

Kéthuzalos duplex alapsávi digitális átvitel realizációs lehetőségei

DR. HANZÓ LAJOS — HINSENKAMP LÁSZLÓ
Távközlési Kutató Intézet

DR. OSVÁTH LÁSZLÓ
Budapesti Műszaki Egyetem, HEI

PAKSY GÉZA
Telefongyár

ÖSSZEFOGLALÁS

Az Integrált Szolgáltatású Digitális Hálózat (ISDH) vagy az Integrált Digitális Adathálózat (IDA) megvalósításához meg kell alkotni a kéthuzalos duplex alapsávi előfizetői végződést. A legalkalmasabb realizációkat az echo törléses (EC) és az időosztásos (TCM) eljárás kínálja. A rendszerjellemzők és rendszerparaméterek tárgyalása után áttekintjük a realizálási lehetőségeket, s összehasonlítást végzünk közöttük annak érdekében, hogy a speciális magyarországi viszonyainkhoz leginkább illeszkedő változatokat kiválaszthassuk

1. Bevezetés

A vezetékes híradástechnika a történelmi fejlődés során különféle szolgáltatásokat nyújtó hálózatokat (beszédátvitel, adatátvitel, távíró, telex... stb.) hozott létre, amelyek legtöbbje egymástól független hálózatként, az adott kommunikációs célra optimálisan alakult ki. A teljes vezetékes hírközlés egységes szolgáltatású és átfogóan optimált megoldását az Integrált Szolgáltatású Digitális Hálózat (ISDN) ígéri. A megoldandó feladatok az alábbiak:

- Egy előfizetői készülékről egyidőben beszéd és egyéb, digitális információ átvitelének biztosítása.
- A különböző szolgáltatások ne a szeparált hálózatok speciális végződéseinek legyenek elérhetők, hanem az egységes hálózat minden egyes előfizetői helyén.
- A különböző szolgáltatások minden egyes előfizető számára azonos eljárással, egységes számozási rendszerbe szervezeten legyenek elérhetők.
- A hálózat legyen rugalmasan fejleszthető, megbízható és szolgáltatásai gazdaságosak legyenek.

Alapvető célkitűzésnek kell tekinteni, hogy a már kiépített előfizetői kábelhálózat jelentős változtatás nélkül alkalmas legyen duplex digitális átvitelre.

A kétirányú (duplex) digitális alapsávi átvitelre szokásosan használt négyhuzalos összeköttetés az előfizetői hálózat számára túl drága megoldás lenne. Sürgető igény tehát a kéthuzalos digitális előfizetői hálózatban alkalmazható eljárások kutatása.

Ebben a cikkben a Magyar Posta adatátviteli hálózata fejlesztésének koncepciótervén végzett munkánk [1] eredményeként átfogó képet adunk az irodalomban kialakuló fejlődési irányokról, s mérlegeljük a különböző — hazai alkalmazásra szóbajöhető — realizációk gazdaságossági, ráfordításbeli és teljesítőképességbeli vetületeit.

Munkánk alap gondolata az volt, hogy ha a kéthuzalos digitális átviteli eljárásokat alkalmazó ISDN



DR. HANZÓ LAJOS

A *BME Híradástechnika Szakán* végzett 1976-ban, s diplomatervével, valamint *TDK dolgozatával pályázatot nyert. Azóta a TKI tudományos munkatársa. 1980-ban egy évet dolgozott az erlangen-i egyetemen (NSZK). 1982-ben szakmérnöki diplo-*

mát, 1983-ban egyetemi doktori fokozatot szerzett, 1984-ben Pollack—Virág díjjal, 1985-ben pedig OMFB szabaddalmi pályadíjjal tüntették ki. Szakmai érdeklődési körébe az információátvitellel kapcsolatos jelfeldolgozási és rendszertechnikai problémák tartoznak.

ma még hazánkban az ismert okok miatt nem is aktuális, akkor legalább a most kialakulóban levő integrált digitális adathálózatban (IDA) a beszédátvitelhez szükségesnél lényegesen alacsonyabb átviteli sebesség mellett, kevésbé bonyolult mikroelektronikai eszközök alkalmazásával realizálása van az adatközpontokhoz csatlakozó adat-előfizetői összeköttetések kéthuzalos duplex digitális megvalósításának.

A két irány szétválasztására az alábbi módszereket próbálták ki:

- szétválasztás a frekvenciában;
- szétválasztás az időben;
- szétválasztás echo törlővel kiegészített iránycsatoló (hibrid) segítségével.

A három módszer közül a klasszikusnak számító frekvenciában való szétválasztás a legkevésbé használatos, ui. a két irány egyenértékűsége (hibaarány, hatótávolság) nehezen biztosítható.

A továbbiakban néhány egyszerű alapelv (2. fejezet) összefoglalása után részletesen elemezzük az időben való szétválasztás (3. fejezet) és az echo törlés (4. fejezet) módszereit. Mindkét esetben megvizsgáltuk az áramköri megvalósítás lehetőségeit is.

2. Az alapsávi kábeles digitális jelátvitel alapelvei [25, 26]

A négyhuzalos, digitális összeköttetések leggyakoribb átviteli közege a szimmetrikus és a koaxiális kábel. A kábelek \sqrt{f} -el közelítőleg arányos csillapítás-frekvencia karakterisztikája lehetővé teszi, hogy amplitúdó-korrektorok alkalmazásával a digitális jelátvitel céljainak megfelelő hírközlő csatornákat alakítsunk ki. Az elérhető sebesség és az áthidalható távolság függ a kábel fajlagos csillapításától és áthallási jellemzőitől. Az alkalmazott átviteli eljárás mindig alapsávi impulzus amplitúdó moduláció (PAM). A PAM átvitelhez szükséges sávzélességet a vonali jelzési sebesség határozza meg, ami kettőnél több szintű átvitel esetén

Beérkezett: 1985. VIII. 29. (□)

alacsonyabb lehet az információ átviteli sebességénél. Ha a szinkron PAM rendszer L szintű szimbólumainak ismétlődési ideje T , akkor a PAM csatorna információátviteli sebessége:

$$I = \log_2 L \cdot \frac{1}{T} \text{ bit/s}, \quad (2.1)$$

és a vonalon $1/T$ Baud a jelzési sebesség. Az átvitelhez szükséges sávszélesség kódolatlan PAM csatorna esetén

$$f_H = \frac{1}{2T}, \text{ Hz}. \quad (2.2)$$

A szimbólumközi áthallás (ISI) mentes csatorna biztosításához tehát a kábelt f_H frekvenciáig kell korrektorokkal kiegyenlíteni. Mivel a kábel hossza az egyes összeköttetéseknel egymástól eltérő, ezért a kiegyenlítés két lépésben hajtható végre.

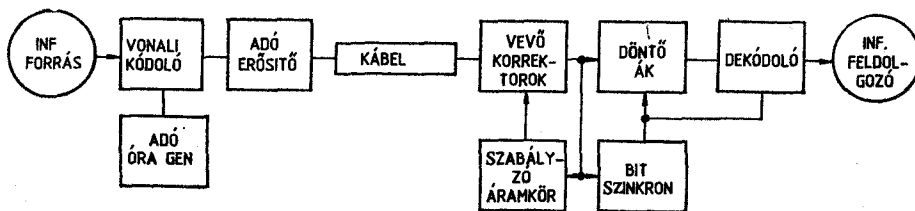
- i. Hossztól függő korrekció, amely egy közepes vagy maximális hosszra egészíti ki a kábelt. Korszerű rendszerekben a hosszról függő korrekter automatikus beállítás.
- ii. Egy ún. \sqrt{f} korrekter alkalmazása, amely névleges hosszánál a kábellel együtt éppen Nyquist csatornát eredményez.

Az alapsávi átvitelhez szükséges $0-f_H$ frekvenciasáv helyett azonban gyakorlati okokból csak az f_L-f_H ($f_L \sim 0,01f_H$) sáv használható ki. Ennek fő oka a vonalon elkerülhetetlen transzformátoros leválasztás. Az egyenáramú átvitel hiányát legegyszerűbben olyan vonali kódolási eljárással tehetjük érdektelenné, amely biztosítja, hogy az átvitt digitális jelsorozat statisztikájától függetlenül a kódolt digitális jelsorozat teljesítménysűrűség spektruma zérus legyen az $f=0$ frekvencián. Az ilyen típusú vonali kódokat egyenárammentes vonali kódoknak nevezzük, s ezek két- vagy többszintűek lehetnek. A legismertebb kódokat az 1. táblázatban foglaltuk össze.

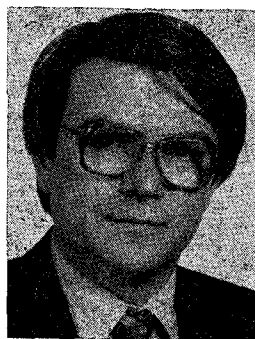
1. táblázat

Az alapsávi digitális rendszerekben alkalmazott legismertebb vonali kódok jellemzői. T a kódolandó szinkron bináris jel ismétlődési ideje

Kód	Elemkészlet	Szükséges sávszélesség, Hz	Kódolási szabály
Bifázisú	+1, -1	$1/T$	[25]
CMI	+1, -1	$1/T$	[25]
WAL2	+1, -1	$1/T$	[25]
AMI	+1, 0, -1	$1/2T$	[26]
HDB-3	+1, 0, -1	$1/2T$	[26]
4B3T	+1, 0, -1	$3/8T$	[26]



1. ábra. Az alapsávi digitális PAM rendszerek bloksémája



HINSENKAMP LÁSZLÓ

A BME Híradástechnika Szakán végzett 1970-ben. Három évig a BME Mikro-hullámú Híradástechnika Tanszékén dolgozott, azóta a Távközlési Kutató Intézet munkatársa. 1974-ben szakmérnöki diplomát szerzett. 1983-ban három hónapos ösztöndíjas tanulmányutat tett a bochumi (NSZK) egyetemen. 1984 óta BME HEL Áramkörök Osztályán mellékfoglalkozású adjunktus. Szakmai érdeklődése a digitális hírközléssel kapcsolatos rendszertechnikai problémákra terjed ki.

A vonali kódolás célja a spektrum-formáláson kívül a jel detektálásához szükséges bitszinkron visszaállításának megkönnyítése. A PAM rendszerek a vételi órajelet a vett információból származtatják. A vonali jelek kódolása úgy van meghatározva, hogy a jelben megfelelő számú jelátmenet forduljon elő. Ezek az átmenetek hordozzák az időzítési információt, ami felhasználható PLL-nél fázisszinkronizálásra, vagy az órafrekvenciára hangolt szűrőkör segítségével az adó órajellel pontosan azonos frekvenciájú vevő órajel kinyerésére.

A fentiek összefoglalásaként egy kábelen üzemelő, PAM alapsávi rendszer funkcionális felépítése az 1. ábrán látható.

A hatótávolság meghatározásához a rendszer korlátozó tényezőit kell megvizsgálni, amelyek a következők:

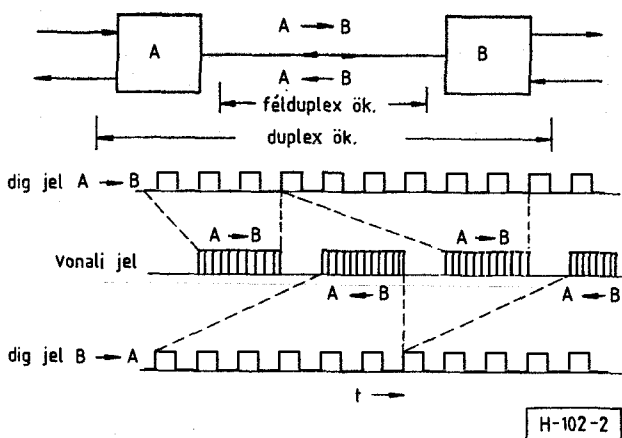
a) Maximális adószint

A maximális adószint megköteése kompatibilitási okok miatt szükséges. Biztosítani kell ugyanis, hogy az alapsávi digitális rendszer ne zavarja az áthallási úton keresztül a kábelben üzemelő más rendszereket (telefon, távíró, esetleg vivőfrekvenciás analóg berendezés), ezért a postaigazgatóságok rendszerint megkötik a digitális rendszerek maximális adószintjét, vagy az általa létrehozott max. megengedett zajfeszültséget.

b) Minimális vételi szint

Azt a minimális vételi szintet, amelynél még biztosan nem lépünk túl a digitális átvitel minőségét jellemző bithibaarány megengedhető értékét, a rendszerbe a kábelben keresztül bejutó különféle zajok és zavarok határozzák meg. Koaxiális rendszereknél a hőzaj a meghatározó tényező. Szimmetrikus kábeles rendszereknél a közelségi és távolvégi áthallási utakon más rendszerekből bejutó zajok a meghatározók. Ezek lehetnek folyamatos- és impulzusjellegűek.

H-102-1



2. ábra. Időosztású duplex átvitel blokk-képzése

Az előfizetői kábeleken a digitális átvitel szempontjából az alábbi zavarforrások lehetnek:

- előfizetői csengetés, tárcsázás,
- 50—200 Baud-os sebességű táviró vonalak,
- telefonközpontok impulzuszaja,
- előfizetői vivőfrekvenciás berendezések (1+1 rendszer, extrafon stb.),
- 600—9600 bit/s sebességű adatmodemek,
- 2048 Mbit/s sebességű primer PCM rendszerek.

A zavaró rendszerek hatásának mértéke alapvetően attól függ, hogy üzemi frekvenciasávjuk mennyi energiát hordoz az alapsávi rendszer spektrumtartományában.

A fentiek gondos mérlegelésével meghatározható az az üzembiztos maximális hatótávolság, amelyen belül a hibaarány nem nagyobb egy előre meghatározott (pl. 10^{-7}) értéknél. A hatótávolságot szokás egy, az átvitelre jellemző frekvenciánál mérhető csillapítással is megadni. AMI kódolásnál pl. ez a frekvencia az átviteli sebesség felénél van. Az itt mérhető kábelcsillapítás maximális értéke a gyakorlatban a 40—44 dB-nél nagyobb nem lehet. Összefoglalásként azt mondhatjuk, hogy a hatótávolság átviteli sebességtől és kábelátmérőtől függően 5—25 km.

3. Duplex átvitel kéthuzalos vonalon időosztásban (TCM)

3.1. Átviteli elv

Az időosztással megvalósított duplex átvitel alapelvét jól meghatározzák az eljárás megnevezésére használt kifejezések: Time Compression Multiplexing (TCM), Ping-Pong Method stb. Voltaképpen olyan pont-pont közötti digitális átvitelről van szó, amelynek jellemzője, hogy a két végállomáson a meghatározott sebességgel érkező bináris adatokat hosszabb-rövidebb blokkokba gyűjtik, majd az egyezményes hosszúságú blokkokat fizikailag félduplex összeköttetésen, periodikus irányváltásokkal továbbítják a másik végállomásra. Természetesen a blokkon belüli információátviteli sebesség legalább kétszerese az így biztosított látszólag duplex átvitel sebességének. Az elmondottakat a 2. ábra illusztrálja.

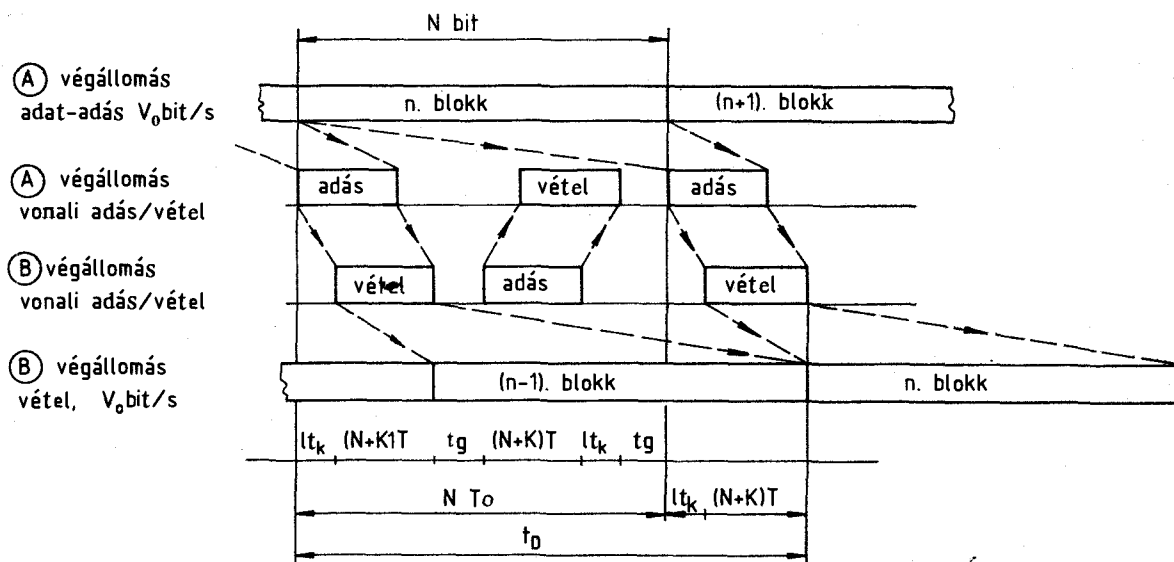
Az átalakítóegységek legfontosabb feladatai a blokkképzés, a blokkok visszaalakítása egyenközi bináris jelfolyammá, a periodikus irányváltások végrehajtása, valamint a vonali jel előállítása és vétele.

3.2. Átviteli jellemzők vizsgálata

Az átviteli jellemzők vizsgálatánál tételezzük fel, hogy egy $v_0 = 1/T_0$ bit/s sebességű, A és B pont közötti duplex digitális összeköttetés létrehozására van szükség.

Az átvendő digitális jelfolyam N bitjét gyűjtjük egy blokkba. A blokk N bitjéhez adjunk hozzá K bitet, ami a blokkszinkronizációt és egyéb, a kéthuzalos átvitelhez szükséges információt fogja hordozni. Az így kapott $(N+K)$ bitet vonali kódolás segítségével alakítsuk át T ismétlődési idejű, kettő vagy többszintű digitális jelsorozattá. Legyen az átvivő csatorna kilométerenkénti késleltetési ideje t_k , az adást és vételt elválasztó „védőidő” t_g .

Mindezek előrebocsátásával tekintsük a 3. ábrát, amely tömörített formában mutatja a vonali blokkokat A és B végállomás között.



3. ábra. TCM elven működő duplex átvitel idődiagramja

A torlódásmentes átvitel feltétele az, hogy egy N bit hosszúságú adatblokk NT_0 ideje alatt a félduplex kétirányú adatforgalom végbemenjen. Ha egy l km hosszúságú összeköttetés késleltetési ideje $l \cdot t_k$, akkor teljesülnie kell az alábbi megkötésnek:

$$NT_0 \cong 2[(N+K)T + l \cdot t_k + t_g]. \quad (3.1)$$

A (3.1) megkötés alapvető tájékoztatást ad az egyes rendszerjellemzők kapcsolatáról. Erre a későbbiekben még hivatkozunk.

A torlódásmentes átvitel (3.1) feltétele mellett egy másik jelentős rendszerparaméter a duplex átviteli út eredő késleltetési ideje. Mivel az A oldalról elküldött blokk az A oldali digitális jel NT_0 időtartamú múltját közvetíti a B oldalnak, és ott azt időhelyesen kell visszaállítani, az átvitel eredő késleltetési ideje a 3. ábra alapján:

$$t_D = NT_0 + (N+K)T + l t_k. \quad (3.2)$$

Ez a késleltetési idő csak a digitalizált beszédátvitelnél jelent problémát, mivel erre szigorú előírások vannak, így a rendszerparaméterek (N, K, T, l) megválasztásánál ez alapvető tervezési szempont. Adatátvitel esetén a késleltetés nem jelent problémát.

a) *A vonali sebesség, a blokkhossz és az áthidalható távolság kapcsolata*

A (3.1) összefüggés alapján tervezhető a kéthuzalos digitális összeköttetés. Az elérhető maximális átviteli távolságot a kábel csillapítása és késleltetési ideje korlátozza. A csillapítás-korlát a vonali sebesség és a vonali kód megválasztásától függ. Jelöljük γ -val a vonali blokkon belüli információátviteli sebesség (V) és az átvinni kívánt digitális jel információátviteli sebességének hányadosát: $\gamma = V/V_0$, s a $\gamma > 2$ feltételnek mindig fenn kell állnia. A vonali jel sebességének növelésével azonban a kábel egyre nagyobb csillapítású tartományába kerülünk, ezért a hatótávolságot egyre inkább a csillapítás korlátozza:

$$l_{\max} \cong \frac{NT_0}{t_k} \left[\frac{1}{2} - (N+K) \frac{1}{\gamma} - t_g \right]. \quad (3.3)$$

Másik tervezési paraméter az N blokkhossz megválasztása. A (3.1) megkötés teljesítéséhez a blokkhosszat (N) és a vonali információátviteli sebességet nem lehet egymástól függetlenül megválasztani. Jól látható, hogy a blokk méretének növelésével — egyéb adatok változatlanul hagyásával — a vonali információátviteli sebesség csökkenthető.

A szimmetrikus kábelek fajlagos csoportfutási ideje (t_k) viszonylag független a frekvenciától, értéke 5—10 $\mu\text{s}/\text{km}$. A t_g védőidő az adás és vétel időbeni szétválasztására szolgál. A vevő a saját adás után 5—10 T idő múlva, az adójelből származó reflexiók lecsengése után alkalmas a vételre. A megvalósított rendszerek $t_g \sim 10T$ védőidőt alkalmaznak.

A (3.3) szerinti kifejezésből a maximális áthidalható távolság — ha a védőidő $t_g = nT$:

$$l_{\max} \cong \frac{NT_0}{t_k} \left[\frac{1}{2} - \frac{(N+K+n)}{N} \frac{1}{\gamma} \right]. \quad (3.4)$$

A (3.4) kifejezésből látható, hogy a félduplex összeköttetés megvalósíthatóságát a blokkhossz (N) és a

$\gamma = V/V_0$ hányados határozza meg. A γ -t az előbb említett csillapításkorlátozás miatt 2,5—4 értékre érdemes megválasztani. Ha kikötjük, hogy γ -t γ_{\max} -nál nagyobbra nem választjuk, akkor a (3.4)-ből a blokkhossz minimális értékére egy megkötést kapunk:

$$\frac{1}{2} - \frac{N+K+n}{N} \frac{1}{\gamma_{\max}} > 0. \quad (3.5)$$

A (3.5)-ből N_{\min} értékét kifejezve:

$$N_{\min} > \frac{2(K+n)}{\gamma_{\max} - 1}. \quad (3.6)$$

b) *Áthallási viszonyok*

Az átvitel minőségét (hibaarányt) főként az azonos kábelben üzemelő hasonló felépítésű kéthuzalos digitális berendezés közelségi áthallási útján létrejövő zavarása határozza meg. A központ (master) oldalon a közelségi zavarás hatása könnyen kivédhető, ha az összes TCM berendezés adása össze van hangolva és azonos időben zajlik le. Az előfizetői (slave) oldalon a helyzet más. Ha a távoli végállomások nem azonos távolságban vannak, akkor azok válasza eltérő időpontban, és eltérő szinten érkezik vissza a főállomásra. Ebben az esetben a közelebbi állomás erősen zavarhatja a távolabb levő állomás vételét.

A vételi szint különbsége:

$$P_{v2} - P_{v1} = a_L(l_1 - l_2), \quad (3.7)$$

ahol a_L a kábel kilometrikus csillapítása. A zavarás csak akkor lép fel, ha a két vétel időben átfedésbe kerül, vagyis a két terjedési idő különbsége kisebb, mint a blokkhossz. Ha két összeköttetés azonos idejű adásától a vételig kiszámított idők különbsége kisebb, mint egy blokkhossz, azaz:

$$[2(l_1 t_k + (N+K)T) + t_g] - [2(l_2 t_k + (N+K)T) + t_g] < (N+K)T, \quad (3.8)$$

akkor zavarás lép fel, amiből a két távolság különbsége:

$$l_2 - l_1 < \frac{(N+K)T}{2t_k}. \quad (3.9)$$

A (3.9)-ben megadott távolságviszonyok esetén tehát a főállomáshoz közelebb levő jelentősen zavarhatja a távolvégi áthallási úton keresztül a távolabbi állomás vételét.

3.3. Szinkronizáció

A TCM rendszerű kéthuzalos átvitel kritikus része a megfelelő szinkronizáció. Megfelelő zajvédettségű, kiesésre érzéketlen szinkronizáció szükséges a megbízható működéshez.

A helyes időzítések létrehozásához a vételi oldalon kétféle szinkronizációra van szükség:

- bitszinkron
- blokkszinkron.

a) *Bitszinkronizáció*

A bitszinkronizáció feladata a vevőoldali fázishelyes órajel előállítás. A bitszinkron létrehozásának lehe-

tőségét a vonali kódznak és a blokkok bitszervezésének kell biztosítania.

A bitszinkron áramkör megvalósítására több lehetőség is van:

- hangolt LC rezgőkör, amelynek előnye, hogy egyszerűen megvalósítható, hátránya pedig, hogy viszonylag kevés (max. 15—20) egymás után következő zérusbitet képes áthidalni, ezért a vonali kódolást ehhez kell megválasztani (pl. CMI, HDB—3);
- PLL, általában kristályvezérelt VCO-val;
- DPLL, kristály alapszincillátorral.

Az alkalmazott kristályoszillátorok pontosságát a blokkok ismétlődési frekvenciája határozza meg. Tegyük fel, hogy NT_0 időnként érkezik egy blokk, amelynek első bitje biztosan „1”. A legrosszabb eset az, hogy az összes többi „0”. Az adóra és a vevőszinkron kristályoszillátorának relatív pontosságát úgy határozzuk meg, hogy két blokk közötti időben a fáziscsúszás max. $1/4$ órajel legyen.

Két blokk közötti időben a vonali órajel száma NT_0/T , ahol NT_0 a blokkok ismétlődési ideje, T pedig a vonali órajel periódus ideje. A két alapóra frekvenciája legyen f_{01} és f_{02} . Ekkor teljesülnie kell az alábbi egyenlőtlenségnek:

$$\frac{N \frac{T_0}{T} - \frac{1}{4}}{\frac{NT_0}{T}} < \frac{f_{01}}{f_{02}} < \frac{N \frac{T_0}{T} + \frac{1}{4}}{\frac{NT_0}{T}} \quad (3.10)$$

Jelöljük a vonali relatív sebességnövekedést γ -val ($\gamma = T_0/T$), ekkor a szükséges pontosság:

$$\left| \frac{f_{01}}{f_{02}} - 1 \right| < \frac{1}{4N\gamma} \quad (3.11)$$

A fenti képlet alapján a szükséges órajelfrekvencia pontosságokat különféle N blokk hosszúságok esetére a 2. táblázat mutatja.

2. táblázat

A bitszinkron visszaállításához szükséges órajel pontosságok különböző blokkhosszúságok esetén

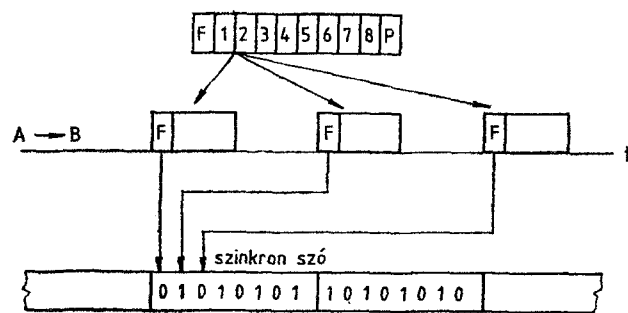
	$N=10$	$N=100$	$N=1000$
$\gamma=2,5$	10^{-2}	10^{-8}	10^{-4}
$\gamma=3$	$8,3 \cdot 10^{-3}$	$8,3 \cdot 10^{-4}$	$8,3 \cdot 10^{-5}$
$\gamma=4$	$6,25 \cdot 10^{-3}$	$6,25 \cdot 10^{-4}$	$6,25 \cdot 10^{-5}$

A táblázatból jól látható, hogy a megkívánt órajel pontosság katalógusból választható kristályokkal teljesíthető.

b) Blokkzinkronizáció

A blokkzinkron feladata a blokkok adásának és vételének összehangolása. A gyors blokkzinkron-beállítás elérése a fő tervezési cél. A két végállomásnak master/slave kapcsolatban kell állnia.

A blokkok bitszervezését úgy kell kialakítani, hogy a szinkron állapot egyértelműen detektálható legyen. A blokkhossztól függően ez kétféleképp valósítható meg:



H-102-4

4. ábra. Elosztott szinkronszavak elhelyezkedése a blokkokban

— rövid blokkok esetén elosztott szinkronszó alkalmazása előnyös, azaz minden blokk tartalmaz egy vagy több bitet, amelyek egy szinkronszót hoznak létre. A vevő a blokkból előállítja a szinkronszót, felismeri azt és beállítja a helyes szinkronállapotot.

Ilyen szinkronizációra mutat példát a 4. ábra szerinti blokkszervezés [10].

Az F bit értéke mindig „1”, de az AMI kódolásnak megfelelően előjele + vagy -. A szinkronszó legyen 01010101 és 10101010 felváltva, mégpedig úgy, hogy a pozitív vonali jelhez rendeljük „1”-et, a negatívhoz „0”-t. Egy szinkronszó tehát 8 blokk F bitjéből tevődik össze. A szinkronszó felismerése után az adás és vételi időpontok helyesen lesznek beállítva.

— Hosszú blokkok ($N > 100$) esetén a blokkba iktatott önálló 3—8 bites szinkronszó alkalmazása indokolt. A szinkronszó a blokk elején vagy végén van elhelyezve.

A jó minőségű blokk-zinkron áramkörtől megköveteljük az alábbiakat:

- gyors kezdeti szinkron beállítás (kb. 5—20 blokk vétele alatt kell szinkronállapotba kerülni);
- kiesés elleni védettség (legalább 10^{-3} hibaarányig működni kell);
- hamis szinkronállapot előfordulásának kis valószínűsége (kb. 1 év).

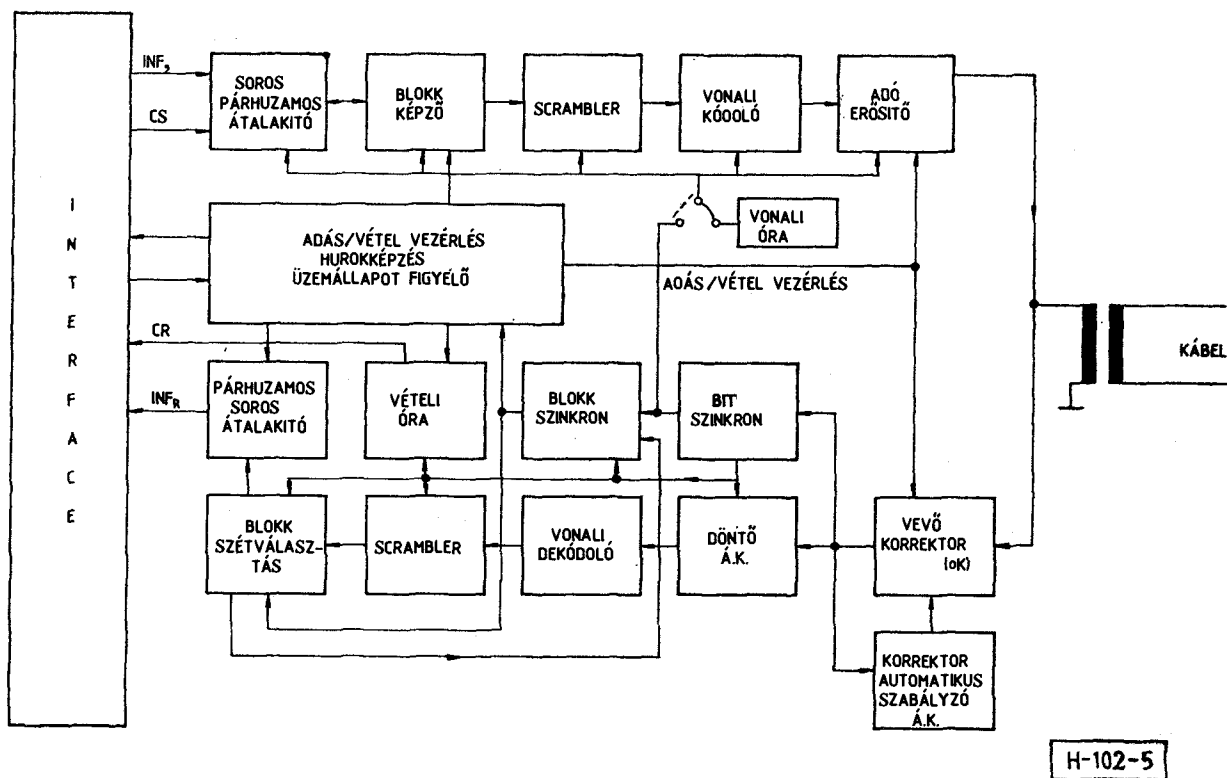
Szinkronkiesés esetén az alábbiakat kell végrehajtani:

- A master végponton:**
 - tiltást kell küldeni az interface felé;
 - speciális patternt kell továbbítani a slave felé, amely jelzi a kiesést.
- A slave végponton:**
 - az adást le kell tiltani;
 - tiltást kell küldeni az interface felé;
 - szinkronkeresés állapotba kell átmenni a vételi ágban a master által küldött jel segítségével;
 - szinkronbeállítás után az adást el kell indítani.

3.4. Áramköri felépítés

A kéthuzalos TCM elven működő alapsávi vonalcsatlakozót az alábbi részekre bonthatjuk:

- adóegység;
- alapsávi vevő (regenerátor);
- vezérlő áramkörök;
- interface áramkörök.



5. ábra. TCM alapsávi vonalcsatlakozó blokkismája

A következőkben csak a kéthuzalos átvitel szempontjából lényeges áramköröket vizsgáljuk. Nem térünk ki az alapsávi jelregenerálás, az interface, és a vezérlés kérdéseire, mert ezek a kéthuzalos átvitel elvi vizsgálataihoz nem szükségesek.

A kéthuzalos TCM elven működő alapsávi vonalcsatlakozó általános blokkismáját az 5. ábrán mutatjuk be.

a) Az adóegység felépítése

Az adóegység fő funkcionális blokkjai a következők:

- soros párhuzamos átalakító, amely rövid csomagok esetén lehet shiftregiszter, hosszú csomagok esetén RAM alkalmazása is indokolt lehet átmeneti tárolásra;
- scrambler, alkalmazása nem szükségszerű, de előnyös hatása van a diszkrét spektrumvonalak intenzitásának csökkentésében és AMI kód alkalmazása esetén ez az áthallási teljesítmény csökkenésével is együtt jár. A hosszú zérusorozatok kialakulásának valószínűségét csökkenti;
- vonali kódoló, amely a blokk képző áramkör által létrehozott bináris blokkot vonali kódolású digitális jellé alakítja;
- adóerősítő, amely a megfelelő adóimpulzus alakot biztosítja;
- adó óragenerátor, amely a master oldalon kristályoszillátor, a slave oldalon a visszahurkolt vételi órajel;
- vezérlőáramkör, amely a blokk-szinkron jelnek megfelelően engedélyezi az adást, illetve a vételt.

b) A vevő felépítése

A TCM elven működő kéthuzalos vevő korrektoinak tervezésekor ugyanolyan elvek szerint kell eljárni, mint a négyhuzalos átvitelnél. A vevő korrektor alkalmazásának elsődleges célja az alapsávi impulzusátvitelre vonatkozó Nyquist-feltételek biztosítása, továbbá a döntési pontba jutó zajok bizonyos mértékű elnyomása. A vevőkorrektorok tervezésénél szem előtt kell tartani, hogy a kialakítandó átviteli csatornának a megnövelt sebességen kell biztosítani az átvitelt.

A vevő korrektor három részre lehet bontani:

- aluláteresztő szűrő, ami a hasznos sáv feletti zajkomponenseket nyomja el;
- \sqrt{f} kiegyenlítő, amely kialakítja névleges hosszánál a Nyquist csatornát, és a változó kábelhossz miatt automatikus beállítású;
- reflexió elnyomó korrektor, amely a vonalon reflektált impulzusok kitorlésére szolgál. Ezt az általában döntés-visszacsatolt adaptív korrektor ritkán alkalmazzák, de egy SC-szűrős realizációját a [9] dolgozat ismerteti.

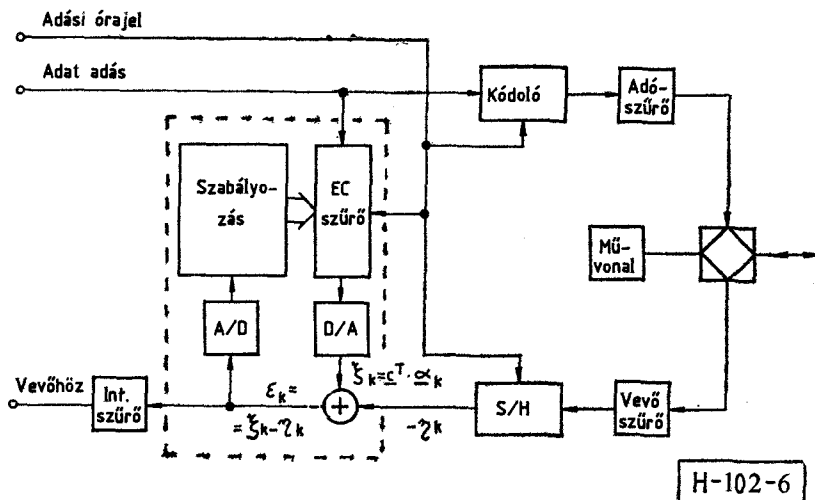
A vevőkorrektorok, a bitszinkron áramkör és a döntőáramkör közösen egy alapsávi regenerátort alkotnak, amely áramköri megoldásában azonos lehet egy hasonló sebességű négyhuzalos alapsávi regenerátorral.

A vonali dekódoló a regenerált két- vagy többszintű digitális jeltől visszaállítja a bináris jelsorozatot.

A descrambler a scrambler-ével azonos mod2 műveletet hajt végre, és ennek eredményeképp visszaállítja az eredeti adóoldali bináris blokkot.

A blokkszétválasztó áramkör szétválasztja az N információs bitet, és a K járulékos bitet.

A párhuzamos/soros átalakító az N adatbitet soros formában kiadja az interface felé. A soros kiolvasás



6. ábra. A szabályozással ellátott echo törlő blokkvázlata

a négyhuzalos átvitelnek megfelelő órajel ütemében történik.

A vételi blokk szinkron áramkör a kiválasztott bitek alapján ellenőrzi a szinkronállapotot.

3.5. Megvalósítási lehetőségek

A TCM elven működő kéthuzalos digitális átviteli berendezés legvonzóbb tulajdonsága a viszonylag egyszerű áramköri működés. A négyhuzalos alapsávi regenerátorokhoz képest újat a blokk-képzés és a szinkronizáció jelent. Áramköri megvalósításra az alábbi lehetőségek vannak:

- i) Célhardware építés CMOS és LSTTL katalógus-áramkörökkel. Az áramkör ilyen megvalósítása kis darabszám esetén megoldás lehet, de az ISDN-ben való alkalmazása gazdaságtalan.
- ii) Az előző változat korszerűbb megoldása az, ha tisztán digitális funkciókat ellátó áramköröket egy berendezésorientált integrált áramkörben fognak össze. Ezt a kézenfekvő megoldást a jövő esetleges alkalmazási igényei támaszthatják alá.
- iii) A legkorszerűbb és legköltségesebb megoldás az összes funkciót ellátó LSI megvalósítása. Ezt csak az ISDN-ben való felhasználás indokolja. Erre példa a Motorola cég MC 145 426 integrált áramköre [12], amely 64 kbit/s-os beszédjel és járulékos adatinformáció átvitelére alkalmas. Az áthidalható távolság azonban csak 2 km.

4. Duplex átvitel echo törlő (EC) alkalmazásával

4.1. Rendszerteknikai alapelvek

Az irányszétválasztás elve és gyakorlata régóta ismert (6. ábra). A szétválasztást végző átalakítókat — hibrideket — akár ellenállásokból kialakított hídkapcsolással, akár speciális, többtekercses transzformátorral, akár pedig aktív elemek segítségével közismert módon meg lehet valósítani. Bármely megoldást tekintjük is, könnyen belátható, hogy a szétválasztás hatékonysága digitális átviteli célokra messze nem elegendő [23, 24], főként a kéthuzalos vonal bemenő impedanciájának nagy szórása és reflexiója miatt.

Az echo törlési (Echo Cancellation) eljárások alap gondolata az, hogy a saját adásból származó visszhangokat a négyhuzalos oldal vételi ágából nem a vonalutánszat nehézkesen megvalósítható hangolásával oltják ki, hanem a visszhang pontos másolatát időről-időre elkészítve, azt kivonják a vett jelből. A módszer jól és gazdaságosan megvalósítható egy (vagy néhány) adaptív hangolású transzverzális szűrő segítségével. A visszhang másolatának elkészítése tulajdonképp két funkció: egyrészt meg kell állapítani, hogy a visszhangjel pillanatértéke miképpen függ össze a már korábban leadott adatokkal (adaptív szabályozás), másrészt a felismert összefüggés alapján meg kell határozni a visszhang becsült pillanatértékét (ez maga a transzverzális szűrés). Az echo törlési eljárásokban alkalmazott transzverzális szűrők kivétel nélkül mintavételes működésűek, mert megvalósításuk így gazdaságos. A mintavételezés időzítése — hogy ti. mely időpillanatokban áll elő echomentes jel a vételi ágban — az eljárás, ill. a berendezés rendszerteknikájában nagyon fontos kérdés, s megválasztása szorosan összefügg az echomentesített minták — a vett hasznos jel — kiértékelési módjával. Általában is igaz azonban, hogy az echomentesítés jellemző időpontjai, illetve az echomentesítés gyakorisága (frekvenciája) koherens viszonyban kell legyen az echo forrásul szolgáló adatjel jelzési (modulációs) sebességével, azaz az echomentesítést mindenképpen a saját adás szinkronizálja. A vett hasznos jel jelzési sebességének vonatkozásában eltérő lehet a helyzet, s ettől függően lehet szinkron vagy aszinkron működésű echo törlésről beszélni.

a) Szinkron működésű echo törlés

A szinkron működés feltétele — az adás és a vett hasznos jel jelzési sebességének azonossága — kétféleképpen biztosítható: külön e célra rendelt órajel segítségével; vagy az átviteli út két oldalán elhelyezkedő berendezések alá-fölrendeltségi viszonyának létrehozásával. Ez utóbbi esetben a „master” oldal adására szinkronizál a „slave” oldal vevője, majd ez szinkronizálja a „slave” oldal adóját. Mivel a vett hasznos jel kiértékelése a vevőben elemi jelenként akár egyetlen minta alapján elvégezhető (mintavevő detektor), ilyenkor elegendő az echotörlésnek elemi jelenként egyszer megtörténnie. Meglehetősen nehézset

okoz ilyenkor a kiértékelésre legalkalmasabb mintavételi időpont helyzetének megtalálása és — a master/slave rendszerekben — a szinkronizmus folyamatos fenntartása. Tekintve, hogy a kiértékelésre kerülő minták helyzetének elcsúszása szimbólumközi áthallást is okoz, e rendszerekben elkerülhetetlen valamilyen — általában döntésvisszacsatolt — kiegyenlítő alkalmazása. Mivel az echo törlő transzverzális szűrője és a döntésvisszacsatolt kiegyenlítő sok tekintetben hasonló működésű, rendszerint elválaszthatatlanul szoros egységben kerülnek megvalósításra. Az így realizált echotörlés minősége kiváló, s a rendszer módot ad teljesen digitális megvalósításra.

b) Aszinkron működésű echo törlés

Ha az adás és vétel jelzési sebessége csak névlegesen azonos, vagy ha a tényleges azonosságot nem használjuk ki, akkor némi áldozat árán lehetőség van arra, hogy az echo törlésének és a vett jel kiértékelésének funkcióit szétválasszuk. Ekkor ugyanis az echomentesített minták elég sűrűek kell legyenek, annak érdekében, hogy segítségükkel a vett jel hasznos része — a túoldal adása — folyamatosan visszaállítható legyen. A közismert mintavételi tétel szerint az ehhez szükséges mintagyakoriság a visszaállítandó jel sáv szélességének legalább kétszerese. Tekintve, hogy a vonali jelek sáv szélessége a szokásos rendszerekben minimálisan az adatjel jelzési sebessége, következik, hogy az echomentesítést elemi jelenként legalább kétszer kell elvégezni. Nagyobb sáv szélességű vonali jelek esetén, továbbá a jelreprodukciót végző szűrő specifikációjának enyhítése érdekében az echomentesítés sűrűsége akár nyolc is lehet elemi jelenként. Az echo törlés többszörös működési sebessége mindenképpen hátrány. Szokásos megoldás, hogy ilyenkor több függetlenül szabályozott transzverzális szűrőt működtetnek, melyek mindegyike elemi jelenként egyszer szolgáltatót törlő jelet.

Másik hátrány, hogy a megvalósítások vegyesen tartalmaznak digitális és analóg elemeket. Előnyként értékelhető viszont, hogy az echo törlés funkciója teljesen önálló, független a vett hasznos jel kiértékelésének feladatától. Tulajdonképp csak ezen módszer alkalmazása esetén lehet önálló echo törlőről beszélni.

A továbbiakban, viszonylagos egyszerűsége miatt, tárgyalásunkban e rendszerre szorítkozunk.

c) Az echo törlés automatikus beállítása

Tekintettel arra, hogy a berendezés bizonytalan körülmények között üzemel (gyártáskor nyilván nem ismert pl. a telepítés helye, de üzem közben, ill. pl. évszakonként változhat a csatlakozó vonal bemenőimpedanciája és így az echo útjának átviteli függvénye), üzemeltetési szempontból feltétlenül szükséges, hogy az echo törlést végző áramkörök (nevezetesen a transzverzális szűrő(k)) beállítása — legalábbis a kapcsolatteremtés első szakaszában — automatikusan történjék. A legelterjedtebb az ún. négyzetes középphibát minimálós megoldás, a sztochasztikus approximációs algoritmus. Így e helyen csupán ezt ismertetjük.

Az általánosság korlátozása nélkül elegendő egyetlen, jelzési időnként egyszer működő transzverzális szűrő beállítását vizsgálni.

Jelölje a k -adik jelzési időintervallumban adásra kerülő bináris adat értékét α_k ! Reprezentáns értékei

legyenek 1, ill. -1 ! A legutóbbi N adatot az α_k vektor adja meg, tehát

$$\alpha_k^T = (\alpha_k, \alpha_{k-1}, \dots, \alpha_{k-N+1}). \quad (4.1)$$

Az N megcsapolású transzverzális szűrőt az azonos dimenziójú c vektor jellemzi, olyképpen, hogy a szűrő kimenetén a jel értéke a k -adik jelzési időintervallumban

$$\xi_k = c^T \alpha_k = \alpha_k^T c. \quad (4.2)$$

E mennyiségtől várjuk el azt, hogy általában jól közelítse a k -adik jelzési időintervallumban (illetve a megfelelő mintavételi időpontban) a készülék vevőágába jutott echojel értékét. A közelítés jósága a c együtthatóvektor komponenseitől függ, az adaptív szabályozás feladata pedig éppen a legjobb (gyakorlatilag a „közel legjobb”) együtthatóvektor megállapítása. Az ismertetésre kerülő algoritmus ezt a feladatot iterációval, az aktuális együtthatóvektor módosítgatásával végzi. A $j+1$ -edik iterációs lépésben kapott c_{j+1} vektor eszerint a

$$c_{j+1} = c_j - \gamma_j \alpha_k e_k \quad (4.3)$$

képlet kiértékelésével kapható. Az összefüggésben szereplő e_k hibajel a k -adik jelzési intervallumban (ill. a megfelelő mintavételi időpillanatban) az echótól már a c_j együtthatóvektorú szűrővel megtisztított vett jel értéke, amelyet már csak az „echobecslés” és a valószínű echo közötti kis maradékhiba terhel. A γ_j súlyzófaktor — a szabályozás meredeksége — a szabályozás sebességét, ill. a törlés elérhető jóságát számottevően befolyásoló tényező. Értéke adatátvitel közben állandó (tehát j -től független), a szabályozás kezdeti szakaszában azonban változó. Az e_k megismerése érdekében szükség van egy A/D átalakítóra, valamint gondoskodni kell az együtthatóvektor frissítését végző hardware, ill. software elemekről. Így az echo törlő blokkvázlata a 6. ábra szerinti.

Az adaptív szabályozású echo törlő jóságát végső soron két tényező együttes értékelésével ítélni lehet meg. E két tényező szokásosan a maradékhiba és a beállítatlan EC szűrő(k) beszabályozásához szükséges idő. A továbbiakban ezeket részletezzük.

Az echo törlés maradékhibáját befolyásoló tényezők:

- a transzverzális szűrő(k) hossza (N);
- a szabályozás fluktuációs zaja;
- a szabályozási kör digitális elemeinek szóhosszúsága.

A transzverzális szűrő minimális hosszát a tipikus echo út ismeretében lehet meghatározni. Irodalmi adatok szerint az echo út súlyfüggvényének lecsengése az előfizetői vonalak 90%-ánál kisebb 120 μ s-nál, átlagosan 80 μ s [21, 22]. Ez 80 kbit/s sebességű átvitelnél 8–10 együtthatónak felel meg. Közepes sebességű digitális átvitelnél ez az érték csökken, hiszen ugyanazt a fizikai közeget használjuk.

A szabályozás fluktuációs zaja az algoritmus sztochasztikus jellegéből fakad (az együtthatóvektor iterációnkénti módosítása véletlen jellegű, hiszen a leadott adatjelben és a vett jelben megjelenő zaj is véletlenszerű). A fluktuációs zaj négyzetes középértékét —

stacionárius, állandósult állapotban — $\lim_{j \rightarrow \infty} \gamma_j = \gamma$ értéke szabja meg. A kapcsolat egyenes arányosság, tehát a fluktuációs zaj csökkentése érdekében γ -t kicsiny értékre kell választani.

A szabályozási kör digitális elemei közül elsőnek említendő a D/A konverter. Mivel az echo-elynyomási igény a bevezető szakasz adataiból számolva — s számos forrás szerint is [13, 16] — kb. 50 dB, a D/A konverter szóhosszúsága minimálisan 9—10 bit. Tekintve, hogy az echo úton szűrő jel formatényezője nem elegendő, hanem jelentősen nagyobb lehet, ajánlatos szélesebb D/A átalakítót használni. A forrásokban 13 bites is előfordul [13].

A szabályozási kör másik fontos eleme a hibajel digitalizáló A/D átalakító, bár felbontóképessége nem elsősorban a maradékhibát, hanem az EC szűrő beállításának sebességét befolyásolja. Így azonban mégis előfordulhat, hogy a szűrő hosszabb ideig rossz beállításban marad, s ekkor az átvitel hibavalószínűségét nem az elvi maradékhiba, hanem a rossz beállításban mérhető érték határozza meg. Ezért — különleges eljárásoktól eltekintve — 8 bites A/D átalakító használata gyakori és indokolt [17].

d) Szabályozási sebesség, illetve beszabályozási idő

A beszabályozás kezdetén a maradékhiba az iterációs lépésszám exponenciális függvénye, pontosabban $(1 - A\gamma)^j$ alakú, ha $\gamma_j = \gamma$, $\forall j$ -re. Gyors szabályozáshoz láthatóan nagy γ érték alkalmazása célszerű. Ez a követelmény ellentmondásban van a maradékhiba csökkentését célzó megválasztással. A maradékhiba szempontjából kielégítő kb. 500 ms beszabályozási időhöz vezetnek 80 kbit/s sebességen a [17] szerinti paraméterek. Változó γ alkalmazásával ez az érték jelentősen csökkenthető, két — egy kezdeti nagyobb, és egy későbbi kisebb — érték alkalmazása nagyjából az előbbivel azonos körülmények között 100 ms beszabályozási időt eredményez és ez már kis átviteli sebességek esetén is elfogadható érték [13].

4.2. A digitális echo törlő (EC) tervezésének hardware és software kérdései

4.2.1. Az echo törlő (EC) részletes rendszertechnikája

A tervezés során a 6. ábra szerinti rendszertechnikára támaszkodunk, noha létjogosultsága lehetne egy olyan rendszernek is, amelyben közvetlenül a hibrid mellett a négyhuzalos oldalon lennének a D/A, ill. A/D konverterek — s ezzel tisztán digitális rendszert valósíthatnánk meg, digitális adó-vevő szűrőkkel és digitális ágba történő echotörléssel —, de mi a rendszertől független EC-t szeretnénk tervezni. Ezt az alapvető szempontot támasztja alá az is, hogy a nagyobb sebességeken szükséges adó/vevő szűrők igen egyszerűen valósíthatók meg hagyományos szűrőként. Így az eddigi megfontolásokra támaszkodva szorítkozzunk a 6. ábra „Szabályozás” és „EC szűrő” jelű blokkjainak tárgyalására, amelyeket részletesebben a 7. ábrán mutatunk be.

Tegyük fel a realizálás egyszerűsítése érdekében, hogy jelzési intervallumonként egy iterációs lépést végzünk a „Szabályozás” jelű blokkban, és egyelőre



DR. OSVÁTH LÁSZLÓ

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán kapott villamosmérnöki oklevelet 1975-ben. 1976 óta a BME Híradástechnikai Elektronikai Intézetének dolgozója. Érdeklődési területei a digitális jelfeldolgozás és az adatátvitel.

csak egy mintán végzünk echotörlést jelzési intervallumonként.

Az „EC szűrő” a 7. ábrán láthatóan hagyományos N -ed fokú FIR szűrő, amelynek súlyzóegyütthatóit a j . jelzési intervallumban a

$$c_j^T = (c_j^0, c_j^1, \dots, c_j^{N-1}) \quad (4.4)$$

vektor írja le, a „Szabályozás” jelű blokk pedig a (4.3) összefüggés szerinti adaptív folyamatot reprezentálja. Mint látható, a négyzetes átlaghibát minimáló EC adaptív visszacsatolása igen egyszerű, hiszen minden új súlyzóegyüttható úgy számítható ki, hogy az előző jelzési intervallumbeli értékéhez hozzáadjuk az ϵ_j hiba-jel-minta (már csak maradékechoval terhelt vettjel-minta) aktuális értékének, és az adott súlyzóegyütthatóhoz tartozó (echoval terhelt) bemeneti minta — α_j valamelyik eleme — szorzatának γ_j -szeresét.

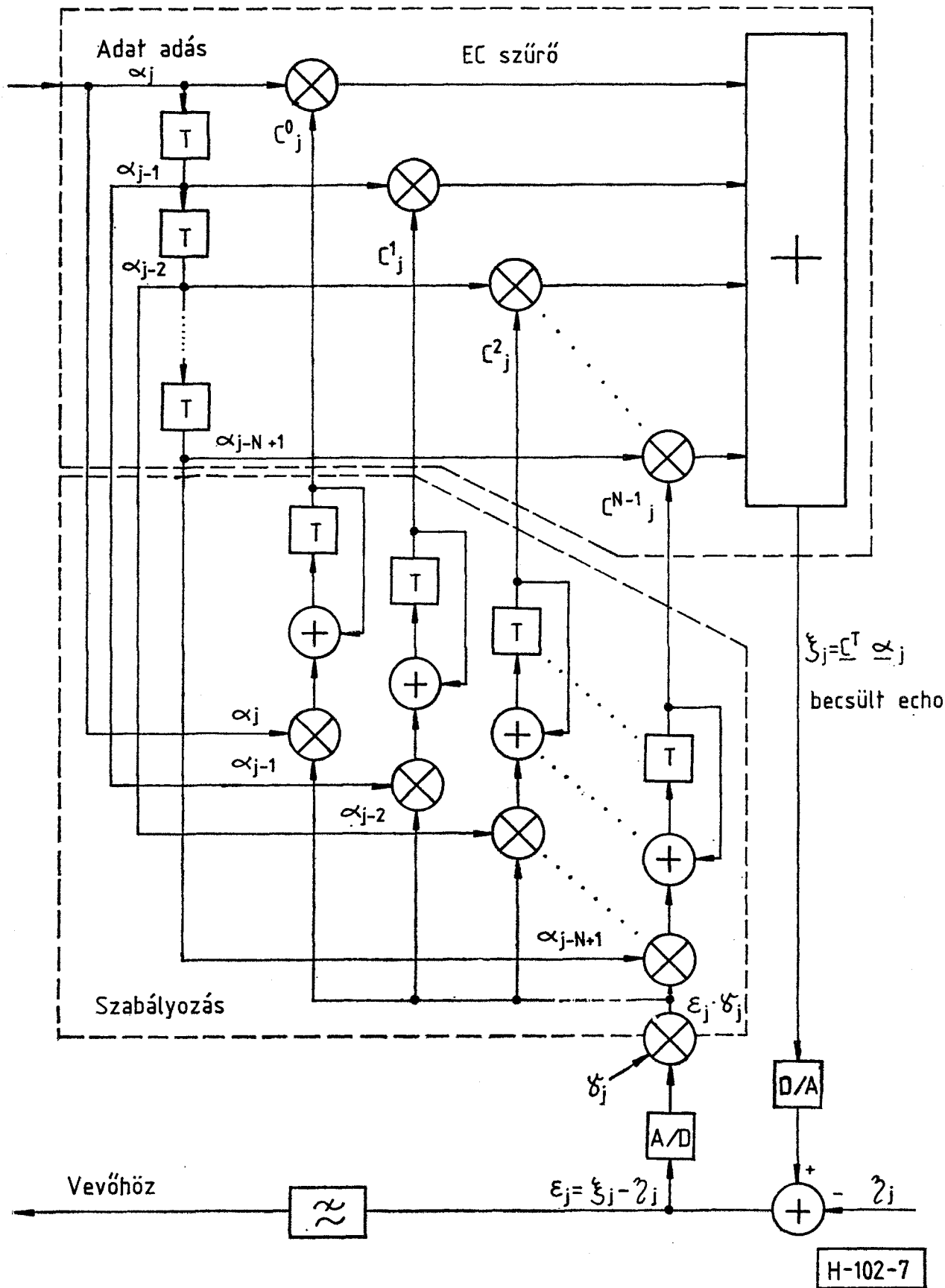
Nem tekinthető rendszertechnikailag teljesen önálló megoldásnak az ún. „memória kompenzációs EC” [1, 18], amelynek rövid ismertetésére az alábbiakban kitérünk, hanem inkább a FIR szűrő elosztott aritmetikás megvalósításaként fogható fel. A módszer lényege az, hogy az echoút súlyfüggvényének véges volta (N súlyzóegyütthatóval modellezzük) miatt a vizsgált mintát terhelő echo minta becslése is 2^N féle különböző diszkrét értéket vehet fel. Ezért tároljuk memóriában az összes lehetséges echominta-becslést és az utolsó N



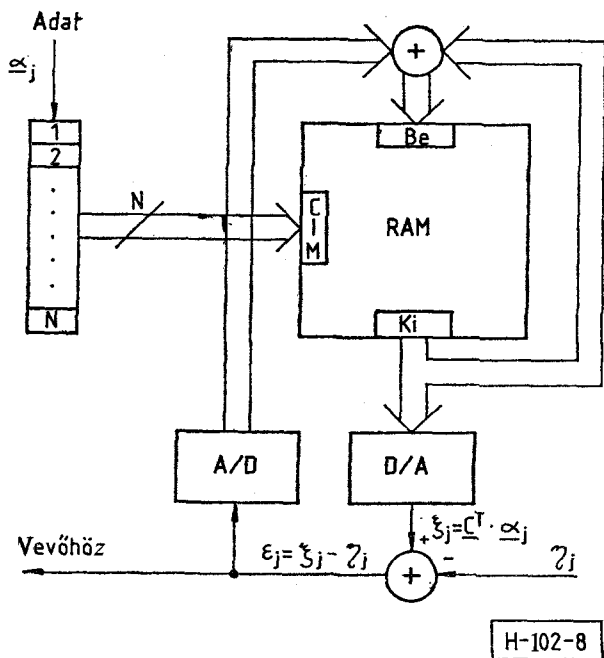
PAKSY GÉZA

1966-ban végzett a BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnika Szakán. Az egyetem elvégzése után a Távközlési Kutató Intézet tudományos munkatársa volt 1980-ig. 1968-tól részt vett az akkor induló első magyar 30 csatornás PCM berendezés kifej-

lesztésében. 1968—1980 között különféle digitális átviteli rendszerek vonali berendezéseinek rendszertechnikai és áramkörti fejlesztésén dolgozott. E tárgyban több publikációja jelent meg, és társszerzője a „PCM a távközlésben” c. könyvnek és a „Távközlési Kézikönyv”-nek. 1980-ban a Stockholmi Műszaki Egyetem Távközléstudományi Tanszékén vendégkutatóként az optikai csatornák kódolási kérdéseivel foglalkozott. 1983-tól a Telefongyár Fejlesztési Intézetében a digitális vonali berendezések fejlesztésével foglalkozó osztály vezetője, ahol különféle sebességű kábeles, ill. optikai szábevezetés átviteli berendezések fejlesztését irányítja. Fő érdeklődési területe a kódolt alapsávi impulzusátvitel PCM, ill. adatátviteli alkalmazása.



7. ábra. Az EC FIR szűrős megvalósítása



8. ábra. Az EC memóriakompenzációs elven való megvalósítása

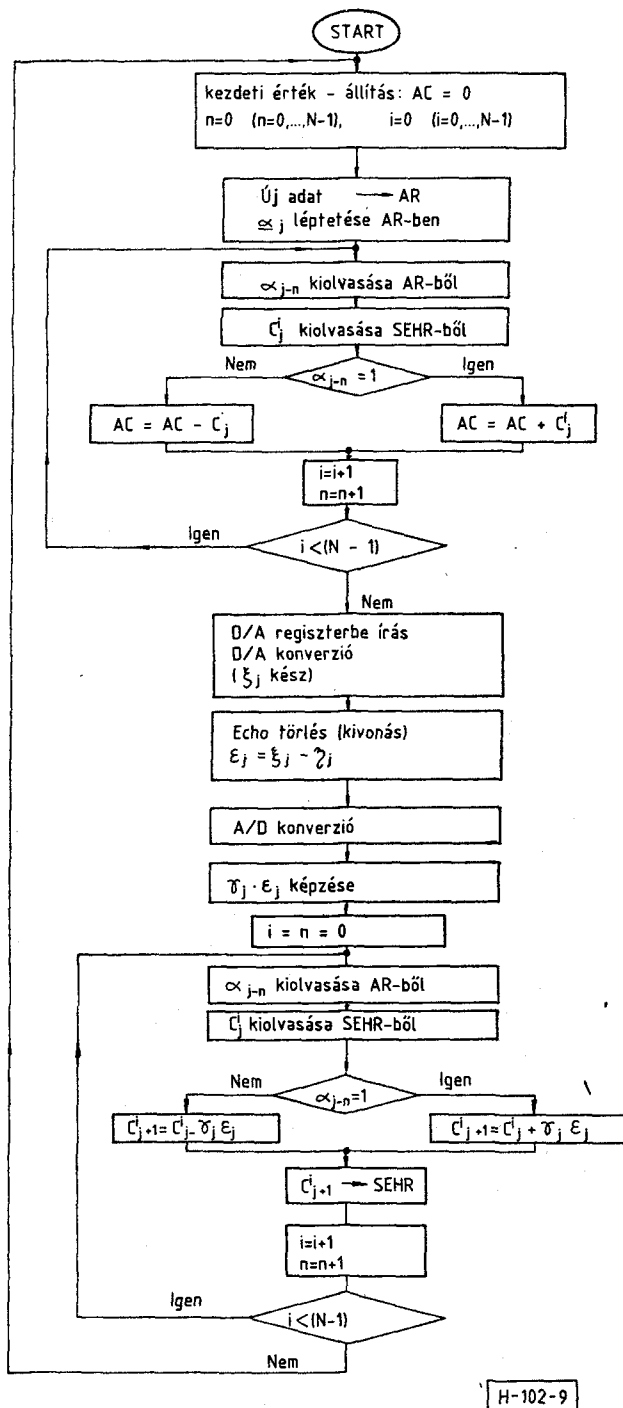
darab adatbittel (α_j vektor) címezve az aktuális értékét olvassuk ki a memóriából és vonjuk ki az echoval terhelt jelmintából. A fentieknek megfelelően a 8. ábrán módosítva látható a 6. ábra szerinti rendszer szaggatottan bekeretezett részlete.

A memória kompenzációs EC előnye a FIR szűrős megoldással szemben, hogy míg a FIR szűrővel csak lineáris torzításokkal bíró echoút modellezhető, a memória kompenzációs elven akár az A/D, D/A konverterek linearitási hibái és egyéb nemlineáris tökéletlenségek is kompenzálhatók, és ezáltal az echotörlés hatékonysága javul. Hátránya, hogy az adaptáció sebessége kb. $2^N/N$ -szer lassabb, mint a FIR szűrőé [18], hiszen a memóriakompenzációs algoritmus adaptációja ekvivalens 2^N darab független, egy megcsapolásos FIR szűrő adaptációjával. Elsősorban az elérhető nagyobb működési sebesség miatt kedvelt ez a megoldás.

A megvalósítást egyszerűsíti a memóriakompenzációs elvnek az ún. „előjeles algoritmussal” való kombinálása, amikor az adaptív visszacsatolásban levő A/D konverter helyett csupán komparátort — 1 bites A/D-t — használnak, azaz a hibajelnek (ϵ_j) csak az előjelét használják fel az EC szabályozására és a szabályozási karakterisztika javítása érdekében a visszacsatolandó hibajelhez zajt adnak hozzá. A lassú adaptáción pedig úgy segítenek, hogy valamelyik nagyobb súlyú bitnél kezdik a szabályozást, nem az LSB-nél [18].

4.2.2. Az echotörlő (EC) számításgénye és folyamat-ábrája

Visszatérve a FIR szűrős rendszertechnikai elvhez a 7. ábra jelöléseire építve tervezzük meg az EC folyamat-ábráját. Mindvégig szem előtt tartjuk azt a szempontot, hogy a folyamatábra tetszőleges — akár tisztán huzalozott hardware-re épülő — realizációt is lehetővé tegyen.



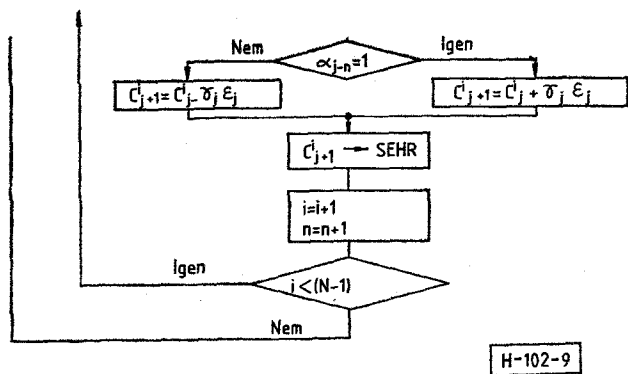
9. ábra. FIR szűrőre épülő EC folyamatábrája

a) Az EC szűrő számításgénye

A becsült ξ_j echojel kiszámítása a 7. ábra és a (4.2) összefüggés alapján:

$$\xi_j = \mathbf{c}^T \alpha_j.$$

Ennek a két vektornak a skalár szorzata olyan részletösszegekből áll a 9. ábrán látható módon, amelyek az $\alpha_j = (\alpha_j \dots \alpha_{j-N+1})$ vektor bináris átvitel esetén $\{+1, -1\}$ elemkészletből vett vektorelemeinek és a korábbi megfontolások alapján



16 bitesnek vett c_j ($c_j^0, c_j^1, \dots, c_j^{N-1}$) vektorelemek, azaz súlyzóegyütthetők szorzataként adódnak. Ezért ξ_j képzéséhez nem valódi szorzásokat kell végeznünk, hanem csak a megfelelő előjellel figyelembe vett súlyzóegyütthetőkkel kell akkumulálni. Egyelőre feltételeztük, hogy jelzési intervallumonként egyszeri echo törléssel foglalkozunk, ezért ξ_j -t is egyszer kell T időnként kiszámolni.

b) A „szabályozás” számításiigénye

Ha csak a szabályozás stacionárius állapotával foglalkozunk, és γ_j -t nem akarjuk a kezdeti konvergencia kedvéért átkapcsolni, akkor a szabályozás szorzásiigénye itt ε_j megfelelő előjellel és γ_j skála faktoralal való figyelembevételével egyszerűsödik, s az új súlyzóegyütthetők képzéséhez ezt az értéket kell a régihez hozzáadni. Mivel N súlyzóegyütthető van, ezt a műveletsort T időnként N -szer kell elvégezni. Ezek alapján kimondhatjuk, hogy a konkrét realizáláshoz nem kell hardware szorzó.

A fentiek alapján a FIR szűrős EC folyamatábrája a 9. ábrán látható. Az ábra jelölései:

AR adatregiszter az utolsó N adatbit tárolására

SEHR súlyzóegyütthető regiszter az N súlyzóegyütthető tárolására

AC akkumulátor ξ_j képzéséhez

n az AR adatregiszter relatív címindexe

i SEHR relatív címindexe.

Megjegyzés: A folyamatábrában korábbi feltevéseink értelmében $n=i$, csak a könnyebb érthetőség kedvéért választottunk AR-nek és SEHR-nek külön futóindexet.

4.2.3. Az echo törlők áramköri megvalósítási lehetőségei

A korábbiakban ismertetett rendszertechnikai elvekre és a konkrét 9. folyamatábrára vagy a 7. blokkvázlatra építve számos realizáció lehetősége bontakozik ki, amelyek árban, működési sebességben, minőségi paraméterekben, a műszaki megoldás színvonalában, fejlesztési munkai igényben, tápáramfelvételben stb. igen különbözőek.

Nem is lehet a kínálkozó realizációk között objektív mérce nélkül eligazodni, ezért a konkrét alkalmazás alapos ismeretében szempontjainkat megfelelő súlyzófaktorokkal figyelembe véve pontosítani kell minden realizáció vonatkozásában és a maximális pontszámú

realizációt kell választanunk. Annak érdekében, hogy ehhez a gondolatkörhöz közelebb kerüljünk, vizsgáljuk meg néhány realizáció említett jellemzőit:

a) Megvalósítás berendezés orientált áramkörrel

A berendezésorientált processzorok megfelelő példányszám esetén vonzó és tanulmányozásra érdemes realizálási alternatívát képviselnek. Az áramkörök igen gyorsak, korlátozott mértékben programozhatók is, olcsók és kis energiafelvételűek. A [20] dolgozat például egy olyan 3 μ m-es CMOS technológiával készült, kb. 2400 kapu bonyolultságú berendezésorientált áramkört (BOÁK) ismertet, amely akár 2 Mbit/s sebességű átvitel FIR szűrős echo törlésére is alkalmas. A kapunkénti terjedési idő max. 2 ns, a chip felülete 49 mm² és 68 lábú tokban helyezkedik el. Egy integrált áramköri chip egy másodfokú EC-t realizál — beleértve a másodfokú FIR szűrő legnagyobb meredekségű, előjeles algoritmus szerinti adaptációját is — s így tetszőleges fokszámú EC megvalósítható a másodfokú szűrőtagok kaszkád kapcsolásával. A BOÁK lehetővé teszi az adaptáció sebességének beállítását és tesztfunkciók megvalósítását is.

b) Megvalósítás célhardware-re

Célhardware-re épülő memória kompenzációs EC realizálható kb. 15–20 db MSI—LSI IC segítségével [1], s jelzési intervallumonként négyszer echomentesítve kb. 144 kbit/s sebességig működőképes az áramkör. A realizálási költség jelentős hányada a D/A—A/D konverziókra esik.

c) Megvalósítás bitszelet processzorral

Az I3000-es vagy az AMD 2900-as bit-slice processzorcsaládra építve és négyszeri jelzésintervallumonkénti echotörlést feltételezve kb. 10 kbit/sec. sebességig működő EC-realizáció képzelhető el, de a hardware- és software-fejlesztési igény, valamint a tápáramfelvétel és a gyártási költség relatíve magas.

d) Megvalósítás jelfeldolgozó processzorral

A korszerű egy-chipes digitális jelfeldolgozó processzorok összevetéséből kiderül [1], hogy közülük céljainknak legjobban megfelel az I2920, amely viszonylag olcsó, beépített 9 bites A/D—D/A konvertere és kifizogasztású EPROM-változata is van. Az [1] dolgozatban részletesen ismertetett I2920 alapú realizáció korszerű, olcsó, flexibilis, egy-chipes megoldást szavatol 4,8 kbit/s sebességig mintavételi intervallumonkénti négyszeri echomentesítés mellett.

Az EC realizálási lehetőségeit összefoglalva megállapíthatjuk, hogy az ismertetett rendszertechnikai elvekre építve a realizálási paraméterek legkülönbözőbb tartományaiba eső megoldások adódnak, amelyek közül a konkrét felhasználás ismeretében választhatunk gazdaságos, korszerű stb. — egyszóval optimális megvalósítást.

5. Következtetés

A dolgozatban megismerkedtünk a kéthuzalos duplex digitális átvitel rendszertechnikai alapelveivel, méretezési paramétereivel, az egyes eljárások teljesítőképesség

ségbeli korlátaival és realizálási alternatíváival. A megvalósítási lehetőségeket a szükséges ráfordítások és a teljesítőképesség tükrében elemeztük, amihez a realizációk teljes mélységű kidolgozására volt szükség.

Konklúzióképpen azt mondhatjuk, hogy kéthuzalos duplex átvitelre hazánkban mai körülményeink között az echotörlés célhardware-rel vagy jelfeldolgozó processzorral való megvalósítása tűnik kedvezőnek, s ezek közül konkrét igényeink függvényében kell realizációt választanunk, hiszen a két megoldás jellemzői egymástól igen eltérőek. Egyik verzió sem versenyképes azonban a speciális integrált áramkörrel való perspektivikus megvalósítással (pl. MITEL MT 8972).

IRODALOM

- [1] *Hanzó L., Hinsenkamp L., Osváth L., Paksy G.*: Duplex kéthuzalos alapsávi jelátalakítók megvalósítási lehetőségeinek vizsgálata. METESZ tanulmány a PKI megbízásából, Budapest, 1984.
- [2] *Even, McDonald*: Digital Transmission Capability of the Loop Plant. ICC'79, 2.1.
- [3] *Achmed, Bohn*: A Tutorial on Two-Wire Digital Transmission in the Loop Plant. IEEE COM-29, No. 11, pp. 1554—1564.
- [4] *Orbell*: Digital Transmission in the Local Network. Telecommunication Transmission '81, London, pp. 182—185.
- [5] CCITT, COM XVII. (Period 1977—80), No. 35, 45, 56, 70, 72, 73, 76, 79, 80, 106, 118, 119.
- [6] *Bosik, Kartalopoulos*: A Time Compression Multiplexing System for a Circuit Switched Digital Capability, IEEE COM-30, No. 9, pp. 2046—2056.
- [7] *Soejima, Tsuda*: Experimental Bidirectional Subscriber Loop Transmission System, IEEE COM-30, No. 9, pp. 2066—2074.
- [8] *Meyer, Roste*: Field Trials of Two-Wire Digital Transmission in the Subscriber Loop Plant. ICC'79, 2.5.
- [9] *Suzuki—Tanatori*: Line Equalizer for a Digital Subscriber

- Loop Employing Switched Capacitor Technology, IEEE COM-30, No. 9, pp. 2074—2082.
- [10] *Hao, Kartalopoulos*: The VLSI Chip of the Time Compression Multiplexer for the Circuit Switched Digital Capability. GLOBECOM'83, B5.2.
- [11] *Euler*: LSI/VLSI Circuits for Subscriber Loop Equipment. ICC '82 7G.4.
- [12] *Dunn, Al Mouton*: Chip Family Combines Voice and Data Communication. EDN, May 3, 1981, pp. 229—235.
- [13] *P. di Tria, L. Zoso*: Theory and Design of a Passband Echo Canceller for a 80 kbit/s Full Duplex DPSK modem. GLOBECOM '83 C8. 3.1—4.
- [14] *Falconer D. D.*: Adaptive Reference Echo Cancellation. IEEE Trans. COM-30, No. 9.
- [15] *M. G. Vry, P. J. van Gerwen*: Digital Signal Transmission to the Subscriber Using a 1+1 System. TELECOM '81, pp. 197—200.
- [16] *N. A. M. Verhoeckx et. al.*: Digital Echo Cancellation for Baseband Data Transmission. IEEE Trans. ASSP-27, No. 6, Dec. 1979.
- [17] *C. A. Ehrenbard, M. Fi Tompsett*: A Baud-Rate Line Interface for Two-Wire High-Speed Digital Subscriber Loops. GLOBECOM '83, D8. 4.1—5.
- [18] *N. Holte, S. Stuefjotten*: A New Digital Echo Canceller for Two-Wire Subscriber Lines, IEEE COM-29, No. 11.
- [19] *H. J. Kolb*: Prozessorkonzepte zur digitalen Signalverarbeitung. Elektronik 21/22, 10. 1982, pp. 107—114.
- [20] *S. Hentschke*: Gate Array — Baustein zur adaptiven Kanalentzerrung und Echokompensation. NTZ, Bd. 37, 1984, Heft 3, pp. 164—169.
- [21] *B. Aschafi, P. Meschkat, K. Széchényi*: Digitales Ortsnetz — Ein Betriebsversuch. Teil 1. NTZ. Bd. 35, 1982, H1, 12—15.
- [22] *B. Aschafi, P. Meschkat, K. Széchényi*: Digitales Ortsnetz — Ein Betriebsversuch. Teil 2. NTZ. Bd. 35, 1982, H2.
- [23] *O. Agazzi, D. Messerschmitt, D. Hodges*: Nonlinear Echo Cancellation of Data Signals. IEEE Tr. on Comm. Vol. Com.-30. No. 11, pp. 2421—2433.
- [24] *C. W. K. Gritton, D. W. Lin*: Echo Cancellation Algorithms. IEEE ASSP Magazine, Apr. 1984, pp. 30—38.
- [25] *Paksy G.*: Az alapsávi digitális átvitelre alkalmas vonali kódok vizsgálata. TKI tanulmány, 1976.
- [26] *Latha Gy., Lajkó S. (szerk.)*: PCM a távközlésben. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1978.