



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXIX. évfolyam

BUDAPEST

1988.

2

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXIX. évfolyam 1988. 2. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXIV. évfolyam 1988. 2. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

VI. évfolyam 1988. 2. szám

Felelős szerkesztő:
DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke:
HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:
ANGYAL LÁSZLÓ
MÉREY IMRÉNÉ
SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐBIZOTTSÁG

HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné
Dr. Flesch István
Forintos György
Gál Ferenc
Dr. Prónay Gábor

BHG

Rovatvezető: Angyal László
Tudományos szerkesztő: dr. Frajka Béla
Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter,
Fazekas László, dr. Gosztony Géza,
dr. Kerpán István, Klug Miklós,
Laczkó Endre, Sztaiacs Ákos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László
Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,
Balogh Albert, Csornai László,
Czermann Mihály, Hidas György,
Huszka Zoltán, dr. Ligeti Róbertné,
dr. Mátrai Géza, dr. Motál György,
Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: dr. Somogyi András
Tudományos szerkesztő: dr. Frigyes István,
Denk Attila, Froemel Károly,
Nóvik Lajos, Szász Gerő

REMIK

Rovatvezető: Rippel Géza
Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,
Balanyi Szilveszter, Bodnár László,
Kovács Gyula, Mészáros Sándor,
Molnár László

TKI

Rovatvezető: dr. Baranyi András
Tudományos szerkesztő: dr. Lajtha György,
dr. Henk Tamás, dr. Kása István,
Megyesi Csaba, dr. Sárkány Tamás,
dr. Simonyi Ernő

TERTA

Rovatvezető: Bánsághi Pál
Tudományos szerkesztő: dr. Gordos Géza,
Baján Tibor, Benedek Elek, Kovács Oszkár,
Schnürmacher Tamás, Márk Zoltán

*

Szerkesztőségi ügyekben
és kéziratokkal kapcsolatban
felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné.
Telefon: 495-098

ROVATOK

Egyesületi élet
Rendszertechnika
Kapcsolástechnika
Vezetékes technika
Fénytávközlés
Vezeték nélküli technika
Adástechnika
Vételtechnika
Mikroelektronika
Alkatrésztechnika
Hálózatelmélet
Elektromágneses problémák

ROVATGAZDÁK ROVATTÁRSÁK

HTE	(H)	BEAG	HTV
TKI	(□)	BME	KONTAKTA
BHG	(#)	BRG	KÓPORC
TERTA	(↔)	EMO	KFKI
ORION	(*)	El. Szöv.	M. Posta
MEV	(↑)	FMV	ML
REMIK	(△)	GAMMA	MM
		HTSZ	MFKI
		HAGY	TUNGSRAM

TARTALOM

DR. KERPÁN ISTVÁN: A diszkrét konvolúció alkalmazásáról.....	49
FAZEKAS KÁLMÁN: A digitális képkódolás fejlődési irányai.....	56
DR. HAINZMANN JÁNOS: Lokális hálózatok és korszerű áramkörök..	63
Tanfolyam a műszaki megbízhatóságról (Dr. Balogh Albert).....	70
DR. KÓCZY T. LÁSZLÓ—TASNÁDI LÁSZLÓ—GUNYHÓ GÁBOR— GYURÓS TIBOR: Funkcionális tesztek a PRT berendezésben.....	71
1987 'IEEE Information Theory Workshop (Solymosi Gábor).....	75
DROMMER GYULA—DR. SOMOGYI ANDRÁS: Természeti energiák felhasználása rádiórelé berendezések tápellátásában. I. rész.....	76
ICCT '87 — Kína	79
Beszámoló a FÓRUM '87-ről (Horváth Imre)	83
DR. ÁDÁM ANTAL—DONKÓ ZOLTÁN: Differenciál lézer doppler anemometria.....	80
FÖLDEVÁRINÉ OROSZ JULIANNA: Digitális jelfeldolgozó program- csomag ismertetése	84
Seminárium, Gyártók és Felhasználók párbeszéde (Kesselyák Péter)....	91
Szemle	92
Tartalmi összefoglalások.....	95

A diszkrét konvolúció alkalmazásáról

DR. KERPÁN ISTVÁN

Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola



ÖSSZEFOGLALÁS

A közlemény, gyakorlati szempontokat követve, a diszkrét konvolúció (a) egyértelműségének és (b) kiszámíthatóságának a problémáihoz kapcsolódik: (a)-hoz két, a híradástechnika számára is érdekes modelljének a bemutatásával, (b)-hez (a függelékben található) alkalmazási segédletekkel.

Bevezetés

A híradástechnikában (is) számos gyakorlati feladatban felmerül a konvolúciós számítás (konvolúció, dekonvolúció) alkalmazása. Rendszerint (és hagyományosan) ezt mégis kikerülik. Bizonyára azért, mert „...dekonvolúciót... végrehajtani... nem mindig egyértelmű, és végrehajtása körülményes is...” (Ld. [1], 1007. old.)

A „körülmenyesség” problémáján a gépi számításokra alkalmas numerikus módszerek használatával segíthetünk. A konvolúcióval kapcsolatban a gyors Fourier transzformációról (FFT), mint a diszkrét Fourier transzformáció (DFT) „gazdaságos” algoritmusáról kell elsősorban említést tennünk. Ezzel számos közlemény foglalkozott. (Szerzőtől ld. [2].) Az FFT és alkalmazásai iránt mélyebb érdeklődésű gyakorlati szakembereknek ajánljuk [3]-t, ami a szerző munkáját is sokban segítette.

A „nem mindig egyértelmű” problémáját kellő körültekintéssel általában megoldhatjuk. Ennek bemutatása és segítése ennek az írásnak a fő célja.

Témánk tárgyalása során megkísérlünk felvázolni egy, a kitűzött cél elérését szolgáló terminológiát; a diszkrét konvolúció több (egyenértékű) alakjából az adott feladathoz legjobban illeszkedőt választjuk; előtérbe állítjuk a dekonvolúciót, ehhez a konvolúció mintáinak és a mérési eredményeknek a világos összerendelését, a dekonvolúció eredményének értelmezését.

1. Két, periodikus mintatorozat diszkrét konvolúciója (Bevezetés a FIR szűrő példáján)

Az ún. véges impulzusválasztú szűrő — szokásos nevén: FIR szűrő — a diszkrét idejű (mintavett) jeleket feldolgozó eszközök egyik tipikus válfaja. Jelátviteli tulajdonságát jól jellemezhetjük az egységimpulzusra adott válaszipulzusokkal (ld. 1. ábra, a FIR szűrő bemenetén/kimenetén lévő kapcsoló a/a' állásában). Itt jegyezzük meg, hogy

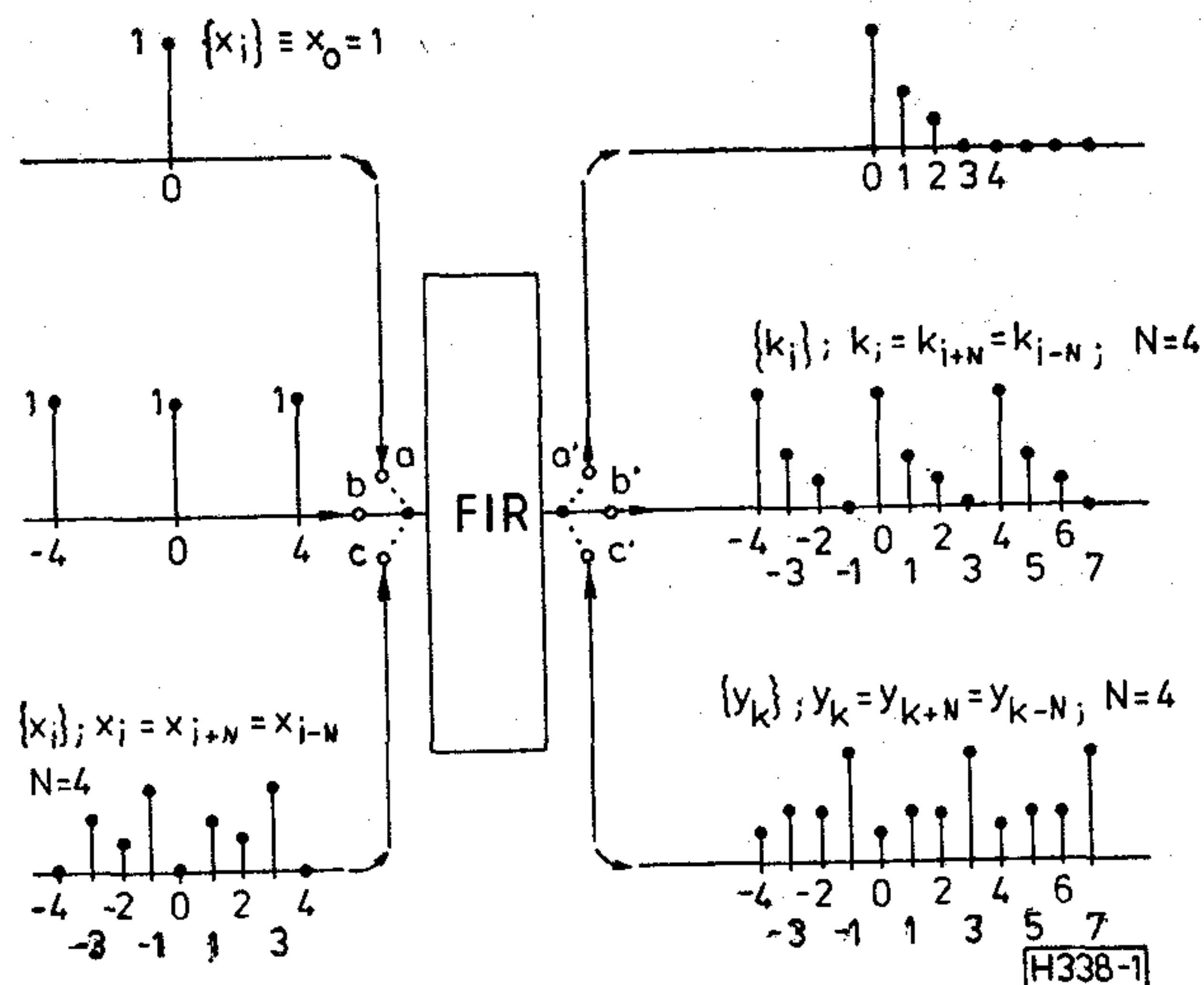
DR. KERPÁN ISTVÁN

A Budapesti Műszaki Egyetemen 1958-ban villamosmérnöki oklevelet, 1966-ban átviteltechnikai szakmérnöki oklevelet, 1970-ben pedig műszaki doktori címet szerzett. Hat éven át volt a BHG Híradástechnikai Vállalat mérnöke, majd tanári kinevezést kapott a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolára, ahol hosszabb i-

deig a Vezetékes Híradástechnikai Tanszék vezetője volt. Jelenleg a Híradásipari Intézet igazgatója. Szakmai munkásságának főbb területei: a légnedvességgel összefüggő technológiai és konstrukciós kérdések: vizsgálati technológiák és eszközök: a jel- és információelmélet egyes kérdései. Egy találmánynak, több főiskolai jegyzetnek, mintegy kéttucat szakcikknek, számos publikációnak a szerzője, ill. társszerzője.

az 1. ábrán a vízszintes tengelyek pontjaihoz rendelt számok a minták sorszámjai. Az i . sorszámhoz egyben a $t = iT$ időpontot rendelhetjük, a minták nagysága (x_i , stb.) a jel iT időpontbeli intenzitását (pillanatértékét) jellemezheti. FIR szűrő egységimpulzusra adott válaszipulzusainak száma véges — kisebb vagy egyenlő a megfelelően megválasztott véges N számnál.

Ha tetszés szerinti, N szerint periodikus mintasorozatra adott választ keressük, akkor jó szolgálatot tesz, ha előbb megállapítjuk: az N periodicitással megismételt egységimpulzusokra adott választ kapjuk, ha az egyetlen egységimpulzusra adott válaszipulzusokat N szerint periodicitással megismételgetjük. (Ld. 1. ábra, a kapcsolók b/b' állásában.) Nevezzük ezt a választ a FIR



1. ábra. Az $\{x_i\}$ és $\{k_i\}$ periodikus mintasorozatok $\{y_i\}$ konvolúciója FIR szűrő példáján

Beérkezett: 1987. V. 6. (#)

szűrő periódikus, mintavett súlyfüggvényének. Értékei a

$$\{k_i\}, i = -\infty, \dots, -(N-1), \dots, -1, 0, 1, \dots, (N-1), \dots, \infty$$

(i szerint) rendezett halmaz elemei. Periódikus volta azt jelenti, hogy

$$k_i = k_{i+N} = k_{i-N}$$

$$(i = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty)$$

tetszés szerinti i -re. S mert periódikus, egyetlen periódusának (pl. az egységimpulzus válasza k_0, k_1, \dots, k_{N-1} értékeinek) az ismerete minden információt tartalmaz a

$$\{k_i\}$$

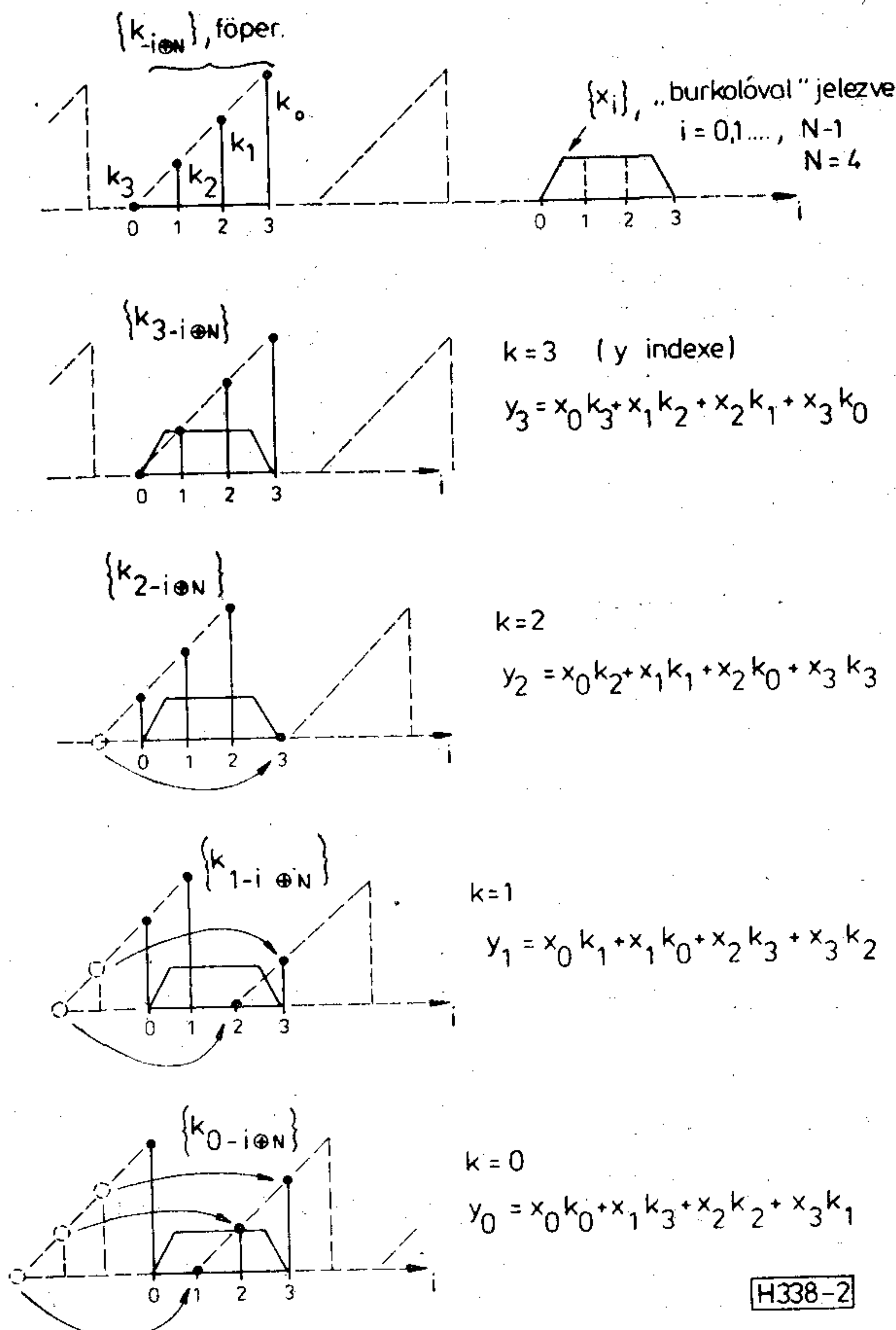
periódikus számsorozatról.

Az N szerint periódikus, egyébként tetszés szerinti $\{x_i\}, i = -\infty, \dots, -N(-1), \dots, -1, 0, 1, \dots, (N-1), \dots, \infty$

$$(x_i = x_{i+N} = x_{i-N}, \text{ bármely } i\text{-re})$$

mintasorozattal „gerjesztve” a FIR szűrőt, válaszként az $\{y_k\}, i = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$ sorozatot kapjuk. (Ld. 1. ábra, a kapcsolók c/c' állása.) $y_k = y_{k+N} = y_{k-N}$ bármely k -ra, azaz $\{y_k\}$ is periódikus N szerint.

Bármelyik y_k kimenő minta (legfeljebb) N db bemenő minta hatására alakul ki. Ezek: $x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-(N-1)}$. Ez abból következik, hogy — mint már kikötöttük — *egy* bemenő impulzusra legfeljebb N db (nem nulla értékű) kimenő impulzus a felelet. Így az aktuális kimenő minta szempontjából, az aktuális bemenő mintánál N -nél kisebb indexű minta és az ennél „még régebbiek”



2. ábra. Diszkrét konvolúció a főperiódusok indexeivel. Jelölés $+N = „modulo N”$ összegezés

már nem játszanak szerepet. (Ez az 1. ábrán megfigyelhető.)

Az y_k -t befolyásoló bármelyik x_i minta k_{k-i} -vel súlyozva vesz részt y_k értékében. ($\{k_i\}$ a mintavételes súlyfüggvény.)

Egy periódikus sorozat (mint már jeleztük) jellemezhető egyetlen periódusával. Válasszuk ki a $0, 1, \dots, N-1$ indexű mintákat tartalmazó periódusokat. Nevezzük ezeket „főperiódusnak”. (Csupán a reájuk utalást megkönnyítendő!)

Adjuk meg $\{y_k\}$ főperiódusának a mintáit, majd kifejezéseiket hozzuk olyan alakra, amelyben $\{x_i\}$ főperiódusának a mintái szerepelnek. (Felhasználva az $x_i = x_{i+N} = x_{i-N}$; $k_i = k_{i+N} = k_{i-N}$ egyenlőségeket.)

$$y_0 = x_0 k_0 + x_{-1} k_1 + x_{-2} k_2 + x_{-3} k_3 = x_0 k_0 + x_1 k_{-1} + x_2 k_{-2} + x_3 k_{-3}$$

$$y_1 = x_1 k_0 + x_0 k_1 + x_{-1} k_2 + x_{-2} k_3 = x_0 k_1 + x_1 k_0 + x_2 k_{-1} + x_3 k_{-2}$$

$$y_2 = x_2 k_0 + x_1 k_1 + x_0 k_2 + x_{-1} k_3 = x_0 k_2 + x_1 k_1 + x_2 k_0 + x_3 k_{-1}$$

$$y_3 = x_3 k_0 + x_2 k_1 + x_1 k_2 + x_0 k_3 = x_0 k_3 + x_1 k_2 + x_2 k_1 + x_3 k_0$$

Fentieket tömörebb (általános) alakba kifejezve az (1) egyenlőségek első egyenlőségéhez jutunk:

$$y_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i k_{k-i} = \sum_{i=0}^{N-1} x_{k-i} k_i = \sum_{i=0}^{N-1} x_i k_{(N+k-i) \bmod N} \quad (1)$$

(A k index értékei: $0, 1, \dots, N-1$)

A második egyenlőséghez hasonló úton jutunk, mint az elsőhöz, azzal a különbséggel, hogy most $\{k_i\}$ főperiódusának a mintáit szerepeltetjük a $0, 1, \dots, N-1$ „természetes rendben”.

Végül a harmadik egyenlőséget is leszámaztathatjuk az elsőből, ha

a) bármely k_j helyébe k_{j+N} kerül, ami a $\{k_i\}$ mintasorozat N szerinti periodicitása alapján jogos, továbbá

b) a k súlyozó minták index-változóit $j = N + k - i$ értékről ezen szám „modulo N ” kifejezésével helyettesítjük. Ez esetünkben csupán annyit

jelent, hogy ha $j < N-1$, akkor marad a $j = N+k-i$ index, ha viszont $j \geq N$, akkor $(j)_{\text{mod } N} = j - N = k-i$ (mint eredetileg). Az eljárás jogosságát a 2. ábrán ellenőrizhetjük. U. o. láthatjuk, hogy az x_k értékek ilyen formában való megadása azt eredményezi, hogy a konvolúciót mind az $\{x_i\}$ periódikus mintasorozat, mind pedig a $\{k_i\}$ periódikus mintasorozat tekintetében csakis a főperiódus indexeit viselő mintákból állíthatjuk elő. Valójában a $\{k_i\}$ sorozat főperiódusának ciklikus léptetéseit végezzük (y_k kiszámításához k lépéssel). Innen a megnevezése: „ciklikus konvolúció”. (E megoldás a diszkrét konvolúció egyszerű grafikus áttekintését teszi lehetővé: mindig az adott i -hez tartozó x és k mintákat kell egymással összeszorozni, s a szorzatokat összegezni. Áttekinthetőbb ábrára törekedve nem a tényleges x_i értékeket tüntettük fel, csak jeleztük — az egyszerűsített, sematikus „burkolóval” —, hogy mely i indexek x_i értékeivel kell számolnunk.)

Ha egy $\{x_k\}$ periódikus mintasorozatot két másik, periódikus mintasorozatból, mint $\{x_i\}$ és $\{k_i\}$ az (1/a) összefüggés alapján származtatunk, akkor $\{y_k\}$ -t $\{x_i\}$ és $\{k_i\}$ diszkrét konvolúciójának (konvolúció szorzatának) nevezzük, és tömörebb formában így jelöljük:

$$\{y_k\} = \{x_i\} * \{k_i\} \quad (1/a)$$

Tehát (1) és (1/a) ugyanazt jelentik, más-más jelöléssel.

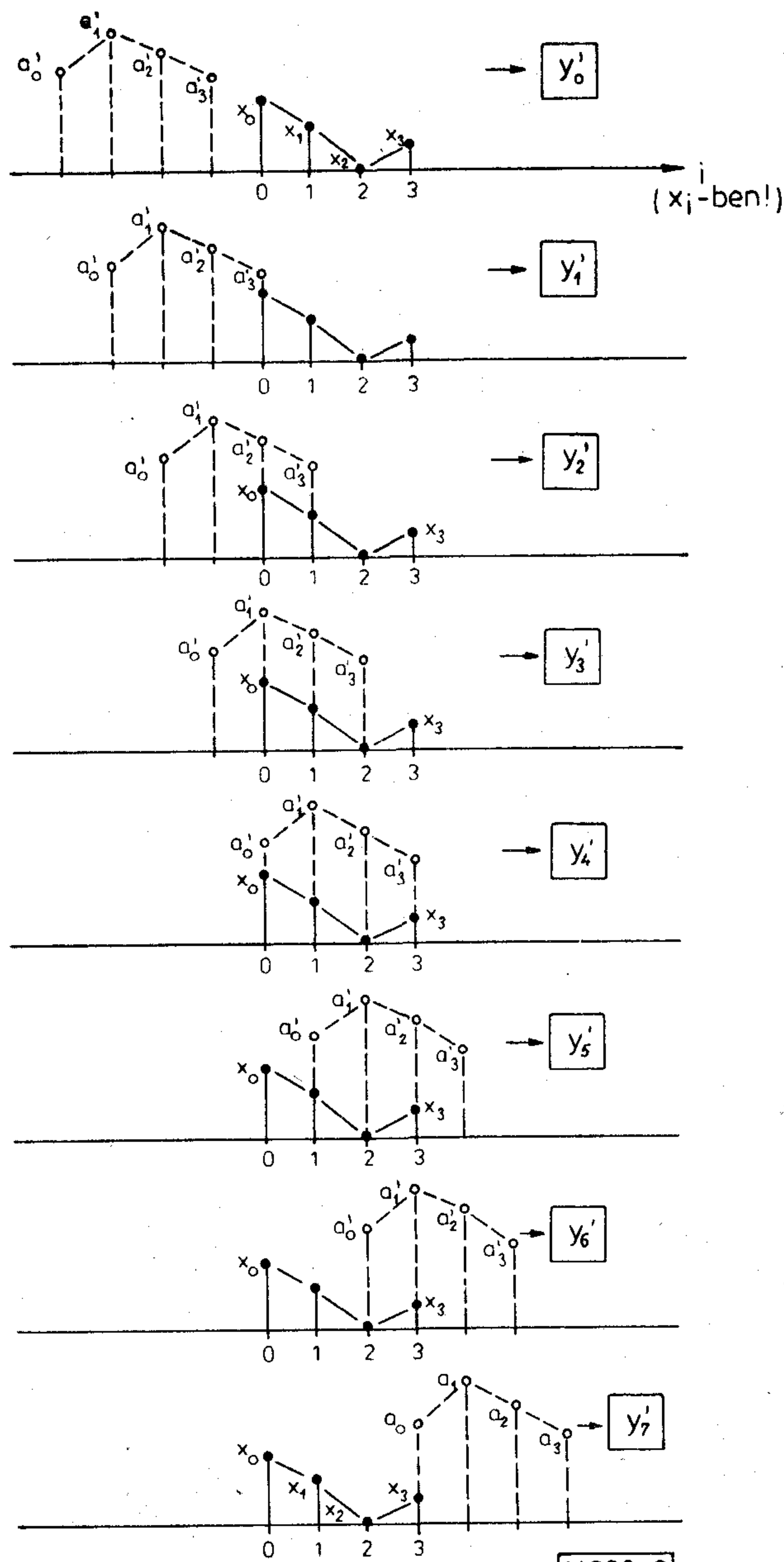
(1)-re a továbbiakban, mint a diszkrét konvolúció „szabályos alakjaira” fogunk hivatkozni. Azt a modellt, amelyen megfigyeléseket végezve, az $\{y_k\}$ megfigyelési eredmények (az N szerinti periodicitás ismeretében) közvetlenül a konvolúció eredményét szolgáltatják, nevezzük a diszkrét konvolúció szabályos alakját szolgáltató modellnek. Jellegzetessége ennek, hogy minden egyes (y_k) megfigyelt értékhez $\{x_j\}$ és $\{k_j\}$ egy-egy teljes periódusának minden egyes értéke (a megfelelő párosítású értékpárok szorzatával) hozzájárul. A diszkrét konvolúció ilyen modelljével összefüggésben fogunk egy súlyozó mintasorozatot, mint $\{k_i\}$ mintavett súlyfüggvénynek nevezni. (Később bemutatunk olyan modellt, is, amelyik nem rendelkezik fenti jellegzetességgel, s a rajta végzett megfigyelési eredmények közvetlenül nem szolgáltatják a konvolúció eredményét. Az ilyen modellben szerepet játszó súlyozó értékek összességét „mintavett ablakfüggvénynek” nevezzük. A modell sajátosságára utalva ezzel is.)

2. Nemperiódikus minták „szabályos alakú”, diszkrét konvolúciójának megkonstruálása „ablakfüggvény-nyel” való letapogatás megfigyeléseiből

(Véges diszkrét spektrumú jel szelektív teljesítménymérésének a példáján.)

A 3. ábrára hivatkozunk.

Az $\{x_i\}$ minták egy véges sávú, diszkrét spektrumú (de nem periódikus spektrumú) jel teljesítményeit képviselik a $(b+i f_0)$ frekvenciákon. A „b” alsó határfrekvenciát már megismertük, és a spektrum f_0 frekvenciaközeit is.



3. ábra. A szelektív teljesítménymérés modelljéhez

Az $\{a_j\}$ minták a hangolható, szelektív teljesítménymérő teljesítményátvitelének (kimenő teljesítmény/bemenő teljesítmény) az értékeit adják, meg, f_0 egész számú többszöröseinél, a $(c+j f_0)$ frekvenciákon, azaz mintavett alakban. A „c” értéket, s ezzel $\{a_j\}$ elemeinek frekvenciatengelymenti helyét hangolhatjuk (s a hangolászerv beállításáról le is olvashatjuk). (Ha egy adott beállításban a sávközép frekvencia, $f_s = c + s f_0$, ebből a „c” frekvencia megállapítható.)

Ha a mérőműszer (frekvenciában folytonos és nem periódikus) teljesítményátvitelét egy diszkrét spektrumra állítjuk, akkor ezzel (mintegy automatikusan) a mintavett alakhoz, $\{a'_j\}$ -hez jutunk.

Az $\{a'_j\}$ minták (f_0 frekvenciaközű) léptetéseivel — mint egy változó áteresztőképességű „ablakkal” — letapogatjuk az $\{x_i\}$ mintákat.

A teljesítménymérő-mű (a hangolástól függően) különböző y'_k értékeket fog mutatni. Mint az a 3. ábrából követhető:

összefüggéssel az

$$\begin{aligned} y'_0 &= x_0 a'_3 \\ y'_1 &= x_0 a'_2 + x_1 a'_3 \\ y'_2 &= x_0 a'_1 + x_1 a'_2 + x_2 a'_3 \\ y'_3 &= x_0 a'_0 + x_1 a'_1 + x_2 a'_2 + x_3 a'_3 \\ y'_4 &= x_1 a'_0 + x_2 a'_1 + x_3 a'_2 \\ y'_5 &= x_2 a'_0 + x_3 a'_1 \\ y'_6 &= x_3 a'_0 \\ y'_7 &= 0 \end{aligned}$$

Az $\{a'_j\}$ minták ismeretében állítsuk elő az

$$a_j = a'_{N-1-j} \quad (2)$$

összefüggéssel az

$$\{a_j\}, j = 0, 1, \dots, N-1$$

mintasorozatot, a „tükrözött albakfüggvény” mintavett alakját. Ezzel az y'_k mérési eredmények a következő alakban is kifejezhetők:

$$\begin{aligned} y'_0 &= x_0 a_0 \\ y'_1 &= x_0 a_1 + x_1 a_0 \\ y'_2 &= x_0 a_2 + x_1 a_1 + x_2 a_0 \\ y'_3 &= x_0 a_3 + x_1 a_2 + x_2 a_1 + x_3 a_0 \\ y'_4 &= x_1 a_3 + x_2 a_2 + x_3 a_1 \\ y'_5 &= x_2 a_3 + x_3 a_2 \\ y'_6 &= x_3 a_3 \\ y'_7 &= 0 \end{aligned}$$

Írjuk fel az (1) összefüggés alapján a négy mintás „ciklikus konvolúció” y_k értékeit („szabályos alakban”), majd fejezzük ki azokat az y'_k mérési eredmények értékeivel (a kifejezések ill. a 2. és a 3. ábrák egybevetésére támaszkodva):

$$\begin{aligned} y_0 &= x_0 a_0 + x_1 a_3 + x_2 a_2 + x_3 a_1 = y'_0 + y'_4 \\ y_1 &= x_0 a_1 + x_1 a_0 + x_2 a_3 + x_3 a_2 = y'_1 + y'_5 \\ y_2 &= x_0 a_2 + x_1 a_1 + x_2 a_0 + x_3 a_3 = y'_2 + y'_6 \\ y_3 &= x_0 a_3 + x_1 a_2 + x_2 a_1 + x_3 a_0 = y'_3 + y'_7 \end{aligned}$$

A tárgyalt példára vonatkozó eredményeinket tömörebben így írhatjuk:

$$y_k = y'_k + y'_{k+N} \quad (3)$$

($k = 0, 1, \dots, N-1$)

Ezzel a problémát visszavezettük az 1. pontban tárgyalt modellre ($k_{-i} \rightarrow a_{-i}$ helyettesítéssel).

Feltételeztük: $\{a'_j\}$ és $\{x_i\}$ egyaránt N -mintások. Ez mindig elérhető (kiegészítés nullamintákkal).

Ha a diszkrét konvolúció „szabályos modelljének” megfelelő $\{y_k\}$ mintasorozatot megszerkesztettük, alkalmazhatjuk a dekonvolúció matematikai eszközeit az $\{x_i\}$ „valódi” teljesítmény spektrum kiszámítására. (Nem feledve: az ablakfüggvény-minták „tükröképével” kell dekonvolválni a tárgyalt modell esetén).

A dekonvolúció, azaz $\{y_k\}$ és $\{a'_j\}$ — vagy $\{k_i\}$ — ismeretében $\{x_k\}$ kiszámítása a lineáris egyenletrendszer megoldásával történhet. Azonban rendelkezünk más, „művelettakarékosabb” (és gépi számításra szintén alkalmas) eszközzel is. Ez a

(diszkrét Fourier-transzformáltakra vonatkozó) konvolúció tételén és a gyors Fourier-transzformáció alkalmazásán alapszik. (Nagyobb, kb. 10^2 nagyságrendű mintaszám esetén a konvolúció kiszámítására is előnyösen alkalmazható.) A részletekre vonatkozóan a Függelékek-re utalunk.

F 1. A diszkrét konvolúció számítási módszereiről

Nagyon fontos tény, hogy a konvolúcióval összefüggésben érvényesek a konvolúció tételek. Közülük a tárgyalt diszkrét konvolúcióra az alábbi tétel: Ha

$$\{y_k\} = \{x_i\} * \{k_i\}$$

és

$$\text{DFT}\{y_k\} = \{y_n\}; \text{DFT}\{x_i\} = \{X_n\}; \text{DFT}\{k_i\} = \{K_n\},$$

akkor DFT mintasorozatok azonos indexű mintái között egyszerű szorzatkapcsolat van:

$$Y_n = X_n K_n \quad (4)$$

(„A DFT-re vonatkozó diszkrét-konvolúció tétel!”) A diszkrét Fourier-transzformációt (DFT) a főperiódus mintáin végezzük. Ha (mint kikötöttük) $\{x_i\}$, $\{k_i\}$ és $\{y_k\}$ egyaránt N -szerint periódikusak, akkor DFT-jük is N -szerint periódikus, és főperiódusaik mintáinak indexei, azaz n lehetséges értékei: $0, 1, \dots, N-1$.

Érdekes és gyakorlatilag fontos feladat a diszkrét dekonvolúció: $\{k_i\}$ és $\{y_k\}$ ismeretében $\{x_i\}$ meghatározása. Ezt rendszerint kerülő úton, a konvolúció tétel (és a DFT, valamint inverze, az IDFT) segítségével célszerű megoldani. Nevezetesen:

$$\{x_i\} = \text{IDFT}\{X_n\} = \text{IDFT}\left\{\frac{Y_n}{K_n}\right\} \quad (5)$$

ahol

Y_n az n -indexű minta DFT $\{y_k\}$ -ban,
 K_n az n -indexű minta DFT $\{k_i\}$ -ben.

A diszkrét dekonvolúciónak tehát jól kidolgozott eljárása van (s abban a DFT, s hatékony kiszámításához az FFT fontos szerepet játszanak).

(5) alkalmazhatóságának feltétele, hogy minden olyan n -nél, amelyre $Y_n \neq 0$, egyben a $K_n \neq 0$ feltétel is teljesüljön. (A nullával való osztás elkerülésére!) Ez a feltétel biztosan teljesül, ha pl. az ($0 \leq n \leq N-1$ értéktartományban) bármely $K_n \neq 0$ teljesül. Ez várható akkor, ha a (főperiódus) k_j értékei nem „tükröképei” egymásnak az első $N/2$ és a második $N/2$ között húzható függőlegesre nézve. Másként: ha $\{k_j\}$ -nek aszimmetrikus a burkolója, azaz van (legalább egy) olyan j , mellyel $k_j \neq k_{N-1-j}$. (E megfontolások a DFT definícióján alapszanak:

$$\{A_n\} = \text{DFT}\{k_j\},$$

ha

$$A_n = \sum_{j=0}^{N-1} k_j e^{-\frac{2\pi}{N}nj}$$

$n = 0, 1, \dots, N-1$).

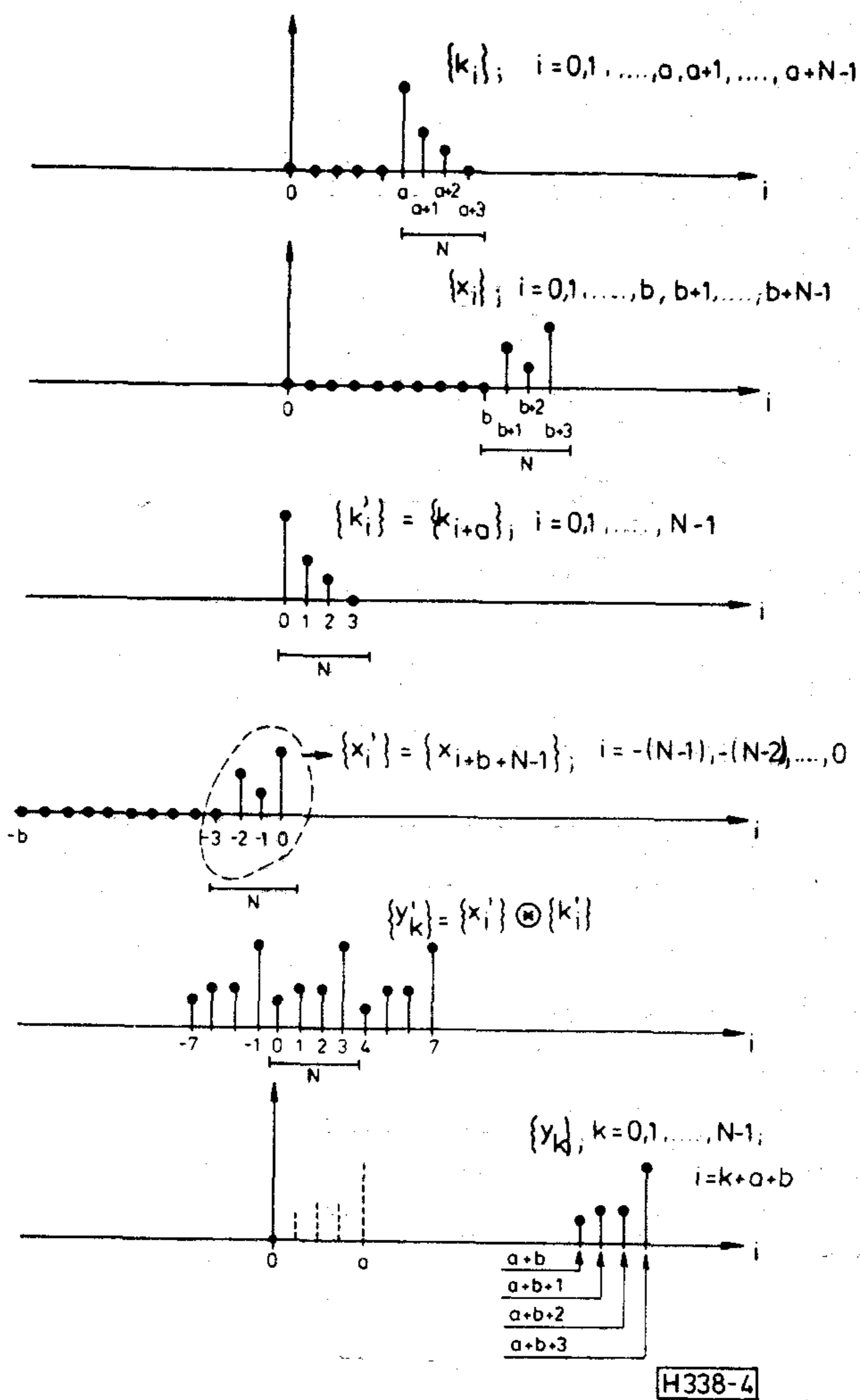
Híradástechnika XXXIX. évfolyam, 1988. 2. szám

A diszkrét dekonvolúció (az áttekintett eszközökkel) egyszerűen, „receptszerűen” megoldható akkor, ha a konvolúció az (1) összefüggésekkel megadott, „szabályos” alakban áll rendelkezésünkre. Előfordul, hogy olyan „elsődleges” adatokkal rendelkezünk (pl. mérések eredményeként), amelyekből — némi megfontolással — megkonstruálható a „szabályos alak”. (Ezt — a szelektív teljesítménymérés példáján — bemutattuk.)

Nemcsak a dekonvolúció, de már a konvolúció kiszámítása is indokoltá teheti a DFT-s „kerülőút” alkalmazását, az N mintaszám nagyobb értékeinél — a „műveletszámtakarékos” FFT alkalmazásának köszönhetően. Ilyenkor y_k kiszámítására, (1) helyett, az alábbi utat választjuk:

$$\{y_k\} = \text{IDFT}\{Y_n\} = \text{IDFT}\{X_n K_n\} \quad (6)$$

A (4), (5) és (6) összefüggéseket és a velük kapcsolatos tételeket közvetlenül, „receptszerűen” alkalmazhatjuk akkor, ha a diszkrét konvolúció valamelyik — (1) -beli — „szabályos alakjával” dolgozunk.



4. ábra. Nem periódikus minták konvolúciójához

F2. Nemperiódikus, véges minták diszkrét konvolúciója

A diszkrét konvolúció matematikailag csak periódikus számsorozatokra értelmezhető. Nem periódikus, véges minták esetében követendő eljárás:

- Gondoskodunk arról, hogy a két, konvolvándó sorozat mintaszáma egyforma (N) legyen. Ehhez — ha szükséges — a rövidebb sorozatot kellő számú nulla-mintával kiegészítjük;
- Elvégezzük — „szabályos módon” — a konvolúciót;
- Az eredményből a főperiódust — mint nemperiódikus véges mintát — emeljük ki.

Előfordul, hogy a konvolvándó minták *hosszú nullasorozatokkal* kezdődnek: $\{k_i\}$ „a” darab, $\{x_i\}$ „b” darab nullával (ld. 4. ábra). Ekkor az (előve tudottan) nulla eredményeket adó számítási lépéseket megtakaríthatjuk a következő eljárással

- A $\{k_i\}$ súlyfüggvény mintákat $a \rightarrow 0, a+1 \rightarrow 1, \dots, a+N-1 \rightarrow N-1$ „átindexeléssel” eltoljuk az „origóba”. Így jutunk $\{k'_i\}$ -hez. Viszont „észben tartjuk”, hogy ennek „ellentételeként” a konvolúció végső eredményét az i index-változó pozitív irányában, majd „a”-val el kell tolnunk. (Ezt — FIR szűrős példánkon — úgy értelmezhetjük, hogy az egységimpulzusra adott k_i válasz olyan jelfeldolgozót jellemez, amelyik a beadott jelet — egyebek mellett — a T idővel késleltetve továbbítja);
- $\{x_i\}$ egy periódikus minta főperiódusának tekintjük, s a konvolúcióhoz előállítjuk belőle a közvetlenül előtte levő periódust, azaz az $\{x_{i-(b+N)}\}$ -t.
- Tekintve, hogy $\{x'_i\}$ első $(b+N) = N = b$ darab mintája nulla, a konvolúció y_0, y_1, \dots, y_b mintái is nulla értéket adnak. Ezeket nem kell kiszámítanunk. Elegendő, ha az $\{x_{i-(b+N)}\}$ sorozat utolsó N darab mintájával, amit $\{x'_i\}$ -vel jelöltünk, végezzük a konvolúciót. „Emlékezzünk” azonban arra, hogy a konvolúció „végső” eredményének főperiódusa b db nullával kell, hogy kezdődjék. Az első, nem nulla y_k -t jelöljük y_0 -val.
- A $\{k'_i\}$ és $\{x'_i\}$ mintákkal elvégezzük a „szabályos”, N mintás konvolúciót, aminek az eredménye $\{y'_i\}$.
- $\{y'_i\}$ főperiódusát kiemelve és i mentén $(a+b)$ -vel „jobbra” eltolva (ld. az a) és c) pontokat) végül is $\{y_i\}$ (ld. 3. ábra) szolgáltatja a keresett végeredményt.

A dekonvolúciót azaz $\{y_k\}$ és $\{k'_i\}$ ismeretében $\{x_i\}$ meghatározását csak akkor tudjuk elvégezni, ha külön-külön ismerjük „a”-t és „b”-t, s tudjuk, hogy $\{x_i\}$ nemperiódikus mintasorozat.

A dekonvolúció lépései:

- $\{y_k\}$ -ből $\{y'_k\}$ („a” és „b” ismeretében);
- $\{y'_k\}$ -ből és $\{k'_i\}$ -ből dekonvolúcióval $\{x'_i\}$ meghatározása;
- $\{x'_i\}$ -ből $\{x_i\}$ („b” és a nemperiódikus jelleg ismeretében).

F3. Alkalmazás a folytonos konvolúció számítására

A diszkrét konvolúciót kétféle módon alkalmazhatjuk folytonos függvények konvolúciójának/dekonvolúciójának számítására.

1. A folytonos függvényeket — ha lehetséges — végesszámú (N) lépcsőt alkalmazva lépcsősen közelítjük, s numerikusan számolunk. E módszer elvben is csak közelítés. A pontosság (és a számítás-igény) N-nel növekszik.
2. A folytonos függvényeket mintavételezhetők. Viszonylag (1.-hez képest) kis N mellett is elvileg pontos (gyakorlatilag kerekítési-számolási hibákkal itt is terhelt) eredményekhez jutunk — ha sikerül betartanunk a *mintavételezés követelményeit*. (E követelmények gyakran csak közelítően tarthatók, s így eljárásunk elvileg is csak közelítő pontos lesz.)
N. B.: „Eleve” diszkrét mintasorozatok esetében fenti problémák nem jelentkeznek — kivéve a kerekítési-számítási hibákat.

```

100 REM dekonv
120 INPUT "n?" n
122 LET h=INT (.5+LN n/LN 2)
130 DIM a(n): DIM b(n): DIM y(n)
    : DIM z(n): DIM c(n): DIM d(n)
132 DIM r(n): DIM i(n)
134 STOP
140 FOR k=1 TO n
142 PRINT "a("k;"):?" : INPUT a
(k): PRINT a(k)
144 NEXT k
146 STOP
150 FOR k=1 TO n
152 PRINT "y("k;"):?" : INPUT y
(k): PRINT y(k)
154 NEXT k
156 STOP
170 FOR k=1 TO n
172 LET r(k)=a(k): LET i(k)=b(k)
)
174 NEXT k
180 GO SUB 1000
190 CLS : PRINT "DFT (a) kész"
GO SUB 515
195 STOP
2000 FOR k=1 TO n
2002 LET c(k)=r(k)
2004 LET d(k)=i(k)
2006 NEXT k
2010 FOR k=1 TO n
2012 LET r(k)=y(k): LET i(k)=z(k)
)
2014 NEXT k
2020 GO SUB 1000
2300 CLS : PRINT "DFT (y) kész"
GO SUB 515
2305 STOP
2340 FOR k=1 TO n
2342 LET u(k)=r(k)
2344 LET z(k)=i(k)
2346 NEXT k
2350 FOR k=1 TO n
2352 LET y=c(k): LET z=d(k)
2354 GO SUB 1900
2356 LET c(k)=SQR (ABS y^2+ABS z
^2)
2358 LET d(k)=f1
2360 NEXT k
2362 FOR k=1 TO n
2364 LET y=y(k)
2366 LET z=z(k)
2368 GO SUB 1900
2370 LET y(k)=SQR (ABS y^2+ABS z
^2)
2372 LET z(k)=f1
2374 NEXT k
400 FOR k=1 TO n
410 LET r(k)=(y(k)-i(k))*COS (2
(k)-d(k))
420 LET i(k)=(y(k)+i(k))*SIN (2
(k)-d(k))
430 NEXT k
440 CLS : PRINT "DFT (z) kész"
GO SUB 515
445 STOP

```

F4. Számítógépprogram

A diszkrét konvolúcióval kapcsolatos számítások elvégzésére (ld. 5. ábra programlista).

A program neve: dekonv

A programot *elsősorban a dekonvolúció* elvégzésére dolgoztuk ki. Így (a DFT és IDFT számításokhoz) tartalmazza az (1000. sorral kezdődő) FFT szubrutint és a konjugált mintákat előállító (1945 sorral kezdődő) szubrutint. A DFT (és FFT) kérdésével más írásainkban (ld. pl. [2]) foglalkoztunk.

A dekonvolúció az (5) összefüggés alapján történik. Az osztáshoz a komplex osztandót és osztót abszolút értékeikkel és fázisszögeikkel írjuk le. Ilyen alakra hozza a valós és képzetes részekkel megadott mintákat az arc (y, z) nevű szubrutin (1960 sortól). Ez utóbbit az FFT program is használja.

```

460 LET o=n
470 GO SUB 1945
480 GO SUB 1000
490 LET o=1
500 STOP
507 GO SUB 1945
510 GO SUB 515
512 STOP
515 REM subr. print
520 PRINT "j";TAB 4;"Re x(j)";T
AB 13;"Im x(j)"
525 FOR j=1 TO n
530 PRINT j;TAB 4;r(j);TAB 16;i
(j)
540 NEXT j
545 RETURN
1000 REM subr. fft
1210 FOR l=1 TO h: LET s=n/2+l
1220 FOR g=0 TO 2+l-1 STEP 2
1240 FOR k=1 TO s: LET a=k+g*s:
LET b=s+g*s
1260 LET x=R(a): LET y=R(b): LET
w=I(a): LET z=I(b)
1280 GO SUB 1960
1300 LET m=INT ((a-1)/2+(h-1)):
GO SUB 1800
1320 LET f=-2*PI*p/n+f1
1340 LET q=SQR (ABS y^2+ABS z^2)
1360 LET R(a)=x+q*COS f
1380 LET R(b)=x-q*COS f
1400 LET I(a)=w+q*SIN f
1420 LET I(b)=w-q*SIN f
1440 NEXT k: NEXT g: NEXT l
1450 FOR j=2 TO n-1: LET m=j-1
1465 GO SUB 1800
1480 IF p<=j-1 THEN GO TO 1480
1470 LET i=p+1: LET t1=R(j): LET
t2=I(j)
1475 LET R(j)=R(i): LET I(j)=I(i)
i: LET R(i)=t1: LET I(i)=t2
1480 NEXT j
1490 CLS
1520 RETURN
1800 REM reverzálás szubrutin
1820 LET p=0
1840 FOR c=0 TO h-1
1860 LET v=h-c-1: LET dv=INT (m/
2+v)
1880 LET p=p+2+c*dv
1900 IF dv=1 THEN LET m=m-2*v
1920 NEXT c
1940 RETURN
1945 REM subr. konjugált
1950 FOR j=1 TO n: LET R(j)=R(j)
/0: LET I(j)=-I(j)/0
1955 NEXT j
1957 RETURN
1960 REM subr. arc(y,z)=f1
1962 IF y=0 THEN LET f1=SGN z*PI
/2: GO TO 1968
1964 IF z=0 THEN LET f1=(1-SGN y
)*PI/2: GO TO 1968
1966 LET f1=SGN y*SGN z*ATN (ABS
z/ABS y)+(1-SGN y)*PI/2
1968 RETURN

```

H338-5

5. ábra. Ad F4; Program lista

A program — kis módosítással — a konvolúció kiszámítására is felhasználható. A számítás a (6) összefüggés alapján történik.

A *szükséges módosítás* ehhez: a 410. és a 420. sorokban osztás (/) helyett szorzást (\times), kivonás ($-$) helyett pedig összeadást (+) kell elhelyezni.

A programot (ZX-Spectrum) BASIC-ben írjuk. Ez előnyös a módszer demonstrálása vonatkozásában, de a végrehajtás viszonylag lassú. (Csak az FFT szubrutin lefutása 32 mintával néhány percet igénybe vesz.) A programnyelv egyik sajátossága az, hogy egy n -elemű tömb elemeinek a jelölésére („indexelésére”) az 1, 2 ... n számokat használjuk (a szokásosabb 0, 1, ..., $n-1$ nem használható).

A program használata

a) Program-módosítás (konvolúcióhoz — dekonvolúcióhoz nem szükséges — a fentebb megjelölt módon).

b) Előkészítendő adatok:

n mintaszám (2-nek egész kitevőjű hatványa kell, hogy legyen!);

$a(n)$ tömb elemei, amelyek a konvolúció „szabályos alakjában” — ld. (1)-szereplő k ; súlyozó minták (a „főperiódus” mintái), természetes rendben, — ha azok valós konstansok. Ha nem valósak, akkor a képzetes részeik a $b(n)$ tömbben helyezhetők el (LET utasításokkal, pl. 146 STOP alkalmával).

$y(n)$ tömb elemei: a konvolúció mintái (dekonvolúciónál) vagy a konvolválandó mintaelemek konvolúciónál) — ha azok valósak. A képzetes elemek a $z(n)$ tömbbe helyezhetők (LET utasításokkal, pl. a 156 STOP alkalmával).

c) Futtatás során a beiktatott STOP utasítások lehetővé teszik a bevitt adatok módosítását (kiegészítését), a számítási részeredmények megismerését, továbbá a program szubrutinjainak (pl. FFT) a teljes programtól független használatát is. (Ha *dekonvolúciót* végzünk, akkor a 195 STOP-nál *ellenőrizzük*: DFT $\{a\}$ -nak *nincs*-e olyan mintája, melynek mind a Re része, mind az Im része *nulla*. Ha van, akkor ez a 410. és 420. programsorokban nullával való osztáshoz vezetne. Ehhez vezető súlyozó mintákkal a program nem képes végrehajtani a dekonvolúciót!)

STOP után folytatás CONT utasítással — a program végéig. A számítás (dekonvolúció vagy konvolúció) eredményeinek a kinyomtatása, az 520. sorban látható fejléccel, az 525—540. ciklusban, (512. STOP-nál végződik a program). A számítás eredményeként kapott minták sorszámát j , valós részét $\text{Re } x(j)$, a képzetes részét $\text{Im } x(j)$ adja meg. A program lefutása után az $a(n)$, $b(n)$ tömbökben a súlyozó minták, a $c(n)$, $d(n)$ tömbökben a dekonvolválandó (konvolválandó) minták DFT-je található, a DFT-k abszolút érték és fázis (rad) alakban.

Példák:

1. Végezzünk *konvolúciót* (a program megfelelő módosítása után) az alábbi, $n=4$ mintás sorozatokkal:

$$\{a_k\}: 2; 4; 1; 0$$

$$\{y_k\}: 9; 3; 1; 0$$

Eredmény:

$$\text{Re } x(1) = 19; \text{Re } x(2) = 42; \text{Re } x(3) = 23; \text{Re } x(4) = 7$$

$$\text{Im } x(j) = 0; (10^{-9} \text{ nagyságrend!})$$

2. Végezzünk *dekonvolúciót* (a program visszaalakítása után), $n=4$ mintás sorozattal.

$$\{a_k\}: 2; 4; 1; 0$$

$$\{y_k\}: 19; 42; 23; 7$$

Eredmény:

$$\text{Re } x(1) = 9; \text{Re } x(2) = 3; \text{Re } x(3) = 1; \text{Re } x(4) = 0$$

$$\text{Im } x(j) = 0; (10^{-9} \text{ nagyságrend}_1)$$

(Bizonyára felismertük: az 1. és 2. példák egymás próbái...)

A program felhasználása *DFT számítására* (az $\{y\}$ mintákból) a következő programsorok beiktatása után történhet:

136 GO TO 150

160 GO TO 210

216 LET 0 = 1

(235 STOP a számítás vége.)

IDFT számításához még a következő programsorokat is be kell vinnünk:

216 LET 0 = n

218 GO SUB 1945

224 LET 0 = 1

226 GO SUB 1945

(Most is a 235 STOP a számítás vége.)

DFT és IDFT számítás után az eredmény valós része az $\text{R}(n)$, képzetes része az $\text{I}(n)$ tömbben található.

Mint már jeleztük, a program elsősorban dekonvolúcióhoz készült. Konvolúcióra, DFT-re és IDFT-re való felhasználását *kényelmesebbé tehetjük*, ha az összes szükséges kiegészítő programsort beiktatjuk, az éppen nem szükségeseket pedig (IF—THEN feltételes elágazásokkal ill. ugrásokkal) átugortatjuk egy (pl. u\$ string-) változónak a program elején történő beállításától függően.

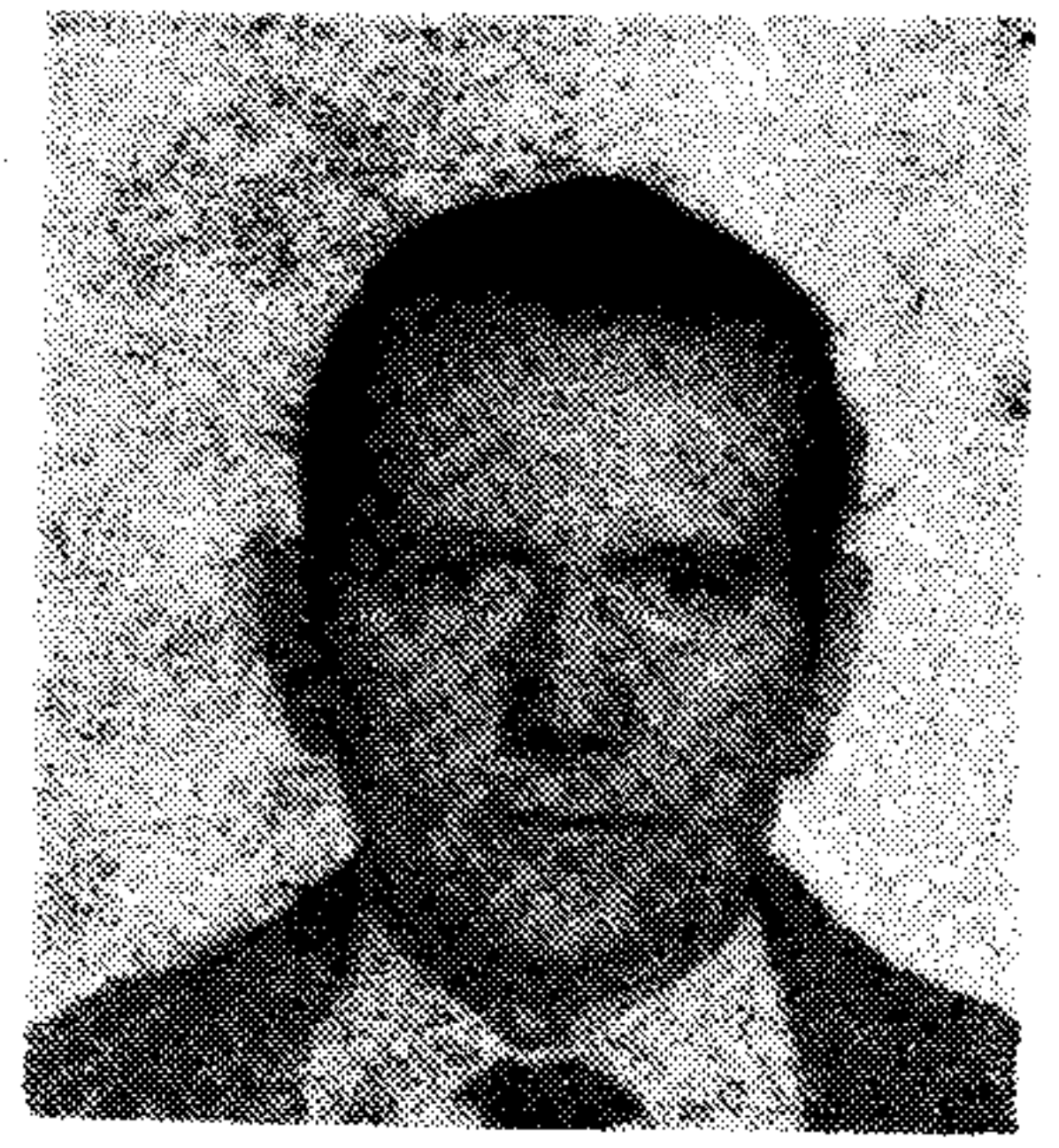
IRODALOM

- [1] Dr. Schnell László (főszerkesztő): Jelek és rendszerek mérés-technikája. (Műszaki Könyvkiadó, Bp., 1985.)
- [2] Dr. Kerpán István: A Fourier-transzformáció és a híradástechnika. (Híradástechnika XXVIII. évf. 9. sz.)
- [3] E. Oran Brigham: The Fast Fourier Transform (Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1974.)

A digitális képkódolás fejlődési irányai

FAZEKAS KÁLMÁN

BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A képi információ átvitele iránti igény az utóbbi néhány évtizedben óriási mértékben megnövekedett, egész sor rendszer került kifejlesztésre a legkülönbözőbb alkalmazásokra. Ezen az igen széles körű tématerületen az igen összetett és sok egymásnak ellentmondó követelmények miatt jelenleg a hardware ésszerű méretét és a költség-szintet tekintve nincs általános megoldás gazdaságos kódolási elrendezésre. Ennek következtében világszerte intenzív kutatás-fejlesztés folyik, amelynek jellegzetesebb irányait érinti röviden a cikk.

Bevezetés.

A képi információ átvitele iránti igény az utóbbi néhány évtizedben óriási mértékben megnövekedett, egész sor rendszer került kifejlesztésre a legkülönbözőbb alkalmazásokra. Ez az igen széles körű tématerület felöleli többek között képek digitális kódolását és ábrázolását, digitális kódok (kódoló-dekódoló) berendezéseket, a videojelek átvitelére és szétosztására létrejött különféle rendszereket, mint például a video konferencia rendszerek különféle változatai, facsimile, videotext, teletext, HDTV rendszereket, valamint a különféle ipari, orvosi biológiai és speciális rendszereket.

A digitális kép ábrázolásához $M \times N$ képelem és B bit/képelem esetén MNB bit szükséges. Ezt a tömböt nevezzük a digitalizált kép kanonikus alakjának feltételezve, hogy a 2D mintavételi tételt figyelembe vettük. Az MNB bit igen nagy érték akár ábrázolásról, akár átvitelről (1. táblázat) van szó. A képkódolás feladata az eredeti kép

FAZEKAS KÁLMÁN

1962-ben szerzett villamosmérnöki oklevelet a BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnika Szakán, majd oktató lett a Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszéken. 1966-tól a Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék adjunktusa. 1968-ban mérnök-tanári oklevelet szerzett. Több mint tíz éven át volt előadója az Impulzus-technika című tárgynak, jelenleg az Elektronikus áramkörök című tárgy társelőadója. A digitális képfeldolgozás és a videojelek digitális kódolása

témakörben fakultatív előadásokat és mérnöktovábbképző tanfolyamokat tartott és tart. Videojel kódoló-dekódoló egységek kidolgozásában vett és vesz részt. 1962 óta tagja a HTE-nek, 1980 óta az EURASIP-nek (EUROPEAN ASSOCIATION FOR SIGNAL PROCESSING), 1986-ban tagja lett a SPIE-nek (THE INTERNATIONAL SOCIETY FOR OPTICAL ENGINEERING). Részt vesz az Interkozmosz Tanács Űrtávközlési Szakbizottságának kutatómunkájában. Számos konferencia és szak cikk szerzője.

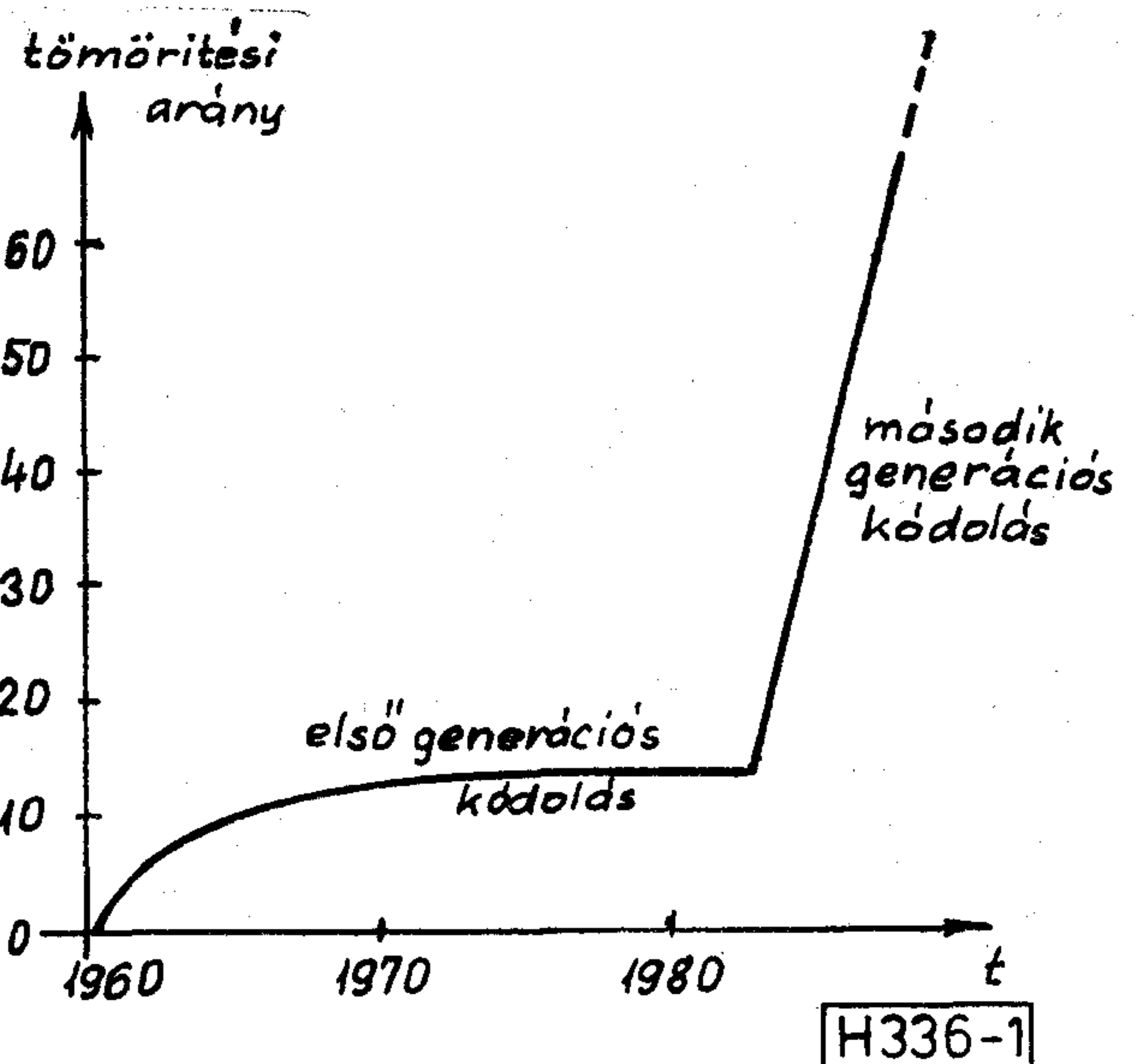
pontos megfelelőjének ábrázolásához és visszaállításához szükséges bitszám illetve átviteli adatsebesség lehető legnagyobb mértékű csökkentése. Az elérhető adattömörítés értéke alapján beszélünk első és második generációs képkódolásról (1. ábra). A mozgó képek (pl. TV műsor) esetén azok nemstacionárius viselkedése miatt az első generációs képkódolás módszerei kerültek megvalósításra ezidáig. A jóval nagyobb adattömörítést adó második generációs képkódolás csak fekete-fehér állóképekre vonatkozik.

1. táblázat

CCIR 601 ajánlás (4:2:2 szabvány) fő paraméterei

	525 sor 60 félkép/s	625 sor 50 félkép/s
A minták száma a teljes sorban:		
Y	858	864
R-Y, B-Y	429	432
Mintavételi frekvencia:		
Y	13,5 MHz	
R-Y, B-Y	6,75 MHz	
Minták száma a digitálisan aktív sorban:		
Y	720	
R-Y, B-Y	360	
Jelszint és a kvantálási szintek kapcsolata:		
Y	a 0 ÷ 255 skálán (8 bit) 16 (fekete) → 235 (fehér)	
R-Y, B-Y	128 (nincs szín) ± 112 (16 → 240 teljes telítés)	
Primér adatsebesség:		
Y	108 Mb/s	} 216 Mb/s
R-Y, B-Y	(54 + 54) Mb/s	

Beérkezett: 1987. III. 28. (H)



1. ábra. A tömörítés fejlődése

A videojel digitális átvitelére alkalmazott kép-kódolási elrendezések komplexitása függ a szolgáltatás fajtájától, valamint az átviteli költségek és a hardware kiadások közötti kompromisszumtól. A műsorszóró televízió esetén a nagy képminőség a döntő. A digitális kábel TV-nél az egyszerű hardware realizáció, mivel a járulékos költségeket a terminál berendezésnél kis értéken kell tartani. Video konferencia és képtelefon szolgáltatásnál az átviteli adatsebesség csökkentése a fontos. Kis adatsebességű átvitelnél (telefon, rádiótelefon csatornák) extrém nagy adattömörítés ($>10^3$) szükséges. Jellemző példaként érdemes megemlíteni a jelenlegi COST 211 kodekre épülő európai video konferencia rendszert, amelyet 10 európai ország közösen valósított meg és szabványosított. Az európai rendszert a 2 Mb/s adatsebesség és a műhold-alapú hálózat jellemzi.

Az igen összetett és sok egymásnak ellentmondó szempontot tartalmazó követelmények miatt jelenleg a hardware ésszerű méretét és a költség-szintet tekintve nincs általános megoldás gazdaságos kódolási elrendezésre. Ennek következtében világszerte intenzív kutatás-fejlesztés folyik, amelynek jellegzetesebb irányait szeretnénk e cikkben röviden érinteni.

1. Mozgás hatásának figyelembevétele a kép-kódolásban

Az egyik legígéretesebb fejlesztési irányzat a képen belüli mozgó tárgyak mozgásának leírására szolgáló matematikai modell alkalmazása. A TV képek szekvenciájában egy mozgó tárgy képről képre fényesség változásokat okoz. Ezek a fényesség változások használhatók fel a matematikai modell paramétereinek a becslésére. A mozgást leíró matematikai modellek teszik lehetővé a prediktív, a transzformációs és az interpolatív kódolással nyert adattömörítés növelését. A képkódolásban a valós idejű feldolgozásból adódó időkorlát és a becselő eljárásoknál a számítási műveletek nagy száma miatt eddig főként csak a mozgás elmozdulás komponensét vizsgálták. A kódolási eljárások a modell alapján meghatározott elmozdulás vektort hasznosítják.

Az elmozdulás (D) becselő algoritmusok két csoportja ismert, a rekurzív- és a blokk-illesztő. Ezek a módszerek a becslési pontosság, a konvergencia sebesség és a számítási komplexitás vonatkozásában térnek el egymástól.

A rekurzív elmozdulás becselő algoritmusokban egy D_i kezdeti becslést használunk fel az új D_{i+1} becsült érték meghatározásához

$$D_{i+1} = D_i + U_i$$

ahol az U_i az i . iteráció korrekciós tagja. Az iterációk végrehajthatók képelemenként (pel) a letapogatott sor mentén, sorról-sorra, vagy képről-képre. Ennek megfelelően ezek az eljárások a horizontális, a vertikális, vagy az időbeli rekurzióval realizált pel-rekurzív becselő algoritmusok. A D_i ismeretében meghatározható az elmozdult kép-különbség (DFD)

$$DFD(x, y, D_i) = s_k(x, y) - s_{k-1}(x - dx_i, y - dy_i)$$

Algoritmus	A D_{i+1} elmozdulás becslés x komponense
Netravali— Robbins	$\hat{d}x_{i+1} = \hat{d}x_i + \varepsilon \frac{\partial}{\partial x} R_{s_k s_{k-1}}(x, y, \hat{D}_i);$ $\varepsilon = 1/1024$
Newton— Raphson	$\hat{d}x_{i+1} = \hat{d}x_i - \frac{\frac{\partial}{\partial x} R_{s_k s_{k-1}}(x, y, \hat{D}_i)}{\frac{\partial^2}{\partial x^2} R_{s_k s_{k-1}}(x, y, \hat{D}_i)}$
Cafferio— Rocca	$\hat{d}x_{i+1} = \hat{d}x_i + \frac{\frac{\partial}{\partial x} R_{s_k s_{k-1}}(x, y, \hat{D}_i)}{\left \frac{\partial^2}{\partial x^2} R_{s_k s_{k-1}}(x, y, 0) \right + \eta^2}$ $\eta^2 = 100$
Bergmann	$\hat{d}x_{i+1} = \hat{d}x_i - \frac{\frac{\partial}{\partial x} R_{s_k s_{k-1}}(x, y, \hat{D}_i)}{\frac{1}{2} \left[\frac{\partial^2}{\partial x^2} R_{s_k s_{k-1}}(x, y, \hat{D}_i) + \frac{\partial^2}{\partial x^2} R_{s_k s_k}(x, y, 0) \right]}$

$R_{s_k s_{k-1}}$ a keresztkorrelációs függvény

3. táblázat

Normalizált keresztkorrelációs függvény

$$R_{\text{norm}} = \frac{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_k^2(m, n) s_{k-1}^2(m+i, n+j)}{\left[\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_k^2(m, n) \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_{k-1}^2(m+i, n+j) \right]^{1/2}}$$

Átlagos-négyzetes hiba

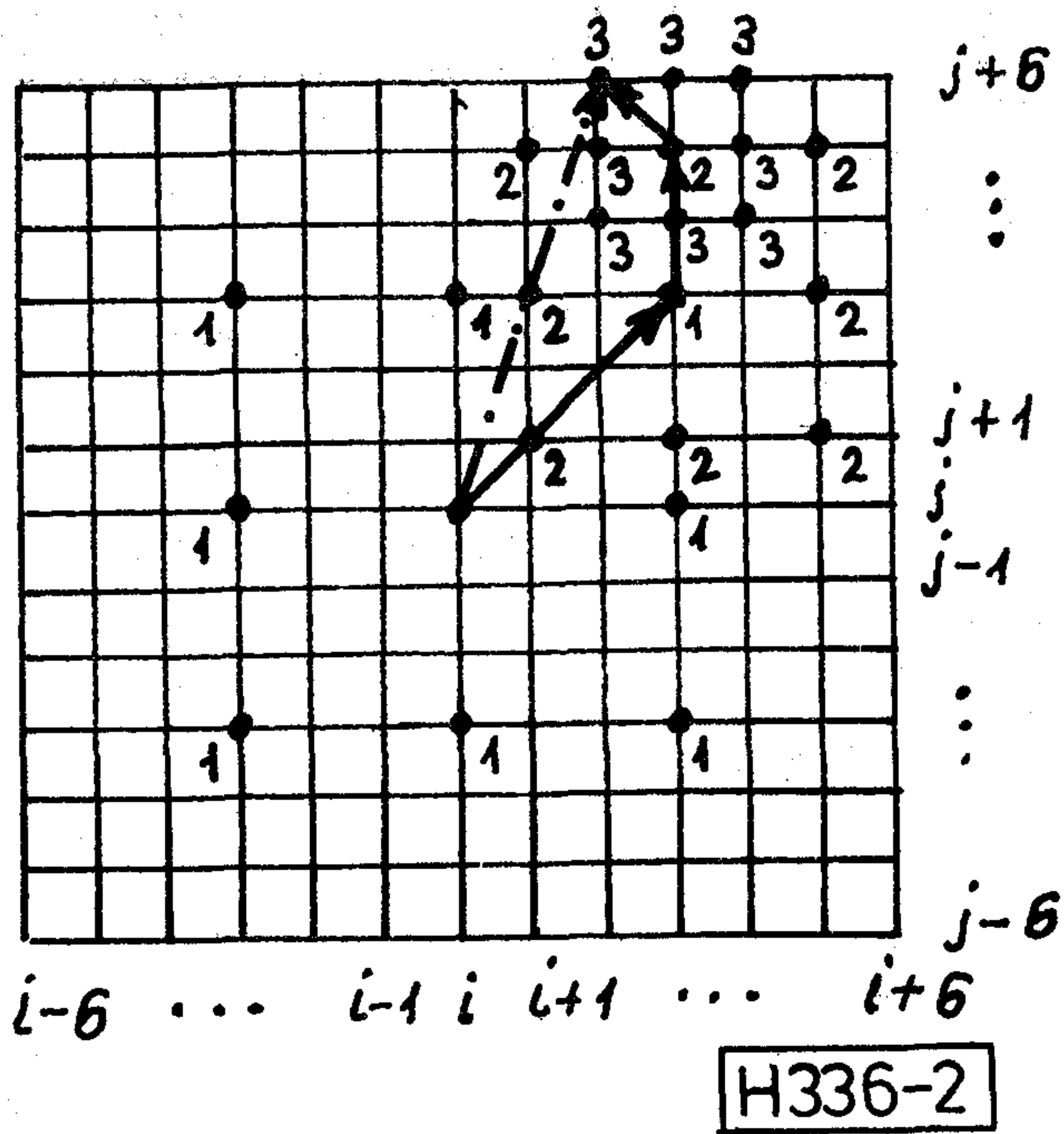
$$MSE(i, j) = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N [s_k(m, n) - s_{k-1}(m+i, n+j)]^2$$

A képkülönbség abszolútértékének középértéke

$$MAD(i, j) = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |s_k(m, n) - s_{k-1}(m+i, n+j)|$$

ahol $s_k(x, y)$ egy mozgó tárgy (x, y) pontjában a fényesség értéke a k . képen. Ez a függvény számítási kritériumként használatos D_{i+1} becslés esetén. A 2. táblázat szemléltet néhány ismert eljárást.

A szükséges számítási műveletek száma csökkenthető, ha a képet felosztjuk fix számú derékszögű blokkokra és blokkonként végezzük a becslést. Feltételezzük, hogy a blokk minden képelemének az elmozdulása azonos. Így blokkonként csak egy elmozdulás vektort kell kiszámítani. Ezt az eljárást nevezik blokk-illesztő algoritmusnak. Az illesztés kritériuma a $D(i, j)$, az $MSE(i, j)$ vagy az $MAD(i, j)$ minimuma (3. táblázat), amelyek a minimális torzítás irányát jelölik. Az iránykeresésre többféle módszert (2D-logaritmusos keresés, módosított konjugált iránykeresés, három-lépéses keresés,



2. ábra. Háromlépéses keresés

stb.) dolgoztak ki, ezek közül szemléltetésként a három-lépéses keresést mutatja be a 2. ábra. A kritériumok közül az $MAD(i, j)$ realizálása a legkönnyebb, mivel szorzási és osztási műveleteket nem tartalmaz.

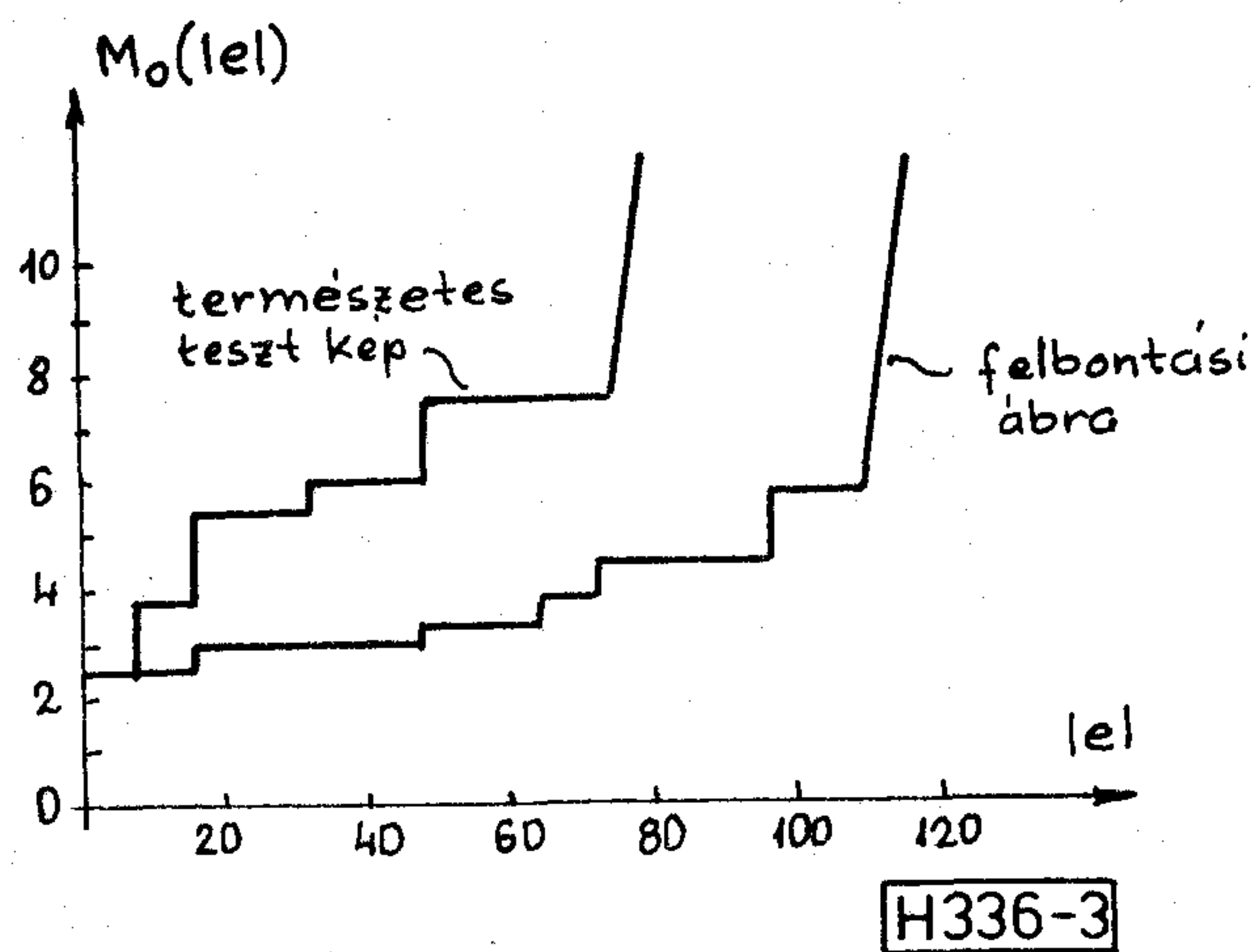
A blokk-illesztő és a rekurzív elmozdulás becslő algoritmusok összehasonlításának eredménye, hogy a leírt blokk-illesztő algoritmusok becslési pontossága 0,5 pel-re korlátozott. A rekurzív algoritmusok pontosabb becslést tesznek lehetővé egy bonyolultabb számítási eljárás árán. Azonban a blokk-illesztő eljárások pontossága is javítható járulékos interpolációval.

A mozgás hatását figyelembe vevő kódolási módszereket általában mozgás-kompenzált kódolásnak nevezik. A mozgás-kompenzált kódolási eljárások jelentősége minden fajta képanyag kódolásánál egyre nagyobb, de feltétlenül kiemelendő meghatározó szerepe a kis bitsebességű digitális képátvitel esetén (telefon, rádiotelefon).

Meg kell még jegyeznünk, hogy a fent említett módszerek mellett léteznek olyanok is, amelyek a háromdimenziós merev testek mozgás-modellje alapján az elmozdulást és az elfordulást szimultán becslik. További javulást eredményez — természetesen a módszer bonyolultabbá válása árán — valamelyik jellemző paraméterre alapozott elmozdulás becslés (pl. az élek kinyerése után, az élek elmozdulásának a becslése).

2. Prediktív kódolás

A DPCM átviteli adatsebesség redukciója jórészt a predikció hiba kvantálásával nyerhető. Egy fix kódszó hosszúságú DPCM rendszerrel az optimális kvantáló méretezés a kvantálási szintek minimális számát eredményezi és a torzítások lehető közel lesznek a láthatósági küszöbhez. A néző érzékelésének a kvantáló méretezésébe való bevonása nehéz-



3. ábra. Maszkoló függvények

4. táblázat

$$D_{mmse} = \sum_{i=0}^{k-1} \int_{d_i}^{d_{i+1}} (e - r_i)^2 p(e) de$$

ahol d_i és r_i a döntési és reprezentációs szintek $p(e)$ az e hibajel valószínűség sűrűség függvénye

$$D_{wmse} = \sum_{i=0}^{k-1} \int_{d_i}^{s_{i+1}} (e - r_i)^2 w(e) p(e) de$$

ahol $w(e)$ a lokális jelváltozás értéke

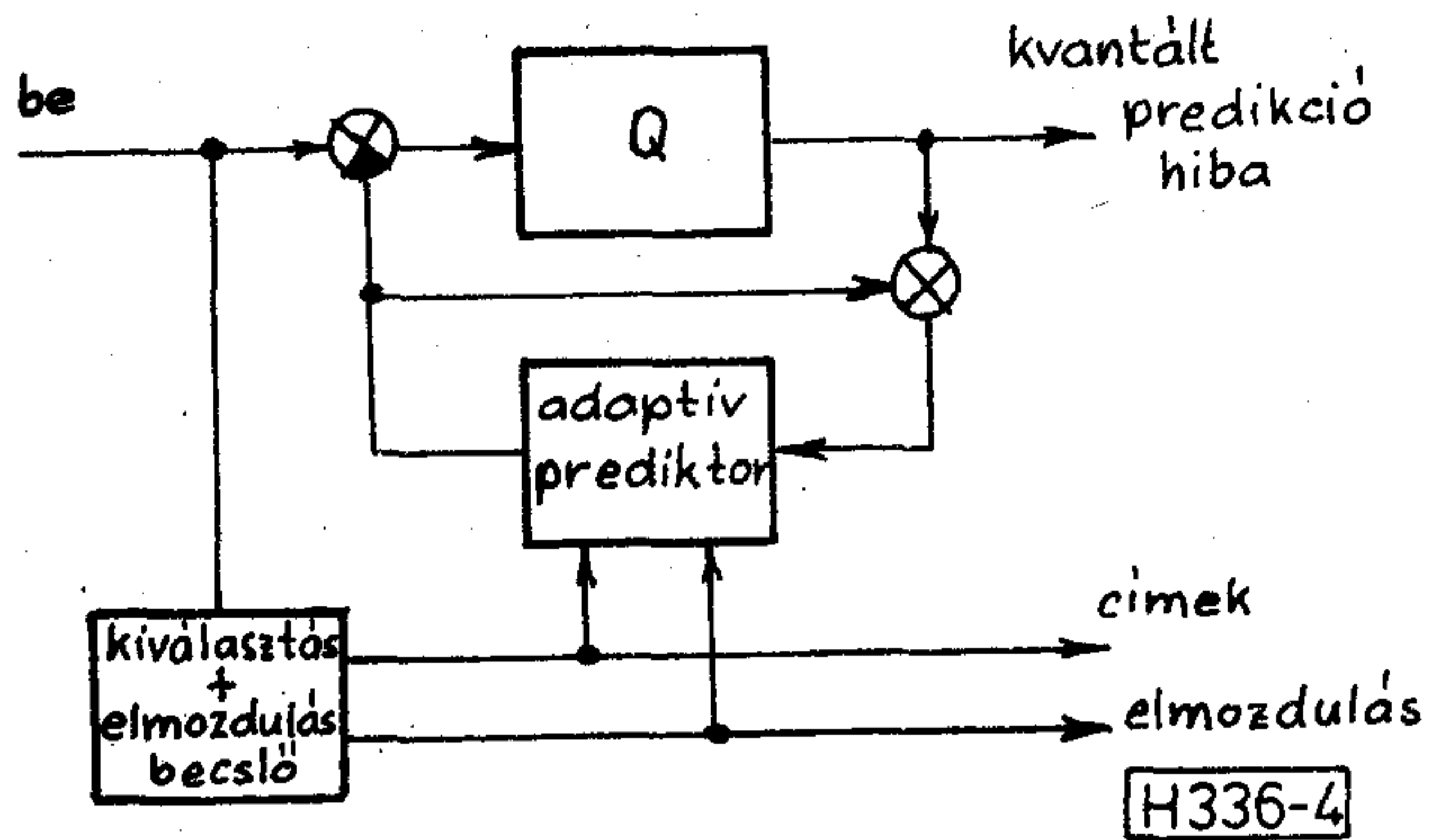
$$D_{sv} = \sum_{i=0}^{k-1} \int_{d_i}^{s_{i+1}} (e - r_i)^2 v(e) de$$

ahol $v(e)$ a láthatósági sűrűség függvény

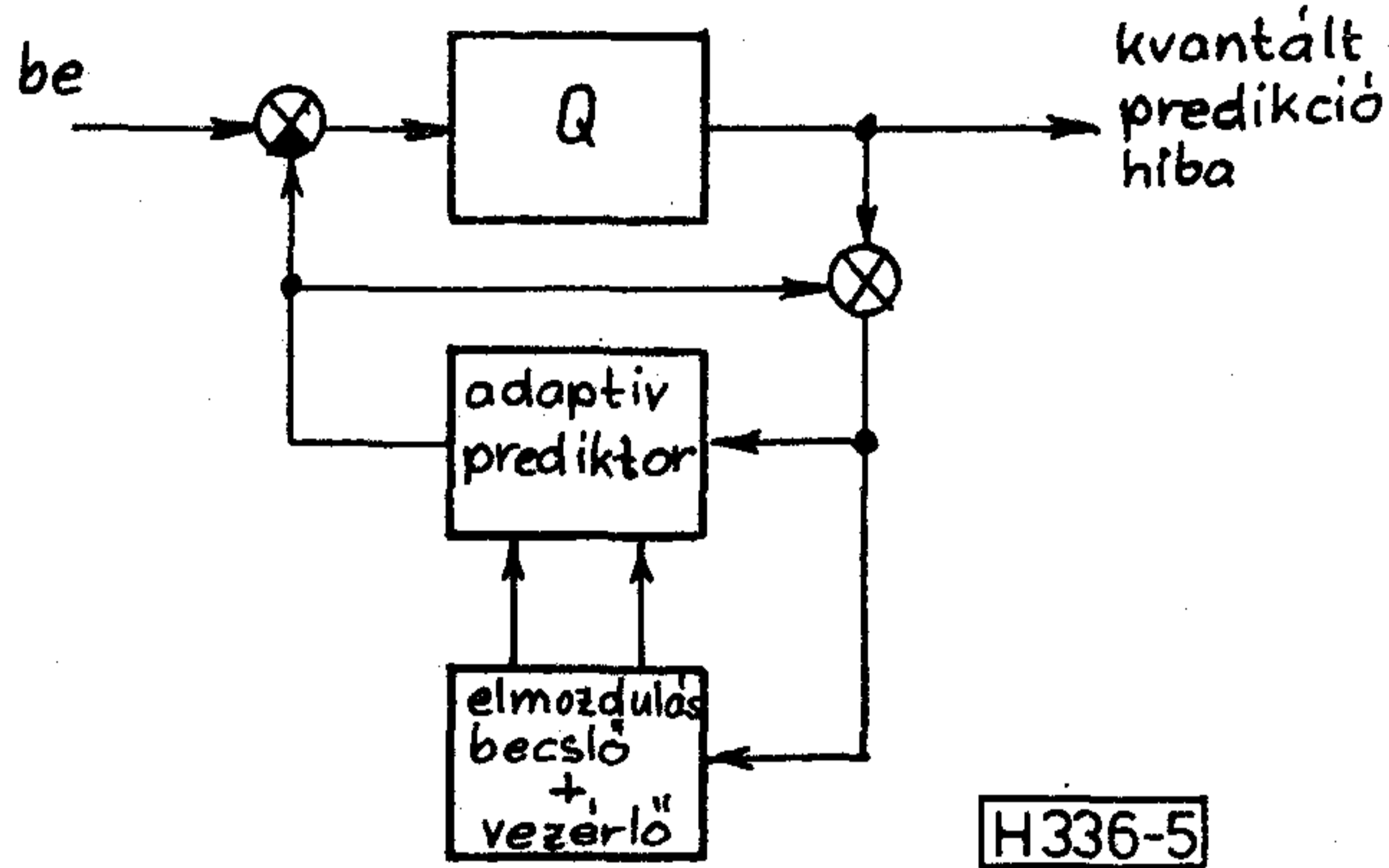
sege miatt gyakran egyszerű hiba definíciót használnak (4. táblázat). A vizuális súlyozó függvényekkel való méretezési módszerek hátránya, hogy a DPCM kvantálási hiba visszacsatolása nincs figyelembe véve, mivel a vizuális súlyozó függvényeket a DPCM valódi kvantálási hiba patternje helyett additív zajjal határozták meg.

Az első kísérletet ebben az irányban Kretz végezte, aki olyan sajátos patternek láthatósági küszöbjeit vizsgálta, amelyek az 1D-DPCM rendszerek kvantálási hibáit imitálják. A különféle teszt képek valódi kvantálási hiba patternjeit generálta nem valós idejű számítógépes DPCM szimulációkkal és használta fel küszöb mérésekre Erdmann és Pirsch (3. ábra). A láthatósági küszöböket a PCM kép és a DPCM által torzított kép közötti szubjektív összehasonlító tesztekkel határozták meg. Sajátos kvantálási karakterisztikák és teszt képek kiválasztásával küszöböket mértek a szubjektív tesztekben a torzítások különféle típusaira, mint amilyen a szemcse zaj, éltorzítás és a meredekség hiba.

A mért láthatósági küszöb függvényt maszkoló függvénynek nevezzük (a függvény értékeinél kisebb torzítások nem láthatók). Az egyszerű 1D élektől eltérő jelpatterneknél a jelváltozás mérőszámát definiáljuk, amit aktivitás függvénynek



4. ábra. Blokk-illesztő mozgás-kompensált DPCM kódoló



5. ábra. Rekurzív mozgás-kompensált DPCM kódoló

nevezünk. Az aktivitás függvény egy tipikus példája az alábbi:

$$A = \max_{i,j \in DN} |d_{i,j}|$$

ahol $d_{i,j}$ a szomszédos pelek közötti különbség és DN a felhasznált pelek index készlete. A típus képekre mért maszkoló függvények és az aktivitás függvény értékei alapján realizálható hatásos adaptív kvantálás.

2.1. Adaptív predikció

A képjel erősen nemstacionárius és ennél fogva a predikció hiba csökkenthető a predikciónak a képjel lokális tulajdonságaihoz való adaptívra tételével. Az adaptív predikció csökkenti a lehetséges predikció hiba tartományát. Ennek következtében a képminőség jobb lesz egy adott kvantáló esetén. Az adaptív eljárások az alábbiak lehetnek:

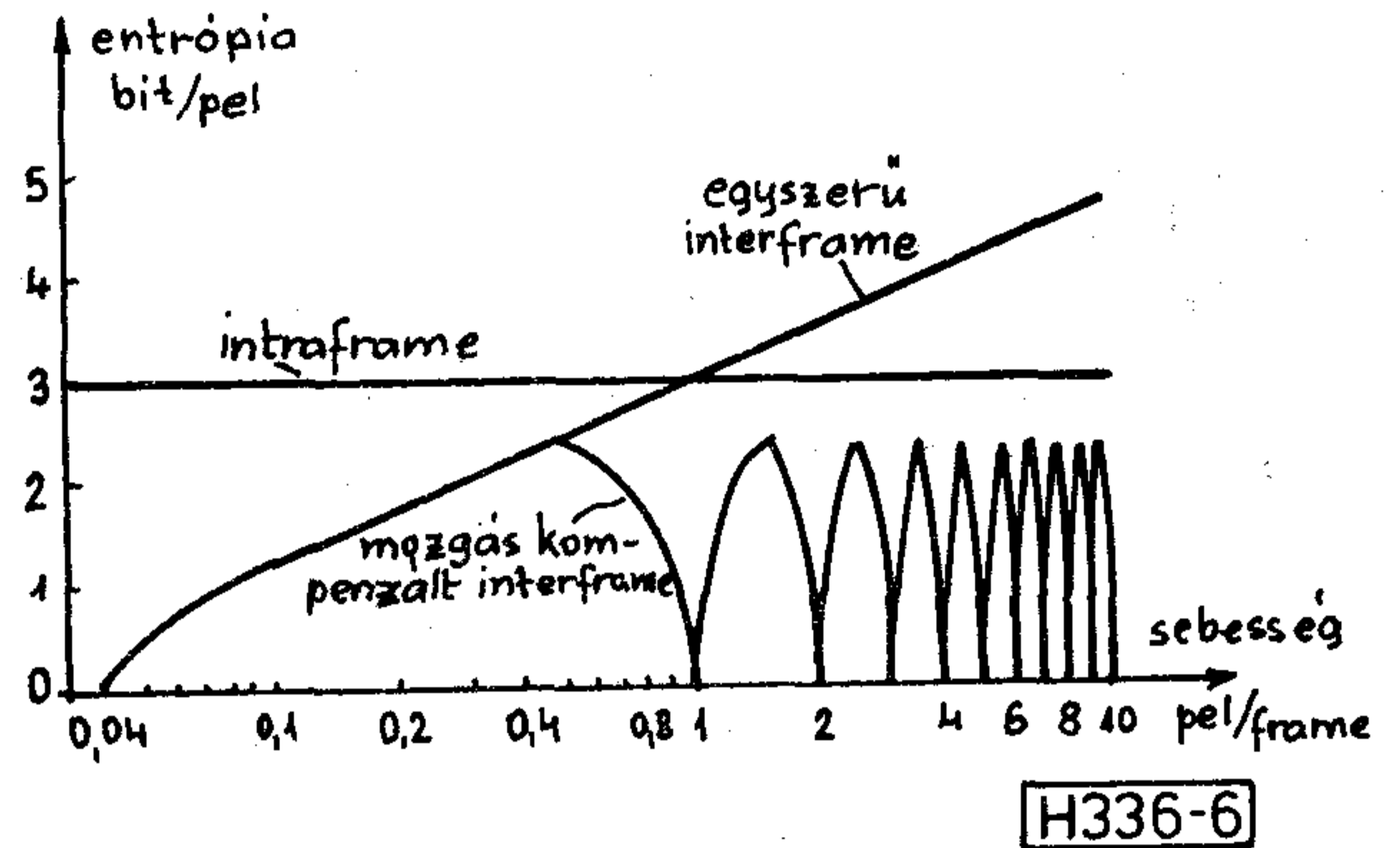
- kontur predikció
- adaptív intra/interframe predikció
- mozgás-kompensált predikció.

E helyen csak a mozgás-kompensált eljárással foglalkozunk. Lényegesen javítja az adaptív predikciót a mozgó tárgyak képről-képre való elmozdulásának a figyelembe vétele. A 4. és 5. ábrák a blokk-illesztő és a rekurzív módszerekkel realizált DPCM kódoló egyszerűsített blokkvázlatát mutatják. A 6. ábra mutatja a mozgó tárgyak átviteli adatsebességét a mozgási sebesség függvényeként három különböző prediktor esetén.

A mozgás-kompensált predikció egyik fajtája blokkonkénti „forward” mozgás becslést használ.

a korreláció típusa	a képtömörítés módja	tömörítési arány
színjelek redundanciája	a színjelek szűrése és alulminta vételezése	2,5 : 1
intenzitás jel redundanciája	{ 2 : 1 arányú alulminta vételezés mindkét fő irányban	4 : 1
képek redundanciája	{ 2D-cos transzformáció kép kihagyás és interpoláció feltételes feltöltés	6 : 1 3 : 1 8 : 1

a teljes realizált tömörítési arány 1440 : 1



6. ábra. Entrópia/sebesség viszony

A blokk-illesztés az adott éppen feldolgozás alatti kép blokkja és az előző képből elmozdult blokk közötti korreláció maximumának keresésével történik. Nehézséget jelent ennél az eljárásnál a szétválasztás mozgó tárgyakra és „háttérre”. Nyilvánvalóan a mozgó tárgyak határoló vonalai a blokkon belül befolyásolják a becslést. Hátrányt jelent még, hogy az elmozdulás vektort át kell vinni járulékosan. A járulékos információ nagyságának a csökkentése érdekében csak integer elmozdulásokat vesznek figyelembe.

A pel-rekurzív elmozdulás becslésen alapuló átvitelnél nincs szükség járulékos információra. Számítógépes szimulációk kimutatták, hogy a feltételes feltöltéses eljárásához képest a pel-rekurzív módszer 30—70%-os bitszám csökkentést eredményezhet. Adott esetben előnyös lehet e prediktor kiválasztás (átkapcsolás) mozgás-kompensált és más intra/interframe prediktorok között.

Sok esetben a „forward” becslő mozgás-kompensált predikció nagy mozgó tárgyak pontosabb elmozdulásait adja, mint a rekurzív. A téma újszerűsége következtében sem az összehasonlítás, sem több más paraméter vonatkozásában nem ismeretesek általános érvényű eredmények.

3. Transzformációs kódolás

A transzformációs kódolással kapcsolatos vizsgálatok az elmúlt években az alábbi területekre koncentráálódtak:

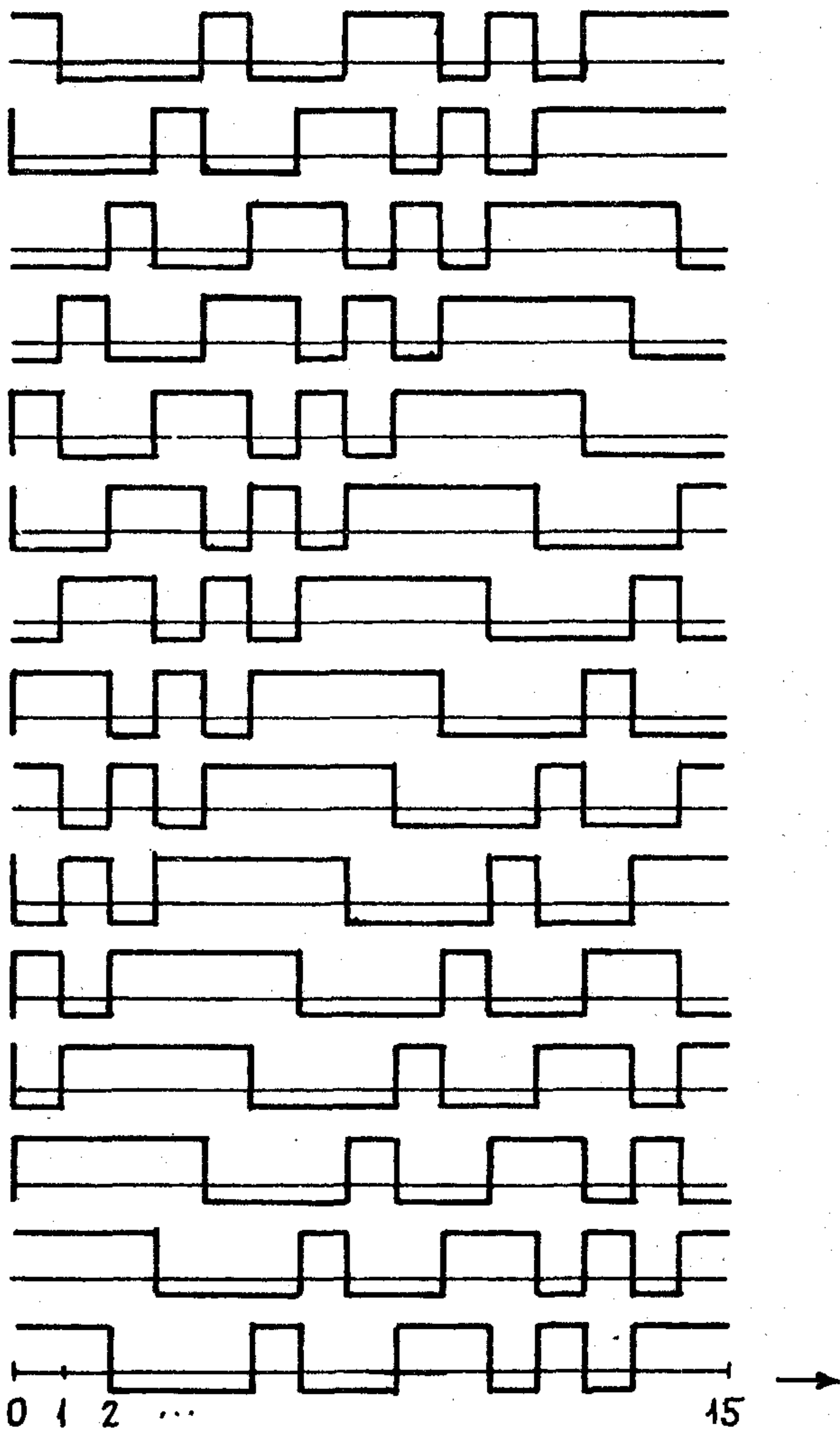
- adaptív kódolás (a képtartalom függvényében kódolják és kvantálják a spektrális együtthatókat)

8	6	6	4	4	2	2	2
6	6	4	2	2	2	2	2
6	4	4	2	2	2	2	0
4	2	2	2	2	2	2	0
4	2	2	2	2	2	0	0
2	2	2	2	2	2	0	0
2	2	2	2	0	0	0	0
2	2	0	0	0	0	0	0

8	6	4	4	2	2	2	0
6	4	4	2	0	0	0	0
4	4	2	2	0	0	0	0
4	2	2	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0

H336-7

7. ábra. Bit-kiosztási táblázatok

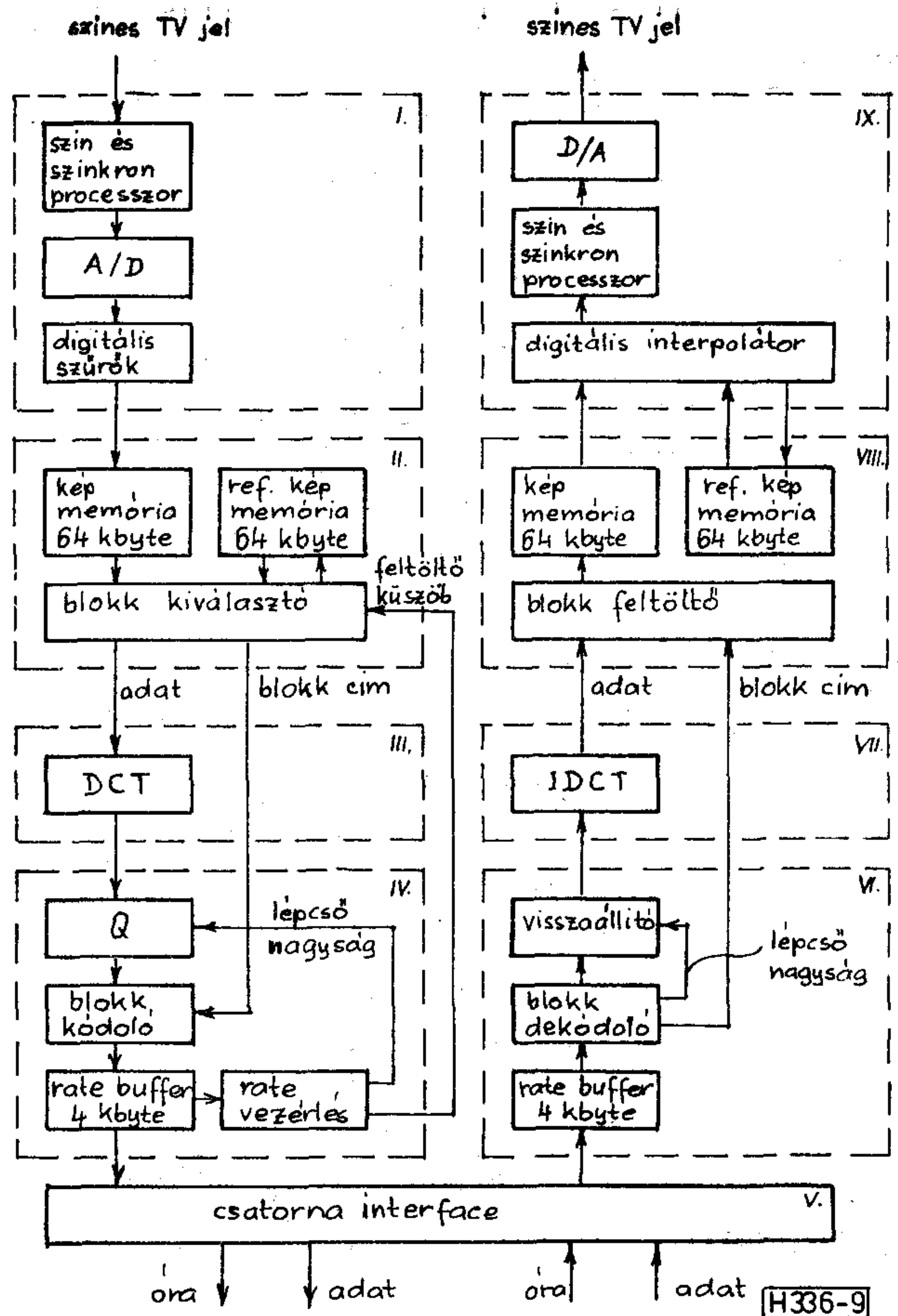


H336-8

8. ábra. m függvények $N=15$ esetén

- hibrid kódolás (DPCM + transzformációs kódolás együtt)
- új bázis függvény rendszerek vizsgálata
- blokk-határok láthatóságának a csökkentése.

Az adaptív transzformációnál az együtthatók kvantálását és kódolását a képtartalom függvényében úgy végezzük, hogy az irrelevancia redukció eredményeként létrejövő torzítások a láthatósági küszöb alatt maradjanak. A nehézségeket a képtartalom egyértelmű osztályozása, valamint az alkalmas kvantálók és kódolók méretezése jelen-



9. ábra. Távkonferencia rendszer blokkvázlata

tit. Sok transzformációs blokk kiértékelése alapján nyert spektrális együtthatók szórásának ismerete határozza meg az ún. bit-kiosztási vagy bit-ki-jelölő táblázatokat, amelyek tartalmazzák mindegyik együtthatóra a kvantálási lépcsők szükséges számát (7. ábra). Az adaptív eljárás a bit-kiosztási táblázatok közötti átkapcsolást biztosítja.

A különféle hibrid módszereknél is jelentős javulást az adatsebesség minimálisan szükséges értékében a mozgás-kompenzált kódolás jelent. A cikk korlátozott terjedelme miatt a részletektől eltekintünk.

Új bázis függvény rendszert alkalmaz az M transzformáció. Az m -függvény rendszer bináris szimbólumok m szekvenciájának ciklikus eltolásából és az azt követő orthonormalizációból ered. Az m szekvencia egy visszacsatolt shiftregiszter maximális hosszúságú szekvenciája. A 8. ábra $N=15$ esetén mutatja az m függvényeket.

Az M transzformáció nem eredményez néhány transzformációs együtthatóra kiterjedő energia koncentrációt és nem a pelek statisztikai függőségéből adódó redundanciát csökkenti, hanem igen hatásos irrelevancia redukciót ad az M tartományban. Az alapfüggvények zajszerűek, ezért a kvantálási hibák az inverz transzformáció után zajszerű pattern-t adnak, amire a szem kevésbé érzékeny, mint más pl. WHT transzformáció struktúrájára.

Illusztrációként megadjuk a 9. ábrán egy a legutóbbi időben kifejlesztett 56 kb/s kimenő adat-

sebességű távkonferencia rendszer blokkvázlatát. Az 5. táblázatban van bemutatva a rendszer által biztosított adatkompresszió értékének kialakítása. Ez egy a kis adatsebességű átvitelre jellemző kialakítás.

Meg szeretnénk még jegyezni, hogy többen eredményesen alkalmazzák a forrás és a csatorna kódolás kombinációját mind prediktív, mind transzformációs eljárásokat bevonva a kombinációkba. Hasonlóan igen kiterjedten és eredményesen hasznosítják a vektor kvantálást is.

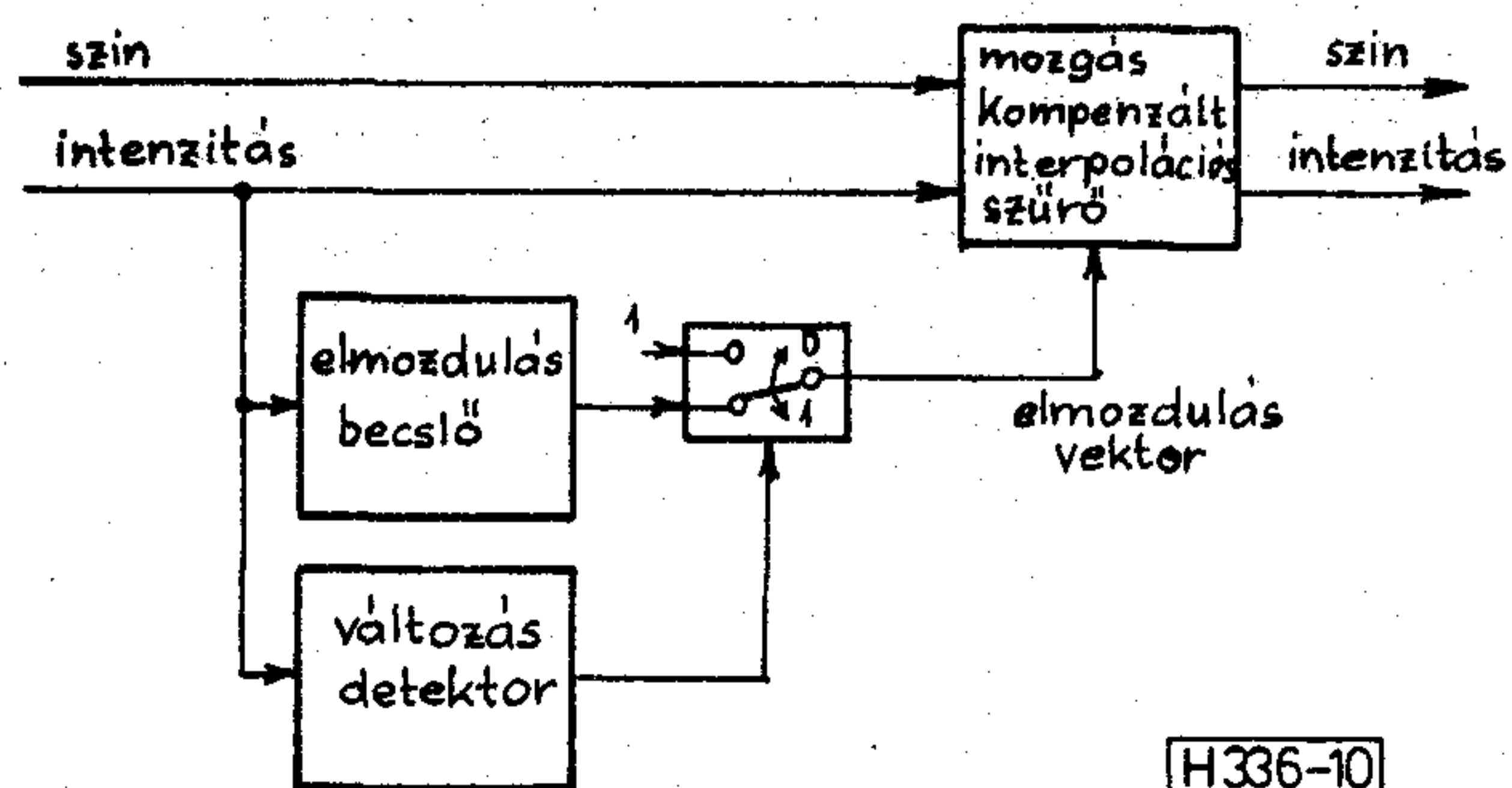
4. Mozgás-adaptív kép interpoláció

Kihagyva képeket az adóoldalon és interpolációval pótolva a kihagyott képeket a vevőoldalon igen hatásos módszerre a televíziós kódolásnak, mivel ez még kombinálható más adattömörítő eljárásokkal. Azonban kimutatták, hogy a kép visszaállító eljárások, mint pl. a kép ismétlés, a mozgó tárgyak ugrálását eredményezi a megjelenített képen, vagy a lineáris interpoláció az időbeli szűrésnél homályosodást okoz a mozgás tartományában. Ezeknek a torzításoknak a láthatósága arányos a mozgás sebességével, ezért lineáris kép interpolációs eljárásokat csak olyan televízióképeknél alkalmaznak, ahol lassú mozgások fordulnak elő.

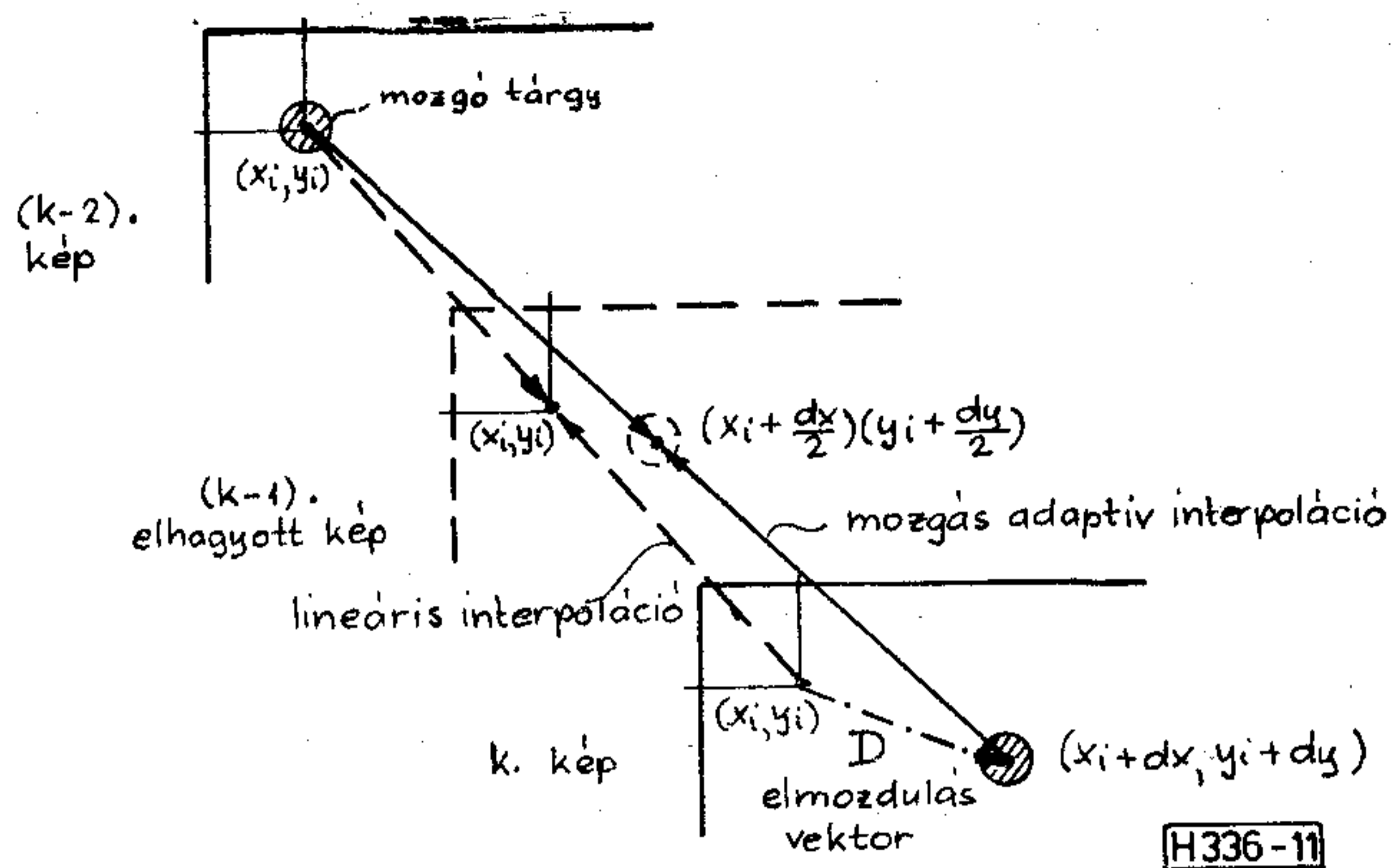
Mozgás-adaptív kép interpoláció esetén az adaptív interpolátort mozgás detektor vezérli. Ez az eljárás megjavítja a kép minőségét két különböző interpolációs algoritmus közötti átkapcsolással (az egyik a stacionárius, a másik a mozgó tartományokban). A homályosodás elkerülésére közepes és gyors mozgások esetén az interpolációs algoritmusnak „kompenzálnia” kell a tárgyak mozgását. Egy ilyen kódoló blokkvázlatát mutatja a 10. ábra, míg a 11. ábra a lineáris és mozgás-adaptív kép interpolációt szemlélteti. A fenti eljárások általában 1 kép kihagyását teszik lehetővé látható torzítások nélkül. Speciális esetekben — ahol a mozgás a képnek csak igen korlátozott részében fordul elő — több kép kihagyása is lehetséges. Több speciális alkalmazásban a kép kihagyás hatásának észlelhetősége sem zavarja a szükséges információ kinyerését (pl. egyes felügyeleti rendszereknél).

5. „Synthetic High” rendszer

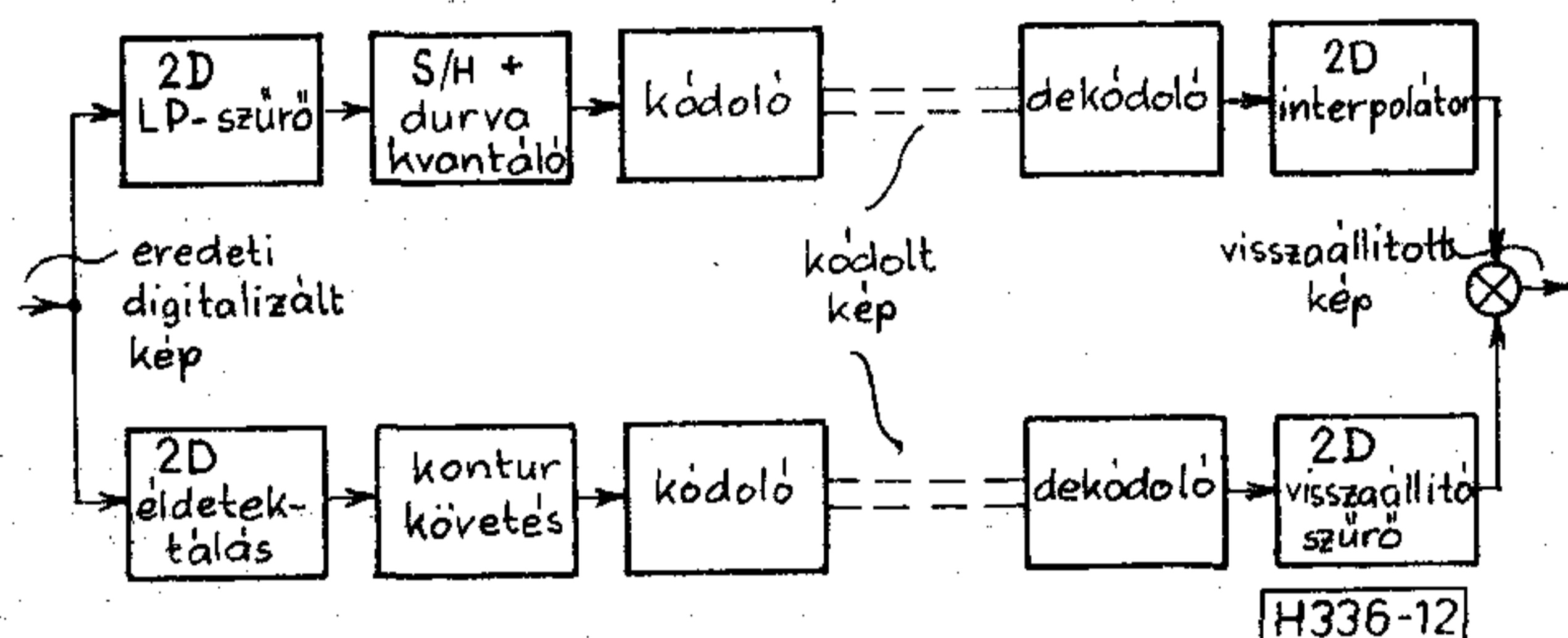
Ez a rendszer az első generációs eljárások közé tartozik, a képet szétbontja kis frekvenciás és nagy frekvenciás összetevőkre. A kis frekvenciás kép



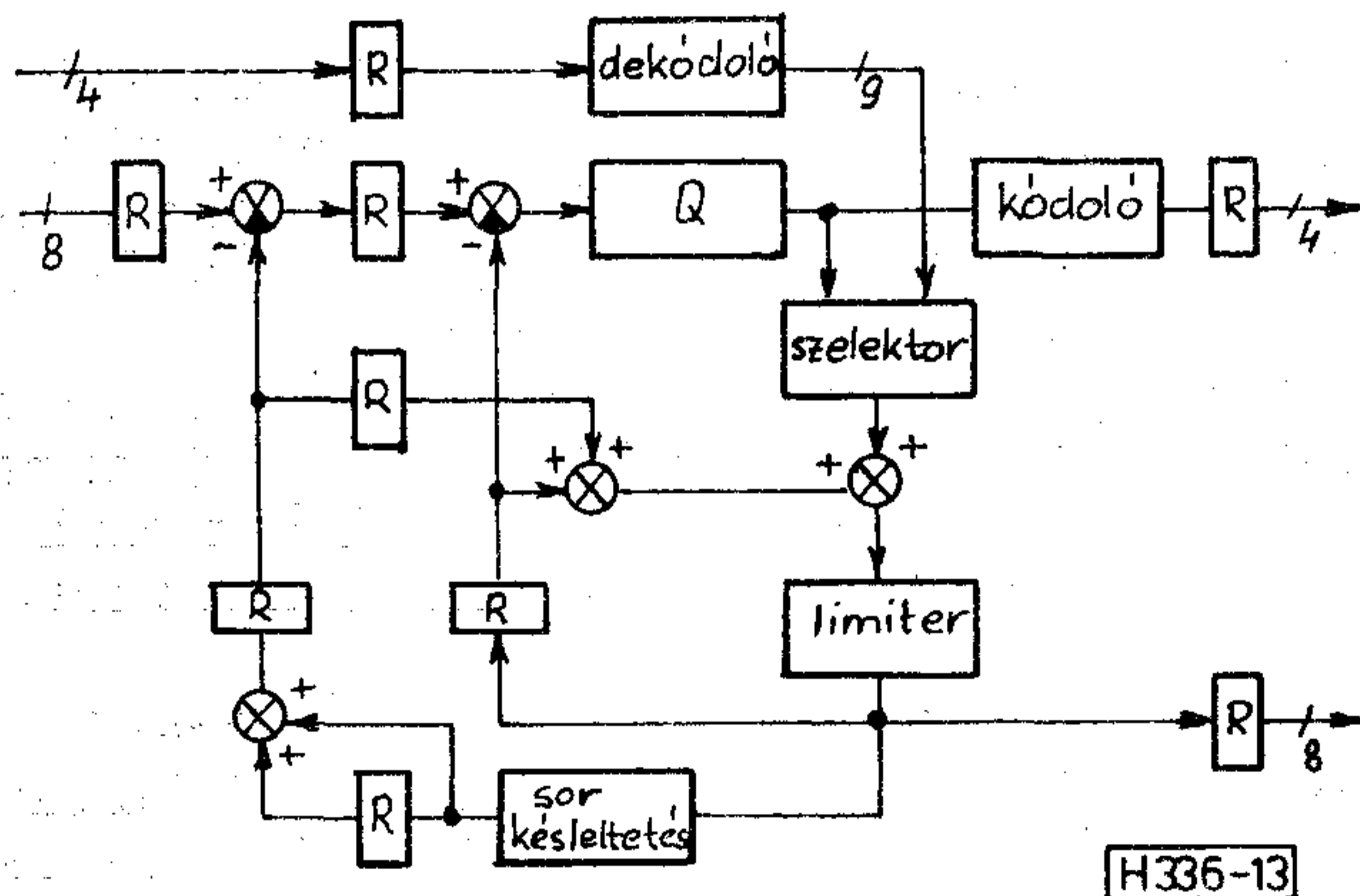
10. ábra. Mozgás-adaptív kép interpolációs kódoló



11. ábra. Lineáris és mozgás-adaptív kép interpoláció

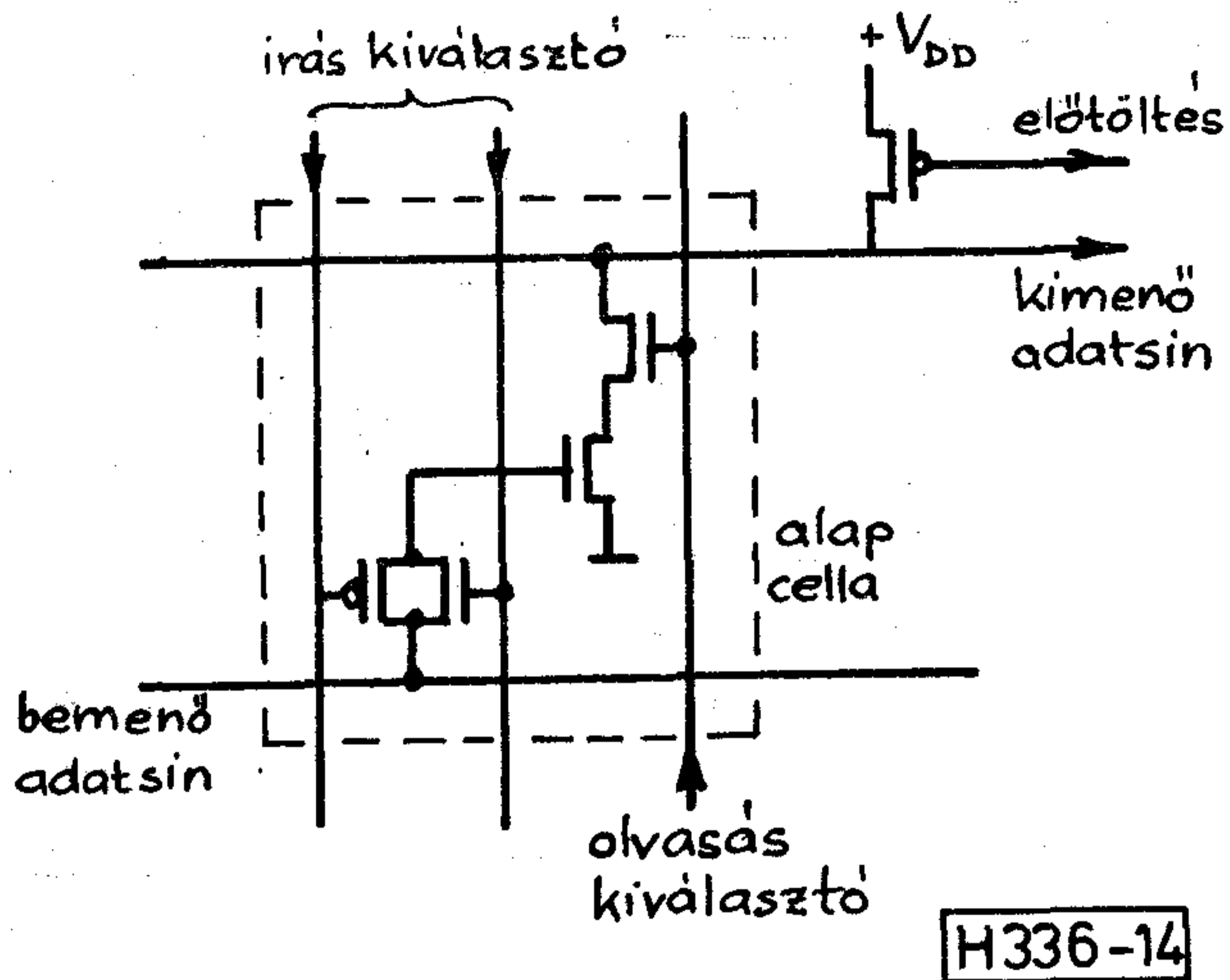


12. ábra. „Synthetic High” rendszer blokkvázlata



13. ábra. DPCM kodek blokkvázlata

rész általában a különböző tartományok fényességét adja meg, míg a nagy frekvenciás kép rész az éles élre vonatkozó információt adja meg. Analóg formában ez egy információ veszteség nélküli eljárás. A 2D mintavételi tételnek megfelelően a kis frekvenciás kép igen kevés mintával ábrázolható. Ezek a minták azok az üzenetek, amelyek a kis frekvenciás kép hiteles alakját jellemzik. Az éldetektálás megvalósítható gradiens vagy Laplace operátorral. Egy nemlineáris művelet a küszöbképzés dönti el, hogy a nagy frekvenciás képből egy élpont fontos vagy sem. Ezzel az el-



14. ábra. CMOS RAM cella

járás információt veszítő lesz. Végeredményben a kiválasztott élpontok helyzetét és nagyságát kódolják. Egy 2D visszaállító szűrőt használnak a nagy frekvenciás rész szintetizálására az élinformációból. A szűrőt egyértelműen meghatározza a kis frekvenciás résznél használt aluláteresztő szűrő. Ez a rendszer fokozottan kihasználja az emberi látás tulajdonságait. A 12. ábra mutatja a rendszer felépítését.

6. VLSI chipek kialakítása

Különböző megfontolások inicializálták a szélessávú hírközlést száloptikai csatornákon. Ezek az új hírközlő hálózatok magukba foglalnak olyan szolgáltatásokat, mint a TV szétesztás, videotelefon, videokonferencia a normál telefon és adat szolgáltatások mellett. Ezekhez az új szolgáltatásokhoz szükséges video kodekek várhatóan igen nagy száma megköveteli az olcsó realizálást. A VLSI technika fejlődése teszi lehetővé ennek a feladatnak a megvalósítását.

Másrészt a digitális jelfeldolgozás módszereinek igen erőteljes fejlődése ezek realizálását elsősorban VLSI chipek formájában teszi lehetővé főként, ha real time alkalmazásokat tekintünk. A video kódoló- dekódoló egységek fokozott működési sebességi követelményei és az igen nagymennyiségű feldolgozandó adat gyakran teszik szükségessé a párhuzamos vagy valamilyen más szervezésű (pipeline, szisztolés, stb.) jelfeldolgozást. Az ilyen struktúrák hatásosan és a szükséges nagy megbízhatósággal csak VLSI chipekkel realizálhatók. Egy-egy struktúra kialakítását a kevésbé időigényes műveletekkel (összeadás, kivonás, memória táblázatok) célszerű megoldani.

A fentiek szemléltetésére a 13. ábrán a 2 μm CMOS technológiával 1 VLSI chipen realizált DPCM kodek funkcionális blokkvázlatát mutatjuk be (SEL AG). A szükséges késleltetéseket RAM memóriákkal realizálják. A 14. ábra mutat egy ilyen CMOS RAM cellát.

7. A vizsgálati kultúra fejlődése

A videojelek digitális kódoló és dekódoló egységeinek a minősítése, az egyes eljárások szimulálása, az áramköri modellek kipróbálása meglehetősen összetett feladat és költséges háttérberendezéseket igényel, ezért kevés fejlesztő és kutató hely van felkészülve erre.

A kódolási eljárások számítógépes szimulációja már hosszabb ideje folyik. Itt gondot okoz a valódi bemenő képanyag hozzáférése. Ezen a területen igen jó hatásokkal lehet alkalmazni a mesterséges képeket (mozaik képek), amelyek software segítségével generálhatók és spektrumuk jól közelíti a valódi képeket. A mesterséges képek 2–3 paraméter segítségével változtathatók, alkalmazásuk révén csökken a memória igény.

Komplett rendszer a VTE (Digitalvideo System-vertriebsgesellschaft MBH) képszimulációs rendszere, amely mind a digitális studio szabvány szerinti színes videojelet, mind a HDTV jelet digitilizálja és visszalakítja analóg formába. A rendszerre hostkomputer, optikai diszk, video diszk vagy külső berendezés csatlakozhat. Az optikai diszk 1 Gbyte nagyságrendű kapacitású lemezzel működik. A rendszer néhány perces élő színes műsorvideojelet képes tárolni és teszi lehetővé ezáltal a real time vizsgálatokat és minősítéseket.

8. Következtetések

Az első generációs képkódolásnak szinte minden eddigi módszere tovább fejlődik a jelenlegi kutatások nyomán és egyre gazdaságosabb alkalmazásokat tesznek lehetővé. A digitális video- és kép-technika tömeges elterjedése a következő években várható. Így a képkódolással kapcsolatos kutatások jelentősége egyre nő.

A cikk csak néhány fontosabbnak tartott irányzatot mutat be — teljességre nem is törekedhetett az adott terjedelemben — azonban mindenképpen szeretné a hazai szakmai körök figyelmét ráirányítani erre a rendkívüli gyorsasággal fejlődő, bővülő fontos tématerületre.

I R O D A L O M

- [1] Special Issue on Visual Communications Systems Proc. of the IEEE, Vol. 73, No. 4, April 1985. pp. 499–844.
- [2] A. G. Tescher, J. A. Saghri: Adaptive Transform Coding and Image Quality. Optical Engineering, Vol. 25, No. 8, August 1986, pp. 979–983.
- [3] M. Bierling, R. Thoma: Motion Compensating Field Interpolation Using A Hierarchically Structured Displacement Estimator Signal Processing, Vol. 11, No. 4, Dec. 1986, pp. 387–404.
- [4] Proc. of EUSIPCO—86 Signal Processing III: Theory and Applications, (The Hague, the Netherlands, Sept. 2–5, 1986) Two Volumes, 1436 pages.
- [5] J. W. Modestino, D. G. Daut: Combined Source-Channel Coding of Images. IEEE Trans. on Comm., Vol. COM—27, No. 11, Nov. 1979, pp. 1644–1678.
- [6] K. Fazekas: Digital Coding for Quasi-motion Colour Picture Transmission. SPIE Proceedings Vol. 594, (Dec. 4–6, 1985, Cannes).
- [7] Fazekas K.: Kódoló struktúrák színes videojelek digitális kódolásánál. Híradástechnika, XXXVII. évf., 12. sz., 1986.

Lokális hálózatok és korszerű áramköreik

DR. HAINZMANN JÁNOS

BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék



DR. HAINZMANN
JÁNOS

ÖSSZEFOGLALÁS

A lokális hálózati illesztések funkcionális bonyolultságának illusztrálására a cikk az IEEE 802.3 szabvány alapján ismerteti a CS CSMA/CD hálózatalérési eljárást, annak megkívánt paramétereit és az üzenetformátumot. A jó és gazdaságos illesztésekhez LSI, VLSI integrált áramkörökre van szükség. VLSI példaként az Intel 82586 LAN társprocesszort ismerteti.

A következőkben a lokális hálózatok LSI, VLSI áramköreit kívánjuk bemutatni. Az áramkörök által nyújtott szolgáltatások értelmezéséhez és a speciális lokális hálózati integrált áramkörök szükségességének alátámasztásához feltétlenül ki kell térni magukra a lokális hálózatokra is. Napjainkra a lokális hálózatoknak már annyi, teljesítőképesben és felépítésben különböző változatát fejlesztették ki, hogy az itt nyújtott áttekintés, már terjedelmi okokból is, csak nagyon vázlatos lehet. Részletesebben a már régebben kifejlesztett és szélesebb körben elterjedt Ethernet ill. Ethernethez hasonló hálózatok működését ismertetjük, elsősorban az IEEE 802 szabvány alapján. Azért is ezt a hálózattípust választottuk, mert eddig ehhez fejlesztették ki a legtöbb LSI, VLSI IC-t. Ezek közül az áramkörök közül is itt csak az Intel gyártmányú áramkörök áttekintésére van módunk.

1. A lokális hálózatok áttekintése

A csak egy épületen vagy telephelyen belüli készülékek közti információátvitelt biztosító adatátviteli hálózatokat szokás lokális vagy helyi hálózatoknak nevezni. Ez a feladat általában 30—3000 m áthidalását teszi szükségessé. Mivel a lokális hálózat nem halad át közterületen, csak a felhasználó fennhatósága alá tartozik. A lokális hálózatok jellemzője a kis térbeli kiterjedés mellett, hogy az adatátvitel bit-sorosán történik és az adatátviteli út kijelölése ún. csomagkapcsolással, logikai kapcsolással történik. Ez azt jelenti, hogy az áramköri utakat fizikailag nem kapcsolják, hanem az adatátviteli utat logikailag kapcsolják a rendeltetési állomás címe alapján, mely cím rajta van az átviendő adatot tartalmazó információs csomagon, üzeneten. A lokális hálózatokat az angol nyelvű elnevezésből származó LAN (Local Area Network) betűszóval szokás illetni.

A lokális hálózatokat sokféle szempont — átviteli sebesség, maximális méret és állomásszám, topológia, átviteli közeg, adatkódolás, hálózatalérési eljárás stb. — alapján lehet csoportosítani.

Beérkezett: 1987. II. 10. (H)

1964-ben végzett a BME Villamosmérnöki Kar műszer és finommechanika szakán. Azóta a BME Műszer és Méréstechnika Tanszéken dolgozik, jelenleg adjunktus. 1978-ban egyetemi doktori fokozatot szerzett.

A leggyakoribb átviteli közegek (vonalak) a következők:

- csavart érpár, általában a kisebb sebességű és kisméretű hálózatokban,
- koaxiális kábel, általában a nagyobb sebességű és nagyobb kiterjedésű hálózatokban,
- fényvezető kábel, a fejlesztés alatt álló nagysebességű és az elektromágneses zavarokra érzéketlen hálózatokban.

A topológiai alapváltozatok, melyek a lépcsőzetes felépítésű illetve hierarchikus hálózatokban kombináltak is előfordulhatnak, az alábbiak:

- csillag
- busz
- gyűrű

Csillag topológiát a vezetékezés és az adó-vevő áramkörök költségei miatt csak kis távolság és kis állomásszám esetén használják. A legkevesebb vezeték a busz (sín) topológiához kell, és ennél az adó-vevő áramkörök helyes kialakítása esetén egyik állomás kikapcsolása vagy meghibásodása sem okozza a hálózat megbénulását. A busz rendszerű hálózatoknál egy új állomás beiktatása is egyszerűbb, ezért leggyakrabban a busz topológiát választják.

A busz topológiánál a hálózatalérési eljárásnak biztosítania kell azt, hogy egyidejűleg csak egy állomás továbbítsa adatokat a hálózaton keresztül, mert különben az üzenetek összekeverednek, meghibásodnak, amit üzenetütközésnek neveznek. A fontosabb hálózatalérési eljárások a következők:

- centralizált vezérlés
- token passing (vezérjel, zseton továbbadás)
- CSMA/CD

A centralizált vezérlésnél a hálózat egyik kitüntetett állomása vezérli a hozzáférést. Ez a kitüntetett vagy központi állomás adja meg az üzenetadási jogot az egyes állomásoknak egy meghatározott sorrend szerint. Az üzenetátadási jog átadása mindig egy központi állomás — közönséges állomás üzenettel történik, de az üzenetadás

már a hálózat bármely két állomása közt közvetlenül végbemehet. Az adási jog ilyen továbbadása lassítja a hozzáférést, és a központi állomás kiesése az egész hálózat leállítását okozza.

A vezérjel (token) továbbadással működő hálózatoknál az egyes állomások egyenrangúak. Nincs központi állomás, mely a hálózatelérést vezérli. A hálózatra mindig csak az az egyetlen állomás adhat, mely az előző állomástól megkapta a speciális vezérjelet, a tokent, egy rövid vezérlő üzenet formájában. Ha van továbbítandó üzenete, akkor azt a hálózaton keresztül elküldi a rendeltetési állomásra, majd utána a tokent továbbadja a következő állomásnak. Ha nem volt továbbítandó adat-üzenete, akkor a vezérjelet rögtön továbbítja a következő állomásnak. A token vezérlésű soros busznál a „következő” egy, a hálózat inicializálásánál kialakított logikai sorrend szerint következőt jelenti, és nem a hálózatra való felfűzésben térben következőt. A sorrendben legutolsó állomás a tokent visszaküldi a legelső állomásnak, a token egy logikai gyűrűben körbejár. Mivel csak egyetlen token jár körbe, egyidejűleg mindig csak egy állomás adhat.

A hálózat paramétereiből (állomásszám, max. üzenethossz, ...) kiszámítható a token körbejárásához maximálisan szükséges idő, ami a hálózat-elérési idő felső korlátját adja. A később ismertetésre kerülő CSMA/CD eljárásnál az elérési idő valószínűségi változó jellegű, és nem adható meg rá egy ilyen abszolút felső korlát. A szabályozástechnikai, a real time alkalmazásoknál fontosnak tartják a limitált válaszidőt, ezért előnyben részesítik a token-es hálózatelérést a CSMA/CD eljárással szemben. Ezért választotta pl. a General Motors cég a MAP (Manufacturing Automation Protocol) rendszerében a token továbbadásos eljárást. Ugyanakkor meg kell jegyezni, hogy a nagyon kihasznált hálózat esetétől eltekintve, a CSMA/CD eljárás rövidebb átlagos elérési időt biztosít.

A CSMA/CD betűnév az eljárás lényegét leíró Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (Vivőjel figyelős elérés, ütközés detektálással) elnevezés rövidítése. A hálózat állomásai állandóan figyelik azt, hogy a soros buszon van-e üzenet, (ez a vivőjel figyelés), és csak akkor kezdenek adni, ha a hálózaton nincs más állomás által adott üzenet, azaz a soros busz szabad. Mivel az állomások egyenrangúak, és nincs semmilyen központi vezérlés, előfordulhat, hogy a soros busz szabaddá válása után két vagy több állomás egyidejűleg kezd adni. Az egyidejű adás hatása képpen mind-egyik üzenet megsérül, értelmetlenné válik.

Az ütközésetektől való megkímélés érdekében az adóáramkör csak az üzenetvétel nyugtázásának elmaradásából értesülhet arról, hogy az ütközés miatt az üzenetet meg kell ismétetni. Az ütközésetektől való megkímélés érdekében az állomások mindjárt az üzenet elején észreveszik, hogy ütközés történt. Ekkor az adást félbeszakítják, majd egy kivárási idő után újból megkísérik az üzenet elküldését, ha a busz már szabad. Az ütköző üzenetek adásának félbeszakítása és az üzenetek automatikus újbóli elküldése jelentősen

javítja a hálózat átbocsátóképességét és megbízhatóságát. A kivárási időt az egyes állomások véletlenszerűen választják egy adott időtartományból. A véletlenszerű kivárási idő biztosítja, hogy az ütközött állomások egy vagy néhány próbálkozás után nagy valószínűséggel nem kerülnek ütközésbe.

2. Az IEEE 802 szabvány

A lokális hálózati szabványok két szempontból fontosak számunkra. Egy adott szabvány előírásainak betartása lehetővé teszi a különböző gyártók készülékeinek egy közös hálózatba kapcsolást külön illesztők, átalakítók nélkül. (Feltételezve, hogy a szabvány minden lényeges funkciót lefed, és egyértelmű, vagy legalábbis a különböző gyártók egyformán értelmezik.) Másrészt, ha megszülettek ezek a szabványok, akkor a nagy IC gyártó cégeknek megéri kifejleszteni az LSI, VLSI IC-eket a lokális hálózatokhoz. Ezen IC-k megjelenése pedig leegyszerűsíti a hardver tervezők munkáját, lecsökkenti a hálózati interfészek költségét és megnöveli a megbízhatóságot.

A CSMA/CD hálózatelérést alapuló Ethernet lokális hálózat specifikációjában és a hálózat támogatásában terjesztésében három nagy cég, a Xerox, a DEC és az Intel egyezett meg 1980 körül. Az Ethernet típusú hálózatok mögött ekkor már több éves tapasztalat volt, és a támogatók jelentős súlya miatt hamarosan egy de facto szabvánnyá vált. Később pedig az alapját képezte az IEEE 802.3 szabványnak.

Egy másik, napjainkra szintén de facto szabvánnyá váló hálózatspecifikáció a General Motors cég MAP (Manufacturing Automation Protocol) előírása. A MAP üzemekben használt lokális hálózatot céloz meg, és egy token elérésű buszt specifikál. A hálózatelérés az IEEE 802.4 szabvány szerint történik, de a MAP az adatátviteli modell magasabb rétegeit is specifikálja.

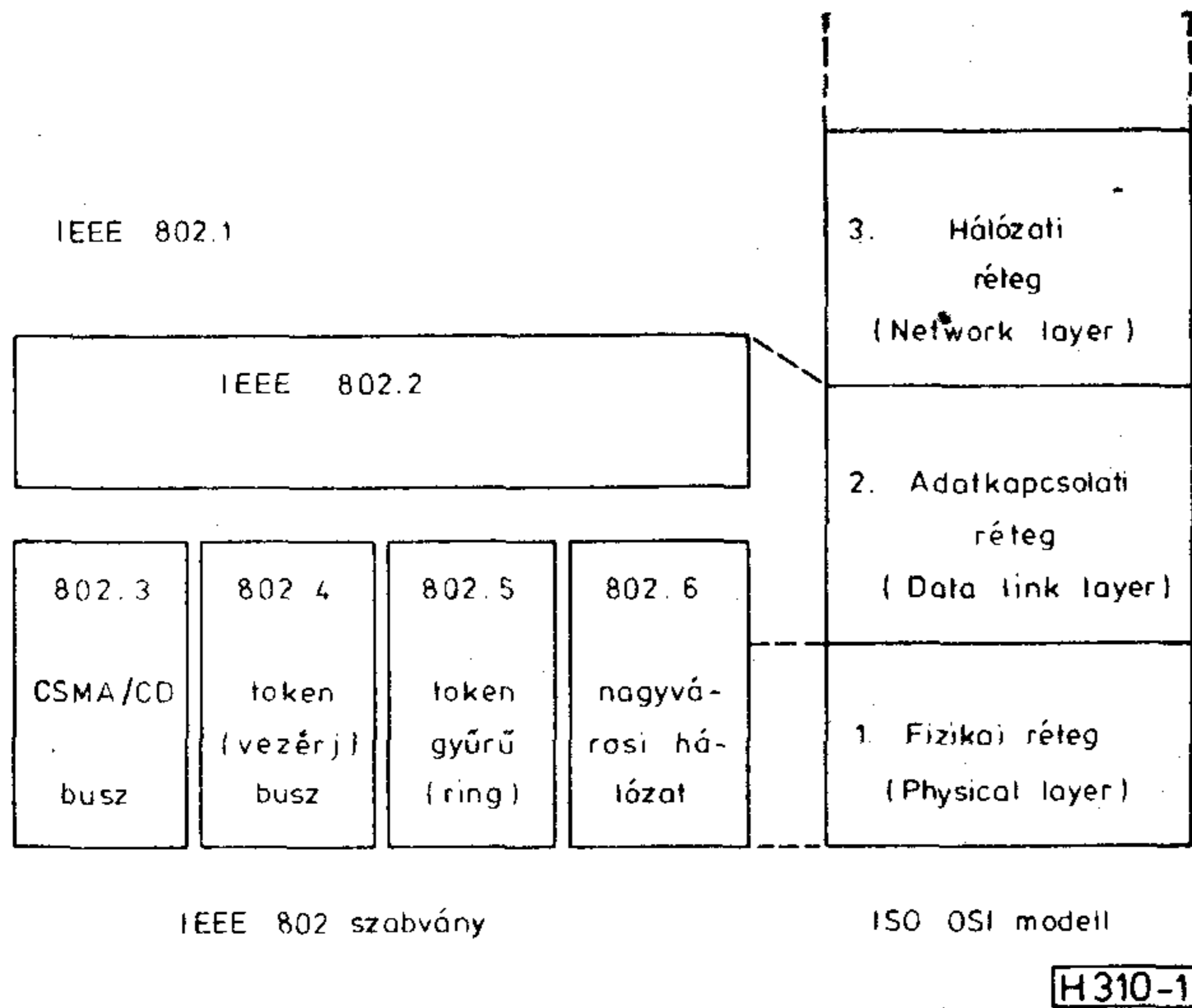
Egy további jelölt a de facto standard státuszra az IBM token gyűrűs hálózata, mely az IEEE 802.5-ön alapul.

A különböző nemzeti és nemzetközi szervezetekben is hosszabb ideje dolgoznak lokális hálózati szabványokon. Ennek egyik legfontosabb eredménye az IEEE szervezet 802 számú szabványa, mely más szervezetek szabványaira (pl. ECMA, ISO) is beépült (4), (6) (9—12). Ezek a szabványok természetesen figyelembe veszik a már kialakult de facto szabványokat, illetve a de facto standardok eme szabványok speciális implementálásának, kibővítésének tekinthetők.

Mivel egy adott hálózatelérési eljárás nem lehet minden alkalmazásban a legkedvezőbb, és a szabványosítás nem tudja figyelmen kívül hagyni a nagy cégek érdekeit, az IEEE 802 szabvány többféle lokális hálózatot specifikál, az IEEE 802 tulajdonképpen egy szabványcsoport.

Az ISO szervezet OSI (Open System Interconnection) rétegelt adathálózat modelljéhez viszonyítva az IEEE 802 szabvány az OSI két legalsó rétegét, a fizikai réteget és az adatkapcsolati

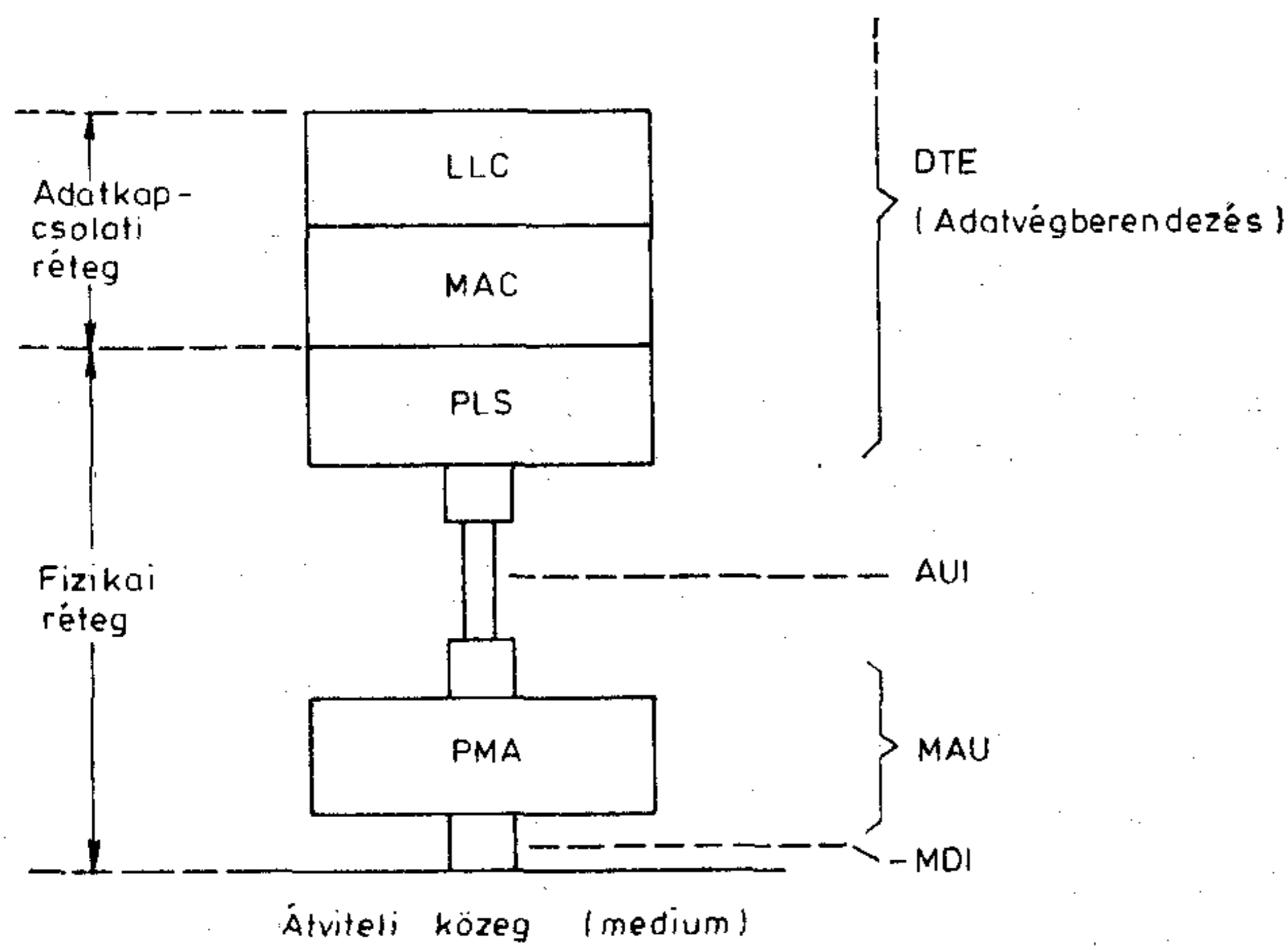
réteget specifikálja (1. ábra). Az adatkapcsolati réteget két alrétegre bontja. A különböző hálózatokban közös részt a logikai adatkapcsolatot vezérlő alrétegbe (LLC, Logical Link Control) fogja össze, és ezt írja le az IEEE 802.2 szabvány.



1. ábra. Az IEEE 802 szabvány felépítése

Az adatkapcsolati réteg hálózatelérési eljárástól függő részét, a MAC (Media Access Control) átviteli közeg elérési alréteget, egy-egy külön szabványba (802.3—802.5) fogja össze a megfelelő hálózat fizikai rétegével együtt. Ezek közül a továbbiakban a 802.3 szabvánnyal foglalkozunk, mert jelenleg ennek alkalmazása a legelterjedtebb.

Az IEEE 802.3 szabvány 1—20 Mbit/s sebességű, CSMA/CD eljárást alkalmazó lokális hálózatok számára készült. A szabványban a fizikai réteg is több részben kerül specifikálásra. A hálózat átviteli közege (pl. koaxiális kábel) különféle gyakorlati okokból sok esetben nem megy keresztül a hálózatba kapcsolt készüléken (adatvégberendezésen), hanem attól néhány méterre, fixen a falra, mennyezetre stb. rögzítve fut. A néhány méter hosszú, egyszerű leágazások jelentősen el-



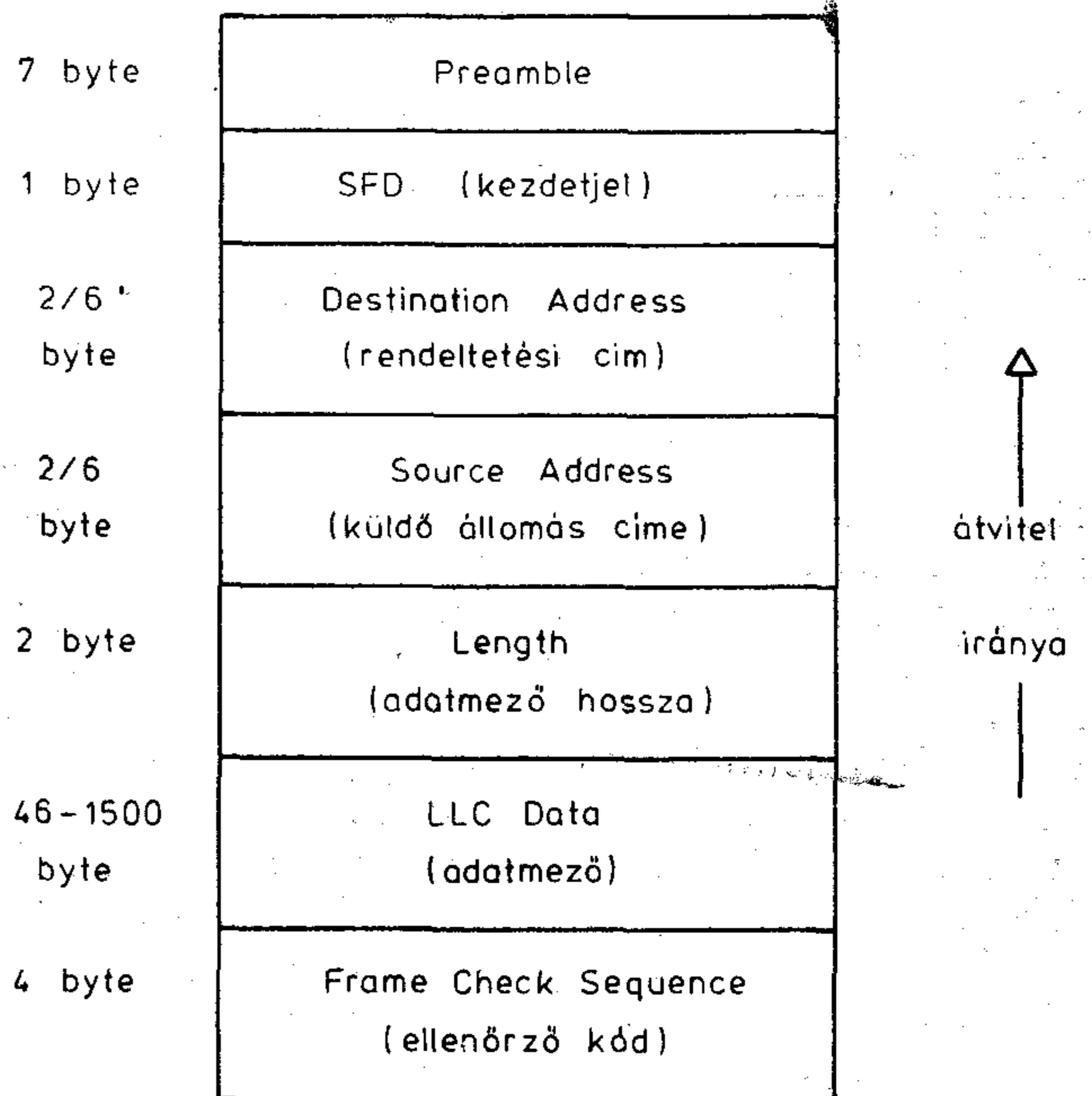
2. ábra. Az IEEE 802.3 részei

ronthatják a hálózat kábelének átviteli tulajdonságait, (pl. zavaró reflexiók léphetnek fel), ezért az adó-vevő áramköröket közvetlenül a kábel mellé kell helyezni. A készülék a néhány méteres kábelen keresztül az adó-vevő áramkörhöz csatlakozik. Ez a csatlakozási felület az AUI (Attachment Unit Interface). Ennek megfelelően az IEEE 802.3 szabvány külön specifikálja az MAU (Medium Attachment Unit) átviteli közeg csatoló egységet, mely tartalmazza az adó-vevő áramköröket (PMA, Physical Medium Attachment), az átviteli közeg (soros busz) és az adó-vevő áramkörök közti interfészt (MDI, Medium Dependent Interface) és az adó-vevő áramkörök és a készülék közti AUI interfészt (2. ábra).

A készüléknek az adó-vevő áramkör felőli interfész jeleit generáló része, mint a PLS (Physical Signaling) réteg kerül specifikálásra. A PLS rész lényegében az adótkódolást és dekódolást végzi, és az AUI interfészen előírt jelszinteket állítja elő.

3. A lokális hálózat üzenetformátuma

A megfelelő üzenetformátum előállítását, az átvendő adat becsomagolását (encapsulation), a MAC alréteg végzi. Az IEEE 802.3 szabványban előírt üzenetformátum (MAC Frame Format) a 3. ábrán látható. Az üzenet elején a preamble egy 101010... bitsorozat, mely lehetővé teszi a vevőáramkörök szinkronizálódását, és ezzel a vett jel helyes dekódolását. A hálózat soros vonalán Manchester-kódolást alkalmaznak, és a vevő-dekódoló áramkörnek a helyes szinkronizálódáshoz olyan bitmintára van szüksége, melynél a kódolt jelben minden bithez csak egy jelváltás tartozik. Az 1010... adatminta megfelel ennek. A preamble végén küldött SFD byte jelzi a valódi üzenet



3. ábra. Az IEEE 802.3 üzenetformátuma

kezdését. Az állomáscímek implementáció-függetlenül 2 vagy 6 byte hosszúságúak. A rendeltetési címnél csoportcímek is megadhatók. A csoportcím speciális esete a „broadcast” cím, mely a hálózat összes állomását jelenti, a „broadcast” üzenetet minden állomás veszi.

Az üzenet végén küldött ellenőrző kóddal az adatátvitel hibátlanágát lehet ellenőrizni. Ennek a CRC kódnak a generáló polinomja:

$$G(X) = X^{32} + X^{26} + X^{23} + X^{22} + X^{16} + X^{12} + X^{11} + X^{10} + X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^2 + X + 1$$

4. A CSMA/CD eljárás implementálása

A CSMA/CD hálózatelérési eljárás lényegét a 1. pontban már vázoltuk. Az eljárás hatékony működéséhez megfelelő időzítési előírásokat is be kell tartani. Az interfész egység feladatainak illusztrálására ezeket röviden felsoroljuk és az 1. táblázatban megadjuk a 10 Mbit/s sebességű implementáció, az Ethernet előírásait.

Az egymás utáni üzenetek megbízható szétválasztása céljából az üzenetek közt meghatározott nagyságú jelszünetnek (interframe gap) kell lennie. Ezért, ha egy állomásnak továbbítandó üzenete van, akkor a soros busz szabaddá válása után, (amit a vivőjel-érzékelő észlel), csak az előírt üzenetszünetnek megfelelő késleltetéssel kezdhet adni. A késleltetés közben azonban már nem szabad figyelembe venni a vivőjel-érzékelő állapotát.

1. táblázat

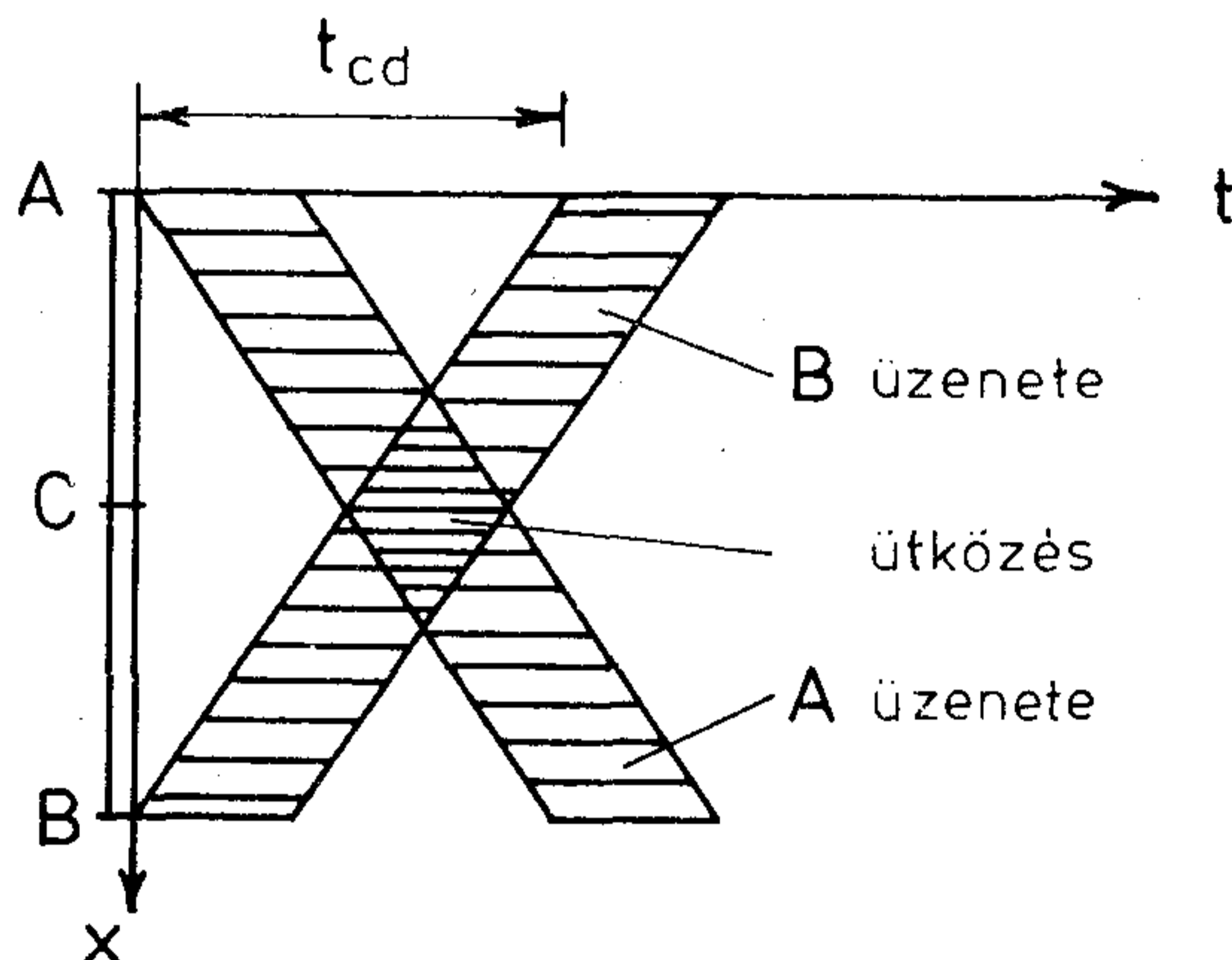
A hálózatelérési eljárás paraméterei az IEEE 802.3 szerint, 10 Mbit/s átvitelnél

Üzenetek közti szünet	min. 9,6 μ s
Minimális üzenethossz	512 bit = 64 byte
Maximális üzenethossz	1518 byte
Jam idő	32 bitidő
Résidő (slot time)	512 bitidő
Próbálkozások száma	max. 16
Megjegyzés: 1 bitidő = 0,1 μ s	

Az üzenetek nem lehetnek egy adott értéknél rövidebbek, mert akkor az adóállomás esetleg nem érzékeli, hogy az üzenet a hálózat valamelyik szakaszán ütközésben került. Képzeljünk el például két állomást (A és B), melyek a soros busz két végén helyezkednek el, és egyidejűleg adnak egy, a soros busz jelterjedési idejénél (t_{cd}) rövidebb üzenetet (4. ábra). Ez esetben egyik adóállomás sem érzékelné az ütközést, mert mire a másik adó jele hozzá érkezik, akkorra az üzenetadást már befejezte. Ugyanakkor a két üzenet a soros busz középső részén találkozik és ütközésbe kerül, és az ott lévő címzett (pl. a C állomás) számára az üzenet érthetetlen. A legkedvezőtlenebb esetet figyelembe véve, a minimális üzenethossznak meg kell haladnia a jelnek a soros buszon mindkét irányban történő teljes végigfutási idejét (körbefutási idő, round-trip delay), hozzáadva még az

ütközésetektáló áramkör tehetetlenségi idejét. A körbefutási idő meghatározásánál természetesen az egyes hálózatszegmenseket összekötő jelismétlő (repeater) áramkörök késleltetési idejét is figyelembe kell venni. Kevés átvindó adat esetén az előírt üzenethosszat az adatmező valamilyen üres adattal történő kiegészítésével („pad”) érik el.

Azért, hogy egy állomás ne foglalhassa le hosszú időre a hálózatot, célszerű a maximális üzenethosszat is specifikálni.



H 310-4

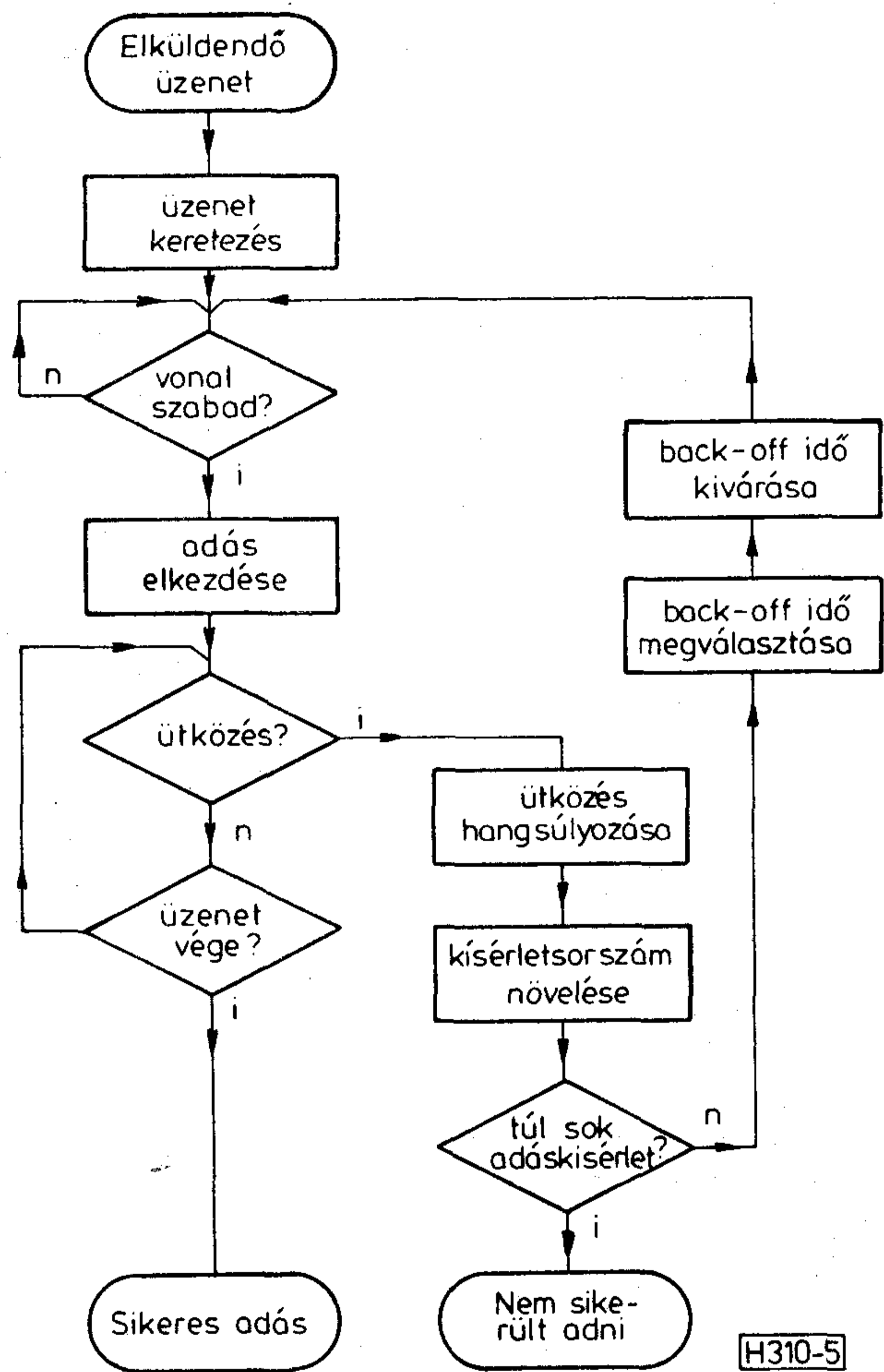
4. ábra. Túl rövid üzenet hatása

Az ütközés észlelésekor az állomás nem hagyhatja abba azonnal az adást, azt az ütközés hangsúlyozása céljából még egy rövid ideig folytatni kell. Ez azért szükséges, hogy az ütközésérzékelő áramkörök paraméterszórásait is figyelembe véve, mindegyik adóállomás biztosan érzékelje az ütközést. Az ütközéshangsúlyozási időt nevezik még jam időnek (jam time), ütközésforszólási időnek. Értékét úgy választják meg, hogy biztosan nagyobb legyen, mint az ütközésérzékelő áramkörök tehetetlenségi, megszólalási ideje.

Az ütközés után az állomás egy várakozási idő leteltével kísérel meg ismét az üzenetet elküldeni (5. ábra). A hálózat állomásai az ütközés utáni ismételt adási szándéknál biztosan nem kerülnek ütközésbe, (az egyik állomás sikeresen elküldi az üzenetét, a többi pedig a busz foglaltságának érzékelése miatt nem kezd adni), ha az egyes állomások kivárási ideje közti különbség nagyobb a résidőnek (slot time) nevezett időegységénél. A várakozási időt ezért a résidő egész számú többszörösének választják. Az időviszonyok elemzésével belátható, hogy a résidő nem más, mint a minimális üzenethossznál már említett körbefutási idő hozzáadva még az ütközéshangsúlyozási időt.

Általános esetben kis átlagos elérési időt és nagy hasznos átviteli sebességet kapunk akkor, ha a szabványban is előírt, „truncated binary exponential backoff” algoritmus szerint választjuk ki a várakozási időket. E szerint az ütközés utáni n -edik adási kísérletnél a várakozási idő a résidő

r -szerese, és r egy egyenletes eloszlású véletlen egész szám a $0 \dots (2^k - 1)$ tartományban, ahol $k = \min(n, 10)$. Magyarán, az első kísérletnél az r 0 vagy 1 lehet, a második kísérletnél 0, 1, 2 vagy 3, a harmadiknál 0, 1, 2...7 és így tovább, de az r tartománya maximum $(2^{10} - 1)$ -ig növekszik. Az r generálásánál ügyelni kell arra, hogy az egyes állomásokban előállított véletlen számok közt ne legyen korreláció.



5. ábra. A CSMA/CD eljárás folyamatábrája

5. LAN illesztők áramköri felépítése

A kisebbességű, egyszerű protollokat használó hálózatok interfészei még viszonylag egyszerűen felépíthetők általános célú MSI integrált áramkörökből is, de gazdasági és megbízhatósági megfontolásból itt is célszerű LSI elemeket használni. Egyszerűbb hálózatoknál előfordul, hogy az illesztő már nem is egy külön IC, hanem össze van integrálva a mikroprocesszorral, mikrovezérlővel. Jó példa erre a Philips MAB8400 mikroprocesszor, vagy az Intel 8044 típusú mikrovezérlő. Az MAB8400 egy I²C busz interfészt tartalmaz. Az I²C busz kisebbességű, rövid (10 m) hálózat. A 8044 típus a jól bevált 8051 mikrovezérlő kiegészítése egy soros kommunikációs interfésszel, mely a HDLC/SDLC protokollt támogatja. Ez utóbbival

alakította ki az Intel cég a „Bitbus” egyszerű ipari hálózatot.

A közepes sebességű, hatékony protollokat használó LAN csatlókhöz azonban már feltétlenül LSI elemeket is kell használni, az elfogadható méret és ár eléréséhez. Erre saját fejlesztési gyakorlatunkból hoznák példát, az MMT—HNS lokális hálózat kialakítását (7).

Az MMT—HNS hálózat alkalmazási területén (pl. mérőkészülékek és mikroszámítógépek hálózatba kapcsolása) a néhány száz kbit/s átviteli sebesség elegendő, ezért jelenleg egy 125 kbit/s és egy 0,75 Mbit/s sebességű változatot implementáltunk. Ebben a sebességtartományban még nem kell speciális koaxiális kábel, és az adó-vevő áramkörök is egyszerűbben és olcsóbban realizálhatók.

Az MMT—HNS egy hierarchikus hálózati rendszer. Alhálózatokban centrális vezérlést is lehetővé tesz, a magasabb szinten CSMA/CD hálózatelérési eljárást alkalmaz. A hálózat fejlesztésének megkezdésekor még nem voltak elérhetők a speciális LAN vezérlő IC-k, de számítottunk ezek megjelenésére, és ezért igyekeztünk a hálózatot minél jobban illeszteni az akkoriban készülő IEEE 802 szabványtervezethez. Az adatkapcsolat vezérlése (LLC) az IEEE 802.2 szabványnak megfelelően történik. A CSMA/CD hálózatelérési procedura (MAC) logikailag az IEEE 802.3 szabványt követi, de a konkrét paraméterek a kisebb sebesség és a nagyobb hálózathossz, valamint a felhasznált LSI IC tulajdonságai miatt mások.

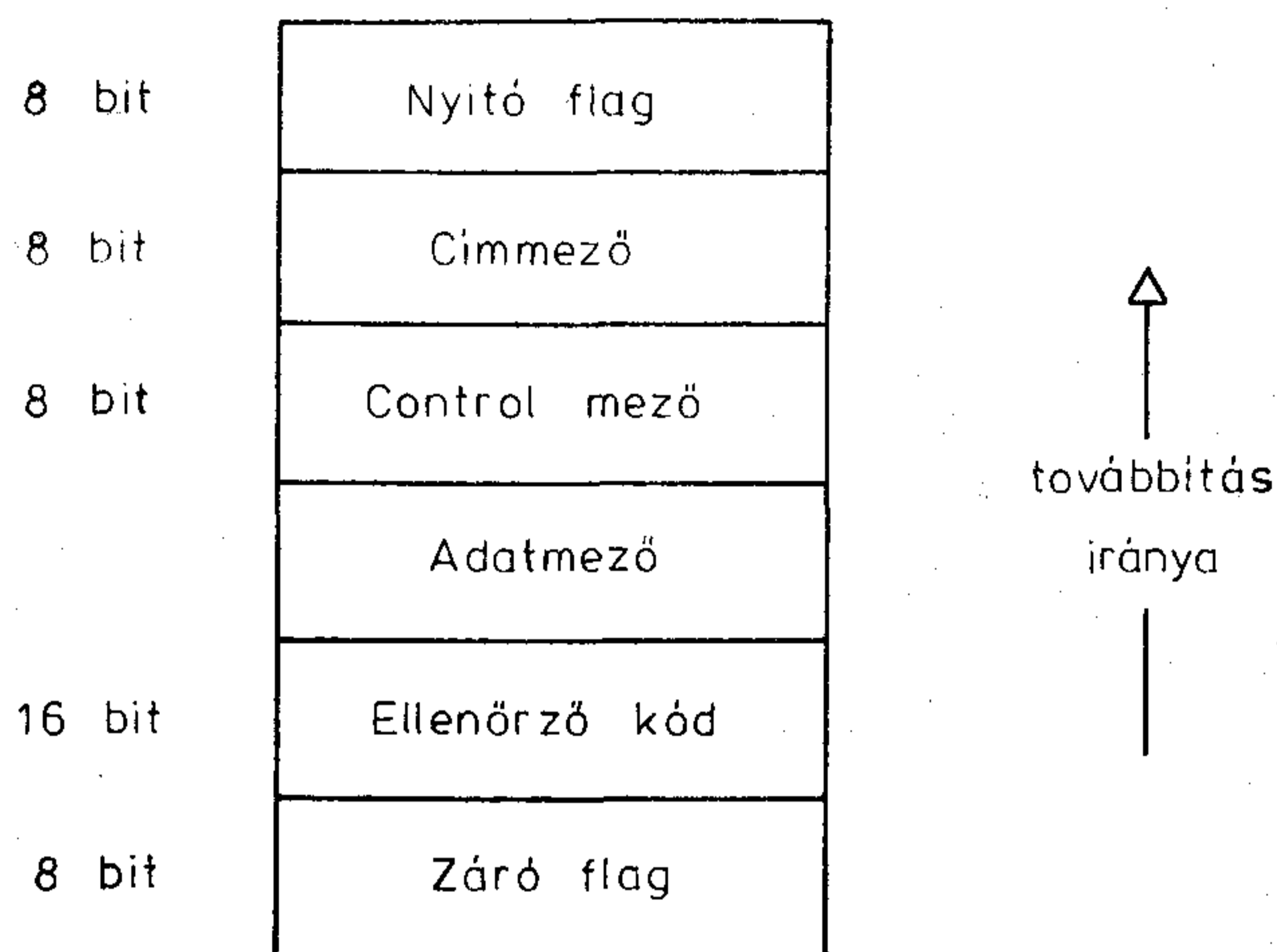
A hálózatba kötendő készülékek egy részénél lehetőség van a készülék mikroprocesszoros buszára csatlakozni. Ahol erre nincs mód, oda egy különálló, esetleg a készülékbe is beépíthető mikroprocesszoros csatló egységet terveztünk, mely a készülékhez egy szabványos V24/RS232 soros interfészen keresztül vagy párhuzamos porton keresztül csatlakozik.

Ha mikroprocesszor áll rendelkezésre, rögtön felmerül az a gondolat, hogy a hálózatelérési eljárás és az adatvédelem lehető legnagyobb részét szoftver segítségével implementáljuk. Ez esetben ugyanis a hardver nagyon egyszerű lehet. Ezt a lehetőséget megvizsgálva megállapítottuk, hogy már 100 kbit/s sebességű átvitelnél, egy közös 8 bites processzorral (pl. Z80) a teljesen szoftver implementálás gyakorlatilag használhatatlan. Például egy 16 bites soros CRC kód generálása, 2 MHz-es Z80 processzort feltételezve, csak kb. 25 kbit/s sebességgel történhet. (A byte-soros generálás ugyan gyorsabb, de a hibavédelmet rontja.)

Miután egyértelművé vált, hogy a funkciók egy részét feltétlenül hardverben kell realizálni, minél nagyobb integráltságú és emellett könnyen beszerezhető elemeket kerestünk erre a célra. Végül is a Z80—SIO IC bizonyult a számunkra legkedvezőbbnek. (Ez az IC szocialista relációban is beszerezhető.) A Z80—SIO IC támogatja a HDLC/SDLC protokollt, ami alkalmas lokális hálózatokban történő felhasználásra is.

A HDLC/SDLC üzenetformátum a 6. ábrán látható. A HDLC/SDLC formátum nyitó flagje

betöltheti a preamble és a kezdetjel funkcióját. A címmezőben a rendeltetési állomás címe van. Ennél is értelmezve van a minden állomás számára érvényes, „broadcast” cím, ami a csupa 1 értékű bitet tartalmazó cím. Ha a Control mezőben és az adatmező elején elhelyezzük a küldő állomás címét és az üzenethosszra vonatkozó információt, akkor az üzenet logikailag hasonló lesz az IEEE 802.3 üzenetformátumához.



H 310-6

6. ábra. A HDLC/SDLC üzenetformátum

A Z802.3—SIO IC a CRC ellenőrző kódot adáskor automatikusan hardverben generálja, vételkor pedig szintén generálja és ellenőrzi. Üzenetvétel-nél elvégzi a címösszehasonlítást, és a megfelelő üzemmód beállításánál csak a beprogramozott saját címre és a „broadcast” címre érkező üze-neteket veszi.

A Z80—SIO IC-be integrált funkciókat kihasználva a LAN illesztő egységet sikerült egy egyszerű szelvényű EUROPA kártyára felépíteni. Az LLC réteget és a backoff algoritmust a host mikroprocesszor implementálja szoftverben, a MAC réteg többi időzítési funkcióját és az adatkódolást, ütközésetektálást MSI, SSI elemekkel realizáltuk. Elkészítettük az önálló mikroprocesszoros LAN illesztő kártyát is, melynek mérete természetesen nagyobb. A tervezett alkalmazásokban a hálózattal kedvező tapasztalatokat szerez-tünk.

Megvizsgáltuk, hogy az előbb említett illesztés hogyan viselkedik élénk adatforgalmú állomás esetén. Megállapítottuk, hogy a 0,75 Mbit/s sebeségű hálózatonál a hálózatelérés, az üzenetkezelés a Z80 processzort már nagymértékben leterheli és ilyenkor a külön processzoros változatot célszerű használni. Az átviteli sebességet, az állomás adatforgalmát pedig csak akkor lehet növelni, ha intelligensebb, nagyobb integráltságú LAN vezérlő IC-t alkalmazunk.

6. VLSI LAN illesztés

Mint azt az előzőekben már említettük, nagy teljesítményű LAN illesztések gyakorlatilag már csak speciális LSI, VLSI áramkörökkel realizálhatók. Ezek alkalmazása azonban kisebb teljesítményű hálózatokban is indokolt lehet, mert tehermentesítik a host processzort, és a költségeket is csökkenthetik. A felmerülő igények kielégítésére az IC gyártók az utóbbi 1—2 évben felvették választékukba a LAN illesztő IC-eket illetve IC készleteket. Ezek közül a fontosabbak az alábbiak:

- Intel IC készlet az IEEE 802.3 szerinti (CSMA/CD) hálózatokhoz:
 - 82586 LAN Coprocessor
 - 82588 Single Chip LAN Controller
 - 82501 Ethernet Serial Interface
 - 82C502 Ethernet Transceiver Chip
- Advanced Micro Devices IC készlete IEEE 802.3 szerinti hálózatokhoz:
 - Am7990 LAN Network Controller (LANCE)
 - Am7991A/92A Serial Interface Adapter
 - Am7995 Ethernet Transceiver
- Texas Instruments TMS380 IC készlet az IBM Token Ring hálózathoz (TMS38051, TMS38052 Ring interface, TMS38020 Protocol Handler, TMS38010 Communication Processor, TMS-38030 System Interface)
- Motorola MC68824 Token Bus Controller az IEEE 802.4 szerinti token vezérlésű hálózathoz

Mint azt a bevezetőben már indokoltuk, most csak a CSMA/CD illesztéseket ismertetjük. Mind az Intel, mind az Am chip készlet hasonló módon particionálja a LAN illesztést (7. ábra).

A lokális hálózat kábeléhez egy transceiver csatlakozik, mely tartalmazza a nagy bemenő ellenállású (100 kOhm) vevőáramkört, a buszmeghajtó áramkört és az ütközésérzékelő áramkört. Az ütközésérzékelő a jelamplitudót ellenőrzi; ha két vagy több adó ad a soros buszra, akkor a jelamplitudó több mint 50%-kal meghaladja a névleges értéket, és ezt érzékeli a transceiver.

A transceivert a soros interfész áramkörrel, a jó zavarvédelem érdekében szimmetrikus vonal, sodrott érpár köti össze. Ennek az AUI interfésznek a jelei:

- adandó adat
- vett adat
- ütközés a soros buszon

Az adatjelek Manchester kódolásúak, éppúgy, mint a soros buszon, az ütközésérzékelésnél pedig a transceiver egy 10 MHz-es négyszögjelet ad. Ez a jelkódolás lehetővé teszi a transzformátoros csatolást, ami megoldja az illesztett készülék és a lokális hálózat közti galvanikus elválasztást.

A soros interfész áramkör (Intel 82501 vagy Am7991/92) tartalmazza a Manchester kódoló és dekódoló áramköröket, és a LAN vezérlő IC-hez már normál logikai jelszintekkel csatlakozik. Megjegyezzük, hogy kisebb hálózatoknál előfordul, hogy a költségek csökkentésére a transceivert a készülékben helyezik el (pl. Cheapernet), de a galvanikus elválasztás igénye miatt a transceiver,

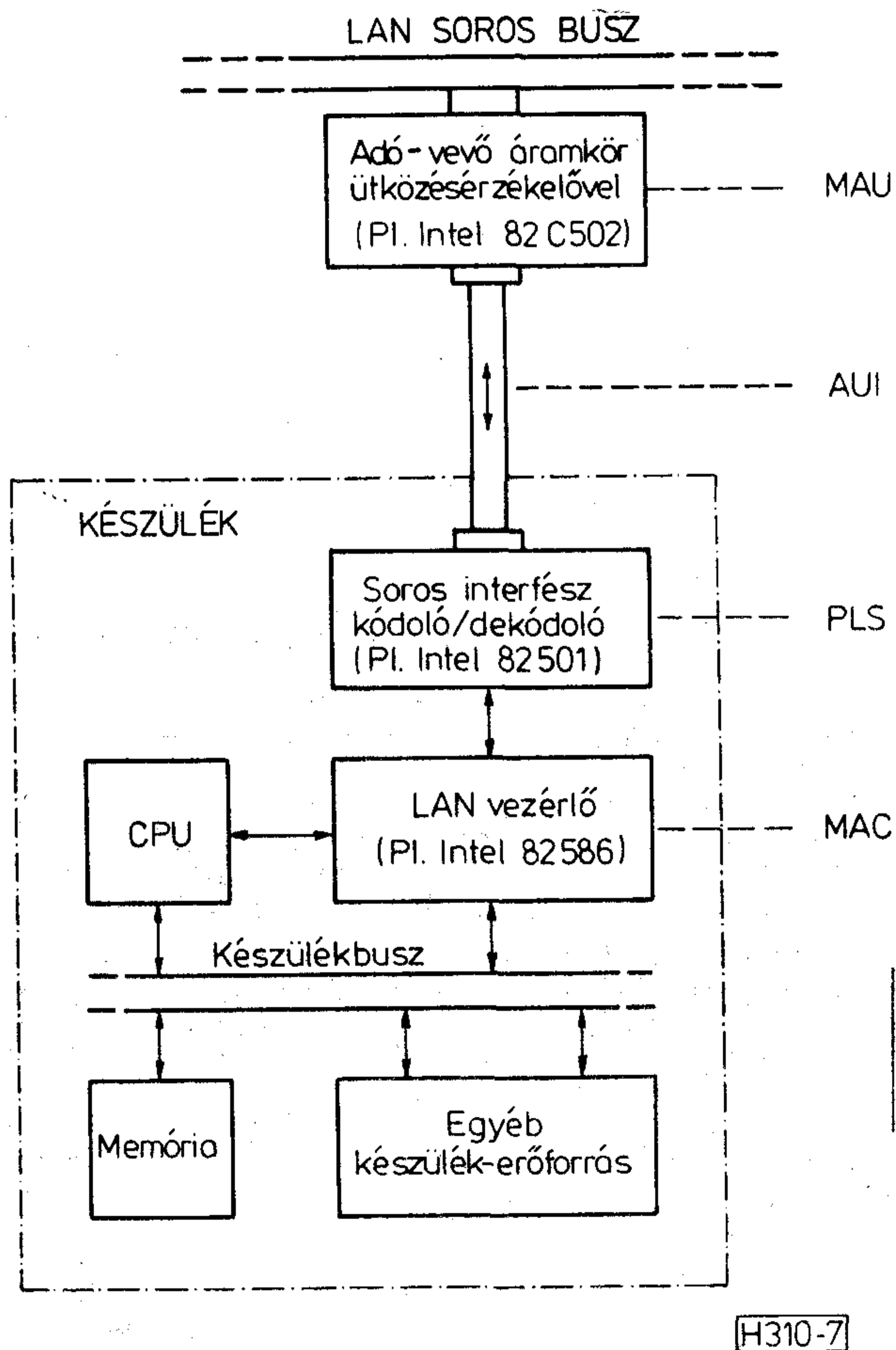
és a soros interfész áramkört nem integrálják egy tokba.

Az Am7990 (LANCE) LAN vezérlő az Ethernet, Cheapernet változatot (10Mbit/s) implementálja az IEEE 802.3-ból. Az Intel választékában kétféle LAN controller is található. A 82588 egy kisebb sebességű vezérlő, max. 5 Mbit/s sebességig használható külső soros interfész áramkörrel. A 2 Mbit/s sebességig viszont kihasználható az IC-be integrált Manchester kódoló-dekódoló áramkör. Egy soros busz foglaltság-figyelő és egy ütközés-érzékelő logika is be van építve, mely utóbbi az adandó jel és a vonalon érzékelt jel logikai összehasonlításával működik. A Manchester kódolás szabályait megsértő jeleket is ütközésnek tudja érzékelni. Ez utóbbi funkciók kihasználásával a kisebb igényű hálózatok olcsóbbak realizálhatók.

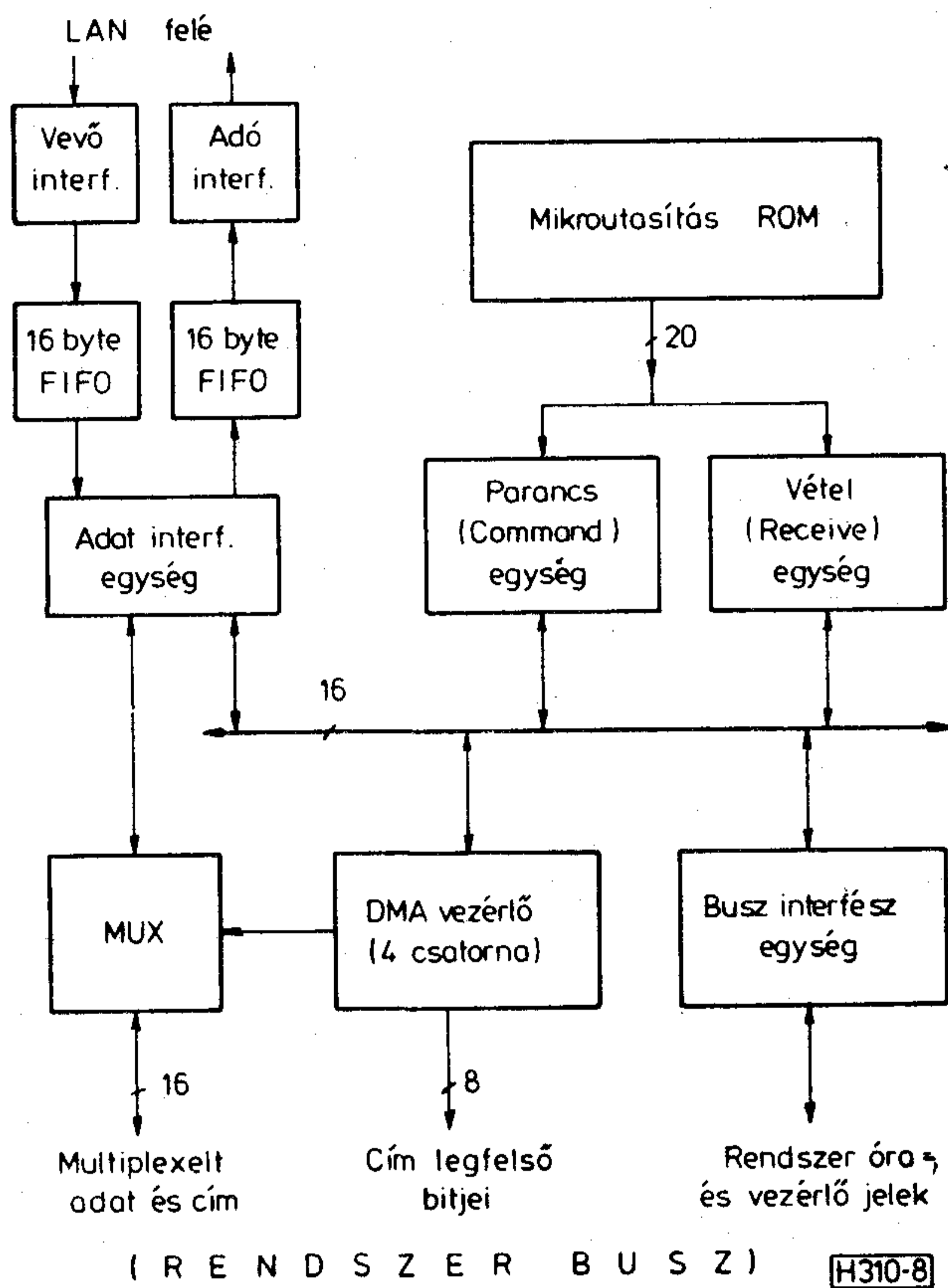
Az Intel 82586 LAN tárprocesszor viszont egy nagyon intelligens, gyors LAN vezérlő, mely nem csak a 10 Mbit/s sebességű hálózatokban használható, hanem a kisebb sebességű és eltérő protokollú hálózatokban is.

A 82586 LAN tárprocesszor funkcionális tömbvázlata a 8. ábrán látható. A nagy átviteli sebesség miatt a soros interfész felőli csatlakozásnál 16 byte kapacitású FIFO puffer van beiktatva mind az adó, mind a vétel ágba. Az üzenetvételt a mikroprogramozott vétel egység, az adást a

mikroprogramozott parancs egység vezérli. Ez a két egység egyidejűleg is tud funkcionálni. A rendszervezérlő processzorral a kapcsolatot a közös memória területen keresztül és az Interrupt és Channel Attention vonalakkal tartja. (Ez utóbbi két vonal a 8. ábrán nincs külön feltüntetve.)



7. ábra. VLSI LAN illesztés vázlata



8. ábra. Az Intel 82586 tárprocesszor tömbvázlata

A 82586 tulajdonságainak, működésének részletes ismertetésére itt nincs mód, csak néhány fontosabb, érdekesebb tulajdonságát emeljük ki.

A 82586 minden külön kiegészítés nélkül csatlakoztatható a 82186, 82188 processzorokhoz, de más 8 vagy 16 bites processzorokhoz is egyszerűen csatlakoztatható.

Jó memória kihasználással dolgozik, képes a memória blokkok automatikus linkelésére, ezért nem kell a maximális üzenethossznak megfelelő méretű puffereket kijelölni.

A hálózatelérés és az üzenetformátum paramétereit programozhatók, mint például a preamble és a cím hossza, az üzenetek közti szünet hossza, a minimális üzenethossz, a résidő nagysága, a próbálkozások száma, 16 vagy 32 bites ellenőrző kód stb. A felhasználás megkönnyítésére a default értékek az Ethernetnek megfelelőek.

A 82586 integrált áramkörnek beépített önteszt funkciói is vannak. Az IC külső csatlakozásainak megbontása nélkül ki tud alakítani egy belső visszavezetést (internal loopback), amikor is az

adóinterfész az adás-adat jelet nem adja ki a tranceiver chip felé, hanem belül a vevőinterfészre kapcsolja, és ezzel az IC-ben a majdnem teljes adási és vételi adatút ellenőrizhető. A „Diagnose” utasítás hatására külön öntesztet végez a backoff algoritmus áramkörein. A „Dump” utasítás pedig a belső regiszterek tartalmát (több, mint 100 byte) átírja a memóriába.

A lokális hálózat vizsgálatát, ellenőrzését elősegítő funkciókat is tartalmaz a társprocesszor. Többek között regisztrálja az adott üzenet elküldésénél történő ütközések számát, kiolvasható a sérült keretezésű vagy hibás ellenőrző kóddal (CRC) vett üzenetek száma. Az ún. Promiscuous üzemmódban, a rendeltetési címtől függetlenül, a hálózatra kerülő összes üzenetet veszi. A beépített TDR (Time Domain Reflectometer) funkció a hálózat kábelének meghibásodási helyét segít megkeresni. A TDR funkció megméri, hogy a kábel szakadása vagy rövidzára következtében reflektált jel mennyi idő múlva érkezik vissza az állomáshoz, és a mért időből egyszerűen kiszámítható a hibahely hozzávetőleges távolsága.

IRODALOM

[1] Metcalf, R. M., Boggs, D. R.: Ethernet: Distributed Packet Switching for Local Computer Networks. Com. ACM, Vol. 19 (1976), No 7, pp 395—404

- [2] Crane, R.: Ethernet designer's guide. Microprocessors, Vol. 6 (1982), No. 8, pp. 405—412.
- [3] Stieglitz, M.: Local Network Access Tradeoffs. Comp. Des., 1981., No. 10, pp. 163—168.
- [4] Fromm, I.: Local Area Networks (LAN) — lokale Netze. Elektroniker, 1985, No. 11, pp. 65—70.
- [5] Dr. Sebestyén Béla: Alapsávú hálózatok. Számítástechnika, 1985, No. 12, p. 3.
- [6] Dr. Sebestyén Béla: Szabványosítás (Helyi hálózatok VII.) Számítástechnika, 1986, No. 2, pp. 2, 20.
- [7] Máthé János: Az HNS helyi hálózati rendszer. Magyar elektronika, Vol. 2. (1985), No. 3, pp. 23—29.
- [8] Mazgon Sándor—Huszty Gábor—Rajkai György: Az ISDN mint új fogalom. Magyar elektronika, Vol. 3 (1986), No. 4, pp. 42—53.
- [9] ANSI/IEEE Std. 802.2—1985. Logical Link Control
- [10] ANSI/IEEE Std 802.3—1985: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD).
- [11] ANSI/IEEE Std 802.4—1985: Token-Passing Bus Access Method and Physical Layer Specifications.
- [12] ANSI/IEEE Std 802.5—1985: Token Ring Access Method and Physical Layer Specifications.
- [13] Webb, M.: Build a VLSI-based workstation for the Ethernet Environment. EDN, 1984, Febr. 23.
- [14] Dahlberg, B., Copen, Ch.: VLSI Solutions for Tiered Office Networks; Intel, 1984.
- [15] Dahlberg, B.: Chips Support Two Local Area Networks. Comp. Des., 1981., No. 5.
- [16] Dr. Sebestyén Béla: Helyi számítógép-hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, 1987

Tanfolyam a műszaki megbízhatóságról

A HTE Megbízhatósági és Minőségügyi Bizottságának tagjai 1987. október 28. és november 25. között tanfolyamot tartottak „A műszaki megbízhatóság szerepe a tervezői gyakorlatban és a gyártási megbízhatóság biztosításában” címmel. A heti egy alkalommal, 6 órában megtartott előadások célja az volt, hogy a tervezőkkel és a minőségszabályozással foglalkozó szakemberekkel megismertesse a megbízhatóság alapvető fogalmait, leggyakrabban alkalmazott eljárásait, és ezáltal bemutassa ezeknek a módszereknek gyakorlati hasznosítását a műszaki és minőségszabályozó munkákban.

A tanfolyamon 22 vállalat 51 szakembere vett részt. Az előadók a megbízhatósággal behatóan foglalkozó vállalatok és intézmények munkatársai voltak. (BHG, VIDEOTON, BME-HEI, MEV). A tanfolyam ismeretanyagát 238 oldalas jegyzetben jelentettük meg, amelyet a hallgatók rendelkezésére bocsájtottunk. A jegyzet korlátozott számban a HTE Titkárságán rendelkezésre áll az érdeklődőknek (telefon: 531—027), költség-térítés mellett.

A tanfolyam főbb témacsoportjai a következők voltak:

- A rendszer-megbízhatóság tervezése és előrejelzése
- Alapfogalmak, mennyiségi jellemzők, alkatrészmodellek
- A rendszer-megbízhatóság modellezése (rendszer-struktúra, rendszertípusok, állapotter model)
- A gyártási megbízhatóság biztosítása (alkatrész és rendszerek megbízhatóságbiztosítása, késztermékek megbízhatósági vizsgálatai)
- Megbízhatósági adatbankok és ezek használata.

A tanfolyam iránti érdeklődést figyelembevéve a Megbízhatósági és Minőségügyi Bizottság a tanfolyam megismétlését tervezi. Ugyancsak tervebe vette a Bizottság, hogy a jelen tanfolyam tematikájának folytatásaként „Szolgáltatások minősége és használhatósága” témakörben tanfolyamot szervez 1988-ban. Ennek részleteiről a Híradástechnika hasábjain is tájékoztatást fogunk adni.

Dr. Balogh Albert
a HTE Megbízhatósági és
Minőségügyi Bizottságának
elnöke

Funkcionális tesztek a PRT berendezésben

DR. KÓCZY T. LÁSZLÓ
BME Híradástechnikai Elektronikai Intézet
TASNÁDI LÁSZLÓ
Távközlési Kutató Intézet
GUNYHÓ GÁBOR
Távközlési Kutató Intézet — BME/HEI
GYÚRÓS TIBOR
Rolitron

ÖSSZEFOGLALÁS

A kapcsolóközpontok egyik legfontosabb követelménye a megbízhatóság. Ennek biztosítására a modern digitális tárolt programvezérlésű központokban többféle módszer alkalmazható. A Távközlési Kutató Intézetben a BME—HEI-vel közösen fejlesztett kis-közepes méretű PRS kapcsolóberendezésre jellemző a vezérlő elemek (processzor egységek) duplikálása. Az általunk készített tesztprogramok a PRS egy részegységén, a PRT berendezésen futnak, bekapcsoláskor átvizsgálják a teljes rendszert a hierarchikus multiprocesszoros struktúrájának megfelelően, az esetleges észlelt hibákat lokalizálják, dokumentálják, kijelzik. Elindítják az operációs rendszert (ha lehetséges) és az adatokat, amelyek a teljes PRT státuszinformációt hordozzák, továbbítják a központi vezérlő (PRC) felé. A tesztprogramok rutinjai alkalmasak az üzemközbeni (operációs rendszer alatti) futásra is, így a megfelelő szegmentálás és ütemezés után — lehetővé válik a működés közbeni folyamatos ellenőrzés is.

1. Bevezetés

A kapcsolóközpontokkal szemben támasztott egyik legfontosabb követelmény a megbízhatóság. A korszerű berendezéseket digitális (PCM alapú) átvitel, ehhez illeszkedő digitális kapcsolás és elosztott, számítógépes (tárolt programú) vezérlés jellemzi. A megbízhatósági követelmények kielégítésére általában tartalékolási rendszert (hardver redundancia) alkalmaznak, amely szoftver (algoritmikus) problémákat is felvet [1]. A fenti szempontokat szem előtt tartva folyt a Távközlési Kutató Intézetben — a BME HEI-vel közösen — a PRS (PCM Remote Switching) 1000—4000 vonal kapacitású tpv kapcsolórendszer fejlesztése (v. ö. pl. [2]). A fejlesztés nem kis hardver és szoftver feladatok megoldását igényelte, ezek között igen fontos terület a karbantartó szoftver. (E témára ld. pl. [3]). Ennek feladata kettős: bekapcsoláskor szükség van egy átfogó vizsgálatra, amely a teljes berendezést teszteli, mielőtt a működés elindulna, valamint szükség van a berendezés üzem közbeni folyamatos vizsgálatára, s ennek alapján — hiba esetén — a karbantartó rendszer kezdeményezi a tartalék erőforrások igénybevételét. Ezen feladatok szoftver problémáit oldottuk meg a PRS egy részegységén, a PRT berendezésen. A továbbiak megértéséhez tekintsük át röviden a PRS felépítését (1. ábra). A berendezés 3 fő részből áll — PRT (PCM Remote Terminal), melynek feladata az előfizetői vonalak fogadása, a jelek feldolgozása és továbbítása a PRC felé, PCM jelfolyamat formájában (erről az egységről még kissé bővebben szólunk)



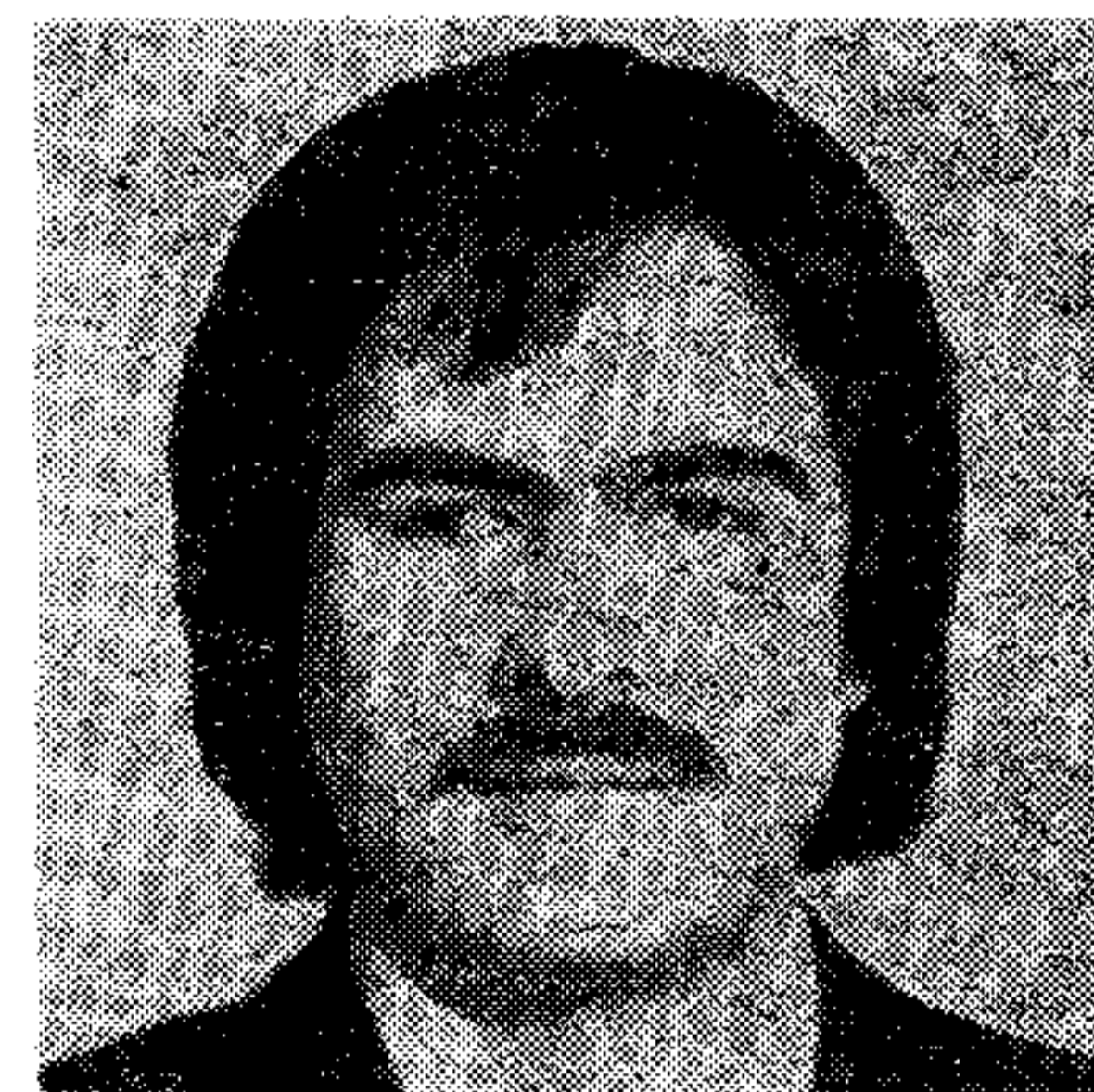
DR. KÓCZY T.
LÁSZLÓ

1975-ben szerzett a Budapesti Műszaki Egyetemen a Villamosmérnöki Kar műszer- és irányítástechnika szakán oklevelet, ugyanitt 1976-ban kutató és fejlesztő irányú. szakmérnöki oklevelet. 1977-ben a fuzzy matematikai módszerek és alkalmazásuk témakörében a BME-n kapott egyetemi doktori fokozatot. 1976-tól a BME Híradástechnikai Elektronikai Intézet tud. segédmunkatársa, majd tanársegéde, 1983-tól adjunktusa. Közben 1982/83-ban egy tanévet töltött a BHG Fej-

lesztési Intézetében ipari tapasztalatszerzésen. Részt vett több a BHG-val, ill. a TKI-val közös fejlesztési munkában. Számos publikációja jelent meg fuzzy matematika, útkeresési eljárások és tpv vezérlési kérdések témakörben. A Mathematical Reviews recenzense, tagja az Amerikai és a Lengyel Matematikai Társulatnak, a HTE IB vezetésének és több MTESZ egyesületnek, továbbá a Karközi Alkalmazott Matematikai Munkaközösség Szervező Bizottságának, ill. a KAMM Füzetek és a KAMM Bulletin szerkesztőségének tagja.

TASNÁDI LÁSZLÓ

1974-ben szerzett oklevelet a BME Villamosmérnöki Karának híradástechnika szakán. Munkáját a Távközlési Kutató Intézetben kezdte, ahol 1980-ig nagysebességű digitális átviteltechnikai berendezések tervezésével foglalkozott. 1980-ban ösztöndíjasként Japánban a Tokyo egyetemen folytatott tanulmányokat. Jelenleg a TKI tudományos osztályvezetőjeként a PRS rendszer



előfizetői végberendezésének és kapcsolómező berendezésének fejlesztésével foglalkozik.

- PRC központi vezérlő és kapcsolóegység, amely a digitális kapcsolást (PCM időrés kicserélés) és ennek vezérlését (és az egész berendezését is végzi
- PRA egység, amely illesztési feladatokat lát el a PRC trónkvonali oldala és a magasabbrendű (AR) központ között, valamint támogatja a távmérési és karbantartási funkciókat is.

A PRS az igényektől függő többféle konfigurációban lesz kiépíthető.

Tekintsük át most a PRT felépítését kissé részletesebben (2. ábra). A PRT-ben kétfajta fő egység van: a TC vezérlő betét és a TG csatorna betét. Ez utóbbiban találjuk az előfizetői vonalvégzódéseket és a BORSCHT funkciókat (táplálás, túlfeszültségvédelem, 2/4 huzalos átalakítás stb.) ellátó áramköröket, valamint egy, a jel-továbbító és időzítő feladatokat végző csoportvezérlőt (GC). A TC vezérlőt belső busz köti össze a TG betétekkel. A TC-ben minden egység duplikálva van, itt található a processzorral rendelkező (intelligens) elemek:

- az MRS (a PIC közvetítésével) a primer PCM jelfolyamok adására, vételére és átalakítására,
- a T85 processzor kártya, a vezérlés központja,
- a CNC egység, a T85 intelligens perifériája, előfeldolgozási (vonalvégződés letapogatása a CBT busz adó-vevőn keresztül, számtárcaimpulzus kezelés, PCM időzés hozzárendelés stb.) funkciókkal.

A processzoros kártyákon tulajdonképpen I8085 (T85 és CNC) illetve I8748 (MRS) típusú mikroszámítógép konfigurációk (mikroprocesszor, órajeladó, memóriatokok, — RAM és ROM —, megszakításvezérlő, időzítők, perifériaillesztők, adó-vevő áramkörök) találhatóak.

2. A tesztek

A vizsgálatnál alkalmazott alapelv az intelligens egységeknél a hierarchikusan alárendelt szintek fastruktúrájú tesztelése, melyet párhuzamos, koncentrikusan táguló egymásra épülő tesztek alkalmazásával valósítottuk meg. A fenti elv rekurzív definíciót takar, amely implicite magyarázza a magasabb hierarchikus szinten levő egységek felé való viselkedést is. Az elv absztrakt alkalmazását

GYÚRÓS TIBOR

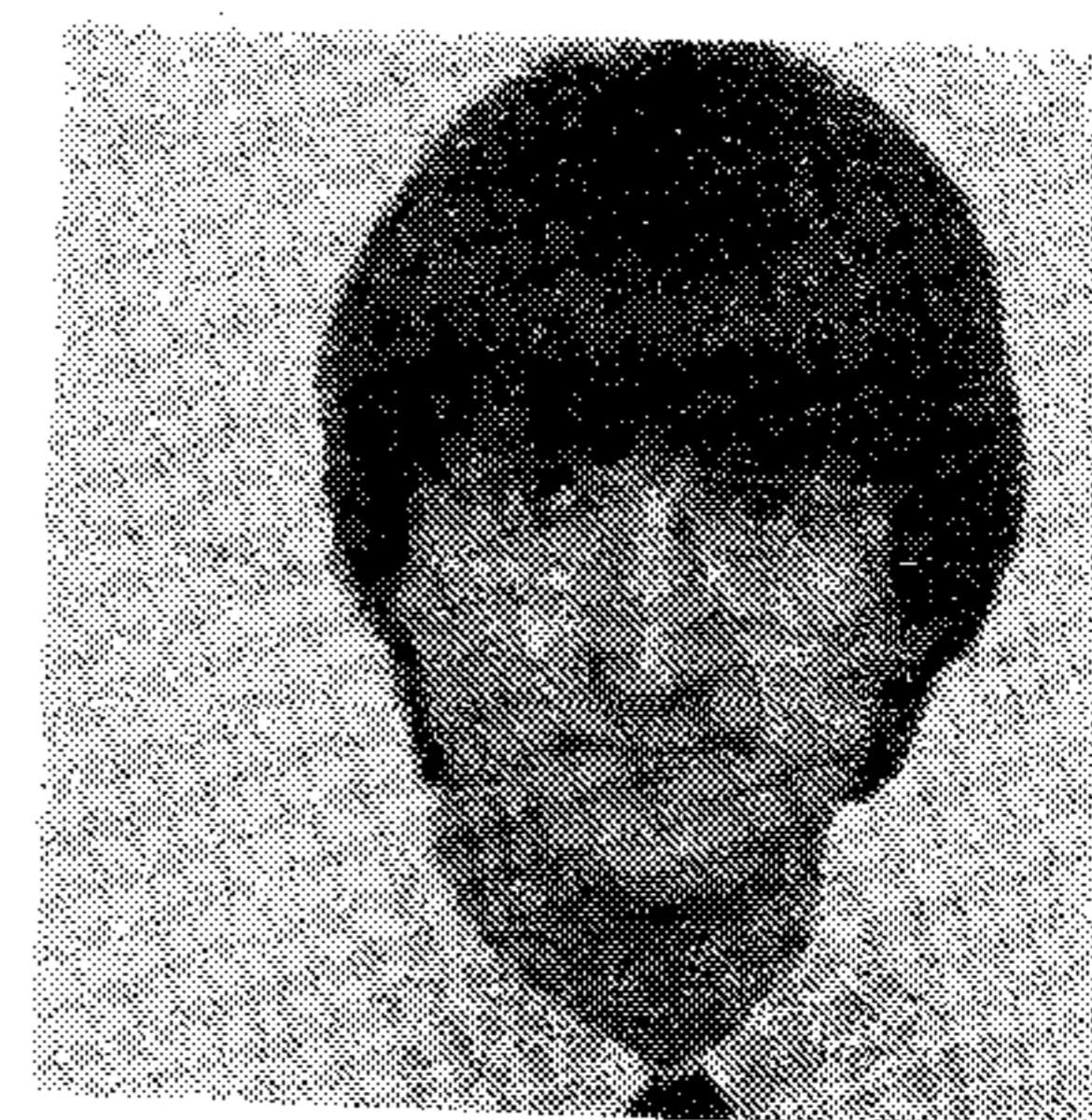
1982-től a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának műszer- és irányítás-technikai szakos, majd az első félév után a híradástechnikai szak (intenzív) rendszertechnika ágazatának hallgatója volt, így a villamosmérnöki oklevelet 1986-ban szerezte meg. Egyetemi tanulmányai alatt a Távközlési Kutató Intézetben a PRS berendezés fejlesztési munkáiban vett részt TDK munka formájában, az e munka alapján — szerzőtársával — készített



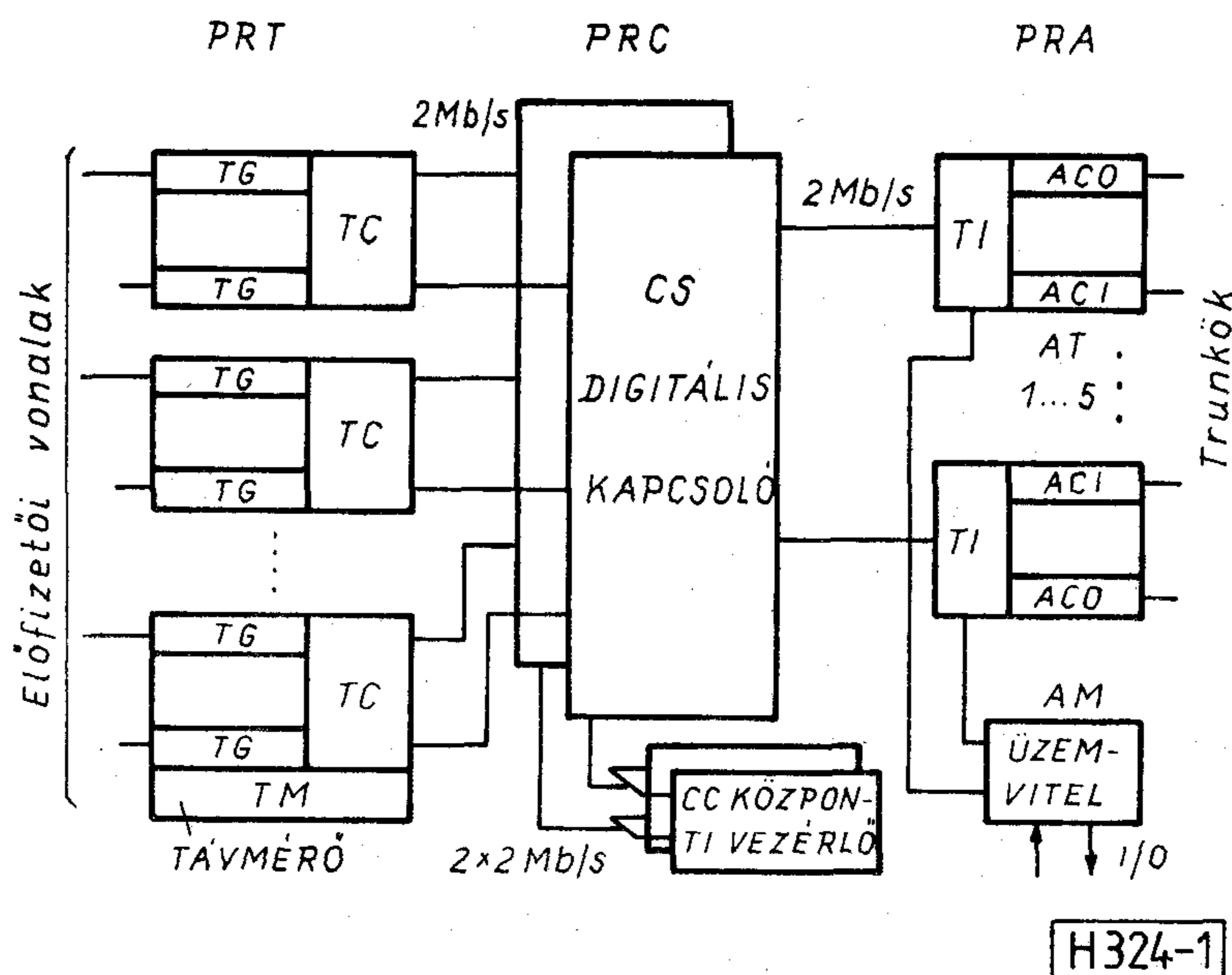
TDK dolgozattal 1986-ban I. díjat nyert. 1986 szeptember 1-től a Rolitron Műszaki Fejlesztő Kiszervezetben dolgozik, mint fejlesztőmérnök.

GUNYHÓ GÁBOR

1986-ban szerzett diplomát a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán, híradástechnika szakon, (intenzív) rendszertechnika ágazaton. 1983-ban — még hallgatóként — kapcsolódott be a Távközlési Kutató Intézetben a BME HEI-vel közösen fejlesztett PRS digitális telefonközpont szoftverrendszerének munkálataiba. A témából — szerzőtársával — TDK dolgozatot írt, amellyel 1986-ban I.

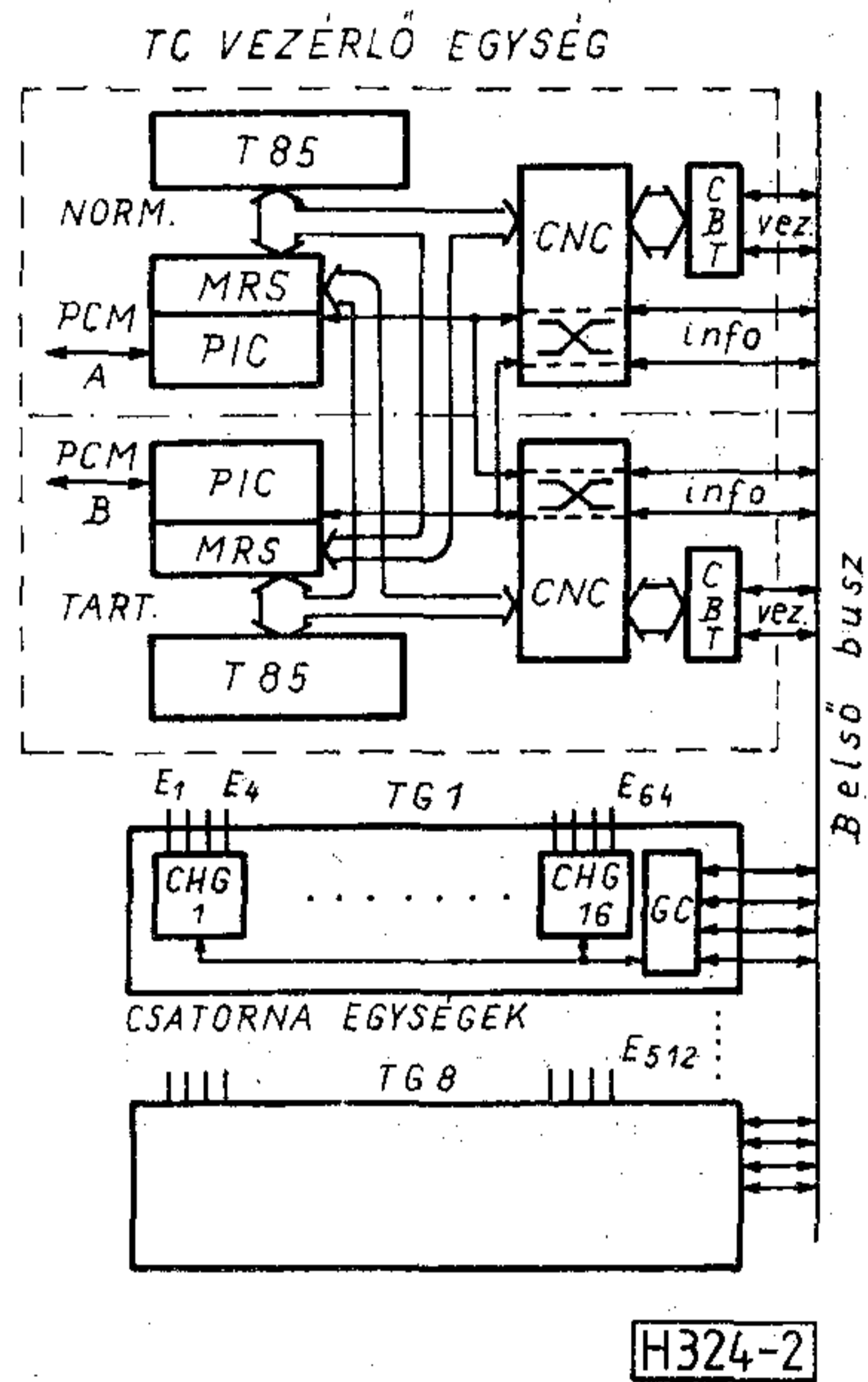


díjat nyert. Jelenleg a TKI fejlesztőmérnökként nappali szakmérnökképzésben vesz részt.

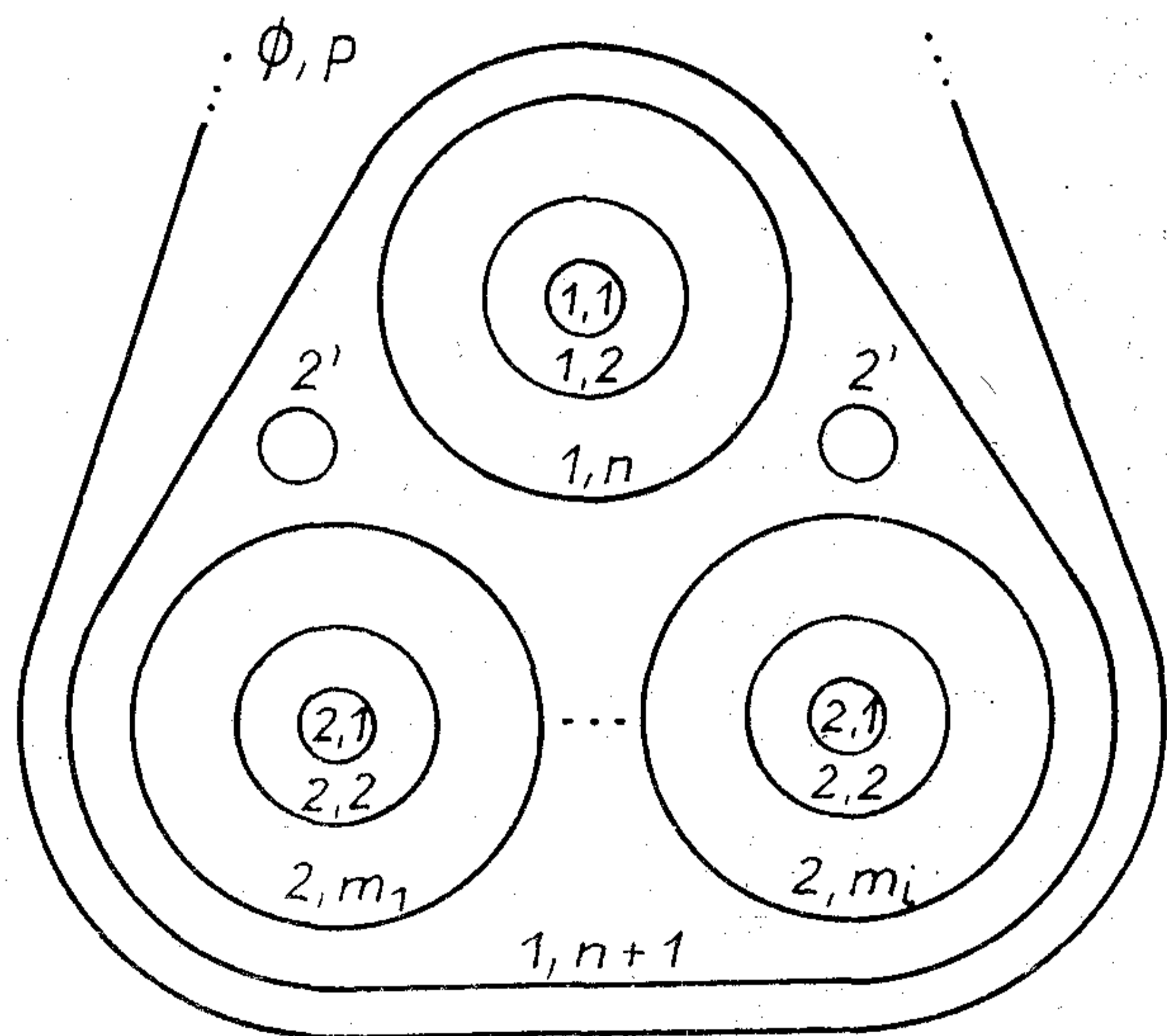


1. ábra. A PRS rendszer felépítése

illusztrálja a 3. ábra. A viszonyítási alap az „1” első index-szel jelzett egység. Itt a saját felépítésből következően az önteszt több szinten zajlik: $1,1, 1,2, \dots, 1, n$. Az $1, i$ jelű teszt végrehajtásának feltétele az $1, i-1$ jelű teszt sikeres befejezése (tehát minden $k < i$ indexű teszt elvégzése is). Az „1” jelű elem öntesztjével párhuzamosan folynak a „2” jelű — eggyel alacsonyabb szinten levő — elemek saját öntesztjei (melyek szintén processzor elemek), $2, m_1; \dots; 2, m_r$ -ig. A tesztek végzése dataflow elven történik. Ezen tesztsorozatok befejezése után kezdődik az $1, n+1$ jelű tesztcsoport, amely magában foglalja a „2” jelű intelligens elemek teljes tesztjét „1” szemszögéből



2. ábra. Az előfizetői végberendezés felépítése



H 324-3

3. ábra. Koncentrikus tesztstruktúrák

(tehát a kommunikációs út kipróbálását és a „2” elemek öntesztjei eredményeinek vételét és kiértékelését). Ide tartozik még a „2” szintnek megfelelő nem intelligens elemek (jelük „2”) vizsgálata „1” felől. Az $1, n+1$ szintű tesztek elvégzése az „1” szint szempontjából az aktív tesztelés befejezését is jelenti, az „1” szint és az alárendelt egységek állapotáról teljes információnk van. Ezután kerülhet sor a magasabb szint felőli kezdeményezésre („0” szint), ahonnan a teljes „1” szint egyetlen koncentrikus tesztszintbe ($0, p$) illeszkedik, az esetleges egyéb „1” szintű egységek vizsgálatával együtt.

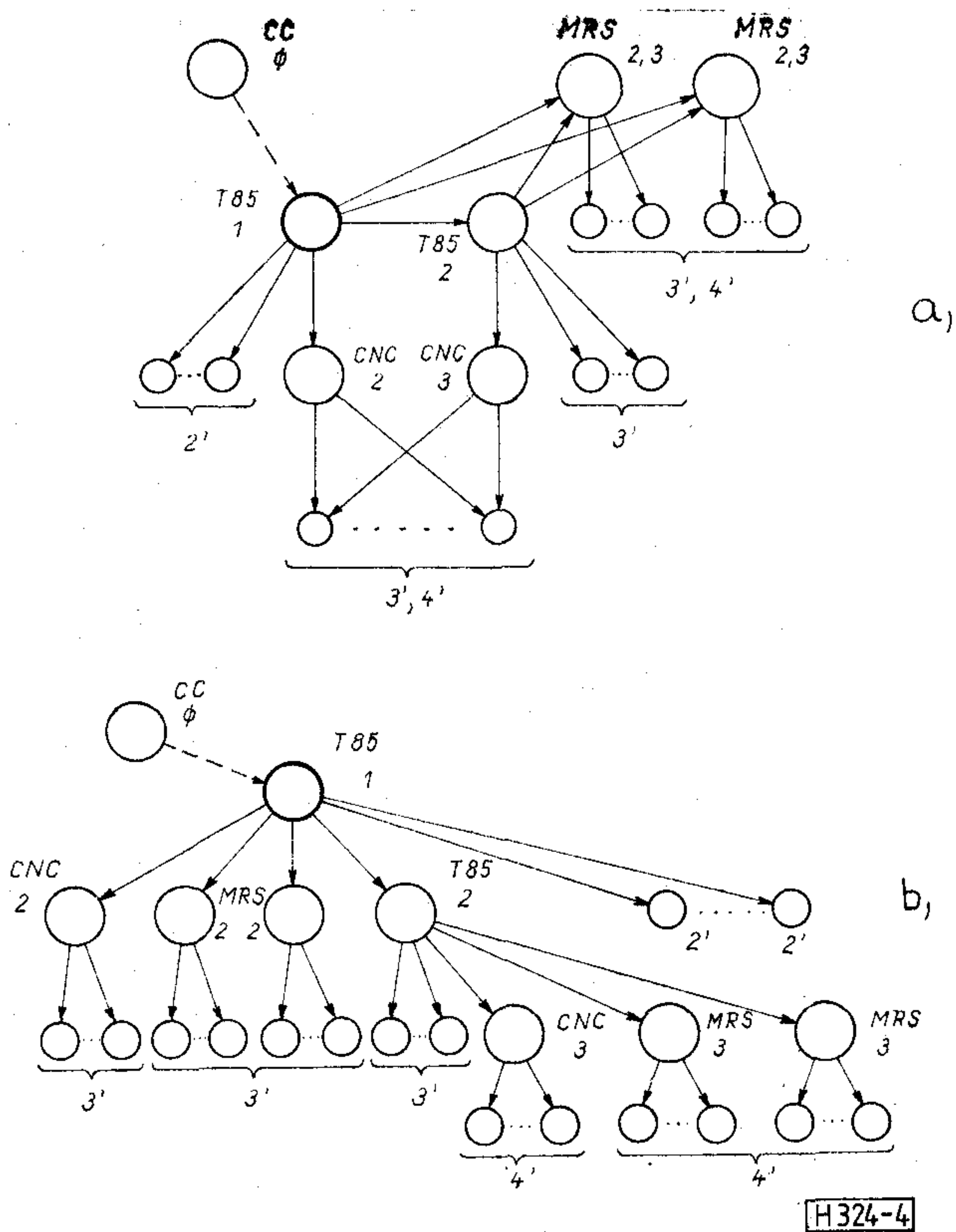
Az ismertetett általános elv alkalmazása a PRT-n belül a következőképpen történik:

„1” szintnek tekinthető a két T85 processzor-egység (két független tesztelési fában gondolkodva) A „2” szint a saját CNC egység, illetve mindkét MRS egység (mindkét T85 szempontjából mindkettő; a kialakítás olyan, hogy a T85 csak a saját CNC-t, de mindkét MRS-t elérheti, ld. 2. ábra). A „2” szintet a T85 alá rendelt nem intelligens (perifériális) elemek képezik, hasonlóan a „3” szint a CMC illetve MRS perifériaegységeit jelenti. A társ T85 CNC egységét „3” szintnek tekintjük, ugyanígy az MRS-ek alá rendelt elemeket. „4” jelzést kap a társ CMC alatti perifériarendszer, stb. A PRC központi vezérlője, a CC egység (1. ábra) ebben az esetben a 0 szintet képviseli. A fenti rendszert a 4. a. ábrán tekinthetjük át, a 4. b. ábrán pedig az illesztett teszt hierarchia fára transzformált képe látható. Mindkét ábrán a vastag vonallal rajzolt gráfcúcs jelöli a viszonyítási alapot (aktív T85). Az említett tesztelési hierarchia azonban mindkét T85 szempontjából létrejön, a tesztek végén kialakult master-slave szerepkiosztás fogja eldönteni, hogy a PRC felőli kezdeményezésre melyik T85 válaszol, azaz melyik képviseli az „1” szintet. Megjegyezzük, hogy átkapcsolás esetén a tesztelési szintek szerepe értelemszerűen cserélődik — a 4. b. ábrán látható gráf „1” jelű csúcsa átkerül a 4. b. ábrán látható

1. táblázat

Tesztfunkciók kiosztása

- 0. szint: a teljes PRT állapot adathalmaza és a PRT—PRC master kommunikációs út vizsgálata
- 1. szint: 1,1: T85 CPU teszt
1,2: T85 memória (RAM és ROM) teszt
1,3: T85 megszakítás vezérlő és időzítő tesztjei
1,4: CNC, MRS kommunikációs teszt és státusz adatok vétele
1,5: 2' szint tesztje (portok beolvasása)
1,6: Társ T85 kommunikációs teszt, státusz-adat csere
- 2. szint: a. 2,1 CNC CPU teszt
2,2 CNC memória (RAM és ROM) teszt
2,i kapcsolástechnikai terminális áramkörök tesztjei
b. 2,1 MRS CPU teszt
c. társ T85 tesztje (mint 1,1, 1,2...)
- 3. szint: mint a 2. a, és 2. b, (társ CNC illetve MRS) stb.



4.a. ábra. A hierarchikus tesztek gráfja

4.b. ábra. Transzformált tesztgráf

gráf „T85 2” jelzésű pontjába és ez maga után vonja a gráf átrendeződését. Az ekvivalens tesztelési fa alkalmazásának lehetőségét az eredeti rendszertopológia szimmetriája okozza. Az egyes szinteken belüli funkciókiosztást az 1. táblázat tartalmazza.

3. A tesztprogramok

A karbantartó folyamatok a rendszerben kétféle környezetben működhetnek: bekapcsolás után az operációs rendszertől függetlenül, illetve operációs rendszer alatt. Ezek ismertetését a fent leírtak szerinti sorrendben közöljük, azonban megjegyezzük, hogy a tényleges programok kerettől független, szubrutin formájúak, így alkalmasak operációs rendszertől független és az alatti futásra is (bár az utóbbi esetben egyes folyamatokat a futási idő csökkentése végett szegmentáltunk).

A program a CPU tesztjével kezdődik, melynek során sorban egymásra épülve kipróbáljuk a CPU utasításait (ehhez azonban szükség van egy néhány byte-os memóriaterületre, melyet előzőleg letesztelünk.) Ezt követi a memóriák tesztje. A RAM-ok esetében beírás utáni kiolvasással ellenőrizzük a helyes működést, figyelve a fizikailag közeli, vagy azonos címen de más lapon lévő memóriaterületek adatait (a rendszer maximális memóriakiépítésben lapozási technikával 104 kbyte lehet). Ezután megvizsgáljuk a lapozhatóságot külön is. A ROM chipek tesztjét CRC ellenőrzéssel végezzük, minden tok kötelezően tartalmazza ugyanis a benne lévő információ CRC kontrollját. A következő lépésben a controller

áramkörök (megszakításvezérlő, időzítők) tesztjei következnek: felprogramozás és a regiszterek visszaolvasása után vizsgáljuk a megfelelő jelet („időzítés lejárt”, szoftver úton generált megszakítás beérkezése”), és ezek alapján állapítjuk meg a működés helyes vagy helytelen voltát. Ha az eddigiekben hibát detektálunk, az egység HALT állapotba kerül, mivel a további ellenőrzésnek az adott egységben nincs értelme.

Ezután az alárendelt egységek (CNC, MRS) kommunikációs tesztjei és a státuszadataik vétele és kiértékelése következik, majd a nem intelligens egységek tesztjei, amely az állapotjelző hardver elemek információinak a megfelelő perifériacímeken keresztül történő beolvasása ill. ennek kiértékelése útján zajlik. Ennek befejezése után a két T85 egységen eddig függetlenül futó program szinkronba kerül és megkezdődik az adatcsere és kiértékelés, melynek eredménye a vezérlő rendszeren belüli elsődleges aktív-tartalék kiválasztás. (A további tesztek vezérlését ugyanis csak a mindenkori aktív T85 végezheti.) Az utolsó lépés a kapcsolástechnikai hardver (TG betétek) elérhetőségi vizsgálata, mely aktív-tartalék átkapcsolás után a másik oldalról is elvégződik (természetesen csak ha ez lehetséges, azaz korábban nem detektáltunk súlyosabb hibát). Újabb adatcsere után a végleges aktív-tartalék kiválasztás következik, majd elindul az operációs rendszer, ekkor a központi vezérlő (CC) rendelkezésére áll a teljes PRT státuszinformáció.

A meglévő konkurens feladatokat támogató operációs rendszer szerkezetébe könnyen beilleszthetők a karbantartó folyamatok. Ez — megfelelő inicializálás és generálás után — biztosítja, hogy a tesztprogramok rutinjai megfelelő időzítéssel rövid szegmensekre tagoltan sorban lefussanak, a működés zavarása nélkül (v. ö. [4]), mely által lehetővé válik az üzem közbeni ellenőrzés, hibafelfedés és kijelzés, valamint a szükséges lépések (átkapcsolás, dokumentálás) megtétele.

Az itt összefoglalt problémák részletesebb leírása megtalálható az [5—11] irodalmakban, melyek közül a jelen tanulmány lényegében a [11] kivonatának tekinthető. A felhasznált nemzetközi eredményekre illetve előírásokra nézve ld. elsősorban a [12—18] forrásokat.

A fentiekben röviden ismertetett karbantartó szoftver a PRS rendszeren teljes egészében fut és a legkülönbözőbb generált hibaszituációkban a hibadetektálást helyesen elvégzi.

Irodalomjegyzék

- [1] Digitális távközlő hálózatok. (Főszerkesztő dr. Molnár Pál) KÖZDOK, Bp., 1981. pp. 10—32. ill. 193—206.
- [2] PRS/FR rendszerleírás. TKI tanulmány Bp., 1983.
- [3] Kóczy T. László: Szoftver a kapcsolástechnikában. Magyar Posta Központja, Bp. 1983. pp. 71—85. ill. 156—165.
- [4] Kóczy T. László: Tárolt programvezérlésű telefonközpontok operációs rendszere. Híradástechnika, XXXVI. (1985), 9. pp. 394—405.
- [5] Hibadetektálás és tartalékolási módszerek kidolgozása a PRC berendezésen, TKI tanulmány Bp., 1982.

- [6] PRT előfizetői végberendezés műszaki terve TKI tanulmány Bp., 1982.
- [7] Elektronikus kapcsolóközpont vezérlési és hibafelismerési rendszere, BME—HEI tanulmány Bp., 1983.
- [8] PRS tárolt programvezérlésű telefonközpont szoftver rendszerterve. TKI—BME—HEI tanulmány Bp., 1986.
- [9] A PRS 8/4 maintenance rendszer BME HEI tanulmány Bp. 1985.
- [10] Cs. Csapodi, L. T. Kóczy, P. Seres: On the fault tolerant design of a remote PCM switching system Proc. of the Third Symposium on Microcomputer & Microprocessor Application, Bp. 1983. Vol. II. pp. 678—691.
- [11] Gunyhó Gábor, Gyúró Tibor: Bekapcsolási tesztek a PRT berendezésben, TDK dolgozat, BME HEI Bp., 1986.
- [12] CCITT Z. 300-as sorozatú ajánlások. CCITT Yellow Book, Geneva 1981.
- [13] CCITT Q250—Q300 ajánlások. CCITT Orange Book, Geneva 1977.
- [14] CCITT E416 ajánlás. CCITT Orange Book, Geneva 1977.
- [15] D. K. Melvin: Microcomputer Application in Telephony, IEEE Proc. on Telecom. Vol. 66, No. 2. Febr. 1978.
- [16] S. R. Treves: Maintenance Strategies for PCM Circuit, IEEE Proc. on Telecom. Vol. 65, No. 9. Sept. 1979.
- [17] A Söderberg, W. Widl: Maintenance of Telephone Circuits in AXE 10 Networks. Ericsson Review, Vol. 62., 1985/1 pp. 16—22.
- [18] L. Söderberg: Operation and Maintenance of Telephone Networks with AXE 10. Ericsson Review, Vol. 56. 1979/3 pp. 104—115.

1987, IEEE Information Theory Workshop

A fenti konferenciát 1987. június 21. és 25. között rendezték meg az olaszországi Bellagioban.

A szakmai program hétfő reggel kezdődött a „Shannon Theory: The Asymptotic Analysis of codes” című szekcióval, melynek szervezője és levezető elnöke Körner János (MTA Matematikai Kutató Intézet) volt. Az elhangzott előadások a klasszikus információelmélet más matematikai területeken való térhódítását bizonyították. Információelméleti módszerek alkalmazásáról hallhattunk a statisztikában, a kombinatorikában, mátrixalgebrában és egyéb területeken. Több előadásból is kitűnt, hogy az így nyert eredmények nemegyszer éppen információelméleti eredetű matematikai problémák megoldására használhatók fel.

Az első szekció nemcsak szakmailag, földrajzilag is igen átfogó volt, a nyolc előadó négy világrész hét különböző országát képviselte.

A hétfő délutáni szekció a „Concurrent Processing in Estimation and Decoding” címet viselte, szervezője és levezető elnöke K. Yao (UCLA, USA) volt. Az itt elhangzott hat előadás sokkal inkább technikai jellegű volt. Az előadók az egyetlen angol kivételével mindannyian az Egyesült Államokból érkeztek.

A „Current-Paper” Szekció keretében nyolc rövidebb előadás hangzott el friss eredményekről. Gérard Cohenel és Philippe Godlewskivel közösen én is itt számoltam be egyirányúan átíráható memóriákkal kapcsolatos munkánkról.

Közvetlenül a Current-Paper Szekció után érdekes programpont következett, nevezetesen egy vita az információelmélet tárgyköréről, fejlődési irányairól. A vitát Tom Cover stanfordi professzor vezette.

A két szerdai szekció ismét inkább technikai, mint matematikai jellegű volt. A délelőtti szekció a „Multiple Access” címet viselte, szervezője és levezető elnöke Anthony Ephremides (University of Maryland, USA) volt. Az itt elhangzott előadásoknak jelentős része foglalkozott szórt spektrumú rendszerekkel. Érdekes megjegyezni, hogy a hat előadó is csak öt különböző amerikai egyetemet képviselt.

A délutáni szekciót G. Ungerboeck (IBM Zürich Research Lab.) szervezte és vezette „Channel Coding

with Redundant Signal Sets” címmel. Itt is hat előadás hangzott el, egy előadó érkezett Japánból, a többiek itt is az Egyesült Államokat képviselték.

A két szerdai szekció közötti időben összeült az IEEE Information Theory Group Board of Governors nevű testülete. Sok egyéb programpont mellett itt került sor annak eldöntésére, hogy elfogadják-e Magyarország javaslatát, miszerint az 1991. évi IEEE Információelméleti Szimpózium Budapesten kerülne megrendezésre. A HTE képviselőjében elmondtam a már korábban Csizsár Imre által beterjesztett javaslatához fűzött kiegészítéseket, melyet rövid vita követett. Ezután szavazásra bocsátották a kérdést, s a javaslat elfogadása mellett döntöttek. (A legutóbbi IEEE Információelméleti Szimpóziumot az Egyesült Államokban, Ann Arborban rendezték 1986-ban a következő 1988 júniusában Japánban kerül sorra, s ezt követi majd előre láthatólag az 1991-es bupadesti Szimpózium.) A Board of Governors üléseiről érdemes még megjegyezni, hogy ott a különböző napirendi pontok megtárgyalása és a döntéshozatalok figyelemreméltó hatékonysággal bonyolódottak le.

Csütörtökön került sor az utolsó szekcióra „Cryptography” címmel, melyet Andrea Sgarro (University of Trieste, Olaszország) szervezett és vezetett le. A hat meghívott előadó négy különböző országból érkezett, s az előadások témája is elég sokféle volt. Itt hangzott el a konferencia talán legérdekesebb előadása, melyet Sylvio Micali (MIT, USA) tartott ún. „zero-knowledge proof”-okról. Ezek olyan bizonyítási algoritmusokat jelentenek, ahol egy „bizonyító” személy úgy kíván meggyőzni egy másikat valamilyen állítás igazságáról, hogy az semmi többet ne tudjon meg az állításról, mint azt, hogy az igaz, vagy sem.

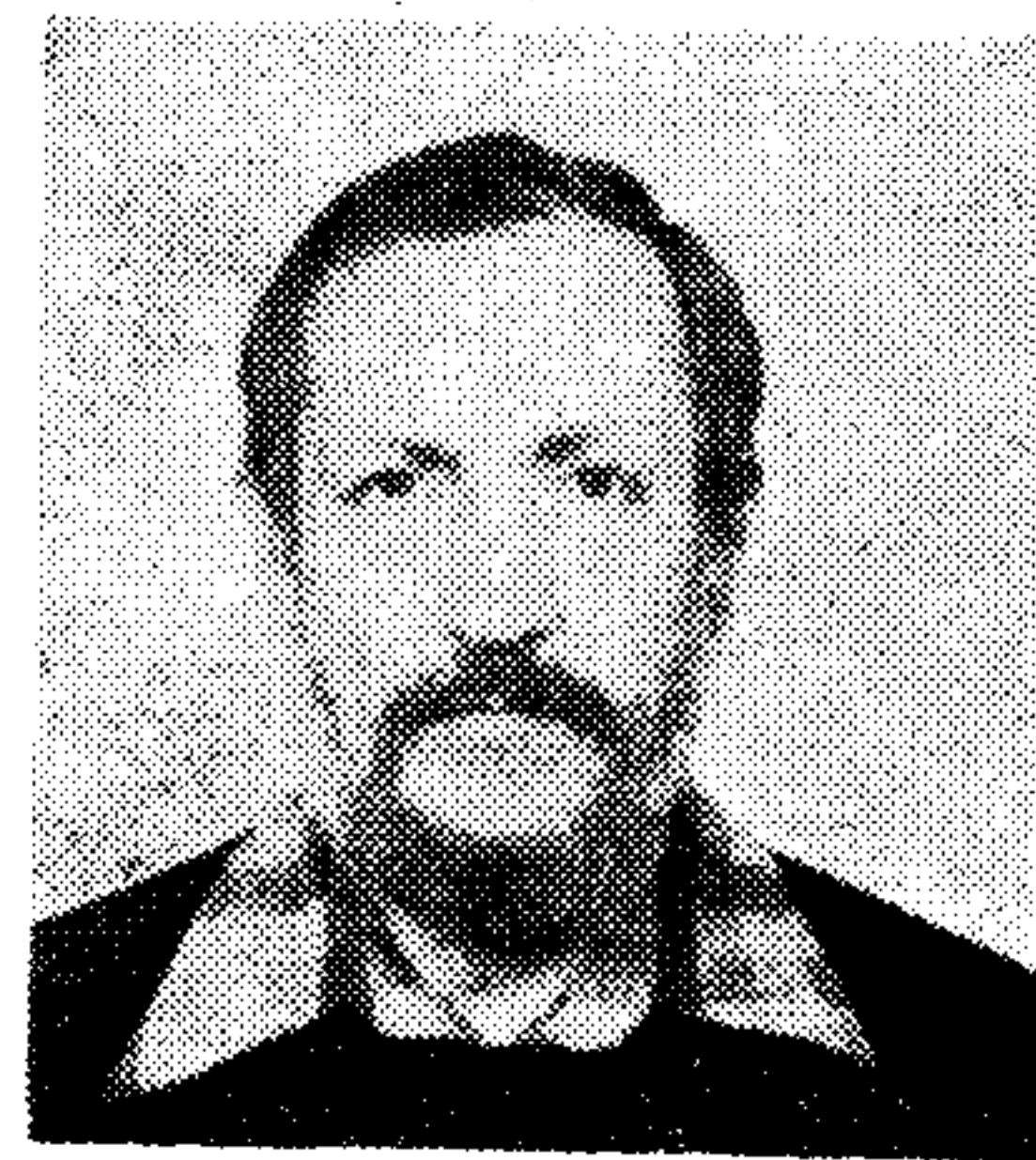
Végezetül azonban szeretném megjegyezni, hogy a legfőbb élményt talán nem is az előadások, hanem inkább a kötetlen szakmai beszélgetések, hasonló érdeklődésű kutatókkal folytatott konzultációk jelentették, melyekre ugyancsak sokszor nyílt alkalom.

Simonyi Gábor

Természeti energiák felhasználása rádiórelé berendezések tápellátásában

I. rész

DROMMER GYULA—DR. SOMOGYI ANDRÁS
ORION



ÖSSZEFOGLALÁS

Rádiórelé berendezések telepítési helyszínei — általában nehezen megközelíthető terepen és gyenge infrastruktúrával rendelkező területeken — nem mindig rendelkeznek primer hálózati energiával, még kevésbé két utas, biztosított energiaellátással. Ilyen helyeken autonóm tápberendezéseket kell alkalmazni. A cikk első része megvizsgálja a természeti energiák (napsugárzás, szélenergia) felhasználási lehetőségeit rádiórelé berendezések autonóm tápellátására, második része pedig felvázolja egy többféle módon előállított elektromos energiákat fogadni és felhasználni képes tápáramellátó rendszer felépítését.

Bevezetés

Rádiórelé berendezéseket, vezetéknélküli hírközlő állomásokat a jobb „átlátás” (az ún. Fresnel zónák tisztasága) érdekében — ha ezt a nyomvonal lehetővé teszi — magaslatokra telepítenek. E telepítési pontok azonban nem minden esetben vannak primer hálózati energiával ellátva. Első kérdés, hogy milyen áron és módon lehet a tápellátó rendszert az országos energia hálózathoz csatlakoztatni. A második kérdés, milyen megoldást lehet és kell választani az adott állomás folyamatos, megszakításmentes, vagy csak igen kis idejű megszakítást adó tartalék energia ellátására. Egy aránylag kisfogyasztású — néhányszor 10W — állomás számára nem egyértelműen gazdaságos az országos hálózat meghosszabbítása, különösen ha a szükséges kiegészítő hálózat hossza tíz km felett van. Ide ugyanis már valamilyen középfeszültség szintű hálózatot kell telepíteni, ami egy transzformátorállomás létesítését is jelenti a vonal végén, még igen kis terhelések mellett is. Ez a megoldás nem csupán a beruházási költségek miatt hátrányos és drága, hanem a további üzemelés során is költséges, mert az adott energiaátviteli rendszer igen rossz hatásfokkal üzemel. A legkisebb középfeszültségű transzformátorok teljesítménye is nagyságrendekkel meghaladja egy kisfogyasztású állomás teljesítmény igényét. Nyilvánvaló, hogy egy hegycsúcsra, magaslatra kitett állomás számára létesített hálózat nem túlságosan védhető a különböző elemi csapásoktól (villám, vihar, zúzmarásodás). Meg kell oldani az állomás folyamatos energiaellátását is. Itt a nagyobb rendszereknél szokásos második, független hálózatról történő ellátásról szó sem lehet. Vala-

DROMMER GYULA

1957-ben szerzett diplomát a BME Villamosmérnöki Kar Erősáramú Szakon. Első munkahelye a BHG volt, ahol tápegységek, tápáramforrások, automatikus dieselüzemű motor-generátorok fejlesztésével foglalkozott.

DR. SOMOGYI ANDRÁS

Villamosmérnöki oklevelét 1958-ban kapta meg a BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnika Szakon. 1966-ban végezte el a Félvezető Szakmérnöki Tagozatot, 1967-ben védte meg egyetemi doktori disszertációját tranzisztorok nagyfrekvenciás viselkedése témában. 1958 óta dolgozik az ORION-ban, előbb TV fejlesztőként, majd mikrohullámú rádiórelé berendezések fejlesztésével kezdett foglalkozni. 1975-től 1987-ig a mikrohullá-

Magyarországon elsőként alkalmazott tirisztorokat egyen- és váltóáramú szabályozott tápellátó rendszerekben. Számos szabadalom tulajdonosa. 1965 óta a tápellátás témájával az ORION-ban foglalkozik, a tápáramforrás fejlesztési osztály vezetője.



mú fejlesztési főosztály vezetője, 1988-tól a professzionális profil főmérnöke. Tagja a HT szerkesztő bizottságának.

milyen egyéb energiátárolásról kell gondoskodni, ami rendszerint egy automatikus üzemű egyenfeszültségű tápberendezés akkumulátoros energiátárolással.

Egy ilyen tápellátási rendszer költsége hálózatkiépítéssel és tápberendezéssel néha többszöröse is lehet egy kiscsatornaszámú ismétlőállomás költségének. Iparilag gyengén fejlett országban általában nincs országos méretű villamos energia hálózat. Inkább az egyes nagyvárosok és környékük rendelkeznek villamos hálózattal. Ilyen helyeken szinte minden telepítési ponton autonóm tápberendezéseket kell alkalmazni. Egy az USA-ban készített felmérés szerint a világ mikrohullámú állomásainak közel 50%-a olyan helyre települ, ahol az állomás energiaellátását nem villamos hálózat biztosítja.

Autonóm tápellátás

Korábban autonóm tápáramforrásként szinte kizárólag belsőégésű robbanó motorral meghajtott generátorokat alkalmaztak. Igen kis teljesítmény

Beérkezett: 1987. IV. 17. (*)

tartományban termovillamos generátorok és zárt-rendszerű gőzturbinák is elterjedtek. E rendszerek megbízható üzemük ellenére különböző hátrányos tulajdonsággal rendelkeznek: a Diesel és Otto motorok időszakos karbantartásigényük, a termovillamos generátorok nagyon rossz hatásfokuk miatt. Nem elhanyagolható az üzemanyagszállítás és tárolás problémája sem. Vannak állomások, melyek nem is közelíthetők meg az év minden időszakában. Egy modern rádiórelé berendezés 1/2 m³-es konténerben elfér és nem igényel épületet, szemben egy állomás folytonos üzemét biztosító üzemanyagtartállyal, amit rendszerint földbe kell süllyeszteni, pl. hogy a paraffinkiválást a hideg hatására elkerüljék.

Az elmúlt évtizedben a megújuló energiaforrások kutatása és fejlesztése terén elért eredmények a primer hálózati energiával nem rendelkező hírközlő állomások energiaellátásának lehetőségét átforgalmazták. Ezt a folyamatot a hírközlő berendezések energiafogyasztásának csökkenése is gyorsítja. Annak ellenére, hogy az évtized közepére nem következett be a napelemek tíz évvel ezelőtti prognosztizált 2 nagyságrendes áresése, ma már realitás 50–60 W fogyasztású berendezés nap-elemről való üzemeltetése.

A megújuló természeti energiaforrások, melyek közvetlenül, vagy közvetve a napenergiából származnak, széles területen alkalmazhatók. A Naptól a Földre érkező energia 27–29%-a mozgató jellegű munkát végez (levegő áramlása, a felhők mozgása és a víz felemelése, párologtatás). A magaslégköri elnyelés és kisugárzás 30% körül van, a talaj energia elnyelése és kisugárzása kb. 40%. A növényzet energialekötése nem éri el az 1%-ot. Ezekből egyértelműen azt lehet következtetni, hogy a mozgatóból és közvetlen sugárzásból kell és lehet nagymennyiségű energiát nyerni. Ez a két energiatermelő rendszer a szél motor-generátor és a napelem. Annak eldöntése, hogy milyen áramforrást alkalmazunk, minden esetben igen gondos mérlegelés eredménye. Függ az éghajlati és terepviszonyoktól, valamint az infrastrukturális ellátottságtól.

Naptelepek alkalmazása

A napenergiát hasznosító berendezések tervezéséhez és telepítéséhez szükséges az adott hely napsugárzás jellemzőinek ismerete.

A leglényegesebb jellemzők:

- a Nap helyzete és relatív mozgása
- a Föld felületére érkező napsugárzás intenzitása
- a teljes sugárzás közvetlen és szórt sugárzás tartalma, valamint
- a sugárzás spektruma.

Ezen adatok vagy az egyes országok meteorológiai állomásainak mérései alapján rendelkezésre állnak, vagy azokat az adott helyszínen meg kell mérni. A kapott adatokat azonban minden esetben ellenőrizni kell, mivel a telepítési helyek jellemzői lokális légköri zavarok miatt eltérhetnek egy országos mérés átlagaitól. (Szennyező üzemek, helyi

gyakoribb felhőképződés stb.). Egy fix telepítésű állomás naptelepeinek dőlésszögeit a felhasználás jellegétől függően nyári vagy téli maximumra lehet tervezni.

Napkövető rendszer esetén meghatározható a követési tartomány. A Föld felszínére érkező direktsugárzás intenzitása egy adott helyen Bouguer törvénye szerint határozható meg:

$$I = I_0 e^{-k \cdot AM} \quad \text{ahol}$$

$$I_0 = 1354 \cdot 6 \text{ W/m}^2 \quad \text{az atmoszférán}$$

$$e^{-k} \quad \text{az atmoszféra transzmissziós tényezője}$$

$$AM \quad \text{(Air Mass) az atmoszféra vastagsága}$$

Az e^{-k} transzmissziós tényező elsősorban a légkör vízgőztartalmától függ, de függvénye a nyomásnak és egyéb légköri szennyeződésnek is. Értéke 0,7—0,8 tartományban van.

Az atmoszféra vastagsága, mivel a Föld rádiuszához mért vastagsága nem számottevő, sík rendszerként kezelhető. A napsugár által áthatolt atmoszféra vastagsága (Air Mass) — alacsony napállások kivételével —:

$$AM \cong \frac{1}{\sin \alpha}$$

ahol α a Nap látszólagos helyzetének a horizont felett mért szöge.

Néhány szélességi körön tiszta felhőtlen atmoszféra esetén a Föld felszínét érő sugárzási energia sűrűségeket az alábbi táblázat tartalmazza kW/m² ben.

Hely	Földrajzi szélesség	Napi		Éves össz-mennyiség
		nyári max.	téli min.	
Egyenlítő	0°	7,5	6,8	2300
Trópus	23,5°	8,3	4,2	2300
Közepes szélesség	45°	8,5	1,7	1900
Sarkkör	66,5°	7,9	0	1400

Feltűnő, hogy a nyári maximális sugárzási energia az egyenlítő és a sarkkör között igen kis eltérést mutat, maximum 40° szélességi kör közelében van. Ez a Föld deklinációjából adódik és a sarkkör felé haladva a nappali órák növekvő számával van összefüggésben. Ugyanezen ok miatt tapasztalható a téli erős csökkenés. A táblázat adatai tiszta felhőtlen égboltra vonatkoznak. Az ipari szennyezés és a felhőzet a megadott adatokat igen nagy mértékben csökkenthetik. Magas hegycsúcsokon azonban nő a sugárzás intenzitása. Magyarországon a napsugárzás energiasűrűségének éves átlaga kb. 1240 kWó/m². Területi eloszlásban maximális értéke Kecskemét környékén (1340 kWó/m²): minimuma Sopron környékén (1160 kWó/m²) mérhető. Budapesten (1220 kWó/m²) jó közelítéssel az országos átlag mérhető. Közép-Európában, így hazánkban is a felhőzet hatására a szórt sugárzás aránya magas. Éves átlagban a

szórt sugárzás 60—70%-a a teljes sugárzásnak. Ez az arány természetesen ősszel és tavasszal az átlag felett, tiszta téli és felhőtlen nyári napokon az átlag alatt van. A Meteorológiai Szolgálat mérőállomásai regisztrálják a vízszintes felületre eső sugárzási energiát. A napelem panelek azonban a vízszinttől eltérő szögben kerülnek felállításra, ezért a mért adatokat korrigálni kell, és a direkt komponens számítható. Problémát a szórt diffúz sugárzás hatásának figyelembevétele jelent. Ezt tulajdonképpen változatlan értékkel kellene figyelembe venni, ha az értékeket pontosan ismernénk. Pontos adatokat az adott telepítési helyhez tartozó dőlt felületre eső sugárzás mérésével lehet kapni. Megbízható üzemet biztosító, napelemtől működő tápberendezés tervezése és telepítése előtt ezen adatokat meg kell mérni a helyszínen.

Szélenergia alkalmazása

A megújuló energiák egy másik — szinte az emberiség történetétől felhasznált — fajtája a szél, azaz a mozgó levegőtömeg kinetikus energiája:

$$E = \frac{1}{2} m V^2 \text{ (Ws)}$$

ahol m (kg) a levegő tömege

V (m/s) a szélesség

Adott felületen időegység alatt áthaladó levegőtömeg teljesítménye

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A V^3 \text{ (W)}$$

ahol ρ (kg/m³) a levegő sűrűsége

A (m²) az átáramlás keresztmetszete

V (m/s) a szél sebessége

A levegő sűrűsége több tényező — hőmérséklet, tengerszint feletti magasság — függvénye. Ezen korrekciós faktorok alapján kiszámítható a fenti összefüggés.

A szél legfontosabb mérhető jellemzője a szélesség. Szélesség adatok általában az alábbi jellemzők valamelyikében állnak rendelkezésre:

- szélesség tartam diagram vagy táblázat
- szélesség gyakorisági diagram vagy táblázat
- szélrózsa

(A szélrózsa energiatermelés szempontjából nincs különösebb jelentősége, mivel a szélmotorok automatikusan állnak szélirányba).

A fenti adatok (szélesség, tartam és gyakoriság) felhasználhatósága a mérés pontosságától, nevezetesen a mintavételezés gyakoriságától függ. A szél munkavégző képessége azonos átlagsebességek esetén is jelentős eltéréseket mutat attól függően, hogy milyen a szélesség időbeli eloszlása. Egy szélesség diagram vagy táblázat annál megbízhatóbb, minél több éves átlagolás eredménye. Általában elmondható, hogy a telepítési helyen végzett mérés nem kerülhető el, mivel egy telepítési hely közelében végzett mérés is félrevezető lehet. A szél sebességének nagyságát és a széláramlás milyenségét — turbulencia — döntően befolyásolják a természetes és mesterséges tereptárgyak.

Közismert tapasztalat, hogy a hegygerincekre telepített szélmotorok az ott előforduló szélgyakoriság miatt egy adott idő alatt több energiát termelnek, mind a sík terepen elhelyezett gépek. A völgyek általában alkalmatlanok telepítésre, bár egy uralkodó szélirány esetén „huzatos” völgyek is kialakulnak. (Ilyen például a Budaórs—Törökbálint közötti völgy.)

A szél sebessége a tapasztalat szerint a Föld felszínétől mért magassággal is változik. A meteorológiai táblázatok általában 10 m magasságban mért szélességet tartalmaznak. Szélmotorokat ennél magasabbra szokás telepíteni. A szélmotorok 4 m/s—10 m/s szélességre vannak méretezve, — azaz 4 m/s alatti szélesség mellett az energiatermelés nem számottevő, bár a szélmotor már beindul 2,5—3 m/s erősségű szélnél. A 10—12 m/s feletti szelet energiatermelés szempontjából állandónak kell tekinteni, mivel a szélgépek ettől a sebességi tartománytól különféle megoldásokkal visszaszabályozódnak.

Egy energiatermelés szempontjából átlagos 6 m/s szélesség esetén 1 m² felületen 120 W energia áramlik át. Ez természetesen nem nyerhető ki teljesen. Egy ideális gyorsjárású szélmotor hatásfoka kb. 40—45%. Ha villamos energiát termelünk, a hajtómű és generátor együttes hatásfokát 60%-nak véve, az energia fluxus negyede hasznosítható. Ebből a fenti szélesség mellett az adódik, hogy egy csupán 200 W energiát termelő rendszer 3,2 m átmérőjű szélkerékkel kell hogy rendelkezzen.

Mind a napelemes, mind a szélmotoros autonóm tápáramforrások energiatermelése szakaszos üzemi. A fogyasztó — különösen a mi esetünkben — folyamatos, megszakításmentes energiaellátást igényel. A probléma feloldása egy energiátároló alkalmazását teszi szükségessé.

Mai ismereteink alapján — bár széles körű kutatások folynak újabb energiátárolók létrehozásának érdekében — még mindig az akkumulátor az egyedüli hozzáférhető megoldás. Ezek közül is a NiCd és a savas ólomakkumulátorok jöhetnek számításba.

Az autonóm tápáramforrások tároló akkumulátoraival szemben támasztott követelmények:

- kis önkisülés
- jó töltési és kisütési hatásfok
- kis karbantartási igény
- hosszú élettartam
- robusztus felépítés
- olcsó ár

A követelmények csak kompromisszum árán elégíthetők ki. Az ólomakkumulátorokat gyártó cégek már régebben kidolgoztak kis önkisülésű tiszta ólom, vagy kalciummal ötvözött lemezekkel ellátott akkumulátorokat. A legutóbbi ideig a Ni Cd akkumulátorok — egyéb előnyös tulajdonságaik ellenére — nagy önkisülésük és alacsony hatásfokuk miatt autonóm tápberendezések telepítésénél nem jöhetnek szóba.

A svéd SAB NIFE cég kidolgozott egy SUNICA típusjelű, kimondottan napelemes autonóm táp-

áramforrások céljaira szolgáló akkumulátor családot. Az akkumulátor amperóra hatásfoka 95% felett van. Az önkisülése 25 °C-on 0,1—0,2% naponta, ami ugyancsak kedvező.

Előnyös tulajdonságai:

- magas amperóra hatásfok
- alacsony önkisülés
- a töltöttség bármely fokán használható (memória effektus mentes)
- nem kell feszültség szabályozó (töltésnél)
- szélsőséges hőmérsékleti viszonyok között üzemeltethető
- nagy mechanikai ellenállóképesség

Külkereskedőink piackutatási tevékenysége során ismételten felmerült olyan rádiórelé berendezések iránti igény, melyek autonóm tápáramforrással kerülnének szállításra. A piaci igények olyan területről jelentkeznek, melyek a megújuló energiák valamelyik fajtájával rendelkeznek. Ezért határozott vállalatunk úgy, hogy foglalkozni kívánunk napenergiát, illetve szélenergiát hasznosító tápberendezések tanulmányozásával ill. kidolgozásával. Vállalatunk ma már képes olyan rádiórelé berendezéseket előállítani, melyek ismétlőállomásainak fogyasztása 50—100 W közötti tartományba esik. A hazai ipar — a Villamosipari Kutató Intézet — kifejlesztett megbízható, néhányszor 100 W csúcsteljesítményű napelem paneleket, amelyek lehetővé teszik kb. 60 W állandó teljesítmény szolgáltatását. A szélmotorokkal kapcsolatban nem ilyen kedvező a hazai helyzet.

Felméréseink szerint nincs olyan jelentős hazai igény a szélmotorok iránt, mely egy csak aránylag nagy sorozatban kifizetődő technika és technológiai bevezetését különösen a híradástechnikában

indokolttá tenné. (Nincs jó hatásfokkal működő 3—5 kW teljesítményű generátor, nincs kiforrott technológia és gyártó üvegszálerősítésű légcsavar lapátok készítésére stb.) Így — igény esetén — külföldi gyártású szélmotort kell számításba vennünk.

A fenti megfontolások alapján olyan autonóm tápáramellátó rendszer alkalmazása látszik célszerűnek, mely

- a) opcionálisan külön-külön is alkalmazható egyen szilárdságúan 500—500 W csúcsteljesítményű naptelepet, szélmotor-generátort és diesel generátort tartalmaz;
- b) intelligens vezérlő automatikával kiegészítve komplett rendszerre szervezhető. A vezérlő automatika az energiatermelő egység, a tároló és a fogyasztó közötti energiaáramlást vezérlő, a villamos paramétereket figyelő teljesítményelektronikai egység. Az energiatermelés irányából több bemenete is lehet (szélmotor, napelem, diesel generátor), ez esetben gondoskodik a párhuzamosan beáramló villamos energiák optimális összegezéséről és felhasználásáról.
- c) képes egy 50—100 W fogyasztású rádiórelé állomás szünetmentes tápellátására.

A naptelep 500 W csúcsteljesítményű VKI gyártmányú egység. A mintául szolgáló szélmotor-generátor import; teljesítménye 10 m/s szélesebség esetén 500 W. A minta diesel motor-generátor szintén 500 W teljesítményű és ugyancsak importból származik. A vezérlő automatika az Orion-ban készül. Szerzők köszönetüket fejezik ki a Villamosipari Kutatóintézetnek, amelynek Böhönyei Ferenc által az ORION számára a témában készített döntéselőkészítő tanulmányát e cikk 1. részéhez forrásmunkaként felhasználták.

ICCT '87, Kína

1987. nov. 9—11 között Kínában, Nankingban, kínai távközlési egyetemek, kutatóintézetek és a tudományos egyesület közös szervezésében, az IEEE Communication Society-vel együttműködve került megrendezésre az első International Conference on Communication Technology. A konferencián 35 szekcióban kb. 280 előadás hangzott el, több mint 20 ország képviselőjében. (Az előadások mintegy 75%-t tartalmazza a konferencia kiadványa). A konferencia szervezők a távközlési szakterület teljes lefedésére törekedtek, hangsúlyt adva a jövő távközlési hálózatának felépítésével, funkcionális kialakításával, szolgáltatásainak integrálásával kapcsolatos kérdéseknek, valamint a Kínában kiemelten művelt kutatási területeknek (fénytávközlés, műholdas és mozgó hírközlés, digitális jelfeldolgozás). A bevezető

előadások Kína távközlési kutatásairól és szolgáltatás fejlesztési terveiről adtak helyzetképet.

A telefon ellátottságot az ezredfordulóig az 1985-ös szint 8-szorosára kívánják növelni, alapvetően építve a digitális kapcsolástechnikára és a fényátviteli rendszerekre. A nagysebességű fényvezetős rendszerekről, hosszútávon csomagkapcsolás uralkodóvá válásáról több nagy érdeklődést kiváltó előadás hangzott el.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület képviselőjében a kínai társegyesülettel való együttműködési szerződés keretében a konferencián 2 fő vett részt. Dr Sallai Gyula (PKI), a digitális távbeszélő hálózatok tervezéséről tartotta előadást.

A konferenciát áthatotta Kína nyitottságra való intenzív törekvése.

Differenciál lézer doppler anemometria

DR. ADÁM ANTAL, DONKÓ ZOLTÁN
Budapesti Műszaki Egyetem

ÖSSZEFOGLALÁS

A differenciál lézer doppler anemometria (DLDA) a koherens optikai elveken alapuló sebességmérési eljárások egyik fontos típusa. A cikk röviden tárgyalja a lézer doppler anemometriának a mérés technikában betöltött szerepét, majd egy modell alapján értelmezi a DLDA berendezések működési elvét. Ezután a modell-méréseknél szerzett tapasztalatokkal foglalkozik.

1. Bevezetés

Véleményünk szerint a műszaki mérés technika fejlődésében az érzékelők fejlesztése a közeljövőben kitüntetett szerepet fog játszani. Emiatt nem lehet figyelmen kívül hagyni azokat a lehetőségeket, amelyeket a koherens optika és a lézer technika kínál.

A koherens optika számos új mérés technikai eljárást fejlesztett ki (pl. holografikus interferometria, elektronikus szemcsékép interferometria, lézer doppler anemometria, stb.), de azok a lehetőségek, amelyeket nyújtani képes, még távolról sincsenek kihasználva.

A BME Fizikai Intézetének Fizikai Tanszékén működő Koherens Optikai Laboratóriumban a fent példaként említett mérés technikai eljárások fejlesztésével és meghonosításával foglalkozunk.

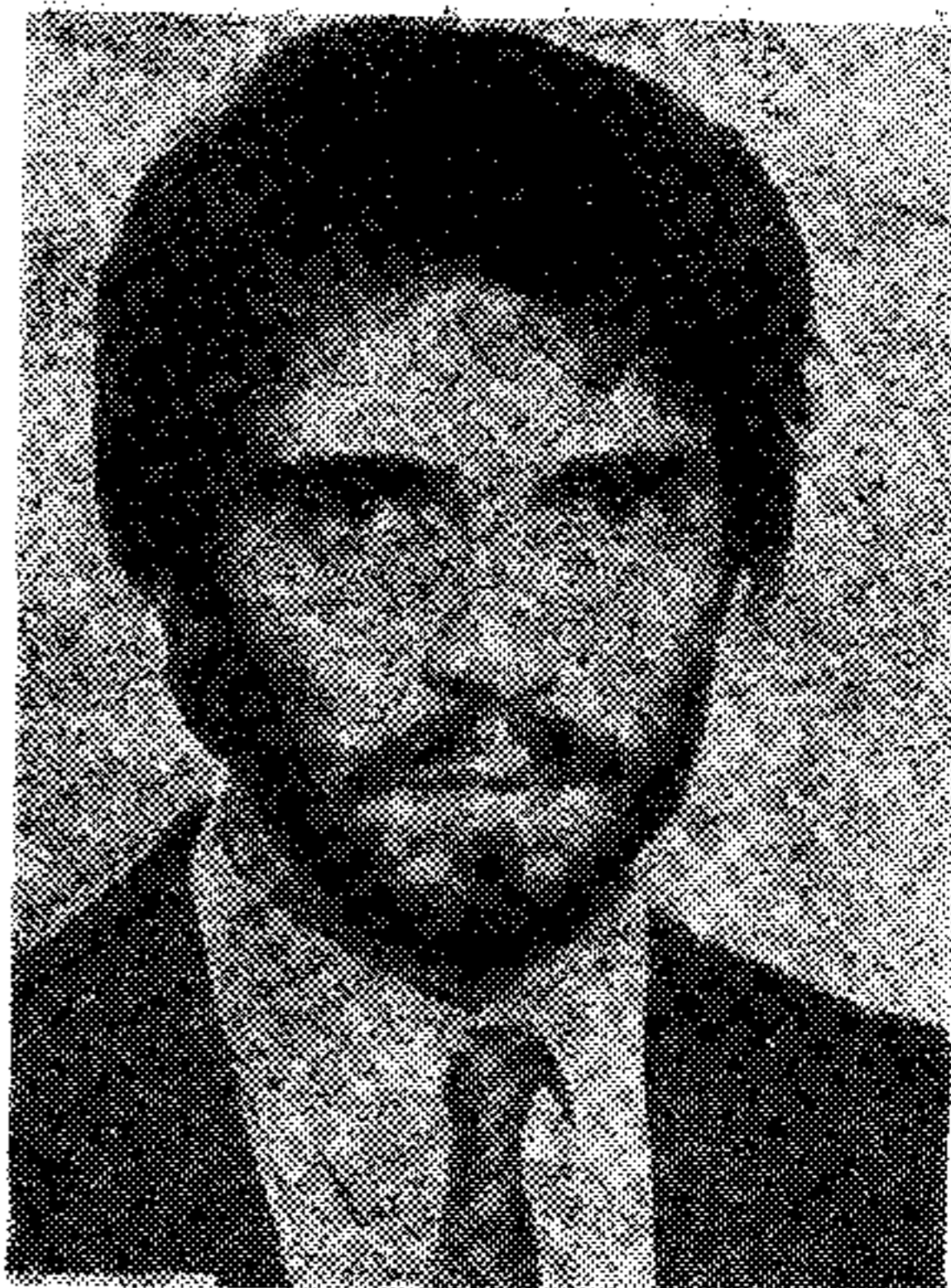
A lézer doppler anemometria, mint említettük, koherens optikai jelenséget használ tükröző, diffrúzan szóró testek, illetve részecskék sebességének mérésére. A mérés során a mérendő objektumra gyakorolt mechanikai hatás még 10^{-6} m lineáris méretű testek esetén is elhanyagolható, így a lézer doppler anemometria (LDA) „érintésmentes” mérési módszernek tekinthető. Ezen az elven olyan mérőrendszerek építhetők ki, amelyek pl. áramlási terek sebességvektor-eloszlásának kimérésére is alkalmasak.

Bár több nyugati vállalat kínál eladásra ilyen anemométereket, a mérési módszer kutatásával, és eszközfejlesztéssel foglalkozik még napjainkban is aktuális. Így került sor az 1984/85. tanévben az anemometria TDK témaként történő indítására. Az elmúlt két év során az erről a témáról írt dolgozatok eredményesen szerepeltek a BME Villamosmérnöki Karának TDK konferenciáin [1] [2].

2. A mérés elve

Az 1. ábrán egy differenciál lézer doppler anemométer tipikus elvi optikai elrendezése látható. Az eszköz működési elvét egy igen szemléletes modell alapján fogjuk értelmezni, amely bizonyos, a valóságot jól közelítő egyszerűsítő feltevéseket tar-

Beérkezett: 1987. X. 11. (H)



DONKÓ ZOLTÁN

Egyetemi hallgató 1984-ben kezdte tanulmányait a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának Műszer és Irányítástechnikai Szakán.

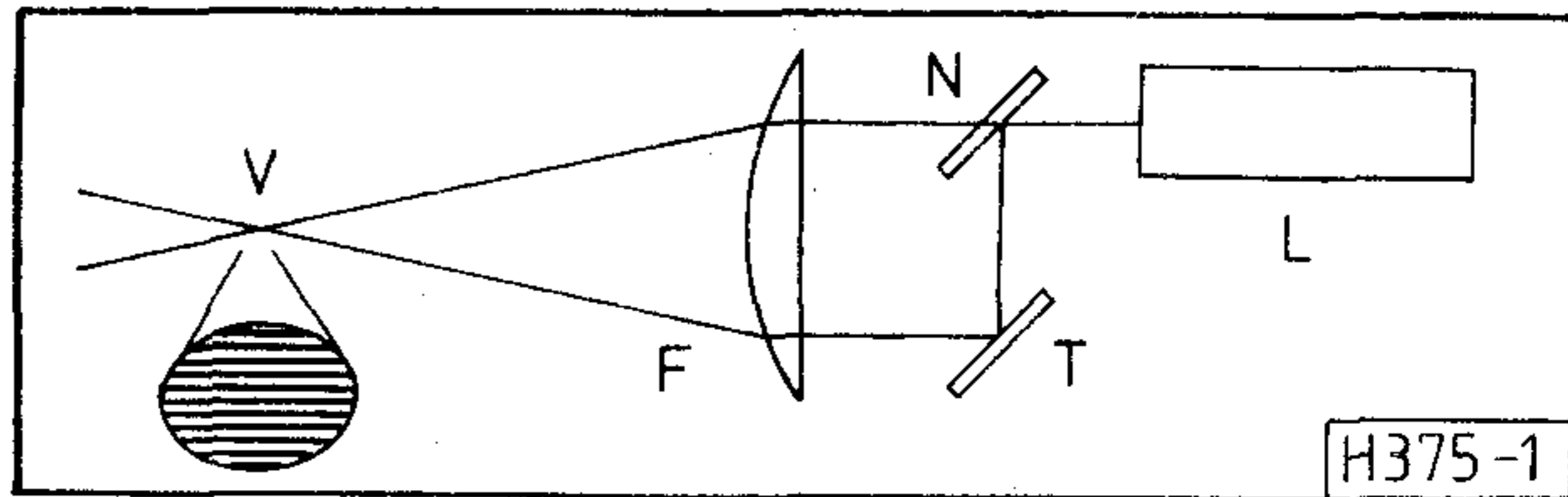
Az Egyetem Fizikai Intézetének Fizika Tanszéként két éve foglalkozik TDK tevékenységgel lézer doppler anemometria témakörben.

DR. ADÁM ANTAL

Egyetemi adjunktus 1971-ben szerzett villamosmérnöki oklevelet a BME-n. 1971—73 között multiplexer és RADAR berendezések részegységeinek fejlesztésével foglalkozott. 1973 óta a BME F. I. Fizika Tanszékén az oktatómunka mellett koherens optikai mérési módszerek kutatásával foglalkozik. Több berendezés kifejlesztésében és építésében vett részt (rubin lézer, HIM, adatgyűjtő, ESPI) 1979-ben doktori értekezést írt a holografikus interferogramok kiértéke-



lése témában. Eredményeket ért el a kiértékeléssel kapcsolatos előjel-helyes rendkalibráció kérdésében.

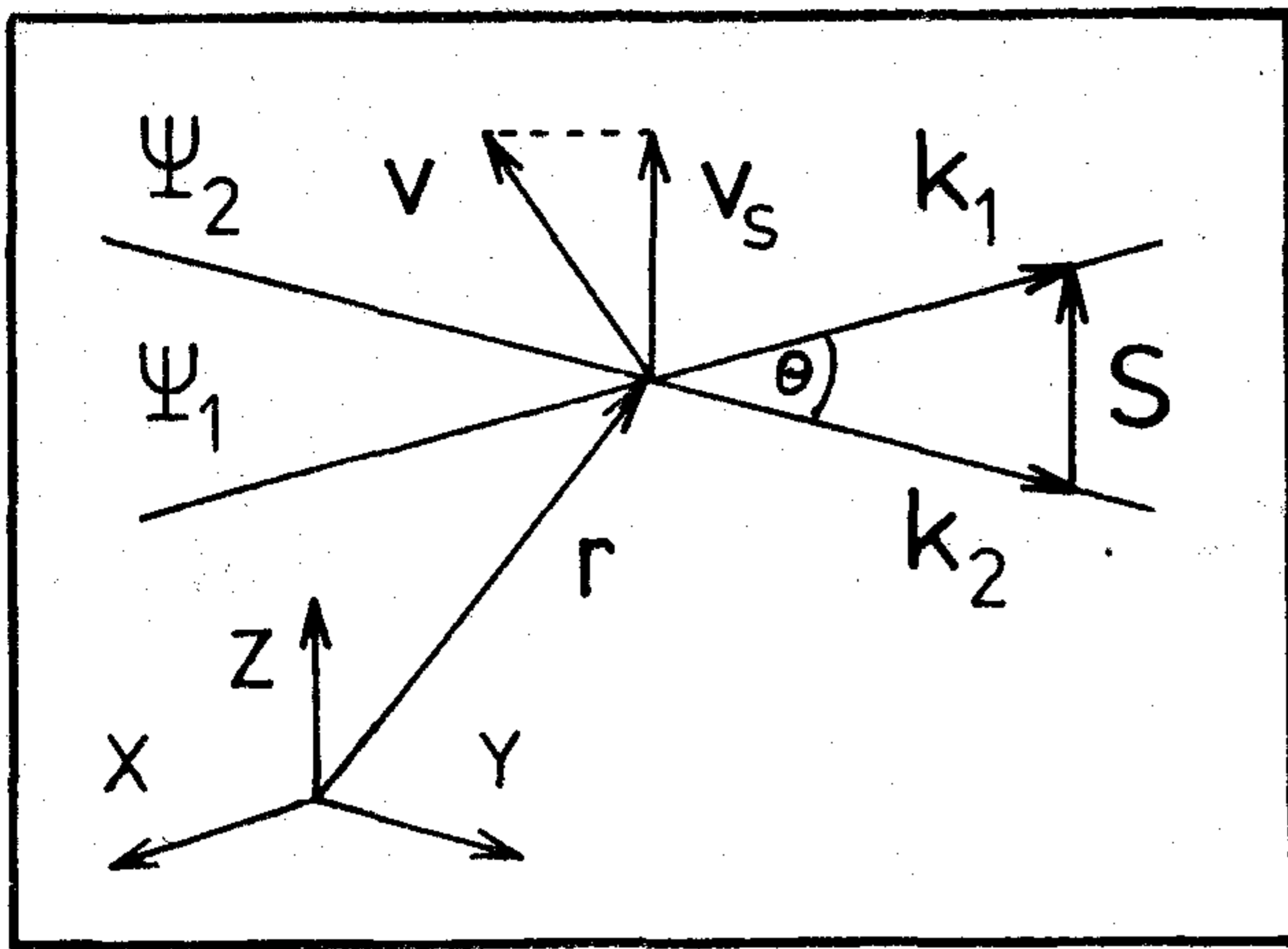


1. ábra. Egy differenciál lézer doppler anemométer elvi optikai elrendezése.

A lézer (L) fénye a nyalábosztón (N) kettévál, majd egy tükör (T) segítségével két párhuzamos sugár kerül a fókuszáló lencsére (F). A mérőtér fogatot a két sugár közös hullámterre (V) alkotja.

talmaz. Egyrészt feltételezzük, hogy a lézer fénye tökéletesen monokromatikus, másrészt a megvilágító sugárnyalábokat a mérőtér fogatban síkhullámoknak tekintjük.

A modell alapja, hogy a két megvilágító sugár találkozásakor a közös hullámterben kialakult egy interferenciacsík-rendszer, amelynek minden pontjához meghatározott intenzitás tartozik. Ha ebben a térfogatban megjelenik egy szórórészecske, akkor annak felületéről szórt fény kerül a detektorra.



H375-2

2. ábra. A differenciál lézer doppler anemométerek működési elvének modellje

Legyen a két megvilágító sugár komplex időfüggvénye:

$$\psi_1 = A_1 \exp\{i(\omega t - \mathbf{k}_1 \mathbf{r})\} \quad (1)$$

$$\psi_2 = A_2 \exp\{i(\omega t - \mathbf{k}_2 \mathbf{r} + \varphi_0)\} \quad (2)$$

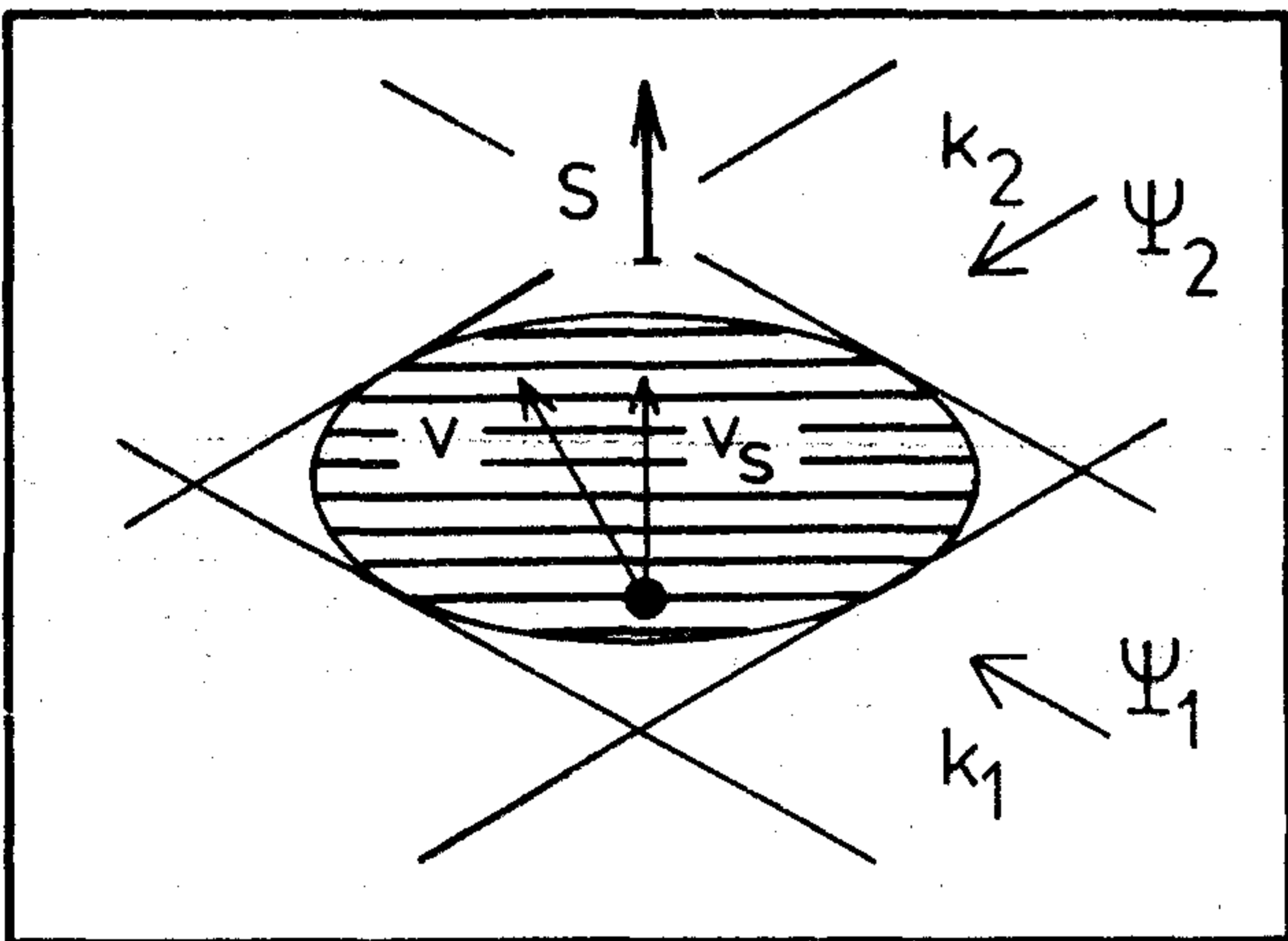
ahol A_1 és A_2 valós értékűek. A két sugár közös hullámterének \mathbf{r} helyvektorú (2. ábra) pontjában az eredő komplex időfüggvény:

$$\psi_E = [A_1 \exp\{-i\mathbf{k}_1 \mathbf{r}\} + A_2 \exp\{-i(\mathbf{k}_2 \mathbf{r} - \varphi_0)\}] \times \exp\{i\omega t\} \quad (3)$$

Az intenzitás ebben a pontban a fenti kifejezés négyzetének időátlagával adható meg:

$$I_E(\mathbf{r}) = A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos(\mathbf{S} \mathbf{r} + \varphi_0) \quad (4)$$

ahol $\mathbf{S} = \mathbf{k}_1 - \mathbf{k}_2$ az adott elrendezés érzékenységi vektora. A (4) kifejezés a térben periodikus intenzitáseloszlást ír le. A szórórészecske felületéről szóródó intenzitás arányos I_E -vel, ezért ha a részecske mozog, akkor a szórás helye állandóan változik, így a részecske által szórt intenzitás is. Tehát a tér bármely pontjában periodikusan



H375-3

3. ábra. A modell szemléletes jelentése. A megvilágító sugarak által létrehozott interferenciacsík-rendszeren áthaladva a részecske periodikusan változó intenzitású fényt szór.

változó intenzitású szórt fényt észlelhető. Az intenzitás változásának pillanatnyi körfrekvenciája a 3. ábrán is követhetően:

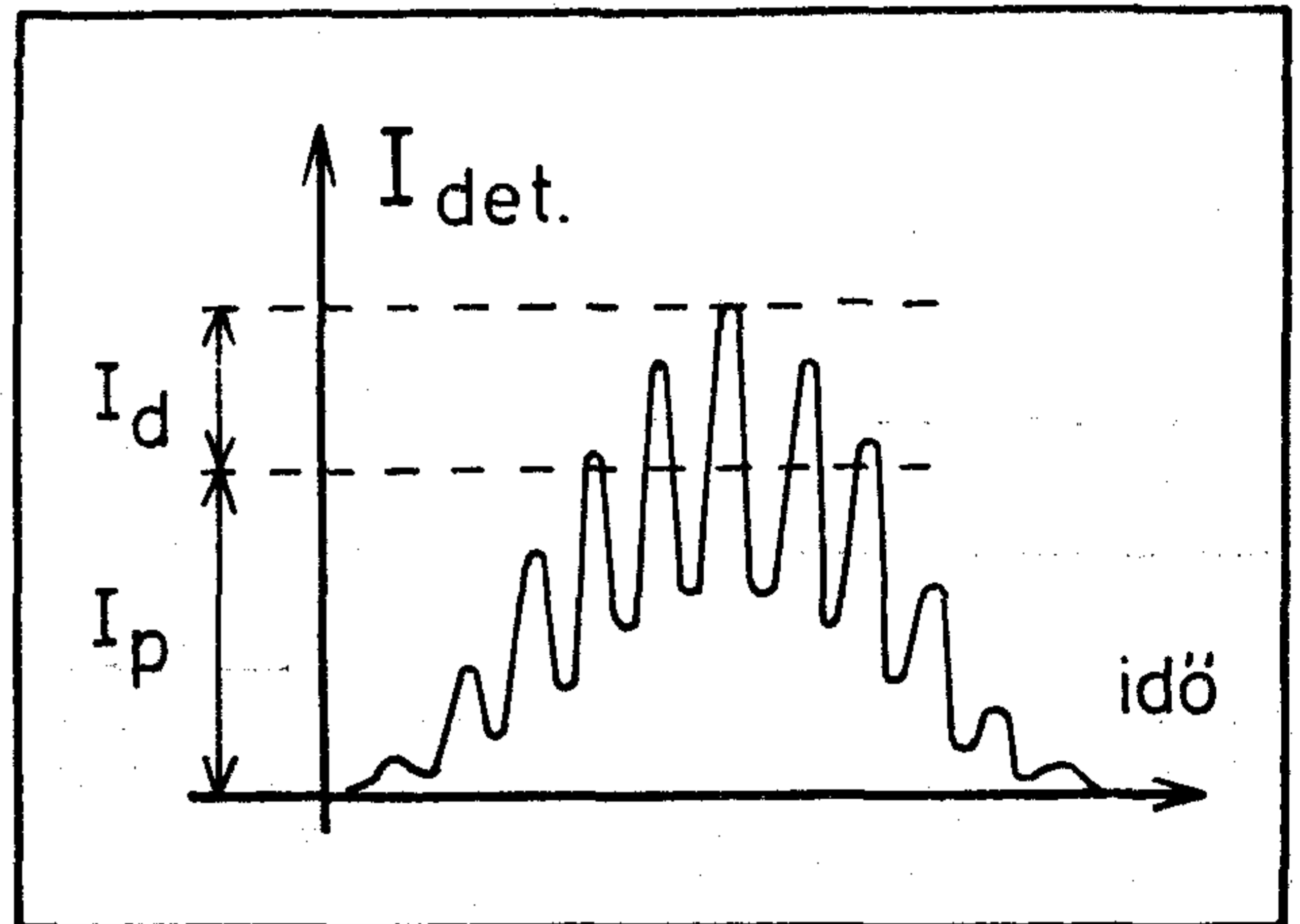
$$\Omega = \mathbf{S} \mathbf{v}; \quad (5)$$

\mathbf{v} a szórórészecske sebességvektora.

Ebből a részecske érzékenységi vektor irányú sebességkomponensének abszolút értéke a 2. ábra geometriai viszonyainak figyelembe vételével a

$$v_s = \lambda f / 2 \sin(\Theta/2) \quad (6)$$

összefüggéssel adható meg, ahol λ a lézer hullámhossza, Θ a megvilágító sugarak közötti szög, f pedig a fotodetektor fényintenzitással arányos kimenőjelének frekvenciája.



H375-4

4. ábra. A detektor kimenőjelének tipikus időfüggvénye egy részecskének a mérőtérfogaton történő áthaladása esetén. A jel modulációs mélységén az I_d/I_p arányt értjük.

A mérőtérfogatbeli interferenciacsíkok láthatóságát, amint az (4)-ből látható az A_1/A_2 arány határozza meg. A gyakorlatban előnyös, ha a láthatóság maximális; ezt $A_1 = A_2$ választással lehet elérni, ekkor a láthatóság egységnyi.

A modellt a gyakorlati tapasztalatokhoz igazítva két szempontból kell kiegészíteni:

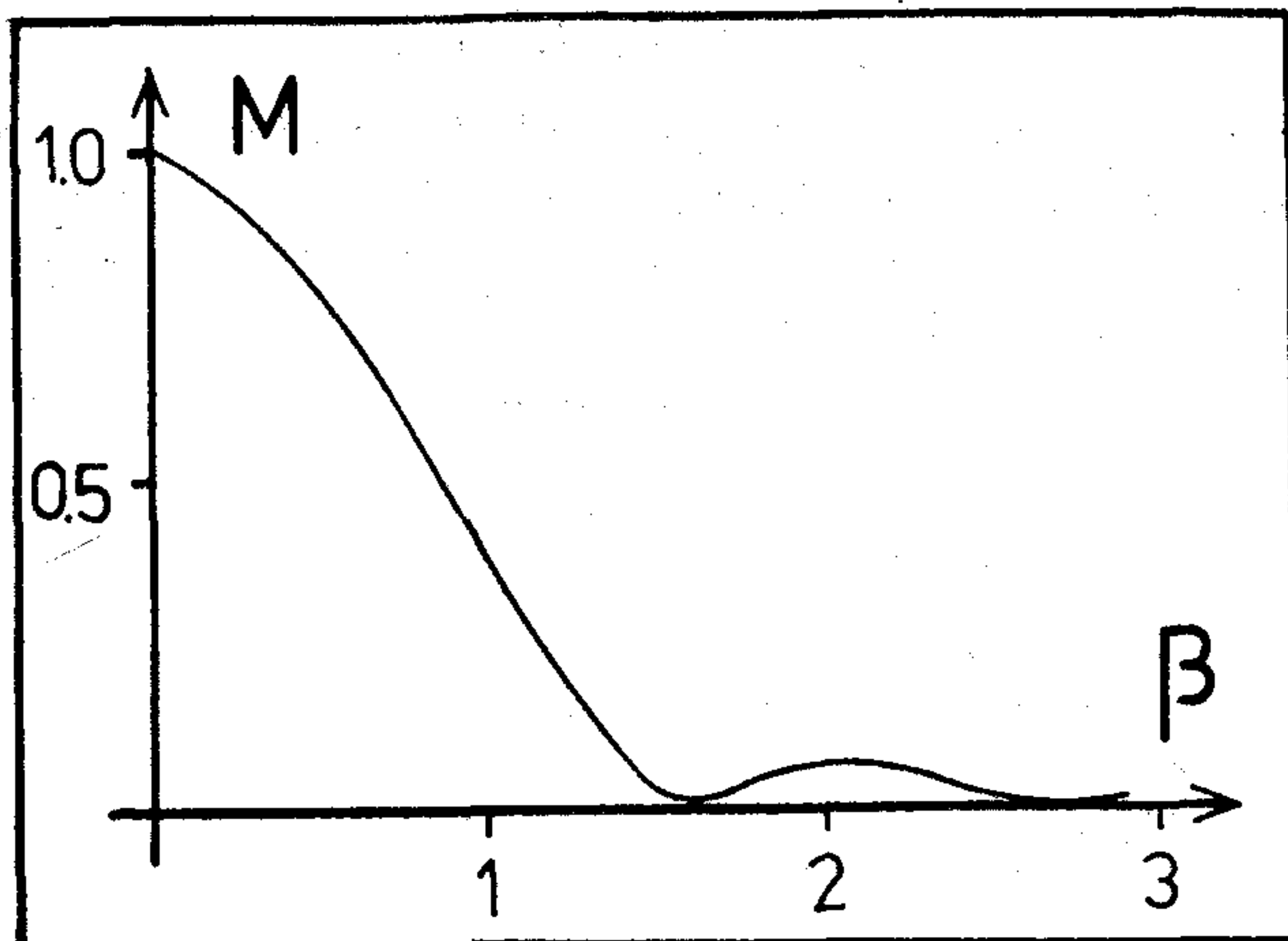
— a mérőtérfogatot az 1. ábrán vázolt módon egy lencsével összefókuszált két sugár közös hullámtere alkotja, mely sugarak külön-külön gaussi intenzitáseloszlásúak, így a mérőtérfogatban az intenzitásmaximumok értéke változik (a szél felé csökken). Emiatt a részecskékről szóródó fény intenzitásának csúcserő nem állandó; (4. ábra).

— a részecskék véges kiterjedése miatt a detektor kimenőjelének modulációs mélysége mindig kisebb, mint amit a mérőtérfogatban megjelenő interferenciacsíkok láthatósága lehetővé tenné. Az 5. ábra a detektált jel modulációs mélységét ábrázolja a részecskék átmérője és a mérőtérfogatban kialakult interferenciacsíkok távolságának arányaként előálló β paraméter függvényében.

* Az eddig tárgyalt szemléletes modell mellett, a mérési módszer elemzésére létezik egy másik modell is, amely a részecske által szórt hullámterek Doppler-effektus okozta frekvenciaeltolódásainak különbségeként írja le a sebességkomponenssel arányos frekvenciájú detektált jelet. Ez a modell az alapja a DLDA elnevezésnek.

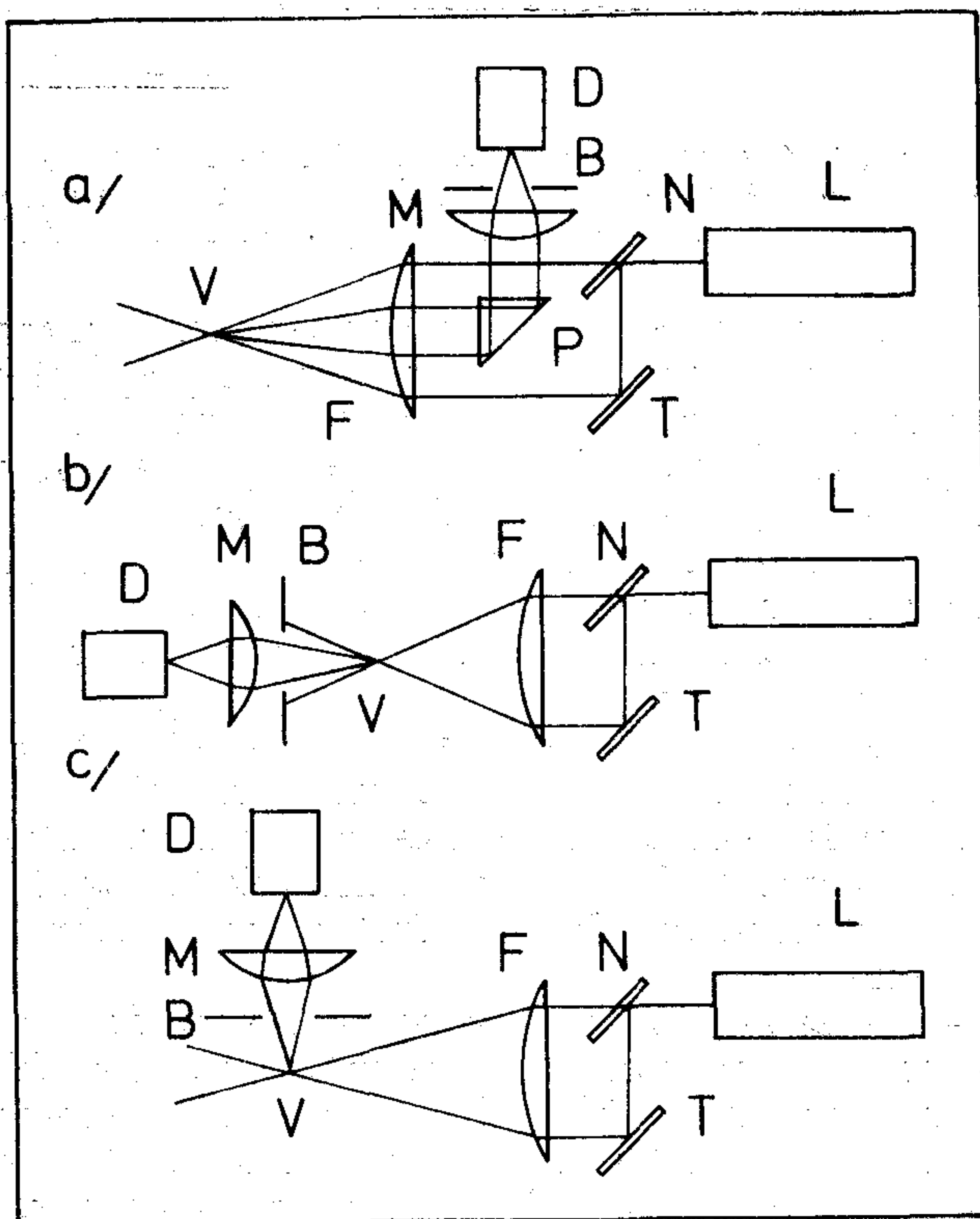
3. Gyakorlati elrendezések, kísérletek

A sebesség kiszámítására vonatkozó (6) képlet levezetésekor nem tettünk kikötést a detektor pozíciójára. Ez azt jelenti, hogy a detektor a tér bármely olyan pontjába kerülhet, ahová szórt fény jut. A cikkben tárgyalt differenciál lézer doppler anemométer típusok gyakorlati megvalósításainak elvi vázlatai a 6. ábrán láthatók. Mindhárom jellegzetes összeállítással végeztünk méréseket; elő-



H375-5

5. ábra. A detektor kimenőjelének modulációs mélysége a β paraméter függvényében. (Gömb alakú részecskék, és a fényhullámhosszhoz képest igen nagy detektor apertúra feltételezésével; [2] alapján.)

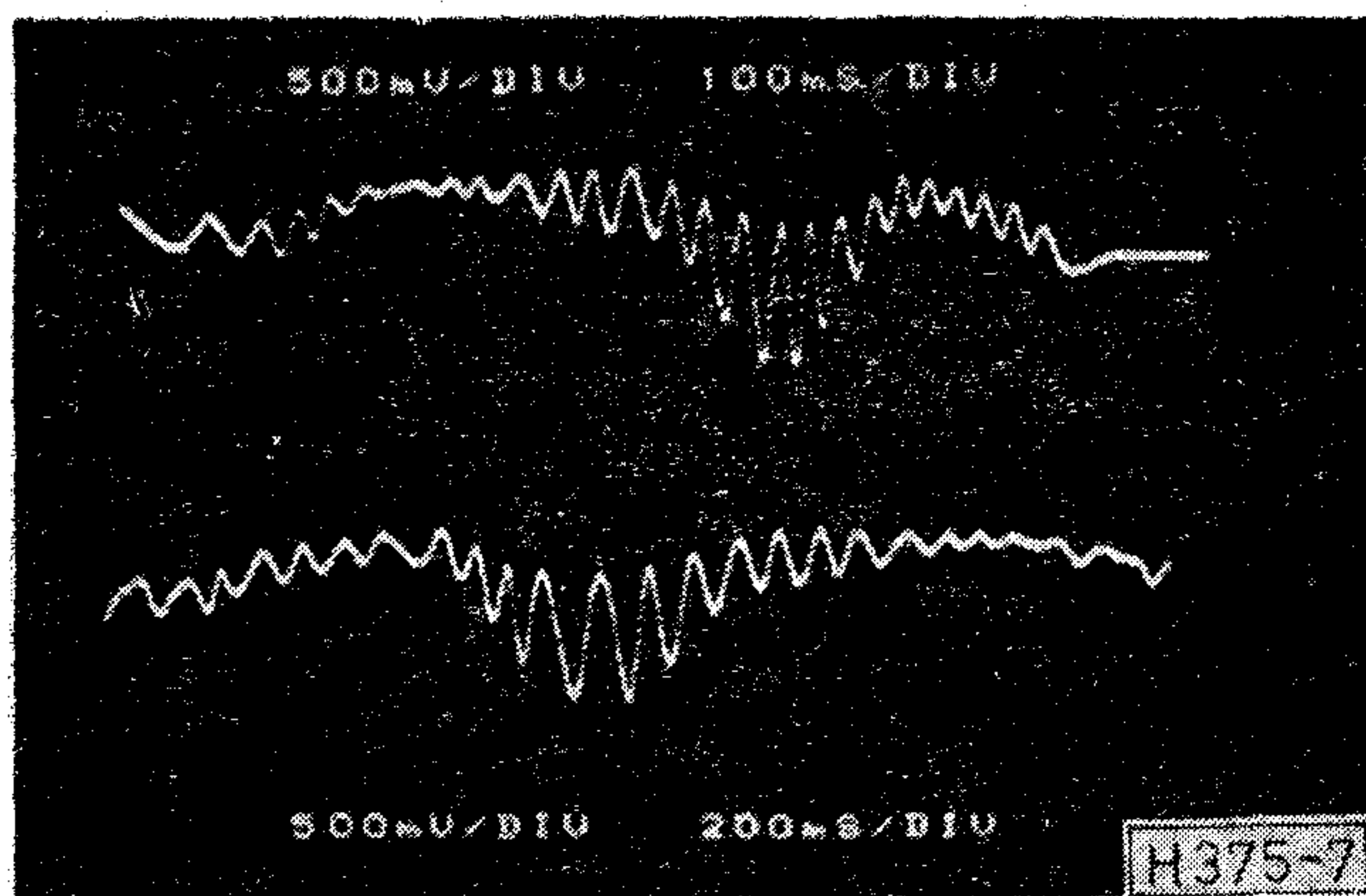


H375-6

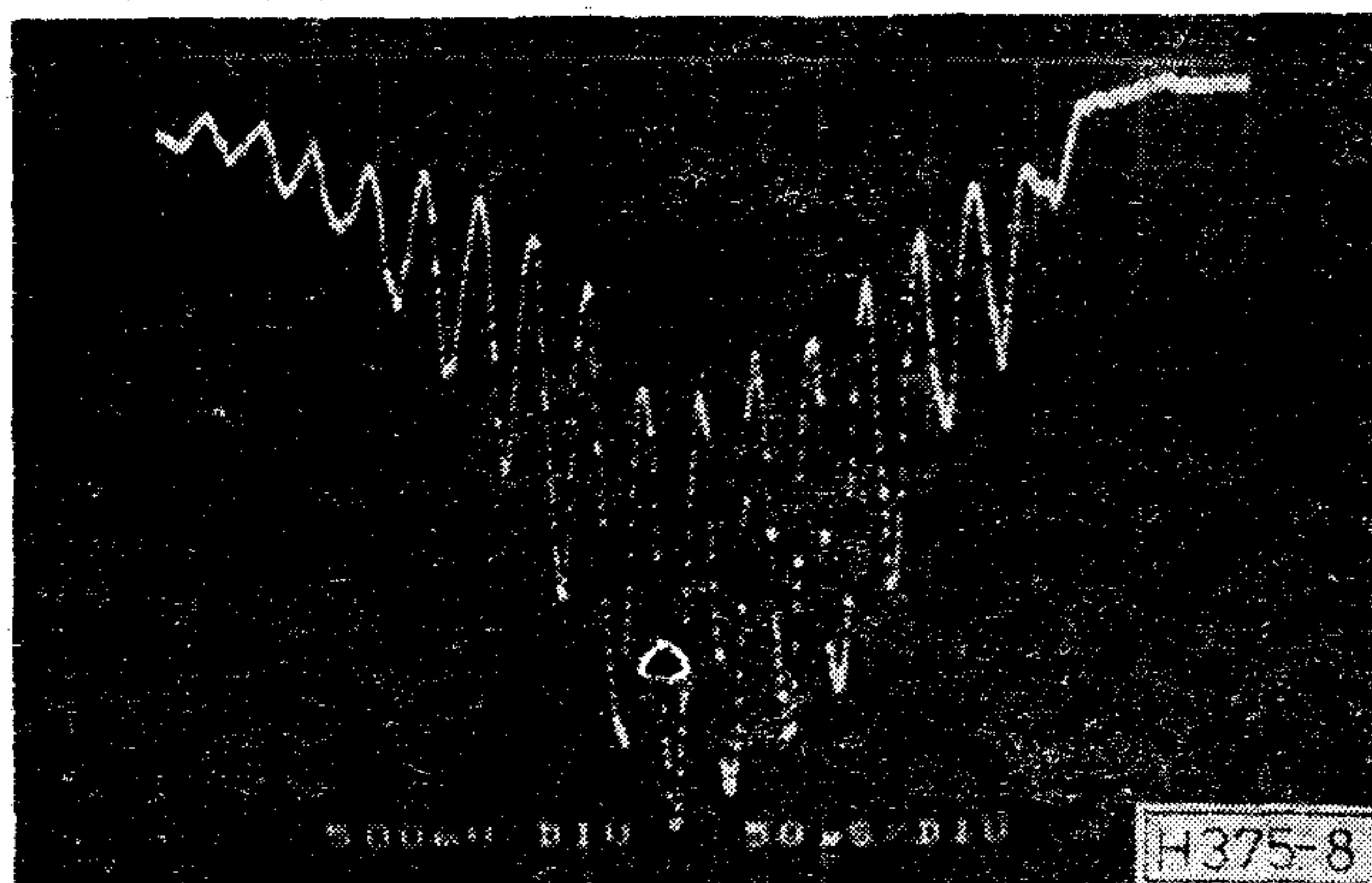
6. ábra. A kísérletek során alkalmazott differenciál lézer doppler anemométer típusok:

a) hátraszórásos, b) előreszórásos, c) oldalaszórásos összeállítás

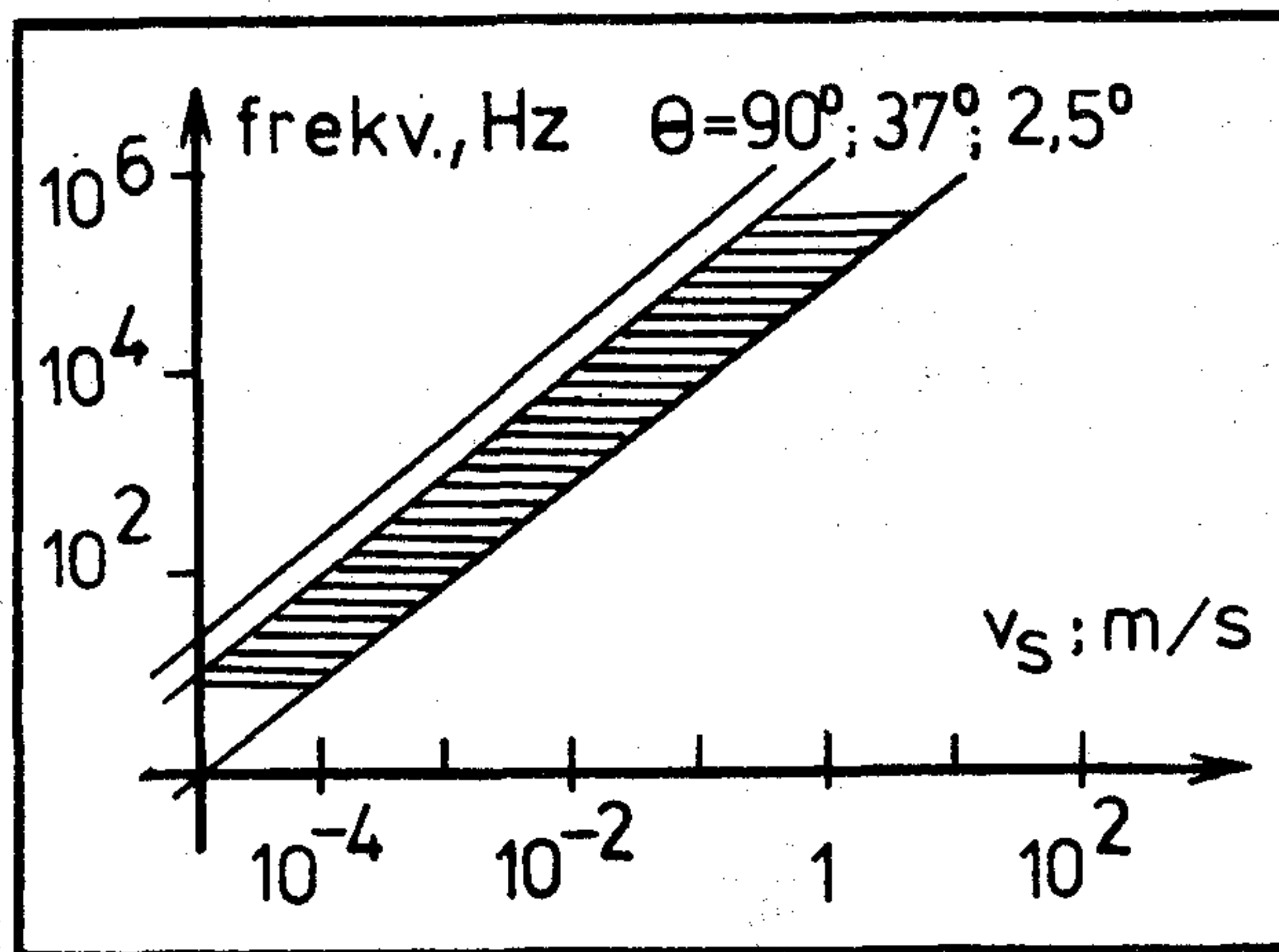
L: lézer, N: nyalábosztó, T: tükör, F: fókuszáló lencse, B: blende, M: megfigyelő optika, D: detektor.



7. ábra. Diffúz felületű alumínium lemez translációs mozgásának vizsgálatakor kapott jelek; a test sebessége a mm/sec nagyságrendbe esett.



8. ábra. Folyadékban áramló festékrészecskéről kapott Doppler-jel (a mérésnél fotoelektronsokszorozót használtunk, ezért az intenzitás a fényképeken negatív irányban növekszik.)



H375-9

9. ábra. A detektált jel frekvenciája a sebesség és a megvilágító sugarak közötti szög függvényében. A vonalkázott terület azt a tartományt jelzi, ahol méréseket végeztünk.

ször nagyméretű, szilárd felületű testek (diffúz üveg- illetve alumínium lemez) sebességét határoztuk meg; (7. ábra). Ezen kísérletek célja az volt, hogy az optikai módszer mellett a tárgy sebességét más módon is megmérve meggyőződhetünk az optikai mérés megbízhatóságáról, és így később elfogadhatunk olyan mérési eredményeket, amelyek már más módon nem ellenőrizhetők.

A további kísérletek során folyadékban lebegő szórórészecskék sebességét mértük, szintén a 6. ábrán vázolt elrendezésekkel, azzal a módosítással, hogy a tárgy helyére egy vízzel töltött küvetát tettünk, és abba különböző szórórészecskéket juttattunk. A kísérletek alapján az oldalraszórásos elrendezés (6. ábra, c) látszott legalkalmasabbnak, ugyanis itt a megfigyelő optika által kiválasztott térrész sokkal kisebb lehet a megvilágító sugarak közös hullámterénél. Ez azért előnyös, mert az alkalmazott szórórészecske-koncentráció mellett csak így lehetett biztosítani, hogy átlagosan ne tartózkodjon egy részecskénél több a megfigyelt térrészben. (Ez teszi lehetővé, hogy a 4. ábrán vázolt jelalakú jeleket kapjuk. (Ezzel az elrendezés típusal számos modellmérést végeztünk (pl. lamináris áramlás, hengersizmetrikus áramlási tér stb.). A 8. ábrán egy folyadékban lebegő szórórészecskéről kapott Doppler-jel látható.

Az általunk végzett kísérleteknél a mért sebesség tartomány, amint az a 9. ábrán is látható, 0,1 mm/sec és 5 m/sec közé esett.

Az eddigi kísérleteket általános célú optikai eszközökkel végeztük. Emiatt sok esetben az elrendezések túlságosan bonyolultakká, vagy nagy méretűekké váltak, ami azok stabilitását rontotta. A mérési módszerrel kapcsolatban azonban sikerült olyan szintű tapasztalatokat gyűjteni, melyekre alapozva célműszer fejlesztésére vállalkozni lehet.

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] Donkó Z.—Walter G.: Lézer doppler anemometria, TDK dolgozat, BME. 1985.
 [2] Donkó Z.: Differenciál lézer doppler anemometria, TDK dolgozat, BME. 1986.

Beszámoló a FÓRUM '87-ről

A TELECOM'87 Világkiállítással párhuzamosan megrendezték a FÓRUM'87 5. Világ Hírközlési Fórumot is.

A FÓRUM'87 második része a Műszaki Szimpózium volt az alábbi jelmonddal: „Hírközlési szolgálatok a világ népei részére”.

A FÓRUM második részében 110 előadás hangzott el, 19 szekcióban. (Lásd melléklet.)

Az érdeklődés növekedését mutatja, hogy 1983-ban 400 előadást küldtek be, ezzel szemben 1987-ben 600 javaslatból választotta ki a Műszaki Programbizottság az elhangzott előadásokat.

Hazánk elismerését jelenti, hogy Dr. Lajtha György tagja volt a Műszaki Program Bizottságnak és a IV. 5. szekció elnöki tisztét is betöltötte.

A FÓRUM keretében 1987. október 23-án a II. 1. szekció ülésén Horváth Imre megtartotta előadását, amelyet Nemesics Elekkel közösen készített az alábbi címen:

„Digitális alközpontok felhasználása kábel TV hálózatokon, mint az ISDN egy megközelítése.”

Az előadás nagy érdeklődést váltott ki. Több kérdés hangzott el a módszer megközelítésének mindkét eleme iránt (kábel TV, digitális alközpontok).

Elképzelésünk alátámasztásául szolgál, hogy a Műszaki Szimpózium keretében elhangzott hasonló és lényegében gondolatainkra alapozott más előadás is.

Az előadás vitájában megmutatkozó nemzetközi fogadtatás nemcsak magát az előadást, hanem a mögötte rejlő gondolatokat is elfogadta és megfontolásra alkalmasnak tartotta.

Jóllehet szóbeli előadás nem hangzott el, de a FÓRUM kiadványában ugyancsak szerepel Horváth Pál (Magyar Posta) „Nem beszéd szolgálatok és a fejlődés” c. előadása.

Végig hallgatva a Fórum előadásait, egyértelművé vált az a tény, hogy az ISDN, a jövő hálózatfejlesztése, az üzenetfeldolgozás, az optikai technológia, a mobil rádió szolgálatok egyaránt a felhasználók érdeklődésének központjában állnak. Ezen technológiák ma már nem jövőbeni elképzeléseket, hanem konkrét megvalósításokat tartalmaznak.

melléklet

I. ülés	Megnyitó plenáris ülés
II. 1. ülés	Jelenlegi és jövőbeni hálózatok (itt volt a miénk)
II. 2. ülés	Új hírközlő szolgálatok — szövegtől a széles sávig
II. 4. ülés	Digitális hálózatok
II. 5. ülés	Technológiai K + F. Hol tartunk?
III. 1. ülés	Rurál és rádió hálózatok
III. 2. ülés	Új hírközlő szolgálatok — különböző irodai szolgálatok
III. 3. ülés	Optimális rendszerek és szoftver — a haladás két pillére
III. 4. ülés	Plenáris ülés
IV. 1. ülés	Progresszív hálózatfejlesztés
IV. 2. ülés	A felhasználó a középpontban — üzemvitel és irányítás
IV. 3. ülés	Rádiózás
IV. 4. ülés	Hálózatok — optikai és műholdas átvitel
IV. 5. ülés	A felhasználó a középpontban — a szolgálat minősége
IV. 6. ülés	Technológiai hasznosítás — néhány problémás terület
V. 1. ülés	ISDN I
V. 2. ülés	Mobil rádió
V. 3. ülés	ISDN II
V. 4. ülés	Cellás rendszerek

Horváth Imre

Digitális jelfeldolgozó programcsomag ismertetése

FÖLDVÁRINÉ OROSZ JULIANNA
Távközlési Kutatóintézet

ÖSSZEFOGLALÁS

A digitális jelfeldolgozás kérdéseinek széles spektrumát felölelő, TPA 1140 számítógépen működő programcsomagot ismertetünk.

Bevezetés

Az elmúlt tizenöt évben a digitális jelfeldolgozás különösen dinamikus fejlődött. Az integrált áramkört technológiában és a processzorok felépítésében bekövetkezett fejlődés megnövelte azoknak a területeknek a számát, amelyekben a digitális jelfeldolgozás eredményei sikeresen alkalmazhatók. A jelfeldolgozás alapvető módszereinek és algoritmusainak fejlesztése a jelfeldolgozó rendszerek hatékonyságát jelentősen növelte [2].

A digitális jelfeldolgozás fejlődésének lényeges vetülete olyan algoritmusok és számítógép-programok megalkotása, amelyek a jelek feldolgozását és a jelfeldolgozó szűrők és rendszerek tervezését végzik. E cikk bemutat egy programcsomagot, amely a digitális jelfeldolgozás széles spektrumát öleli fel. A programok az IEEE Acoustics, Speech and Signal Processing Society Digital Signal Processing Committee vezetésével különböző kutatóhelyeken készültek és egységes követelményeket elégítenek ki. Részletes leírásuk a Programs for Digital Signal Processing című könyvben jelent meg [1].

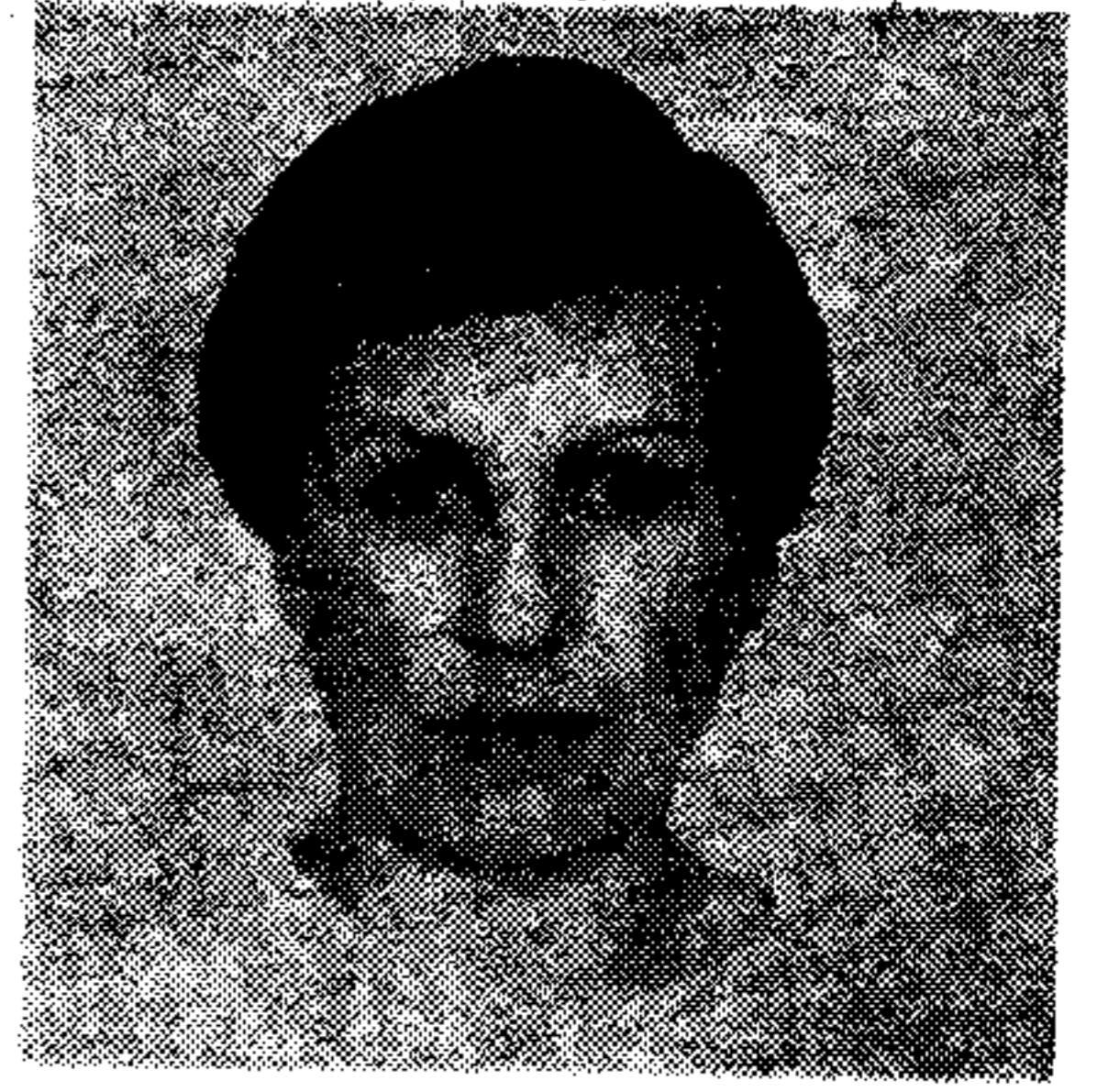
A Távközlési Kutatóintézetben elkészítettük e programcsomagnak a TPA 1140 számítógépen FORTRAN nyelven működő változatát. Valamennyi program egyszerű adatbevitelt tesz lehetővé, mert a képernyőn megkérdezi a bemenő adatokat. Nagy adathalmazok beolvasására és a kisebb módosításokkal megismételt futtatások megkönnyítésére előkészíthetjük és mágneslemezen tárolhatjuk az adatokat. A kért eredmények a képernyőn vagy a sornymaton jelennek meg vagy mágneslemezen tárolhatók [14].

E cikkben felvázoljuk azokat a feladatokat, amelyek a programcsomag segítségével megoldhatóak. Néhány mondatban ismertetjük a programok funkcióját, lényeges jellemzőit.

A programok ismertetése

A FOUREA nevű program N pontból álló komplex számsorozat diszkrét Fourier-transzformáltját vagy inverz transzformáltját számolja ki az alábbi definíció alapján:

Beérkezett: 1987. V. 10. (□)



FÖLDVÁRINÉ
OROSZ JULIANNA

1977-ben szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen. Munkáját a Távközlési Kutatóintézetben kezdte, ahol elektronikus

eszközök modellezésével foglalkozott. 1982-től 1985-ig az MTA SZTA-KI-ban ösztöndíjas aspiráns volt. 1985 óta a TKI munkatársa. Az analóg és digitális jelfeldolgozás kérdéseivel foglalkozik. Pollák—Virág-díjas.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} nk\right)$$
$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{N} nk\right)$$
$$n = 0, 1, \dots, N-1$$

N^2 hatványa kell, hogy legyen, $N \leq 2048$. A program a Cooley—Tukey algoritmus alapján dolgozik. Először átrendezi a bemeneti komplex számsorozatot, majd $\log_2 N$ lépésben a „pillangókat” számolja ki.

A következő három program valós vagy komplex számsorozatok 2—4—8 radixú diszkrét Fourier-transzformáltját és inverz transzformáltját számolja ki. Előnyük az, hogy igen gyorsak, ezért azonban a programok bonyolultságával és memória-igényük növekedésével kell fizetnünk. Mindhárom program esetén a pontok száma $N \leq 1024$. A FAST program valós bemenő adatsorozat 4—2 radixú diszkrét Fourier-transzformáltját és az inverz transzformáltat számolja ki a Cooley—Tukey algoritmus alapján. N pont esetén csak $N/2 + 1$ komplex DFT-értéket kell kiszámolni és tárolni, hiszen a bemeneti sorozat valós és $X(k)$ szimmetrikus, azaz $X(N-k) = X^*(k)$ $k = 0, 1, \dots, N/2$. A * komplex konjugáltat jelöl.

Az FFA program ugyancsak valós bemenő adatsorozat 8—4—2 radixú DFT-jét és szimmetrikus komplex adatsorozat 8—4—2 radixú IDFT-jét (a kimenet valós) számolja.

Az FFT842 program komplex adatsorozatok 8—4—2 radixú DFT—IDFT-jét számolja a Cooley—Tukey algoritmus alapján.

Az FFTSUBS nevű program speciális tulajdonságú számsorozatok DFT-jét és IDFT-jét számolja ki. A speciális tulajdonságok a következők:

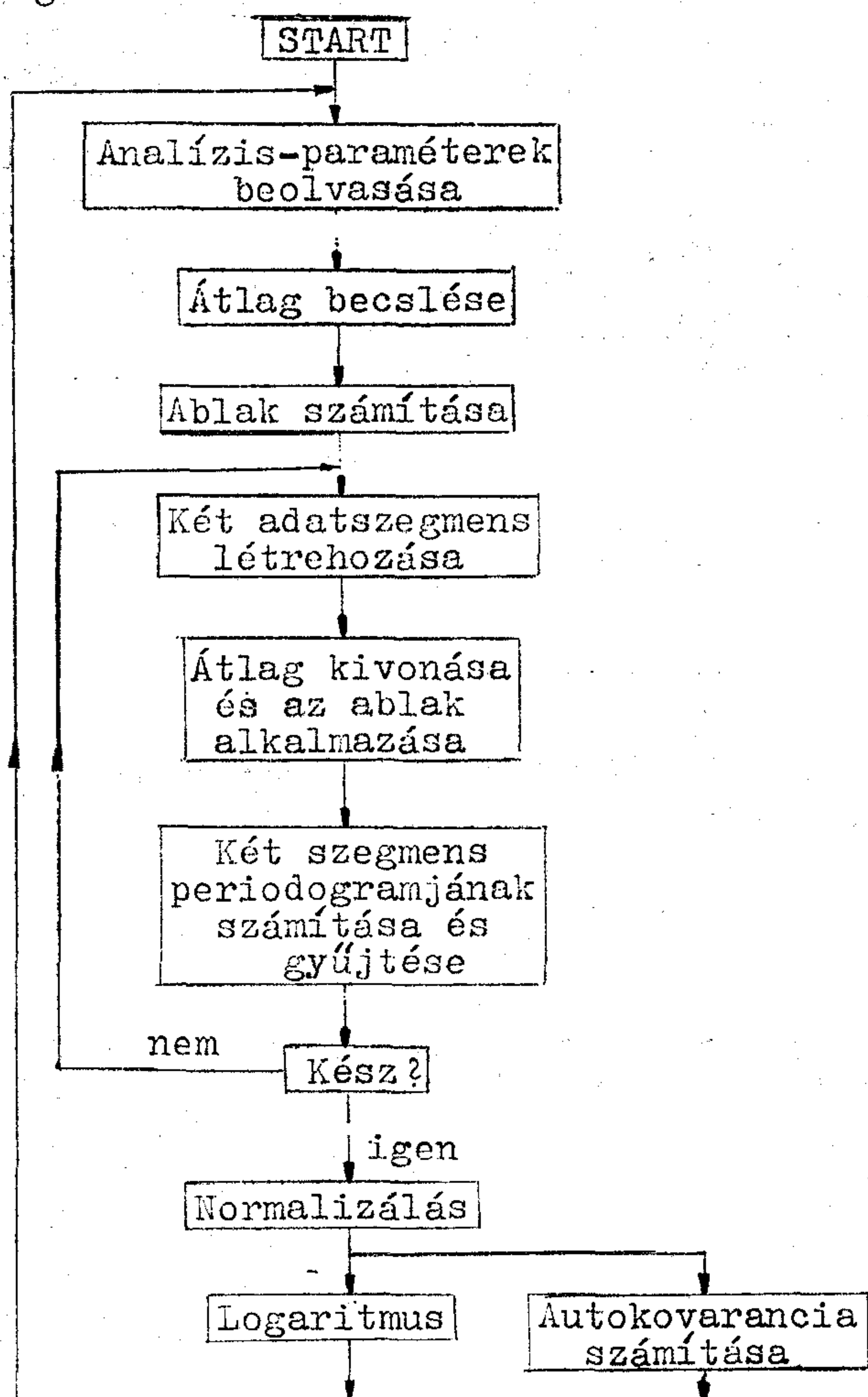
- szimmetrikus valós sorozatok,
- antiszimmetrikus, valós sorozatok,
- valós, csak páratlan harmonikusokat tartalmazó sorozatok,

- valós, szimmetrikus, csak páratlan harmonikusokat tartalmazó sorozatok,
- valós, antiszimmetrikus, csak páratlan harmonikusokat tartalmazó sorozatok.

E sorozatok Fourier-transzformáltját az [1] irodalom részletesen elemzi. A sorozatok hossza legfeljebb 1024 pont lehet.

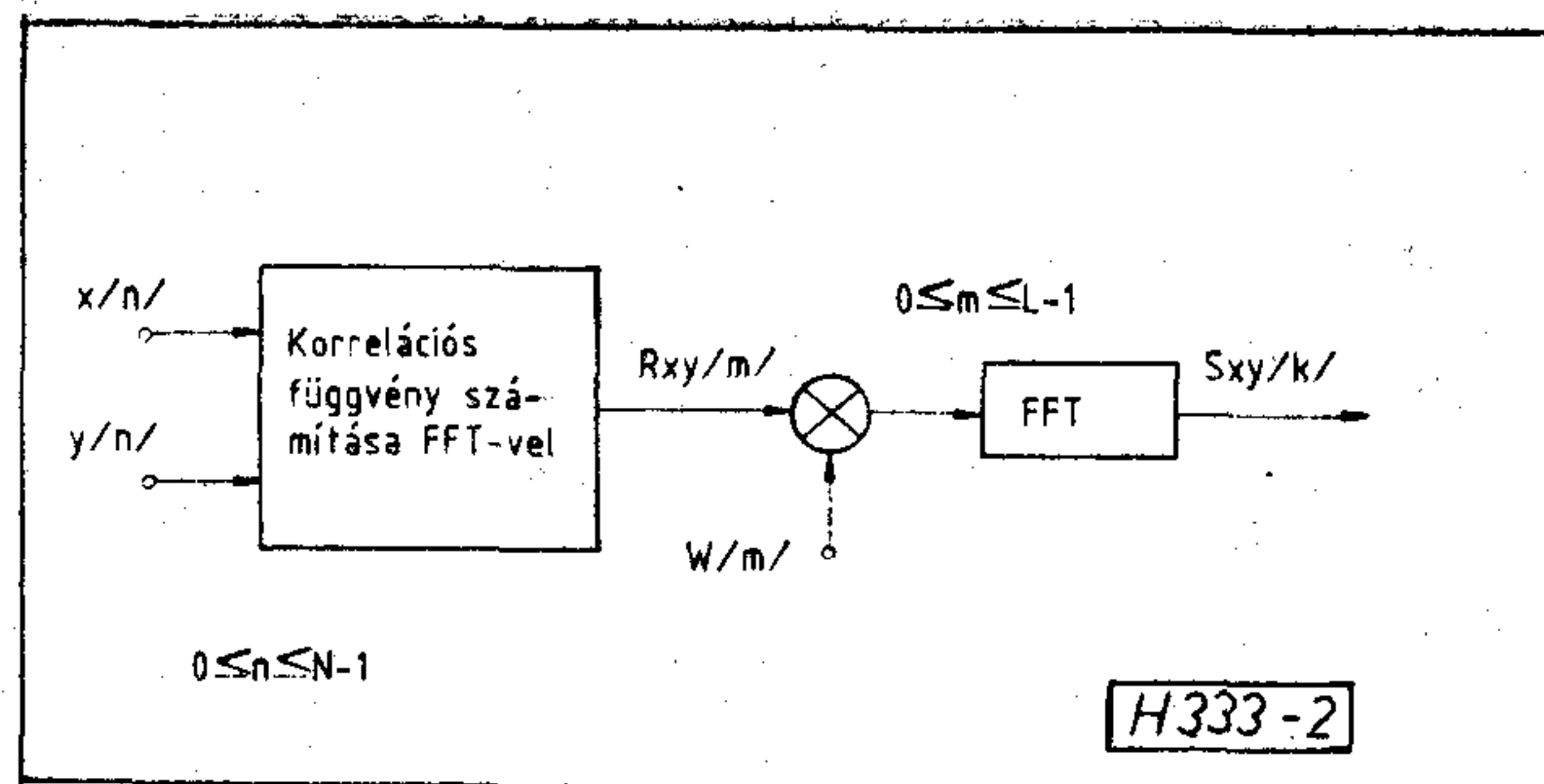
A felsorolt szimmetria-tulajdonságok gyakran előfordulnak. Az autokorrelációs függvény például mindig valós és páros. Bizonyos típusú Csebisev-approximációkban csak páratlan harmonikusokat tartalmazó cosinus-sorozatok fordulnak elő, s csak páratlan harmonikusokat tartalmazó sinus-sorozatok pedig igen hasznosak olyan lineáris parciális differenciálegyenletek megoldásában, amelyek határfeltételei zérus értéket kívánnak az egyik oldalon, zérus deriváltakat a másikon.

Az eddig ismertett DFT-algoritmusokban az adatsorozatok hossza 2 hatványa kell, hogy legyen. A vegyes radixú FFT-program, MXFFT futtatásakor az adatsorozatok hossza a 2-től eltérő prímtényezőket is tartalmazhat. E program másik előnye az, hogy könnyen és hatékonyan alkalmazható többdimenziós komplex és valós transzformációkban. A TPA-gépen futó változattal legfeljebb három dimenziós transzformáció végezhető el.



H333-1

1. ábra. A PMPSE-program blokkvázlata



2. ábra. A CMPSE-program blokkvázlata

A CHIRPZ program egy számsorozat z-transzformáltját határozza meg a z-sík bármely pontjából induló kör vagy spirál alakú kontúr mentén. Az [1] referenciában publikált chirp z-transzformációs algoritmus bizonyos értelemben a diszkrét Fourier-transzformáció általánosítása. A DFT-t úgy is értelmezhetjük, mint az egységkör N darab egyenletesen elosztott pontjában végzett z-transzformációt. A chirp z-transzformáció pedig tetszőleges, z-síkbeli spirál mentén egyenletesen elhelyezkedő, tetszőleges számú pont z-transzformáltját adja. E transzformáció diszkrét jelek általánosított spektrum-analízisét végzi és ugyanaz a szerepe diszkrét jelekre, mint a Laplace-transzformációnak folytonos jelekre. A bemeneti $x(n)$ jel ($0 \leq n \leq N-1$) z transzformáltja a $z = AW^a$ kontúr mentén a $z_k = AW^k$ ($k=0,1,\dots, M-1$) pontokban

$$X(z_k) = X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) A^{-n} W^{nk}$$

A CHIRPZ program a diszkrét konvolúciót alkalmazva hatékony algoritmussal számolja ki e transzformáltat.

A WFFT nevű program N adatból álló számsorozatok diszkrét Fourier-transzformáltját számolja ki, ahol N a 2, 3, 4, 5, 7, 8, 9, 16 halmazból választott relatív prímekek szorzata, de legfeljebb 630 lehet. A program a Winograd-algoritmus alkalmazása általános N esetre. Ez az algoritmus az FFT-től különbözik. Ha a bemenő adatsorozat hossza 2 hatványa, akkor valamelyik FFT-t használó programot kell futtatni, ha N más prímtényezőket is tartalmaz, akkor a WFFT program esetleg 40%-kal gyorsabb, mint a vegyes radixú DFT-t számoló MXFFT. Nem lehet azonban általános összehasonlítást adni e programokra, mindig a feladat és a rendelkezésre álló táblázatok alapján kell eldönteni, hogy melyiket használjuk. A WFFT memóriaigénye nagyobb, mint az FFT-programoké.

A hatékony, 4-es radixú Fourier-transzformációt végző R4FFT program szélsőséges példája a gyorsaság érdekében hozott memória-áldozatnak.

A program L. R. Morris autogén technikájával készült, amelynek ismertetése a [13] irodalomban található. A program igen hatékony, ha azonos pontszámmal több transzformációt végzünk. Ilyen problémák merülnek fel például a beszédanalízisben és -szintézisben.

A következő néhány program a nagy sebességű konvolúciós, korrelációs algoritmusokat és a spektrumanalízis algoritmusait dolgozza fel. Az első program (PMPSE) a jelek teljesítmény-spektrumát becsüli a módosított periodogram-módszerrel [3, 4]. A számítások során először az adatokat olvassa be (az FFT hossza, az ablak típusa, hossza, a felhasználható minták maximális száma, a mintavételi frekvencia), majd az adatsorozat átlagát számolja ki. Erre azért van szükség, hogy a spektrum kis frekvenciás részét ne nyomjuk el. Ezután a módosított periodogramokat számolja a program úgy, hogy a bemenő jelet egymást átfedő szegmensekre osztja, e szegmensekre alkalmazza a kívánt típusú (háromszög, Hamming) ablakozást, elvégzi szegmensenként a gyors Fourier-transzformációt, végül a módosított periodogramokat átlagolja a normalizált frekvenciasorozatra. Említésre méltó sajátossága a programnak, hogy két periodogramot számol egyszerre az időtartománybeli két valós jelszegmenst egy sorozat valós és képzetes részének tekintve. Így két periodogramot számol egy FFT végrehajtásakor. Az utolsó lépés a normalizálás. A bemenő jel autokovarianciája is becsülhető a teljesítményspektrum inverz Fourier-transzformáltjával. Az így kapott autokovariancia a valódinak torzítása, mivel nem a teljesítményspektrumból, hanem annak mintavett változatából számolja a program. A PMPSE program blokkvázlata az 1. ábrán látható.

A CMPSE program az FFT-technika felhasználásával meghatározza egy jel autokorrelációs függvényét vagy két jel keresztkorrelációját. Becsüli a jel teljesítményspektrumát is az ablakozott korrelációs függvény diszkrét Fourier-transzformáltjának számításával. A program a Rader által [5]-ben publikált módszert alkalmazza, amelynek blokkvázlata a 2. ábrán látható.

$$R_{xy}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-m} (x(n) - \bar{x})(y(n+m) - \bar{y})$$

$$0 \leq m \leq L-1$$

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n), \quad \bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n)$$

A program lehetővé teszi, hogy a bemenő jelek átlagát kivonjuk a jelekből, ekkor a kovarianciafüggvényt számolhatjuk. Ha az átlagokat nem vonjuk ki, akkor a korrelációs függvényt becsüljük.

A CCSE program valós számsorozatok másodrendű statisztikai függvényeit becsüli, például a teljesítménysűrűség-spektrumot, a koherenciafüggvényt és az általánosított keresztkorrelációs függvényt. E számítások különösen a radartechnikában és a digitális jelfeldolgozás víz alatti alkalmazásaiban fontosak. Az algoritmus az átlagoló gyors Fourier-transzformációt használja. A fent felsorolt függvények becsülését négy lépésben végzi. Először a két digitális jelet N darab P pontból álló szegmensre osztja. A második lépésben valamennyi szegmenst egy simító függvényvel megszorozza.

A harmadik lépés a súlyozott, P pontból álló sorozatok z -transzformáltjának előállítását. Végül a program a Fourier-együtthatókból becsülést végez a teljesítménysűrűség-spektrumra úgy, hogy átlagolja az N darab szegmensre külön-külön kiszámolt teljesítménysűrűség-értékeket.

A FASTFILT program diszken tárolt nagymennyiségű adat szűrésére készült. Az adatokat blokkonként olvassa be, szűri, majd egy másik file-ban tárolja az eredményeket. A szűrés a jól ismert átlapoló-összegző módszeren alapul [6, 7]. A szűrő megadható terminálról és diszk-file-ről egyaránt.

A lineáris predikció a beszédanalízis egyik legsebésebb körben használt technikája, amely a beszédjelek egyszerű és hatékony leírása néhány lassan változó paraméterrel. E paraméterek igen hasznosak a beszédkódolásban, a beszédfelismerésben, a beszédszintézisben és a beszélő azonosításában. Az utóbbi években a lineáris predikcióra számos módszert dolgoztak ki, amelyek figyelembe veszik a beszédjelek nemstacionárius jellegét. Nemstacionárius jeleket rövid idejű analízissel [8] lehet vizsgálni, amely a jelet olyan rövid szakaszokra osztja, amelyek alatt az megközelítően stacionárius. A különböző lineáris predikciós analízismódszerek abban különböznek egymástól, hogy az analízis intervallumán kívül milyenek tekintik a jelet a prediktor-együtthatók meghatározásakor.

Az LPC jelű program a lineáris predikcióanalízis autokorreláció- és kovariancia-módszerét mutatja be. A módszert vázlatosan ismertetjük, részletes leírása a [9] irodalomban található. Adott $\{X(0), X(1), \dots, X(N-1)\}$ adatsorozat és M egész szám esetén találjunk olyan $\{a_1, a_2, \dots, a_M\}$ együtthatókat, amelyekkel az

$$\alpha = \sum_{n=n_0}^{n_1} [x(n) + \sum_{k=1}^M a_k x(n-k)]^2 \quad 7$$

összeg minimális. A minimalizálást a

$$\sum_{i=1}^M a_i c_{ik} = -c_{0k} \quad k=1, 2, \dots, M$$

$$c_{ik} = \sum_{n=n_0}^{n_1} x(n-i)x(n-k)$$

egyenlet megoldásával végezzük. A kovarianciamódszerben az n_0 és n_1 határokat úgy választjuk, hogy a $0 \leq n \leq N$ tartományon kívül eső $X(n)$ adatpontokra ne legyen szükség a fenti egyenlet értékelésekor, azaz $n_0 = M$, $n_1 = N-1$. Ebben az esetben a $\{C_{ik}\}$ együtthatóhalmaz szimmetrikus, pozitív szemidefinit mátrixot alkot. Ez a mátrix szingulárisává válik, ha az $\{x(n)\}$ sorozat M -edrendű vagy annál alacsonyabb rendű lineáris, homogén differenciálegyenletet elégít ki. Az autokorrelációs módszerben az adatsorozatot úgy tekintjük, hogy $x(n) = 0$ ha $n < 0$ és $n > N-1$. Ebben az esetben $n_0 = -\infty$ és $n_1 = +\infty$. A $\{C_{ik}\}$ halmaz szimmetrikus

pozitív Toep'itz-mátrixot alkot és elemei a következőképpen fejezhetők ki:

$$c_{ik} = r(|i - k|)$$

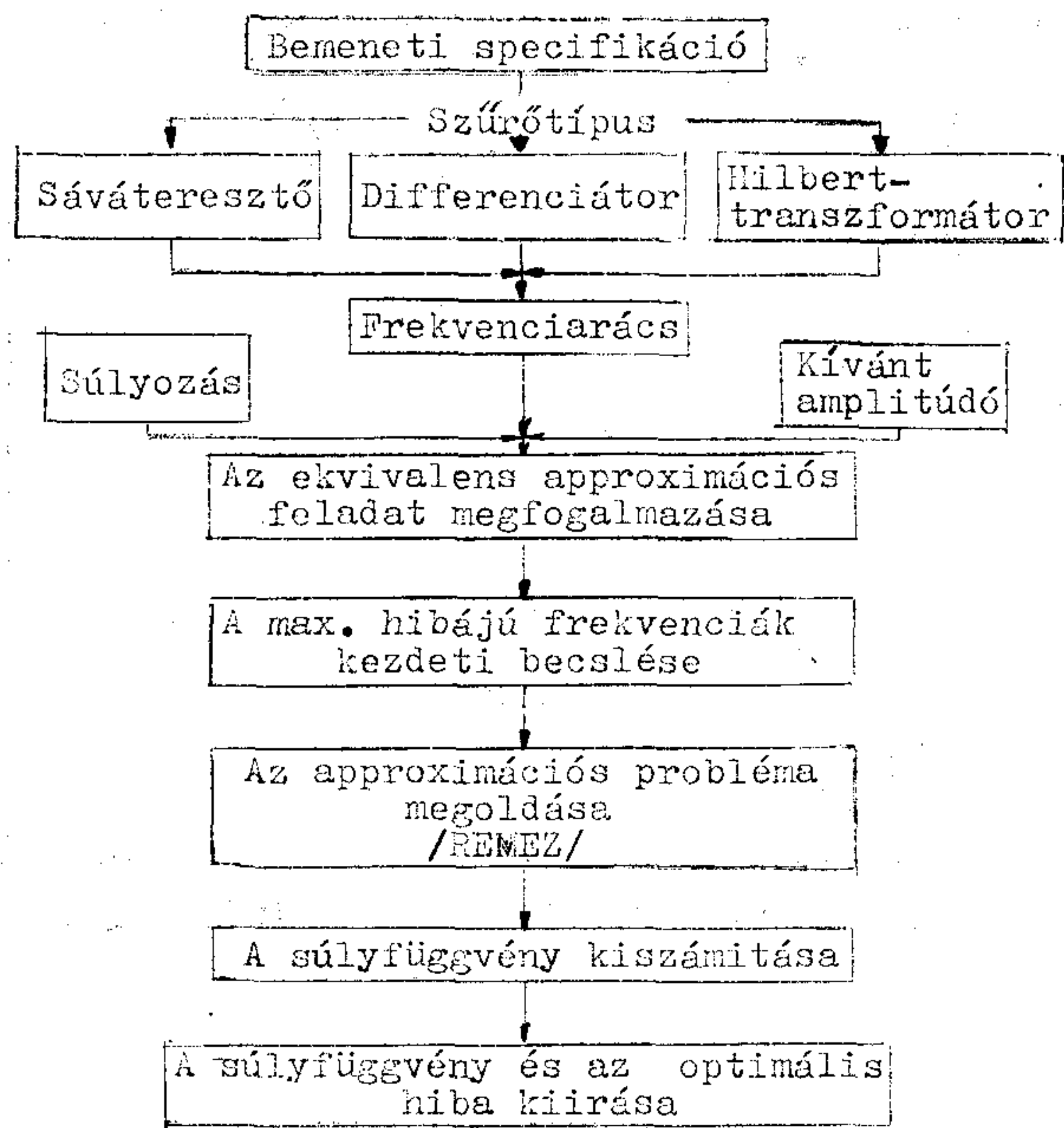
$$r_k = \sum_{n=0}^{N-1-k} x(n)x(n+k) \quad k=0, 1, \dots, N$$

A megoldáshoz $r(k)$ értékei csak a $k=0, 1, \dots, M$ esetben szükségesek. A bemutatott két módszer azonos eredményt ad, ha $x(n)=0$ $n < M$ és $n > N-1-M$ esetén, hasonló eredményeket adnak, ha $n \gg M$. A program a Cholensky-dekompozíciót és a Robinson-rekurziót alkalmazza. Az LPC programot egy beszédjel analízisére használtuk. A beszédjel 1 sec időtartamát 8kHz frekvenciával mintavételeztük és az így kapott diszkrét jelsorozatból határoztuk meg az első 20 lineáris predikciós együtthatót (3. ábra).

A lineáris predikció hatékony rácsmódszerét használja a LPCLAT jelű program. A rácsmódszer előnyei: nincs szükség a jel ablakozására, az eredményül kapott lineáris predikciós szűrő stabil, a stabilitás kevésbé érzékeny a szóhosszra. E rácsmódszerek hátránya, hogy költségesebbek a hagyományos autokorrelációs és kovariancia-módszerekénél. E hátrány kiküszöbölésére a rács paramétereit közvetlenül a jel kovarianciájából kell meghatározni, ezzel a számítás bonyolultsága megegyezik a hagyományos módszerekével.

k	a_k
0	1,000
1	-1,321
2	0,623
3	-0,463
4	0,494
5	-0,302
6	0,461
7	-0,250
8	-0,188
9	$0,628 \cdot 10^{-1}$
10	$0,850 \cdot 10^{-2}$
11	0,320
12	-0,311
13	0,113
14	-0,163
15	0,193
16	-0,112
17	0,118
18	$-0,248 \cdot 10^{-1}$
19	$0,138 \cdot 10^{-1}$
20	$0,333 \cdot 10^{-2}$

3. ábra. Egy beszédjel lineáris predikciós együtthatói az LPC-programmal számolva



H333-4

4. ábra. Lineáris fázisú digitális FIR-szűrők tervezésének blokkvázlata (EQFIR)

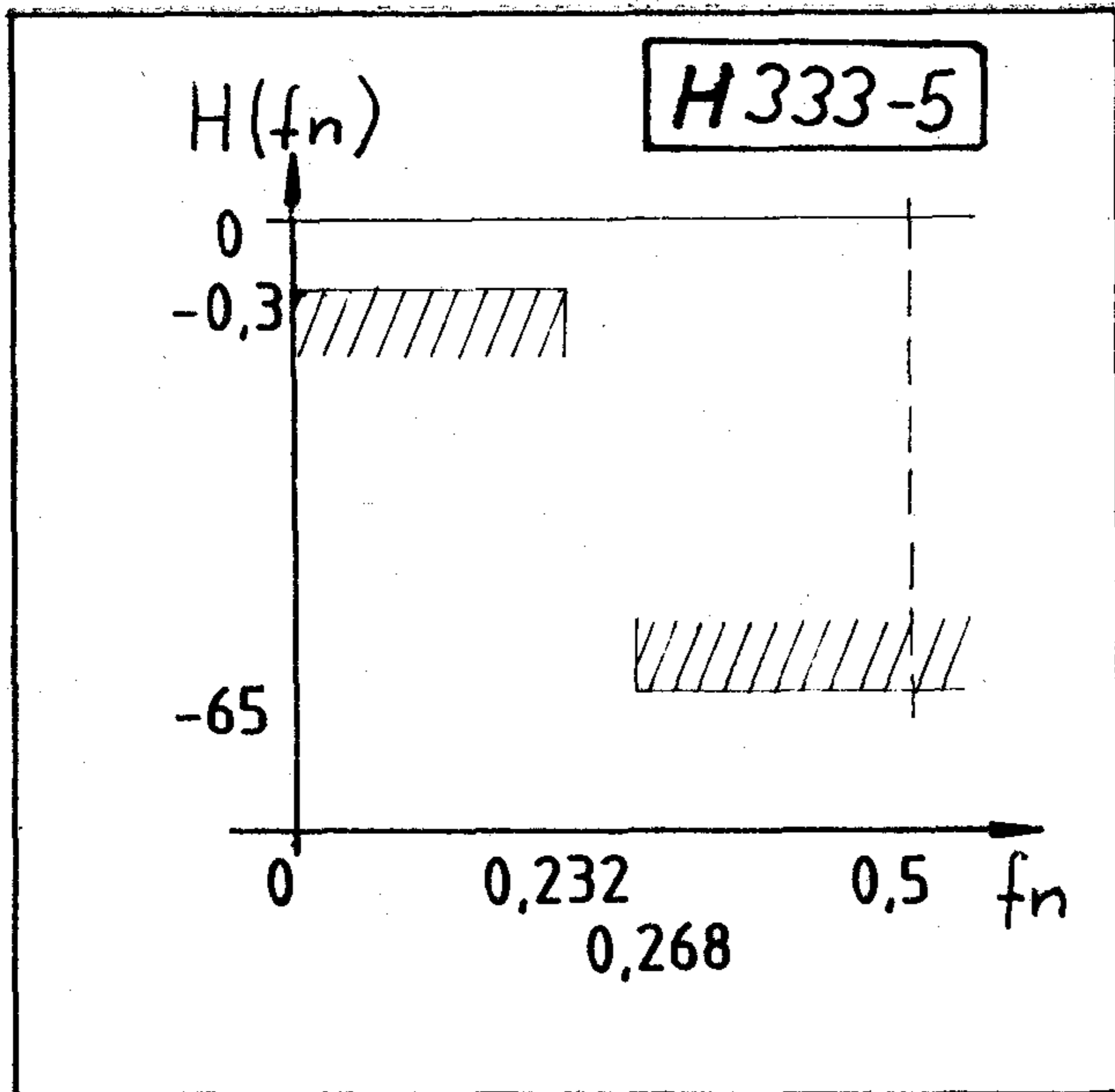
Az LPTRN jelű program lehetővé teszi, hogy a lineáris predikciós beszédanalízisben a $H(z)$ szintézis-szűrő megadására gyakran használt paraméterkészleteket egymásba transzformáljuk.

$$H(z) = \sqrt{\alpha} / A(z)$$

$$A(z) = \sum_{k=0}^M a_k z^{-k} \text{ ahol } a_0 = 1$$

A bemenetként megadható paraméterkészletek a következők: szűrőegyütthatók és erősítés, kepsztrumegyütthatók, autokorrelációs együtthatók, reflexiós együtthatók és bemeneti energia, logaritmikus area-viszonyok és bemeneti energia, area-függvények és bemeneti energia. Valamennyi esetben $M+1$ paraméter adható meg, amelyek egyértelműen meghatározzák a $H(z)$ szűrőt. A program a bemeneti paraméterekből valamennyi paramétert meghatározza.

Az EQFIR program lineáris fázisú digitális FIR szűrőket tervez a Remez-algoritmus segítségével [10]. A kívánt ideális átviteli függvény approximációja minimális súlyozott Csebisev-hibára törekszik. A program többszörös sáváteresztő és sávzáró szűrőket, differenciátorokat, Hilbert-transzformátorokat tervez, de tetszőleges átviteli függvények is approximálhatók a felhasználó által beépített szubrutinok alkalmazásával. A program működését a 4. ábrán mutatjuk be. A tervezés illusztrálásához egy szigorú követelményeket kielégítő, meredek csatornaszűrőt választottunk, amelynek specifikációja az 5. ábrán, az eredményül kapott FIR-szűrő együtthatóinak értéke a 6. ábrán látható. A szűrő hossza 68.



5. ábra. Egy meredek csatornaszűrő specifikációja az EQFIR-program számára

n	h/n/	n
1	$-1,735 \cdot 10^{-3}$	68
2	$-2,878 \cdot 10^{-3}$	67
3	$6,242 \cdot 10^{-4}$	66
4	$7,314 \cdot 10^{-3}$	65
5	$8,466 \cdot 10^{-3}$	64
6	$1,337 \cdot 10^{-3}$	63
7	$-3,492 \cdot 10^{-3}$	62
8	$1,519 \cdot 10^{-3}$	61
9	$6,234 \cdot 10^{-3}$	60
10	$5,563 \cdot 10^{-5}$	59
11	$-6,626 \cdot 10^{-3}$	58
12	$-7,760 \cdot 10^{-5}$	57
13	$8,423 \cdot 10^{-3}$	56
14	$1,049 \cdot 10^{-3}$	55
15	$-1,006 \cdot 10^{-2}$	54
16	$-2,040 \cdot 10^{-3}$	53
17	$1,219 \cdot 10^{-2}$	52
18	$3,523 \cdot 10^{-3}$	51
19	$-1,465 \cdot 10^{-2}$	50
20	$-5,471 \cdot 10^{-3}$	49
21	$1,767 \cdot 10^{-2}$	48
22	$8,128 \cdot 10^{-3}$	47
23	$-2,144 \cdot 10^{-2}$	46
24	$-1,182 \cdot 10^{-2}$	45
25	$2,646 \cdot 10^{-2}$	44
26	$1,722 \cdot 10^{-2}$	43
27	$-3,368 \cdot 10^{-2}$	42
28	$-2,582 \cdot 10^{-2}$	41
29	$4,547 \cdot 10^{-2}$	40
30	$4,175 \cdot 10^{-2}$	39
31	$-6,970 \cdot 10^{-2}$	38
32	$-8,238 \cdot 10^{-2}$	37
33	$1,563 \cdot 10^{-1}$	36
34	$4,432 \cdot 10^{-1}$	35

6. ábra. Az 5. ábrán látható specifikációt kielégítő FIR-szűrő együtthatói

Az FWFIR jelű program FIR-szűrőket tervez az úgynevezett ablak-módszer alapján. A szűrők aluláteresztő, felüláteresztő, sáváteresztő és sávzáró típusúak, az ablak pedig négyszög, háromszög, Hamming-, Hanning-, Csebisev- és Kaiser-típusú lehet. Az ablakok $n=0$ -ra szimmetrikusak és a következő függvényekkel írhatók le:

— négyszög-ablak:

páratlan N esetén

$$w(n) = 1 \quad -(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$$

páros N esetén

$$w(n) = 1 \quad -N/2 \leq n \leq (N/2 - 1)$$

— háromszög-ablak:

páratlan N esetén $w(n) = 1 - |2n|/(n+1)$

$$-(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$$

páros N esetén $w(n) = 1 - |2n+1|/N$

$$-N/2 \leq n \leq (N/2 - 1)$$

— Hamming-ablak:

páratlan N esetén $w(n) = 0,54 +$

$$+ 0,46 \cos [2\pi n / (N-1)]$$

$$-(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$$

páros N esetén $w(n) = 0,54 +$

$$+ 0,46 \cos \left[\frac{2\pi(2n+1)}{2(N-1)} \right]$$

$$-N/2 \leq n \leq (N/2 - 1)$$

— Hanning-ablak:

páratlan N esetén $w(n) = 0,5 +$

$$+ 0,5 \cos [2\pi n / (N+1)]$$

$$-(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$$

páros N esetén $w(n) = 0,5 +$

$$+ 0,5 \cos \left[\frac{2\pi(2n+1)}{2(N+1)} \right]$$

$$-N/2 \leq n \leq (N/2 - 1)$$

— általánosított Hamming-ablak:

páratlan N esetén $w(n) = \alpha +$

$$+ (1-\alpha) \cos [2\pi n / (N-1)]$$

$$-(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$$

páros N esetén $w(n) = \alpha +$

$$+ (1-\alpha) \cos \left[\frac{2\pi(2n+1)}{2(N-1)} \right]$$

$$-N/2 \leq n \leq (N/2 - 1)$$

— Kaiser-ablak:

páratlan N esetén

$$w(n) = \frac{I_0 \left[\beta \sqrt{1 - \frac{4n^2}{(N-1)^2}} \right]}{I_0(\beta)}$$

$$-(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$$

páros N esetén

$$w(n) = \frac{I_0 \left[\beta \sqrt{1 - \frac{4(n+1/2)^2}{(N-1)^2}} \right]}{I_0(\beta)}$$

$$-N/2 \leq n \leq (N/2 - 1)$$

ahol β kívánt minimális zárósávi csillapításból adódó paraméter.

— Csebisev-ablak:

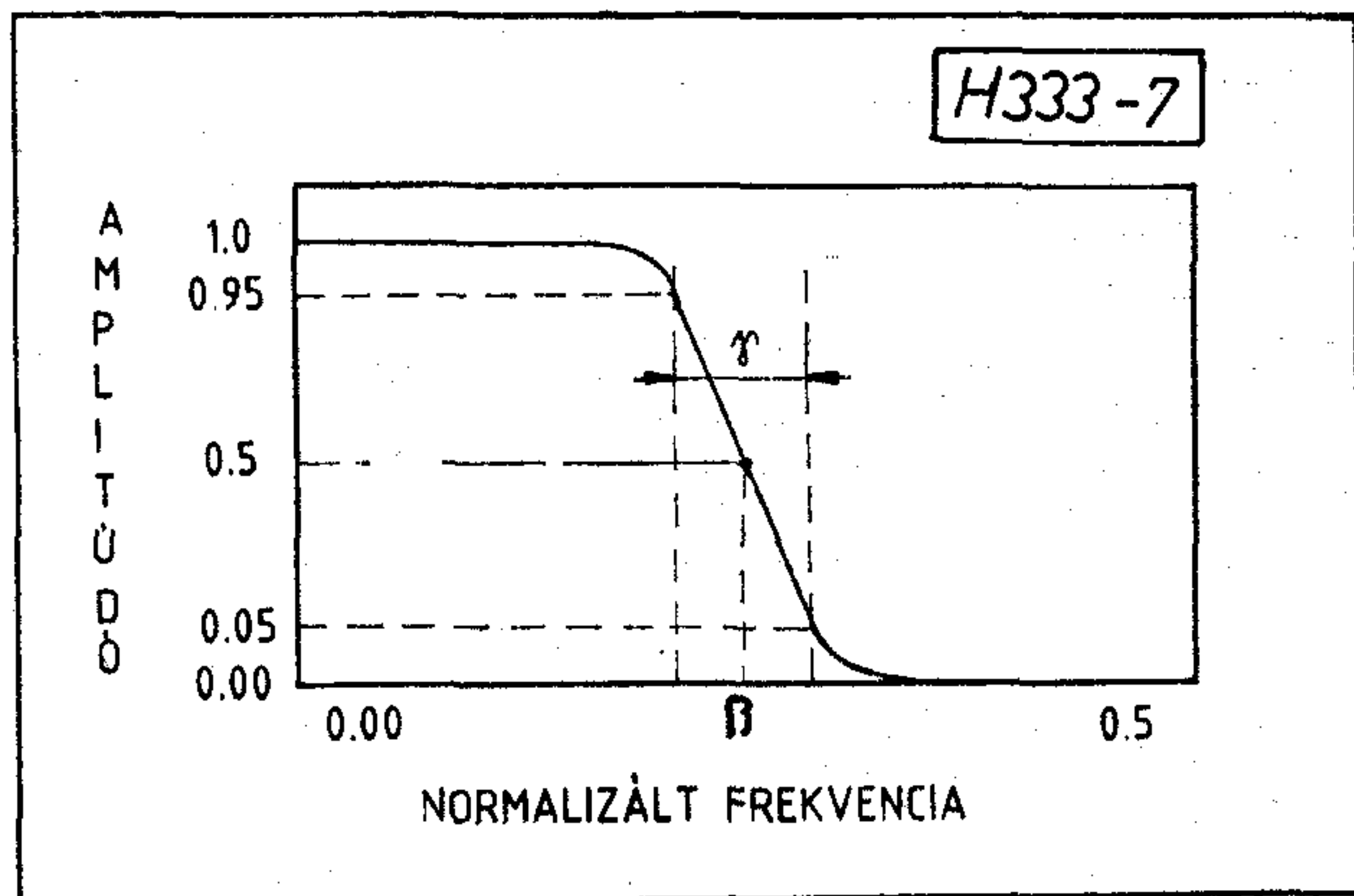
$w(n)$ az egységkör mentén egyenletesen elosztott N frekvencián értelmezett Csebisev-polinom inverz diszkrét Fourier-transzformáltja.

Az MXFLAT jelű program maximálisan lapos, szimmetrikus aluláteresztő FIR-szűrők együttműködését határozza meg a szűrő átmeneti sávja szélességének és középpontjának ismeretében. A specifikációt, azaz β és γ értékét a 7. ábrának megfelelően kell megadni.

Az FWFIREV jelű program lineáris fázisú FIR-szűrőket tervez minimális együttműködés-hosszal. Egy n_F hosszúságú FIR-szűrő átviteli függvénye

$$H(z) = \sum_{v=0}^{n_F-1} h_0(v)z^{-v}$$

ahol $h_0(v)$ a súlyfüggvény. Lineáris fázisú FIR-szűrők súlyfüggvénye szimmetrikus, azaz $h_0(v) = \pm h_0(n_F-1-v)$, így a súlyfüggvénynek $n_1 = \left\lfloor \frac{n_F+1}{2} \right\rfloor$ különböző eleme van. A program ezt az n_1 darab együttműködést határozza meg a lehető legkisebb együttműködés-hosszal. A specifikáció a következő szűrőkre adható meg: aluláteresztő, felüláteresztő, szimmetrikus sáváteresztő, és sávzáró, valamint Hilbert-transzformátor.



7. ábra. Maximálisan lapos, szimmetrikus FIR-szűrő specifikációja az MXFLAT jelű program számára

Az LPIIR jelű program rekurzív digitális szűrőket tervez a Fletcher—Powell-féle függvény-minimalizálási módszer és a minimális p -hiba-kritérium alapján. Az algoritmus a hiba p -dik hatványát minimalizálja, ami $p=2$ esetén a legkisebb négyzetes hiba keresését, $p \rightarrow \infty$ esetén pedig a minimax kritériumot jelenti. Ugyanakkor a program fázis-kiegyenlítésre is lehetőséget ad.

Az IIR- és a FIR-szűrők tervezése több lényeges szempontból különböző. Az IIR-szűrők tervezésében felhasználhatjuk a klasszikus szűrőterve-

zés eredményeit. A FIR-szűrők együttműködésének meghatározása lineáris feladat, az IIR-szűrőké nemlineáris. Emiatt az IIR-tervező programok sokkal bonyolultabbak és több időt igényelnek, mint FIR megfelelőik. IIR-szűrők transzferfüggvényét optimalizálja az OPTIIR jelű program. A szűrők átviteli függvényének kaskád realizációjából kiindulva addig változtatja az együttműködés értékét, amíg az abszolútértékkel szemben támasztott tetszőleges követelményeket a szűrő ki nem elégíti.

Az FWIIR jelű program abszolútérték-karakterisztikájával specifikált véges szóhosszúságú IIR-szűrőket tervez. A Hooke—Jeeves-algoritmus általánosított változata, amely az optimális szóhosszat heurisztikus módszerrel határozza meg. Kiindulásként egy olyan nagy pontosságú szűrőt tervez, amely kielégíti a specifikációt. Ezután úgy optimalizálja az együttműködéseket, hogy szóhosszuk adott értéket ne haladjon meg, de a szűrő a kívánt specifikációt teljesítse.

A beszédanalízisben, a geofizikai adatfeldolgozásban és más alkalmazásokban használják a kepstrumszámítást. A komplex kepstrum egy jelsorozat Fourier-transzformáltja komplex logaritmusának inverz Fourier-transzformáltja. Ezt a komplex kepstrumot határozza meg a CEP jelű program [12], ahol $x(n)$ a bemeneti jelsorozat, $\hat{x}(n)$ a kepstrum:

$$\hat{x}(n) = \text{IDFT}\{\log[\text{DFT}(x[n])]\}$$

Az NPCEP jelű program tetszőleges fázisú, valós számsorozat valós kepstrumát és minimál-fázisú visszaállított a'akját állítja elő.

Az $x(n)$ jel minimál-fázisú rekonstrukciójához a jel valós kepstrumát a $w(n)$ ablakfüggvénnyel kell szorozni, ahol

$$w(n) = \begin{cases} 0 & n < 0 \\ 1 & n = 0 \\ 2 & n > 0 \end{cases}$$

Ha $x(n)$ z-transzformáltja racionális, akkor ez azt jelenti, hogy a maximális fázisú pólusokat és zérusokat az egységkörre vett konjugált szimmetrikus megfelelőjükbe képezzük le. Végül a visszaállított minimál-fázisú jelet, $y(n)$ -t a komplex kepstrum inverzének kiszámításával kapjuk:

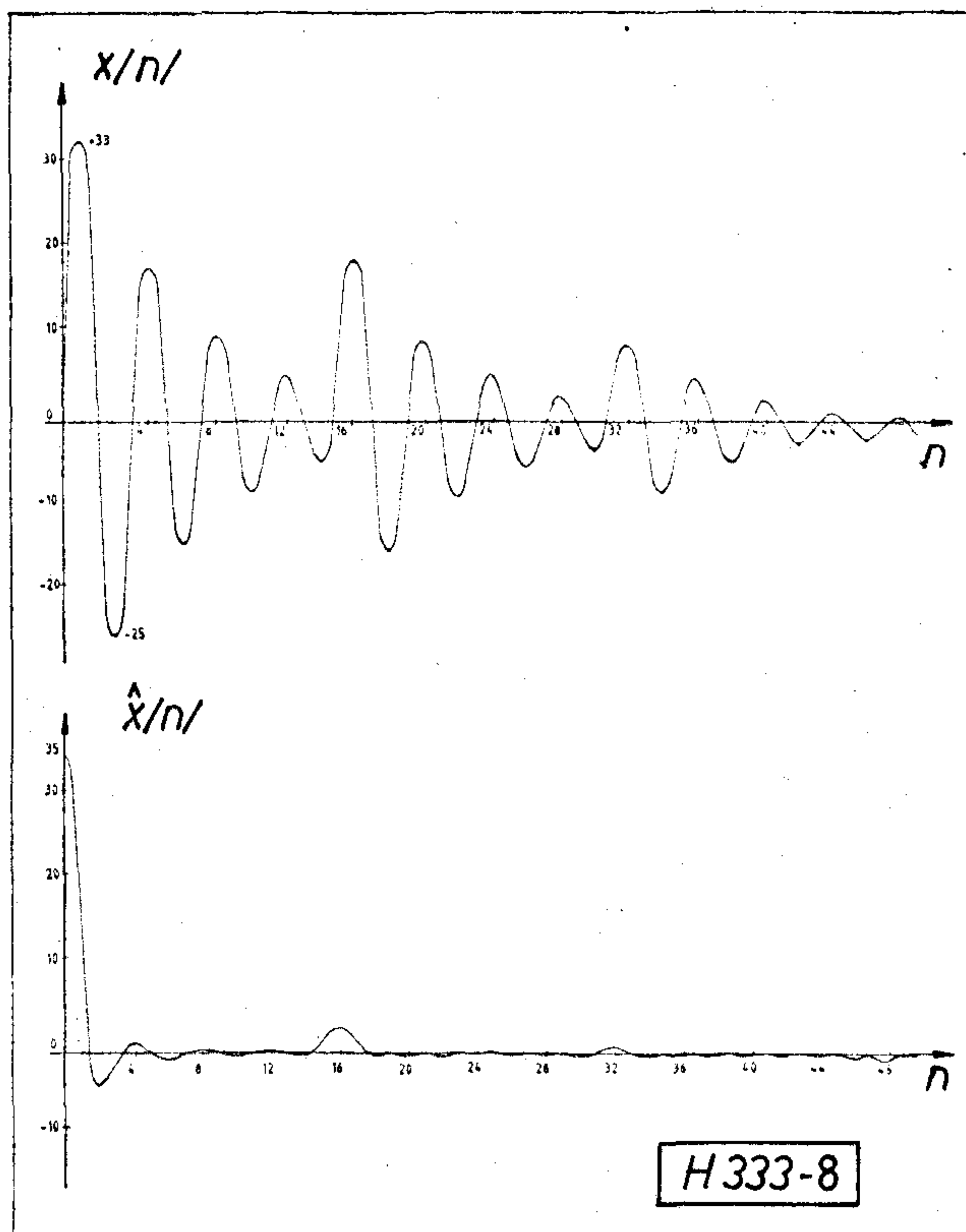
$$y(n) = \text{IDFT}\{\exp[\text{DFT}(\hat{y}[n])]\}$$

A 8. ábrán egy lecsengő sinus-jel és kepstruma látható az NPCEP jelű programmal számolva. Jól láthatók a két echo-jelnek megfelelő kepstrumvonalak.

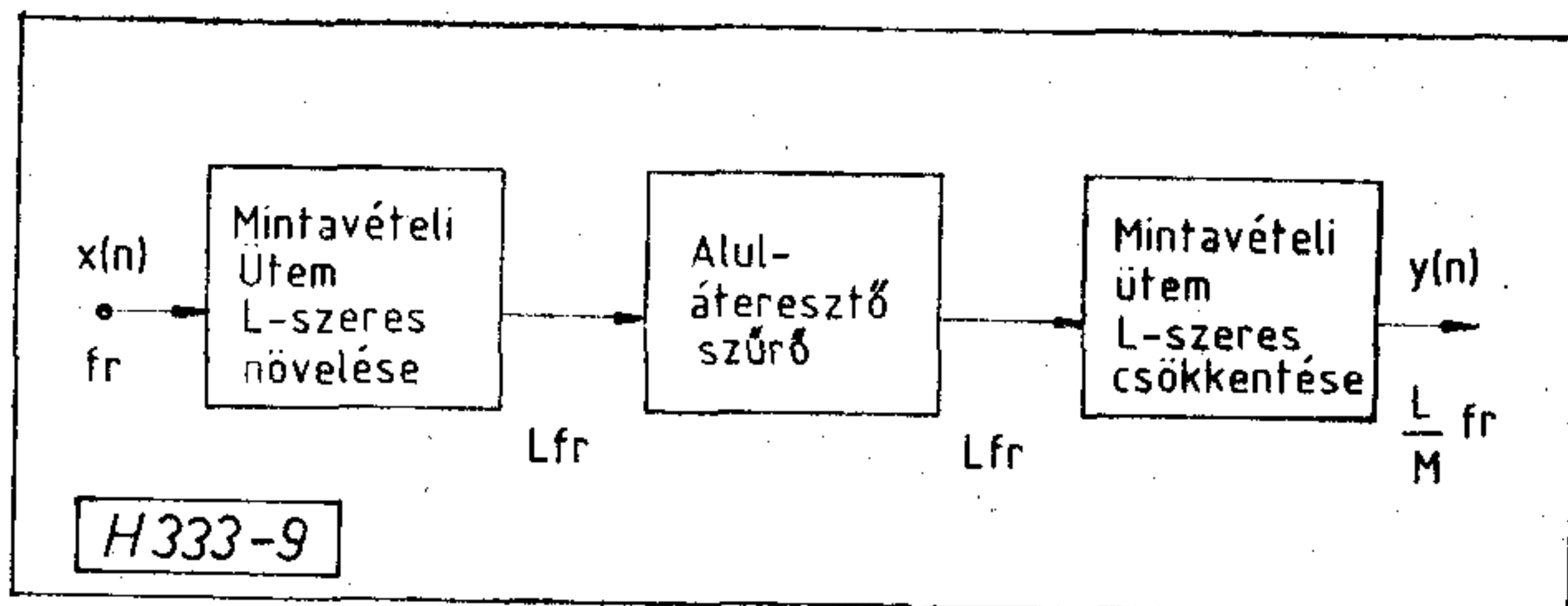
A digitális jelfeldolgozás a'apvető műveletei az interpoláció és a decimálás, amelyeket a mintavételi frekvencia változtatásakor kell alkalmazni. A keskenysávú FIR-szűrők és modulátorok tervezésében hasznos az interpoláció mind a'uláteresztő, mind felüláteresztő és sáváteresztő esetében. A két művelet másik alkalmazási területe a digitális fázistolás és a mintavételi idő tört részével történő késleltetés.

A decimáló vagy interpoláló szűrők tervezéséhez a szokásos módon (ablakozással, egyenletes előírással, stb.) tervezett aluláteresztő szűrőket használjuk fel. Speciális módszert kell használni, ha az interpoláló szűrőt az interpolációs hiba négyzetes átlagának minimalizálásával és az eredeti jel értékeinek megőrzésével tervezzük. Így dolgozik az INTFIL jelű program, amely a mintavételi ütemet R -szeresre növeli. Az eredményként kapott szűrő változatlanul átengedi a bemeneti mintákat és $R-1$ mintát helyez közéjük páronként úgy, hogy a minták és az elméleti értékük közötti hiba négyzete minimális legyen.

Az SRCONV jelű program egy adatsorozat mintavételi ütemét L/M -szeresre változtatja. L és M tetszőleges pozitív egész számok. Ha $L=1$, M -szeres decimálást, ha $M=1$, L -szeres interpolációt végez. Az algoritmus R. E. Crochiere és L. R. Rabiner módszerén alapul (9. ábra).



8. ábra. Lecsengő sinus-jel és spektruma



9. ábra. A mintavételi ütemet konvertáló (SRCONV) program blokkvázlata

A bemeneti mintavételi frekvencia f_r , ezt L -szeresre növeljük úgy, hogy a minták közé rendre $L-1$ darab zérus értékű mintát teszünk. Ez a jel aluláteresztő szűrőre kerül, melynek vágási frekvenciája az $f_r/2$ és $Lf_r/(2M)$ értékek közül a kisebb. A szűrő kimeneti jeléből minden M -dik mintát tartunk meg, a többit elhagyjuk.

Az MDECINT jelű program decimálja, interpolálja vagy keskenysávú szűrésnek veti alá a jelet. Ha a decimálás vagy az interpoláció aránya nagy, azaz 15 vagy nagyobb, akkor a műveleteket több, legfeljebb három lépésben végzi, ha az arány kisebb egész számok szorzataként felírható. Több lépésben végezve a műveleteket a lépésenként adódó számítási idő jelentősen csökken. Például ha 1:100 arányú interpoláció helyett 1:2, 1:5 és 1:10 arányút végzünk, akkor a számításigény közel 50%-ot csökken.

Köszönetnyilvánítás

Szeretnék köszönetet mondani Ákosfal Zoltánnak a mintapéldák futtatásában nyújtott segítségéért és Gáty Szilviának a rajzok elkészítéséért.

- [1] Programs for Digital Signal Processing, Edited by the Digital Signal Processing Committee, IEEE Acoustics, Speech and Signal Processing Society, IEEE Press, 1979.
- [2] *Simonyi Ernő*: Digitális szűrők, A jelfeldolgozás alapjai, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1984.
- [3] *P. D. Welch*: The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging Over Short, Modified Periodograms, IEEE, Vol. AU-15, No. 2, pp. 70-73, June, 1967.
- [4] *L. R. Rabiner, B. Gold*: Theory and Application of Digital Signal Processing, Chapter 6, pp. 399-419, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1975.
- [5] *C. M. Rader*: An Improved Algorithm for High Speed Autocorrelation with Applications to Spectral Estimation, IEEE, Vol. AU-18, No. 4, pp. 439-442, 1970.
- [6] *T. G. Stockham*: High Speed Convolution and Correlation, Proc. AFIPS Spring Joint Computer Conference, Vol. 28, pp. 229-233, 1966.
- [7] *H. D. Helms*: Fast Fourier Transform Method of Computing Difference Equations and Simulating Filters, IEEE, Vol. AU-15, No. 2, pp. 85-90, June, 1967.
- [8] *J. L. Flanagan*: Speech Analysis, Synthesis and Perception, Springer Verlag, 1972.
- [9] *J. D. Markel, A. H. Gray Jr.*: Linear Prediction of Speech, Springer Verlag, New York, 1976.
- [10] *J. H. McClellan, T. W. Parks*: A Unified Approach to the Design of Optimum FIR Linear Phase Digital Filters, IEEE, Vol. CT-20, pp. 697-701, November, 1973.
- [11] *Szilvási M.*: Időmultiplex digitális IIR-szűrők hardware tervezése, Egyetemi doktori értekezés, Budapest, 1986.
- [12] *A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer*: Digital Signal Processing, Chapter 10, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.
- [13] *L. R. Morris*: Automatic Generation of Time Efficient Digital Signal Processing Software, IEEE, Vol. ASSP-25, No. 1, pp. 74-79, February, 1977.
- [14] *Földváriné Orosz Julianna*: A SIPO-programcsomag felhasználói dokumentációja, TKI Intézeti Tanulmány, Budapest, 1982.

Szeminárium, Gyártók és felhasználók párbeszéde, Balatonalmádi

A HTE rendezésében első ízben került sor ilyen jellegű hazai megbeszélésre a közlekedés és a távközlés területén. A távközlés témakörében a gyártókat a Budavox köré tömörült berendezésgyártó vállalatok, valamint számítástechnikai részről a Videoton képviselték, míg a felhasználókat elsősorban a Magyar Posta.

1. Dr. Valter Ferenc, a Magyar Posta elnökhelyettesének megnyitójából:

A Magyar Posta a VII. ötéves tervben 30 milliárd Ft-ot fordít új berendezések vásárlására, amelyhez további 13 milliárd Ft infrastrukturális hálózatfejlesztő beruházás járul. A vásárolni kívánt eszközök megbízhatósága döntő mértékben befolyásolja a hálózatba beépülő redundanciák mennyiségét és költségét, így a megbízhatóság pénzügyi értéke közvetlenül is kifejezhető. Gyenge megbízhatóságú eszközök beszerzése miatti redundancia kialakítása igen jelentős beruházási összegeket emészt fel, ezért a megbízhatóság tervezése elsőrendű fontosságú. A Magyar Posta az elkövetkező időszakban, az alábbi intézkedéseket kívánja tenni:

- A berendezésekkel szemben támasztott műszaki követelmények sorában szigorítja a megbízhatósági követelményeket, elsősorban a fajlagos karbantartási ráfordítás megengedhető felső határát;
- Igyekszik kiterjedt körben, automatikus üzemfelügyeleti rendszereket alkalmazni;
- Az elektronikus eszközök panelszintű javítását a gyártóval kötendő általános szerződés keretében kívánja biztosítani. Az általános összegét a megkívánt MTBF értékéből kiindulva határozzák meg. A megkívánt szintnél jobb MTBF elérése nyereséget biztosíthatna a berendezésgyártóknak.

2. Pató Lajos, a BHG-FI igazgatóhelyettese a vállalatnál alkalmazott megbízhatósági információs rendszert ismertette, amely üzemelő berendezésekről kapott adatvisszajelzésre épül. Kiemelte az információs rendszer 20 évre visszatekintő eredményeit, mindezek előtt a megbízhatóság közel két nagyságrendnyi javulását. A gyártó-felhasználó kapcsolatban — a BHG részről — kívánatosnak ítélte:

- Együttműködési készséget üzemelő rendszerek szoftverjének karbantartásában és továbbfejlesztésében;
- Újonnan kifejlesztett berendezéseink üzembe vételét, megbízhatósági adatszolgáltatás (referencia) céljából;
- Újszerű tartalék-készletezési elvek és áramkör szintű csereszabatosági garancia elv elfogadását.

3. Turáni József, a Budavox főmunkatársa összefoglalta a külkereskedelemre háruló minőségbiztosítási feladatokat:

- Fontosnak tartotta a reklamációk passzív (adminisztratív) ügyintézésé helyett a Budavox aktív részvételét a reklamációk kivizsgálásában, elhárításában, sőt megelőzésükben.
- Szükségesnek minősítette a tőkés relációjú fővállalkozások keretében, a gyártásközi inspekción (surveillance) és a szoftver-karbantartás megszervezését;

— Budavox feladatként jelölte meg — a KGST REÁB előírása szerinti — termékek műszaki színvonalának és minőségének értékelésére vonatkozó ügyrend betartását.

4. Távközlési- és számítástechnikai kerekasztal

Ezen a megbeszélésen négy kérdéskör került megvitatásra, ahol a távközlési berendezésgyártókat Dr. Mikics László, BHG Fejlesztési Intézeti igazgató, a felhasználókat Búzás Ottó, a Magyar Posta főelőadója, a számítástechnikai ipart pedig Gerlai Mátyás, a Videoton főosztályvezetője képviselte.

A vitából leszűrt következtetések:

- a) Az üzemi megbízhatóság növelésében jelentős szerepe van a szoftvernek. A szoftver-megbízhatóság növelésének hatékony eszközei:
 - a SW-fejlesztés kiinduló pontját képező rendszerspecifikáló tökéletesítése;
 - szimulációs módszerek alkalmazása a funkcionális SW fejlesztés során;
 - a funkcionális SW fejlesztésével egyidejűleg ellenőrző SW írása;
 - gondos SW bevizsgálás és dokumentálás;
 - SW karbantartás maximális mértékű előkészítése.
- b) A hosszútávú tartalékalkatrész utánpótlás alternatívái témakörében egyetértés volt abban, hogy alkatrész utánpótlás helyett a csereszabatos áramköri kiváltás, mint lehetőség, a jövőben szükségszerű és elkerülhetetlen. Elhangzott még az a kiegészítő javaslat, hogy gazdasági-pénzügyi okokból sorolják át a javításhoz szükséges tartalék-készleteket az állóeszközök (tartozékok) kategóriájába.
- c) Üzemfelügyeleti rendszerek szerepe a megbízhatóság növelésében. Szerepük egyértelműen pozitív. Az üzemfelügyeleti rendszerek nyújtotta műszaki előnyöket akkor lehet hatékonyan kiaknázni, ha a karbantartók premizálási rendszerét új alapokra helyezik. Javasolt, hogy a prémiumot ne a karbantartási tevékenységhez kössék, hanem a berendezések által nyújtott szolgáltatások minőségi mutatóihoz.
- d) Megbízhatósági adatgyűjtéssel szemben támasztott igények. A gyártó a megbízhatósági adatgyűjtést lehetőleg a kulcsfelhasználóval való együttműködésben végezze és törekedjen az adatokat meghamisító emberi tényezők szerepének kiszűrésére.

Összefoglalva, a kerekasztal vita arról tanúskodott, hogy a szakemberek részéről megvan a gyártó-felhasználó közti együttműködés javítására irányuló készség a távközlés jelenlegi üzemvitele és távlati fejlesztése során felmerülő megbízhatósági problémák közös megoldása érdekében, csakúgy, mint a hálózat és a szolgáltatások minőségi színvonalának és használhatóságának emelése céljából.

Kesselyák Péter

Szemle

Összeállította: Gál Ferenc

Az Elektromodul 39,4 millió rubel értékű szerződést kötött a poznani nemzetközi vásáron, színes-tévé-képcsövek importjára, amiből 4,7 millió rubel értékű megrendelést még az idén teljesít a lengyel partner. A Videoton és a lengyel Polkolor cég közös vállalat létesítéséről is tárgyal.

(Figyelő, 1987. július 23.)

Bulgáriában a távközlési rendszer anyagi bázisa csaknem megkétszereződött a legutóbbi évtizedben. Folyamatban van a városközi automata telefonhálózat szerelése. Az előző évtizedben csaknem megkétszereződött a száz lakásra számított telefonkészülékek száma. A folyó ötéves tervidőszakban tovább bővül, korszerűsödik a távközlési rendszer. A tervek szerint 1990-ig a települések felét bekapcsolják a távmásoló berendezések országos rendszerébe, a Bulfax-rendszerbe, amely már több megyeközpontban működik. Megkezdődik a második országos automatizált rendszer a számítóközpontok közötti adat cseréjét végző Bulpak első lépésje. A Bulpak bekapcsolódik a nemzetközi adatbankokba és segítségével bármilyen jellegű — kereskedelmi, műszaki-tudományos, orvostudományi, demográfiai, stb. — információ megszerezhető. Idővel az országos hálózatban minden előfizető bekapcsolódhat, akinek megfelelő személyi számítógépe van. 1990-ig megkétszereződik és eléri a 150-et azoknak a településeknek a száma, amelyekre kiterjed az automata telefonszolgálat. Ezek fokozatosan összekapcsolódnak majd a nemzetközi automata telefonhálózattal. A folyó ötéves tervidőszakban további 134 ezer előfizető jut telefonhoz az országban. A rádiózás területén folytatódik az új frekvenciartomány igénybevétele sztereoprogramok száma. Ez lehetővé teszi az országos program vételét az egész országban a készülékek áthangolása nélkül.

Az ötéves tervidőszakban kísérleti jelleggel bevezetik a kábeltelvíziózást.

(Világgazdaság, 1987. július 1.)

A felhasználói igények szerint kialakított integrált áramkörök (ASIC) részaránya egyre növekszik az In Stat Incorporated cég prognózisa szerint.

Év	Összes IC milliárd USD	Összes ASIC milliárd USD	ASIC rész- aránya %
1986	17,15	2,16	12,6
1987	21,34	2,98	14
1988	24,55	3,88	15,8
1989	23,20	4,20	18,1
1990	22,53	5,03	22,3

(Minis et micros-informatique électronique, 1987. február 9.)

Kína hét nagy városában közvetlen telefonhívásos rendszert vezettek be, és 1987 végéig ezek közvetlenül összekapcsolódnak a nemzetközi távhívással. Peking, Sanghaj, Kanton, Tiencsin, Fucsou, Hsziamen és Csonghuangtao lakói a telefonközpont igénybevétele nélkül hívhatják egymást. Kínában a több mint 1 milliárd lakosra csupán 2 millió telefonkészülék jut, ez az egyik legrosszabb arány a világban, de gyors ütemben folyik a telefonhálózat bővítése és számítógépesítése, s a cél az, hogy 1990-ig már 13 millió készülék működjön.

(Reuter-Világgazdaság).

A svájci Lasarry cég új BOÁK-készítési technológiát fejlesztett ki. Az eljárás alapberendezése lézersugaras ábragenerátor. 4 µm-es csíkszélességű HC MOS félkész

áramköröket használnak. A végső fémezési réteget fotolitográfiai eljárással alakítják ki. A rezisztet 2 µm-es átmérőre fókuszált lézersugárral világítják meg. A szeletelt mozgóasztal 300 nm/s-os sebességgel mozog a megvilágítás ideje alatt, miközben a lézernyalábot a kívánt összeköttetéseknek megfelelően modulálják. Egy 125 mm-es átmérőjű szelet megvilágítása kb. 2 órát vesz igénybe. A berendezés DEC, VAX vagy IBM PC/AT típusú számítógéppel vezérelhető, amelyekkel egyúttal a BOÁK automatizált tervezése is megoldható. A kívánt áramkör leírása pl. impulzusdiagramjának megadásával lehetséges. Az eljárás már akár 20 IC gyártásánál is gazdaságos, de 10 000-nél nagyobb sorozatszám esetén a hagyományos maszkolási technológia alkalmazása célszerűbb. Az ismertített ábragenerátor természetesen maszkok készítésére is alkalmas.

(Funktechnik 1986/12 — OMIKK Mikroelektronikai Gyorstájékoztató 1987/5.)

A Frost and Sullivan amerikai piackutató cég prognózisa szerint Nyugat-Európában az adatátviteli berendezések 1986. évi 746 millió USD-os és 1987-es 835 millió USD-ra becsült piaca 1990-re eléri az 1,1 milliárd USD-t, azaz az 1986—91 ötéves időszakban összesen 4,7 milliárd USD-t költenek ilyen eszközökre, ami 11%-os átlagos éves növekedést jelent.

Az adatátviteli berendezések között a modemek részaránya 1990-re mintegy 40%-ra csökken az 1986. évi közel 60%-ról, ezzel szemben a multiplexerek részaránya nő és az 1990-es eladások több mint egynegyedét alkotja majd. A hálózat vezérlők az eladott rendszerek piacának mintegy egyötödét, a protokollátalkító pedig közel egytizedét képviselik majd.

(Datacom Industry Report, 1987. április.)

A világ legnagyobb chip gyártói rangsora és bevételei (millió USD-ban):

Rangsor		Bevétel		Változás %	
1986	(1985)	1986	1985		
1	(1)	NEC	2638	1984	33,0
2	(4)	Hitachi	2305	1671	37,9
3	(5)	Toshiba	2261	1468	54,0
4	(2)	Motorok	2025	1830	10,7
5	(3)	Texas Instruments	1820	1742	4,5
6	(6)	Philips-Signetics	1356	1068	17,0
7	(7)	Fujitsu	1310	1020	28,4
8	(10)	Matsushita	1233	906	36,1
9	(11)	Mitsubitsi	1177	640	83,8
10	(8)	Intel	991	1020	-2,3

(Computerwoche, 1987. február 6.)

A nyugat-európai háztartásokban jelenleg közel 150 millió színes tv készülék üzemel. A Grundig összesítése alapján 1986-ban a színes tv állomány 13,4 millió darabbal növekedett. Az évenkénti növekedés ütem alapján 1990-ben már 15 millió készüléket fognak eladni. A legdinamikusabban a 37—40 cm képátmérőjű készülékek forgalma fog növekedni (másod-, harmad- és negyedik sorozatú készülékek személyi számítógépekhez, hálósobákba, kirándulásokhoz stb.)

(VTRT Világpiaci Tükör, 1987/1.)

Intermos Mikroelektronikai Kft néven, budapesti székhellyel szovjet—magyar közös vállalat alakult. Az új céget 56 millió forint kezdeti induló tőkével alapította a Mikroelektronikai Vállalat (részesevé a betéti

tőkéből 30 százalék), a Híradástechnika Szövetkezet (20 százalék), s két moszkvai intézmény, a Tudományos Központ nevű Fejlesztő- Termelő Egyesülés (45 százalék) és az ipari minisztériumhoz tartozó, külkapcsolatokkal rendelkező Elektronzagranposztavka összvetési egyesülés (5 százalék).

Induláskor a közös vállalat 6—8 fős termeltető irodát fog fenntartani, amely a magyar alapító vállalatok kapacitásain számítéstechnikai eszközökhöz, mérőműszerekhez, televíziós; és rádiótechnikai berendezésekhez gyártat berendezésorientált integrált áramköröket. Ezekhez a félkész szeletek a Szovjetunióból érkeznek. A felhasználók részére az ideai csonka évben több tízezer mikroelektronikai alkatrészt készítenek az új cég szervezésében a két hazai alapító részben már meglévő berendezésein, részben pedig azokon, amelyeket éppen erre a célra szereznek be.

Az Interomos azt tervezi, hogy szovjetunió-beli kapcsolatainak szorosabbá tétele céljából a jövő év első felében képviselőt, illetve leányvállalatot alapít Moszkvában. Nem szerepel viszont az elképzelések között, hogy az új cég szovjet vállalatok bekapcsolásával is gyártasson.

A termeltetés azonban csak az első lépés. Az alapítók megállapodása szerint a közös vállalat a későbbi években nagykapacitású gyárat épít.

A közös vállalat az ideai fél évre 39 millió forint értékű termeltetést tervez, a jövő évre pedig mintegy 100—150 millió forintot. A beruházás felfutása után az Interomos saját kapacitásain a várható 300—350 fős dolgozói létszám mintegy 600—700 millió forint értékű terméket állít elő. Amennyiben a nyereség a tervezett 12 százalék körül mozog, a beruházás megtérülési ideje nem éri el a nyolc évet sem.

A tárgyalások során az alapítók megállapodásra jutottak, hogy saját fejlesztési eredményeiket átadják a közös vállalatnak, amely önálló fejlesztő részleget nem állít fel. Viszont a termelés során szerzett tapasztalatokat, fejlesztési eredményeket az Interomos is átadja majd a tulajdonosoknak.

Az alapító szerződésben az érdekeltek megállapodtak abban is, hogy a Magyarországon készült termékek lehetőleg fele-fele részben magyar és szovjet felhasználókhöz kerüljenek.

(Figyelő, 1987. június 18.)

*

1130 millió USA-dolláros beruházással fejlesztik 1986—87-ben Dél-Koreában a félvezető-technológiát és bővítik a termelést. Ennek eredményeképpen a félvezető-export az 1985-ös egymilliárd dollárról 1988-ra 3 milliárd dollárra növekszik. A tőkés a dél-koreai Nemzeti Beruházási Alap adja. Az ország Közgazdasági és Technológiai Intézetének előrejelzése szerint a dél-koreai félvezető-export a 2000-es években évenként 12 milliárd dollár is lehet.

(Mikroszámítógép Magazin, 1987/8.)

*

A Forst and Sullivan amerikai piackutató cég becslései szerint a hibrid áramkörök európai piaca az 1985-ös 1 milliárd dollárról 1991-re 4,4 milliárd dollárra növekszik (1986-os változatban USD árfolyammal számítva) ami 27,8% évi átlagos növekedést jelent. Az európai hibrid áramkör piac jelenlegi strukturális megoszlása:

Vastagréteg áramkörök	944,7 millió USD
Felületszerelt áramkörök	200,1 millió USD
Vékonyréteg áramkörök	85,9 millió USD

(Computer Age World Trade Report, 1987. február)

*

A brit Plessey cég azt reméli, hogy megnégyszerezheti félvezető értékesítését a következő 4 év során. Ehhez nagymértékben hozzájárul a 2 év alatt 52 millió font költséggel épült Roborough-i (délnyugat-Anglia) új gyáruk, ahol jelenleg 320 dolgozót foglalkoztatnak. Két év múlva már 100 millió font értékben kívánnak itt ASIC áramköröket előállítani. A Plessey Semiconductor Ltd eddigi eredményeinek kulcsa az volt, hogy a szabványos mikroprocesszorok helyett inkább félfelhasználói áramköröket gyártottak, ezen az üzletpolitikán a jövőben sem kívánnak változtatni.

(London Press, Servise, 1987.)

*

Japánnak sikerült exportkorlátozásával megnyugtattania az amerikai félvezető gyártókat, de ugyanakkor a nagy japán cégek még veszedelmesebb piaci offenzívára készülnek. Ennek egyik előjele — az, hogy a Fujitsu Ltd felvásárolni készül a Fairchild Semiconductor Corporation-t — megrázta az egész Szilícium Völgyet, mivel a Fairchild volt az a cég, amely annak idején ebben a régióban a magas technikai szintű iparágak virágzását elindította. A tervezett fúzió keretében a Fujitsu Microelectronics Inc. (a japán számítógépgyártó óriás amerikai leányvállalata) egyesülne a Fairchild-dal és az így létrejövő új vállalat 80%-a japán tulajdonba kerülne. A másik résztulajdonos a Schlumberger Ltd maradna, amely 7 évvel ezelőtt 425 millió dollárért vásárolta fel a Fairchildot. Megemlítjük, hogy a Fujitru az amerikai Amdahl számítógép gyártó cégnek is több mint fele részben tulajdonosa.

Bár a félvezetőiparra általában a rezignáltság a jellemző, számos vezető szakember véleménye a Szilícium Völgyben az, hogy a félvezető ipart a Csendes-Óceán mindkét partján ért rekord veszteségek és a jelentős gyártáskapacitás felesleg figyelembevételével konszolidációnak kell bekövetkeznie. Az új japán-amerikai vállalat azt reméli, hogy az idén 800 millió USD értékben forgalmaz chipet és ezzel a chipgyártók világranglistáján a tizenharmadik helyről a tizedik helyre tör. A Fairchild céggel együtt a Fujitsu chip eladásból származó bevételei elérik a 2 milliárd USD-t, ami legalább az ötödik helyet biztosítja a ranglistán. Még nagyobb jelentősége van annak, hogy a Fujitsu így olyan független elosztó kereskedelmi cégekkel kerül kapcsolatba, amelyek az amerikai piacon értékesített chipet mintegy negyedét forgalmazzák.

(International Business Week, 1986. november 10.)

*

Csehszlovákiában 1986. és 1990. között az elektronikai ágazaton belül a fejlesztés elsőrendű, 80—200%-os növekedést terveznek. A legnagyobb fejlődést az integrált áramkörök előállításában várják, a termelésnek 1990-ig meg kell háromszorozódnia. A csehszlovák alkatrészipar központjának, a rozsnói Tesla gyár ide vonatkozó termékkibocsátásának ebben az időszakban meg kell négyszereződnie. A magas célkitűzések jelentős része a mikroelektronikában eddig elért eredményeken alapul. 1975 és 1983 között az ipari termelés összesen évente átlagosan 3,7%-kal emelkedett, ebből a fémfeldolgozó ipar termelése 5,7%-kal nőtt. Az integráltáramkör-gyártás átlagosan 22%-kal nőtt az elmúlt tervidőszakban, az 1983—85-ös években még ennél is nagyobb mértékű, évi 30%-os növekedést könyvelhettek el. 1981 és 1985 között legfontosabb eredménynek a mikroelektronikai alkatrészek választékának bővítése tekinthető. Lezártak a magas integrálási fokú áramkörök (LSI) fejlesztései, megteremtették a progresszív technológiák (CMOS) bevezetésének feltételeit és igen magas műszaki színvonalat értek el a raszterelektronmikroszkóp gyártásában. Előtérbe került az innovációs tevékenység a híradástechnikában, különös tekintettel a rádió-és televízióadók, nagy kapa-

citású automatikus tábvészélőközpontokra, valamint a licence alapján gyártott színes képcsövekre. (A színesképcső-gyárat 65%-ban csehszlovák gyártmányú berendezésekkel szerelték fel.) Az eddiginél következetesebben valósítják meg a csehszlovák népgazdaság elektronizálásának komplex programját. Ez az 1984 októberében megerősített program 2 állami célprogramból áll:

- az elektronizálás anyagi-technikai alapjainak fejlesztése és
- az elektronika alkalmazásának fejlesztése a gazdaság kiválasztott területein.

Ez az 1995-ig érvényes program, a gazdaság szükségleteiből kiindulva meghatározza az alkatrész-bázis fejlesztésének irányvonalát és a mikroelektronika alkalmazásának lehetőségeit és szükségességét a gépgyártásban, a termelés más területein, valamint a népgazdaság improduktív szféráiban. A mikroelektronika alkalmazásának elősegítésére 1983-ban csökkentették a számítástechnikai alkatrészek és késztermékek árait.

(VTRT Világpiaci Tükör, 1986/5.)

*

A digitális telefonközpontok alkalmazása gyorsan tért hódított az Egyesült Államokban, több piacutató cég szerint a feladott megrendelések 1986-ban tetőztek, 1989-re az összes vonal 43 százaléka digitális lesz.

(Reuter)

*

Az Építésügyi és Városfejlesztési Minisztérium és az Ipari Minisztérium az Ipari Formatervezési Tanáccsal egyetértésben nyilvános pályázatot hirdetett meg az 1986. évi „Formatervezési Nívódíj” elnyerésére. A pályázaton a két minisztérium ágazati irányítása alá tartozó vállalatok, szövetkezetek, intézetek, kisiparosok, egyéni tervezők vehettek részt iparilag előállított és kereskedelmi forgalomban lévő termékekkel. A beérkezett 200 pályaműből 195-öt fogadtak el és az IPM összesen 21 díjat osztott ki. A díjazott termékek között van két elektronikus műszer és egy CNC-vezérlésű szerszám gép, a híradástechnikai területet pedig a Videoton díjnyertes T.S. 625 típusú színes, hordozható TV-készüléke képviselte.

Tervezők:

Veres Lajos ipari formatervező, osztályvezető

Czili Jenő műszaki fejlesztő

Erdős Imre gyártásfejlesztési osztályvezető

Kékesi Ferenc szerkesztési osztályvezető

*

Az igényektől nagy mértékben elmaradó indiai távközlési hálózat fejlesztésére 750 millió USD-nak megfelelő kölcsönt ajánlott fel kedvező kamatfeltételekkel a Siemens cég. Az ország telefon- és telexhálózatának bővítésére nyújtandó kölcsönösszeg 67 százalékból Siemens berendezéseket, elsősorban elektronikus telefonközpontokat kellene vásárolni. A hasonló rendszerű hazai fejlesztésű telefonközpontok gyártását Indiában csak 1990-ben tudnák megkezdeni.

(Világ gazdaság, 1986. december 19.)

*

Az indiai kormány hat külföldi céggel tervezett gyártási együttműködést hagott jóvá számítógépipari vállalatok kérvényezésére. Az üzletkötések célja harminckét bites számítógépek gyártása közös vállalkozásban. Az Economic Times című indiai gazdasági napilap szerint a hat külföldi partner közül négy amerikai (köztük van a Commodore), egy brit (Sinclair) és egy norvég (Norsk Data). Az amerikai Centronix céggel közös vállalkozásban az ICIM indiai vállalat számítógépperifériákat készül gyártani. Az 1984-es számítógépipari rendelet előírja, hogy a közös vállalkozásokban a külföldi tulajdonjog nem haladhatja meg a negyven százalékot és a megállapodásoknak tartalmaznia kell a technológiai átadás ütemtervét. A Control Data Corporation amerikai vállalattal már aláírta a szerződést az ECIL indiai elektronikai vállalat nagyszámítógépek gyártásához szükséges technológiák átvételéről. Hasonló üzletről tárgyal a cég a norvég Norsk Data-val is. Az indiai számítógépipari termelés tavaly 77 százalékkal növekedett: elérte az 1,6 milliárd rúpiás értéket.

(VTRT Világpiaci Tükör, 1986/5.)

*

Csehszlovákiában a ma még üzemelő 119 kézi kapcsolású telefonközpontot a VIII. ötéves tervidőszak végéig teljesen automatizálják, s így 1990-re az ország összes állomása közvetlenül hívható lesz. Az utolsó teljes körű adat szerint Csehszlovákiában 1983-ban 3 millió 400 ezer telefonkészülék működött, a vonalak számát 1990-ig 531 ezerrel kívánják növelni. Más adat szerint Csehszlovákiában 1985. január 1-én 100 lakosra átlagosan 22,6 telefon jutott (összehasonlításként ugyanakkor Magyarországon csak 12,5).

(Világ gazdaság, 1986. november 28.)

*

Ugrásszerűen megnőtt az utóbbi években Indiában a televíziókészülékek iránti kereslet. Fekete-fehér televízióból 1980-ban 370 ezret, 1985-ben már 1,8 milliót gyártottak. A színes televíziózás kezdete 1982-re, az ázsiai játékok idejére tehető, s míg 1983-ban mindössze 50 ezer készüléket szereltek össze, addig 1985-ben már 660 ezret, s jelenleg az alkatrészek mintegy 80 százalékát importálják, de az elképzelések szerint 1988-ra már gyakorlatilag mindent otthon gyártanak.

*

Ha az 1990-re előre jelzett termelési adatok (7,5 millió fekete-fehér, illetve 2,5 millió színes televízió) túl optimistának látszanak is, azért az biztosra vehető, hogy megállíthatatlan az indiai „tv-boom”. A televíziózás gyors fejlődését az 1982 óta épített 180 újabb átjátszóállomás is elősegítette, így ma már az ország lakosságának 70 százaléka veheti a hazai adást. A napi 8 órára növelt adásidő, s a nemrég beindult második program is erősíti a vásárlási kedvet.

(Világ gazdaság, 1986. december 10.)

*

Д-р Керпан И.:

О применении дискретной конволюции

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. № 2

Сообщение, следя за практическими точками зрения, присоединяется к проблемам однозначности (а) и возможности вычисления (б) дискретной конволюции: по отношению (а) приводит два примера моделирования, представляющие собой интерес также для техники связи, а по отношению (б) излагает вспомогательные средства применения (смотреть в Приложении).

Фазекаш, К.:

Развитие в цифровом кодировании изображений

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. № 2

В последних десятилетиях требование увеличивалось по передаче визуальной информации в большой мере. В течении этих лет научные сотрудники исследовали целый ряд систем для многообразных использований. В этом широком теме по очень сложному и противоречивому друг другу требованию в настоящее время смотря на объём хардвера и уровень стоимости, оптимального решения схемы кодирования не существует. По этому во всём мире интенсивное исследование производится, важными характерными направлениями которого настоящая статья занимается.

Д-р Хаинзмани, Я.:

Локальные сети и их современные комплекты

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. № 2

Статья для иллюстрации функциональной сложности сопряжения локальных сетей, на основе стандарта IEEE 802.3, излагает процесс доступа сети CSMA CD, желаемые его параметры и формата сообщений. Для выполнения соответствующих и экономичных сопряжений требуются интегральные схемы LS, VLS. В качестве примера использования интегральной схемы VLS статья излагает содействующий процессор intel 82 586 LAN.

Д-р Коци, Т.—Ташнади, Л.—Гуньхо, Г.—Дюреш, Т.:

Функциональные тесты в оборудовании Р у Т

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. № 2

Самым главным требованием, предъявленным к станциям коммутации является надежность. Для ее обеспечения в оборудовании коммутации PRS применяли программную систему тестирования для проверки дубликации блоков процессора управления, а также при включении оборудования для проверки согласно мультипроцессорной структуре иерархии. Эта система пускает операционную систему, передает полную статус-информацию в направлении центрального системы управления, а также ведет непрерывный контроль во время эксплуатации.

Дроммер, Д.—Д-р Шомоди, А.:

Использование энергии природы для питания радиорелейной аппаратуры

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. № 2

Статья рассматривает вопрос автономного снабжения энергией радиорелейных станций. В местах установки радиорелейной аппаратуры не всегда предоставлена возможность питания энергией от первичной сети высокой надежностью. В таких местах следует использовать автономное устройство электропитания. В первой части статьи рассматривается возможность использования энергии природы (солнечного луча, энергии ветра) для упомянутой цели, во второй части излагает структуру системы электропитания, которая способна принимать и использовать электрическую энергию, создаваемую различным методом.

Д-р Адам, А.—Донко, З.:

Допплер анемометрия дифференциального лазера

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. № 2

Допплер анемометрия дифференциального лазера (DLDA) является одним из важных типов метода измерения скорости на основе когерентных оптических принципов. Данная статья кратко обсуждает занимаемую роль в технике измерения доплер анемометрии лазера, затем на основе модели разъясняет принцип действия аппаратуры DLDA. После чего занимается опытами накопленными по ходу моделирования.

Фелдвари-Орос, Ю.:

Пакет программ цифровой обработки сигналов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. № 2

В статье описывается пакет программ для цифровой обработки сигналов на ЗВМ ТПА-1140.

Dr. Karpán, I.:

Über die Anwendung der diskreten Konvolution

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 2

In dieser Bekanntmachung werden vor allem die praktischen Standpunkte hervorgehoben. Im diesen Sinne wird besonders die Problematik der Eindeutigkeit (a) und die Berechenbarkeit (b) der diskreten Konvolution erörtert. Dies geschieht bei dem Thema (a) mit der Vorführung von zwei, für die Nachrichtentechnik auch interessanten Modellen und bei dem Thema (b) mit der, in der Beilage befindlichen Lehrbehelfen.

Fazekas, K.:

Die Entwicklungstendenzen der digitalen Bildcodierung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 2

Der Anspruch für die Übertragung der Bildinformation ist in dem letzten einigen Jahrzehnten in grossem Masse gewachsen, eine ganze Reihe von Systemen sind für mannigfaltige Anwendungen entwickelt worden. In diesem weitreichenden Fachgebiet ist keine genelle Lösung des ökonomischen Codierungsschema gegenwärtig hinsichtlich des rationalen Ausmass und Aufwand der Hardware wegen der sehr komplexen und widersprechenden Anforderungen. Infolgedessen führt man intensive Forschungsarbeit in aller Welt, deren typische Tendenzen sind kurz vom Artikel berührt.

Dr. Heinzmann, J.:

Lo kale Netzwerke und ihre Interface-Bausteine

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 2

Das CSMA/CD Zugriffsverfahren, seine Parameter und der Datenrahmen wird gemäss IEEE Std 802.3 kurz beschrieben um die funktionelle Komplexität eines Interface-Moduls zu zeigen. Ein LAN Interface Modul von guter Leistung und günstigem Preis braucht LSI, VLSI Interface-Bausteine. Als VLSI Beispiel der Intel 82586 LAN Kompressor wird vorgestellt.

Dr. Kóczy, L. T.—Tasnádi, L.—Gunyó, G.—Gyúró, T.:

Funktional tests im PRT

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 2

Eine der wichtigsten Forderungen gegen Durchschaltessysteme ist die Zuverlässigkeit. Um sie zu garantieren wurde im Durchschaltessystem PRS die Duplikation aller Prozessoreinheiten, und ein Testprogramm angewendet, welches die ganze Durchschaltessysteme im Einklang mit der hierarchischen Multiprozessorstruktur überprüft. Durch dieses Testsystem wird das Betriebssystem gestartet, die komplette Statusinformation zum Zentralkontroller weitergeleitet und auch das fortlaufende Testen unter Betriebssystem durchgeführt.

Drommer, Gy.—Dr. Somogyi, A.:

Anwendung von Naturenergie in der Speisestromversorgung der Funkrelais-Einrichtungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 2

Dieser Artikel befasst sich mit der autonomen Energieversorgung der Funkrelais-Stationen. Die Ansiedlungsstellen der Funkrelais-Einrichtungen verfügen nicht immer über Energien grosser Zuverlässigkeit, welche vom Primärnetz geliefert wurden. An diesen Stellen müssen autonome Speisegeräte verwendet werden. Der erste Teil des Artikels überprüft die Anwendungsmöglichkeiten der Naturenergien (Sonnenstrahlung, Windenergie) für obige Zwecke, während der zweite Teil skizziert ein System der Speisestromversorgung, welches die auf verschiedenen Weisen hergestellten elektrischen Energien empfangen und verwenden fähig ist.

Dr. Ádám, A.—Donkó, Z.:

Differential Laser Doppler Anemometric

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 2

Die Differential Laser Doppler Anemometric (DLDA) ist einer der wichtigsten Typen der auf kohärenten optischen Prinzipien beruhenden Geschwindigkeitsmessungen. Der Artikel erörtert kurz die Rolle, welche die Laser Doppler Anemometric in der Messtechnik erfüllt, und deutet danach auf Grund eines Modells das Funktionsprinzip der DLDA Einrichtungen. Im weiteren Teil des Artikels werden die bei der Modellierung erworbenen Erfahrungen bekanntgegeben.

Földvári—Orosz, J.:

Programme für digitale Signalverarbeitung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 2

Ein auf TPA 1140 Rechenmaschine arbeitendes Programmpaket für digitale Signalverarbeitung wird erörtert. Diese Programme kann man für ein breites Spektrum des Problems der digitalen Signalverarbeitung benutzen.

Dr. Kerpán, J.:

About the Application of the Discrete Convolut

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 2

This article — following practical aspects — is connected to the problems of the unanimity (a) and the calculabness (b) of the discrete convolution: by means of the introduction of two models interesting also for the telecommunication for (a) and of the application study-aids (to be found in the appendix) for (b).

Fazekas, K.:

Advances in Digital Image Coding

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 2

The demand on transmission of image information is increased tremendously in the latest several decades, a number of systems were developed for manifold applications. In this very wide-spreading field because of the very complex and the many inconsistent requirements at present, there is no general solution for an economical coding scheme with reasonable hardware size and cost. Therefore intensive research is going on all over the world. Our paper refers to the most typical trends of this research.

Dr. Hainzmann, J.:

Local Area Networks and their Interface Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 2

To show the functional complexity of a LAN interface the paper surveys the CSMA/CD network access method, the required parame-

ters and the frame format according to the IEEE Std 802.3. A LAN interface unit of good performance and moderate price needs LSI, VLSI interface ICs. As an example the Intel 82586 LAN coprocessor is described.

Dr. Kóczy, L. T.—Tasnádi, L.—Gunyhó, G.—Gyúró, T.:

Functional tests in the PRT

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 2

One of the most important requirements to switching exchanges is high reliability. In order to provide it in the switching system PRS we duplicated all processor units and applied test programs checking the whole system according to the hierarchical multiprocessor structure. By this system the operating system is started, the complete status information is forwarded to the central control subsystem and also continuous testing while operation is provided.

Drommer, Gy.—Dr. Somogyi, A.:

Utilization of natural sources of power in the power supply of radio relay equipment

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 2

The article deals with the autonomous power supply of radio relay stations. High reliable mains power supply is not always available at the installation sites of radio relay equipment. At these sites autonomous power supply equipment must be used. The first part of the article examines the application possibilities of the natural sources of power (solar radiation, wind power) for this purpose, while the second part outlines a power supply system being able to receive and utilize electric power reproduced from different sources.

Dr. Ádám, A.—Donkó, Z.:

Differential Laser Doppler Anemometry

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 2

The Differential Laser Doppler Anemometry (DLDA) is one of the most important types of velocity measurements operating on coherent optical principles. This paper discusses shortly the role of Laser Doppler Anemometry in the measurement technique and studies the operation of DLDA arrangements by means of a model. Finally it deals with experiences obtained in the course of measurements.

Földvári—Orosz, J.:

Programs for Digital Signal Processing

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 2

A set of computer programs working on a TPA 1140 computer is described. The programs cover a broad spectrum of digital signal processing applications and design techniques.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja: a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató leányvállalat, Budapest, Közraktár u. 4., 1093. Telefon: 175-200. Felelős kiadó: Budai Ferenc főigazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási Irodánál (HELIR), Budapest, XIII., Lehel u. 10/a —1900—közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180,— Ft, egész évre 360,— Ft. Egyes szám ára 30,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H-1389 Budapest, Postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279. 86-253. Révai Nyomda Egri Gyáregység, Felelős vezető: Horváth Józsefné dr. 87 2645.