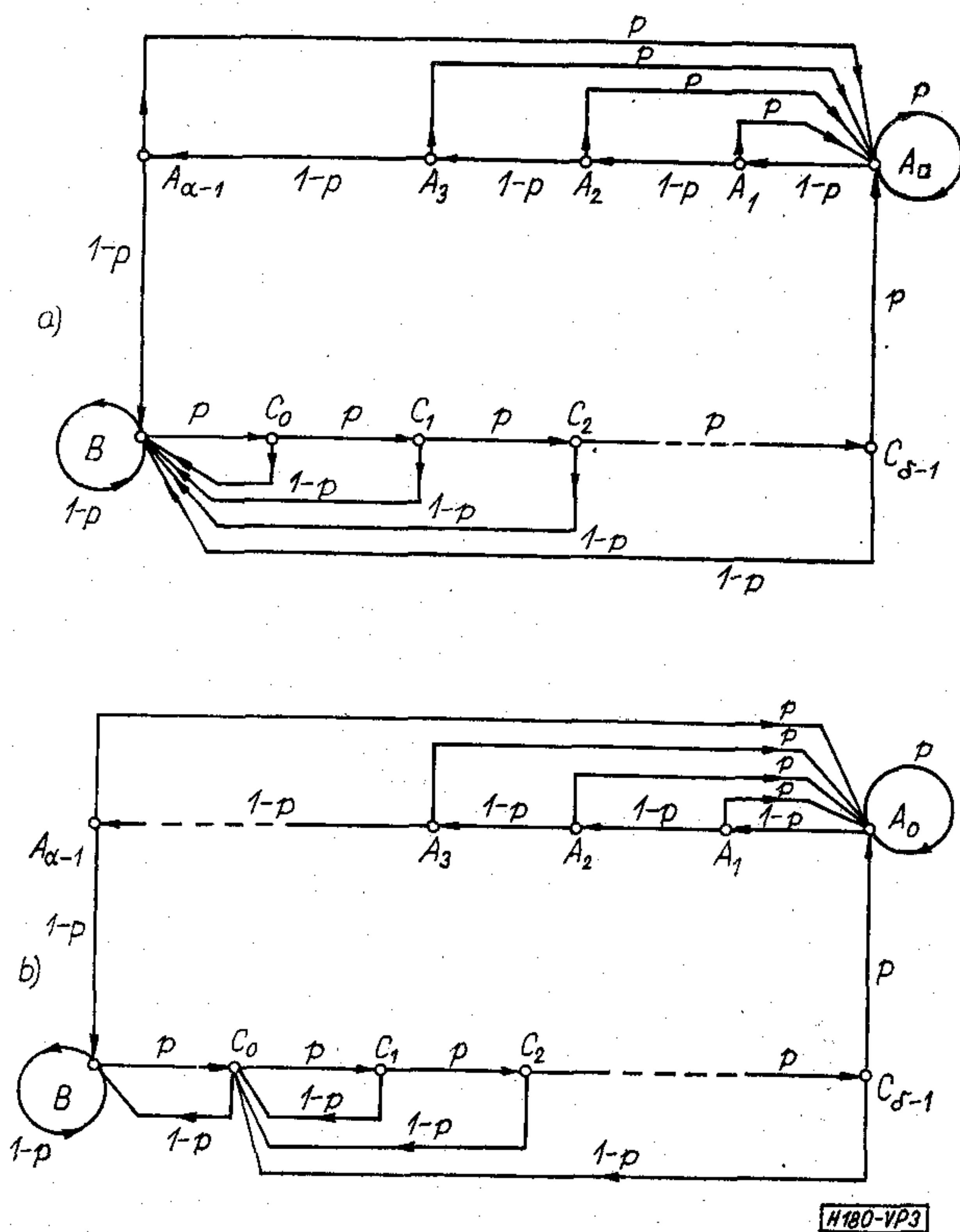
A gyakorlatban elterjedt megoldások szerint a keretfelismerést biztosító áramkör a szinkronhiba első jelentkezése esetén az előriasztási állapotot veszi fel, és csak α számú hibafelismerés után rendeli el a beérkező jelek továbbítását letiltó és a keretszerkezet felismerésének helyreállítására szolgáló „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 végigvonuló 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 sebességkiegyenlítésű 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



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

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 ismételen 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 gráfél 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 ítéli 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 állapotában 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 állapotokon is keresztül kell jutnia a rendszernek.

Ha az áramkör az A_i állapotok közül valamelyikben helyes szinkronszót talál, úgy a megfelelő visszacsatoló gráfél mentén ismét a kiindulási A_0 állapotba jut vissza anélkül, hogy a tényleges riasztásra kezdeményezés történt volna. Ha viszont α 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, $10^{-5} \dots 10^{-7}$ 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)

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 α és δ 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 üzemidő 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	(α)	4	3
A megtalált szinkronszóra megvizsgált keretek száma	(δ)	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 időmérést, 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 valósította 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

jellegbeli 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 sebességeltérések esetén a szabályos váltott ütem módosul, mégpedig az eltérés értelmének és abszolút értékének megfelelő rendszerint.

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 jeleket 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 átviendő információ.
- A pozitív–negatív stuffing rendszerű sebességkiegyenlítés esetén jelzés szükséges:
 - a) a stuffbeavatkozás tényéről,
 - 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 megszervezéséhez 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 — előre bocsátva 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 alapparaméterei

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.

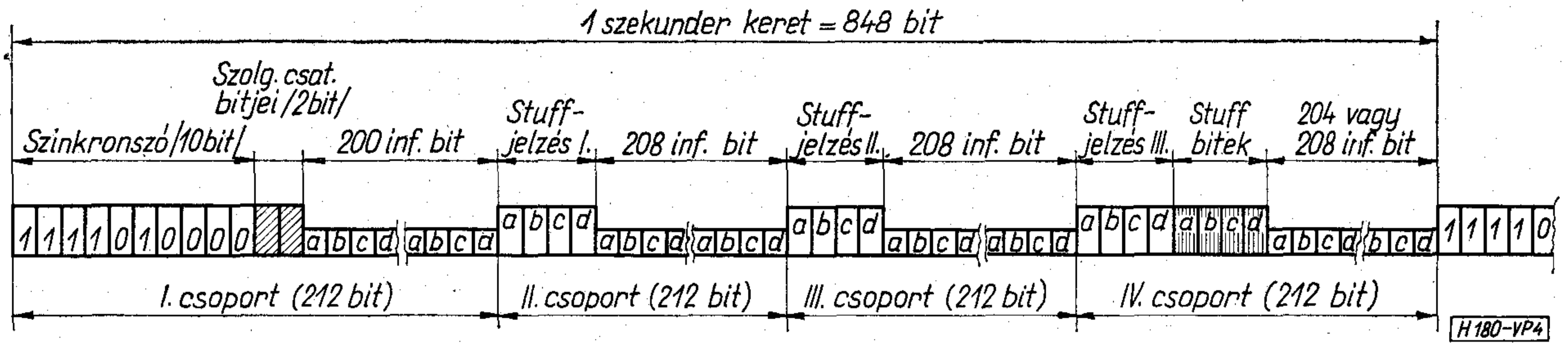
4. A szekunder digitális multiplex megvalósítása

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 stuffeljárással oldjuk meg. A második példában egy az előbbivel azonos sebességű, de a pozitív–negatív sebességkiegyenlítő eljárást alkalmazó rendszer ismertetésére térünk ki.

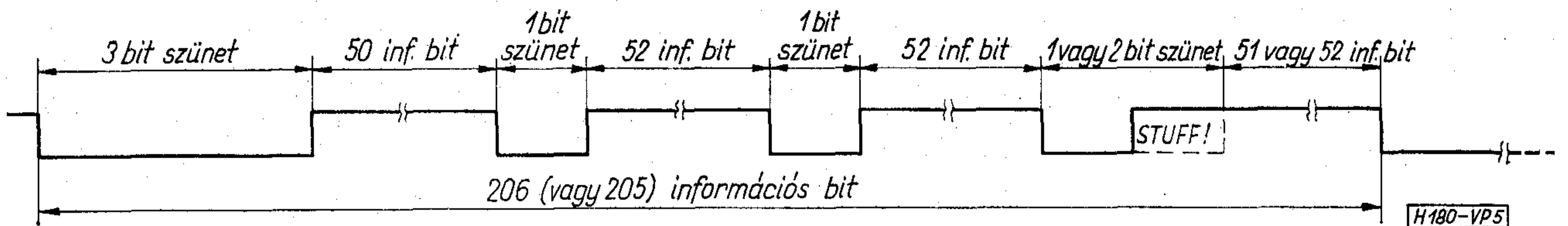
4.1 A pozitív stuffing-rendszert alkalmazó aszinkron szekunder digitális multiplex keretszerkezete és felépítése

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 bitje 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, egy bites 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-

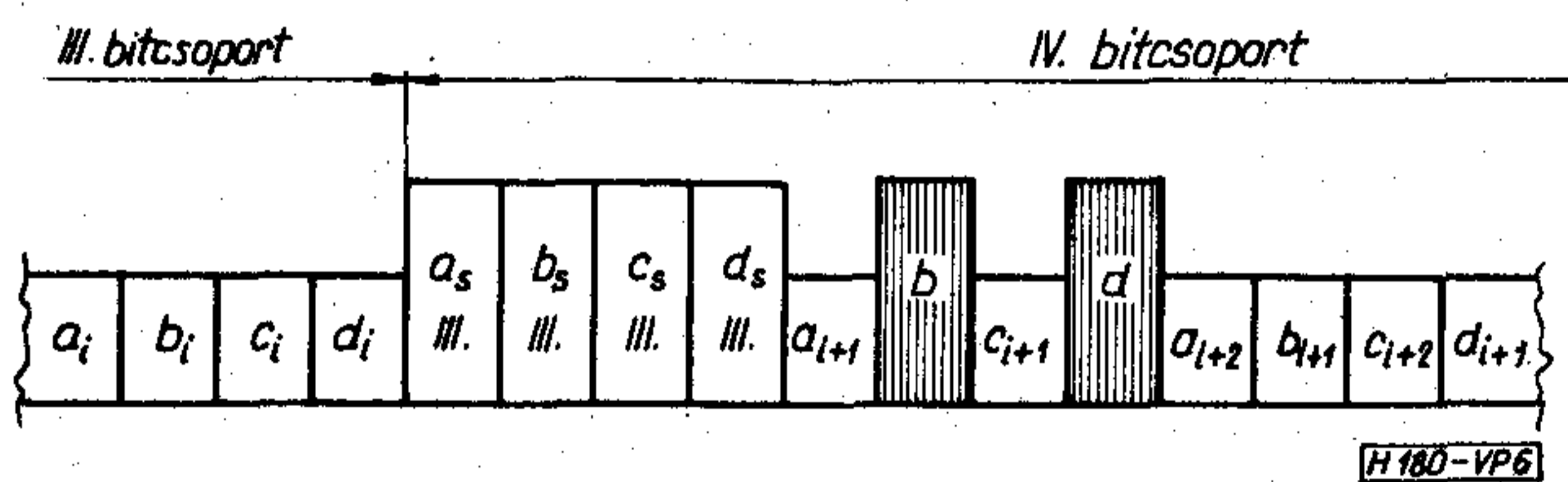


4. ábra. A szekunder digitális multiplex vonali jelének keretszerkezete pozitív értelmű stuffing alkalmazása és négy, 2,048 Mb/s vonali sebességű primer jel nyalábolása esetén



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

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 stuffingbeavatkozás, a b és d primer jelek esetében viszont történt

Ez azt jelenti, hogy a szekunder keretszerkezet fenntartását szolgáló jelek (keretszinkronszó szolgáló bitjei, stuffingjelző 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 stuffingjelzés a stuffingbeavatkozás előtti szekunder keretben a szekunder keret megfelelő stuffingjelző biteinek felhasználásával történik meg.

A stuffingbeavatkozást elrendelő jelzés: 1 1 1.

A stuffingbeavatkozást tiltó jelzés: 0 0 0.

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

A keretszinkronszó 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.

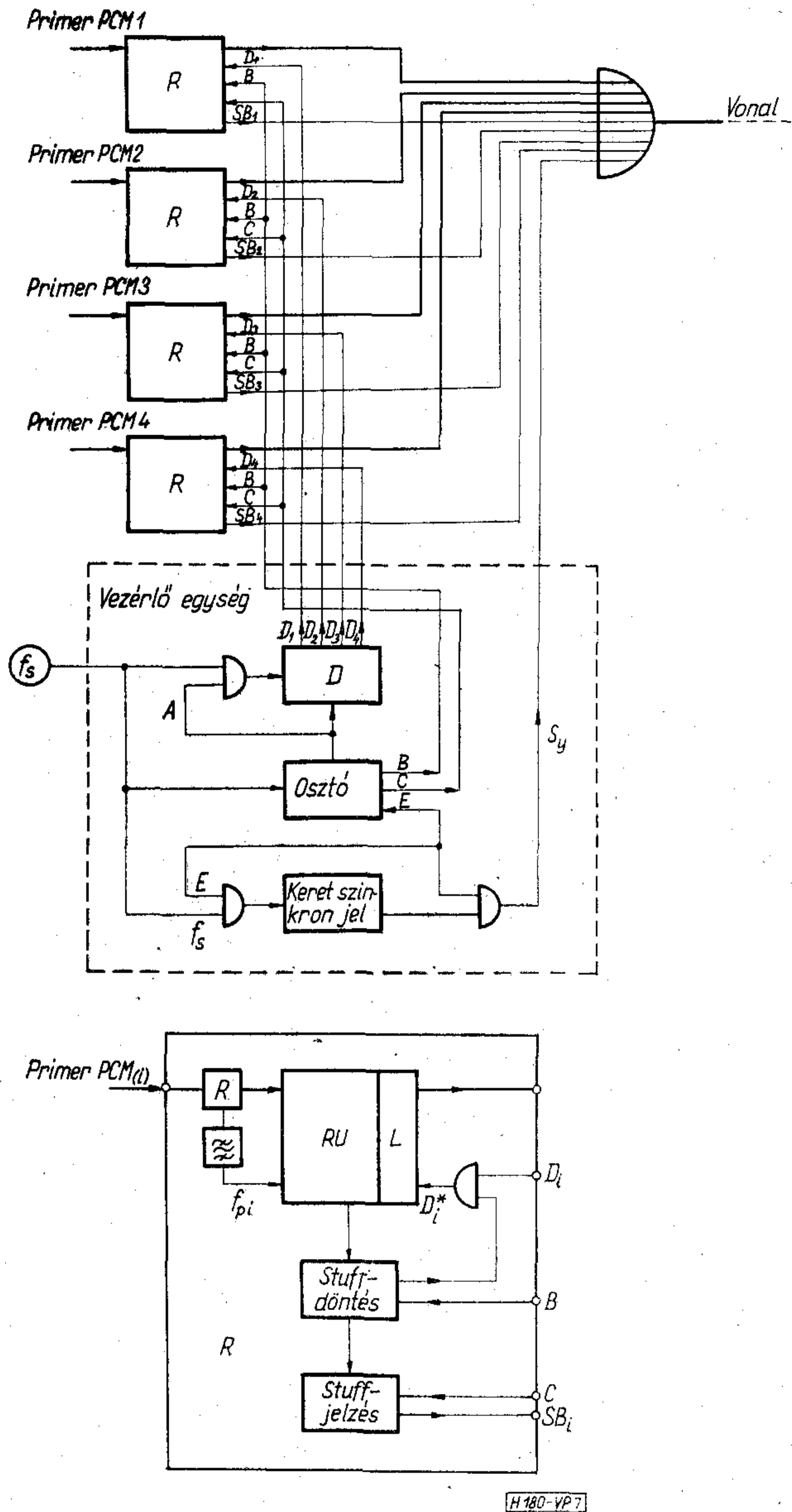
A szekunder digitális multiplex rendszer aszinkron jellegű működésének alapját az RU rugalmas tárolók biztosítják mind az adó-, mind a vevőoldalon. A kapcsolási elrendezésekben levő egyes jelformákat a 9. ábrán láthatjuk.

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 stuffingbeavatkozás útján látják el a sebességki-egyenlítési 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 stuffingjelzésre is ez az áramkör tesz kezdeményezést.

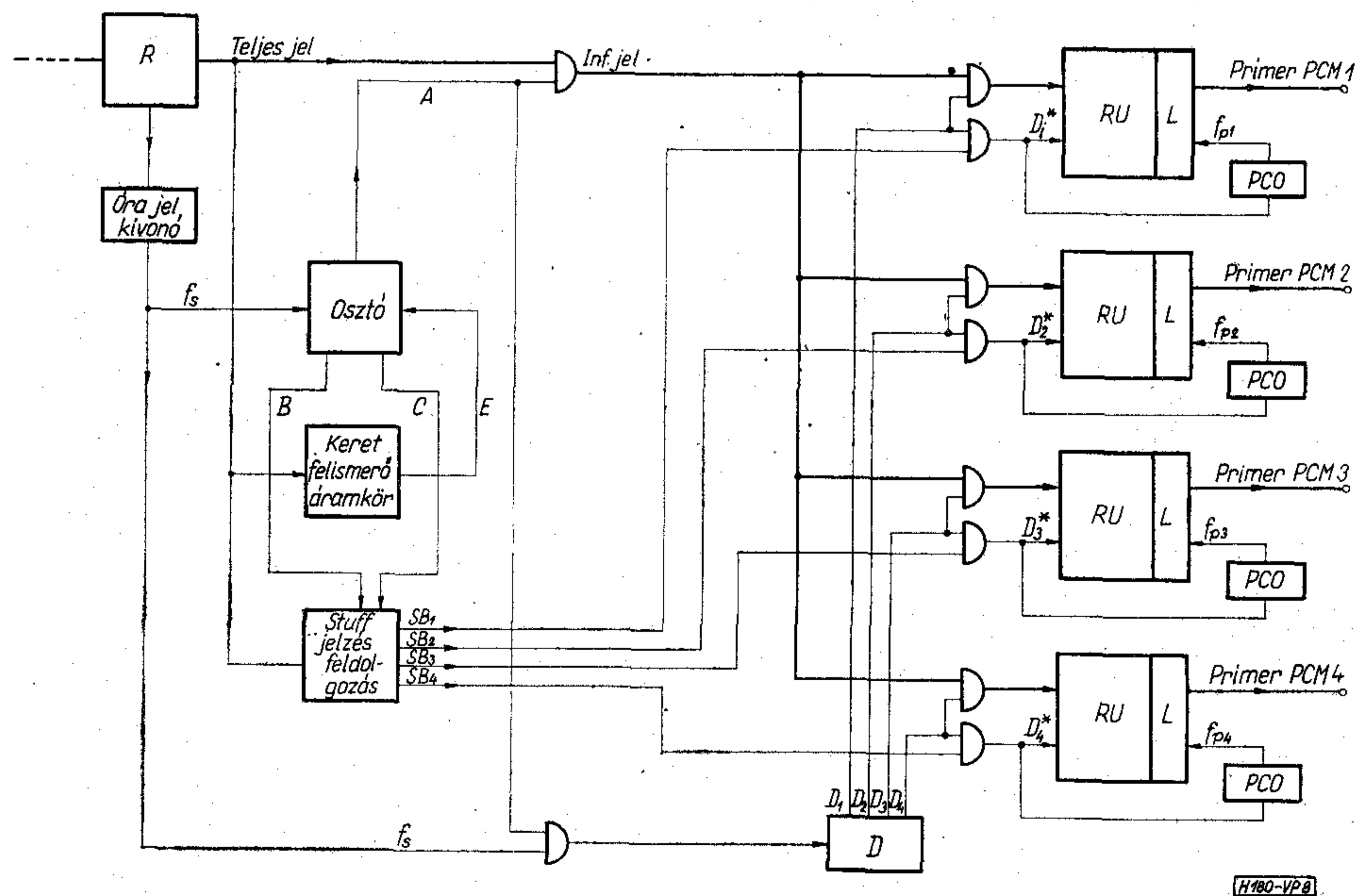
A 9. ábrán látható jelformák közül az A jelsorozat az illesztési feladatok biztosítására hivatott, a B



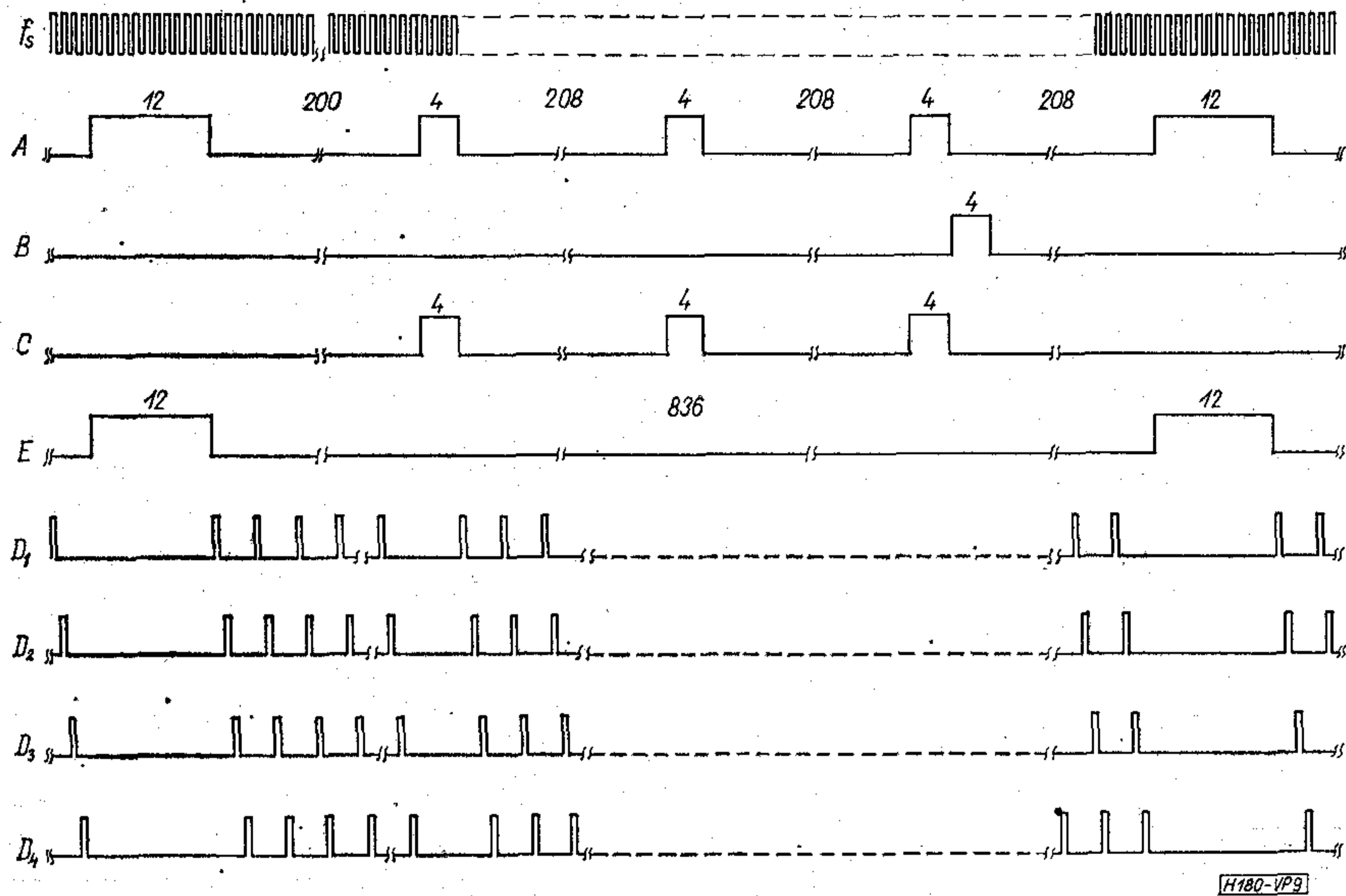
impulzussorozat a lehetséges stuffbeavatkozási időpillanatokot jelöli ki, a C jelsorozat a stuffjelzés bitjeinek megfelelő időpontokat szabja meg, az E impulzussorozat a szekunder keretszerkezet szinkronszavaknak megfelelő bithelyeit határozza meg és végezetül a D_i impulzusok a kiolvasási időpontokat 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 információvezetés ne következhesse be.

A vevőoldalon végeredményben az elmondottak fordítottja játszódik le. A vevőoldali rugalmas tárolóba ugyanis D_i jelek szerint demultiplikatált információ 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-

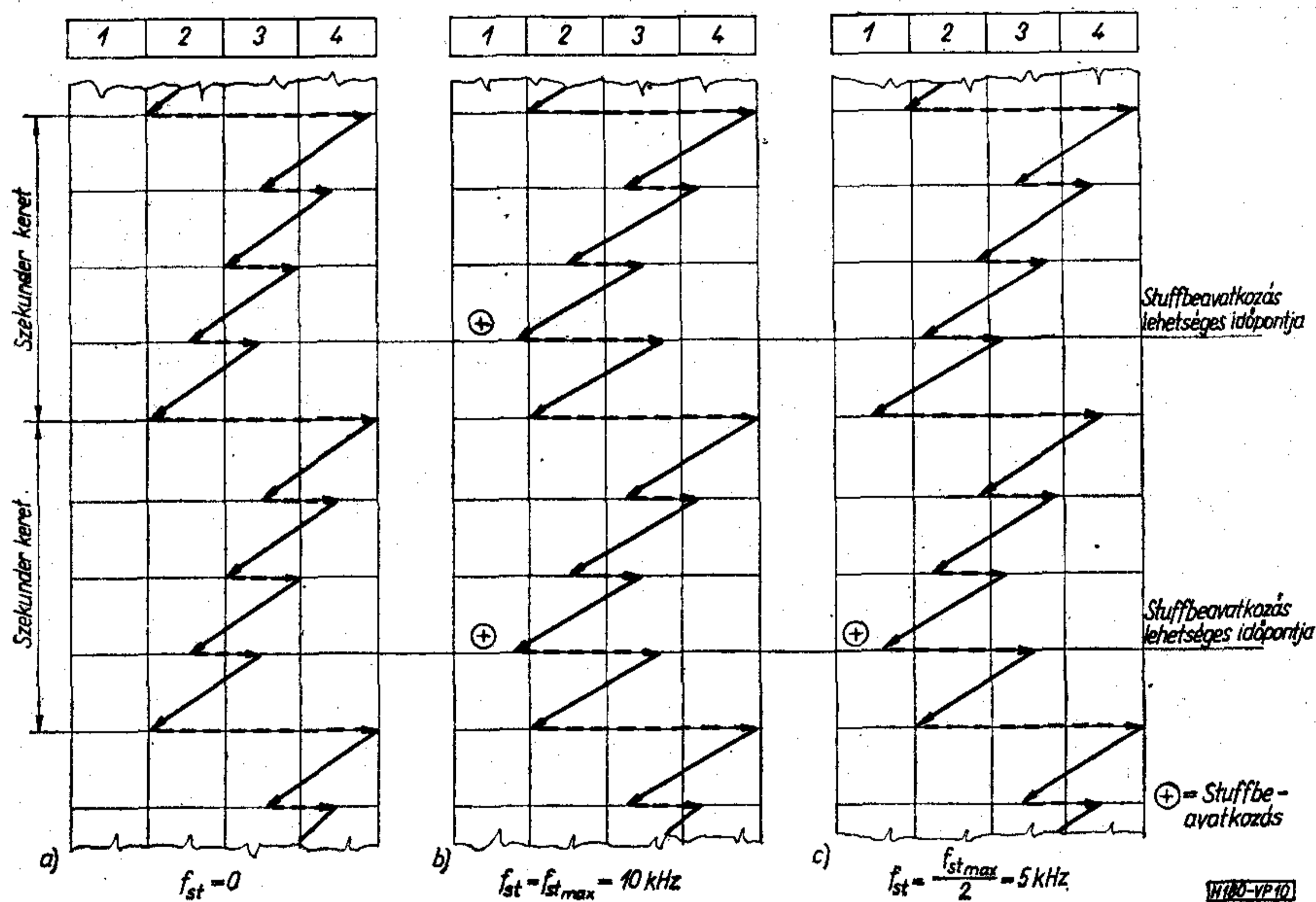
7. ábra. A szekunder digitális multiplex adóoldali elrendezése (a primer forrásokból származó jelek útját vastag vonallal ábrázoljuk)



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 jelalak 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 impulzussorozathoz átlagképzés útján állítjuk elő a tároló kiolvasó jelét.

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

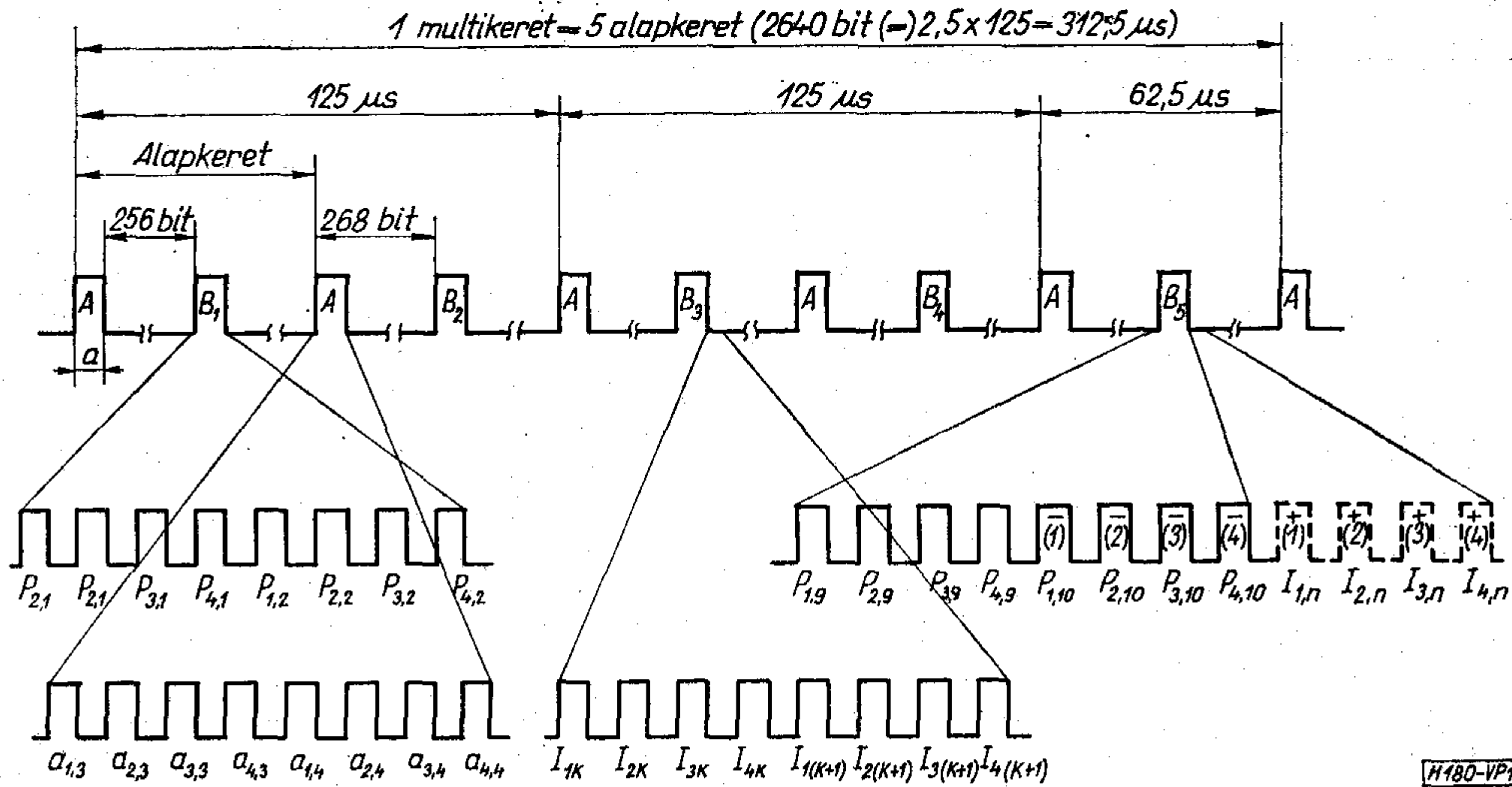
megfelelő rend szerinti módosítását tüntetjük fel három esetben, azaz amikor

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

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 időrészt (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 ($t_{r,max} \leq 0,5$ 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:

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

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 multikeretbeli 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,

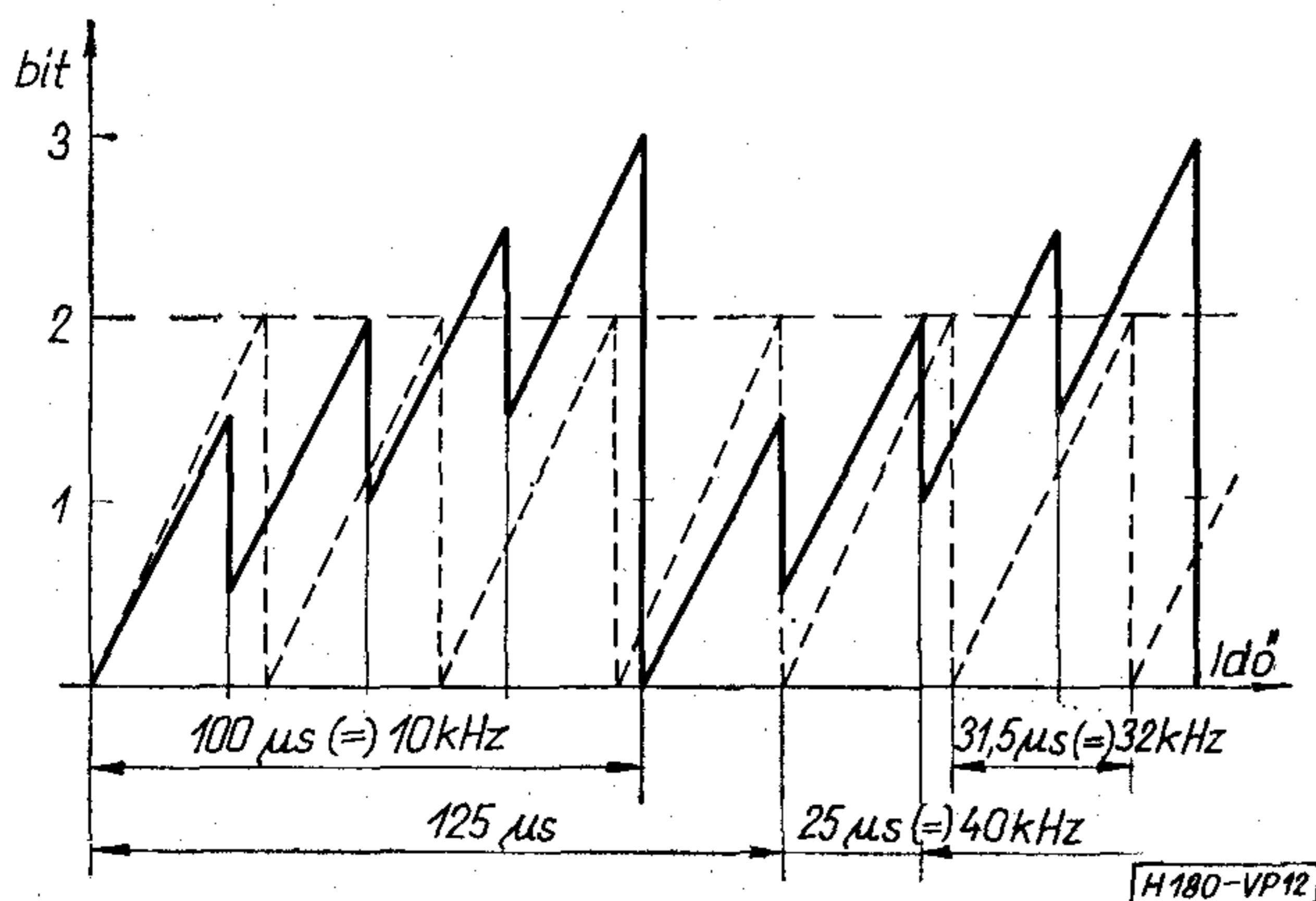
5. A szekunder digitális multiplex rendszereken átvitt jelekben jelentkező szisztematikus jitter

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:

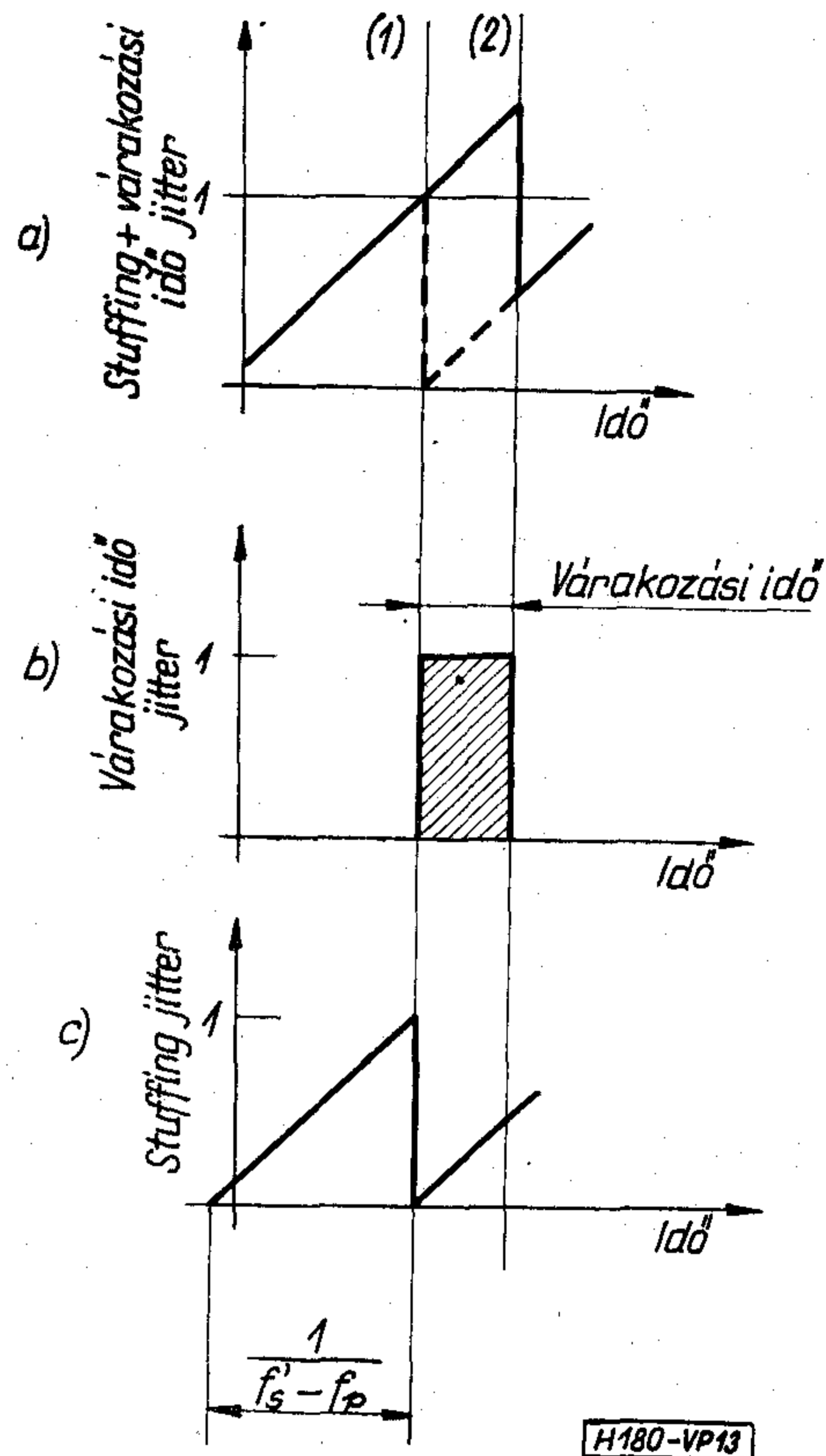
- a) signaling jitter, amely a primer csoportoknak a szekunder keretszerkezethez való illesztését tükrözi,
- b) stuffing jitter, amely a stuffbeavatkozások következtében áll elő,
- c) várakozási idő jitter, amely azért jön létre, mert a stuffbeavatkozás lehetséges és kívánatos időpillanatai általában 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 $\bar{f}_{st} = 0$. 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. Némi 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 első sorban 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] Sillay 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] Brugia, 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] Brugia, 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] Shaaji 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 Murata: TDM—PCM and FDM—PCM Terminal Equipment for PCM—16 M System. Review of the Electrical Communication Laboratory, 1969. május—június.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A Wang Lab. cég számítógépeit már több ízben ismertettük lapunkban. Most a cégnek a katalógusai és tájékoztatása alapján írunk termékeikről. A cég állítása szerint ma a világon a legnagyobb típusválasztékkal rendelkezik kis asztali számítógépek terén. Négy sorozata van: 100-as, 500/520-as, 600-as és 700/720-as. A 100-as lényegében csak számológép, de e minőségében igen sokoldalú. A többiek programozhatók és gazdag periféria állománnyal rendelkeznek. A 700/720-as típust, mely a legnagyobb, f. évi 4. számunkban ismertettük. Ehhez a géphez a következő perifériák kaphatók: írógép 3-féle kivitelben, adatbeviteli csatoló, ferrit memória, kazettás szalagmemória, lemeztároló, rajzgép, lyukszalag- és kártyaolvasó, gyors sornyomtató, szatellit billentyűzet.

Az 500/520 és a 600 család típusai igen hasonlítanak egymásra. A 600-as az 500/520 továbbfejlesztett változata. Az 500/520 családnak 21, a 600-nak 12 változata van. Ezen gépnek maximális kiépítésben 231 programozható számregisztere van, mely 1848 lépést képes tárolni. E gépekhez lényegében hasonló perifériák állnak rendelkezésre, mint a 700/720-as típusokhoz.

A Wang gépek műveleti és manipulációs lépésenként programozhatók, programozási technikájuk kissé bonyolultabb, mint más gépeké, de ezzel szemben kevesebb adatkezelést kell végezni a számítás során és olyan programozási trükkök is megvalósíthatók, melyekkel a számítások leegyszerűsíthetők. Minden számregiszterben az alapműveletek elvégezhetők, sőt a két munkaregiszterben ezeket címezni sem kell. Szubrutinok közvetlenül hívhatók és 5 szinten programozhatók, azaz a szubrutinokban újabb szubrutinok hívhatók. Feltétlen és fel-

tételes ugrások, hurkok képezhetők. A gép belső memóriakapacitását meghaladó hosszúságú programokat mágnesszalagról szakaszonként lehet lehívni, így akár 16 000 lépéses program is számolható. A kiírásnál az egyes sorok betűjelzésekkel láthatók el. A gépek kézikönyvei a programozástechnikát igen világosan és jól rendszerezve tárgyalják, ez rövid idő alatt elsajátítható.

A Wang gépek híradástechnikai számítások céljaira is igen alkalmasak, bár gyári program könyvtárban csak 4 kifejezetten híradástechnikai program található.

A Wang cég 3300 típus jelzéssel egy time—sharing rendszerű központi egységet is gyárt 65-b ferritmagos központi memóriával, melyhez 16 távgépíró csatlakoztatható és a gép BASIC és FORTRAN II-ben programozható.

A Wang cég gépeihez csatoló és analóg digitális átalakító beiktatásával számos analóg és digitális elektronikus műszer kapcsolható, köztük egy analóg számítógép is. (Wang katalógusok.)

Átviteltechnikai berendezések gyártásánál és üzemben tartásánál előtérbe nyomul az automatikus vizsgáló berendezések alkalmazása. Megbízhatóbban, gyorsabban dolgoznak a hagyományos méréseknél, kisebb szakértelmet kívánnak, a mért eredményeket rögzítik és adott esetben még számítógépekkel fel is dolgozzák. Az NSZK-ban a Wandel és Goltermann, valamint a Siemens cégek gyártottak különféle elveken alapuló rendkívül szigorú követelményeket kielégítő változtatható felépítésű berendezéseket. (Fernmelde Praxis 1972 Nr. 6) Ref.: dr. S. J.

(Folytatás a 62. oldalon)

Távbeszélő központ-technika általánosítása

ETO_621.395.3:621.395.727

Távbeszélő központok rendszerezésének egyik legismertebb módszere a kapcsoló utak elrendezése szerinti osztályozás. Hasonlóan az átviteltechnikához, a kapcsolástechnikában is ismertek tér-, idő- és frekvenciaosztásos rendszerben működő központok. Távbeszélő központoknál a klasszikus és legelterjedtebb módszer mind ez ideig a térosztás alkalmazása. A nagysebességű kapcsolóáramkörök és a PCM technika terjedésével egyre inkább tért hódít az időosztás. A frekvenciaosztás alkalmazása már a laboratóriumi kísérletek állapotában gazdaságossági okokból megrekedt.

Régóta felismert probléma, hogy a kapcsolástechnika és azon belül a távbeszélő központtechnika nem rendelkezik olyan leírási módszerrel, mely a különböző típusú és felhasználási területű központok általános tárgyalását tenné lehetővé. Ennek a hiányosságnak megvannak a maga elfogadható indokai.

Egy szolgáltatás biztosítása sohasem az összeköttetés egyes műszaki egységeinek a feladata, annak teljesítéséhez minden esetben több egység összműködése szükséges. Az átviteltechnika rendszerezési, leírási módját úgy alakította ki, hogy az adott úton áthaladó információ tartalmát, irányát, végső célját nem vizsgálja, mivel ezek berendezéseinek helyes működésében nem játszanak szerepet. Megtehetné a kapcsolástechnika is, hogy csak a kapcsolat és a hívások szétosztásának törvényszerűségeit szimbolizálja. Ezesetben azonban a hálózat szolgáltatásai, azok technikai teljesítésének leírására külön ágazatot, a hálózat rendszertechnikáját, vezérléstechnikáját kellene életre hívni. Az egységes (integrált) hálózatok vizsgálatánál ennek az ágazatnak a léte már szükségszerű lesz, egyelőre azonban a hálózat vezérléstechnikája még a központtechnika részét és feladatát képezi. Így a kapcsolástechnikai leírási módot terheli a hálózat valamennyi — és számában egyre növekvő — speciális szolgáltatásának leírása is. A következőkben a távbeszélő hálózat szolgáltatási kielégítésének egy olyan leírási módját keressük, mely független a berendezések típusától, technikai kialakításától.

Annak érdekében, hogy a kapcsolástechnika ismert megoldási formáit összehasonlíthassuk, mindenekelőtt az szükséges, hogy rendelkezünk egy általános központ legfőbb funkcionális feladataival, illetve egy tetszés szerinti rendszerben felépített központ működési folyamatábrájával.

1. Távbeszélő összeköttetés felépítésének általánosított folyamatábrája

Egy távbeszélő összeköttetés felépítéséhez a kapcsoló központ, az előfizetői készülékek és az előbbieket összekötő hálózat együttműködtetése szükséges. Az információtovábbítás folyamatában számunkra azok a lépések bírnak jelentőséggel, melyek a folyamat kedvező befejezése irányába hatnak. A folyamatára időben egymásután következő események kapcsolatainak ábrázolási módja. Az események alatt jelen esetben „mozzanatot” értünk. Az események egyik része van — nincs formában vizsgálható. Ezeket a következőkben a folyamat passzív mozzanatainak nevezzük. Passzívnak tekinthető a kapcsolat felépítésében az a „mozzanat”, hogy az előfizetői vonal nem szakadt. Aktív minden olyan mozzanat, amely a művelet sorrendjét megváltoztathatja, vagyis logikai műveletnek tekinthető. Ebből a szempontból egy összeköttetés felépítését az előfizető és a központba beépített automatika befolyásolhatja csak, hiszen logikai műveletekre ez a két egység képes*.

A következőkben feladatunknak tűzzük ki egy olyan programvázlat összeállítását távbeszélő összeköttetés felépítésére, mely

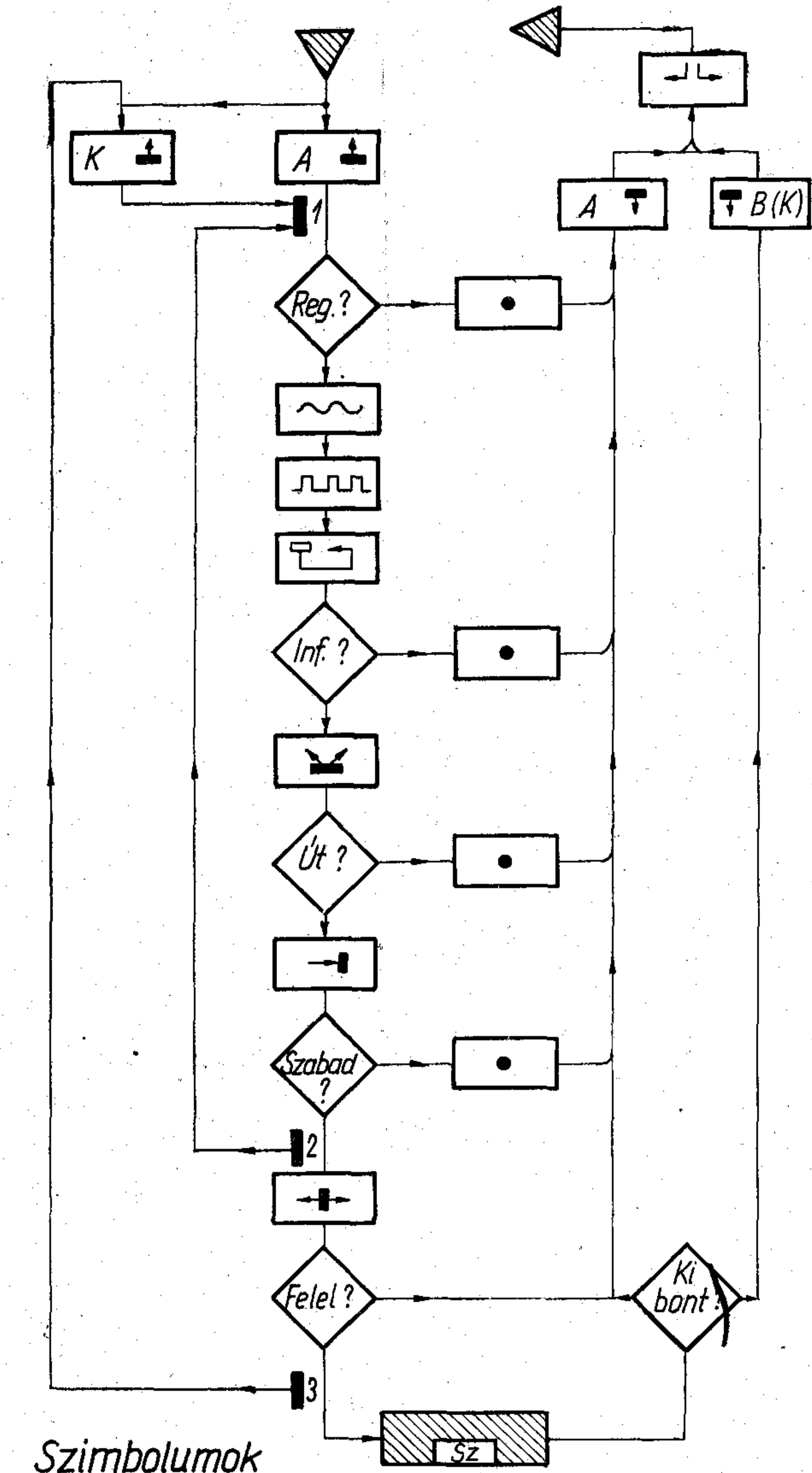
- a) rendszerfüggetlen;
- b) a hálózat bármely síkján elhelyezkedő központ működése a programba beiktatható, meghatározott ciklusismétlésekkel.

Annak érdekében, hogy minél egyszerűbb és áttekinthetőbb blokkvázlatot nyerjünk és a program valóban tetszőleges központtípus működési folyamatát tükrözze, bizonyos egyszerűsítéseket vezetünk be.

1. *Feltételezzük, hogy az előfizető a kapcsolat felépítésétől kezdve következetes, tehát amíg döntésének megváltoztatásához valamilyen visszajelzést nem kap, törekszik az igényelt összeköttetés felépítésére és fenntartására.* Ezzel elkerülhetők olyan visszacsatolások a programba, melyek arra utalnának, hogy a hívó a kapcsolat felépítésének valamelyik fázisában meggondolja magát és visszateszi kézi-beszélőjét (korai bontás).

2. *Nem tartalmazza a program a hibafolyamatokat.* Feltétel tehát, hogy a készülék, a hálózat és a központ minden, az összeköttetés felépítéséhez szükséges eleme megfelelő minőségű az összeköttetés idejében. Miután feltételeztük az elemek hibamentességét,

* Vizsgálatunk nem terjed ki azokra a belső automatizmusokra, melyek a minőségellenőrzést és annak fenntartását szolgálják. (Korrektorok, alapáramkörök, csillapításvezérlők stb.)



Szimbolumok

- | | |
|--------------------------------------|---|
| Híváskezdeményezés | Csengetés |
| Bontásjel | Beszélgetés (számlálás) |
| Foglaltság (torlódás) | Alapraállítás (bontás) |
| Készleteli jel | A,B Hívó és hívott előfizető |
| Címzés (száminformáció) | K Kezelő (alközponti, helyközi, felügyeleti stb.) |
| Információ feldolgozás | A program alternatívák után folytatódik |
| Irányválasztás | |
| Foglaltságvizsgálat (választás vége) | |

H150-KK1

1. ábra. Általános távbeszélő-összeköttetés létesítésének folyamat ábrája

ezzel együtt jár, hogy fenntartó személyzet beavatkozásának ábrázolását is kizártuk első lépésben a programból. Nem tekintjük hibának és ábrázoljuk a folyamat ábrán a foglaltságból eredő visszacsatolást.

Egy távbeszélő összeköttetés felépítésénél az elvégzendő logikai műveletek mindig zárt ciklust képeznek, hiszen az alapraállítás (stop) feltétele az új híváskezdeményezésnek (start). A folyamatábrán (1. ábra) az alapvető logikai lépések ábrázolására szimbólumokat vezettünk be. Ha az előző művelet

eredményeképpen a program különbözőképpen folytatódhat, rombusz alakú tömböt rajzoltunk. Ezek az igen-nem döntések sorrendben a következők:

- Rendelkezésre áll szabad regiszter?
- A vett információ elegendő és értékelhető?
- A központ be- és kimeneti pontja között van szabad út?
- A hívott szabad?
- A hívott felel?
- Kezdeményez-e a hívó, vagy a hívott bontást?

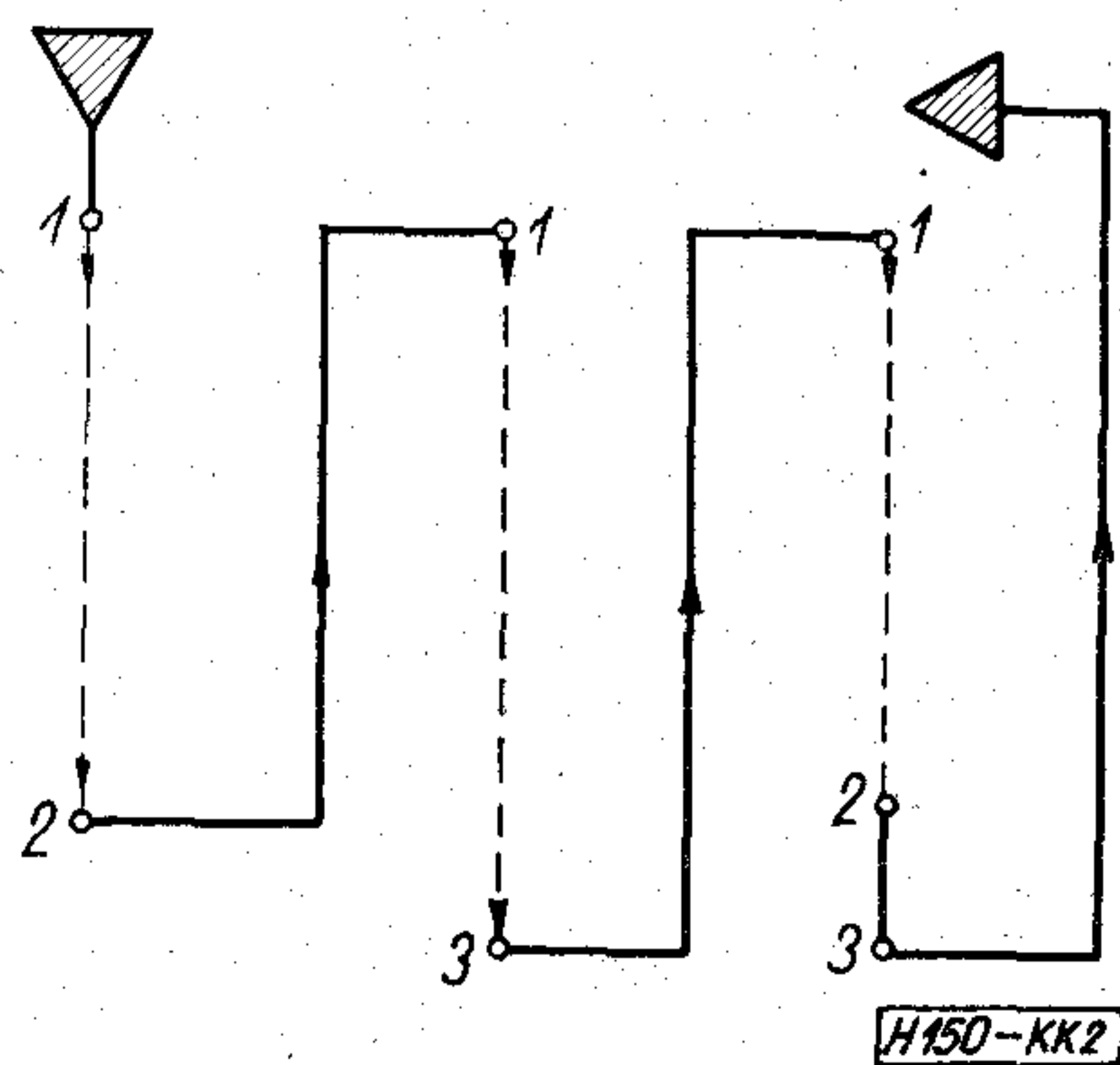
A következőkben belátható, hogy a bemutatott program tetszőleges távbeszélő összeköttetés felépítésére alkalmazható a következő megjegyzésekkel:

- Kezelő (helyi, alközponti, vagy helyközi) közreműködése esetén ciklusismétlés alkalmazandó a 3-tól az 1-re;
- automata központok közötti együttműködés-kor ciklusismétlés szükséges a 2-től az 1-re.

Ugyancsak belátható, hogy a program rendszerfüggetlen, hiszen tér- vagy időosztásos, esetleg másrendszerű központnál is ugyanezen műveletek szükségesek egy kapcsolat felépítéséhez.

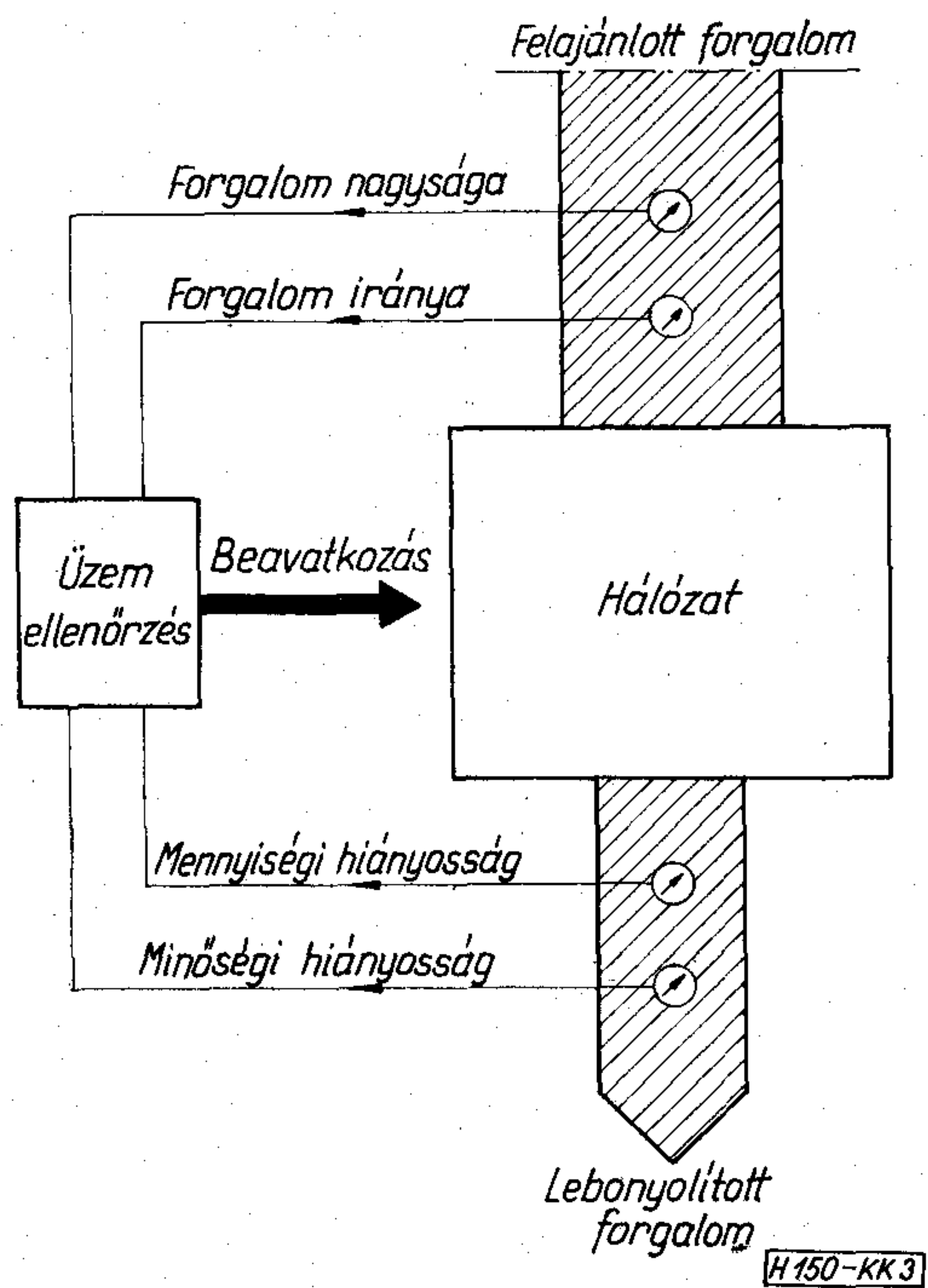
A folyamatábrára tehát a hálózat bármely síkjában kezdeményezett, illetve végződő hívás folyamatának ábrázolására alkalmas. Megjegyezzük, hogy a hívás felépítésében részt vevő központok, illetve az azokban lejátszódó folyamatok nem választhatók szét a folyamatábrán. Mivel egy összeköttetés felépítése közben a program egyes szakaszai többször ismétlődhetnek, a ciklusismétléseket külön is jelezni kell.

Vegyünk példának egy a helyi hálózatokban gyakran előforduló hívásfajtát. Egy alközponti mellékállomás a híváskezdeményező, a hívott pedig az ugyanazon főközpont-hoz csatlakozó másik alközpont mellékállomása. Az alközponti beválasztás, mint szolgáltatás még nincs bevezetve, tehát a bejövő alközponti hívások kezelőhöz futnak be (2. ábra). A hívás kétszeres ciklusismétléssel épül fel. A ciklus egyszer lefut 1-től 2-ig az alközpontban. Ezután ciklusismétlés következik 2-ről az 1-re és a hívó betárcsáz a főközponti regiszterbe. A főközpontban a ciklus lefut 3-ig, az alközponti kezelő jelentkezik, majd 3-ból az 1-re ciklusismétléssel a hívást a kívánt mellékállomásra irányítja. A beszélgetés végén a program alapállásig fut le.

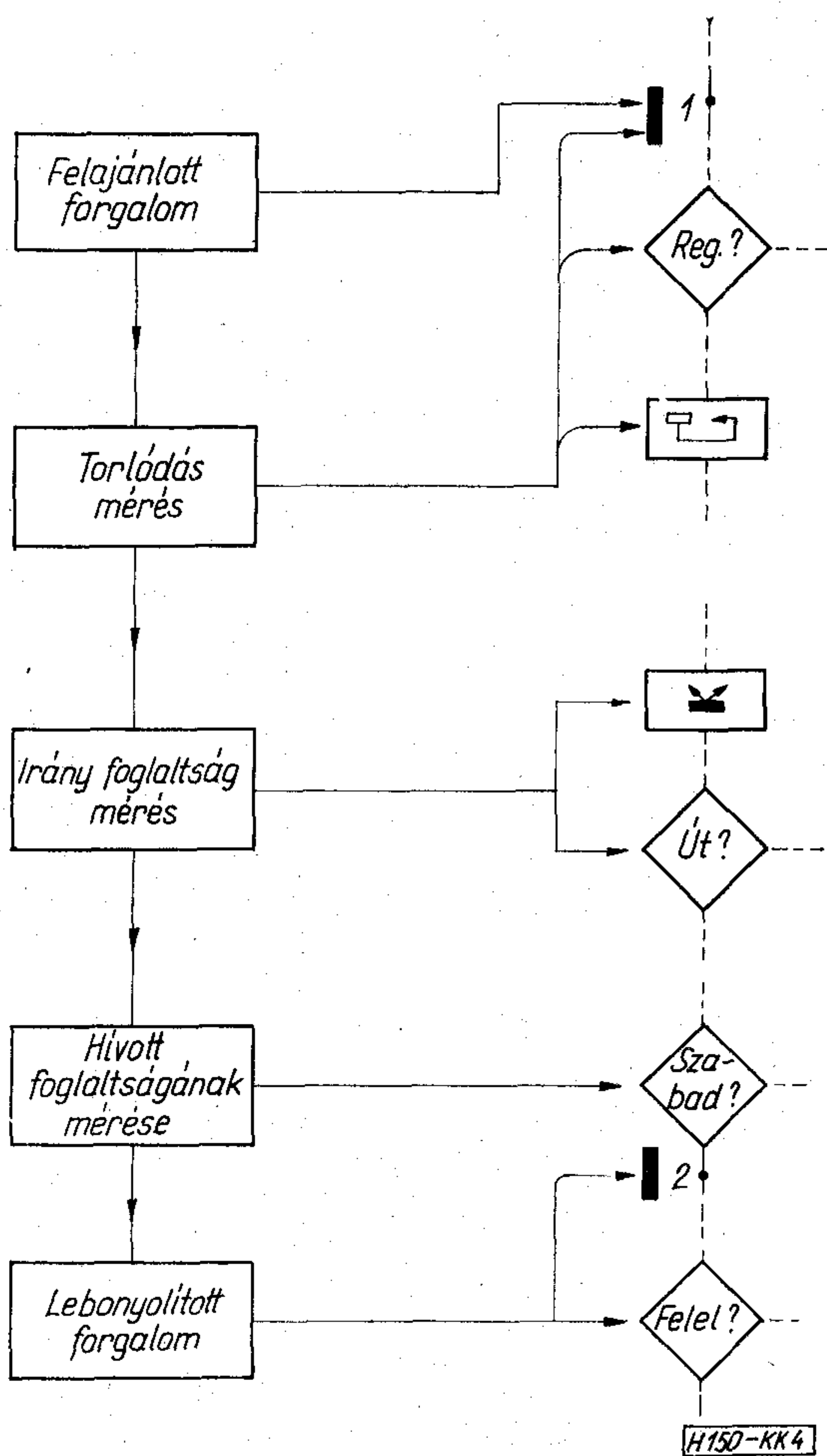


H150-KK2

2. ábra. Ciklusismétléssel felépített hívás



3. ábra. Távbeszélő-hálózat, mint szabályzott rendszer



4. ábra. Forgalmemérés kapcsolata a folyamatábrával

A fejezetben tárgyalt programvázlat készítésénél egyszerűsítő feltételként szabtuk meg, hogy az előfizető viselkedését és a hiba lehetőségét a programból kizárjuk. Egy összeköttetés felépítésénél, illetve a kapcsolóközpont megtervezésénél ezeket a tényezőket is figyelembe kell venni. Tulajdonképpen az előfizető viselkedése, valamint a távbeszélő hálózatban jelentkező hibák és azok elhárítása változtatja át a központ nyílt hatásvázlatú vezérlési rendszerét az egész hálózatra kiterjedő zárt hatásvázlatú (3. ábra) szabályozott rendszerre. Mind az előfizető viselkedésére, mind a fenntartás rendszerére külön program készítenőd, mely összefonódva az alapprogrammal minden esetben biztosítja az alapraállítást, vagy a hiba önműködő elhárítását (pl. blokkolás), vagy annak kijelzését manuális beavatkozás érdekében.

Viszonylag egyszerűen azonosíthatók az általános folyamatábrán azok az indikálási pontok, ahonnan a forgalomra és lebonyolításának mértékére információkat nyerhetünk (4. ábra). A felajánlott forgalom az előfizetői fokozat bemenetén mérhető. Torlódás mérést a bemeneten, a tárolóknál — vagy összekötő áramköröknél — és a vezérlőben célszerű végezni. Irányfoglaltság lehet a kapcsolófokozatok között vagy a kimenő nyaláboknál. A lebonyolított forgalmat a beszélgetést eredményező kapcsolások száma adja. Egy központ szempontjából lebonyolított forgalomnak tekinthetjük azon hívásokat, melyek a 2. pontot elérik és utána ciklusismétléssel más központban folytatódnak.

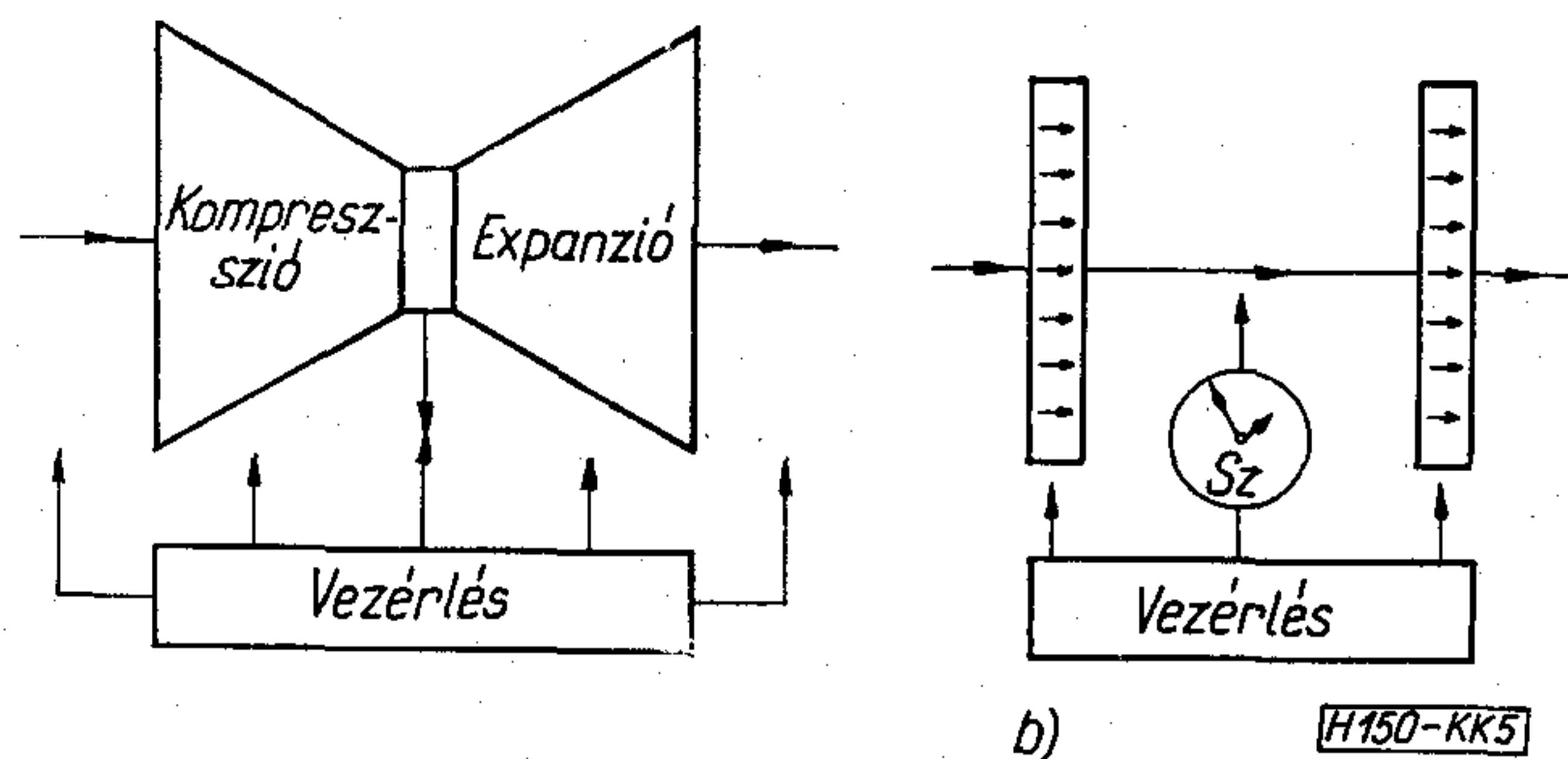
A folyamatábra 1. és 2-vel jelölt pontjai forgalom-mérés szempontjából kitüntetett szereppel bírnak. E két pont figyelése felvilágosítást ad adott központra vonatkoztatva az indított, a kimenő és bejövő hívások számáról.

A 3. ábrán feltüntetett további jellemzőnek, a minőségi hiányosság — vagyis a hibaindikálás és elhárítás — kijelzése és csatlakoztatása az általános folyamatábrához nem ad többletinformációt. Mivel a hibavalószínűség a folyamat bármely pillanatában fennállhat, a fenntartási idődiagramnak tulajdonképpen a folyamatábra valamennyi pontjához kellene, hogy csatlakozása legyen. A hibaellenőrzési pontok az alprogramok igen-nem döntéseinek egyértelműen ábrázolhatók. Az ellenőrzés szempontjából legfontosabb pontok a részfolyamatok ismeretében már viszonylag könnyen meghatározhatók és a fenntartási program kidolgozásának alapjául szolgálhatnak.

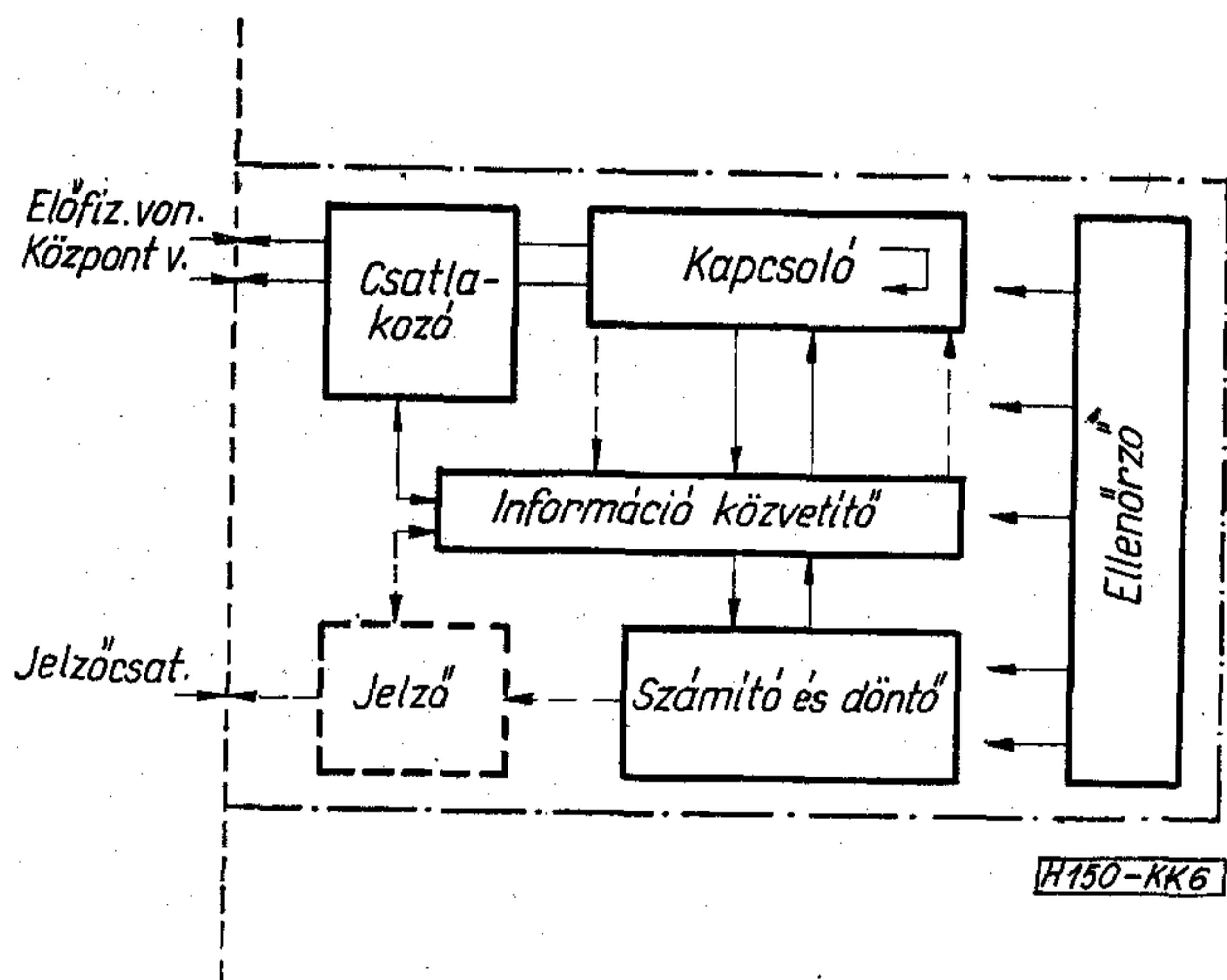
2. A folyamatábra műveleteinek térbeni átrendezése

Az 1. ábra időrendi sorrendben tartalmazza egy központban végbemenő folyamatokat. A folyamatok ellátásához szükséges egységek viszont térben helyezkednek el. A központok korszerűsödésével egyidejűleg a folyamatábra egyes műveleteit centralizált egységek látják el, így nincs akadálya a folyamatok térbeni átrendezésének úgy, hogy a rendszerfüggetlenség feltétele megmaradjon.

Egy távbeszélő központnak az ismertett programból eredő feladatait ellátó egységeit első lépésben kapcsoló és vezérlő egységekre oszthatjuk (5. ábra). Ezt az ábrát finomíthatjuk egy következő lépéssel,



5. ábra. Távbeszélő-központ felosztása. a) térosztás; b) időosztás



6. ábra. Kapcsolóközpont funkció egységei

ahol már megtalálhatók, illetve közvetlenül felismerhetők az idődiagram egyes feladatait ellátó egységek is (6. ábra).

A felsorolt egységek egyikének, vagy többnek a működése biztosítja a program egyes mozzanatainak teljesítését. Az egyes központrendszereket elsősorban az különbözteti meg egymástól, hogy az ábrán bemutatott 5 egység centralizáltsága milyen mértékű, illetve melyik egység kialakítása okozza a döntő problémát. A funkciók szétválása a kapcsolástechnika történetében következetes folyamat. Ebből a szempontból példaként állíthatjuk egymással szembe a Strowger-rendszert az amerikai ESS-rendszerrel. A 30-as években fejlesztett központtípusokra a kapcsolóút, illetve a kapcsolóként alkalmazott géptípus volt a jellemző. A kvázielektronikus központoknál az információközvetítő egység — mely közvetít az elektronikus számító és elektromechanikus kapcsoló között — kialakítása jelenti a legfontosabb problémát. Elektronikus központoknál a számító rész variációképessége játszik döntő szerepet. A jövő távbeszélő központjainál várhatóan külön jelzőcsatorna áll majd rendelkezésre, s ez a csatlakozó egység szerepét és jelentőségét fogja csökkenteni.

Az előzőekben felhozott példák elsősorban azt illusztrálják, hogy egy új központ tervezésénél melyik egység tervezése jelenti a kényes problémát. Az arányok az egyes egységek között eltolódhatnak, egyes egységek elkorcsosulhatnak, de bármilyen központ kialakításánál a bemutatott egységek megtalálhatók.

A szolgáltatások leírására a következőkben két módszer — idő és térbeni elrendezés — áll rendelkezésre. A probléma ilyen első közelítésű tárgyalása természetesen nem elegendő ahhoz, hogy a konstruktorok vagy az üzemeltetők gyakorlati következtetéseket tudjanak levonni. Választani kell tehát, hogy a lejátszódó folyamatok további részletezésére melyik szemlélet az alkalmasabb. Könnyen belátható, hogy a térbeni funkció elrendezés további részletezése nehezebb feladatot jelent, mivel a központtechnika nem rendelkezik egyértelműen tipizált egység és áramkörelvezetésekkel és a rendszerfüggetlenség feltétele sem tartható. Így a következőkben a könnyebb utat választva a folyamatok idődiagramját tesszük vizsgálat tárgyává és mutatjuk be azok alprogramokra bontásának módszerét.

Nem szabad azonban lemondani arról sem, hogy a dinamikusabban fejlődő átviteltechnikához hasonlóan a kapcsolástechnika is rendelkezzen olyan egység, vagy áramkörmegnevezésekkel, mint például az „erősítő”, vagy a „szűrő”. Ennek elérése érdekében tovább kell bontani a bemutatott ábrát és megkeresni azokat az elemeket, melyek rendszerfüggetlenül és felépítéstől függetlenül mindig ugyanazt a feladatot látják el.

Vizsgálatára a CCITT XI. Tanulmányi Bizottságában a kapcsolástechnika egységes áramkörelvezéseinek meghatározására vonatkozó kutatómunka eredményes befejezése nyújthat alapot.

Összefoglalva egy ismert rendszer megítéléséhez, vagy egy új megtervezéséhez, szükség van a programvázlatban bemutatott mozzanatok elemzésére, vagyis az egyes kockák részprogramjainak megírására, figyelembe véve az előzőekben tárgyalt két szempontot is. Egy központ feladatait leíró teljes programvázlat képezheti a jövőben a műszaki specifikációt és egyúttal alapja lehet a hibaelhárítás, ellenőrzés és fenntartás előreszervezésének is. A következőkben az egyes részfeladatok ellátását biztosító műszaki megoldásokat analizáljuk az ismert rendszerekre.

3. Az általános program lépéseinek ismert technikai megoldásai

Ebben a fejezetben röviden áttekintjük az 1. ábra blokkjaiban előírt feladatok eddig ismert technikai megoldásait.

3.1 Híváskezdeményezés

Híváskezdeményezés alatt azt a műveletet értjük, aminek a segítségével a hívó hívási szándékát a kapcsoló központtal közli.

Maga a művelet három lépésre bontható, mégpedig:

- a hívó jeladása;
- annak központoldali érzékelése;
- a hívás központoldali azonosítása.

A hívó jeladása történhet egyenáramú hurok zárásával, egyen, váltó, vagy hangfrekvenciás jellel.

LB üzemmódnál váltóáramú jelzést alkalmaznak, míg CB üzemmódnál automatikusan adódik az egyenáramú folyam biztosítása, mint híváskezdemé-

nyezést közlő jelzés. Az előfizetői berendezés elektroakusztikai átalakításához szükséges energiát lehet helyileg (LB) és központból (CB) biztosítani.

A híváskezdeményezés *központoldali érzékelése* történhet egyéni szerelvény indításával, vagy a központi szerv folyamatosan letapogatja az előfizetői vonalakat. A hívást kezdeményező előfizető koordinátáinak meghatározása és rögzítése után biztosítani kell, hogy az előfizető a „címet” egy tárolóba küldhesse. (Indirekt rendszerek.) Direkt rendszereknél erre nincs szükség, viszont számolni és méretezni kell a veszteséget. Térosztásos rendszereknél általában a beszédágakon történik a jelzés, míg időosztásos rendszereknél külön jelzősatorna szolgál a jelzések átvitelére.

A hívó előfizető *azonosítása* térosztásos rendszereknél a bemeneti ponttal (helyszám), míg időosztásos rendszereknél az időrészben küldött információ alapján történik.

3.2 Központ kész az információ fogadására

A központnak minden esetben jeleznie kell, hogy kész a hívott előfizető címének fogadására. A klasszikus elektromechanikus központtechnikában tárcsázási hangnak nevezett jelzés folyamatos, vagy szaggatott hangfrekvenciás jel. Hangfrekvenciás rendszernél döntő a frekvencia és a jel szintjének megfelelő meghatározása az áthallás miatt.

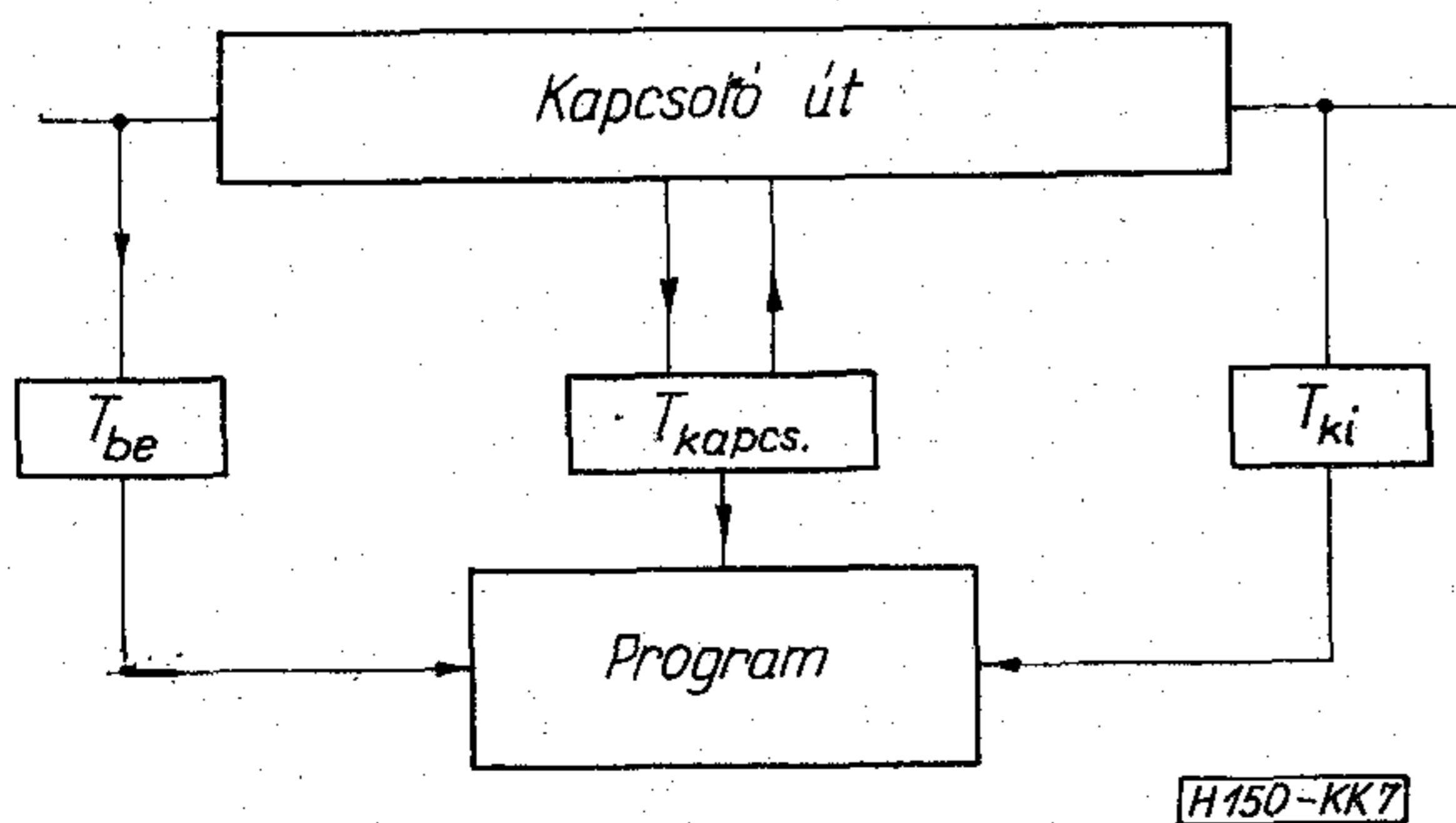
Várhatóan a jövőben ez a jelzés is egy indítóimpulzussá alakul át, mely az előfizető készülékbe épített optikai vagy akusztikai jelzót indítja.

A jel kiadásának feltétele, hogy a központoldalon rendelkezésre álljon megfelelő tároló, cím fogadására.

3.3 Hívott előfizető címének közlése

„Tárcsázás” alatt az előfizetői végberendezések segítségével leadott címzést értjük. A cím mindig egy számkombináció, melyet egyenáramú impulzussorozatként (tízes számrendszerben), vagy kódolva továbbítanak a központ felé.

Az egyenáramú impulzussorozat előállítása egyszerűen a vonalhurok szaggatásával történik. Kódolt jelátvitel esetében vagy a vonalhurok ellenállásvizonyainak ugrásszerű megváltoztatása, vagy két hangfrekvencia egyidejű jelenléte jelent egy értékes számot. A hívottra vonatkozó információt a központoldalon venni és *tárolni* kell. A hívó már tárolt jellemzői, valamint a központ kapcsolóútjainak pilla-



7. ábra. Tárolt információk a program számára

natnyi foglaltsága, vagy szabadállapota a hívott címevel együtt adják a vezérlés műveletének kiinduló feltételét (7. ábra). Ezek a jellemzők, mint kezdeti feltételek behelyettesítve az alapegyenletbe, a logikai algebra segítségével határozzák meg az átkapcsolás módját.

3.4 Információfeldolgozás

Információfeldolgozási feladat, hogy az előzőekben közölt kezdeti feltételeket (információkat) megfelelő formára *alakítsuk át (tranzláció)*, majd ezek *összehasonlításával (analízis)* olyan adatokat állítsunk elő, amelyek a kívánt kapcsolás felépítésének lehetőségét és módját megadják. Ezek logikai feladatok, melyek kivitelezhetők huzalozott logikai vagy tárolt programos megoldásban.

Az információk továbbítása szempontjából a gyors és hibamentes átvitel a lényeges. Az információelmélet foglalkozik a különböző kódolási módokkal, és tisztázza, hogy melyek alkalmasak maximális információmennyiség átvitelére az időegységben minimális hibavalószínűséggel. Külön problémát jelent, hogy a már időben egymás után következő kódolt jeleket a feldolgozás módja szerint át kell alakítani helykódokká és viszont. Az információk átvitele ugyanis általában időkódokban történik, tárolásuk és feldolgozásuk azonban mindig helykód formájában.

Az információfeldolgozás művelete meghatározott terv szerint megy végbe. A műveletek sorrendjének a meghatározását a programáramkörök végzik. A program lehet műveleti, sorrendi, vagy ellenőrző. A műveleti program kijelöli a logikai műveletek elvégzésében részt vevő egységeket, a sorrendi program meghatározza azok működésének időrendjét, az ellenőrző program gondoskodik a berendezés üzembiztos működéséről.

3.5 Vezérlés (Irányválasztás)

A feldolgozott információk alapján a logikai algebra gyakorlati alkalmazásával rendelkezésre állnak a központon belül a pillanatnyilag szabad utak jellemző adatai.

Térosztásos rendszerben a vezérlő kiválaszt egy lehetséges kombinációt és a döntés birtokában vagy közvetlenül irányítja a kapcsolási műveletet, vagy a feladatot átadja decentralizált vezérlő egységeknek. Erre akkor kerül sor, ha a központi vezérlőberendezés működési ideje nincs arányban a lassú működésű beszédútkapcsolókkal.

Időosztásos rendszerben biztosítani kell, hogy az információ a bemenetről a kimenet megfelelő időrésebe töltődjön át folyamatosan.

A vezérlés problematikájának megoldási módja alapvető jellemzője mindig egy központnak. Függhénye a beszédútnak (tér- vagy időosztásos) és a kapcsolóelemeknek (kapcsolási sebesség). Elektronikus rendszereknél már csak a közös vezérlési eljárások kerülhetnek szóba.

3.6 Foglaltságvizsgálat és csengetés

Feladata, hogy a hívott — központ, vagy előfizető — felé menő összeköttetés továbbépítésének lehetőségét megvizsgálja. A foglaltságvizsgálat a

központ belső, informatív lépése. Hagyományos központoknál a választás befejező szakaszát jelenti. Nemleges eredmény esetén megindítható a csengetés, illetve a csengetési visszhang kiadása, míg a foglaltság észlelése esetén szükséges a hívó informálása foglaltsági hangjelzés útján. Korszerű központoknál alkalmazott megoldás az ún. végpontok közti vezérlési mód (endmarkierung), mikor a vezérlő a hívó és a hívott helyszámával definiált központ kimeneti pontjait keresi meg először, megvizsgálja a hívott foglaltságát és csak azt követően keres a két pont között egy szdaba utat. Ez esetben a funkcionális lépések sorrendben: azonosítás; foglaltságvizsgálat; kapcsolás. A jelenleg elterjedten használt csengetési periódusok 16 2/3; 25 és 50 Hz frekvenciájúak. Elektromechanikus központoknál a hívott állomás kézibeszélőjének felemelése — és ezzel egyidejűleg a hívott oldali hurok zárása — jelzi a központ felé a csengetés leállításának szükségességét.

3.7 Beszélgetés (díjszámlálás)

A beszélgetés a kapcsolás felépítésének tulajdonképpeni célja. Külön alprogramról ennél az egységénél beszélni nem lehet. A tulajdonképpeni cél az állapotváltozások elkerülése, a felépített kapcsolat statikus állapotban tartása.

A telefonhálózat növekedésével mindinkább előtérbe került olyan jóminőségű beszédkapcsolat létrehozásának igénye, amely nem veszít jelentős mértékben az érthetőségéből még akkor sem, ha több sorba-kapcsolt központon halad át. A kapcsolás felépítésének elsődleges célja a beszélgetés, illetve az információcsere megfelelő minőségű biztosítása, és annak fenntartása. A távbeszélőtechnika fejlődése során a megengedett zajhatárok egyre szigorúbbak és ez a tény elsődleges előidézője új rendszerek, kapcsolóelem kialakításának. A térosztásos kapcsolástechnikában a zajok eredete általában analóg jellegű és a tápáramvezetéken át, illetve áthallások formájában jelentkezik. A digitális kapcsolástechnikában a kapcsolandó információt analóg jellegű zajok közvetlenül nem befolyásolják.

A díjszámlálás problémája a hálózat növekedésével, az előfizetői táv választás bevezetésével egyre nagyobb gondot jelent. A mechanikus számlálóknak egyre nagyobb követelményeket kell kielégíteni, nem is beszélve a számlálóállások leolvasásának, az adatok feldolgozásának lassú módjáról. Világszerte foglalkoznak a díjszámlálás elektronikus megoldási formáján, illetve automatikus díjnyomtató berendezések kifejlesztésén.

3.8 Bontás (alapraállítás)

A bontás művelete a klasszikus központtechnikában rendkívül egyszerű módon valósítható meg. Mivel az egyes kapcsolófokozatok mintegy láncra-fűzve egymást tartják a beszélgetés ideje alatt, elegendő, hogy a lánc bármely pontját megszakítsuk és a kapcsolás összeesik, a kapcsológépek pedig beépített mechanikájuk segítségével alapállásba mennek. Egy centralizált vezérlőáramkör bontását már aprólékosan meg kell tervezni és ez jelentős mennyiségű logika beépítését jelenti. Új hívás vezérlését az áram-

kör csak úgy fogadhatja, ha az előző hívás bontása után minden áramköre elfoglalta alaphelyzetét. A vezérlő bontása tehát nem fejeződhet be a bontásra kiadott utasítással, hanem a bontás tényét külön áramkörökkel ellenőrizni is kell. A bontás kiindulhat előfizetőtől (hívó, vagy hívott), kezelőtől, vagy automata berendezéstől (időzítéses bontás). Különösen nagy gondot okoz, olyan interurbán beszélgetések bontása, melyek több központon haladnak át, s így bármely oldalról kezdeményezett bontójelre a bontás folyamatának végig kell futnia. Ez indokolja, hogy a bontást jelentő jelzésnek mindig olyat választanak, melyet a jelvevők egyértelműen felismerhetnek.

4. A kapcsolás részfolyamatainak hatásvázlata és alkalmazása

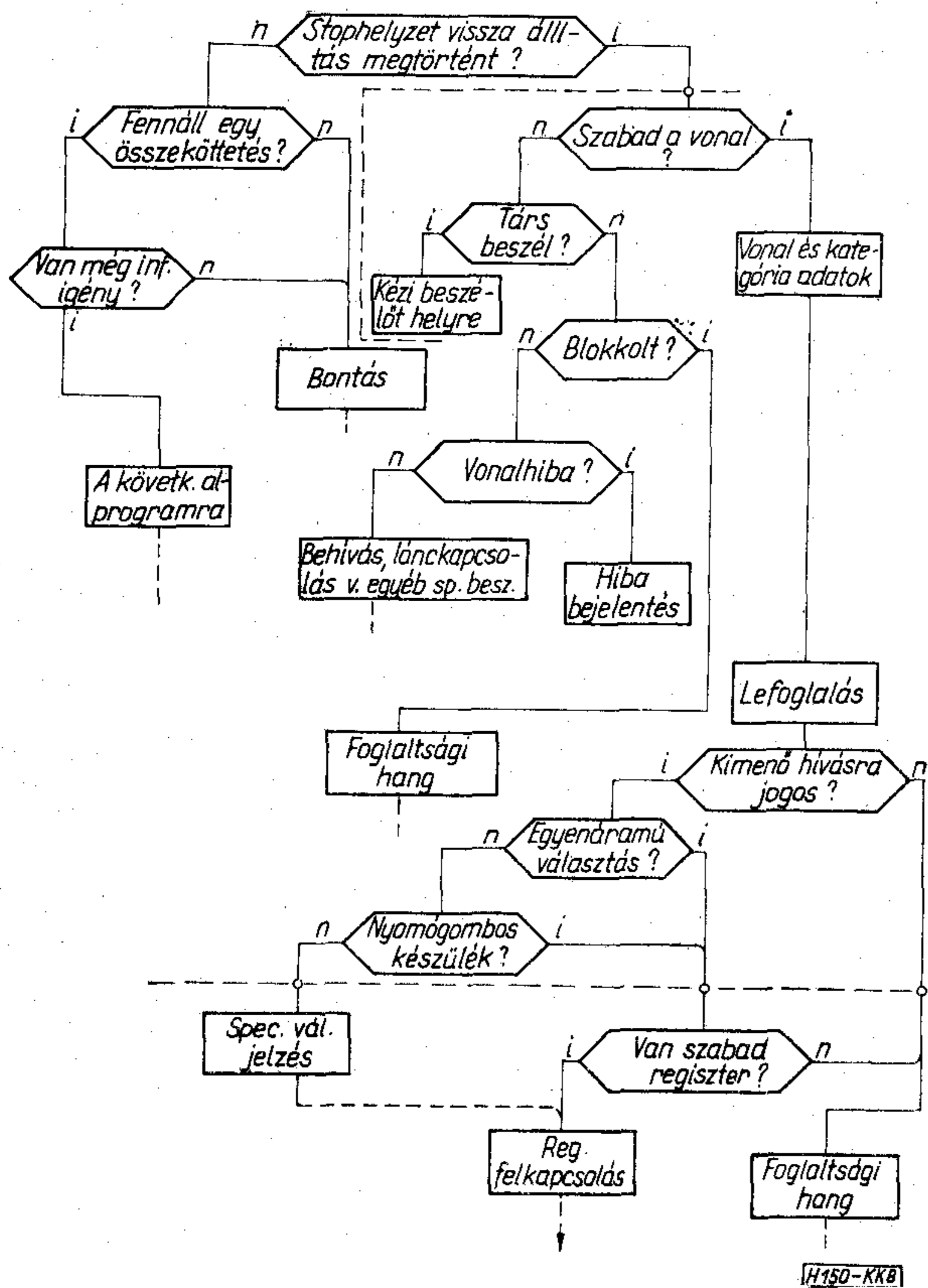
A következőkben a távbeszélő központ működésének általános folyamatábrájából kiindulva bemutatjuk az egyes részfolyamatok kidolgozásának és ábrázolásának módját. Egyidejűleg egy példa keretében igyekszünk igazolni, hogy a szolgáltatások specifikálásának ez az új módszere teljes áttekintést és egyszerű kezelhetőséget biztosíthat. Az összes részfolyamat kidolgozására és bemutatására ennek a cikknek a keretében nincs mód, de a felépítés rendszerének felismerése a szakemberek számára hozzáférhetővé teszi a módszer alkalmazását és egy tetszőleges távbeszélő központ részletes működési folyamatábrájának kidolgozását.

Vizsgáljuk meg mindenekelőtt egy hívás indításának, a hívás kezdeményezésének részfolyamatát (8. ábra). Minden új híváskezdeményezésnek feltétele, hogy az előző beszélgetés befejeződjék és az alaphelyzet visszaállás megtörténjen. Ezt követően a vonal szabad voltáról kell meggyőződni. A leggyakrabban előforduló variációk: a vonalat más (társ) lefoglalta, a vonal blokkolt, vagy hibás. Szabad vonal esetében az előfizető jogosságának és a tárcsázás módjának meghatározása következik.

A folyamatára tovább finomítható azzal, hogy az egyes alprogramok műveleti lépéseit is feltüntetjük (pl. foglaltsági hang kapcsolatának folyamata).

A központ folyamatábrájának részletes ismerete további előnyökkel jár. Abban az esetben, ha felvetődik pl. egy új szolgáltatás alkalmazásának megvizsgálása, először célszerű elkészíteni a szolgáltatás részfolyamatábráját, megállapítani, hogy mely pontokon csatlakozik a meglévő általános programhoz, és ebből adódik, hogy az új szolgáltatás bevezetéséhez hol és milyen beavatkozás szükséges.

Vizsgáljuk meg a választási információk bevételezésének és kiértékelésének részfolyamatát (9. ábra). Tegyük fel, hogy vizsgálat tárgyát képezi egy új szolgáltatás a „rövidített hívószám” bevezetése. Szaggatott vonallal jelöltük azokat a lépéseket, melyeket az új szolgáltatás bevezetése érdekében a folyamatábrába kell iktatni. Látható, hogy a felismerés és a jogosság megállapításának biztosításán kívül csak a tárolt előfizetői „hosszú szám” áttöltéséről kell gondoskodni és utána a folyamat ismétlődik. Ugyanezen módszerrel tetszőleges új szolgáltatás alprogramja elkészíthető és az általános folyamatábrába beiktatható.



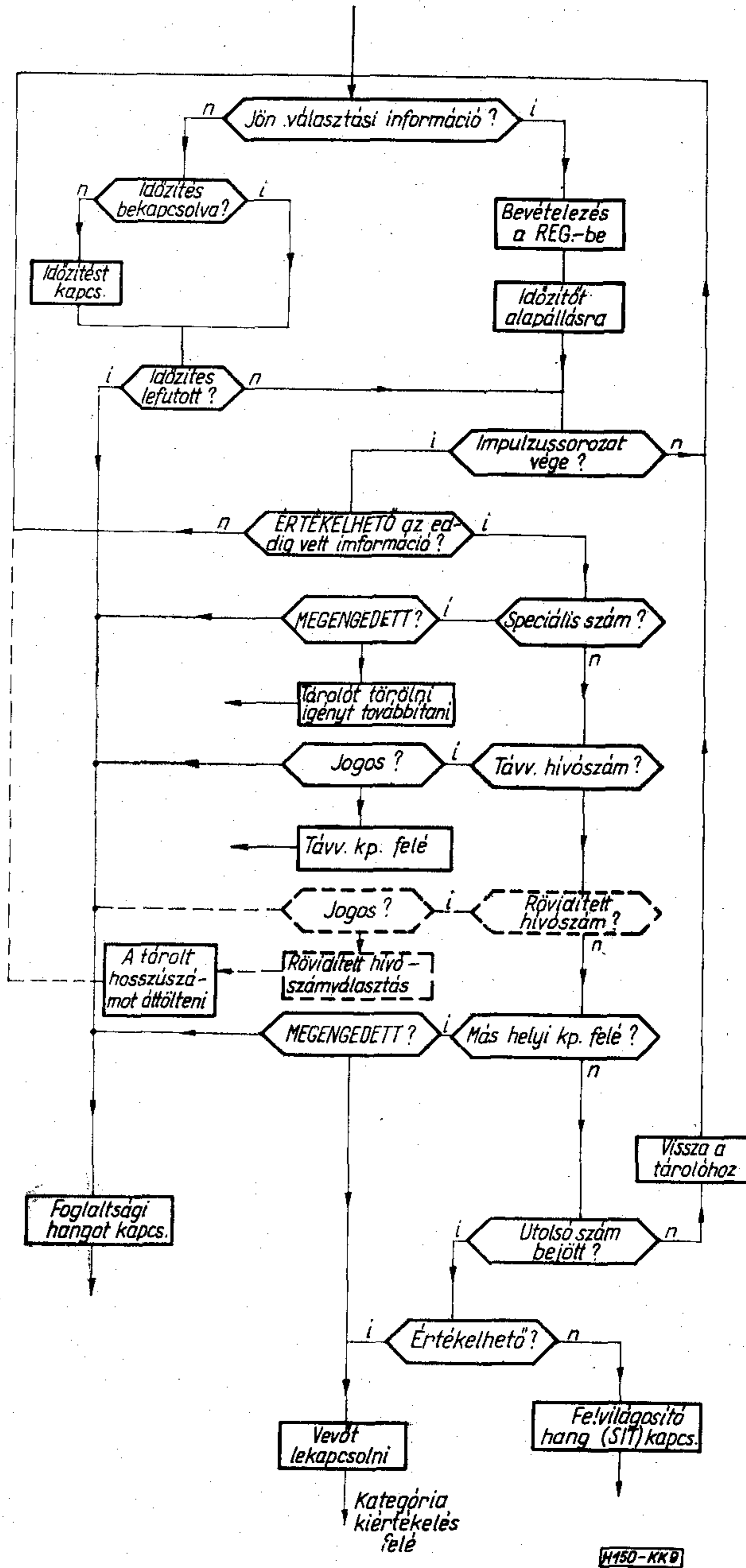
8. ábra. Híváskezdeményezés folyamata

5. Összefoglalás

A dolgozat a kapcsolástechnika rendszertechnikai vizsgálatának módszereit analizálja, bemutatva, hogy lehetséges csupán a rendszerkövetelmény meghatározása és azok logikai elrendezése alapján rendszerfüggetlen előírást készíteni. Az eljárás alkalmas a távbeszélő hálózat eddig ismert működési módszereinek felülvizsgálatára és kötöttségektől független új rendszer alapkövetelményeinek meghatározására. Tovább növelheti a javasolt módszer jelentőségét az egységes (integrált) hálózatok kialakításának igénye, ahol a szolgáltatások száma és különbözősége rendszertechnikai leírás alkalmazását feltétlenül szükségessé fogja tenni.

I R O D A L O M

[1] Gerhard Seelmann—Eggbert: Systemfragen in der Vermittlungstechnik. Fernmelde-Praxis 1967. 24. 941—953.
 [2] Pierre—Gérard Fontollet: Vollelektronische Vermittlungstechnik nach dem Zeitmultiplex verfahren. Techn. Mitteilungen PTT Jg. 45. 167. 9. 499—511.



9. ábra. Beérkezett választási információ kiértékelése

[3] Molnár Pál: Crossbar Rendszerek (KGM).
 [4] Schertfeger: Möglichkeiten der Klassifizierung von Vermittlungssystemen. Fernmeldetechnik 1971. 11. 136—138.
 [5] A. D. Harkevics: Kapcsolóberendezések struktúra-elméletének fejlődéséről és jelenlegi helyzetéről. Szovjet Akadémia kiadv. 1971.

Nagypontosságú frekvenciagenerátorok

ETO: 621.373:621.316.726.078.3

A műszaki-technikai színvonal emelkedésével a használt berendezésekkel szemben támasztott pontossági követelmények is növekednek. Néhány speciális területen pedig — adás- és vételtechnika, nagypontosságú mérés-technika — szinte elengedhetetlen a nagystabilitású, nagy jeltisztaságú, „kvarcpontosságú” generátorok alkalmazása. Felmerül továbbá ezen nagypontosságú berendezések programozhatóságának igénye is, egyrészt a számítógép vezérelt automatikus mérés-technika, másrészt a különböző adó-, ill. vevőrendszerek részéről.

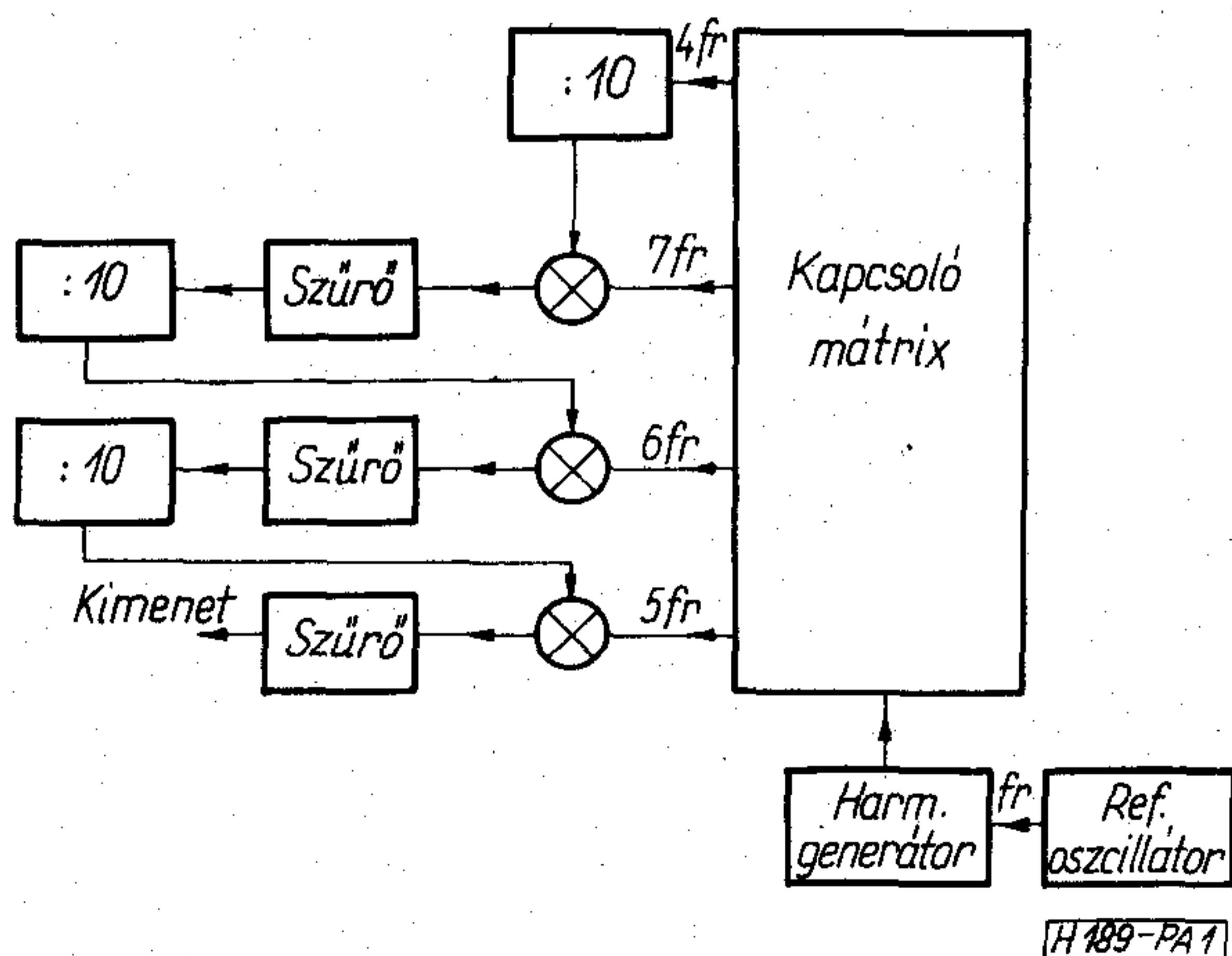
Ezen cikkben a nagypontosságú programozható frekvenciagenerátorok megvalósítási lehetőségeivel, valamint rendszertechnikai kérdéseivel kívánunk foglalkozni.

A nagypontosságú frekvenciaforrások, a jel előállításának módját tekintve két alapvető csoportra oszthatók:

1. Direkt frekvenciaszintézis elvét alkalmazó berendezések.
2. Indirekt frekvenciaszintézis elvét alkalmazó berendezések.

Direkt frekvenciaszintézis esetén egy nagy stabilitású — általában kvarcoszcillátor — jelből különböző aritmetikai műveletek segítségével, melyeket természetesen elektronikusan valósítunk meg, nyerjük a kívánt kimeneti frekvenciát. Indirekt frekvenciaszintézis alkalmazásakor pedig egy vagy több elektronikusan hangolható oszcillátort egy visszacsatoló rendszer segítségével szinkronizálunk a berendezésben levő ún. referencia oszcillátorral, mely rendszerint nagystabilitású kvarcoszcillátor. Ezen hangolt oszcillátorok jelét azután a kívánt frekvencia szerint kapcsoljuk a kimenetre.

Beérkezett: 1972. IX. 13.



1. ábra

Direkt típusú frekvenciaszintézis

A direkt frekvenciaszintézis elvén megvalósított frekvenciagenerátorok egy lehetséges elvi megoldását az 1. ábra mutatja be. A nagy stabilitású kvarcoszcillátor jelét egy ún. spektrumgenerátorba vezetjük, mely előállítja a referencia frekvencia első tíz harmonikusát. Ezeket egy kapcsolómátrixra vezetjük. Az egyes keverők bemeneteit pedig a kívánt frekvenciaprogram szerint kapcsoljuk a megfelelő harmonikusokat adó vonalakra. Legyen például a kívánt frekvencia 5,674 MHz. Ennek megfelelően az első tízes osztóra a 4 MHz-es vonalat kapcsoljuk. A legkisebb helyérték előállításához a spektrumgenerátor jelét tehát közvetlenül egy tízes osztóra kapcsoljuk. Az első additív keverőre vezetjük a következő helyértéknek megfelelő frekvenciát, a 7 MHz-et. Az additív keverő kimenetén a felül át-eresztő szűrés után 7,4 MHz jelenik meg. Az újabb tízes osztás után 0,74 MHz-et keverünk hozzá a következő helyértéknek megfelelő frekvenciához. Hasonlóképpen járunk el a többi helyértéknek megfelelő frekvenciával is. Látható, hogy ezen eljárás segítségével minden lépés után — tízes osztás — a felbontás tízszeresére nő. Ily módon hasonló áramköri elemek ismételt kapcsolásával a frekvenciafelbontás viszonylag egyszerű módon növelhető. Felső frekvenciahatárként az első osztó áramkör frekvenciahatárát tekinthetjük, amennyiben eltekintünk a kapcsoló mátrix és a spektrumgenerátor problémáitól. Itt említem meg, hogy a jelenleg gyártott monolitikus integrált frekvenciaosztó felső frekvencia határa 800—1000 MHz. (pl. Plessey SP 609 B, SP 630 B áramkörök)

Amennyiben az előállított néhány MHz-es nagy frekvencia pontosságú jelet nagyobb frekvencia-tartományokban kívánjuk alkalmazni, úgy gyakorlatilag a következő lehetőségek állnak rendelkezésünkre:

- a) sokszorozás,
- b) keverés,
- c) sokszorozás és keverés együttes alkalmazása.

Sokszorozás esetén a sokszorozandó szintetizált alapjelben levő maradék fázis- és frekvenciamoduláció annyiszorosra nő, ahányszoros a sokszorozás, s így módon a jeltisztaság leromlik.

Az úgynevezett „felkeveréses” eljárás (up-conversion) segítségével az alapsávban levő nagypontosságú szintetizált jelet a saját referencia frekvencia megfelelő számú harmonikusával keverve fel, a maradék frekvencia és fázismoduláció nem nő, mivel elméletileg keverés esetén a fázisinformáció nem változik meg. Például, ha az alapsávi jel 0—50 MHz, akkor ezen sávot egyszerű keveréssel „feltehetjük” az 50—100 MHz stb. sávokba.

Abban az esetben, ha igen nagy frekvenciaátfogást kívánunk megvalósítani, finom frekvenciafelbontás mellett, szükséges mind a sokszorozás, mind a keverés együttes alkalmazása. Ily módon működik például a Hewlett—Packard cég HP 5105 A típusú frekvenciagenerátora, melyben a különböző frekvenciafelbontással rendelkező sávokat egészen a 3—4 GHz-es tartományokig keverik ill. sokszorozzák fel, majd végül két, néhány GHz-es jel szubtraktív keverésével állítják elő az alapsávi jelet, mely a 0,1—500 MHz-ig terjedő sávban biztosít 0,1 Hz-es frekvenciafelbontást.

A direkt típusú frekvenciagenerátorok felépítési adottságai következtében lehetővé válik az igen gyors frekvenciaváltás, mivel a frekvenciaprogram változtatásakor nem szükséges semmiféle hangolási művelet. Általában a direkt típusú frekvenciaszintézissel működő frekvenciagenerátorok előnyei a gyors frekvenciaváltási lehetőség (néhányszor 10 μ sec), az igen finom frekvenciafelbontás megvalósíthatósága (0,01 Hz ill. 0,1 Hz-es frekvencia „raszter”) a nagy spektrális jeltisztaság mellett. [$U_j/U_s = 80-90$ dB, ahol U_j a kívánt frekvenciájú komponens amplitúdója, U_s a különböző járulékos frekvenciák amplitúdói.] Ezen típusú berendezések hátránya, hogy a viszonylag egyszerű tömbvázlatban szereplő egyes áramköri blokkok meglehetősen bonyolultak, sok problémát vetnek fel, hely- és munkaigényesek. Ennek megfelelően az egész berendezés ára is magas, durván mintegy kétszerese a későbbiekben tárgyalásra kerülő indirekt típusú frekvenciagenerátorok árának, pedig ezen berendezések átlagos ára is viszonylag magas a jelenleg forgalomban levő közepes bonyolultsági fokú műszerek árához képest.

Indirekt típusú frekvenciaszintézis

Az indirekt frekvenciaszintézis alkalmazásakor egy vagy több elektronikusan hangolható oszcillátor jelet fázisban összehasonlítjuk a mindenkor referencia-jellel, — melyet rendszerint nagy pontosságú kvarcoszcillátorral állítunk elő — s a kapott hibajellel hangoljuk az oszcillátort a kívánt frekvenciára. (phase-lock rendszer) Ezen hangolt oszcillátorok jelet azután a frekvenciaprogram szerint, esetleg egy vagy többszöri keverést is alkalmazva kapcsoljuk a kimenetre.

Az indirekt típusú frekvenciagenerátorok mindenképpen előnyösen alkalmazhatók abban az esetben, ha nem szükséges μ sec nagyságrendű kapcsolási sebesség két különböző frekvencia között. Míg a direkt típusú generátoroknál ezt a sebességet gyakorlatilag a különböző kapcsolók határozzák meg, addig az indirekt megoldásoknál minimálisan néhány msec szükséges a szabályozó köröknek ahhoz, hogy az új frekvenciaprogram szerint az oszcillátort vagy oszcillátorokat beállítsák. Ugyancsak indirekt módon közvetlenül nem valósítható meg a Hz nagyságrendű felbontás sem. Ez a nehézség az ún. folyamatos hangolási lehetőség biztosításával részben megoldható.

A phase-lock elv

Mielőtt áttérnénk az indirekt frekvenciaszintézis elvét alkalmazó generátorok néhány jellegzetes meg-

valósítási módjának tárgyalására, röviden foglalkozni kell a phase-lock elv néhány alapvető kérdésével. Tekintsük a 2. ábrán látható visszacsatolt rendszert. Feltételezésünk szerint legyen lineáris a rendszer, így az egyes elemek nemlineáris tulajdonságaitól eltekintünk. A referenciaoszcillátor $\Phi_r(t)$ fázisú, f_r frekvenciájú jelet szolgáltat a fázisdetektor számára. Az áramkör másik bemenetére érkezik a $\Phi_0(t)$ fázisú, f_0 frekvenciájú feszültség-vezérelt oszcillátor jele (Voltage Tuned Oscillator), mely egyben a kimeneti jel is. A fázisdetektor a két jel fázisa közötti különbségnek megfelelő kimeneti, $u_d(t)$ jelet szolgáltat:

$$u_d(t) = K_d[\Phi_r(t) - \Phi_0(t)] \quad (1)$$

ahol K_d a fázisdetektor transzfer faktora, dimenziója pl. Volt/rad. Az áramkör kimenő jele az aluláteresztő szűrőbe jut. A szűrő átvitelére jellemző az $F(p)$ függvény. Felépítését tekintve a szűrő lehet passzív és aktív. Például, másodrendű fázishurok esetén a passzív, ill. aktív szűrő lehetséges megvalósítási módját, valamint átvitelét a 3. ábrán láthatjuk. A szűrő kimenetén megjelenő feszültség, az $u_{sz}(t)$ jut az oszcillátorra szabályozó jelként. Az oszcillátor kimeneti frekvenciáját a

$$\frac{d\Phi_0(t)}{dt} = \omega_0 = K_0 u_{sz}(t) \quad (2)$$

összefüggés adja meg, ahol K_0 az oszcillátor transzfer faktora, dimenziója pl. rad/sec Volt.

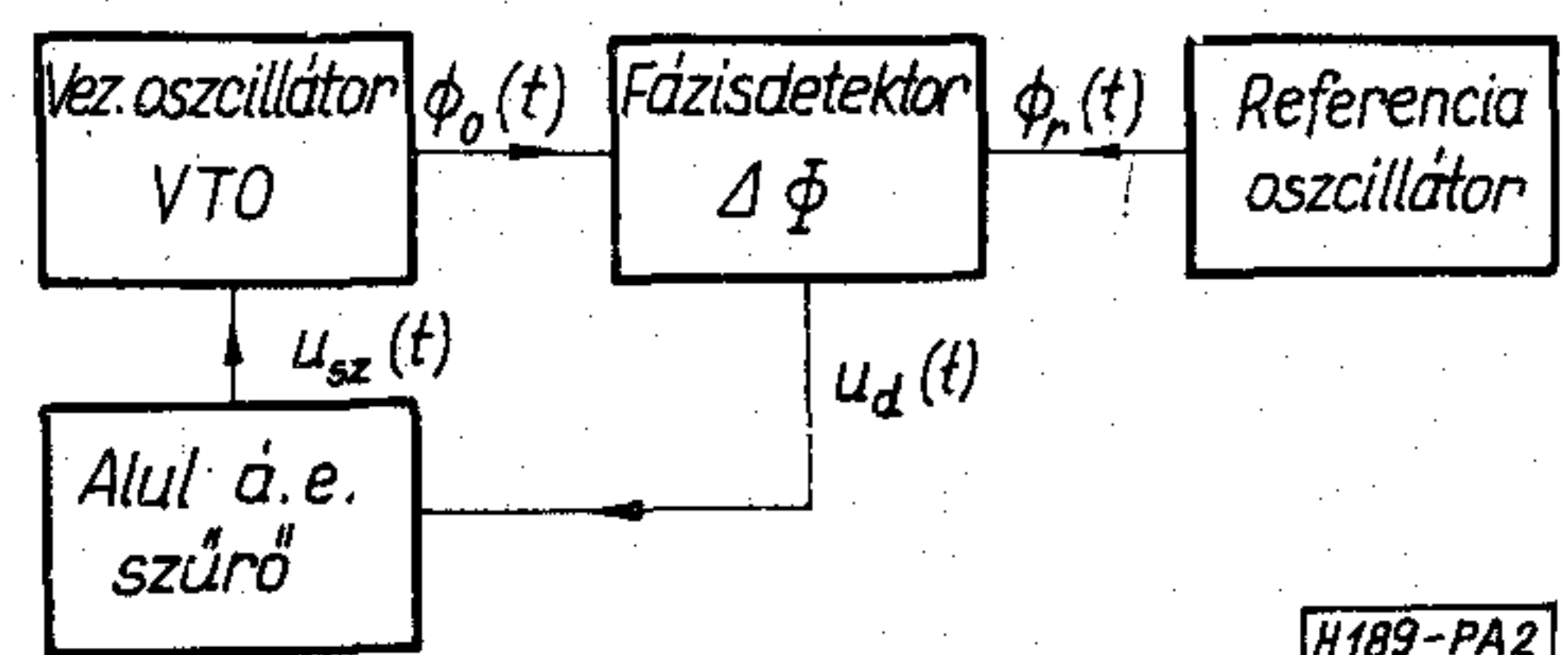
A (2) egyenletből adódik, hogy

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d\Phi_0(t)}{dt}\right\} = p\Phi_0(p) = K_0 u_{sz}(p)$$

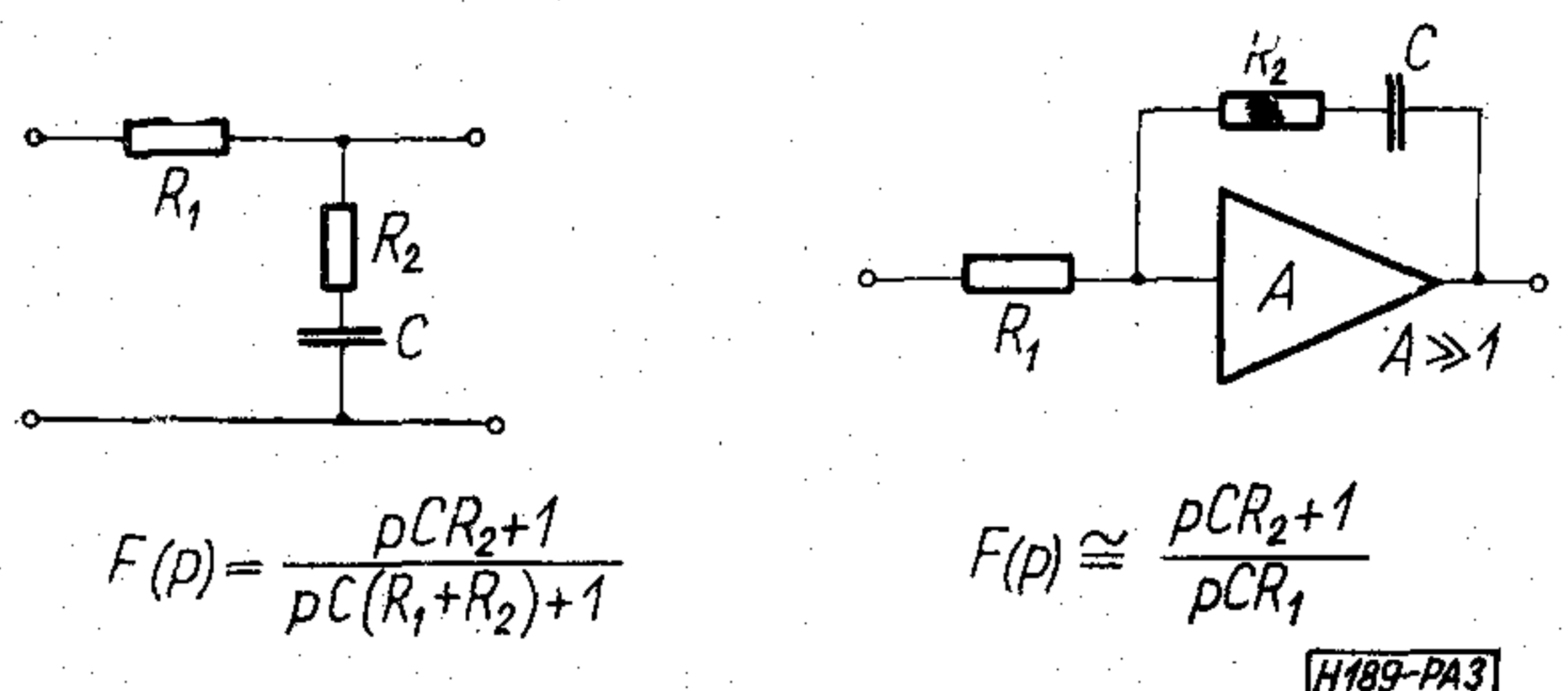
azaz

$$\Phi_0(p) = \frac{K_0 u_{sz}(p)}{p} \quad (3)$$

Az eddig felírt összefüggéseket felhasználva felírhatjuk általánosságban a hurok transzfer függvé-



2. ábra



3. ábra

nyét, melyet természetesen most fázisokra értelmezzünk, tehát:

$$\frac{\Phi_0(p)}{\Phi_r(p)} = H(p) = \frac{K_0 K_d F(p)}{p + K_0 K_d F(p)} \quad (4)$$

illetve a relatív fázisba:

$$\frac{\Delta\Phi(p)}{\Phi_r(p)} = \frac{\Phi_r(p) - \Phi_0(p)}{\Phi_r(p)}$$

$$\frac{\Delta\Phi(p)}{\Phi_r(p)} = \frac{p}{p + K_0 K_d F(p)} \quad (5)$$

Ezen általános jellegű összefüggések (4), ill. (5) segítségével számíthatók azután a különbözőképpen felépített fázishurok, melyek tranziens viselkedésével a továbbiakban nem foglalkozunk.

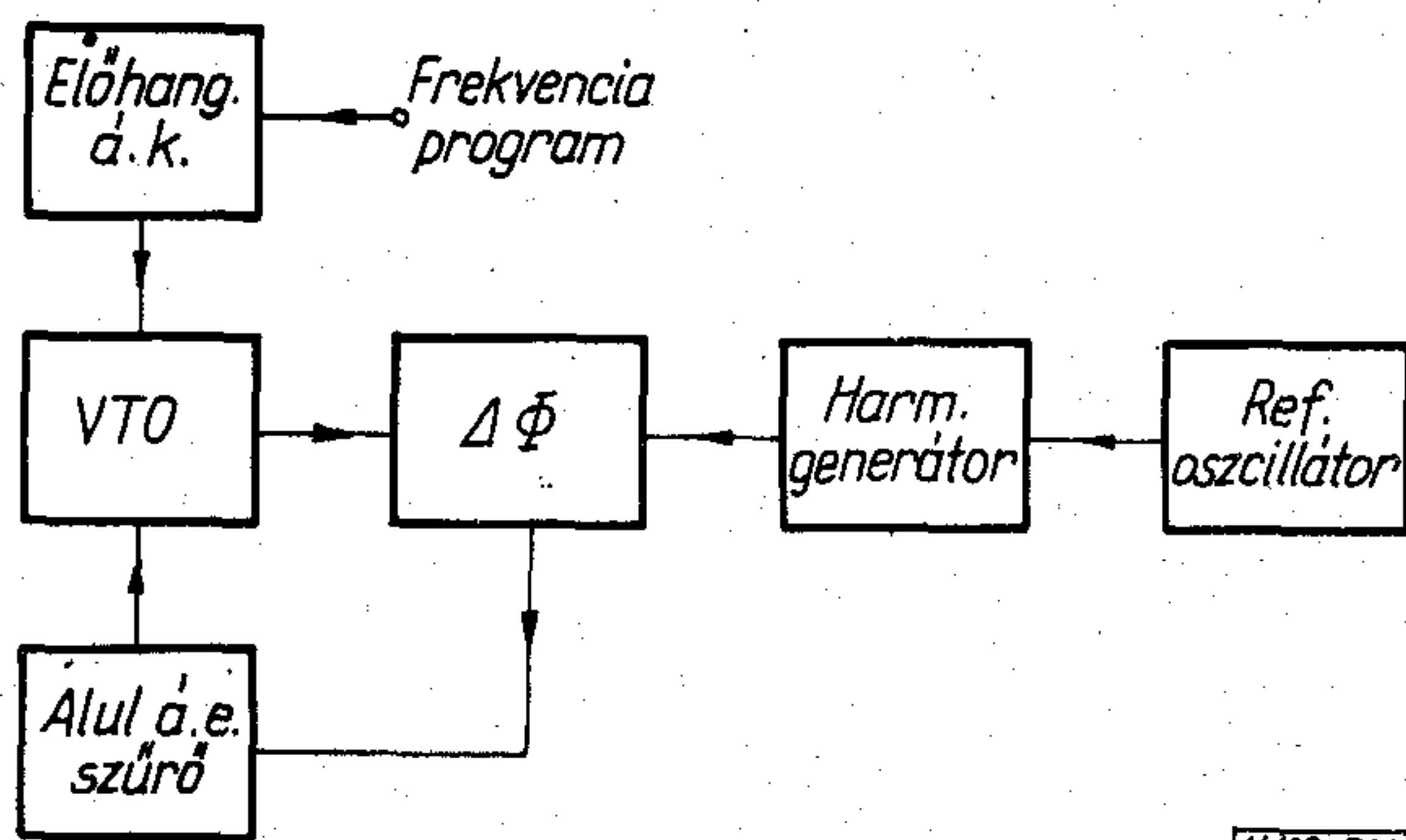
Indirekt típusú frekvenciagenerátorok

A phase-lock elv felhasználásával lehetővé válik két különböző típusú oszcillátor számunkra előnyös tulajdonságainak egyesítése. A feszültségvezérelt oszcillátorunkat jellemezze az igen jó, rövid idejű stabilitás — néhány msec időintervallumot tekintve — a referenciaforrás, azaz a kristályoszcillátor pedig a hosszú idejű stabil frekvenciájú jelet szolgáltat.

Tehát, ha egy elektronikusan változtatható frekvenciájú oszcillátor frekvenciáját fázishurok segítségével egy kristályoszcillátor határozza meg, akkor az oszcillátor kimeneti frekvenciája is a nagy stabilitású kristályoszcillátornak megfelelő stabilitású lesz. Megfelelően keskeny sávzélességűre választva a szabályozó kört — aluláteresztő szűrő — a zajkomponensek, melyek elsősorban a fázisösszehasonlító áramkörből származnak, valamint a kristály esetleges rövididejű instabilitása következtében létrejövő ún. szélessávú fáziszaj, kívánság szerint csillapíthatók. Speciális követelmények esetén a hurok sávzélességét a zaj optimum szempontjából határozzuk meg. A huroksávzélesség alatti frekvenciák esetén a zaj elsősorban a referenciaforrásból származik, az alacsony frekvenciás komponenseket a referencia jelben az oszcillátor mintegy „követi”. A huroksávzélesség feletti frekvenciákon pedig a jeltisztaságot döntően a feszültségvezérelt oszcillátor, illetve ezen oszcillátor hangoló feszültségére szuperponálódott zavaró jelek határozzák meg. A nagymértékben lecsökkentett sávzélesség a szinkronizációt nehezíti meg, igen kis sávzélesség esetén pedig már nem képes a kristályoszcillátor szinkronizálni a feszültségvezérelt oszcillátort. A gyakorlatban a sávzélesség és a jeltisztaság között valamilyen kompromisszumos megoldás a célravezető.

Phase-lock elvet alkalmazó berendezések

Tekintsük ezek után a 4. ábrán látható frekvenciagenerátor megoldását. A fázisdetektor egyik bemenetére a referencia — kristály — oszcillátor frekvenciájának megfelelő harmonikus jelek érkeznek. Az előhangoló áramkör segítségével az oszcillátort köze-

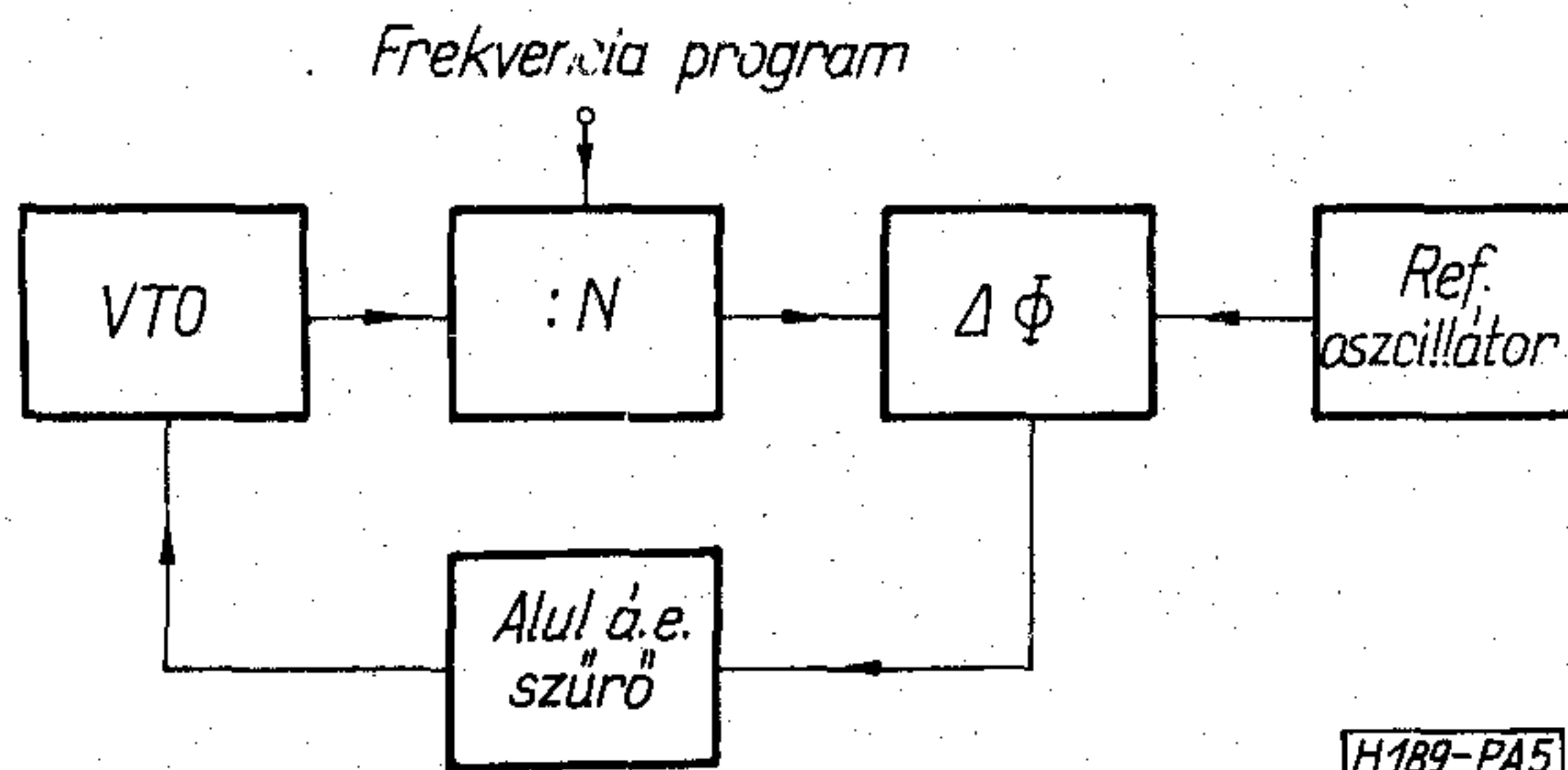


4. ábra

lítőleg a kívánt harmonikusnak megfelelő frekvenciára hangoljuk. A kívánt harmonikusnak megfelelő hangolófeszültséget természetesen digitál-analóg átalakító segítségével az adott harmonikus szám digitális beadásával is nyerhetjük (frekvenciaprogram). A fázishurok segítségével az oszcillátor frekvenciája oly módon változik, hogy a referencia jel, mely a referenciaoszcillátor valamelyik harmonikusa, és az oszcillátor jele között konstans, a hurokerősítés által meghatározott értékű fáziskülönbség ($\Delta\Phi$) legyen. A frekvenciafelbontást ebben az esetben a referencia frekvencia határozza meg. Ily módon nem érhető el olyan finom frekvenciafelbontás, mint a direkt típusú frekvenciagenerátoroknál. Csökkentve a referencia frekvenciát egyre nehezebbé válik a frekvenciaspektrumból a kívánt harmonikus kiválasztása, mivel az oszcillátor finomhangolási tartományának mindig kisebbnek kell lennie, mint a két egymás melletti harmonikus közötti frekvenciatartománynak. Ellenkező esetben a kívánt harmonikus frekvencia egyértelmű kiválasztása nincs biztosítva. A fentiekben vázolt egyszerű megoldás önmagában nem alkalmas széles sávú, finom frekvenciafelbontású generátorként való felhasználásra. Az említett generátor típust további áramkörökkel kiegészítve — osztás, keverés — juthatunk el a különböző kívánságoknak többé-kevésbé elegendő frekvenciagenerátorokhoz. Ezen aritmetikai műveleteket a direkt frekvenciaszintézis elvén működő generátorok tárgyalásánál már említett áramkörök segítségével valósíthatjuk meg.

Digitális, phase-lock elvet alkalmazó generátorok

Az utóbbi években egyre inkább elterjednek a digitális, phase-lock elvet alkalmazó indirekt típusú frekvenciaszintetizáló berendezések. Ennek oka



5. ábra

főleg, az előzőekkel szemben a viszonylag egyszerűbb felépítés, nagyobb megbízhatóság, a csoportos integrálhatóság, s ily módon nagy pontosságú, miniatűr kivitelű frekvenciagenerátor megvalósításának lehetősége.

A digitális, phase-lock elvet alkalmazó frekvenciagenerátor elvi vázlatát az 5. ábra mutatja be. A feszültségvezérelt oszcillátor jele egy digitális, programozható frekvencia-oszó áramkörön keresztül jut a fázisdetektor áramkörre. A rendszer többi elemei megegyeznek a 2. ábrán bemutatott rendszer megfelelő blokkjaival. Amennyiben a rendszer szinkronizálódott a (6) összefüggés adja a kapcsolatot az oszcillátor frekvencia és a referencia frekvencia között.

$$f_0 = N f_r \quad (6)$$

ahol N a program által beállított osztásarány. Amennyiben tehát változtatjuk az N számot, ennek megfelelően fog változni az oszcillátor f_0 frekvenciája is. Az ily módon felépített frekvenciagenerátor felbontását ebben az esetben ismét a referencia frekvencia, azaz az összehasonlítási frekvencia határozza meg. Ezen megoldás segítségével lényegében helyettesítettük az előző rendszerekben szereplő keverőket és sokszorozókat egy nagy megbízhatóságú digitális osztóval. Ez természetesen a berendezés árát csökkenti, a megbízhatóság javulása mellett.

A digitális osztó beiktatásakor az (1) összefüggés a következőképpen módosul.

$$u_d(t) = K_d \left[\Phi_r(t) - \frac{\Phi_0(t)}{N} \right] \quad (1a)$$

ahol N a programozott osztásarány. N lehetséges értékeit meghatározza a feszültségvezérelt oszcillátor hangoló feszültségének tartománya, azaz N értéke csak olyan egész szám lehet, hogy az $N f_r$ frekvenciára a feszültségvezérelt oszcillátor még beállítható legyen. A szinkronizálódás után az oszcillátor jele fáziskoherenciában lesz a referencia frekvenciával, azaz hosszúidejű stabilitása is megegyezik a referenciaoszcillátor stabilitásával.

A nagy stabilitású kvarcoszcillátorok általában néhány MHz frekvencián üzemelnek. A frekvenciafelbontás finomítása érdekében célszerű ezen jelet digitális osztó áramkör segítségével a kívánt frekvenciafelbontásnak megfelelő értékre leosztani, ugyanis a frekvenciafelbontást mindig a fázishídra jutó, ún. összehasonlítási frekvencia határozza meg. Hasonló mértékben kell az osztásarányt növelni a feszültségvezérelt oszcillátort követő digitális osztóban is. Ily módon a frekvencia felbontás növelhető, ennek azonban határt szab az oszcillátor kimenetén egyre növekvő ún. maradék fázis, ill. frekvenciamoduláció. Ez elsősorban az aluláteresztő szűrőn átjutó fázisösszehasonlítási frekvenciákból, ill. annak harmonikusából adódik. Csökkentve a referencia frekvenciát az aluláteresztő szűrő törésponti frekvenciáját is megfelelően csökkenteni kell, ezt viszont limitálja a szükséges hurok sávzélesség, valamint frekvenciaváltás esetén az újabb szinkronizációhoz szükséges idő gyors növekedése. Az úgynevezett mintavételes típusú fázis-detektor alkalmazása esetén

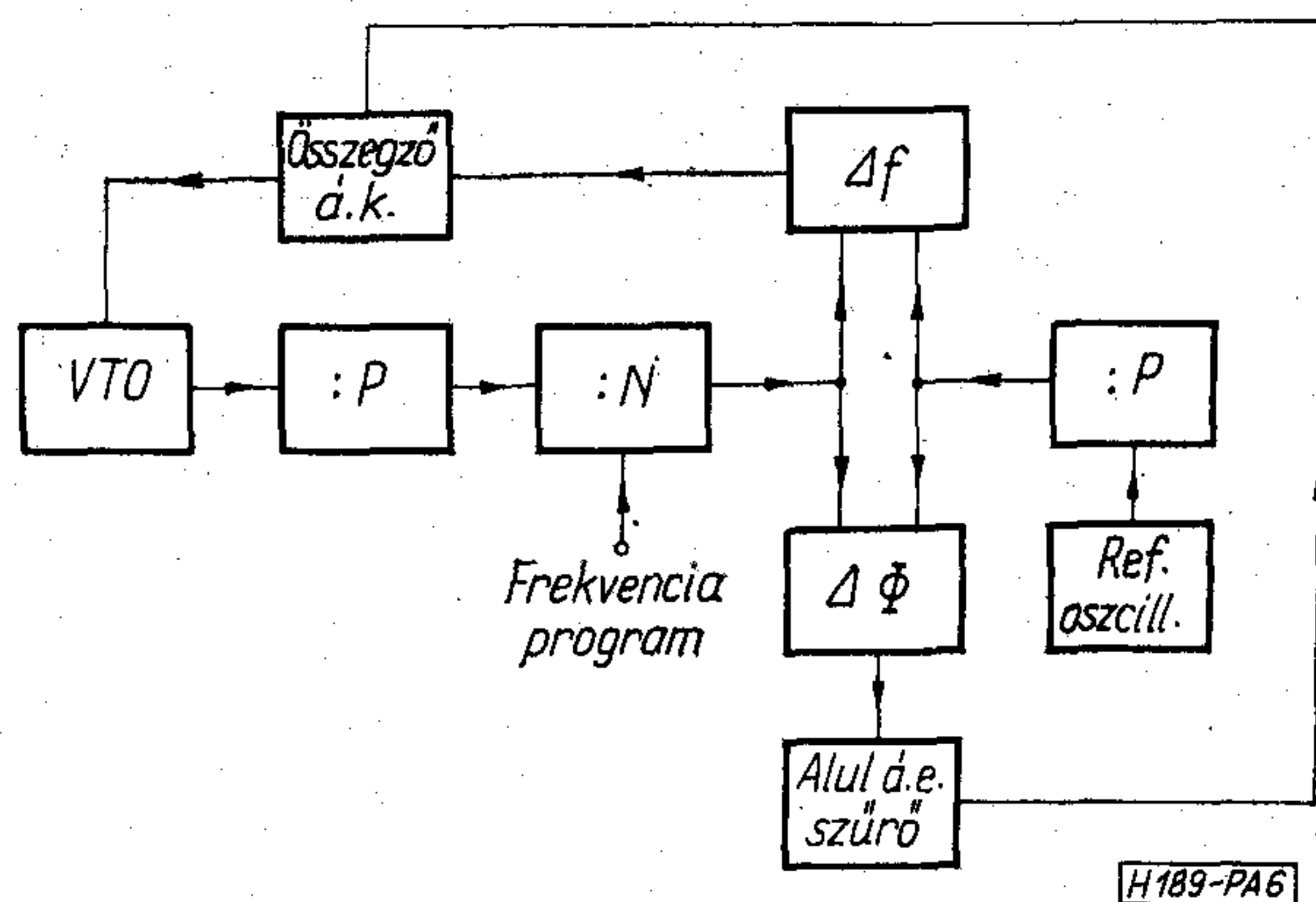
a fázis-detektor kimenetén levő zavaró jelek — melyek frekvenciája az összehasonlítási frekvencia, ill. annak harmonikusai — jelentősen csökkenthetők, s ily módon csökken az aluláteresztő szűrővel szemben támasztott követelmény, azaz növelhető a felbontás.

Abban az esetben, ha nagy frekvenciaátfogásra van szükség, nem egy, hanem több feszültségvezérelt oszcillátort kell alkalmaznunk. További nehézségek lépnek fel az oszcillátorok frekvenciájának növelésekor, ugyanis a VHF sávban már a programozható digitális osztó problémákat vet fel. Ezért alkalmaznak az oszcillátorokat követően egy ún. előosztót (prescaler), mely fix osztással az oszcillátorok frekvenciáját néhányszor tíz MHz-es sávba osztja le, ahol már rendelkezésre állnak a különböző típusú programozható frekvenciaosztók (pl.: SN 74160, SN 74192, SN 74197). Ekkor azonban, ha azt akarjuk, hogy f_r frekvenciájú felbontást kapjunk a kimenetre, a referencia frekvenciát, azaz a fázisösszehasonlítási frekvenciát — f_r — is P -ed részére kell csökkenteni, ahol P az előosztó osztásaránya.

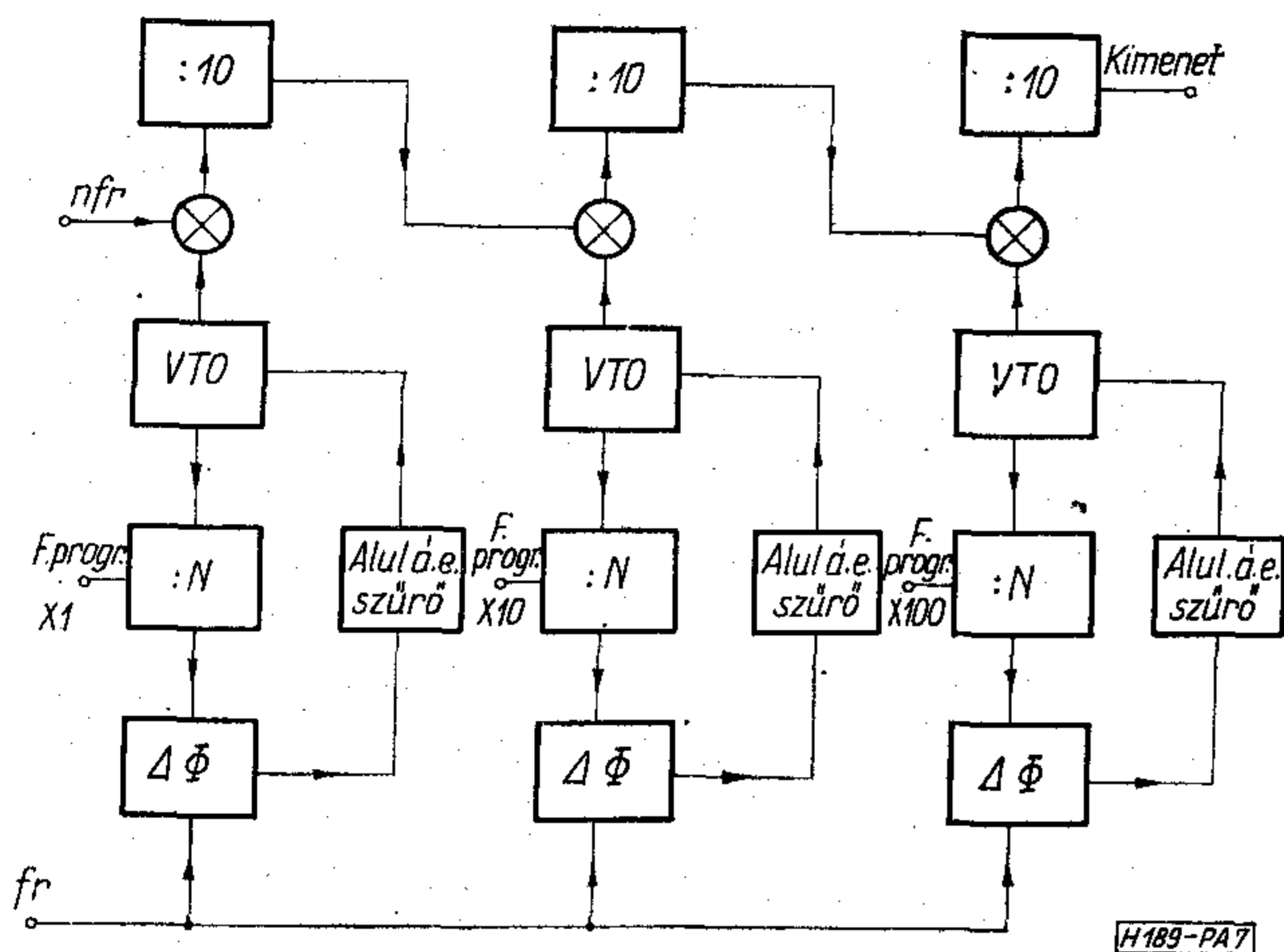
Szélessávú frekvenciagenerátor esetén programváltáskor a fázisdetektor bemeneteire az átkapcsolás utáni pillanatban két különböző frekvenciájú jel érkezik. A gyors és pontos szinkronizáció érdekében ekkor tulajdonképpen frekvenciakülönbségi jellel kell vezérelni az oszcillátort oly módon, hogy a frekvenciakülönbség zérussá váljék, majd ezután a fázisösszehasonlító áramkör hangolja „finoman” be az oszcillátort az új programnak megfelelő pontos frekvenciára. Ezen elemekkel felépített digitális frekvenciagenerátor elvi vázlatát mutatja be a 6. ábra.

Módosított indirekt típusú megoldások

A direkt típusú frekvenciagenerátorok tárgyalásánál ismertetett elvek — különböző aritmetikai műveletek végzése —, valamint a digitális, phase-lock elvet használó frekvenciagenerátorok megfelelő kombinációjával a legkülönbözőbb felépítésű berendezések készíthetők. Ilyen például a 7. ábrán bemutatott megoldás, amely tulajdonképpen az 1. ábrán látható megoldás, valamint a digitális, phase-lock elv megfelelő kombinációja (pl.: Adret—Codasyn 202 típusú generátor). Itt minden dekád tulajdonképpen egy azonos



6. ábra



7. ábra

felépítésű fázishurok, melyben a digitális osztó 0–9-ig programozható. Ezen áramkörök azután keverők, ill. fix tízes osztóáramkörök segítségével kapcsolódnak egymásba. Abban az esetben ugyanis, ha a HF, ill. VHF sávban kívánunk generátort készíteni igen kis felbontással pl. 1–10 Hz, a referencia frekvenciával semmiképpen nem mehetünk le ezen néhány Hz-es értékre, s ezért mindenképpen a keverést, ill. az osztást is alkalmazni kell.

Részben hasonló megoldású a HP 8660 típusú generátorának az alacsonyfrekvenciás része is. Itt azonban egy fázishurkon belül nem egy, hanem kettő, ill. három helyértéknek megfelelő frekvenciát lehet a programozható osztók segítségével beállítani, s így módon mindössze két keverő, s öt fázishurok segítségével elérték azt, hogy az ún. alacsonyfrekvenciás egység kimenőfrekvenciája 20–30 MHz-ig 1 Hz-es lépésekben változtatható. Ezen keskenysávú hurokkal szemben a nagyfrekvenciás hurok szélessávú, és a 350–450 MHz-ig terjedő tartományt 10 MHz-es lépésekben fogja át. A két különböző típusú — keskeny és szélessávú — fázishurok, valamint egyéb — természetesen a referencia forrásból származó — fix frekvenciák megfelelő kombinációjával elérhető azután, hogy az előzőekben említett generátor (HP 8660) frekvenciatartománya 0,01–110 MHz-ig terjed, 1 Hz-es felbontással.

A direkt típusú, valamint az indirekt típusú frekvenciaszintézis kombinációját alkalmazza a Rodhe-Schwarz cég új SMDW típusú frekvenciagenerátoránál. Ennél a berendezésnél az 1 Hz- — 1 MHz-es dekádokban indirekt, phase-lock elven működő áramkörök találhatók, a 10 MHz-, ill. a 100 MHz-es lépéseknek megfelelő dekádok viszont a direkt frekvenciaszintézis elvén épülnek fel, szűrők, elektronikus kapcsolók, valamint keverők felhasználásával. Ezen berendezés kimenőfrekvenciája 0–500 MHz-ig, 1 Hz-es lépésekben változtatható.

Miniatürizálás, integrálhatóság

Az integrált áramköri technológia rohamos fejlődése lehetővé tette, hogy a miniatűr, hordozható

nagypontosságú frekvenciagenerátorok iránti igényt a nagy félvezető gyárak speciális, különböző integráltsági fokú áramkörökkel elégítsék ki. Ilyen hordozható berendezések iránti igény — kommunikációs céllal — elsősorban katonai részről merül fel. Ezért az áramkör konstruktőrök a HF és VHF sáv által támasztott követelményeket is igyekeztek kielégíteni. A miniatűr berendezések szinte kivétel nélkül a digitális, phase-lock elvet alkalmazzák, hiszen, ezekben az áramkörökben rejlik a legnagyobb lehetőség az integrálásra. Ha megvizsgáljuk a 6. ábrán bemutatott generátor blokk vázlatát, akkor látható, hogy az áramköri egységek szinte kivétel nélkül integrálhatók, hiszen a feszültség-vezérelt oszcillátort kivéve — HF, VHF frekvenciák — induktivitást, mint rezgőköri elemet a berendezés nem tartalmaz.

Tekintettel a VHF sávra, a probléma elsősorban a nagysebességű programozható osztás megvalósítása. Itt a különböző ECL áramkörök használata terjedt el. Gyakran alkalmazzák az ún. „pulzus kihagyásos” előszámlálási módszert (pulse-swallowing prescaler). Ilyen elven működik a Fairchild cég programozható osztója, amely segítségével a legújabb adatok szerint egészen 250 MHz-ig lehetséges a programozott frekvenciaosztás megvalósítása (ECL 9590 és 95 H90).

A frekvencia-, ill. fázisdetektor általában már egy áramkörként kezelendő, mely frekvenciaeltérés esetén, mint frekvencia-detektor frekvenciaazonosság és fáziseltérés esetén, mint fázisdetektor működik az átmenetnél természetesen automatikus átváltással. Az integráltsági fok további növelésével ezen áramkörben már a detektor után következő — természetesen aktív — szűrőt is beépítettek, s így a rendszertervezőnek mindössze a kívánt huroksáv-szélesség, illetve az ún. beállási idő (settling time) figyelembe vételével kell néhány R–C elemet az áramkör megfelelő kimeneteire kapcsolni (pl.: Motorola MC 4044).

A feszültségvezérelt oszcillátorok terén is megindult a különböző integrált-áramköri kivitelek megvalósítása. Ezen áramkörök régebben hibrid kivitelűek voltak, azonban manapság már nem ritka a 150 MHz-ig üzemelő monolitikus áramkör sem. Frekvenciagenerátorok számára természetesen speciális, nagyobb integráltsági fokú áramkörök is készülnek. Például megemlítem a Fairchild cég SH8097 áramkörét, mely tartalmaz egy kétfokozatú RF erősítőt, keverőt, hangolható oszcillátort varicap diódákkal, valamint az aktív szűrőt. Az áramkörhöz kívülről mindössze néhány induktivitást, ill. R–C elemet kell csatlakoztatni. Hasonló a helyzet a referencia-oszcillátorok terén is, ahol rendszerint mindössze a kvarckristályt, mint frekvencia meghatározó elemet kell az áramkörhöz csatlakoztatni.

A fenti rövid, szűrőpróba jellegű tallózás az integrált-áramköri piacon is érzékelteti, hogy a digitális, phase-lock elvet alkalmazó, frekvenciagenerátorok, ill. ezek építőelemei alkalmasak az integrált áramköri megvalósításra. A technológia fejlődésével az áramkörkonstruktőrök fokozatosan megvalósítják — egyre

nagyobb frekvenciák irányába törekedve — a nagy pontosságú frekvenciagenerátorokat néhány hibrid vagy monolitikus integrált áramkört tartalmazó formában.

Rövid összefoglalásként elmondhatjuk, hogy a nagy pontosságú, automatikus mérés technika, valamint egyéb speciális területek igénylik a nagy kapcsolási sebességű, igen finom felbontású direkt típusú frekvenciagenerátorokat. Az olcsóbb, kisebb méretű, nagyobb megbízhatóságú digitális phase-lock elven felépített berendezések — melyek műszaki tulajdonságainak további javulása várható — széles körű elterjedése elsősorban kommunikációs (katonai) területen, valamint a mindennapi laboratóriumi gyakorlatban valósulhat meg.

- [1] *F. M. Gardner*: Phase-lock Technics. John Wiley and Sons 1966.
- [2] *John C. Shanahan*: Uniting Signal Generation and Signal Synthesis. HP Journal, December 1971.
- [3] *A. Tykulsky*: Digital Frequency Synthesizer Covering 0, 1 MHz to 500 MHz in 0, 1 Hz Steps. HP Journal, October 1967.
- [4] *G. A. G. Rowlandson*: Accurate communications with frequency synthesis. Electronic Engineering, May 1972.
- [5] *K. Loveland, M. Cottrell*: Microsystem Modules for a Digital Frequency Synthesizer. Fairchild Application Note APP-188
- [6] *John Delaune*: MTTL and MECL Avionics Digital Frequency Synthesizer. Motorola Application Note AN-532
- [7] *E. Baur, H. Janke*: Dekadischer Mess-sender SMDW für 0 bis 500 MHz. Neues von Rohde-Schwarz 55, Juni/Juli 1972

Országos Híradástechnikai, Villamos- és Műszeripari Gazdasági Konferencia

A magyar elektronikai ipari alágazatokat képviselő tudományos egyesületek ipargazdasági szakosztályai tervbevették, hogy az egyes egyesületek keretében az elmúlt 10 évben több alkalommal eredményesen megrendezett ipargazdasági konferencia hagyományait folytatva, 1973. június 11–14. között Esztergomban megrendezik az Országos Híradástechnikai, Villamos- és Műszeripari Gazdasági Konferenciát.

A konferencia célja ezen ipari alágazatok vállalatainak intenzív fejlődésével összefüggő elméleti és gyakorlati témák feldolgozása és megvitatása.

A konferencián megvitatásra kerülő területek: műszeripari termékek, számítástechnika, elektronikus alkatrészek, elektromos alkatrészek, mechanikai alkatrészek, erősáramú ter-

mékek, professzionális híradástechnikai berendezések, ipari alágazatok.

A fenti területek alábbi témaköreit öleli fel a konferencia: vezetés, irányítás, tervezés, értékesítés, piac, műszaki fejlesztés, gazdaságosság, jövedelemszabályozás, pénzügyi kérdések, szervezés különös tekintettel a számítástechnika eszközeinek alkalmazására, az egyes területek jellemző ipargazdasági kérdései.

A konferenciával kapcsolatban felmerülő kérdésekre a Mérés technikai és Automatizálási Tudományos Egyesület titkársága (Budapest V., Kossuth Lajos tér 6–8.) készséggel ad választ.

EGYESÜLETI HÍREK

SZÍNES TELEVÍZIÓ VÉTELTECHNIKA

Szimposium és kiállítás

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Magyarországon első ízben rendez meg 1973. április 24–26. között a címben jelzett Színes Televízió Vételtechnika Szimpóziumot.

A külföldi előadók részvételével megtartott szimpózium célja az, hogy a színes televízió technika területén nemzetközi szinten elért eredményeiről tájékoztatást adjon.

Az elhangzó előadások az aktuális kérdéseket, problémákat a következő kiemelt témák oldaláról világítják meg:

- I. SZÍNES TELEVÍZIÓ RENDSZEREK
- II. SZÍNES TELEVÍZIÓ KÉSZÜLÉKEK
ÁRAMKÖREI

III. SZÍNES TELEVÍZIÓ VEVŐKÉSZÜLÉKEK ALKATRÉSZEI

IV. MÉRŐBERENDEZÉSEK ÉS MÉRÉSI MÓDSZEREK

A kerekasztal konferenciákkal tarkított előadásokat a szimpózium ideje alatt megrendezésre kerülő kiállítás valóságközelbe hozza, így joggal reméljük, hogy Egyesületünk ezen nagyrendezvénye nagymértékben elősegíti a színes televízió technika magyarországi és külföldi fejlődését, továbbá első alkalma lesz a későbbiekben rendszeresen megrendezésre kerülő hasonló témájú szimpóziumoknak.

A SZERVEZŐ BIZOTTSÁG

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület tevékenysége

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület a Műszaki és Természettudományi Egyesületek Szövetségébe tömörült egyesületek között közel 25 éve önálló társadalmi tevékenységet folytat a — ma már a tágabb értelemben vett — híradástechnikai tudományok területén. A megelőző 25 évben a Magyar Elektrotechnikai Egyesület keretei között annak Rádiószakosztályában volt lehetőség a rádiótechnikának mint tudományágnak a művelésére.

Az Egyesület vezetőségében és tagjai között mindig megtaláljuk a rádiótechnikai, a híradástechnikai, az elektronikai tudományok legkiválóbb magyar szakembereit, ezen ágazatok művelőit, akik a közel fél évszázados egyesületi életben mindig nagy lelkesedéssel vettek részt a társadalmi munkában.

A második világháború befejezése után, a magyar tudományos élet újjászervezése, az önálló ipari tevékenység az egyesületi munka átalakítását is megkívánta. 1948 után Egyesületünk önálló tagja a MTESZ-nek. Az azóta eltelt időben a fokozott új igények, a rohamos tudományos és ipari fejlődés a társadalmi munkában is gyorsabb fejlődést kívántak. E követelménynek egyesületünk csak úgy tudott eleget tenni, hogy jobban kihasználta a társadalmi összefogás lehetőségeit, szorosabbra fűzte kapcsolatait az ipari vállalatokkal, a kutatóintézetekkel, az állami irányító szervekkel, az egyetemekkel és a főiskolákkal, és nem utolsósorban a MTESZ társegyesületeivel.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesületben a munka központjában álló főbb szakmai területek az alábbiak:

- Az elektronikai alkatrészek, beleértve a korszerű mikroelektronikát is.
- A számítástechnika tudományának egyes elméleti és gyakorlati alkalmazástechnikai kérdései.
- Általános és különleges vezetékes és vezeték nélküli átviteltechnikai témák, különös tekintettel a rendszer-technikai megoldásokra, a konstrukcióra és a technológiára.
- Szatellit hírközlés (úrtávközlés) különleges kérdései és megoldási módjai.
- Iparfejlesztési és iparpolitikai kérdések. Export-import problémák.
- Felsőfokú, középfokú oktatási kérdések, szakmai továbbképzés, céltanfolyamok szervezése, kiadványok szerkesztése.
- Tudomány és technikatörténeti feladatok.
- Nemzetközi kapcsolatok kiépítése és fenntartása.
- Ipari vállalatok és intézetek szakembereivel és vezetőivel való kapcsolatok fenntartása, a társadalmi munka eredményeinek biztosítása fentiek részére.
- Más szakegyesületekkel való kapcsolatok fenntartása, hogy a tudomány művelése szempontjából rokon területeken az együttműködésből származó előnyök kölcsönösen jobban kihasználhatók legyenek.
- A HTE a társadalmi munka elismerésére emlékérmeket adományoz, pályázatokat ír ki, közli a szakemberek tudományos-szakmai dolgozatait, tanulmányait stb.

Elmondhatjuk, hogy a Híradástechnikai Tudományos Egyesület hazánkban ma fóruma a tudományos színvonalú társadalmi munkának és egyik fontos lehetősége a szakmai tudományos információk áramlásának. Bizonyos, hogy ez a munka nagy hasznára van az egyéneknek, a tagoknak és a magyar műszaki társadalomnak. A sikeres munka természetesen nem nélkülözi sem a MTESZ, sem a híradástechnikai ipari vállalatok és intézetek és az egyetemek és végső fokon a szakemberek támogatását és tevékeny részvételét a társadalmi munkában.

Az 1973. január 15-én tartott közgyűlés

Az Egyesület 1973. évi közgyűlése beszámol az előző közgyűlés óta végzett egyesületi munkáról, számba vette az eredményeket, új utakat keresett és mutatott a társadalmi munka számára. A közgyűlés külön hangsúlyozottan szólt a fiatal szakemberekhez, feltárta számukra a társadalmi munka

hasznát és értékeit, mely számukra is fórumot jelent és lehetővé teszi az új ismeretek áramlását, a szakmai és tudományos kapcsolatok kiépítésének lehetőségeit.

Hagyomány, hogy a HTE közgyűlés ünnepélyes bevezető előadását az iparág egyik vezetője tartja meg olyan témaválasztással, mely az iparág valamely fontosabb problémáját és az egyesületi munka egyes jelenségeit vizsgálja.

A közgyűlés megnyitó előadását *Asztalos Lajos*, a Kohó- és Gépipari Minisztérium miniszterhelyettese tartotta.

Az előadás bevezetőjében elismeréssel szólt a HTE munkájáról, kiemelte szerepét a technikai kultúra terjesztésében, a műszaki értelmiség továbbképzésében.

A továbbiakban áttekintést adott az előadó a híradástechnikai ágazat fejlesztési feladatáról a IV. ötéves tervben. Részletesen foglalkozott a híradásipari termékek exportjáról és a nemzetközi együttműködés néhány fontos kérdéséről. Kiemelte a szocialista ipar és ezen belül a szovjet ipar jelentőségét, és felhívta a figyelmet a tőkés export fokozásának fontosságára. Az V. ötéves terv megalapozásával kapcsolatos fontos kérdésnek minősíti a szelektív iparpolitikai koncepció megvalósítását, az alkatrész-bázis fejlesztését és a nemzetközi együttműködést, a gazdasági integráció hatékonyságának növelését. Az előadás az alkatrész-bázis fejlesztését alapvető kérdésnek tartja és ezen belül az integrált áramkörök problémáit elsődleges fontosságúnak minősíti.

Befejezésül *Asztalos Lajos* miniszterhelyettes szólt azokról a feladatokról, amelyeket az ipar és az iparvezetés a Híradástechnikai Tudományos Egyesülettől a társadalmi munka területén elvár. Hangsúlyozta az információ áramoltató társadalmi munka kiszélesítésének fontosságát, a rokon szakmai területekkel való intenzív együttműködés jelentőségét és ismételten aláhúzza a HTE eddigi munkájának eredményességét, hasznosságát.

A közgyűlés napirendjében *Susánszky László* főtitkár beszámolt az elmúlt 2 év eseményeiről, *Karácsony Dezső*, a Számvizsgáló Bizottság vezetője az egyesület pénzügyi gazdálkodásával foglalkozott, *Nádas Tibor* a Műszaki Tudományos Bizottság vezetője az Alapszabály módosításának javaslatát terjesztette a közgyűlés elé.

A közgyűlés küldöttei közül az alább felsoroltak szólaltak fel: *dr. Gordos Géza* (BME), *Villányi Ottó* (Postavezérgazgatóság), *Szabó László* (BME Villamosmérnöki Kar, KISZ Bizottság), *Horváth István* (Magyar Villamosművek Tröszt), *S. Tóth Ferenc* (GELKA), *Gosztony Géza* (BHG), *Kocsis Miklós* (HIKI), *dr. Fekete István* (EIVRT), *dr. Almássy György* (TKI), *dr. Egri János* (VIDEOTON).

A felszólalók a HTE munkájának szinte teljes spektrumát érintették. Bírálták, értékelték a munkát, javaslatokat tettek a munka folytatásának lehetőségeire, behatóan foglalkoztak a fiatal szakemberek és az egyesület kapcsolatával, foglalkoztak ipari műszaki és szervezési, valamint gazdasági kérdésekkel.

Több hozzászóló foglalkozott a „Híradástechnika” folyóirat szerkesztésének egyes kérdéseivel és több beszámoló várta az egyesületi élet egyes megnyilvánulásairól.

A felszólalók által tárgyalt egyes kérdések az egyesületi munkát érintő, sőt azon túlmenő fontosságuk miatt külön-külön való ismertetést is megérdemelnek.

A felszólalásokból kicsendültek az új egyesületi elhelyezésből fakadó aggodalmas hangok is, melyek bizonyosan nehezíteni fogják a társadalmi munkát.

A felszólalások után *dr. Kormány Teréz*, a HTE titkára a közgyűlés elé terjesztette a Közgyűlés határozati javaslatát, mely elfogadta az Egyesület legutóbbi közgyűlése óta eltelt időben végzett munkáról készített és előadott beszámolókat, és fontos javaslatokat tett az Egyesület munkájának irányaira.

A Közgyűlés jóváhagyta az alapszabály módosítására vonatkozó javaslatot is. A beszámoló befejezésével megemlítjük, hogy a Közgyűlésen megjelent küldöttek egyhangúan megállapították az eredményes egyesületi munkát, melynek jó és eredményes beszámolója volt a közgyűlés.

Susánszky László
főtitkár

SZEMLE

(Folytatás a 47. oldalról)

A magyar számítógépgyártó ipar és az ICL angol számítógép vállalat között létrejött együttműködési megállapodás alapján, mely közös és kétoldalú műszaki fejlődést segít elő a VIDEOTON Rt. bemutatta a Videoton 1010B számítógép és az Országos Tervhivatalban levő ICL System 4—70-es számítógép közvetlen on-line kapcsolatát.

A Videoton és az ICL számítógépek közötti, telefonvonallal létesített összekapcsolás új fejezetet nyit Magyarország számítógépesítési programjában. A Videoton 1010B mint programozott terminál, illetve mint távadatfeldolgozó végállomás kihasználja az ICL System 4-es gépek kapacitását és teljesítményét. Így az intézmények számítógép-beruházási összegeit a leggazdaságosabban használhatja fel.

A két számítógép összekapcsolását a Videoton vezérlőprogram, valamint az ICL SYSTEM—4 számítógépcsald MULTIJOB nevezetű operációs rendszere teszi lehetővé.

Az ICL MULTIJOB operációs rendszer legfontosabb előnyei a következők:

1. Legkielégítőbb távadat-feldolgozás;
2. „Közvetlen beszélgetés” a számítógéppel;
3. Tudományos időmegosztásos feldolgozási lehetőségek;
4. Egyidejű Batch és távadat-feldolgozás;
5. Minimális memóriairány — 90 és 120 Kbyte között — a maximális kihasználáshoz — pl. 30 „beszélgető” terminál;
6. Gyors adatátvitel;
7. Rövidebb programfejlesztési idő;
8. Ideális műszaki és tudományos felhasználóknak, akik általában nem Batch rendszerrel dolgoznak;
9. A legnagyobb adatbankok kezelését is lehetővé teszi.

*

A Rohde & Schwarz cégnél befejezéséhez közeledik az XSRM típusjelű atom-frekvencianormálerső példányának vizsgálata. Rövidesen megkezdődik ennek szériagyártása. Az új frekvencianormál a régebbi XSR típusjelű Rb normál továbbfejlesztett változata és igen széleskörűen alkalmazható. A várható hosszúidejű stabilitása 10^{-10} /év, 5 MHz-es kimenőjelének zajvédeltsége 1 Hz-es sávzélességgel mérve 135 dB. Legmeglepőbb kis mérete: teljes térfogata kb. 2 liter! Az XSRM NiCd teleppel kiegészíthető és így folyamatos frekvenciaszolgáltatásra képes függetlenül a hálózattól. Az XSRM részletes adatlapját a jelenlegi prototípusvizsgálatok kiértékelése után adják ki. (R/S Presse Information Nr. 508.06.1972.)

*

A BNV-n az OMF B pavilonjában nagy sikert aratott az SzKi által kifejlesztett R10-es számítógép. Az R10 korszerű szevezési elvek és technológiák felhasználásával szerkesztett kisgép, az egységes számítógép rendszer legkisebb modellje.

Az R10 modell nagymértékben moduláris felépítése lehetővé teszi, hogy digitális vezérlési feladatoktól a bonyolultabb feldolgozási folyamatokat ellátó kisgépekig minden konfiguráció optimálisan kialakítható legyen.

Az R10 modell alapmodulját a mikroprogramokat végrehajtó kezelőegység képezi. A kezelőegység max. 2 Kbyte kapacitású, 1 Kbyte-os modulokban bővíthető mikroprogram tárolót és max. 128 byte kapacitású gyorsregiszter mezőt tartalmazhat, amely 32 byte-os modulokban bővíthető. A mikroprogramok végrehajtási ideje 300 μ sec.

Az operatív tár 400 μ sec hozzáférési idejű 8 Kbyte-os modulokból építhető fel. Maximális kapacitás 64 Kbyte.

A központi egység 86 mikroprogramozott utasítás végrehajtásra alkalmas. A kezelt információ lehet byte, szó, duplaszó, byte-sorozat. Az egyszerű tárreferenciás számúvelelek végrehajtási ideje 2,1 μ sec. A realizált címzési módok a multiprogramozás igényeit is kielégítik és lehetővé teszik a direkt, indirekt, indexelt, relatív, paraméteres címzés alkalmazását.

A gép felépítése lehetővé teszi a perifériák vezérlési funkcióinak mikroprogramozott, a kezelőegységbe integrált megvalósítását.

A perifériákhoz rendelt mikroprogramokat 300 μ sec válasszidőt biztosító, hierarchikus szervezésű felfüggesztési rendszer kezeli.

A perifériákat illesztő elektronika többnyire egyetlen kártya, amely a belső periféria sínekre (MINIBUS) csatlakozik.

A kezelőegység hierarchikusan egymásba ágyazható megszakítási programok automatikus kezelését teszi lehetővé. A 32 megszakítási szint 112 külső megszakítási okhoz rendelhető hozzá.

A kisgéphez illeszthető perifériaválaszték, alapkonfiguráció:

Kezelői konzol: írógép 10 jel/sec;
Gyors szalagolvasó: 300—1000 jel/sec;
Gyors szalaglyukasztó: 30 jel/sec;
Minidisk: kapacitás 800 kByte-általános hozzáférési idő 10 msec;

Opciók:

- sornyomtató,
- kártyaolvasó,
- mágnesszalag tár,
- minikazetta,
- szinkron átviteli vonalak,
- aszinkron átviteli vonalak.

Hatékony hibavédelemmel van ellátva, nagy megbízhatóság jellemzi, SSI és MSI integrált áramkörökből épült. Minden összekötés (a kártyák között is) nyomtatott huzalozással készül.

A különböző alkalmazások igényeinek figyelembevételével szerkesztett OS 10 bázisú operációs rendszer kényelmes kezelést biztosít. Az assembler típusú fordítóprogramokon kívül a különböző alkalmazásokat segítik az LP 15, FORTAN 4 fordítóprogramok.

Az R10 alapkonfiguráción alapuló specializált konfigurációk a legkülönbözőbb alkalmazási területeken hatékony rendszert képeznek, legjelentősebb alkalmazási területek:

- korlátozott méretű műszaki-tudományos számítások,
- nyilvántartási rendszer,
- mérésadatgyűjtés,
- gyártásközi és végellenőrzés,
- oktató rendszer,
- helyfoglalási rendszer,
- intelligens terminal,
- koncentrátor diffuzor,
- kommunikációs vezérlőegység,
- folyamatszabályozás.

Az R10 220 V-os hálózatról üzemeltethető, 1,5 kVA a teljesítményfelvétel, normál szobaviszonyok között működik.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.376.56:621.395.4

Dr. Ványai P.:

A PCM hierarchia második lépcsője: a szekunder multiplex

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 2. sz.

A cikkben a PCM hierarchia második lépcsőjével kapcsolatos általános ismereteket közöljük. A kérdés időszerűségét a szekunder digitális multiplex realizálásával kapcsolatos nemzetközi méretű egységesítési munka gyors ütemű fejlődése is alátámasztja. Vázzuk a PCM hierarchia várható felépítését, ismertetjük a szekunder digitális multiplex néhány legfontosabb kérdését, majd végezetül annak két megvalósítási lehetőségét mutatjuk be.

ETO 621.395.3:621.395.722

Koperniczky K.:

Távbeszélő központ-technika általánosítása

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 2. sz.

A cikk sorra veszi azokat a funkciókat, amelyeket a hívás felépítés során végre kell hajtani és diagramszerűen ábrázolja a különböző állapotok közötti átmeneteket. Vizsgálja a központok egységekre való felosztását és az egységek funkcióit. Végül a híváskezdeményezés folyamatát részletesebb folyamatábrák segítségével vizsgálja. A munka első lépése egy sorozatnak, melyben a központrendszerek egységes tárgyalásmódját és specifikálási eljárását kívánja ismertetni a szerző.

ETO 621.373:621.316:726.078.3

Pócza A.:

Nagy pontosságú frekvenciagenerátorok

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 2. sz.

A cikk első része az ún. direkt típusú, nagy pontosságú frekvenciagenerátorok felépítési elveit és néhány lehetséges realizálási módját vázolja. A phase-lock elv rövid, elméleti áttekintése után a második rész az indirekt típusú, phase-lock elvet használó generátorok megvalósítási módjait vizsgálja meg. Néhány berendezés konkrét megemlítésével, összehasonlítja egymással a két rendszert. Végül foglalkozik a phase-lock elvet használó digitális frekvenciagenerátorok miniatürizálásának lehetőségeivel néhány kiragadott áramköri példa bemutatása kapcsán.

Zusammenfassungen

DK 621.376.56:621.395.4

Dr. Ványai, P.:

Zweite Stufe der PCM-Hierarchie: Sekundärmultiplex

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr 2

In diesem Artikel werden die allgemeinen Kenntnisse bezüglich der zweiten Stufe der PCM-Hierarchie erörtert. Die Aktualität der Frage wird auch durch die Entwicklung der raschen internationalen Normalisierungsarbeit bezüglich der Realisation des sekundären digitalen Multiplexes bekräftigt. Es wird der bevorstehende Aufbau der PCM-Hierarchie geschildert, ferner werden einige wichtigeren Fragen des Sekundär-Digitalmultiplexes erörtert und zuletzt zwei Realisierungsmöglichkeiten des Multiplexes dargestellt.

DK 621.395.3:621.395.722

Koperniczky, K.:

Verallgemeinerung der Technik von Fernsprech-Vermittlungsstellen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr 2

In dem Artikel werden jene Funktionen aufgezählt, welche während des Aufbaues eines Rufes ausgeführt werden müssen und die Übergänge zwischen den verschiedenen Zuständen werden auf Diagrammen illustriert. Die Aufteilung der Vermittlungsstellen auf Einheiten und die Funktionen derselben werden untersucht. Zuletzt wird der Anlassprozess des Rufes mit Hilfe von detaillierten Ablaufdiagrammen untersucht. Dieser Artikel ist der erste Teil einer Serie, in welcher der Verfasser die einheitliche Auseinandersetzungsmethode und das Spezifikationsverfahren der Fernsprech-Vermittlungsstellen erörtern will.

Обобщения

ДК 621.376.56:621.395.4

Д-р Ваняи, П.:

Второй шаг иерархии ИКМ: вторичное уплотнение

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 2

Излагаются общие знания по второму шагу иерархии ИКМ. Актуальность вопроса обосновывается тоже быстрым развитием работы унификации международного масштаба в области осуществления аппаратуры вторичного цифрового уплотнения. Схематично рассматривается ожидаемое построение иерархии ИКМ, некоторые важнейшие вопросы аппаратуры вторичного цифрового уплотнения, а наконец две возможности ее осуществления.

ДК 621.395.3:621.395.722

Коперницки, К.:

Обобщение техники телефонных станций

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 2

Статья перечисляет функции, которые должны быть выполнены в ходе построения вызова и показывает в графиках переходы между различными состояниями. Рассматривается разделение АТС в блоки и функции блоков. Наконец, изучается процесс пуска вызова с помощью подгруппы диаграмм потока. Статей является первой частью серии, излагающей единый метод рассмотрения систем АТС, дальше их спецификации.

ДК 621.373:621.316:726.078.3

Поца, А.:

Генераторы частоты высокой точности

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 2

Первая часть статьи очерчивает принципы построения и некоторые возможные способы осуществления генераторов частоты, т. н. непосредственного типа. После краткого теоретического описания фазовой синхронизации, вторая часть рассматривает способы осуществления генераторов посредственного типа, использующих принцип фазовой синхронизации. Ссылаясь на некоторые конкретные устройства, сравниваются две системы. Наконец трактуются возможности миниатюризации цифровых генераторов частоты, применяемых по принципу фазовой синхронизации с помощью некоторых выбранных примеров.

Summaries

UDC 621.376.56:621.395.4

Dr. Ványai, P.:

Second Stage of the PCM Hierarchy: Secondary Multiplex

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) No. 2

In this paper the general concepts related to the second stage of the PCM hierarchy are presented. The actuality of the question is also supported by the rapid development of the international standardization work regarding the realization of secondary digital multiplex. The presumable layout of PCM hierarchy is outlined, some most important problems and two examples concerning secondary digital multiplex are illustrated as well.

UDC 621.395.3:621.395.722

Koperniczky, K.:

Generalization of Telephone Exchange Engineering

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) No 2

All functions which have to be accomplished during the initiation of a call, are presented and the transitions between different states are illustrated by way of diagrams. The division of exchanges in units and the function of units is examined. Finally the process of call initiation is examined by means of detailed flow charts. The paper is only the first part of a series in which the author wants to present the unified method of discussion of the systems and specification of exchanges.

DK 621.373:621.316.726.078.3

Póczy, A.:

Frequenzgeneratoren hoher Genauigkeit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr 2

In dem ersten Teil des Artikels werden die Konstruktionsprinzipien und einige möglichen Ausführungsmethoden der Frequenzgeneratoren von hoher Genauigkeit sogenannter direkter Type geschildert. Nach einem kurzen Überblick des „Phase-Lock“ Prinzips (Phasensynchronisierung) werden in dem zweiten Teil die Ausführungsmethoden der Generatoren von indirektem Typ, welche nach dem „Phase-Lock“ Prinzip arbeiten, untersucht. Mit der konkreten Benennung einiger Einrichtungen werden die zwei Systeme mit einander verglichen. Zuletzt wird die Möglichkeit der Miniaturisierung der Digitalfrequenzgeneratoren, welche nach dem „Phase-Lock“ Prinzip arbeiten — in Zusammenhang mit der Illustration einiger ausgewählten Beispielen, behandelt.

UDC 621.373:621.316.726.078.3

Póczy, A.:

Frequency Generators of High Accuracy

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 2

The first part of the paper presents the principle of construction of the so-called direct type high precision frequency generators. After a short theoretical review of the phase-lock principle, the second part examines the way of realisation of generators using the phase-lock principle. By mentioning certain concrete equipment the two systems are compared with each other. Finally for sake of illustration, the possibility of miniaturisation of digital frequency generators using the phase-lock principle, are dealt with.

Résumés

CDU 621.376.56:621.395.4

Dr. Ványai, P.:

Deuxième étage de la hierarchie MIC: le multiplex secondaire

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 2

Les notions générales concernant le deuxième étage de la hierarchie MIC sont exposées dans l'article. L'actualité du problème est justifiée par le développement rapide des travaux d'unification à dimensions internationales dans le domaine de la réalisation du multiplex numérique secondaire. La disposition présumée de la hierarchie MIC, quelques problèmes importants du multiplex numérique secondaire et deux possibilités de sa réalisation sont présentées.

rents par diagrammes. La division des bureaux centraux en blocs et les fonctions des blocs sont examinées. Enfin le processus de l'initiation d'un appel est illustré par diagrammes d'écoulement plus détaillés. L'article est la première partie d'une série, discutant une méthode unifiée pour le traitement et la spécification des systèmes de bureaux centraux.

CDU 621.373:621.316.726.078.3

Póczy, A.:

Générateurs de fréquence a haute précision

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 2

La première partie de l'article donne une revue sur les principes de construction et quelques exemples de réalisation des générateurs de fréquence à haute précision du type direct. Après une analyse théorique brève du principe de l'accrochage de phase, la deuxième partie examine les modes de réalisation des générateurs de fréquence du type indirect, utilisant le principe de l'accrochage de phase. Avec référence à quelques appareillages, les deux systèmes sont comparés. Enfin les possibilités de la miniaturisation des générateurs de fréquence numériques, à accrochage de phase, sont examinées, illustrées par quelques exemples des circuits.

CDU 621.395.3:621.395.722

Koperniczky, K.:

Généralisation de la technique des bureaux centraux téléphoniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 2

L'article énumère les fonctions à exécuter au cours de l'établissement d'un appel et représente les transitions entre les états diffé-