



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET

FOLYÓIRATA

XL. évfolyam

BUDAPEST

1989

12

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XL. évfolyam, 1989. 12. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXV. évfolyam, 1989. 12. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

VII. évfolyam, 1989. 12. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke:

HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

Dr. FLESCHE ISTVÁN

MÉREY IMRÉNÉ

SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

SZERKESZTŐBIZOTTSÁG

HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné

Gál Ferenc

Dr. Prónay Gábor

BHG

Rovatvezető: Angyal László

Tudományos szerkesztő: Dr. Kozmány Teréz,

Ágostházi Margit, Bernhart Richárd,

Fazekas László, Dr. Kerpán István,

Kluge Miklós, Lackó Endre, Sztáics Ökos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László

Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz,

Balogh Albert, Csornai László,

Czermann Mihály, Hidas György,

Huska Zoltán, Dr. Ligeti Róbertné,

Dr. Mátrai Géza, Dr. Motál György,

Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: DR. Somogyi András

Tudományos szerkesztő: Frigyes István

Denk Atilla, Froemel Károly,

Nóvik Lajos, Pethes István

REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza

Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz,

Horváth Lajos, Mészáros Sándor,

Papp Károly, Sugár Béla,

Dr. Udvarhelyi Gábor, Dr. Vétesy Miklós

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: Szalay Tibor

Tudományos szerkesztő: Dr. Gordos Géza,

Keller János, Márik Zoltán,

Porpácz Elemér, Schnürmacher Tamás,

Török László, Veress Péter

Szerkesztőségi ügyekben és kéziratok-
kal kapcsolatban felvilágosítást ad:

Szöllősi Györgyné.

Telefon: 149-50-98

ROVATOK

Egyesületi élet

Rendszertechnika

Kapcsolástechnika

Vezetékes technika

Fénytvázközlés

Vezeték nélküli technika

Adástechnika

Vételtechnika

Mikroelektronika

Alkatrésztechnika

Hálózatelmélet

Elektromágneses problémák

ROVATGAZDÁK

HTE

(H)

TKI

(□)

BHG

(#)

TERTA

(↔)

ORION

(*)

MEV

(↑)

REMIX

(△)

ROVATTÁRSÁK

BEAG

HTV

BME

KONTAKTA

BRG

KŐPORC

EMO

KFKI

El. szöv.

M. Posta

FMV

ML

GAMMA

MM

HTSZ

MFKI

HAGY

TUNGSRAM

TARTALOM

Dr. PAP LÁSZLÓ – DR. VAJDA ISTVÁN: Zavarvédelem a szórt spekt-

rumú átviteli rendszerekben 353

II. Európai Rádiórelé Rendszerek Konferencia (Dr. Szabó Zoltán) 366

DR. HÁMORI ANDRÁS – TÖRÖK PÉTER: Korszerű mikrolitog-

ráfiai 367

Popov Rádió Napok '89 (Dr. Turi Kovácsné – Balog G. – Kraso-

vics M.) 372

DR. CSOPAKI GYULA – DR. HALÁSZ EDIT – DR. TRÓN TIBOR:

Digitális távközlő vonalak számítógépes leírása és szimulá-

ciója 374

Tartalmi összefoglalások 384

* A f. évi 11. számból terjedelmi okból kimaradt BME villamoskari cikkeket jelen számunkban közöljük.

Zavarvédelem szórt spektrumú átviteli rendszerekben

Dr. Pap László – Dr. Vajda István
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS*

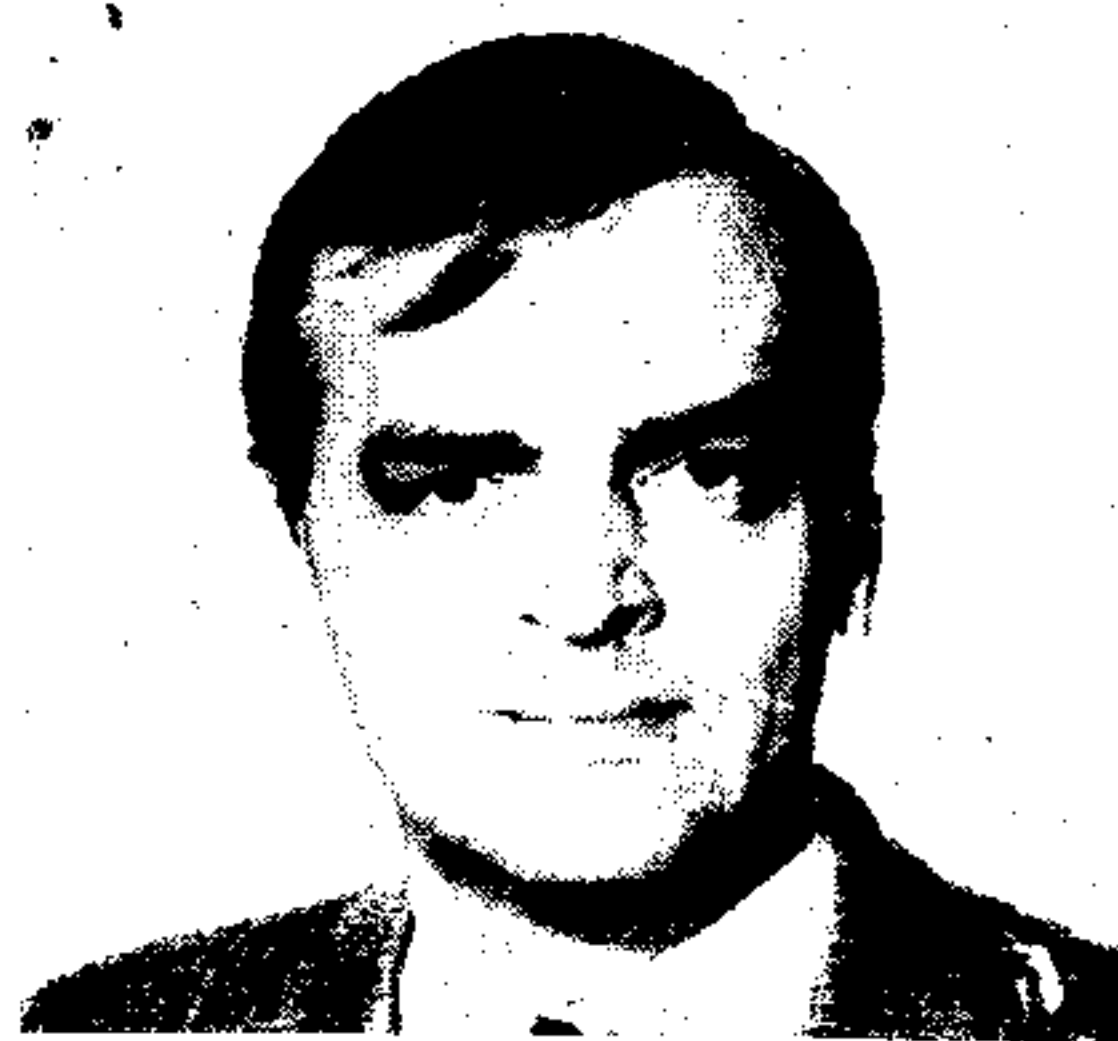
A cikk áttekintést nyújt a széles körben alkalmazott szórt spektrumú rendszerek legfontosabb rendszertechnikai paramétereiről, a zavarvédelem mértékéről. Ismerteti a zavaró jelek különböző típusait és a zavarási stratégiákat, részletesen foglalkozik a sávszélesítési tényező és az energianyereségi tényező kapcsolatával, végül pedig konkrét adatokat közöl a leggyakrabban alkalmazott DS és FH típusokkal kapcsolatban.

Az elmúlt néhány évtizedben a híradástechnikai kutatások egyik sajátos és érdekes területe volt az ún. szórt spektrumú (spread spectrum) átviteli rendszerek vizsgálata. A rendszerek széles körű alkalmazási lehetőségei és a velük kapcsolatos színvonalas tudományos problémák indokolják azt, hogy a nemzetközi tudományos fórumokon mindmáig igen nagy figyelmet szentelnek a téma elméleti kutatásának. A cikk célja a tipikus szórt spektrumú rendszerek néhány rendszertechnikai kérdésének a vizsgálata, különös tekintettel a zavarvédelem meghatározó különböző rendszerparaméterekre.

1. A spektrumszórás elve és főbb alkalmazásai

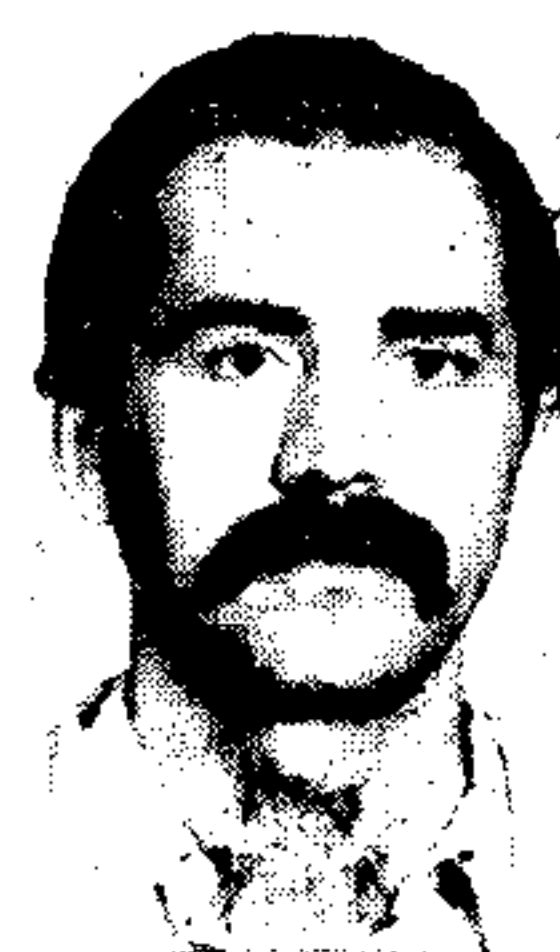
A szórt spektrumú átviteli rendszerek alaptulajdonsága, hogy a bennük alkalmazott speciális csatornakódolási (modulációs) eljárások következtében a csatornában felhasznált teljes sáv szélesség, W [Hz] nagyobb, esetleg nagyságrendekkel nagyobb, mint a hagyományos modulációs módszerekkel létrehozott jelek sáv szélessége azonos R_b [bit/sec] sebességű alapsávi adatforgalom esetén (bináris rendszerekben leegyszerűsítve W [Hz] $\gg R_b$ [Hz]). A szórt spektrumú rendszerek legfontosabb paramétere az ún. sáv szélesítési tényező $BF = W/R_b$, amely az előbb említett speciális csatornakódolási (modulációs) módszerek alkalmazása következtében fellépő sáv szélességnövekedést méri. A szórt spektrumú jelekben rejlő nagy redundanciát arra használjuk fel, hogy még abban az esetben is elfogadható átviteli minőséget biztosítsunk, ha az átviteli csatornában a normál Gauss-zajon kívül jelentős - a hasznos jel teljesítményét meghaladó - teljesítményű additív interferencia lép fel.

A szórt spektrumú átviteli rendszerek másik fontos tulajdonsága az álvéletlen (pseudo random) jelleg, ami annyit jelent, hogy az átviteli csatornában folyó kommunikáció egy rendszeren kívüli megfigyelő számára nagy sáv szélességű, kis spektrális sűrűségű, zaj jellegű véletlen folyamatnak tűnik, a rendszeren belüli part-



Dr. PAP LÁSZLÓ

1967-ben végzett a BME Villamosmérnöki Karán. 1980-ban a műszaki tudomány kandidátusi fokozatot szerzett. 1967 óta a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetben dolgozik, egyetemi docens. Tématerületei az elektronikus áramkörök tervezése, a moduláció és kódolás, és a szinkronizációs rendszerek elmélete. Alkalmazásokat tekintve fő eredményeit a kódosztásos és szórt spektrumú átviteli rendszerek területén érte el.



Dr. VAJDA ISTVÁN

1976-ban végzett a BME Villamosmérnöki Karán. 1978-ban egyetemi doktori, 1984-ben kandidátusi fokozatot szerzett. 1978 óta a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetben dolgozik. Tématerületei kódoláselmélet (hibajavító kódolás, titkosítás), valamint a statisztikus hírközlélmélet. Az alkalmazásokat tekintve fő érdeklődési köre a kódosztásos rendszerek kódválasztása és hatékonyságanálízise.

nerek viszont - ismerve a csatornakódolás szabályait - dekódolni tudják az átküldött információt.

A spektrumszórás elvéből fakadó előnyöket az alábbi egyszerű példán tudjuk szemléltetni. Legyen a vevő bemenetére jutó hasznos és interferáló jel teljesítménye P_s és P_j , W sáv szélességben mérve. Tételezzük fel, hogy az átvitel kódolásmentesen bináris, a bitidő T_b és a két jel ugyanabban a W sáv szélességű csatornában helyezkedik el. Ismert ([42], [43], [44], [45], [46], [51]), hogy egy W sáv szélességű csatornában - nagy WT_b szorzat esetén - $2WT_b$ számú T_b idejű ortogonális jel helyezhető el. Alkalmazzunk olyan bináris modulációs eljárást, ahol a lehetséges $2WT_b$ számú jel közül csak WT_b számút (pl. csak a koszinuszos komponenseket) használunk fel, és válasszunk az így adódó $N = WT_b$ dimenziós jeltérben egy e_i , $i = 1, 2, \dots, N$ ortonormált bázist úgy, hogy az aktuális modulált jel felírható legyen az

$$s(t) = b \sqrt{P_s} \sum_{i=1}^N a_i e_i(t) = b \sqrt{P_s} e_1(t); \quad a_1 = 1; a_i = 0; i \neq 1 \quad (1.1)$$

alakban, ahol $b = \{1, -1\}$ az üzenetbit. Tegyük fel továbbá, hogy a zavaró jel

$$j(t) = \sqrt{P_j} \sum_{i=1}^N d_i e_i(t) \quad (1.2)$$

ahol d_i , $i = 1, 2, \dots, N$ a jelhez tartozó együtthatók halmaza és

$$\sum_{i=1}^N d_i^2 = 1 \quad (1.3)$$

*Beérkezett: 1989. VII. 26. (H)

A zavaró jelvektor véletlen választása esetén, ha az így kifeszített N dimenziós térben a vektor végpontja egy N dimenziós gömb felületén egyenletes eloszlású [47], igaz, hogy

$$E \sum_{i=1}^N d_i^2 = \sum_{i=1}^N E d_i^2 = 1 \quad (1.4)$$

azaz

$$E d_1^2 = E d_i^2 = \frac{1}{N} = \frac{1}{W T_b}, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (1.5)$$

A fentiekből nyilvánvaló, hogy a zavaró jel azon komponenseivel nem foglalkozunk, amelyek az általunk definiált N dimenziós jeltéren kívül helyezkednek el, ezeknek ugyanis nincsen hatása a demodulálási folyamatra.

Ha feltételezzük, hogy az alkalmazott vevő (demodulátor) lineáris, fehér Gauss-zajban optimális illesztett szűrő, akkor a demodulátor kimenetén a zavar-jel viszony a

$$\left[\frac{J}{S} \right]_{\text{kiss}} = \frac{P_J E d_1^2}{P_S} = \frac{P_J}{P_S} \frac{1}{W T_b} \quad (1.6)$$

kifejezéssel adható meg.

Az (1.1)-ből jól látható, hogy bináris jelek átviteléhez ebben a struktúrában egyetlen elemi jel is elegendő, azaz nincs szükség a korábban említett N dimenziós jeltérre. Érdekes megjegyezni, hogy az elemi jel megfelelő megválasztása esetén a modulált jel átlagos sávszélessége az egy elemi jelhez tartozó átlagos sávszélességgel, azaz a $W/N = T_b^{-1}$ értékkel közelíthető. Ha a zavaró forrás képes arra, hogy teljes teljesítményét a modulációnál használt elemi jellel arányosan sugározza ki, akkor a demodulátor kimenetén a zavar-jel viszony a

$$\left[\frac{J}{S} \right]_{\text{kio}} = \frac{P_J}{P_S} \quad (1.7)$$

összefüggésből határozható meg.

Példánkban a szórt spektrumú átvitel során létrehozott jeltérbővítés hatására energianyereség keletkezik (EG), azaz a zavar-jel viszony éppen a

$$Eg = \left[\frac{J}{S} \right]_{\text{kio}} / \left[\frac{J}{S} \right]_{\text{kiss}} = W T_b = \frac{W}{R_b} = BF \quad (1.8)$$

energianyereségi tényező mértékében javul. Mindebből nyilvánvaló, hogy a rendszer működésének hatékonysága két alapvető paramétertől függ: (i) a jeltér méretétől, (ii) és attól, hogy hogyan oszlik meg a zavaró jel teljesítménye az egyes jeltérkoordináták között. Triviális, hogy keskenysávú átvitel esetén, amikor a hasznos jel átviteléhez szükséges elemi

jeleken kívül az átviteli sávban más ortogonális jelek nem férnek el, a javulás mértéke minimális, mivel a sávon belüli zavaró jelek mindenképpen interferálnak a hasznos jel. Az is nyilvánvaló, hogy ilyen esetben a kommunikációra használt sáv könnyen identifikálható, mivel a hasznos jel teljesítménysűrűsége viszonylag nagy. A javulás mértékének növeléséhez tehát a sávszélesség növelése feltétlenül szükséges, azonban nem elégséges, mivel biztosítani kell emellett azt is, hogy a zavaró forrás a kommunikáció során alkalmazott jelteret (kódot) nehezen ismerhesse ki, azaz rá legyen kényszerítve a jeltéren belüli véletlen választásra.

Hasonló eredményre juthatunk abban az esetben is, ha a demodulátorban lezajló folyamatokat a spektrumtartományban vizsgáljuk. Ilyenkor célszerű úgy gondolkodni, hogy a demodulátor a fentiek szerint véletlenül választott interferáló jel teljesítményspektrumát W sávszélességűre bővíti, míg a csatornában lévő, W sávszélességű hasznos jel teljesítményét a $W_b = R_b^{-1}$ sávszélességű alapsávban gyűjti össze [1], [2]. A két jel szűréssel történő szétválasztása után a nyereség valóban $EG = BF$ értékű lesz.

A spektrumszórás elvének főbb alkalmazásait az alábbiakban foglalhatjuk össze ([1], [2], [3], [6], [51]):

a. Interferencia elnyomás

- rendszeren kívüli jelekre (szándékos, illetve nem szándékos zavarás (AJ - Anti Jamming)),
- rendszeren belüli jelekre (többszörös hozzáférés esetén a többi felhasználó jele (CDMA - Code Division Multiple Access)) ([12], [13], [26], [27]),
- saját jelekre (többutas terjedésből származó jelek ([11], [25], [41])).

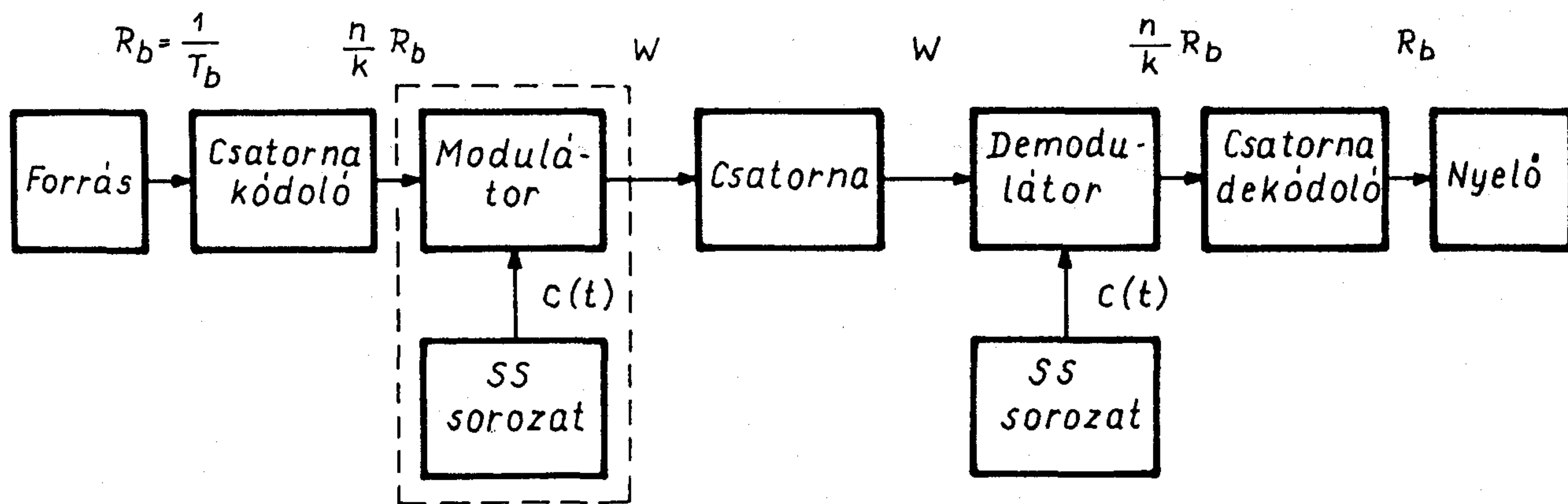
b. Teljesítménysűrűség csökkentés a csatornában abból a célból, hogy

- eleget tegyünk a nemzetközi (postai) előírásoknak (pl. műholdról a Földre érkező jelek esetén),
- minimalizáljuk a jel detektálhatóságát a rendszeren kívüli személyek számára (spektrummonitorozás, [1], [4]), (AI - Anti Intercept),
- a jel teljesítménysűrűsége a környezeti zaj szintje alatt maradjon (zaj alatti hírközlés).

c. Távolság- vagy sebességmérés [2].

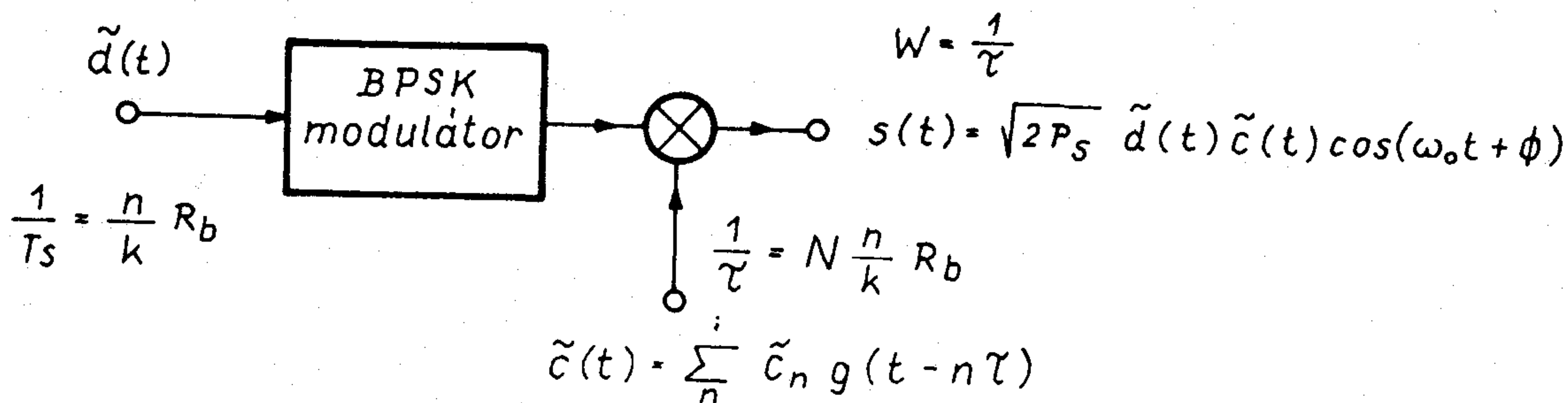
A szórt spektrumú kommunikációs rendszereket tipikusan vezeték nélküli átvitelre használják a hosszúhullámú sávól egészen a mikrohullámú tartományokig, de előfordulnak vezetékes alkalmazások is (pl. energiahálózati adatátvitel). Újabban a pont-pont közötti összeköttetéseken kívül terjedőben vannak a kommunikációs spread spectrum hálók [48], érdekesek ezen kívül a csomagkommunikációs rendszerekben [49] és a digitális celluláris mobil telefonrendszerekben történő alkalmazások [50].

Cikkünkben elsősorban az interferencia elnyomás célját szolgáló szórt spektrumú rendszerek rendszer-technikai és hatékonysági kérdéseivel foglalkozunk.



H552-1

1. ábra. A szórt spektrumú digitális kommunikációs rendszerek általános modellje.



H552-2

2. ábra. A DS/BPSK rendszer modulátora. (\$x = 2x-1\$, \$x \in \{0,1\}\$, \$x-1,1\$)

2. A szórt spektrumú digitális kommunikációs rendszerek alaptípusai

Egy pont-pont közötti szórt spektrumú összeköttetés általános modellje az 1. ábrán látható. A rendszer legfontosabb eleme a modulátorból és az SS generátorból álló egység. Ennek felépítése határozza meg a rendszer alaptípusát.

A továbbiakban két alaptípust fogunk részletesen elemezni a fázisugratásos (DS - Direct Sequence vagy PN - Pseudo Noise), illetve a frekvenciaugratásos (FH - Frequency Hopping) változatot ([1], [2], [3], [5], [20], [29-39]).

DS rendszer esetén az 1. ábra szaggatott vonallal körülhatárolt blokkja megnövelt sávszélességű PSK modulátort jelent. Bináris moduláció (BPSK) esetére a blokk belső felépítését a 2. ábrán adtuk meg.

Az ábrán \$\tilde{d}(t)\$ az \$(n,k)\$ paraméterű csatornakódoló kimenetén megjelenő \$\frac{n}{k}R_b\$ [bps] sebességű bináris sorozat, \$\tilde{c}(t)\$ a PRG (árvéletlen generátor, Pseudo Random Generator) kimenetén megjelenő \$\tau = T_s/N\$ jelzésidejű bináris sorozat.¹ A PRG kimeneti jelének sávszélessége tehát \$N\$-szerese a \$\tilde{d}(t)\$ sávszélességének, így \$N > 1\$ megválasztásával beállíthatjuk a megkívánt

(BF = \$W/R_b = \frac{n}{k}N\$) sávszélességnövelés mértékét.

QPSK moduláció esetén tipikus a modulált jel

$$s(t) = \sqrt{P_s} \tilde{d}_1(t) \tilde{c}_1(t) \cos(\omega_0 t + \phi) + \sqrt{P_s} \tilde{d}_2(t) \tilde{c}_2(t) \sin(\omega_0 t + \phi)$$

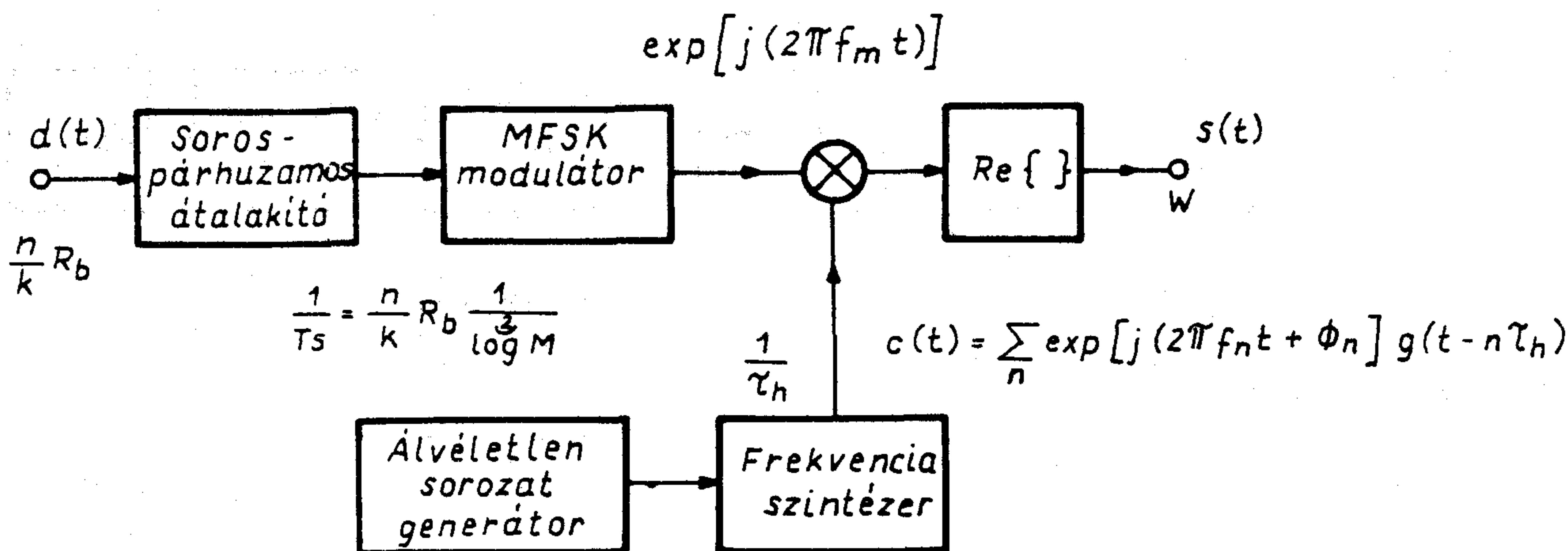
alakú előállítása, ahol \$\tilde{d}_1(t)\$ és \$\tilde{d}_2(t)\$ a \$d(t)\$ páros és páratlan sorszámú bitjeinek megfelelő sorozat, míg \$\tilde{c}_1(t)\$ és \$\tilde{c}_2(t)\$ korrelálatlan sorozatok \$\tau\$ chipidővel. Tipikus az \$N = 10^2 \div 10^3\$ választás.

Az FH rendszereknek két jellegzetes alaptípusa van: a lassú FH rendszer (SFH - Slow Frequency Hopping) és a gyors FH rendszer (FFH - East Frequency Hopping).

Az MFSK alapmodulációt alkalmazó FH rendszerek modulátorának egy lehetséges változata a 3. ábrán látható.

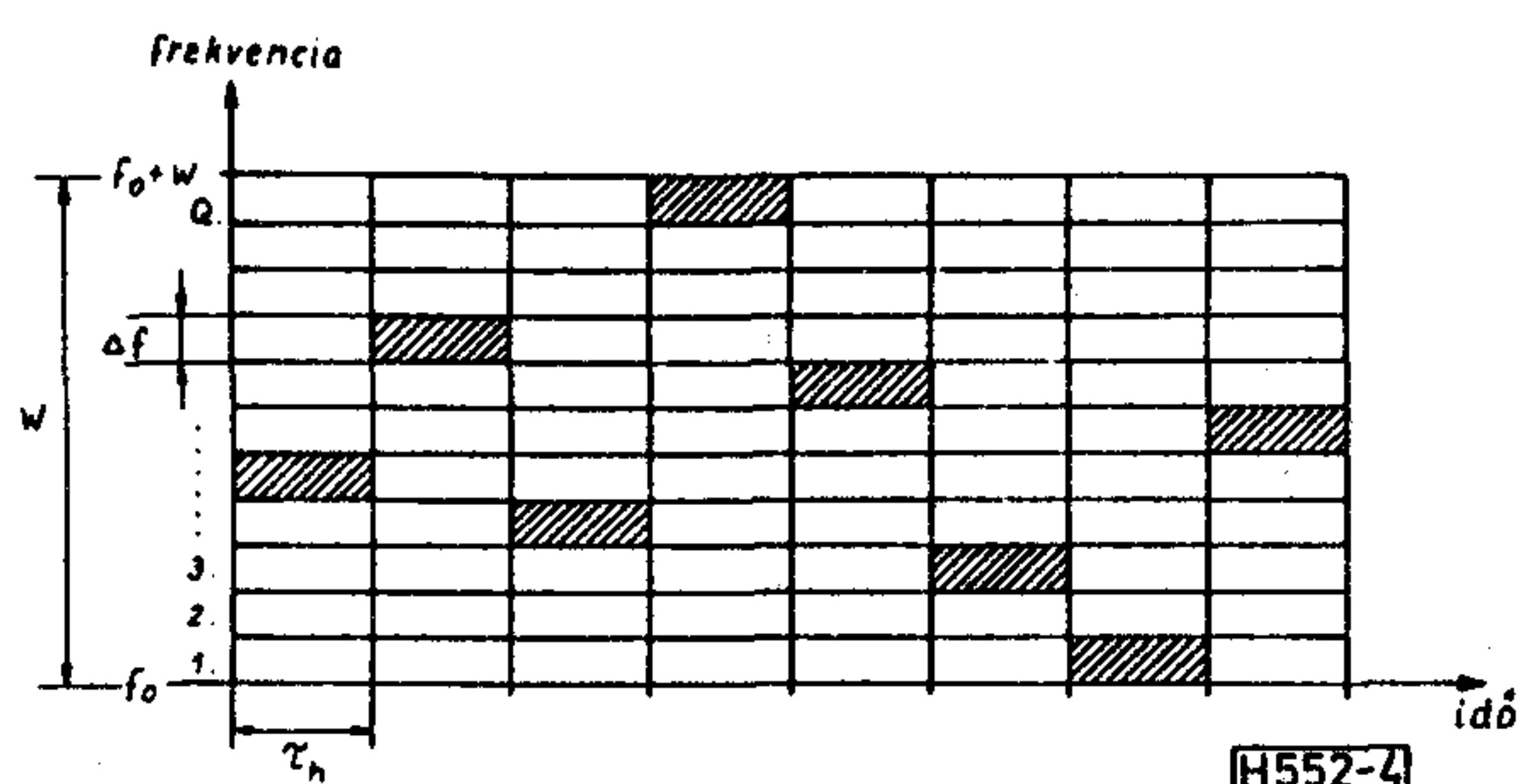
Lassú FH rendszerben az MFSK frekvenciákat

A továbbiakban a sávszélesítésre használt sorozatot a spektrumszórás típusától függően DS-sorozat vagy FH-sorozat néven említjük.

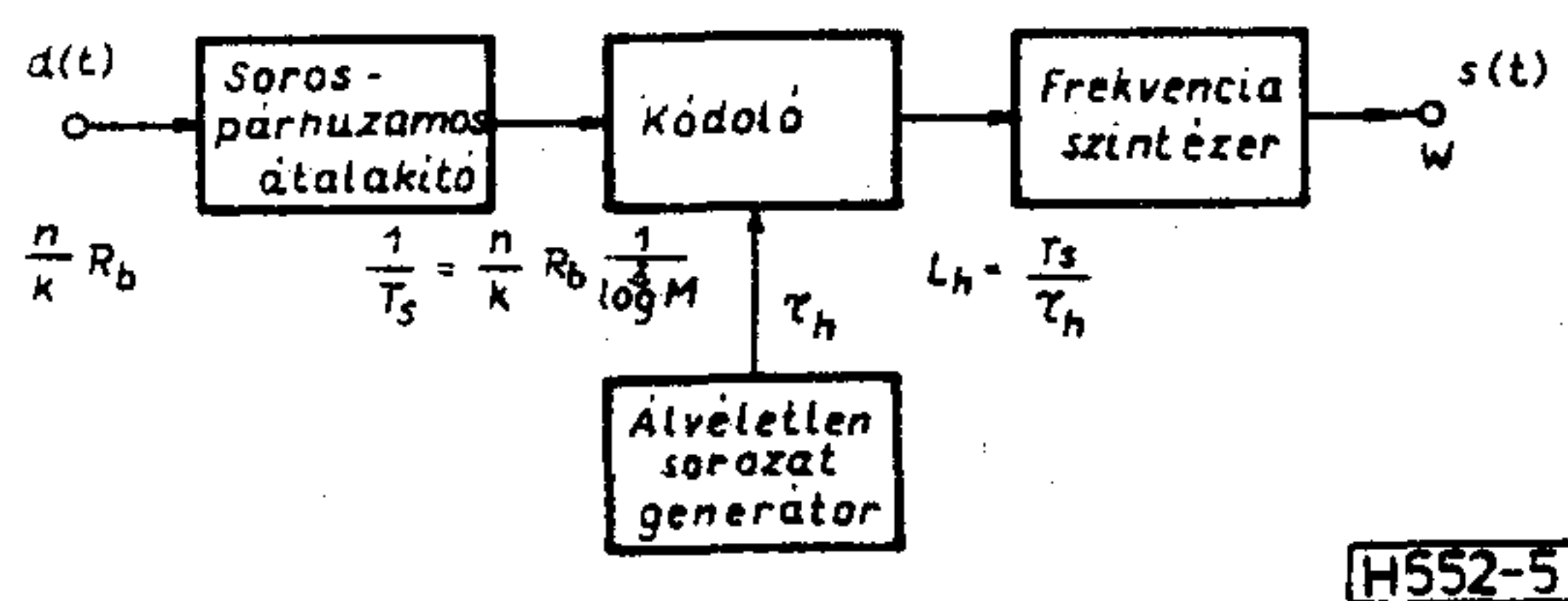


H552-3

3. ábra Tipikus FH/MFSK modulátor



4. ábra. Az FH rendszerek működésének illusztrálása az idő-frekvencia síkon



5. ábra. FFH modulátor a szintézer közvetlen vezérlésével

$$\Delta f = \frac{1}{T_s};$$

$$T_s = \frac{\log M}{\frac{n}{k} R_b} \text{ távolságra helyezve a teljes } W \text{ sávban ép-}$$

pen $Q \leq \frac{W}{M \Delta f}$ számú FH csatorna képezhető. Ezeket a

továbbiakban FH frekvenciasávoknak nevezzük. Tipikus az $M=2, 4, 8, \dots$ továbbá a $10^2 < Q < 10^3$ választás. Célszerű megjegyezni, hogy technikai okokból (szűrőkövetelmények, tranziens idők, stb.) a frekvenciaszintézer minimális frekvencialépése $\Delta f_{sz} > M \Delta f$. Lassú FH rendszerekben a kimeneti jel egy-egy FH frekvenciasávban $H \geq 1$ egész számú szimbólumideig tartózkodik, azaz a frekvenciaugratás ideje $\tau_h = H T_s$. H tipikus értéke 1 körüli, de az FH elven működő zavar-

védett csomagkommunikációs rendszerekben elérheti a 10^2 értéket is ([48], [49], [50]). A rendszer működését az FH csatornára jellemző idő-frekvencia síkon lehet egyszerűen szemléltetni (ld. 4. ábra).

Gyors FH (FFH - Fast Frequency Hopping) rendszerről beszélünk [26] akkor, ha $\tau_h = T_s/L$, ahol $L > 1$ egész, azaz τ_h kisebb mint a szimbólumidő. Ilyenkor a Δf elemi frekvencialépést általában $\Delta f = 1/\tau_h$ értékűre választjuk meg a detekciónál célszerű nem koherens ortogonalitás biztosítása érdekében. Az FFH jel előállítása ilyenkor nem jelent mást, mint egy megnövelt ortogonális jelkészletű modulátorban létrehozott $(L, 1)$ paraméterű ismétléses kód alkalmazását.

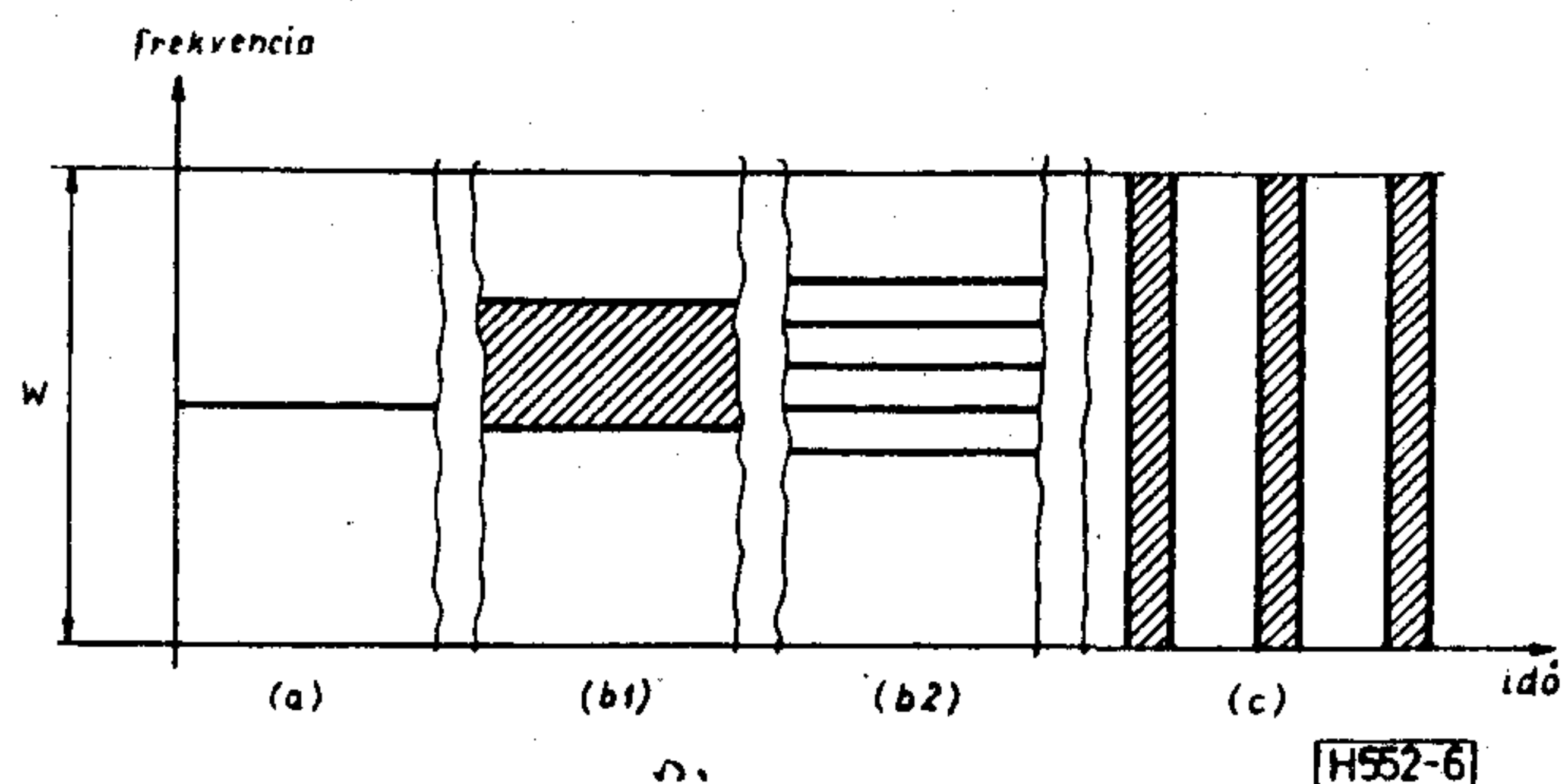
A gyors FH rendszereknek ismeretes egy másik változata is (ld. 5. ábra), ahol egy Q méretű kód ABC-t alkalmazó kódoló közvetlenül vezérli a frekvenciaszintézert, azaz az így létrejövő MFSK modulációnál $M = Q$ ([12], [19], [27], [28], [36]).

Ezt az elrendezést a továbbiakban FFH2-nek, míg az előzőt FFH1-nek nevezzük.

A cikk további részében csak a DS/BPSK, az SFH, az FFH1 és az FFH2 rendszerek tulajdonságait vizsgáljuk részletesebben, meg kell jegyezni azonban, hogy szórt spektrumú jeleket nagyon sok egyéb változatban is létrehozhatunk (pl. időugratásos (TH - Time Hopping), kódugratásos (CH - Code Hopping), burst, chirp és fáziskódolt MSFK elven, illetve ezek hibrid kombinációjával) ([1], [3], [34]). Kiemelésünk tehát önkényes, de elmondható, hogy az említett négy rendszer terjedt el leginkább a gyakorlatban.

3. Zavarvédelem pont-pont közötti összeköttetések esetén

A szórt spektrumú rendszerek egyik legjelentősebb alkalmazási területe a természetes és szándékos zavaró jelek elnyomása, azaz az antijamming működés [51]. A téma elméleti érdekessége az alábbi, részben máig is nyitott problémákból származik: (i) általános zavaró jelek esetére nem vagy nehezen adható ál-



6. ábra. A zavaró jeltípusok szemléltetése

talános érvényű optimális vevőstruktúra, ezért széles körben elterjedt a fehér Gauss-zajban optimális vevők alkalmazása. Ezek a vevők adott zavaró jelek esetén mindig *szuboptimális feltételek* mellett működnek; (ii) az előbbiekből következően a szórt spektrumú átviteli rendszerekben nagy szerepet játszanak az *adaptív zaj- és zavarelnyomási módszerek* és az ezekkel kapcsolatos algoritmus- és struktúravizsgálatok; (iii) a zajvédeltséget jelentős mértékben befolyásolja a zavaró forrás viselkedése, azaz a *zavarás típusa*, fontos kérdés tehát a zavarási stratégiák elemzése.

Az alábbiakban áttekintést adunk a legfontosabb zavarási eljárásokról és az azokkal kapcsolatos rendszerparaméterekről.

3.1. A zavaró jelek osztályozása

A zavaró jeleket az alábbi kategóriákba szokás sorolni:

(i) Időben folytonos jelek:

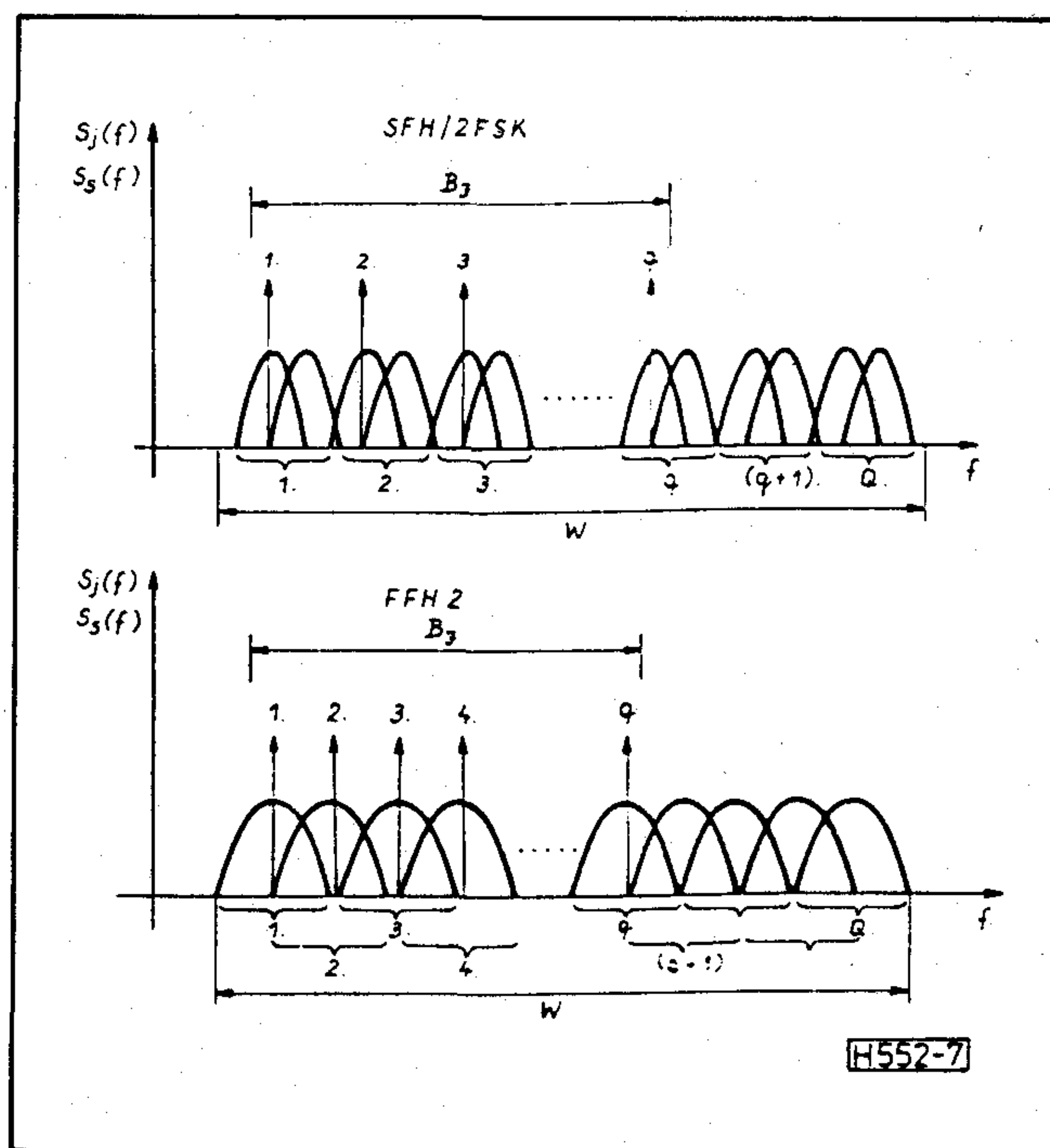
- egyfrekvenciás szinuszos zavaró jel (a),
- részsávú jelek (b),
 - részsávú zaj (b1),
 - részsávú szinuszos fésű (b2),

(ii) Időben szakaszos jelek:

- szélessávú pulzus zaj (c).

A kategóriákat a 6. ábrán illusztráljuk.

Az *egyfrekvenciás szinuszos zavaró jelet* főleg DS rendszerekben alkalmazzák, úgy, hogy a zavaró jel frekvenciáját a DS modulált jel vivőfrekvenciájának a közelében választják meg. A zavarás mértéke annál nagyobb, mennél nagyobb a $\tilde{c}(t)$ sorozat spektrális egyenetlensége, illetve mennél nagyobb a vevőoldali demodulátor kiegyenlítettensége. Mindkét hatás következtében kisméretű periodikus zavaró komponensek keletkeznek a vevőben, és ezek egyrészt a hibavalószínűséget növelik, másrészt kedvezőtlenül befolyásolják a vivő- és bitszinkronizáló egységek működését. A $\tilde{c}(t)$ sorozat spektrális egyenetlensége alatt azt értjük, hogy az N_0 hosszúságú bináris álvéletlen sorozat $N < N_0$ méretű szegmensének a Fourier-transzformáltja mennyire áll közel az elemi τ szélességű négyzögimpulzus Fourier-transzformáltjához, azaz mennyire tekinthető a $\tilde{c}(t)$ sorozat



7. ábra. A részsávú szinuszos fésű zavaró jel FH rendszerekben

véletlen jellegűnek. Az egyenetlenség növelése kétféle úton valósítható meg: (i) az $N_0 \gg N$ választással, és a hosszú bináris sorozat különböző N hosszúságú szegmenseinek a felhasználásával. Ekkor ugyanis átlagosan biztosítható a spektrális egyenetlenség, kedvezőtlen sorozat esetén viszont az érintett szimbólum nagy valószínűséggel megsérülhet; (ii) $N_0 = N$ választással és maximális hosszúságú álvéletlen bináris sorozat alkalmazásával. Ebben az esetben az átlagosan értelmezett és a szimbólumonkénti egyenetlenség azonos, ami a jeldetekció szempontjából előnyösebb, a szinkronizáció szempontjából hátrányosabb megoldás. Minden szempontot figyelembe véve a $N_0 \gg N$ választás a kedvezőbb.

A *részsávú zavarás* elsősorban az FH rendszerek tulajdonságait befolyásolja kedvezőtlenül. *Részsávú zaj* esetén azt feltételezzük, hogy a zaj a teljes W sáv szélesség egy α -nyi szegmensében jelenik csak meg ($\alpha = B_j/W$, $\alpha < 1$), spektrális sűrűsége (P_j/B_j) a lefedett sávban egyenletes. *Részsávú szinuszos fésű* esetén q számú, egyenként P_j/q teljesítményű szinuszos jel jelenik meg a csatornában úgy, hogy a szinuszos jelek frekvenciájának távolsága általában megegyezik az FH csatorna távolságával. Példaképpen a 7. ábrán bemutatjuk a részsávú szinuszos fésű típusú zavaró jelek spektrális elrendezését SFH/2FSK és FFH2 modulációs rendszerek esetén.

Szinuszos fésű típusú zavaró jel sokféleképpen generálható. Egyik jól alkalmazható előállítási módja a következő: létrehozunk egy f_0 frekvenciájú L_0 hosszúságú LFSR által generált periodikus maximális hosszúságú sorozatot, és az így kiadódó jelet B_j sáv szélességű sávszűrőn engedjük át. A sávszűrő kimenetén $q = [B_j L_0 / f_0]$ számú, egymástól $\Delta f_0 = f_0 / L_0$

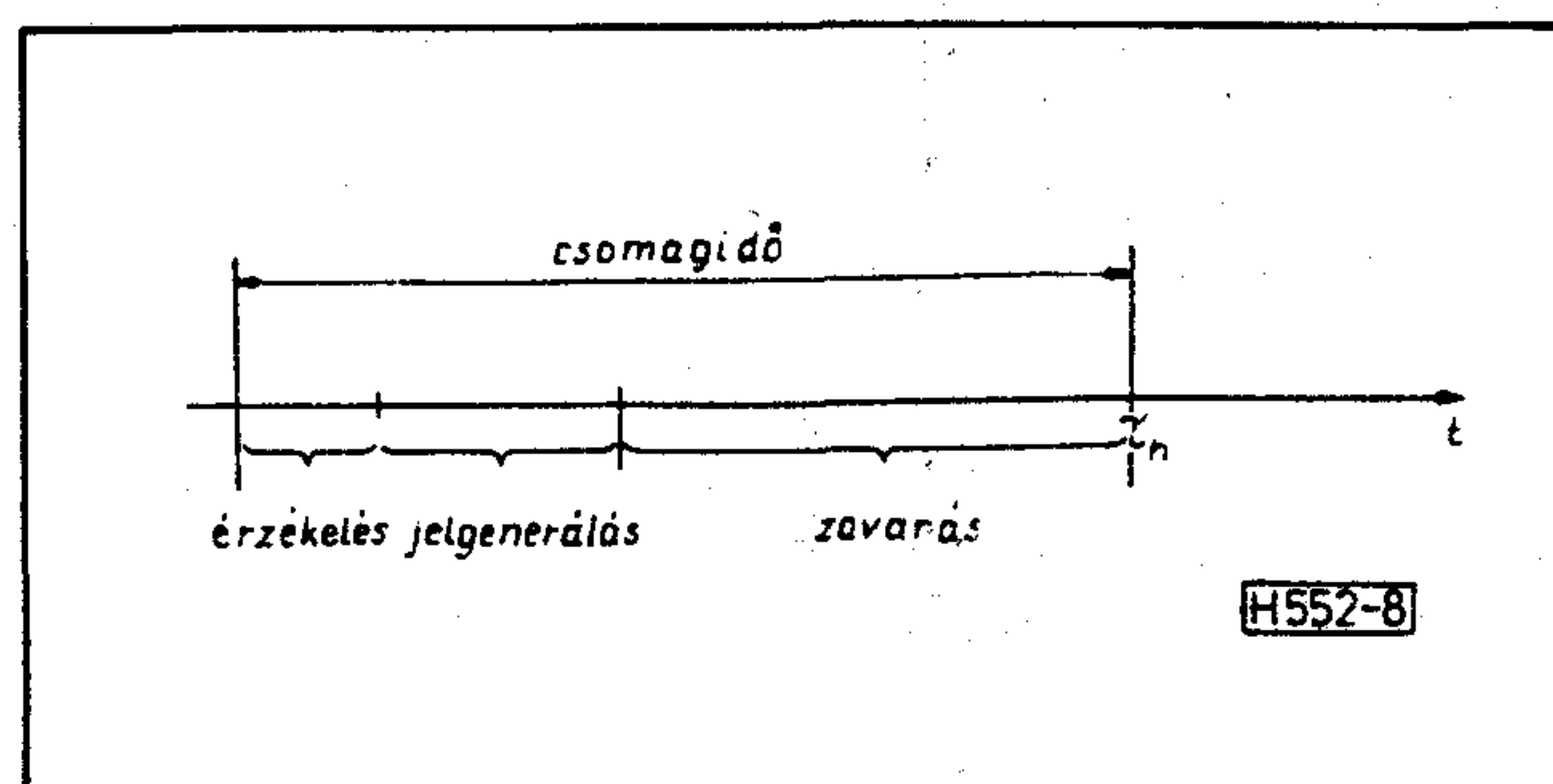
távolságra lévő szinuszos jelet kapunk. Megjegyzendő, hogy $B_f = W$ esetben szélessávú zavarásról beszélünk.

Időben szakaszos zavaró jelek esetében a zavaró jel a teljes frekvenciasávot kitölti, de az időnek csak egy szegmensében hatásos. Éppen ezért pulzus típusú vagy időben részleges zavarásnak szokták nevezni. A zavaró jel modellje ebben az esetben egy olyan sztochasztikus folyamat, amely úgy jön létre, hogy τ időközönként függetlenül sorsolunk α valószínűséggel egy W sávszélességű, $P_f/\alpha W$ spektrálsűrűségű, nulla várható értékű Gauss-folyamat és $(1-\alpha)$ valószínűséggel az azonosan zérus folyamat között. Mint a további vizsgálatokból kitűnik, a pulzus típusú zavarás a DS rendszerek legkellemetlenebb zavaró jele.

3.2. A zavarás különböző típusai

A zavarás abban az esetben a leghatékonyabb, ha a zavaró forrás kimerítően ismeri a kommunikációnál alkalmazott jelteret, azaz ismeri a $c(t)$ sávszélesítő kódsorozatot, és azon kívül képes az adóval azonos típusú modulált jel előállítására. Ha a zavaró a vevő bemenetére a hasznos jelnél nagyobb jelet képes ilyen módon eljuttatni, akkor teljes mértékben megszűnik a szórt spektrumú technikák zavarelnyomási képessége, mivel a bevezető példából is látszik, hogy az elnyomás lényege abban áll, hogy a zavaró jel teljesítménye véletlenszerűen megoszlik a jeltér különböző koordinátáirányai között. Az ilyen, a hasznos jel pontos (esetleg részleges) ismeretére támaszkodó zavarást *intelligens zavarásnak* nevezzük. Az intelligens zavarás hatékonyságát tovább növeli az a tény, hogy a szórt spektrumú rendszerekben mindig szükség van az álvéletlen sorozatok (koherens esetben emellett a vivő) szinkronizálására is. Éppen ezért a zavarás hatékony lehet abban az esetben is, ha a zavaró jel átlagos teljesítménye kisebb ugyan a hasznos jelénél, de szakaszonként (impulzus üzemben) meghaladja azt és ekkor képes az összeköttetés szinkronizmusát megszakítani. Az intelligens zavarás akkor lehet sikeres, ha normál kommunikációban alkalmazott kódszó rövid ($<10^3$), illetve ha a szinkronizáláshoz rövid és kiismerhető preamble-t alkalmazunk.

Ha az alkalmazott jelteret a zavaró nem ismeri (még részlegesen sem), akkor *nem intelligens* zavarásról beszélünk. Ennek egyik jellegzetes fajtája a lassú FH rendszereknél alkalmazott ún. követő zavarás. Ha a frekvenciaugrás τ_h ideje elegendően nagy, akkor mód van az aktuálisan használt frekvenciasáv azonosítására, és olyan zavaró jel szintetizálására, amely aktuális időrészben megjelenő hasznos jelet hatásosan tudja befolyásolni (ld. 8. ábra). Az értékelés és jelgenerálás időtartamának szükséges minimális értékét ma kb. 1 msec-ra becsülhetjük (ez természetesen függ a W sávszélességtől, a választott frekvencia-tartománytól, az előállítandó jelteljesítménytől, a



8. ábra. A követő zavarás fázisai egyetlen időrészben belül

technológiától, stb.). Ez ellen a legjobban úgy lehet védekezni, hogy gyors FH modulációt alkalmazunk.

A nem intelligens zavarás másik jellegzetes típusa a késleltetett jellel történő ismétléses zavarás (RBJ - Repeat Back Jamming). Ilyenkor a jeltér részletes elemzése helyett a zavaró veszi a hasznos jelet, majd τ -nál rövidebb idejű késleltetéssel és a hasznos jelnél nagyobb teljesítménnyel visszasugározza a vevő felé. Ez az eljárás az intelligens zavaráshoz hasonlóan módot ad a kódszinkronizmus (vivőszinkronizmus) megszakítására.

A nem intelligens zavarás legelterjedtebb módja a parciális zavarás. Itt a zavaró a "nyers erő" módszerrel próbálja a kommunikációt megakadályozni. A módszernek két jellegzetes típusát ismerjük, a frekvenciatartománybeli részsávú (partial band) és az időtartománybeli pulzáló (partial time) zavarást. Mindkettőnek az a lényege, hogy elegendően nagy teljesítmény híján a zavaró teljesítményét az idő vagy a frekvenciasáv egy szegmensében koncentrálja, és ezzel az idő egy részében nagy bithibát okoz. A következő fejezetben elsősorban ezen hibák hatását elemezzük, mivel ez a zavarási mód terjedt el leginkább a gyakorlatban, és ilyen körülmények között még jelentkeznek a szórt spektrumú technikák előnyei.

Érdemes megemlíteni azt, hogy a zavaró helyzetét jelentősen megnehezíti, ha a kommunikációnál használt jelet nehezen lehet észlelni. Ez a feltétel minden szórt spektrumú rendszernél automatikusan teljesül, hiszen a hasznos jel teljesítménysűrűsége a nagy sávszélesség miatt elegendően kicsi. Tovább javítható a helyzet nagy nyereségű antennák alkalmazásával, illetve az adószintek távolvégi szabályzásával, mellyel a csatorna teljesítményét a vételhez szükséges minimális értékűre lehet beállítani.

4. A moduláció és a csatornakódolás hatékonysága a különböző szórt spektrumú rendszerekben

4.1. A szórt spektrumú rendszerek alapvető paraméterei [51]

A különböző rendszerek részletes elemzése előtt célszerű néhány alapvető fogalmat tisztázni. Az első a *sávszélesítési tényező*, amely definíciószerűen az átviteli

sáv szélességének és az alapsávi bitsebességnek a viszonyát fejezi ki, azaz a

$$BF = \frac{W}{R_b} = \frac{W}{R_s} \frac{R_s}{R'_b} \frac{R'_b}{R_b} \quad (4.1)$$

alakban adható meg, ahol W a rendszer eredő sáv szélessége, R_b a bitsebesség. $R'_b = n/k R_b$ az (n, k) paraméterű csatornakódoló kimenetén mérhető bitsebesség, R_s pedig a szimbólumsebesség.

Egyszerű átalakítások után

$$BF = \frac{W}{R_s} \frac{n}{k} \log_2 M, \quad (4.2)$$

ahol M a csatornaszimbólum ABC-jének a méretét adja meg. Látható, hogy a sáv szélesítési tényező csak igen áttételesen ad információt az átviteli rendszer zavarelnyomásáról és paramétereiről, mégis elterjedten használják a szórt spektrumú rendszerek globális jellemzésére, mivel definíciója egyszerű, értéke könnyen meghatározható.

A rendszer működését a sáv szélesítési tényezőnél valamivel pontosabban jellemzi az *energianyeresési tényező* (*energy gain*), amely definíció szerűen a teljes és hatásos zavaró teljesítmények (vagy energiák) viszonyát adja meg, azaz

$$EG^* = \frac{P_{Jer}}{P_{Jeff}} = \frac{P_J + P'_J}{P_{Jeff}} = EG + \frac{P'_J}{P_{Jeff}} \quad (4.3)$$

Az EG^* a teljes energianyeresési tényező, azaz a zavaró teljes P_{Jer} teljesítményének a viszonya a P_{Jeff} hatásos zavaró teljesítményhez. Tudjuk azonban, hogy az átviteli rendszerünkbe jutó zavaró jelet két részre lehet osztani. Az egyik az a P'_J teljesítmény, amely a hasznos jel által definiált jeltérén kívül esik, és ezért eleve hatástalan az átviteli rendszerre, a másik a P_J teljesítmény, amely a kérdéses jeltérbe jut. A (4.3) szerint az EG tényleges energianyeresési tényező ez utóbbi teljesítmény és a hatásos P_{Jeff} zavaró teljesítmény viszonya. Fontos megjegyezni, hogy P_{Jeff} azt az átlagos teljesítményt méri, amely a hasznos jel detektálásakor befolyásolhatja a döntésünket. Nyilvánvaló, hogy az energianyereség aktuális mértéke jelentősen függ a zavaró stratégiájától, ezért az EG paraméter értékét csak rögzített feltételek mellett lehet ténylegesen megadni.

A szórt spektrumú rendszerek nemzetközi irodalmában igen elterjedten használt fogalom a *processzási nyereség* (PG). Ennek értelmezése azonban nem egyértelmű. Egyes források processzási nyereség alatt a sáv szélesítési tényezőt értik [6], más szerzőknél a fogalom az energianyeresési tényezővel azonos [11], vannak olyan források is, ahol a processzási nyereség az a viszonyszám, amely megmondja, hogy hányszor nagyobb jel-zavar viszony tartozik ugyanolyan hibaarányhoz a hagyományos és a szórt spektrumú

modulációs rendszerekben. A fogalom bizonytalan értelmezése miatt cikkünkben a processzási nyereséget közvetlenül nem használjuk, megjegyezve, hogy a [6]-ban adott definíció áll a véleményünkhöz legközelebb.

Elemezzük ezután általánosan a BF és EG viszonyát véletlen zavarás esetén. Tételezzük fel, hogy a hasznos jel egyidőben D_s különböző csatornát használ fel az átvitelre (diverziti tényező), és minden csatornában éppen K számú ortogonális elemi jelre van szükség a modulált jel előállítására. Tudjuk, hogy a rendelkezésre álló összes csatornák száma éppen

$$D = \frac{2WT_s}{K}, \quad (4.4)$$

mivel egy W szélességű frekvenciasávban éppen $2WT_s$ számú ortogonális jel helyezhető el. Tételezzük fel ezután, hogy a zavaró forrás a P_J teljesítményt egyenletesen osztja el véletlenül kiválasztott D_J számú csatornában úgy, hogy a D_J értékét 1 és D között szintén véletlenszerűen választja meg. Egyszerűen belátható, hogy a hasznos jellel ütköző, tehát hatásos, zajteljesítmény átlagos értéke a

$$P_{Jeff} = P_J \frac{D_s}{D} \quad (4.5)$$

kifejezéssel határozható meg, azaz az energianyereségi tényező

$$EG = \frac{D}{D_s} = \frac{2WT_s}{D_s K} = BF \frac{2R_b T_s}{D_s K} = BF \frac{2 \log_2 M}{D_s K} \quad (4.6)$$

Az 1. táblázatban megadjuk néhány jellegzetes szórt spektrumú rendszer tipikus paramétereit csatornakódolás nélküli esetre.

A táblázat tartalmához két kommentár szükséges: (i) DS/BPSK esetben az energianyereség a várt N értéknél nagyobb, $2N$. Ennek az az oka, hogy az itt alkalmazott koherens, átvitel esetén a kvadratúra irányokba kisugárzott zavaró teljesítmény hatástalan, (ii) FFH2/MFSK esetben pedig igaz, hogy egy $Q_F L$ méretű nem koherens értelemben ortogonális térben a moduláció létrehozásához éppen $Q_F = M$ nem koherens ortogonális vektort használunk fel, így a hasznos jelet a zavaró teljesítménynek csak az L -ed része befolyásolja hatásosan. Ebből az alkalomból is érdekes megjegyezni, hogy a rendszerek konkrét kialakításától és a zavaró stratégiától az energianyereség értéke jelentősen függ. Könnyen belátható, hogy az FFH2/MFSK rendszernél szélessávú zavart feltételezve az energianyereség Q_F értékű lesz, mivel ilyenkor a zavaró teljesítmény $Q_F L$ -ed része jut minden dimenzió irányába, és ebből egy hasznos szimbólum éppen L -szeres mértékben részesül (igaz, hogy az összevetés nem teljesen tökéletes, ugyanis ilyen esetben a teljes modulált jelet a teljes P_J zavaró jel-teljesítmény befolyásolja).

Rendszer típus	Egyedi paraméterek	W	K	D	D _s	BF	EG	EG / PG
DS/BPSK	N a chipek száma τ a chipidő	$\frac{1}{\tau}$	1	$\frac{T_s}{2\tau}$	1	N	2N	2
DS/4PSK	N a chipek száma τ a chipidő	$\frac{1}{\tau}$	2	$\frac{T_s}{2\tau}$	1	$\frac{N}{2}$	N	2
SFM/MFSK	Q = frekvenciasávok száma $\tau_h = T_s$ az ugrási idő	$\frac{QM}{\tau_h}$	2M	$\frac{T_s}{Q\tau_h}$	1	$\frac{QM}{\log_3 M}$	Q	$\frac{\log_3 M}{M}$
FFH2/MFSK	$Q_F = M$ a frekvenciák száma L a chipek száma $\tau_h = T_s/L$ az ugrási idő $L \leq Q_F$	$\frac{Q_F}{\tau_h}$	2M	$\frac{T_s}{\tau_h}$	1	$\frac{ML}{\log_3 M}$	L	$\frac{\log_3 M}{M}$
DS/BPSK / SFH Hibrid	N a chipek száma τ a chipidő Q a frekvenciasávok száma $\tau_h = T_s$ az ugrási idő	$\frac{Q}{\tau}$	1	$\frac{T_s}{2Q\tau}$	1	QN	2QN	2
FFH2/MFSK / SFH Hibrid	$Q_F = M$ az FFH frekvenciák száma L a chipek száma $\tau_h = T_s/L$ az FFH ugrási idő Q az SFH frekvenciák száma $\tau'_h = T_s$ az SFH ugrási idő	$\frac{QQ_F}{\tau_h}$	2M	$\frac{T_s}{Q\tau_h}$	1	$\frac{QML}{\log_3 M}$	QL	$\frac{\log_3 M}{M}$

1. táblázat. Néhány szórt spektrumú rendszer jellegzetes paraméterei csatorkódolás nélküli esetben

4.2. A moduláció és a csatornakódolás hatása az egyes szórt spektrumú rendszerekben

4.2.1. Zavarelhnyomás a ds/bpsk rendszerben

Először vizsgáljuk a parciális sávú zavarójel hatását, amikor

$$j(t) = \sqrt{2} n(t) \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (4.7)$$

alakú, ahol $n(t)$ zérus várható értékű, gyengén stationárius sztochasztikus folyamat (nem feltétlenül Gauss-zaj). (Már most megemlítjük, hogy a kvadratúra zajösszetevőket nem vesszük figyelembe, így a kódolatlan energianyereség értéke $2N$ helyett N lesz). Az $n(t)$ spektrálsűrűsége:

$$s_n(f) = \begin{cases} \frac{P_j}{B_j} & \text{ha } |f| < \frac{B_j}{2} \\ 0 & \text{egyébként,} \end{cases} \quad (4.8)$$

így a zavarójel teljesítményspektruma (véletlen ϕ fázis esetén) a 9. ábra szerint adható meg.

Tételezzük fel, hogy a $\tilde{c}(t)$ sávszélesítő DS sorozat jól modellezhető a

$$c(t) = \sum_j \tilde{c}_j g(t - j\tau) \quad (4.9)$$

kifejezéssel, melyben $\tilde{c}_j$ egy független, ± 1 értékkészletű, azonos eloszlású, bináris valószínűségi változó sorozat, $g(t)$ pedig egy τ tartójú, egységnyi amplitúdójú elemi négyszögimpulzus. A $\tilde{c}(t)$ spektrális sűrűsége a 10. ábrán látható.

Csatornakódolóként (ld. 1. ábra) egy (n,k) paraméterű blokk-kódolót használunk, ahol a b_i kódszó Hamming-súlyát w_i -vel, míg a kód minimális Hamming-távolságát d -vel jelöljük.

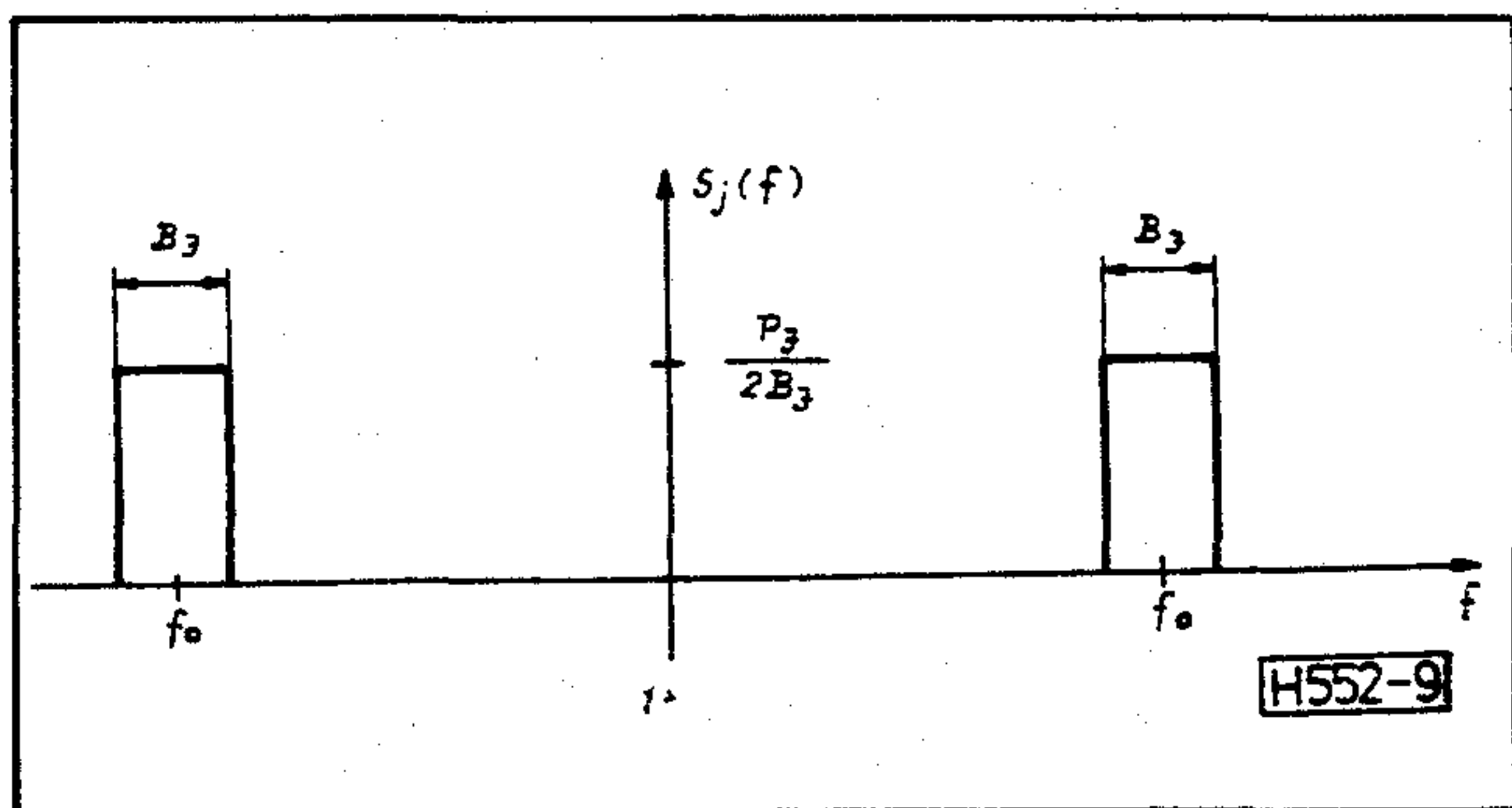
Tegyük fel, hogy a csatornakódoló a b_i kódszót generálta, és a DS/BPSK adó kimenetén megjelenő hasznos jel

$$s_i(t) = \sqrt{2P_s} \tilde{b}_i(t) \tilde{c}(t) \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (4.10)$$

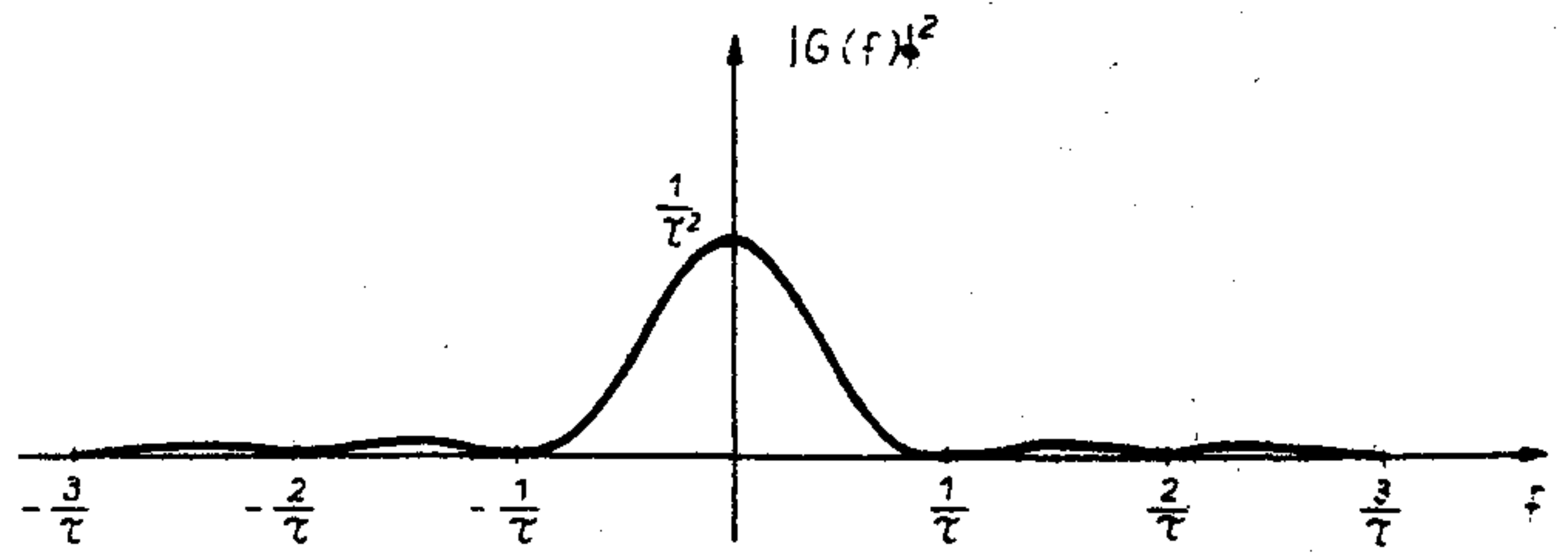
ahol

$$\tilde{b}_i(t) = \sum_j \tilde{b}_{ij} p(t - jT_s), \quad T_s = N\tau, \quad (4.11)$$

és $p(t)$ a T_s tartójú 1 amplitúdójú elemi négyszögimpulzus.



9. ábra. A zavaró jel spektrális sűrűsége



H552-10

10. ábra. A véletlen $\tilde{c}(t)$ sávszélesítő sorozat spektrális sűrűsége

A vevő bemenetére a (4.7) és (4.10) összege jut, azaz $r(t) = s_i(t) + j(t)$. Koherens vételt alkalmazunk (itt feltételezzük, hogy a vivő- és kódszinkronizmus tökéletes), és ezt korrelációs detektorral valósítjuk meg, azaz arra az $\mu = i^*$ kódszóra döntünk, amelyre az

$$I_1 = \int_0^{nT_s} (s_i(t) + j(t)) b_i \tilde{c}(t) \sqrt{2} \cos(\omega_0 t + \phi) dt \quad (4.12)$$

integrál a legnagyobb értékűre adódik (valódi szoft detekció). Ekkor a hibavalószínűség értéke a

$$P_e = \Pr(i^* \neq i) \leq \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^k \Pr(I_i - I_l < 0) \quad (4.13)$$

kifejezéssel határozható meg.

A (4.13) összefüggés elemzéséhez határozzuk meg az $I_i - I_l$ értékét elhanyagolva a $2\omega_0$ frekvenciás komponenseket:

$$I_i - I_l = \sqrt{P_s} \int_0^{nT_s} [1 - \tilde{b}_i(t) \tilde{b}_l(t)] dt + \int_0^{nT_s} n(t) \tilde{c}(t) [\tilde{b}_i(t) - \tilde{b}_l(t)] dt \quad (4.14)$$

Figyelembe véve, hogy a kódsorozat Hamming-távolsága d , a jobboldali kifejezés első tagja $2\sqrt{P_s} T_s w_{i,l}$, míg a második tag jól közelíthető egy nulla várható értékű Gauss valószínűségi változóval, melynek szórásnégyzete

$$\delta^2 = 4w_{i,l} \frac{T_s}{\tau} \int_0^\tau \int_0^\tau g(t_1) g(t_2) E[n(t_1) n(t_2)] dt_1 dt_2 =$$

$$= 4w_{i,l} \frac{T_s}{\tau} \int_{-\frac{B_j}{2}}^{\frac{B_j}{2}} |G(f)|^2 s_n(f) df, \quad (4.15)$$

így felhasználva a $w_{i,l} > d$ összefüggést is, a kódszóhibaarány

$$P_e \leq \frac{2^k - 1}{2} \operatorname{erfc} [\sqrt{\operatorname{SNR}}], \quad (4.16)$$

ahol

$$\operatorname{SNR} = \frac{P_s T_s d}{\frac{1}{\tau} \int_{-\frac{B_J}{2}}^{\frac{B_J}{2}} |G(f)|^2 s_n(f) df} = \frac{E d}{\frac{1}{\tau} \int_{-\frac{B_J}{2}}^{\frac{B_J}{2}} |G(f)|^2 s_n(f) df} \quad (4.17)$$

Értékeljük ki a SNR összefüggést szélessávú $B_J = W$, illetve szinuszos zavaró jel esetén négyszögimpulzus alakú elemi jel feltételezésével. E_b legyen az egy forrásbitre jutó energia, akkor

$$E = \frac{k}{n} E_b = \frac{k}{n} \frac{P_s}{R_b}, \quad (4.18)$$

és

$$\operatorname{SNR} = \frac{\frac{k}{n} \frac{P_s}{R_b} d}{\frac{P_J}{W}} = \left[\frac{W}{R_b} \frac{P_s}{P_J} \right] \left[\frac{k}{n} d \right] \quad (4.19)$$

szélessávú zajra és

$$\operatorname{SNR} = \frac{E d}{P_J \tau} = \left[\frac{T_b}{\tau} \frac{P_s}{P_J} \right] \left[\frac{k}{n} d \right] \quad (4.20)$$

szinuszos jelre, amikor $s_n(f) = P_J \delta(f)$.

A korábbiakból tudjuk, hogy $T_b/\tau = W/R_b$, amiből arra az érdekes következtetésre juthatunk, hogy DS rendszerekben a szélessávú és a szinuszos zavar lényegében azonos hatású. Mindez addig igaz, amíg modellünk jól közelíti a valóságot, de tudjuk, hogy DS rendszerekben a Gauss-típusú approximáció minden praktikus esetben jogos közelítés [51].

Rögzített W/R_b és kd/n kódparaméter mellett azt a maximális P_J/P_s arányt, amely esetén még egy előírt P_e hibaarány tartható, a rendszer *zavarási tartalékának* nevezzük. Jól látható, hogy a zavarási tartalék a W/R_b sávzsűrésítési tényező és a kd/n ún. kódolási nyereség szorzatától függ. Az is nyilvánvaló, hogy egyszerű ismétléses kódolás esetén, ha $k=1$ és $d=n$, nincs kódolási nyereség, mivel a kódolással nyert előnyöket az effektív csatornasebesség növekedése miatt elveszítjük. Ekkor a (4.16) helyett a jól ismert

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [\sqrt{\operatorname{SNR}}]; \quad \operatorname{SNR} = \frac{W}{R_b} \frac{P_s}{P_J} \quad (4.21)$$

kifejezést kapjuk.

Természetesen más a helyzet akkor, ha az ismétléses kódolás alkalmazásával együtt csökkentjük az alapsávi jelsebességet, mivel ilyenkor arányosan nő a sávzsűrésítési tényező. Vizsgálataink során tehát rögzített W , R_b , P_s és P_J esetén mutattuk meg az elérhető kódolási nyereséget. A szórt spektrumú átviteli rendszerekben alkalmazott csatornakódok hosszú, kis kódolási sebességű (kis k/n viszonyú), nagy Hamming-távolságú kódok, amelyeket legkönnyebben a kódok kaszkádosításával lehet megvalósítani. Általános az, hogy a belső kódra soft dekódolást alkalmaznak. Az elérhető kódolási nyereség tipikusan 4-5 dB, de a vevő felépítése bonyolulttá válik, ezért célszerű mérlegelni azt, hogy a vevő bonyolítása vagy a sávzsűrésítési tényező (W/R_b) növelése a célravezető.

Felmerül a kérdés, hogy, ha a zavaró P_J -vel mint átlagteljesítménnyel gazdálkodhat, hogyan tudja azt a leghatékonyabban felhasználni zavarásra. Az alábbiakban megmutatjuk, hogy a legjobb eredményt az időben szakaszos pulzáló zavarással érheti el. Legyen az az időhányad, amikor a jammer P_J/α teljesítményű szélessávú jelet ad és $(1-\alpha)$ amikor nincsen zavarás. A (4.21) alapján az átlagos hibaarány ilyenkor [24]

$$P(\alpha) = \frac{\alpha}{2} \operatorname{erfc} [\sqrt{\alpha} \operatorname{SNR}] \quad (4.22)$$

A zavaró célja a P_e maximalizálása α -ban, ami az

$$\alpha = \min [0,71 \operatorname{SNR}^{-1}, 1] \quad (4.23)$$

választással érhető el. Ekkor

$$P_e = \begin{cases} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} (\sqrt{\operatorname{SNR}}) & \text{ha } \operatorname{SNR} \leq 0,71 \\ 0,083 \operatorname{SNR}^{-1} & \text{ha } \operatorname{SNR} > 0,71 \end{cases} \quad (4.24)$$

Az az érdekes eredmény adódik, hogy a zavaró még kis P_J átlagteljesítménnyel is elérheti, hogy a hibaarány növekvő SNR esetén csak az SNR^{-1} arányában csökkenjen, ha teljesítményét elegendően rövid időtartományra koncentrálja (a jelenség hasonlít a kódolás nélküli kommunikációra Raileigh-fadings csatornában). Példaképpen egy számadat: $P_e = 10^{-6}$ esetén ≈ 39 dB-lel nagyobb hasznos jelteljesítmény szükséges akkor, ha a zavaró a P_J átlagteljesítményt nem szélessávú, hanem optimális pulzáló zavarásra használja fel.

Azzal, hogy - a folytonos zavaró jelek esetében láttakhoz hasonlóan - csatornakódolást alkalmazunk, nem tudunk lényegesen javítani a helyzeten, ugyanis

egy-egy zavaró pulzus egy vagy több kódszó jelentős szegmensét teheti használhatatlanná (*hosszú hibacso-magok*). Ebben az esetben a hibajavító kódolás gyakorlatában ismert módon *interleaver* és *hibajavító kód* együttes alkalmazásával érhetünk el megfelelő eredményt, amivel a nagy hibacsomókat szétszórjuk egyedi hibákra. További javulást eredményez az, ha a vevőben a zavart szegmenseket fel tudjuk ismerni és lehetőségünk nyílik azok törlésére (*csatornaállapot információ becslése*). Fontos kiemelni, hogy pulzus típusú zavarás ellen, ilyen feltételek mellett az egyszerű ismétléses kódolás is védelmet nyújthat.

Összefoglalva megállapítható, hogy egy gondosan megtervezett DS rendszerben alaposan meg kell fontolni a csatornakódolás alkalmazásának a kérdését, mérlegelve a költségeket, a komplexitást és az elérhető előnyöket.

4.2.2. Zavarelnyomás a FH rendszerekben

Először induljunk ki az SFH/MFSK rendszer elemzéséből, ahol FH csatornánként egy-egy MFSK szimbólumot viszünk át külön-külön csatornakódolás nélkül a rendszeren. Legyen a csatorna teljes sávszélessége $W = MQ\Delta f$, ahol $\Delta f = T_s^{-1}$ és Q a lassú FH csatornák száma. Szélessávú Gauss-zaj esetén a bithibaarány a

$$P_e = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i \binom{M}{i} \exp \left[- \left(\frac{P_s}{P_j} \frac{W}{R_b} \log^2 M \right) \left(1 - \frac{1}{i} \right) \right] \quad (4.25)$$

kifejezéssel határozható meg [51], amiből bináris esetben a jól ismert

$$P_e = \frac{1}{2} \exp \left[- \left(\frac{P_s}{P_j} \frac{W}{R_b} \right) \frac{1}{2} \right] = \frac{1}{2} \exp \left(- \frac{1}{2} \overline{\text{SNR}} \right) \quad (4.26)$$

eredmény adódik.

Részsávú zaj típusú zavaráskor, ha a zavaró a teljes W sávszélesség α -ad részében sugározza ki a teljesítményét, a bithibaarány a

$$P_e = \frac{\alpha}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i \binom{M}{i} \exp \left[- (\alpha \overline{\text{SNR}} \log^2 M) \left(1 - \frac{1}{i} \right) \right] \quad (4.27)$$

összefüggésből számolható, amit a

$$\alpha = \min(\gamma \overline{\text{SNR}}^{-1}, 1) \quad (4.28)$$

választás maximalizál, ahol γ egy M -től függő állandó. A legrosszabb esetben kapott hibaarány

2. táblázat. A β és γ paraméterek értéke az M függvényében

M	β	γ
2	$e^{-1} = 0,3679$	2
4	0,2329	1,19
8	0,1954	0,92
16	0,1812	0,87
32	0,1759	0,72

H552-2T

$$P_e = \begin{cases} \frac{1}{(2M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i \binom{M}{i} \exp((-\overline{\text{SNR}}) \log^2 M) \left(1 - \frac{1}{i} \right) \\ \beta \overline{\text{SNR}}^{-1} \end{cases} \quad \begin{matrix} , \text{ ha } \overline{\text{SNR}} \leq \gamma \\ , \text{ ha } \overline{\text{SNR}} \geq \gamma \end{matrix} \quad (4.29)$$

ahol β egy szintén M -től függő konstans. A β és γ értékét néhány esetre a 2. táblázatban adtuk meg.

A (4.29) kifejezés érdekessége ismét az, hogy részsávú zavarás esetén a hibaarány egy bizonyos korlát felett az SNR-rel csak *fordítottan arányosan* csökken. Megjegyezzük, hogy részsávú szinuszos fészű típusú zavarás esetén is teljesen hasonló eredményre jutottunk volna, vagyis általában igaz, hogy *részsávú zavarás* esetén a zavaró optimális α választása még kis P_j birtokában is jelentősen képes rontani a csatorna paramétereit.

Gyors FH (FFH1) moduláció esetén, ha egy szimbólumot L számú frekvenciaugratással viszünk át a csatornán és a vevőben energiaösszegzést végzünk, akkor szélessávú Gauss-zajban azonos hiba arányhoz nagyobb SNR értékre van szükség, mint SFH esetén, mivel a *nem koherens jelkombináció* (energiaösszegzés) *veszteséggel* jár. Szélessávú Gauss-zajban tehát az ismétléses kódolás nem nyereséget, hanem veszteséget okoz, mivel maga a kódolás - mint láttuk korábban - nem okoz kódolási nyereséget. Tovább növekedne a jel-zaj viszonyban mérhető veszteség abban az esetben, ha energiaösszegzés helyett (*soft detektálás*) az L csatorna mindegyikében külön döntést hoznánk az átvitt szimbólumra, majd az L döntött eredményből pl. többségi szavazással becsülnénk meg a legvalószínűbben átküldött üzenetet (*hard detektálás*).

Folytonos zavarás	Soft döntés	$P_e \leq \frac{1}{2} \exp(-\overline{SNR})$
	Hard döntés	$P_e \leq \frac{1}{2} \sqrt{4\varepsilon(1-\varepsilon)} ; \quad \varepsilon = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\overline{SNR}})$
Pulzáló zavarás	Soft döntés	$P_e \leq \min_{\lambda > 0} \frac{1}{2} \left\{ \exp(-2\lambda \overline{SNR}) \left[\alpha \exp\left(\lambda^2 \frac{\overline{SNR}}{\alpha}\right) + (1-\alpha) \right] \right\}$
	Hard döntés	$P_e \leq \frac{1}{2} \sqrt{4\varepsilon(1-\varepsilon)} ; \quad \varepsilon = \alpha \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha \overline{SNR}})$

Szélessávú zavarás	Soft döntés	$P_e \leq \min_{0 \leq \lambda \leq 1} \frac{M}{4} \left\{ \frac{1}{1-\lambda^2} \exp\left(-\frac{\lambda}{1+\lambda} \overline{SNR} \cdot \log M\right) \right\}$
	Hard döntés	$P_e \leq \frac{M}{4} \sqrt{\frac{4\varepsilon(1-\varepsilon)}{M-1}} + \left(\frac{M-2}{M-1}\right)\varepsilon ; \quad \varepsilon = \sum_{l=1}^{M-1} \binom{M-1}{l} \frac{(-1)^{l+1}}{l+1} \exp\left(-\frac{l}{l+1} \overline{SNR} \log M\right)$
Részsvávú zavarás	Soft döntés	$P_e \leq \min_{0 \leq \lambda \leq 1} \frac{M}{4} \left\{ \frac{\alpha}{1-\lambda^2} \exp\left(-\frac{\lambda}{1+\lambda} \alpha \overline{SNR} \log M\right) + (1-\alpha) \exp\left(-\lambda \alpha \overline{SNR} \log M\right) \right\}$
	Hard döntés	$P_e \leq \frac{M}{4} \sqrt{\frac{4\varepsilon(1-\varepsilon)}{M-1}} + \left(\frac{M-2}{M-1}\right)\varepsilon ; \quad \varepsilon = \alpha \sum_{l=1}^{M-1} \binom{M-1}{l} \frac{(-1)^{l+1}}{l+1} \exp\left(-\frac{l}{l+1} \alpha \overline{SNR} \log M\right)$

Hasonlóan a DS rendszereknel elvégzett elemzéshez, az ismétléses kódolás helyett ügyesebb csatornakódolót választva, az átviteli rendszer hatékonysága javítható. Ekkor ugyanis szélessávú Gauss-zajban (n, k) paraméterű, d minimális Hamming távolságú blokk-kódot használva a

$$P_e \leq (2^k - 1) f_d \left[\frac{k}{n} \log M \overline{\text{SNR}}, M \right] \quad (4.30)$$

alakú felső becslést kapjuk a kódszódekódolási hibaarányra, ahol az

$$f_L(1/L \cdot \log M \cdot \overline{\text{SNR}}, M) \quad (4.31)$$

az L ismétléses átvitel karakterdekódolási hibaaránya szélessávú Gauss-zajban azonos $\overline{\text{SNR}}$ jel-zaj viszony mellett ($k=1, L=N=d$). A tipikusan elérhető nyereség itt is 4-5 dB, de sokkal nagyobb nyereséget kaphatunk, ha részsávú zavarás esetén alkalmazzuk a csatornakódolót.

Az FFH1 csatornában optimális részsávú zavarás esetén a bithibaarány elegendően nagy jel-zaj viszonynál a

$$P_e \leq \frac{M}{4} \left[\frac{4}{e} \frac{L}{2 \log M \overline{\text{SNR}}} \right]^L; a = \frac{3L}{2 \log M \overline{\text{SNR}}} < 1 \quad (4.32)$$

felső korláttal közelíthető, amely a valóságos értékektől az L és M paraméterektől függően 0,5-5 dB-lel tér el aszimptotikusan. Jól látható, hogy az ismétléses kódolás részsávú zavarással szemben hatásos védelmet nyújt, mivel a hibaarány rögzített L esetén a jel-zaj viszony $(-L)$ -dik hatványával arányosan csökken.

Igen érdekes kérdés ezután az, hogy az L ismétlési számnak mi az optima [52]. A P_e L szerinti minimuma a

$$P_e \leq \frac{M}{4} \exp \left[-\log M \cdot \frac{\overline{\text{SNR}}}{4} \right]; L = \frac{2 \log M \overline{\text{SNR}}}{4} \quad (4.33)$$

helyen adódik, amiből következően az ismétlések számának helyes megválasztásával a hibaarány lényegesen csökkenthető. Hangsúlyozni kell azonban, hogy a fenti optimum a gyakorlatban nem tűnik megvalósíthatónak, a szélsőérték mégis érdekes eredmény, különösen ha arra gondolunk, hogy az optimális L helyén a hibaarány újra exponenciálisan függ a jel-zaj viszonytól.

Az eredmények áttekinthető összefoglalása céljából a 3. táblázatban megadjuk a hibaarányra adott felső becsléseket a különböző soft és hard döntéses csatornában kódolatlan esetre, ha a vevőben nincs információ a csatorna állapotáról.

Összefoglaló

A fentiekből világosan kitűnik, hogy a különböző szórt spektrumú rendszerekben az általánosan ismert ún. sávszélesítési tényező (BF) nem ad egyértelmű felvilágosítást a rendszer zavarelnyomási képességéről. Fontosabb paraméter az energianyereségi tényező (EG), amely azonban jelentősen függ a rendszer tulajdonságaitól és a zavaró stratégiájától.

Nem intelligens zavarás esetén DS rendszerben a pulzus típusú, FH rendszerben a részsávú zavarás a leghatékonyabb. Ez ellen jó védelmet nyújt az egyszerű ismétléses és a bonyolultabb hibajavító jellegű kódolás alkalmazása. Szélessávú zavarás esetén a kódolási nyereség nem számottevő, ezért gazdaságosabb a sávszélesítési tényező növelése. Részsávú zavarás esetén pedig az egyszerű ismétléses kódolás is jelentős védelmet nyújt.

A szórt spektrumú rendszerek egyéb rendszertechnikai problémáit a szerzők egy következő cikkben öhajtják áttekinteni, beleértve azoknak a kísérleti rendszereknek a leírását is, amelyeket kutató-fejlesztő munkájuk során alakítottak ki.

IRODALOM

- [1] "Special Issue on Spread Spectrum Communications", IEEE Trans. Comm., Vol. COM-25, No. 8, August 1978.
- [2] "Special Issue on Spread Spectrum Communication", IEEE Trans. Comm., Vol. COM-30, No. 5, May 1982.
- [3] Dixon, R.C., "Spread Spectrum Techniques", IEEE Press, New York, 1976.
- [4] Golomb, S.W., "Shift Register Sequences", Holden Day, San Francisco, 1967.
- [5] Sarwate, D.W. and Pursley M.B., "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", Proc. IEEE, Vol-68, May 1980.
- [6] Simon, M.K., Omura, J.K., Scholtz R.A., Levitt, B.K., "Spread Spectrum Communication", Computer Science Press, 1985.
- [7] Gold, R., "Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-13, Oct. 1967.
- [8] Welch, L.R. "Lower Bounds on the Maximum Crosscorrelation of Signals", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-20, May 1974.
- [9] Fredricsson, S., "Pseudo-randomness Properties of Binary Shift Register Sequences", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-21, Jan. 1975.
- [10] Mac Williams, I.J. and Sloane, N.J.A., "The Theory of Error-Correcting Codes", North Holland, New York, 1977.
- [11] Proakis, J.G., "Digital Communications", McGraw Hill, 1983.
- [12] Viterbi, A.J., "A Processing Satellite Transponder for Multiple Access Low-Rate Mobile Users", Proc. Fourth Int. Conf. on Digital Satellite Communications, Montreal, Canada, Oct. 1978.
- [13] Drouilhet, P.R. Jr. and Bernstein, S.L., "TATS - A Bandsread Modulation-Demodulation System for Multiple Access Tactical Satellite Communications", 1969 IEEE Electronics and Aerospace-Conf. Record, Washington, Oct. 1979.
- [14] Lempel, A. and Greenberger, H., "Families of Sequences with Optimal Hamming Correlation Properties", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-15, Jan. 1974.
- [15] E.L. Key, "An Analysis of the Structure and Complexity of Nonlinear Binary Sequence Generators", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-22, Nov. 1976.
- [16] E.J.Groth, "Generation of Binary Sequences with Controllable Complexity", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-17, May 1971.
- [17] Olsen, J.D., Scholtz, R.A., Welch, L.R., "Bent-Function Sequences", IEEE Trans. Inform. Th., Sept. 1978.
- [18] Kumar, P.V. and Scholtz, R.A., "Bounds on the Linear Span of Bent Sequences", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-29, Nov. 1983.

- [19] Einarsson, G., "Address Assignment for a Time-Frequency-Coded Spread Spectrum System", Bell Syst. Techn. J., Vol. 59, Sept. 1980.
- [20] Pursley M.B. and Sarwate, D.W., "Evaluation of Correlation Parameters for Periodic Sequences", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-23, July 1977.
- [21] Zierler, N., "Linear Recurring Sequences", J.SIAM, Vol. 7, No. 1., March 1959.
- [22] "Cryptography", Proceedings, Burg Feuerstein 1982, Edited by T. Beth, Lecture Notes in Computer Science, Vol. 149, Springer-Verlag, 1983.
- [23] Massey, J.L., "Shift Register Synthesis and BCH Decoding", IEEE Trans. Inform. Th., Vo. IT-15, Jan. 1969.
- [24] Viterbi, A.J., "Spread Spectrum Communications-Myth and Realities", IEEE Communications Magazine, May 1979.
- [25] Turin, G.L., "Introduction to Spread-spectrum Antimultipath Techniques and Their Applications to Urban Digital Radio", Proc. of the IEEE, Vol. 68, March 1980.
- [26] Cooper, G.R. and Nettleton, R.W., "Spectral Efficiency in Cellular Land Mobile Communications: A Spread Spectrum Approach", Final Report, School of Electrical Engineering Purdue University, West Lafayette, Indiana, 1978. (TR-EE 78-44)
- [27] Goodman et al., "Frequency Hopped Multilevel FSK for Mobile Radio", Bell Syst. Techn. J., Vol. 59, Sept. 1980.
- [28] Haskell, B.G., "Computer Simulation Results on Frequency-Hopped MFSK Mobile Radio-Noiseless Case", IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-29, Febr. 1981.
- [29] Mihály Zs., Pap L., Vajda I., "A szórt spektrumú eljárások alkalmazása a digitális rádiókommunikációban", BME/HEI Intézeti riport, 1981.
- [30] Vajda I., "Kódosztásos többszörös hozzáférésű csatornák kódválasztása", Kandidátusi értekezés, 1983.
- [31] Pap L., Vajda I., Mihály Zs., "Some Remarks on Receiving of DS Spread Spectrum Signals", Summer School on Secure Digital Communications, CISM, Udine, July 1982.
- [32] Pap L., Vajda I., "Szórt spektrumú átviteli rendszerek a multiuser adatátvitelben", Számítógéphálózat-modellek. Tavaszi Iskola, Szeged 1980.
- [33] Vajda I., "Szélessávú aszinkron kommunikációs rendszerekről", 2. International Seminar, - SNT 80 -, Schnett, DDR, 1980.
- [34] Vajda I. et al., "Remarks on a Coding Technique for a Synchronons Multiple Access Communication", PCIT, Vol. 9, No. 4, 1980.
- [35] Györfi L., Vajda I., "Block Coding and Correlation Decoding for an M-user Weighted Adder Channel", PCIT, Vol. 12, No. 6, 1983.
- [36] Einarsson, G., Vajda I., Molnár L., "Error Probability of Code-Division Multiple-Access Frequency-Hopping System", AEÜ, Band 41, Heft 6, 1987.
- [37] Pap L., Vajda I., Mihály Zs., "Correlation Receiver for DS Spread Spectrum System", 7-th Colloquium on Microwave Communication, Budapest, Sept. 1982.
- [38] Molnár L., Vajda I., "Udecoding Error Probability of the Einarsson-code for a Frequency-Hopped Multiple Access Channel", PCIT, Vol. 13, No. 2, 1984.
- [39] Vajda I., Einarsson G., "Code Acquisition for a Frequency-Hopping System", IEEE Trans. Comm., May 1987.
- [40] Vajda I., Landsmann J., "Increasing the Linear Complexity of m-sequences using Pseudorandom Exponentiation", PCIT, Vol. 17, No. 5, 1988.
- [41] CD-900, Működési leírás és rendszerterv
- [42] Wozencraft, J.M., Jacobs, I.M., "Principles of Communication Engineering", John Wiley and Sons, New York, 1965.
- [43] Slepian, D., Pollack, H.O., Landau, H.J., "Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis and Uncertainty, Part I and II". The Bell System Technical Journal, 40, 43-84, January 1961..
- [44] Landau, H.J., Pollack, H.O., "Prolate Spheroidal Functions, Fourier Analysis and Uncertainty, Part III. - The Dimension of the Space of Essentially Time and Band Limited Signals". The Bell System Journal, 41, 1295-1336, July 1962.
- [45] Pollack, H.O., "Energy distribution of Bandlimited Functions whose Samples on the Half Line Vanish", Journal of Mathematical Analysis and Applications, 2, 299-322, April 1961.
- [46] Massey, J.L., "Frequency hopping and spread spectrum techniques - The jamming problem", Eurocrypt, 83, Udine, Italy, 21-25, March 1983.
- [47] Pap L., "On a special central limit problem", ETH Zentrum, Zurich, May 1985.
- [48] Pursley, M.B., "The Role of Spread Spectrum in Packet Radio Networks", Proc. of IEEE, Vol. 75, No. 1, Jan. 1987, pp. 116-134.
- [49] Ephremides, A., Wieselthier, J.E., Baker, D.J., "A Design Concept for Reliable Mobile Radio Networks with Frequency Hopping Signaling", Proc of IEEE, Vol. 75, No. 1, Jan. 1987, pp. 56-73.
- [50] Sijervall, J-E., Uddenfeldt, J., "Performance of a Cellular TDMA System in Severe Time Dispersion", GLOBECOM, Tokyo 87, Conference Record, Vol. 3, pp. 823-827, Nov. 15-18, 1987, Tokyo, Japan
- [51] Simon, M.R. Omura, J.K. Scholtz, R.A. Levitt, B.K. "Spread Spectrum Communication, Vol. II", Computer Science Press, 1985.
- [52] Viterbi, A.J. Jacobs, I.M. "Advances in Coding and Modulation for Interference", in Advances in Communication System, Vol. 4, New York, Academic Press, 1975, pp. 279-308.
- [53] Vajda I., "A Coding Rule for Frequency-Hopped Multiple-Access Channels", PCIT, Vol. 13, No. 5, 1984.
- [54] Vajda I., Baldauf L., Pap L., "A Performance Analysis of an AGC-algorithm for a Fast-Frequency Hopping System", IEEE Meeting, May 23-26, TU of Budapest, 1988.
- [55] Frigyes I., "Kiterjesztett spektrumú hírközlő rendszerek", Híradástechnika, XXXVI. évf., 1985. 4. szám, pp. 145-153

II. Európai Rádiórelé Rendszerek Konferencia (2nd ECRR)

Pádua, Olaszország 1989. IV. 17-21.

A konferencia témája majdnem kizárólag a 140 Mbit/s-os, sokál-
lapotú QAM rendszerek kutatása, fejlesztése és üzemeltetése volt.

A témakörök:

- A rádió-relé rendszerek fejlődési irányai
- A rádiócsatorna jellemzői
- Modulációs módok és a kódolás
- Rendszerjellemzők meghatározása
- Rendszertervezés
- Terjedési problémák, ezek megoldása
- Berendezéstervezés
- Átviteli minőség mérése
- Vízfeletti terjedés

Az előadások nagy részét néhány cég: az Alcatel, Siemens, Telettra, Nippon, CNET, továbbá a British Telecom és Nyugat-német Posta szakemberei tartották.

A QAM rendszerekkel kapcsolatos kutatások sok országban folynak, kutatóintézetben, egyetemeken és a postáknál. Elhangzott norvég, finn, spanyol, dán és görög előadás is terjedési vizsgálatok ill. tervezési rész kérdések szimulációs vizsgálata témaköréből.

Egy magyar előadás volt: Kovács J. - Szabó Z. (TKI): "On phase noise and false-lock points in M-QAM feedback carrier recovery circuits".

Az előadások nagy része 64-QAM rendszerekhez kapcsolódott, de volt 16-QAM-ról is. Nagy helyet kapott a többutas terjedés kérdése, ehhez kapcsolódva a diversity vétel, a kiegyenlítő, az összeköttetés-tervezés és a terjedési jelenségek vizsgálata.

A vezető cégek már 256-QAM rendszerek kidolgozásával foglalkoznak. Általános a VLSI áramkörök alkalmazása.

A konferencián közel 300 résztvevő volt, Magyarországról 5 fő vett részt.

Dr. Szabó Zoltán

Korszerű mikrolitográfiák

Dr. HÁMORI ANDRÁS – TÖRÖK PÉTER
KFKI MKI MTF

ÖSSZEFOGLALÁS

A litográfiával foglalkozó szakemberek az elmúlt évtizedben jelentős kutatásokat végeztek annak érdekében, hogy milyen eljárással lehetne mikronos illetve mikronnál finomabb elemi vonalszélességű félvezetőstruktúrákat létrehozni. Ennek érdekében kidolgozták az elektron-, lézer-, RTG- és ionsugaras litográfiákat. A cikk témája ezek egybevetése különféle szempontok szerint, kiemelve a lézersugaras litográfia megvalósításának egy új lehetőségét.

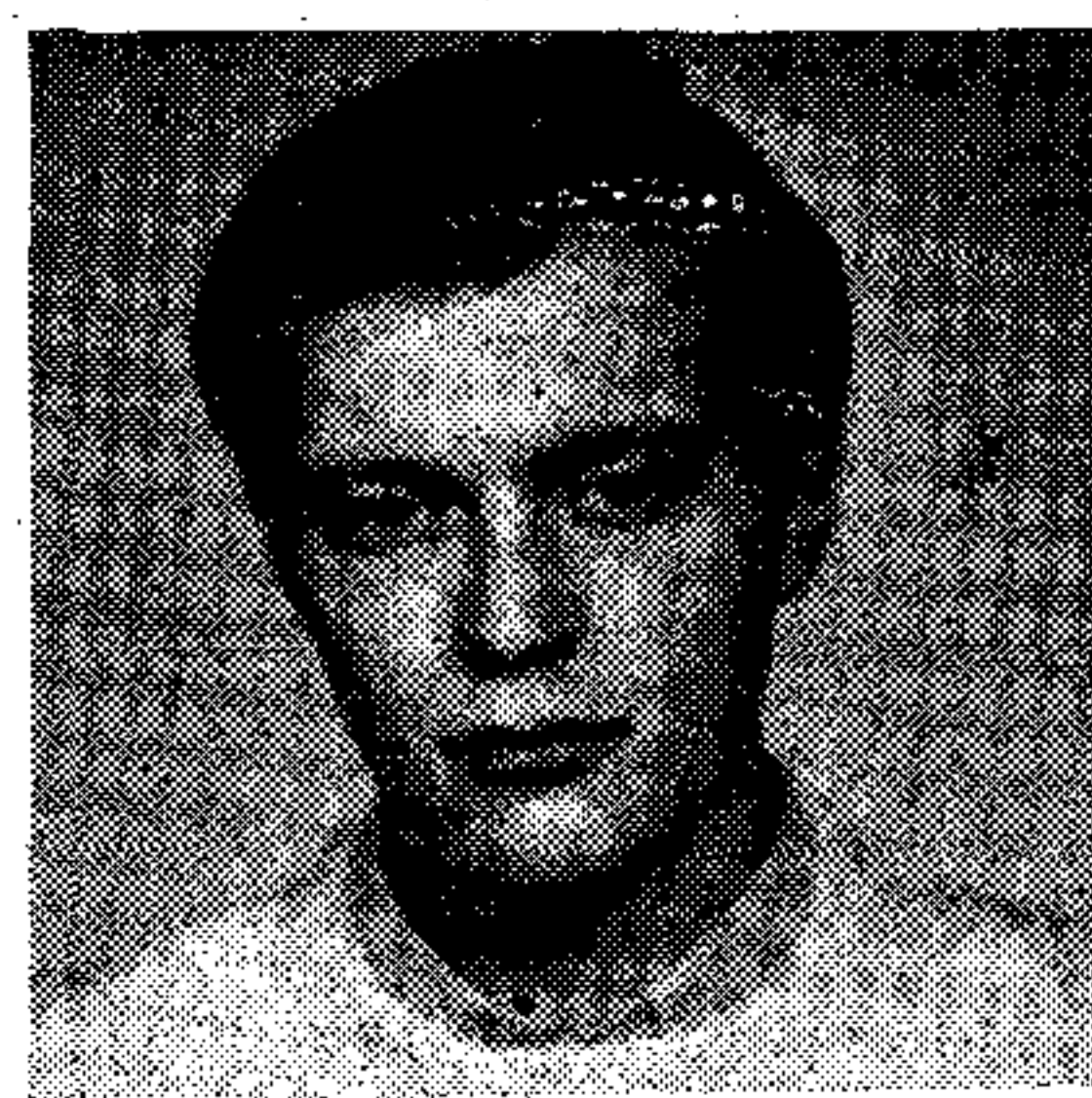
Bevezetés

A mikroelektronika gyors fejlődése egyre fokozódó követelményeket támaszt a mikrolitográfiai technológiákkal szemben. Az évtized elején úgy tűnt, hogy az optikai litográfiai módszerek elérték teljesítőképességük határát. A kifejlesztett berendezések (ábragenerátorok, léptetőkamerák, maszkillesztők) a klasszikus értelemben vett optikai felbontóképesség elvi korlátait érték el. A mikrolitográfiai eljárások a közelmúlt mikronos technológiáiban nagyrészt még a közeli UV levilágításon alapultak. Az 1980-as évek elején a mikroelektronikai technológiák elérték az addig "álomhatárnak" tartott mikronos illetve mikron alatti vonalszélesség kialakításának lehetőségét [25]-[31]. Az elemi vonalméretek csökkenésével a technológusoknak is meg kellett újítani maszkgyártási, szeletlitográfiai eljárásaikat. A világban több irányú útkeresés indult, de egységesen mindenki a látható fényénél kisebb hullámhosszok felé fordult, mivel a hullámoptika törvényeiből az következik, hogy az elérhető legjobb optikai felbontás összemérhető a levilágító sugárforrás hullámhosszával. A kutatóhelyeken a nem optikai elven működő litográfiai módszerek kifejlesztését kezdték meg. Intenzív kutatások indultak a röntgen-, az ion- valamint az elektronlitográfia területén. A legfejlettebb technológiát alkalmazó gyártóknál ma már ilyen elveken működő litográfiai berendezéseket alkalmaznak a mikronos ill. szubmikronos mérettartományban [13], [21], [24], [25], [27], [28], [29]. A berendezések elterjedése a tömeggyártásban azonban igen lassú. Ennek oka egyrészt a készülékek igen magas beruházási költsége, másrészt a megszokottól eltérő anyagok és körülmények alkalmazásának szükségessége, valamint technológiai szempontból vett szennyezőképességük (röntgen-, ion-, elektronrezisztok, ultravákuum-munkakamrák stb.).



Dr. HÁMORI ANDRÁS

Az Eötvös Lóránd Tudományegyetemen szereztem fizikusi diplomát 1973-ban. Doktori disszertációm 1976-ban védtem meg holografikus korreláció optikai adatfeldolgozásban való alkalmazása témakörben. Jelenleg a KFKI MKI MTF-án a lézerek mikroelektronikai technológiai alkalmazásának kutatásával foglalkozom.



TÖRÖK PÉTER

A Budapesti Műszaki Egyetemen szereztem villamosmérnöki diplomát 1989-ben. Jelenleg a KFKI MKI MTF-án doktori ösztöndíjas vagyok. Doktori témám a pásztzó lézer mikroelektronikában való használatának kutatása.

A fejlesztés fő irányai

Kezdetben úgy tűnt, hogy a deep UV tartományban működő hagyományos litográfiai berendezések megoldják problémáinkat. A feladat kettős volt: egyrészt az ábragenerátorok, másrészt a maszkillesztők körében kellett fejlesztéseket végezni.

Mindkét esetben azonban a törekvés a sebesség növelésére és ezzel párhuzamosan a jobb felbontás elérésére irányult.

Az ábragenerátor esetében elsősorban a hosszú expozíciós idő (néhány óra) kényszerítette ki a változtatást. A hosszú exponálási folyamat két részből is igen hátrányos: egyfelől a technológia költségeit jelentősen emeli, másfelől viszont már gyakorlati és néha leküzdhetetlen akadályt jelent az ábragenerátor rezgésmentesítése és hőmérsékleti stabilizálása, azaz hibamentes működtetése a kellő időre.

Ezek alapján az ábragenerátornál tehát az exponálási idő (legalább egy nagyságrenddel való) és az elemi vonalméret csökkentésére törekedtek.

A probléma alapvetően nem más a maszkillesztők esetében sem, mint az ábragenerátornál. A meg gondolás középpontjában ez esetben mindenképp annak kell állni, hogy itt már a szelet felületére dolgozunk. Ennek megfelelően kell megválasztani a levilágító sugárforrás hullámhosszát is. Az exponálás során mindenképp biztosítani kell a megvilágító nyaláb párhuzamosságát, hiszen ennek hiányában romlanak a leképezési tulajdonságok (projekciós rendszerek), illetve nagy lehet az árnyékképződés a maszk és a reziszt között (proximity eljárás). A kérdés csupán az, hogy a nyaláb kollimálása meddig végezhető egyszerűen, és mi az a határ, amikor a kon-

vencionális úton már nem érhető el eredmény. A gyakorlat azt mutatja, hogy a hagyományos optikai elemekkel nyalábformálás az UV tartomány felső széléig végezhető (400 nm-es hullámhossz). Ezt követően már speciális UV optikai elemek szükségesek. A hullámhossz további csökkentése révén eljuthatunk az X sugárzás tartományába (1.4 nm), ahol a kollimálás már nem triviális feladat, ugyanis erre két eljárás ismert, melyek közül egyik sem túl kényelmes. Egyrészt lehet úgy párhuzamosítani a sugárnyalábot, hogy a sugárforrástól kellő távolságban elhelyezünk egy kollimátor rést. Az ebből kilépő nyaláb jó közelítéssel párhuzamos lesz. Másik út az, hogy az X sugarak megfelelő interferenciájával a kapott kép egy része lesz kollimált.

A RTG sugaras levilágítás - úgy tűnik - egyre nagyobb teret nyer a szubmikronos technológiában [23], [26], [30].

Napjaink trendjét ismét az "optikai" módszerek előretörése jellemzi. Ez elsősorban a lézerek mikro-litográfiai alkalmazásának köszönhető. A lézeres berendezések teljesítőképessége azonos vagy jobb mint a nem optikai litográfiai készülékeké, ugyanakkor nem igénylik különleges anyagok vagy körülmények alkalmazását. Áruk lényegesen alacsonyabb, mint a röntgen-, ion-, vagy az elektronlitográfiai berendezéseké.

Lézerek litográfiai alkalmazása

A lézerlitográfiai technológiai berendezések közül a lézeres ábragenerátor tekinthető a legkiforrottabbnak. Az 1987-es évben kerültek piacra az első tényleg versenyképes lézeres ábragenerátorok. A lézeres ábragenerátor működési elve lényegesen eltér a "klasszikus" optikai ábragenerátorokétól. Ezekben változtatható méretű blendék segítségével kialakított elemi téglalapok leképezésével és egymás mellé exponálásával alakítják ki a maszk rajzolatát a hordozó felületén lévő krómrétegre felvitt fotorezisztben. Az egymás mellé exponálást a hordozó kellő pontosságú léptetésével valósítják meg. A készülék fényforrása rendszerint nagynyomású higanylámpa. Az exponálást a reziszt hívása valamint a krómréteg marása követi. A lézeres ábragenerátorban szintén fotoreziszt exponálása történik, az exponálást azonban mozgó, fókuszált és modulált lézernyaláb végzi. A lézernyaláb a kialakítandó ábra teljes felületét végig pásztázza folyamatos mozgással. Az exponálás a nyaláb kellően gyors ki- és bekapcsolása segítségével történik (modulálás). Tekintettel arra, hogy a fókuszált lézernyaláb teljesítmény sűrűsége igen nagy, az elemi expozíciós idők a mikrosek tartományba esnek. Ezért nincs szükség mozgásoknak az exponálás idejére történő megállítására (flash-on-fly üzemmód). A teljes felület pásztázása nem történhet tisztán optikai (deflektálás) vagy tisztán mechanikai (asztalmozgatás)

úton. Az optimális megoldást a kettő kombinációja adja.

A lézersugárnak, mint exponáló nyalábnak az alkalmazása kedvező paraméterek mellett oldható meg. Ez azért lehet így, mert a lézersugár olyan fénysugár, mely igen kis széttartással (divergenciával) valamint egyszínűséggel (monokromatikusság) rendelkezik, és többek között ezek miatt igen jól fókuszálható. Kis fókuszfolttra vonatkoztatva viszont az intenzitásúrsűrűség már jelentős lehet. Mindenképpen figyelemmel kell lenni az exponáló lézer hullámhosszának kiválasztására, hiszen elsődleges cél lehet az is, hogy ne kelljen spektrális érzékenységében új reziszteket alkalmazni. Ennek megfelelően célszerűnek látszik tehát olyan lézerek választása, melyek az ibolyán (He-Cd - 441.6 nm, Ar⁺ - 488 nm) [8], [14], [7] illetve azon túli hullámhossztartományban (excimer lézerek, He-Cd - 325 nm, Ar⁺ - 363.8 nm) [3], [5] sugároznak, folytonos (CW) illetve impulzus üzemmódban. Az expozíciós idő az exponálási stratégia megfelelő megválasztásával lényegesen csökkenthető.

Ez után csupán egy megválaszolásra váró kérdés marad: el kell dönteni, hogy az adott maszk reticle [8] (5x-ös vagy 10x-es) ábra-e vagy pedig 1x-es méretű [14]. Az irodalmak alapján mindkettő fellelhető a világ nagy mikroelektronikai gyáraiban. A reticle típusú ábráknál elegendő a mikronos illetve a néhány mikronos pontosság, míg 1x-es méretűeknél (természetesen feltételezve azt, hogy végeredményben szubmikronos struktúra generálása a cél) a pontosság minimum néhány száz nanométer. Világosan látszik, hogy az egyszeres (direkt) maszkok létrehozása során lényegesen szigorúbb követelményeket kell kielégíteni, mint a reticle maszk esetén.

Fontos e helyütt rögzíteni azt, hogy mindeddig olyan folyamatról volt szó, mely során leképezzük a maszk ábráit a fényérzékeny felületre, valamely sugárforrás segítségével. Ebben az esetben tehát a maszk és a maszkhoz kapcsolódó egyéb technológiák megmaradnak a gyártási műveletek között. Ha azonban kihagyjuk a maszkot a technológiai sorból, felvetődik a kérdés, hogy miként tudjuk a megfelelő ábrasorozatot meggenerálni a félvezetőszelet felületén.

Ezen a gondolatsoron haladva a nemzetközi kutatás-fejlesztés az 1980-as évek elejére két, technológiailag egymással ellentétes irányú elképzelés létjogosultságát mutatta meg: az egyik a lézeres direkt exponálás (Direct Exposure), a másik az lézerrel lokalizált kémiai folyamatok (pl.: LACVD - Laser Assisted Chemical Vapour Deposition - Lézerrel segített kémiai gőzfázisú leválasztás).

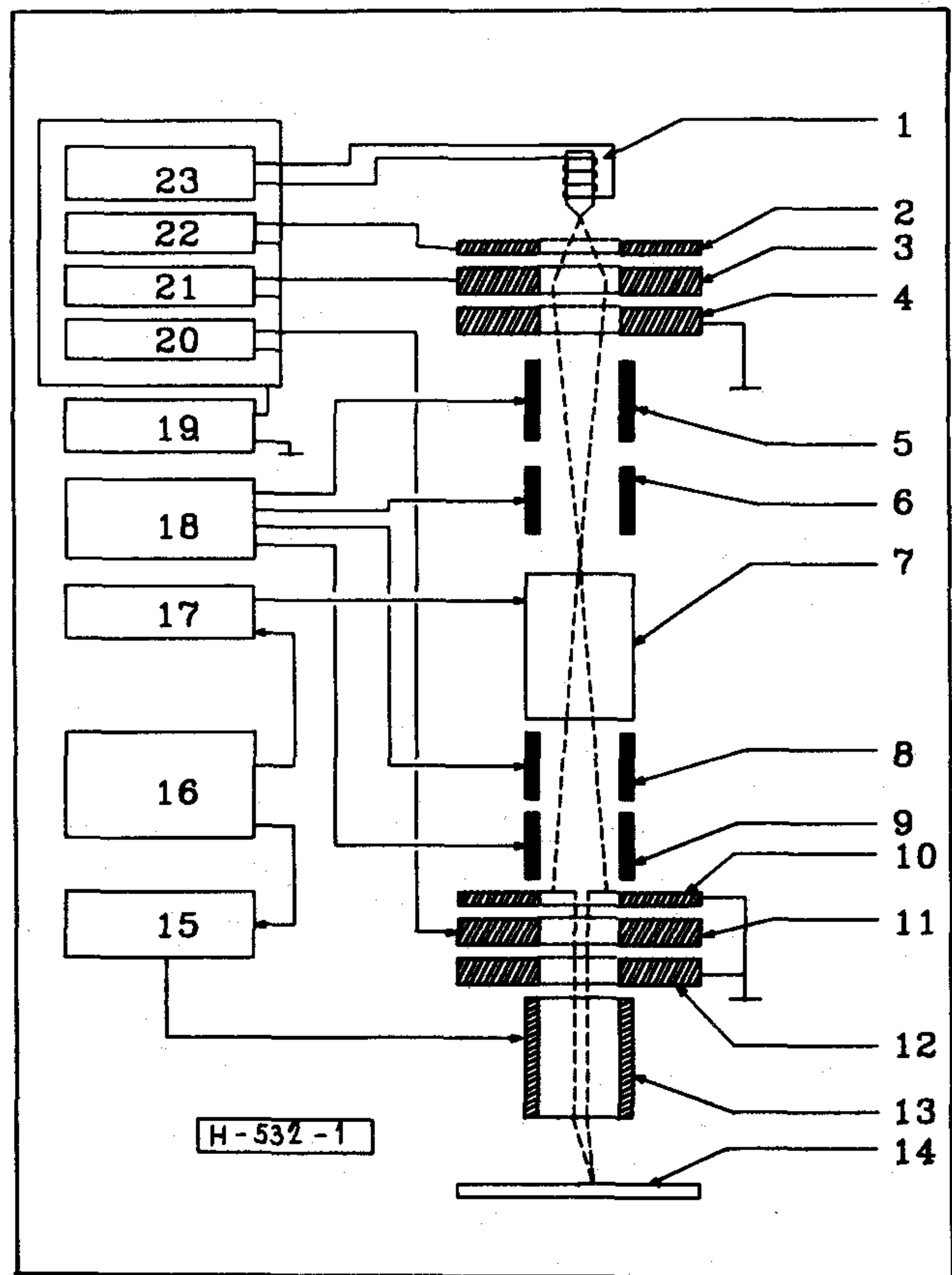
Az első eljárás [1]-[12], [14], [17]-[20], [22] előnye, hogy mindazok a technológiai lépések, melyek a konvencionális maszkleképzésnél illetve -vetítésnél eddig kényszerből megtűrt rossz tulajdonságok voltak (porleszorítás, árnyékképződés, stb.), illetve a plusz technológiai lépésekből fakadó többletköltség, elhagyhatók illetve megtakaríthatók. Hátránya, hogy a

felületre felvitt rezisztanyag ugyanúgy szennyezi a félvezetőszelét felületét, mint a hagyományos eljárás, valamint a korlátozott felbontóképesség.

Az LACVD [1], [28] előnye, hogy rezisztanyag jelenléte nélkül, a lézersugár által az adott helyre összpontosított fényenergia segítségével a gáztérben jelen lévő szerves, fémvegyületeket tartalmazó gázokból képes a megfelelő helyre (a sugár pozicionálási pontosságától függően) pl. W, Mo, stb-t leválasztani. Hátránya (a jelenlegi fejlesztések alapján) [32] az, hogy kevésbé tisztázottak a mikroszkópikus fény-gáz-anyag kölcsönhatások, s így még jelentős kutatómunka kell a legelőlényebb paraméterek biztos kontrollálására, valamint az is, hogy a reakciótérben jelenlévő gázokból jelenleg csak fémeket tudnak leválasztani, s egyéb anyagokat (SiO₂, monolit fém Si, stb.) nem.

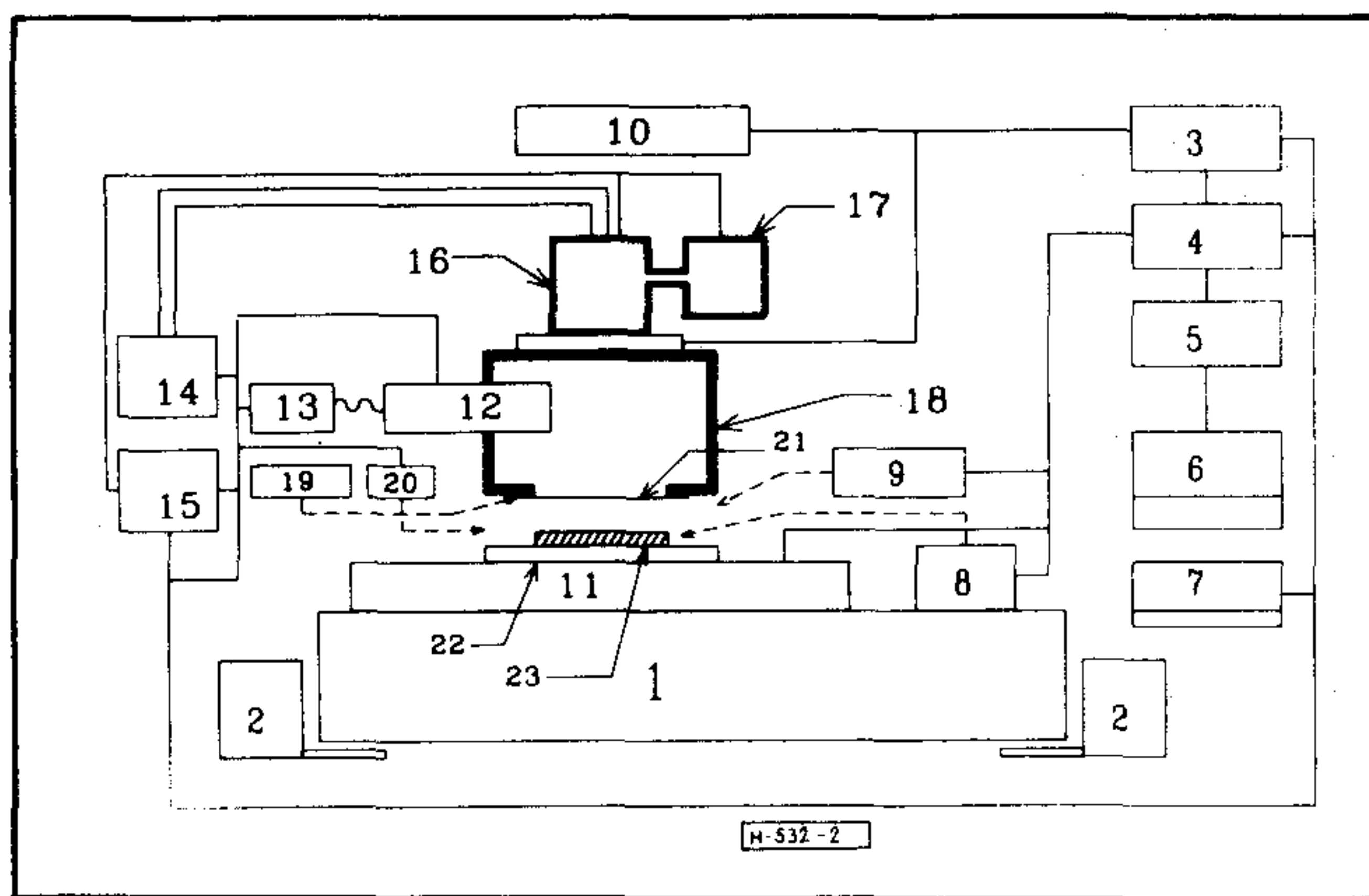
Az 1. ábrán bemutatjuk egy elektronsugaras litográf elvi felépítését. A 2. ábra egy X-sugaras, a 3. ábra pedig egy lézersugaras direktexponáló berendezést mutat.

Ezen mikrolitográfiai berendezések gyakorlati megvalósítása szükségessé teszi a felbontást, illetve a pozicionálást befolyásoló tényezők részletesebb vizsgálatát.



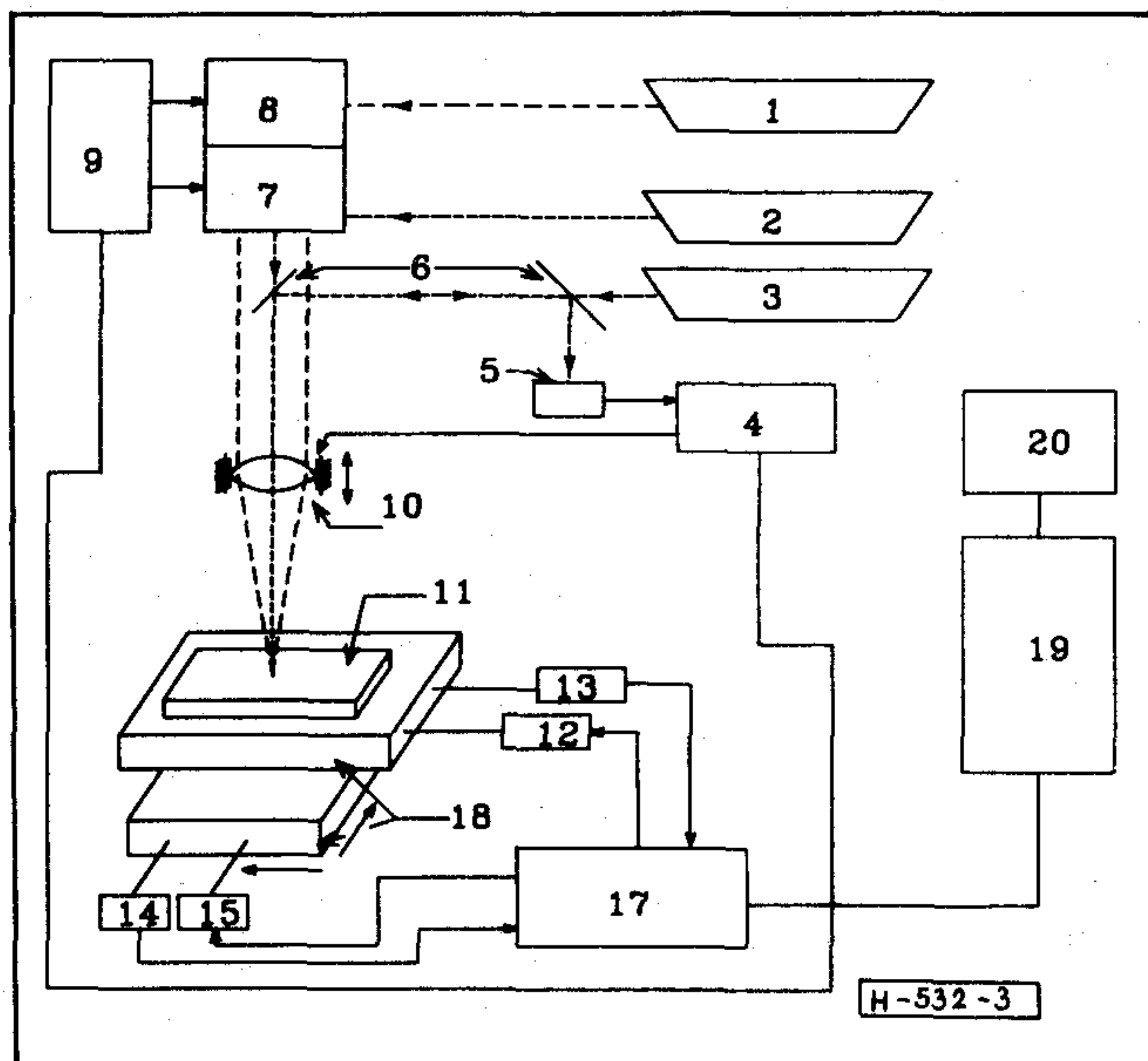
1. ábra. Elektronsugaras litográfiai berendezés blokkvázlata

1. Elektronágyú; 2. Emissziót szabályzó elektróda; 3. Fókuszáló elektróda; 4. Gyorsító elektróda; 5. Sztigmátor oktopólus; 6. Beállításhoz szükséges lemezek; 7. Nyalábkioltó egység; 8. Beállításhoz szükséges lemezek; 9. Sztigmátor oktopólus; 10. Apertúra; 11. Nyalábformáló elektród-lencse; 12. Nyalábformáló elektród-lencse; 13. Nyalábelterítő lemezek; 14. Target; 15. Eltérítőerősítő; 16. Mikroprocesszoros vezérlő; 17. Kioltást vezérlő egység; 18. Beállító- és sztigmátor lemez meghajtó; 19. 0-100 kV-os tápegység; 20. 0-30 kV-os tápegység; 21. 0-30 kV-os tápegység; 22. 0-10 kV-os tápegység; 23. Fűtőtápegység;



2. ábra. RTG sugaras maszkillesztő blokkvázlata

1. Rezgésmentes asztal; 2. Rezgésmentesítő gázdugattyúk; 3. Biztonsági elektronika; 4. Interface elektronika; 5. Mikroprocesszoros vezérlés; 6. Display/Keyboard; 7. Ellenőrzőegység; 8. Szelettöltő; 9. Maszkpozicionáló (X,Y,θ); 10. Állandó hőmérsékletű léghűtő; 11. 6 szabadságfokú szelettartó; 12. Beállító rendszer; 13. Kamera; 14. Nagy nyomású víz tápegysége; 15. Nagyfeszültségű tápegység; 16. RTG cső; 17. Ultrahagyvakuum szivattyú; 18. Munkakamra; 19. Maszktöltő; 20. Hézagmérő; 21. Maszk; 22. Szelettöltő; 23. Szelet



3. ábra. Lézersugaras direktexponáló készülék blokkvázlata

1. Exponáló lézer; 2. SLM segédlelére; 3. Autofókusz egység segédlelére; 4. Autofókusz egység elektronika; 5. Detektor; 6. Nyalábsztító; 7. Akusztó-optikus deflektor; 8. Akusztó-optikus modulátor; 9. Deflektor- és modulátor-vezérlő elektronika; 10. Állítható fókuszáló objektív; 11. Szelet; 12. X irányú mozgásvezérlő motor; 13. X irányú pozíciódetektor; 14. Y irányú pozíciódetektor; 15. Y irányú mozgásvezérlő motor; 17. Mozgásvezérlő interface; 18. X-Y asztal; 19. Számítógép; 20. Display/perifériák

A felbontást befolyásoló tényezők vizsgálata

A továbbiakban az X-sugaras maszkillesztőt nem tárgyaljuk, mivel célunk az, hogy két olyan eljárást (elektronsugaras és lézersugaras direktexponáló) hasonlítsunk össze bizonyos szempontok szerint, mely nem a hagyományos értelemben vett maszkillesztő. Ennek megfelelően a DSW (Direct Stepping on the Wafer) mintájára a DGW (Direct Generation on the Wafer) elnevezést látjuk célszerűnek bevezetni.

A felbontás direktexponálásnál a legszorosabb összefüggésben az írsugár átmérőjével van. Ez az

átmérő függ az alkalmazott sugár hullámhosszától, valamint annak anyagi természetétől (elektromágneses hullám, elektronnyaláb, stb.). Ezekből a következtetés hasonló, mint a maszk leképzésnél: a levilágító sugár hullámhosszát minél kisebbre kell választani. Ekkor azonban újra beleütközünk egy korlátba, nevezetesen abba, hogy a RTG sugarak valamint az ennél rövidebb hullámhosszúság esetén nem tudjuk megfelelő mértékben közben tartani a legelemibb paramétereket sem (pl.: fókuszáltság). Újabban folynak ugyan kutatások RTG-optikai elemek kifejlesztésére, de ezek erősen a kezdeti szakaszban tartanak.

Legjobb felbontás ezek szerint a konvencionális elemekkel (ezalatt egyaránt érthető a normál optikai elemkészlet és az elektronoptika, mivel mindkettőt régóta, széles körben alkalmazzák) az elektronsugár esetén érhető el. Az elektronoptikának is megvannak a maga tökéletlenségei, de például egy elektronsugár eltérítése (deflektálása) lényegesen egyszerűbb és jobban kontrollálható, mint a fényé, mely elektromos térre érzéketlen, nem úgy, mint az elektronsugár. Az elektronnyaláb energiája a gyorsítófeszültséggel könnyen és gyorsan befolyásolható.

Az elektronsugaras litográfiának azonban egyetlen olyan hátránya van, mely visszaszorítja ezt az eljárást a laboratóriumokba és az egészen nagy félvezetőgyártók eszközparkjába. Ez pedig a költségessége. A magas költség onnan fakad, hogy - mint tudjuk - az elektronsugaras litográfia ultra nagy vákuumot igényel. Ha ezt a körülményt nem biztosítjuk, előfordulhat, hogy a litográfia inkább használható adalékolásra, mint eredeti funkciójára. A nem megfelelő vákuumban elsőként drasztikusan lecsökken az elektronok átlagos szabad úthossza, mely felesleges energiabefektetést igényel, vagy éppen lehetetlenné teszi a helyes működést. Másodízben pedig a légritka térben bizonyos gázatomok (molekulák) is találhatók, melyek az elektronokkal ütközve, majd annak energiáját átvéve becsapódhatnak a félvezetőszületbe, ahova káros szennyeződésként beépülve hibákat okoznak (implantáció jellegű hatás). Az is a költségesség mellett szól, hogy ultra nagy vákuumot csak korlátozott térfogatban lehet előállítani. Ekkor azonban a leszívás - levegőzés időigényességét figyelembe véve, nem igazán termelékeny berendezést kapunk.

Ezek alapján - úgy látszik - az elektronsugaras litográfia megmarad a kísérleti laborok olyan technológiájának, mely kis szériák esetén igen jó eredményekkel szolgálhat (pl. az IBM cég 40 nm-es minimális csíkszélességű MOS tranzisztora [21]).

A sorban ezek után már a deep UV tartományban működő lézerek valamelyike következik. Nagy fantázia jelenleg az excimer lézerekben van. Ezeknek a lézereknek a hullámhossztartománya közelítően a 200 nm-től (ArF 193 nm) 350 nm-ig (XeF 351 nm) [32] terjed. Elméletileg tehát a szubmikronos technológiában jól alkalmazhatóak, azonban nehezen megoldható a fény-

deflektálás, valamint speciális optikai elemigény lép fel ilyen hullámhosszokon.

A felbontás az optikai foltméret mellett még egy sor más paramétértől is függ. Jelentősége folytán azonban külön említést érdemel az a finommechanikai, elektro-optikai környezet, mely az írósugár-írott felület relatív elmozdulását biztosítja. Kísérletek alapján arra a következtetésre lehet jutni, hogy mindenképpen mechanikai surlódásmentes mozgatóelemet kell választani. Erre több lehetőség kínálkozik (piezokerámia, légpárnás asztal, deformációs kinematika elvén működő mechanikus elem, lineáris motor). A fénysugár eltérítése csak igen kis (néhányszor tíz milliradiános) elemi szögben lehetséges akusztó-optikus elven működő elemmel (akusztó-optikus deflektor), mely elem igen pontos és gyors. Más elven működő deflektorok képesek ugyan nagyobb szögben nyitni, de erősen korlátozott sebességük (néhány kHz) és pontatlanságuk miatt nem megfelelőek.

Mint korábban említettük, az exponálás raster scan formátumban történik. (A felületet soronként végigpásztázzák, hasonló módon, mint a televízió képernyője esetén ismert.)

Az optimális foltméret megtartása alapkérdés. Erre a célra állnak rendelkezésre az automatikus fókuszáló berendezések - az autofókuszok.

A felbontást az optikai rendszer mellett a félvezetőre felvitt fényérzékeny réteg is jelentősen befolyásolja. A feltétel kettős, de szervesen illeszkednek egymáshoz: vagy az exponáló nyaláb intenzitását kell a reziszt érzékenységehez illeszteni, vagy a reziszt megválasztásakor kell figyelemmel lenni a lézerefény intenzitására. Túl érzéketlen reziszt vagy rosszul megválasztott intenzitás esetén a felbontás akár félelő nagyságrenddel is elromolhat.

A pozicionálás kérdése

Az eddigi gondolatmenet egy igen lényeges alappontra még nem világított rá. Ha a direkt exponálás eljárását gyártósorban, üzemszerűen szeretnénk használni, több önálló réteget kell tudni igen pontosan a félvezetőszület felületére felexponálni.

A pozicionálás tehát igen fontos, olyannyira, hogy mikronos vonalszélességnél a mikronos pozicionálási hiba már nem megengedhető. Nem hoz kielégítő megoldást az sem, hogy a szeletet tartó asztal pozícióvisszajelzéséről gondoskodunk valamilyen formában, hiszen az asztalon a szeletet nem lehet tökéletes pontossággal illeszteni. A szelet nem rendelkezik a flat-en kívül semmi pozicionáló elemmel. A flat önmagában nem lehet elég az illesztésre. Tehát ezekből következően vagy a szelet formáját kellene valamilyen módon változtatni (mely út gyakorlati okokból nem járható), vagy más megoldást kell választani.

Lehetőség van azonban az előbbi kettősséget feloldani, mégpedig úgy, hogy az első exponálás után az exponálófejet ellenkező irányba működtetve, pásztázó lézermikroszkóp üzemmódba (SLM - Scanning Laser Microscope) kapcsoljuk, s így feltérképezve a szelet felületét, be lehet tárolni azt egy számítógép memóriájába, ahol egy már benne lévő ábrával össze lehet hasonlítani. Az így kapott adatok alkalmasak lehetnek arra, hogy a levilágítófejet a megfelelő pozícióra állítsák. Ez a megoldás látható a 3. ábrán [33].

A pásztázó fénymikroszkóp alapelve az, hogy egy aktív forrásból (jelen esetben az valamilyen típusú lézer) kilépő fényt egy fókuszáló lencsén át az adott céltárgy felületére fókuszálják. A visszavert nyalábot a sugármenetből egy alkalmas helyen kicsatolják, majd egy detektorba vezetik. A lézersugár pontos helyének ismeretében fel lehet venni egy hely-intenzitás függvényt, mely nem más, mint az adott anyag felületének mikrofényképe. A detektor fényintenzitással arányos áramjele bemenetként szolgálhat egy erre alkalmas számítógépes rendszernek, ami azután a kiértékelést elvégezheti.

A lézermikroszkóppal kombinált rendszernél lényeges szempont a lézermikroszkóp fényforrásának típusa. Az általában alkalmazott reziszték spektrális érzékenysége figyelemmel a 600 nm környéki hullámhosszon működő lézer alkalmazható erre a célra (pl.: 632.8 nm He-Ne lézer).

Összefoglalás

A fentiekben áttekintettük a századvég litográfiai eljárásait megvalósíthatóság, felbontás, költségességi szempontok szerint. Nem azt kívántuk hangsúlyozni, hogy a lézersugaras direkt exponálás a litográfia egyetlen lehetséges járható útja, csupán azt, hogy bizonyos paraméterek mellett igen jó, mikron környéki elemi vonalméret érhető el e technológiával.

Köszönetnyilvánítás

Köszönetünket fejezzük ki dr. Kormány Teréz egyetemi docensnek értékes segítségével, pontosító észrevételeiért.

IRODALOM

- [1] J. Lyman: Optical Lithography Refuses to Die, Electronics, vol. 58(40), p. 36, oct. 7. 1985.
- [2] J. A. Schoeffel, W. G. Oldham: Get Submicron Resolution with Optical Lithography, Research & Development, vol. 29(1), p. 92, Jan. 1985.
- [3] V. Pol: High Resolution Optical Lithography: A Deep Ultraviolet Laser-Based Wafer Stepper, Solid State Technology, vol. 30(1), p. 71, Jan. 1987.

- [4] S. Derra: Researchers "paint" Electronic Circuits with Laser Process, Industrial Research & Development, p. 81, Sept. 1983.
- [5] D. J. Erlich, J. Y. Tsao, C. O. Bozler: Submicron Patterning by Projected Excimer-Laser-Beam Induced Chemistry, J. Vac. Sci. Tech., vol. B3, p. 1. (1985)
- [6] J. A. Schoeffel, M. L. Rieger: Economics of Fast-Turn Wafer Production, VLSI Systems Design, vol. VIII (2), p. 22, Feb. 1987.
- [7] J. C. McMenamin: A High Speed High Accuracy Lithographic Application of Argon Ion Lasers, Proc. SPIE Conf. Optoelectronics & Laser Appl. in Sci. & Engrg., vol. 737, Jan. 13-14 1987.
- [8] D. B. McDonald, M. Nagler, C. VanPerski: 160 Mpx/sec Laser Pattern Generator for Mask and Reticle Production, Proc. SPIE, vol. 470, p. 212 (1984)
- [9] Tasch, Jr., A. F.: Metal Oxide Semiconductor Technology Scaling Issues and Their Relation to Submicron Lithography, Optical Engineering Pg. 176, vol. 22, No. 2, 1983.
- [10] Stover, H. L., Nagler, M. and Bol, I.: Submicron Optical Lithography; Lenses and Photoresist Technology, SPIE Proceedings on Microlithography, Santa Clara, March 1984.
- [11] J. C. McMenamin: Laser Technology in Photolithography, Solid State Technology, p. 59, August 1987.
- [12] Weber, E. V.: Shaped Beams for Integrated Circuit Fabrication, Optical Engineering Pg. 190, Vol. 22, No. 2, 1983.
- [13] Edison, J. C., Maase, W. C. and Scudder, R. K.: A Precision High-Speed Electron Beam Lithography System, Hewlett-Packard Journal, Pg. 3, May 1981.
- [14] Westerberg, G.: LASERSCAN, a Fast System for Generating Micromasks in Scale 1:1, Micronic AB-Stockholm (local publication), May 20. 1977.
- [16] Poole, K.: The primary Pattern Generator, BSTJ vol. 49, Nov. 1970, No. 9, p. 2031-2075
- [17] Maydan, D.: Micromaching and Image Recording on Thin Films by Laser Beams, BSTJ July-Aug. 1971, p. 1761-1789
- [18] Marcy, R.: Electro-Optical Tracing Systems, Particularly for Use with Laser Beams, United States Patent, No. 3,632,205, Jan. 4, 1972.
- [19] Whitney, T. R.: Laser Pattern Generating System, United States Patent, No. 4,541,712, Sep. 17, 1985.
- [20] Marcy, R.: System for Writing Patterns on Photosensitive Substrates, United States Patent, No. 3,797,935, Mar. 19, 1974.
- [21] Nanostructure Technology, IBM Journal of Research and Development, p. 24, Oct. 1.
- [22] Laser Beams Speed Up Reticle Writing, Electronics, vol. 58(40), p. 40, Oct. 7, 1985.
- [23] Fuls, E. N.: X-ray lithography applied to the

- fabrication of one micrometer n-channel metal oxide semiconductor circuits, Optical Engineering, vol. 22(2), p. 199, 1983.
- [24] Slayman, C.W., Bartelt, J.L., McKenna, C.M., Chen, J.Y.: Masked ion beam lithography for submicrometer device fabrication, Optical Engineering, vol. 22(2), p. 208, 1983.
- [25] Weber, E.V.: Electron beam systems at IBM: status report, Electron-Beam, X-ray, and Ion-Beam Techniques for Submicron Lithographies II. Proc. SPIE vol. 393
- [26] Novak, W.T.: A lithography system for X-ray process development, Electron-Beam, X-ray, and Ion-Beam Techniques for Submicron Lithographies II. Proc. SPIE vol. 393
- [27] Cleaver, J.R.A., Heard, P.J., Ahmed, H.: Scanning ion beam lithography for submicron structure fabrication, Electron-Beam, X-ray, and Ion-Beam Techniques for Submicron Lithographies II. Proc. SPIE vol. 393

- [28] Gamo, K., Namba, S.: Maskless fabrication using focused ion beams, Electron-Beam, X-ray, and Ion-Beam Techniques for Submicron Lithographies II. Proc. SPIE vol. 393
- [29] Buiguez, F., Parrens, P., Picard, B.: Submicron electron beam and optical lithography using a trilevel resist scheme, Electron-Beam, X-ray, and Ion-Beam Techniques for Submicron Lithographies II. Proc. SPIE vol. 393
- [30] Lazzari, J.P., Parrens, P.: Optic and X-ray lithographies in 1990's, Electron-Beam, X-ray, and Ion-Beam Techniques for Submicron Lithographies II. Proc. SPIE vol. 393
- [31] Polasko, K.J., Yau, Y.W., Pease, R.F.W.: Low energy electron beam lithography, Optical Engineering vol. 22(2), p. 195, 1983.
- [32] Bauerle, D.: Chemical Processing with Lasers, Springer-Verlag, Berlin 1986.
- [33] Török, P.: Diplomaterf feladat, BME Villamosmérnöki Kar EET, 1989.

POPOV RÁDIÓ NAPOK '89

Moszkvában május 17. és 19. között rendezték meg a hagyományos, össz-szövetségi tudományos konferenciát a hírközlést és a távközlést érintő kérdések tág témaköréről. Az ünnepélyes megnyitó ülés elnöksége az idén háromtagú volt. A dinamikus rövid köszöntő szavak után két előadás hangzott el, az egyik a korszerű mikroelektronika fejlesztési feladatairól, eredményeiről, a másik Popov és a flotta címmel a tudós emlékének adózva tekintette át a "rádiózás" történetét.

Az előadások 17-én délután kezdődtek a Moszkvai Távközlési Intézetben (MIC, a rövidítésből kimaradt a régebben szereplő "Energetikai" szó). A 19 szekció hat terem között oszlott meg. A szekciók röviden: gyártás automatizálás, optikai távközlés, hullámvezetők, mérés-technika, kvantum-rádióoptika, mikroelektronika, minőség-megbízhatóság, rádiótechnika, biológiai-gyógyászati alkalmazások, rádiórelé, rádióvevők, hullámterjedés, információelmélet, rádióberendezések technológiája, szinkronizáló berendezések, gazdaságosság, elektronmikroszkópok, elektronikai rádiótechnika-távközléstörténet. Az előző évekhez hasonlóan a témák rendkívül széles köre számunkra szokatlan volt.

A szekciókban négyórás munka során 8 előadás és 8-10 poszter témáját dolgozták fel. A posztereket is ugyanabban a teremben mutatták be az előadások után, s szinte ez volt az egyetlen lehetőség eszmecsere, egymás megismerésére, mert sem a közös termek, sem szünetek ezt nem segítették. A mintegy 20-25 külföldi előadót és résztvevőt megkülönböztetett figyelemmel fogadták. A rendezők 10-15 tagú külföldi delegációt tudományos együttműködés-csere keretében fogadtak, s itt az étkezések s egy balett-előadás, mint kötetlenebb közös program több lehetőséget biztosítottak a kapcsolatteremtésre.

Magyarországot kilencen – Elektrocoop Vállalat 1 fő, OKGT 3 fő, TKI 5 fő – képviseltük 4 előadással.

Kása István, Molnár János,
Szász Ernő (TKI):

Nagyhatású hullámvezetős irány-
csatoló

Csaba István, Gerencsér András,
Pauer Magdolna (TKI):

Felületszerelési technológia al-
kalmazása mikrohullámú hibrid
áramkörök készítésére

dr. Turi-Kovács Attiláné,
Pauer Magdolna (TKI):

A technológia hatása stripline
vezetőpályák profiljára és
mérettartására

Krasovics Miklós (TKI):

Az intercsat berendezés frek-
venciaszintetizátorai

Az előadások orosz nyelven hangzottak el. A konferencián lehetőség volt angol nyelven előadni, ennek tolmácsolásáról gondoskodtak.

A záróülés 19-én, pénteken volt, átadták az "Arany Popov Díj"-at a Mars szonda kifejlesztőjének, s három előadás hangzott el:

Optikai memóriák, holografikus adatrögzítés témakörben Hertz munkásságáról, valamint a Híradástechnikai Eszközök Minisztériumának minisztere számolt be a fejlesztés perspektíváiról. Bejelentette, hogy előrehaladott tárgyalások folynak az Egyesült Államok szakembereivel arról, hogy a földközi optikai kábelhálózat Japánon át a Szovjetunió területén zárul.

Dr. Turi Kovács Attiláné
(TKI)

Balog Géza
(Elektrocoop Váll.)

Krasovics Miklós
(TKI)



BERUHÁZÁS HELYETT – KÖLCSÖNÖZZÖN MŰSZERT!

DEVIZA NÉLKÜL is hozzájuthat a legkorszerűbb precíziós műszerekhez!

MEGTÉRÜL A KÖLCSÖNDÍJ, mert:

A megfelelő időszakban rendelkezésre álló, MÉRÉSAUTOMATIZÁLÁSRA is alkalmas korszerű műszerek használatával időt, munkaerőt, adót, amortizációs költségeket, javítási-karbantartási költséget takarít meg.

NE FELEDJE: egy műszer haszna a mérésekből – nem pedig a tulajdonjogból ered!
NE SZAPORÍTSA KIHASZNÁLATLAN ESZKÖZEIT!

ÓRIÁSI VÁLASZTÉK: oszcilloszkópok, multiméterek, jelgenerátorok, analizátorok, mérésadatgyűjtők, regisztrálók, analitikai-környezetvédelmi műszerek, rendszervezérlők, stb., stb.
ÁLL AZ ÖN RENDELKEZÉSÉRE!

FOGYÓANYAG, TARTOZÉK pótlás, – ugyancsak forintért!

LIZING LEHETŐSÉG: egyes műszer, vagy számítógép típusokra!

SZAKTANÁCSADÁS · HÁZHOZZSZÁLLÍTÁS · BEMUTATÁS!

KÉRJE INGYENES KÖLCSÖNMŰSZER-KATALÓGUSUNKAT!

FELVILÁGOSÍTÁS, ELŐJEGYZÉS, ÜGYINTÉZÉS 1810-903 vagy 106-23-66/176 telefonon.
MTA MŰSZERÜGYI ÉS MÉRÉSTECHNIKAI SZOLGALATA MŰSZERKÖLCSÖNZÉSI FŐOSZTÁLY
Budapest XI., Szakasits Á. út 59-61. I. em. 107. szoba.
H-1502 Budapest Pf. 58



Digitális távközlő vonalak számítógépes leírása és szimulációja

DR. CSOPAKI GYULA – DR. HALÁSZ EDIT
– DR. TRÓN TIBOR
BME Híradástechnikai Elektronikai Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk áttekinti a digitális távközlő vonalak leírásával és szimulációjával szemben támasztott követelményeket és ismerteti a követelményrendszerrel kielégítő DLSIM (Digital Line SIMulation) program szolgáltatásait. A DLSIM program tetszőleges topológiájú alapsávi PCM vonalak számítógépes szimulációját végzi. A programot Pascal és FORTRAN-77 nyelven készítettük el IBM PC-re.

1. Bevezetés

Az első hazai digitális számítógép a BME Villamosmérnöki Karán Dr. Kozma László egyetemi tanár irányítása mellett készült el 1958-ban. Ez serkentette a hajdani Vezetékes és Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszékek oktatóit és kutatóit arra, hogy 1959-től kezdődően a híradástechnika számos feladatának megoldására számítógépes módszereket és programokat dolgozzanak ki. A Híradástechnika folyóiratban sok-sok ilyen témájú publikációnk látott napvilágot elért eredményeinkről. A Híradástechnika folyóiratban 1968-tól 1983-ig rendszeresen publikált "Számítógépprogramok katalógusa" elnevezésű gyűjtemény a hazánkban kifejlesztett és/vagy elérhető híradástechnikai, áramkörtervezési programokról adott felvilágosítást. A számítógépes elektronikai tervezésről hosszú évek óta tartunk előadásokat és gyakorlatokat és négy alkalommal szerveztünk kétéves levelező szakmérnöki szakot a Villamosmérnöki Karon.

Jelen cikkben egy érdekes és fontos feladat számítógépes megoldását ismertetjük. A személyi számítógépek számának növekedésével megnőtt a szerepe az olyan szimulációs programoknak, melyek távközlő rendszereket írnak le és vizsgálják annak viselkedését még a realizálást megelőzően. Széles körben ismert szimulációs programok személyi számítógépes változatait készítették el [1, 2] és újabb szimulációs programok is megjelentek [3, 4].

A DLSIM (Digital Line SIMulation) programcsomag [5,6] melyet a BME-HEI munkatársai fejlesztettek ki a Telefongyár megbízásából, alapsávi PCM rendszerek vonali szakaszának leírására, modellezésére és szimulációjára szolgál. A programcsomag segítségével az átviteli rendszer még a tervezés fázisában - azaz a tényleges megvalósítást megelőzően - vizsgálható és



Dr. CSOPAKI GYULA

Villamosmérnöki oklevelét a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán szerezte 1969-ben. 1987-ig a BME HEI-ben az Informatikai és Elektronikai Tanszéki Kutatócsoport tudományos munkatársa volt. 1987. óta a BME HEI Kapcsolástechnikai Osztályán dolgozik. A műszaki tudomány kandidátusa, szakterülete digitális kapcsolástechnika, számítógépes elektronikai tervezés, számítástudomány.



Dr. HALÁSZ EDIT

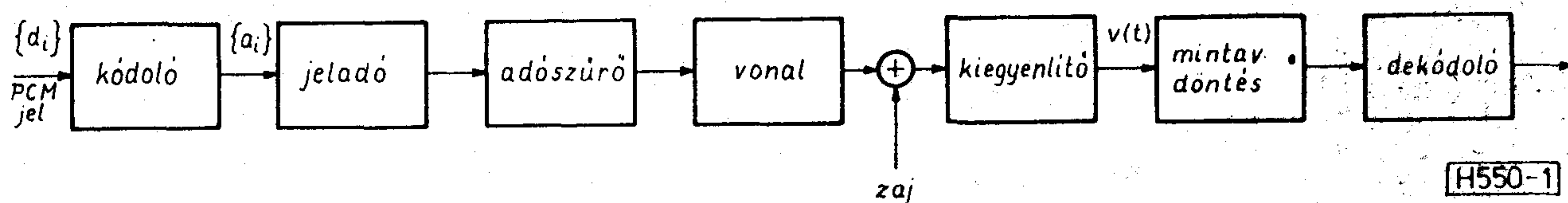
A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett oklevelet. Majd a Villamosmérnöki Kar Vezetékes Híradástechnika Tanszékén tanársegédként kezdett dolgozni. Jelenleg a Híradástechnikai Elektronika Intézetben egyetemi docens. Fő érdeklődési területe a számítógépes szintézis, a hálózatelmélet, az optimalizálási eljárások és a távközlés. Az általa és társ-szerzők által készített áramkörtervező programokat külföldi egyetemeken oktatási és kutatási célra alkalmazzák. Részt vett számos ipari kutató munkában. Egyetemi doktori értekezését 1972-ben, kandidátusi értekezését 1983-ban védte meg.



Dr. TRÓN TIBOR

1964-ben végzett a BME Villamosmérnöki Karán, jelenleg a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetében docens. A hálózatelmélethez és a számítógépes elektronikai tervezéshez kapcsolódó tantárgyak oktatásában vesz részt. Kutatási területe a lineáris hálózatok érzékenység és tolerancia kérdésköre, a kapcsolt kapacitású hálózatok számítógépes analízise, valamint távközlő rendszerek szimulációja. Több egyetemi jegyzet, számos kutatási jelentés, hazai és nemzetközi publikáció szerzője, illetve társszerzője. 1974-ben szerzett egyetemi doktori címet, 1987-ben a műszaki tudomány kandidátusa lett.

Beérkezett: 1989. VII. 26 (H)



1. ábra. A szimulálandó rendszer

minősíthető. A tervezés ellenőrizhető és különböző megoldások is összehasonlíthatóak. Egyszerűen modellezhető a rendszer egyes elemeinek (vagy azok bizonyos paramétereinek) megváltoztatása és vizsgálható a változtatások hatása. Mindezek alapján egy szimulációs programcsomag nagyon hatásos eszköz lehet a tervező kezében.

2. A programrendszer főbb sajátosságai

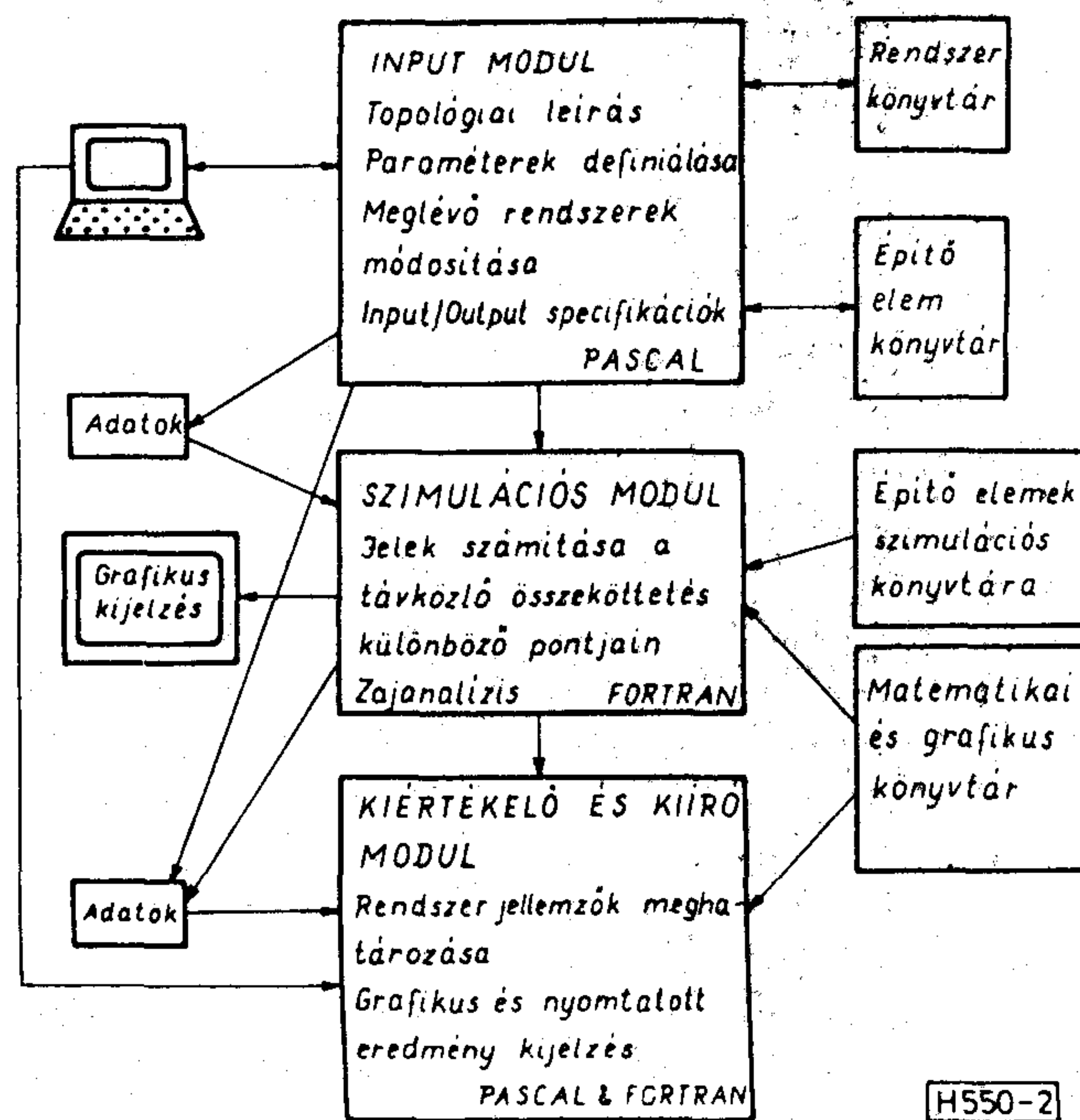
A DLSIM programcsomaggal szimulálható átviteli rendszer egy nagyon leegyszerűsített blokkvázlata az 1. ábrán látható. A bemenetre érkező digitális PCM jelet egy vonali kódoló - nagyobb távolságú átvitelre alkalmasabb - többszintű szimbólumsorozattá alakítja, mely egy jeladót vezérel. Az elemi jel a vonalon átjutva jelentős torzulást szenved, az egymás utáni jelek átlapolódnak, így az átvitt információ azonosítása bizonytalanná válhat. Ugyancsak a helyes döntést nehezítik meg a hasznos jelhez hozzáadódó zajok. A vett jelből a digitális információ visszaállítása általában mintavételezéssel, döntéssel, majd dekódolással történik. A jeltorzulás, illetve jelátlapolódás miatt a mintavételi időpont helyes megválasztása lényeges szerepet játszik a hibás döntések elkerülésében.

A szimulációs programcsomag funkcionális blokksémáját a 2. ábra mutatja. A program három fő modulból áll.

Az input modul segítségével tudja a felhasználó definiálni a szimulálandó átviteli rendszert. A definiáló alapfunkción kívül az input modul lehetővé teszi előzőleg már definiált rendszerek könyvtárazását, utólagos módosítását. Mivel a program elsősorban ezen a modulon keresztül van kapcsolatban a felhasználóval, alapvető követelmény a felhasználó-orientált kezelhetőség.

A szimulációs modul az elemi vonali jelhez tartozó válaszjelet határozza meg a döntő áramkör bemenetén. Mivel a program jelenlegi változatában az átviteli rendszert lineárisnak tételezzük fel, az elemi válaszjel ismeretében a bemenetre érkező tetszőleges PCM jelsorozathoz meghatározható a kimenő időfüggvény. A szimuláció a frekvencia tartományban történik. Ugyancsak a szimulációs modul határozza meg a döntő áramkör bemenetére érkező zaj spektrális teljesítmény sűrűségét (PSD).

A kiértékelő modul - a szimuláció eredményei alapján - adja meg az átviteli rendszer minősítéséhez szükséges információkat, rendszerjellemzőket. A bemenő jelsorozat alapján megadja a vizuális



2. ábra. A DLSIM program blokkdiagramja

kiértékeléshez nagyon informatív szemábrát, annak numerikus adataival együtt, továbbá megadja - a jel-zaj viszony függvényében és az aktuális jel-zaj viszonytól - az átviteli rendszert alapvetően minősítő szimbólum-hibaaarányt.

Az egyes modulok megfelelő adatfile-okon keresztül kommunikálnak egymással. A programcsomag felépítésében igyekeztünk kihasználni a személyi számítógép adta lehetőségeket: interaktív kezelhetőség, grafikus megjelenítés.

A továbbiakban a három fő programmodul felépítését és elvi működését ismertetjük részleteiben.

3. Input modul

A szimulációs program számára a szimulálandó távközlő rendszert egyértelműen specifikálni kell. A specifikáció során a felhasználó számára a következő lehetőségeket kell nyújtani:

- új átviteli rendszer megadása, az összetevő elemek teljes leírásával;
- már meglévő, előzőleg definiált rendszer valamely elemének cseréje, törlése vagy módosítása;
- az újonnan létrehozott leírások felvétele az átviteli rendszereket leíró könyvtárba.

A fenti szolgáltatásokat menüvezérelt módon, felhasználó-orientált kialakításban kell megvalósítani [7]. A kifejlesztett DLSIM rendszer felhasználói input modulja teljesíti a fenti előírásokat.

A programrendszerbe történő bejelentkezéskor a főmenü a 3. ábrán látható formátumban jelenik meg a képernyőn. A főmenü funkcionális szolgáltatásait az 1. táblázat részletezi. A DLSIM rendszerbe belépni, illetve abból kilépni csak a főmenün keresztül lehet. A CREATE funkció kiválasztása esetén az első almenü kéri az átviteli rendszer nevének megadását (max. 8 alfanumerikus karakter), a bitrate és a baudrate adatokat, valamint a bitenkénti minták számát (4. ábra). Az egyes bemenőadatoknál mérnöki formájú adatok specifikálhatók, a dimenziók megadása nem szükséges, az egyes rövidítések a következők: G(giga), M(mega), K(kilo), m(milli), u(mikro), n(nano), p(pico). Amennyiben a definiálandó paraméter értéke korlátozott, akkor olyan input értékeket nem fogad el az input program, amely az intervallum határait túllépi, hanem hibaüzenetet ad és újra kéri az adatmegadást. Numerikus adat esetén nem fogadja el betűk beírását (ez egyszerűen hatástalan, meg sem jelenik a képernyőn, hibaüzenet sem keletkezik). Természetesen a számértéket követő G, M, K, m, u, n, p karakterek megengedettek, de ezek után már újabb karakter nem írható.

A CREATE almenü adatainak megadását követően az Elemválaszték menü jelenik meg (5. ábra). Az alábbiakban ennek részletezését adjuk meg.

A program jelenlegi kiépítésében elemi vonali jelként (source) megadható:

- négyszögimpulzus;
- trapéz impulzus;
- félszínusz impulzus;
- szinusznégyszög impulzus.

Kábelként (cable), a cable sor kiválasztásával megjelenik az a csoport menü, amely biztosítja, hogy a felhasználó a lehetséges kábelek közül választhasson (6. ábra):

- CABFUN (kábel képlettel adott csillapítással)
- CAB12 (1.2-4.4 koaxiális kábel)
- CABWG (Wandel&Goltermann kábel utánzat)
- CABAB (kábel táblázatosan adott csillapítással és fázissal)
- CABAT (kábel táblázatosan adott csillapítással és futási idővel)

A kábel kiválasztása után megjelenik az elemdefiníciós menü (7. ábra), ahol meg kell adni az elem paramétereit és nevét, hogy a későbbiekben módosítás, csere vagy törlés esetén lehessen rá hivatkozni. Elemekre tehát névvel vagy csomóponttal kell hivatkozni. Ha az elem definíciója teljes, akkor visszatérünk az elemmenühöz.

Szűrőként (filter) tetszőleges fokszámú Butterworth, Csebisev vagy Thomson alul-, felül- és sáváteresztő szűrő specifikálható a szükséges paraméterekkel.

Digital Line Simulation

→ Create
 Insert
 Delete
 Exchange
 Showsystem
 Renumber
 Geninmod
 Run
 Quit to DOS
 Modify

<up>↑ <down>↓ choose: <enter>

3. ábra. Az input főmenü felépítése H550-3

CREATE

SYSTEMNAME:

Bitrate:

Baudrate:

Sample num per bit:

4. ábra. A CREATE funkció almenüje H550-4

→ source
 cable
 filter
 general two port
 coder
 coder (noise source)
 cross-talk circuit
 generator
 transformer
 amplifier
 arithmetical element
 oscilloscope
 line built-out circuit
 equalizer circuit
 end of line

<up>↑ <down>↓ choose: <enter> quit: <end>

5. ábra. Az Elemválaszték menü felépítése H550-5

A főmenü szolgáltatásai

Funkció	Szolgáltatás
Create	új átviteli rendszer definiálása
Insert	új összetevő elem beiktatása
Delete	meglévő elem törlése
Exchange	összetevő elem cseréje
Showsystem	meglévő rendszer kijelzése
Renumber	módosított rendszer csomópontjainak újra sorszámozása
Geninfmod	az átviteli rendszer általános információinak megadása
Run	szimulációs futtatás kezdeményezése
Quit to DOS	visszatérés a DOS operációs rendszerbe
Modify	adott elem módosítása

```
CABFUN
CAB12
CABWG
CABAB
CABAT
```

6. ábra. A csoportmenü felépítése

Általános kétkapuk (general two port) az alábbiak lehetnek:

- racionális törtfüggvénnyel adott négypólus
- pólus-zérus képpel adott négypólus.
- pontonkénti frekvenciaátviteli karakterisztikával adott négypólus

A kódolók (coder) típusai a következők:

- bipoláris (AMI) kódoló
- HDB3 kódoló
- FOMOT kódoló
- MS43 kódoló
- általános blokk kódoló.

A kódolók mint zajforrások (coder noise source):

- AMI kódoló zaja
- HDB3 kódoló zaja
- MS43 és FOMOT kódoló zaja
- általános blokk kódoló zaja.

type: CABWG

signal

jetlag

pi

csomopos

The name of the CABWG:

H:

parameter:

H550-7

7. ábra. Az elemdefiníciós menü felépítése

Az áthallás szimulálására az alábbi elemek szolgálnak:

- közelvégi áthallási négy pólus
- speciális közelvégi áthallási négy pólus
- távolvégi áthallási négy pólus.

A DLSIM program további elemei:

- Gauss zajgenerátor
- transzformátor
- erősítő
- összeadó, kivonó, szorzó
- oszcilloszkóp
- kábelkiegészítő áramkörök
- kábelkiegyenlítő áramkörök.

Abban az esetben, ha olyan elemet definiálunk, amelynek két bemenete van, akkor a menürendszer automatikusan kéri a zájágbeli elemek megadását. A menüszerkezetek egymás utáni hívási hierarchiája a 8. ábrán látható a CREATE funkció esetén.

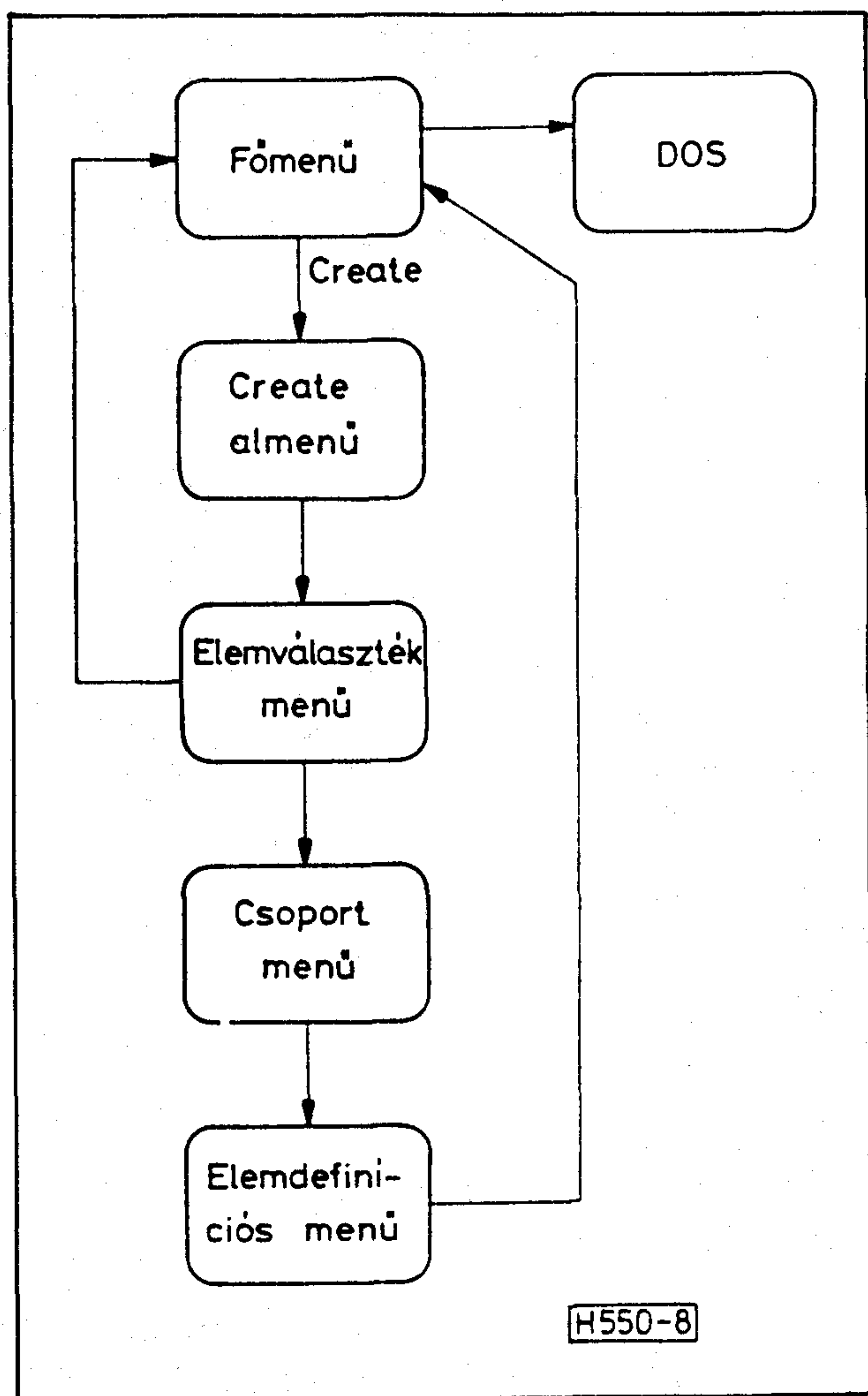
4. Szimulációs modul

A nagy távolságra történő átvitel miatt az átviteli vonal (csatorna) nem tekinthető digitálisnak, hiszen a digitális információt hordozó impulzusok a vétel helyén eltorzulva, egymás között átlapolódva jelennek meg. Az átvitelt ezért időben folytonosan, azaz analóg módon kell kezelni.

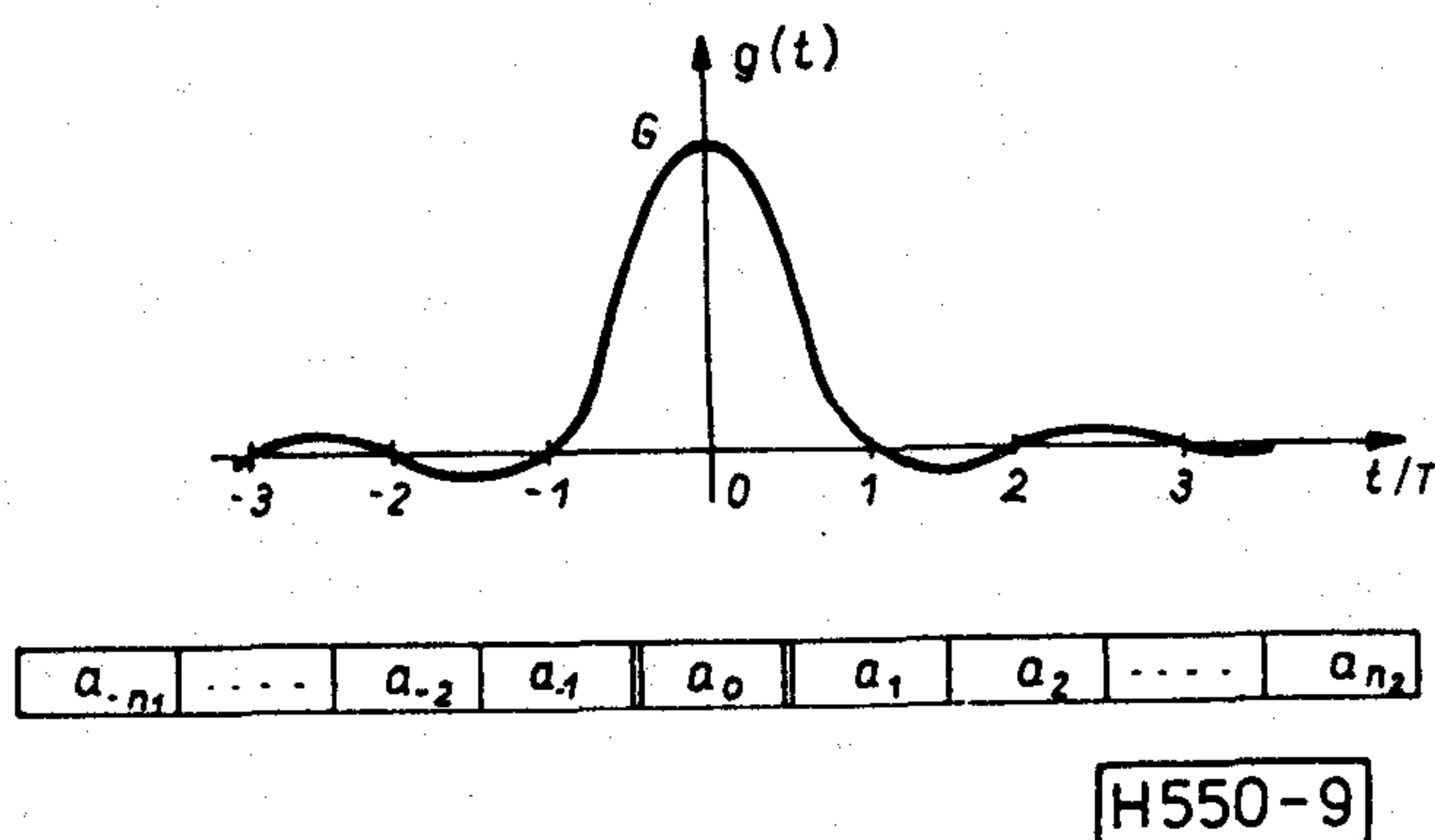
A szimulációs modul feladata az átviteli rendszer analóg szakaszán az átvitel meghatározása, vagyis a döntő áramkör bemenetén megjelenő időfüggvény megadása. Az analóg szakaszt lineárisnak tételezve fel, a vett jel a szuperpozíció alapján a

$$v(t) = y(t) + z(t) = \sum_{i=-n_1}^{n_2} a_i g(t-iT) + z(t) \quad (1)$$

alakban adható meg, ahol $y(t)$ a hasznos jel, $z(t)$ a hasznos jelet zavaró additív zaj, továbbá $g(t)$ a jeladó elemi impulzusához tartozó kimeneti válasz (9. ábra), $\{a_i\}$ a kódolt vonali szimbólumok sorozata, T a szim



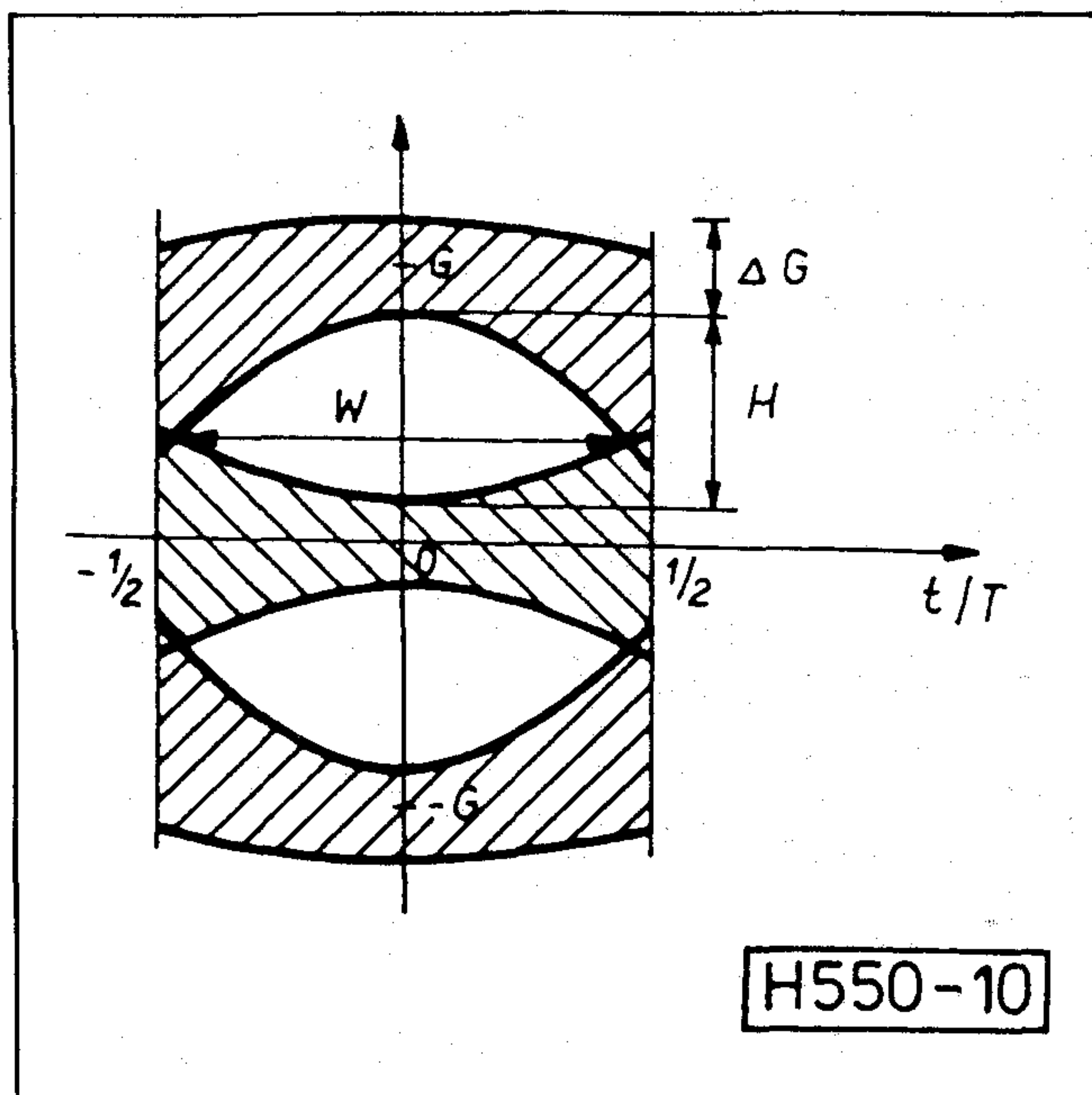
8. ábra. A menüképek szekvenciája



9. ábra. Elemi válaszjel és az a_i szimbólumsorozat

bólumok ismétlési ideje, n_2 ill. n_1 egy kiszemelt a_0 szimbólumot megelőző ill. követő átlapolódó szimbólumok száma.

A jelátvitel szimulációja során (1) szerint elegendő a $g(t)$ elemi válaszjel meghatározása. A szimuláció elvileg akár az idő-, akár a frekvenciatartományban lehetséges. Időtartományi szimuláció esetén a rend



10. ábra. Szemábra

szer építőelemeinek $h_k(t)$ súlyfüggvényeiből és az $e(t)$ elemi impulzusból sorozatos konvolúciós integrállal adódik $g(t)$. Ennél lényegesen egyszerűbb a frekvenciatartományi szimuláció, ahol az egyes építőelemek $H_k(j\omega)$ komplex átviteli függvényeinek szorzataként állítható elő a $H(j\omega)$ eredő átvitel ill. az $E(j\omega)$ bemeneti spektrum ismeretében a $G(j\omega)$ kimeneti spektrum. Az idő- és frekvenciatartomány között Fourier transzformációval közlekedhetünk.

A DLSIM programban frekvenciatartományi szimulációt valósítottunk meg. Az egyes építőelemek átvitelének számítását egy-egy megfelelő szubrutin végzi, melyeket az átviteli út felépítésének megfelelő sorrendben hív be a program. A Fourier transzformációt 1024 pontos FFT algoritmus helyettesíti. Az oszcilloszkóp építőelem segítségével (FFT szubrutin hívás) lehetőség van bármely közbülső ponton az elemi jelalak megjelenítésére.

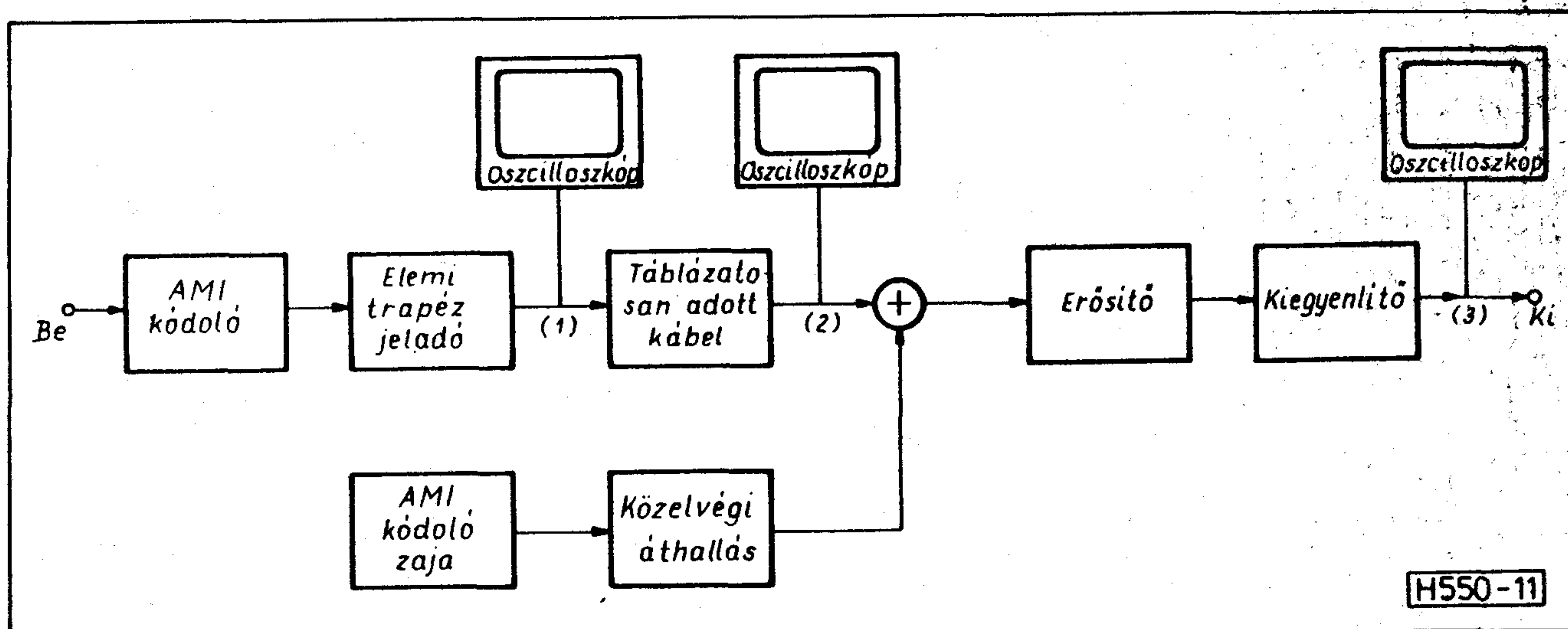
A zajszimuláció során a szimulációs modul a kimeneti $z(t)$ zaj $Z(\omega)$ spektrális teljesítménysűrűség függvényét (PSD) határozza meg. A rendszerbe belépő zaj lehet fehér zaj vagy áthallási zaj. Belépő fehér zaj esetén

$$Z(\omega) = |H_z(j\omega)|^2 N_0 \quad (2)$$

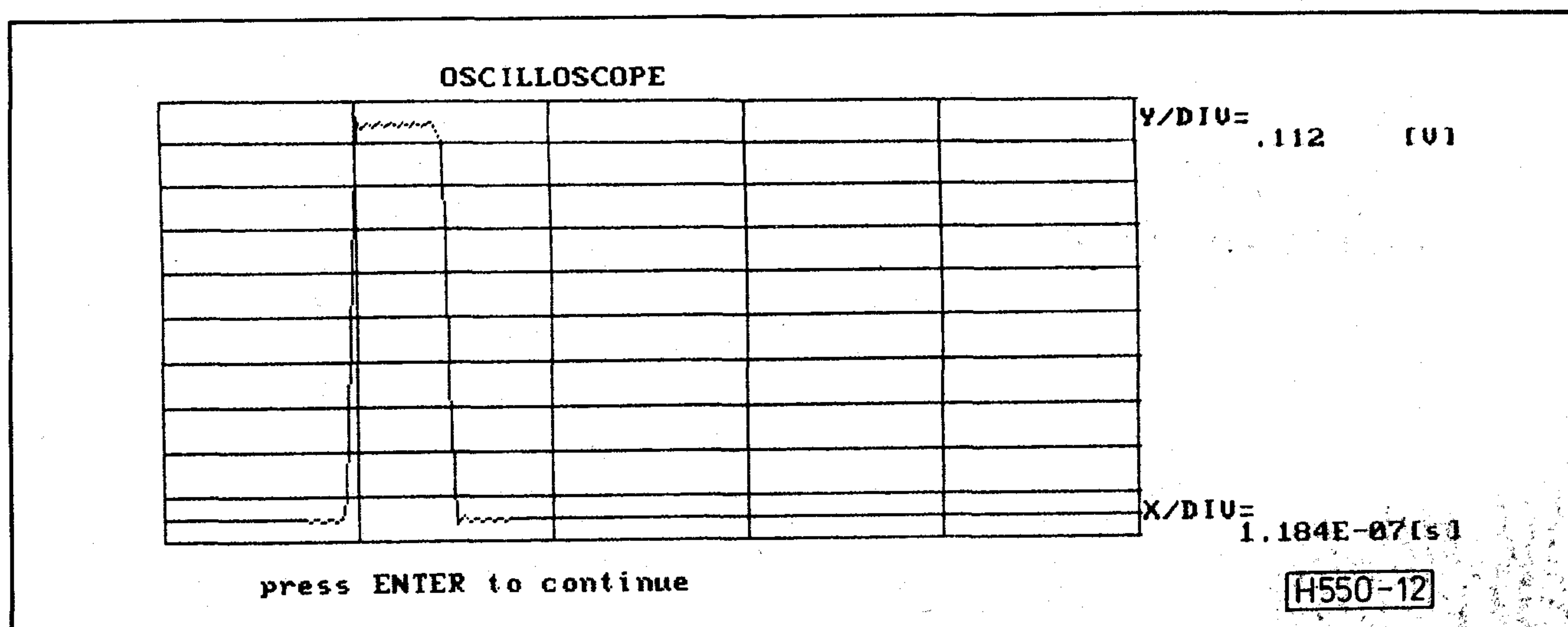
míg áthallási zaj esetén

$$Z(\omega) = M(\omega) |E(j\omega)H_z(j\omega)|^2 \quad (3)$$

ahol N_0 a fehér zaj egyoldalas spektrál sűrűsége, $H_z(j\omega)$ a zaj-út feszültség átvitele, $E(j\omega)$ az elemi vonali jel spektruma, $M(\omega)$ pedig a zavaró csatorna vonali kódolójának PSD-t módosító hatását leíró függvény. A $Z(\omega)$ PSD-vel rendelkező kimeneti zajt a program egy f_{eq} sávszélességű ekvivalens sávkorlátozott fehér



11. ábra. 8 Mbit/sec-os PCM átviteli vonalszakasz



12. ábra. Elemi trapézjel a 11. ábra (1)-es jelű pontján

zajjal helyettesíti, melyet Gauss amplitúdó eloszlásúnak tételezünk fel σ szórással:

$$\sigma^2 = \frac{2}{f_{eq}} \int_0^{\infty} Z(f) df \quad (4)$$

5. Kiértékelő modul

A szimulációs modul eredményeinek megjelenítését, valamint az átviteli rendszert minősítő kvalitatív és kvantitatív jellemzők meghatározását a kiértékelő modul végzi. Így megjelenik a képernyőn a $g(t)$ válaszjel és - amennyiben volt zajszimuláció - a kimeneti zaj $Z(f)$ spektrális teljesítmény sűrűség függvénye. A grafikus képernyőtartalom - például dokumentációs célra - mindenkor kinyomtatható. Az

ábrákkal együtt jelenik meg a program továbbindításához szükséges információ is.

Az átvitel minőségének szemléletessé tételére szolgál az ún. szemábra. Ez nem más, mint a döntő áramkör bemenetén megjelenő zajos $v(t)$ vagy zajmentes $y(t)$ jel egymás utáni T idejű szegmenseinek egymásra rajzolása (10. ábra), mely a kiadódó - egy vagy több - szemszerű alakzatról kapta nevét. A szemábra $g(t)$ elemi válaszjelből vagy egy előre adott (általában worst-case) vagy egy generált álvéletlen $\{d_i\}$ bitsorozatból kódolt $\{a_i\}$ szimbólumsorozat alapján az (1) összefüggés szerint állítható elő. A szemábra egy vonalát kapjuk meg, ha az $\{a_i\}$ sorozat egy $n = n_1 + n_2 + 1$ hosszúságú ablaka fölött értékeljük ki (1)-et (l.: a 9. ábra), majd a következő vonalhoz a sorozatot eggyel léptetjük az ablakhoz képest.

Ahhoz, hogy az információ visszanyerését szolgáló döntés helyes lehessen, a szemnek nyitva kell lenni. A

helyes döntés valószínűsége akkor a legnagyobb, ha a mintavételi időpontot a maximális szemnyílás helyére választjuk meg és a döntési szint(ek)et a nyitott szem(ek) közepénél vesszük fel. A program a szemábrával egyidejűleg a képernyőn megadja az alábbi numerikus jellemzőket is (10. és 16. ábra): a jel csúcserő (G), max. szemnyílás (H), a szem szélessége (W), a szimbólumközi áthallás (ISI) mértéke (ΔG), a zajtartalom, a zaj effektív értéke (σ szórása), jel-zaj viszony ISI-vel és anélkül, valamint a szimbólum hibaarány egy közelítő worst-case értéke. A szemábrán a mintavételi időpont a kurzor mozgásával változtatható, és a fenti adatok az új beállításhoz tartozóan is kiíródnak.

Az átviteli rendszer egyik legfontosabb jellemzője a hibaarány. Ez hosszúidejű átlagban a hibás döntések száma viszonyítva az összes döntéshez, vagy pontosabban fogalmazva a hibás döntés valószínűsége (P_e). Feltételezve, hogy az $\{a_i\}$ szimbólumsorozat nullára szimmetrikus és azonos távolságú M különböző szintértéket vehet fel egyforma valószínűséggel, továbbá, hogy a zaj nulla várható értékű és Gauss eloszlású σ szórással, a hibaarányra a

$$P_e = 2 \left(1 - \frac{1}{M}\right) \int_{-\Delta G}^{\Delta G} Q\left(\frac{d-y}{\sigma}\right) f(y) dy \quad (5)$$

összefüggés vezethető le (8), ahol d a döntési szintek fél távolsága, $Q(z)$ a normalizált Gauss eloszlás ún. hibafüggvénye és $f(y)$ az ISI sűrűségfüggvénye, melyet gyakorlatilag sohasem ismerünk. Ezen utóbbi nehézség áthidalására az irodalomban több módszer ismeretes: a DLSIM programban a Gauss kvadratura szabályt (GQR) alkalmaztuk [9]. Ezzel

$$P_e = 2 \left(1 - \frac{1}{M}\right) \sum_{i=1}^N w_i Q\left(\frac{d-x_i}{\sigma}\right) \quad (6)$$

ahol x_i és w_i az N-edrendű GQR közelítésből adódó számpárok. A részletekre vonatkozóan a [8,9] irodalmakra utalunk.

A kiértékelő modul $N=5...10$ értékekre grafikusán megadja a szimbólum hibaarányt (SER) a jel-zaj viszony (SNR) függvényében, az aktuális jel-zaj viszonyt külön is feltüntetve az ábrán (l.: a 17. ábra).

6. Mintapéllda

A DLSIM programmal szimuláltuk a 11. ábrán vázolt 8 Mbit/sec-os PCM átviteli vonalszakaszt. Az elemi jel 1 voltos amplitúdójú $T=118,36$ nsec bitidejű $\tau=59,18$ nsec időtartamú $t_e=t_r=5,918$ nsec emelkedési és lefutási idejű trapézjel (12. ábra). A kábel csillapítása és fáziskarakterisztikája a 2. táblázatban talál-

2. táblázat.

A kábel csillapítása és fázisforgatása

Frekvencia MHz	KÁBEL	
	Csillapítás dB	Fázisforgatás rad
0.1	8.46	0.87
0.3	14.6	1.51
0.5	19.0	1.87
0.7	22.5	2.14
1.0	26.8	2.45
3.0	6.6	3.47
4.0	53.7	3.64
4.2	55.0	3.66
5.0	56.4	3.68
8.0	76.0	3.81

3. táblázat.

A kiegyenlítő áramkör paramétereinek értéke

ELEM		ELEM	
Neve	Értéke	Neve	Értéke
R_1	2,5 ohm	R_5	284 ohm
L_1	5,09 μ H	L_2	11,2 μ H
R_2	1180 ohm	R_6	1 Mohm
C_1	123 pF	C_2	114 pF
R_3	15807 ohm	R_7	10520 ohm
R	75 ohm	ω_0	66,8 Mr/s

ható. Az erősítő a vizsgált frekvenciasávban állandó; erősítés értéke $A_0=10000$.

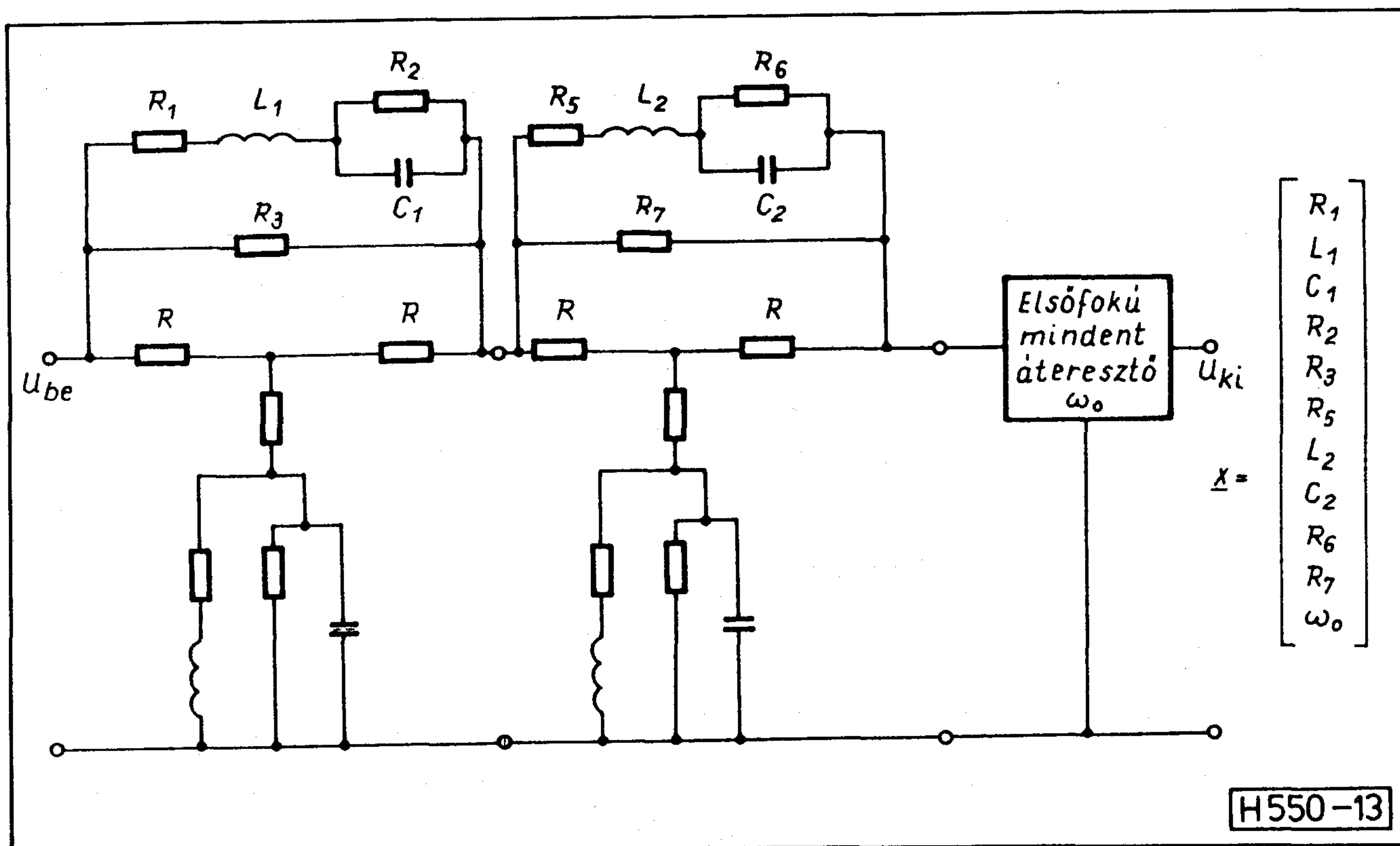
A kiegyenlítő áramkör felépítését a 13. ábra mutatja, az áthidaló ágak elemeinek értékét a 3. táblázatban láthatjuk. A keresztági elemek ezek 75 ohmra vonatkoztatott duáljai. A kiegyenlítő tervezését a Híradástechnikai Elektronika Intézetben a Telefongyár részére kifejlesztett KOPTI85 azonosítójú programmal végeztük [10].

A zajt egy szomszédos csatorna áthallása formájában tételeztük fel, így az AMI kódoló (mint zajforrás) zaja a kábel közelméi áthallásán keresztül jut a jelútba.

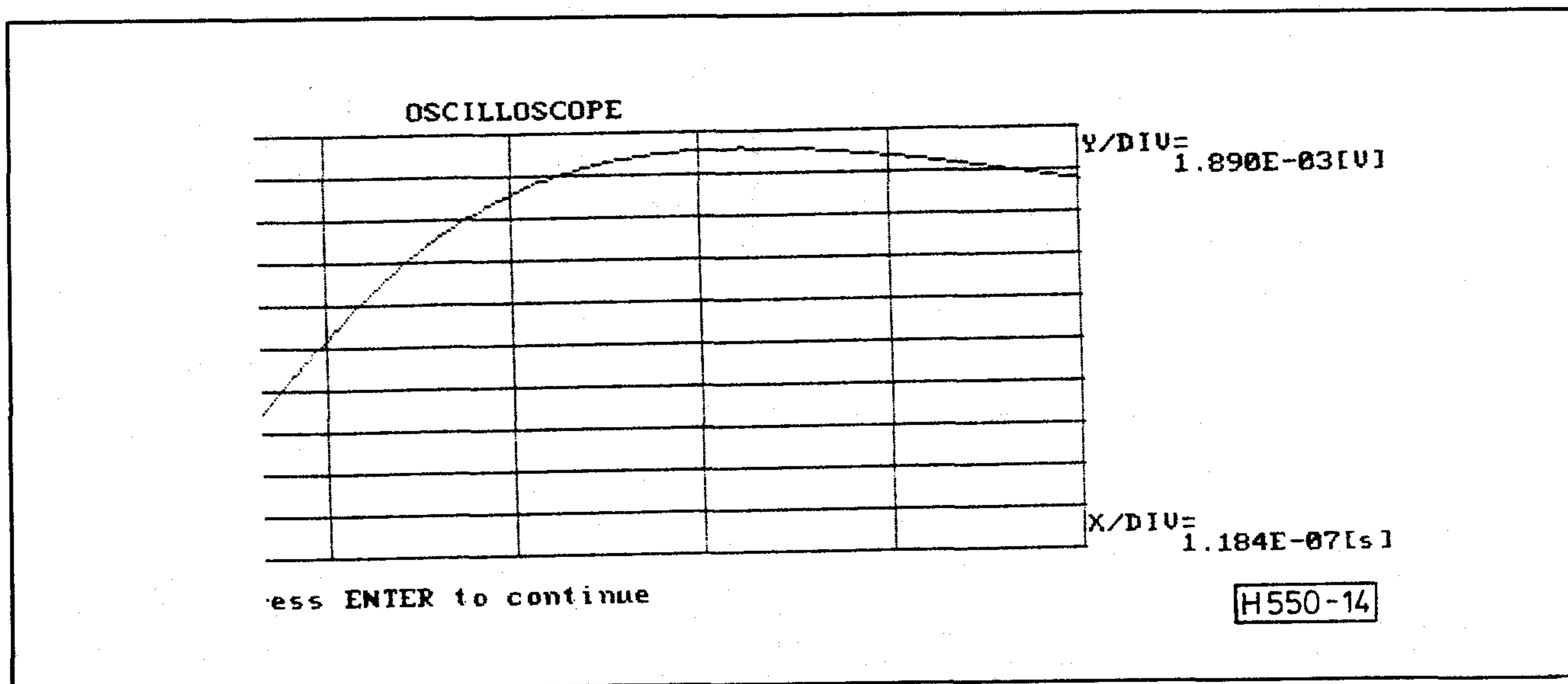
Az átviteli út (1), (2), (3) jelű pontjaiba grafikus kijelzőt, "oszilloszkópot" helyeztünk. A 14. ábra mutatja a kábel torzító hatását, a kiegyenlített jelet a 15. ábrán láthatjuk.

Az átviteli út minősítésére rajzoltattuk ki a szemábrát (16. ábra), amely mellett az egyéb minősítő adatok is láthatók.

A 17. ábra a rendszerre jellemző szimbólum hibaarányt adja a jel-zaj viszony függvényében, bejelölve az aktuális jel-zaj viszonyt.



13. ábra. Kiegyenlítő áramkör



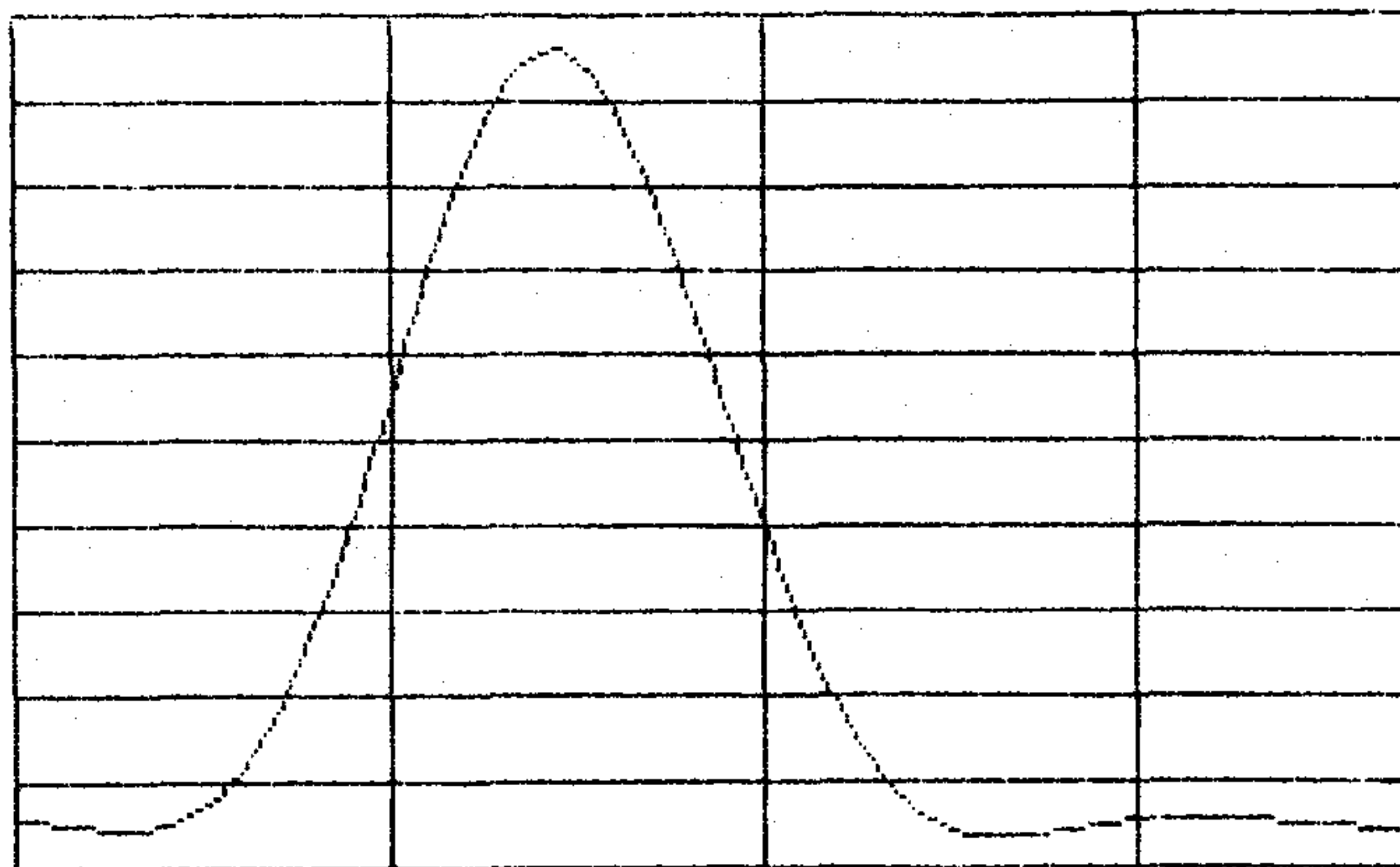
14. ábra. A kábel által torzított jel a 11. ábra (2)-es jelű pontján

7. Összefoglaló

A digitális hírközlés hatalmas jelentőségét e folyóirat olvasói számára szükségtelen részletezni. A hírközlő rendszerek feladata szerteágazó, specifikációjuk egyre szigorúbb, tervezésük számítógépes szimuláció nélkül elképzelhetetlen. Erre utal az is, hogy 1984-ben és 1988-ban az IEEE Journal on Selected Areas in Communications folyóirat különszámot jelentetett meg e témában [11,12] és a következő különszám 1991. januárjában fog megjelenni.

A jelen cikkben ismertetett DLSIM program az alapsávi PCM összeköttetés szimulációját végzi. A szimulálandó rendszer topológiáját a felhasználó - az elemkönyvtárban szereplő blokkokból - szabadon választhatja meg. További flexibilitást jelent, hogy az egyes blokkok paramétereit a felhasználó választja meg, illetve módosíthatja. A program több, mint egy hagyományos analízis program, mivel kezelni képes olyan speciális áramköröket, amelyek analízis programmal nem vizsgálhatóak. Ilyenek például a pontonként mért karakterisztikával ismert és megadható

OSCILLOSCOPE

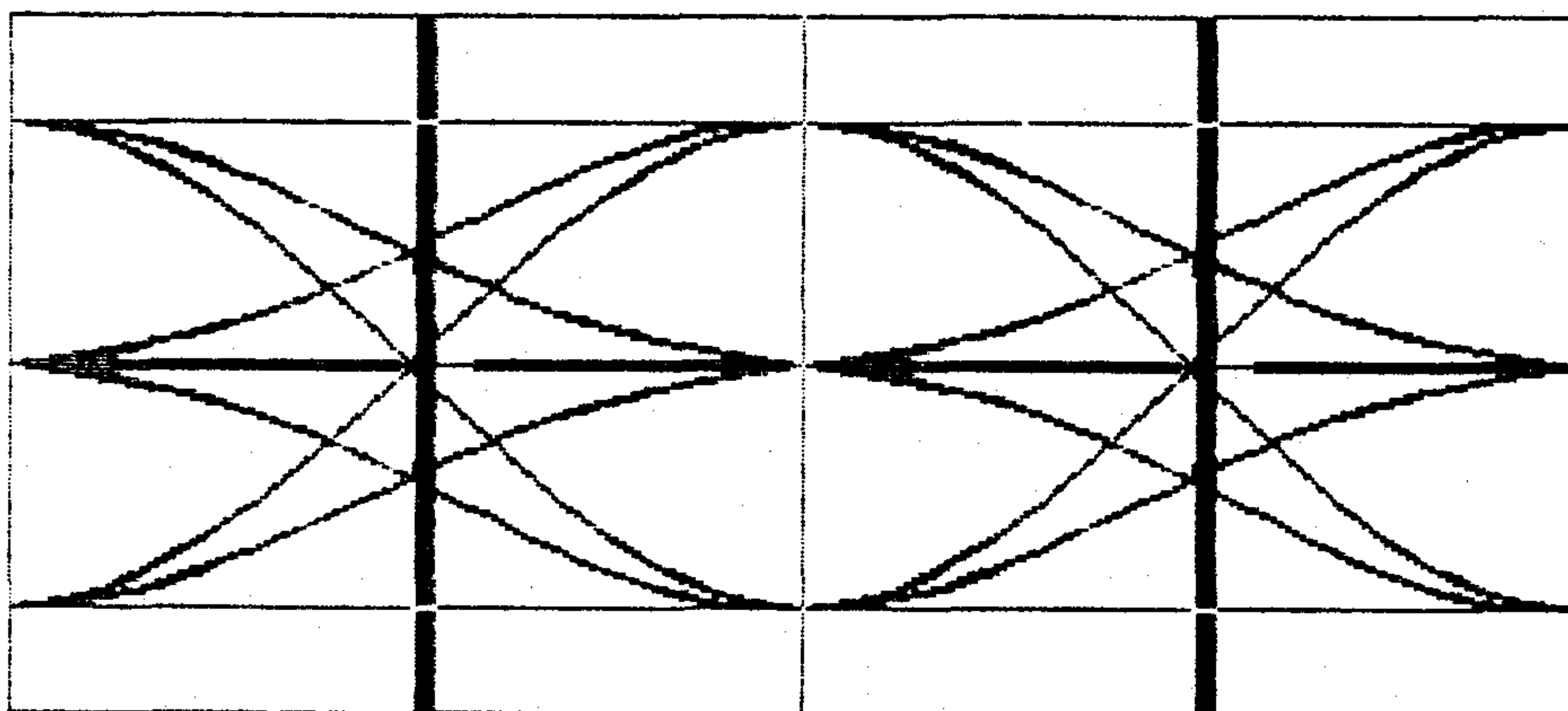


press ENTER to continue

15. ábra. A kiegyenlített jel a 11. ábra (3)-as jelű pontján

Eye-Pattern

DLINE-8



Signal peak = 1.168 Volt
 Eye opening = 1.137 Volt (97%)
 Eye width = 0.096 usec (81%)
 ISI = 0.031 Volt (3%)
 Noise margin = 31.3 dB
 Noise effective = 0.213 Volt
 SNR without ISI = 14.8 dB
 SNR with ISI = 14.6 dB
 Worst-case SER = 6.271E-03

Set decision time with cursor keys <- and ->, END stops setting

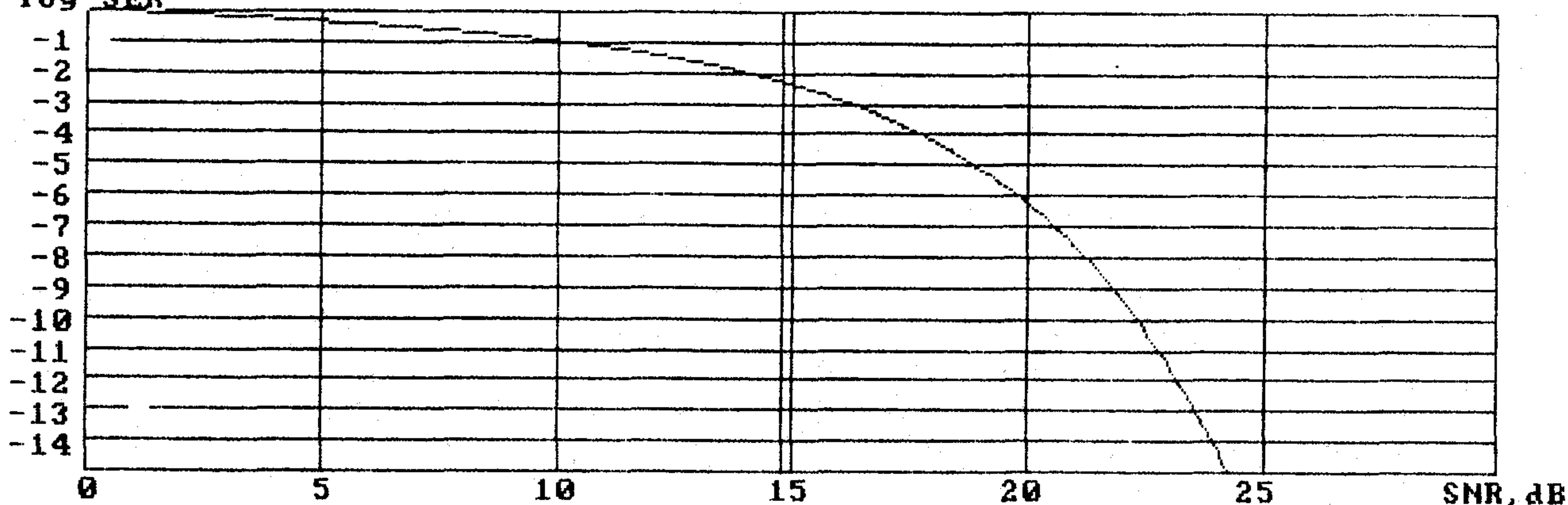
H550-16

16. ábra. Szemábra a 8 Mbit/sec-os átvitelnél

log SER

SER via SNR

DLINE-8



Actual SER = 5.143E-03
 Press any key to continue

H550-17

17. ábra. Szimbólumhibaarány a jel-zaj viszony függvényében

áramkörök, melyek szimulációját optimalizálási és interpolálási eljárások [13] segítségével végezzük.

A DLSIM program FORTRAN és PASCAL nyelven készült IBM PC/AT gépre. A távközlés új irányzatai - optikai hírközlés, integrált szolgáltatású digitális hálózatok, stb. - a szimulációs program fejlesztésének irányát is megszabják.

8. Köszönetnyilvánítás

A DLSIM szimulációs program elkészítéséhez nyújtott segítségükért a szerzők köszönetüket fejezik ki Dr.Géher Károly témavezetőnek, Paksy Gézának, a Telefongyár Átviteltechnikai Főosztálya osztályvezetőjének, továbbá Baumann Ferenc, Bárányné dr.Sülle Gabriella, Tihanyi Attila kollégáiknak, valamint diákjaiknak, Adamis Gusztávnak, Mudrák Istvánnak és Saffer Zsoltnak.

IRODALOM

- [1]M. Fashano and A.L.Strodbeck: Communication Sytems simulation and analysis with SYSTID. IEEE J.Select. Areas Commun., vol. SAC-2, pp. 8-29, Jan. 1984.
- [2]M.Ajmone Marsan et al., Digital simulation of communication systems with TOPSIM III. IEEE J.Select.Areas Commun., vol. SAC-2, pp. 29-40, Jan. 1984.
- [3]W.H.Tranter and C.R.Ryan, Simulation of communication systems using personal computers. IEEE J.Select.Areas Commun., vol. SAC-6, pp. 13-23, Jan. 1988.

- [4]K.S.Shanmugan et al., Block-oriented systems simulator (BOSS), in Proc. MILCOM'86, Oct. 1986, paper 36.1.
- [5]Baumann F., Csopaki Gy., Halász E., Tihanyi A., Trón T.: Használati utasítás a DLSIM programhoz (Témavezető Géher K.). A program a Telefongyár megbízásából készült a BME HEI-ben, 1988. október.
- [6]E.Halász - T.Trón - G.Adamis - F.Baumann - Gy.Csopaki - I.Mudrák - G.Paksy - A.Tihanyi: Digital Line Simulation Using Personal Computers. Proceedings of WORKSHOP on Network Theory and Application, Prague 1989 (Megjelenés alatt).
- [7]Adamis G.: Digitális távközlő rendszerek számítógépes szimulációjának felhasználói interfésze. Végzős konferencia '89 kiadványa, BME Villamosmérnöki Kar, 247-252. old.
- [8]Csopaki Gy. - Halász E. - Tihanyi A. - Trón T.: PCM rendszer vonali szakaszát szimuláló program algoritmikus rendszerterve. Tanulmány a Telefongyár megbízásából, BME HEI, 1988. április.
- [9]M.H.Mayers: Computing the distribution of a Random Variable via Gaussian Quadrature Rules. BSTJ, Vol. 61, Nov. 1982, pp. 2245-61.
- [10]Baumann F. - Halász E. - Tihanyi A. - Paksy G.: PCM összeköttetés korrektoraiknak számítógépes tervezése. Híradástechnika, XXXIX. évf. 3. sz., 104-110. old. 1988. március.
- [11]IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Special Issue on Computer-Aided Modelling, Analysis, and Design of Communication Systems. Vol. SAC-2, No. 1., Jan. 1984.
- [12]IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Computer-Aided Modelling, Analysis, and Design of Communication Systems II. Vol. SAC-6, No. 1. 1988.
- [13]Mudrák I.: Interpolációs eljárások digitális távközlő áramkörök modellezésében. Tudományos Diákköri Dolgozat, BME Villamosmérnöki Kar, 1988.

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

Д-р. Пан, Л.: - Д-р. Вайда, И.:

Помехо защищенность систем связи с разброшенным спектром
HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1989. № 12.

В статье рассматривается мера помехо защищенности широко используемых систем связи с разброшенным спектром. Описываются различные типы помехо-подобных сигналов, стратегии помехи. Подробно рассматривается связь между коэффициентом расширения полосы и коэффициентом выигрыша по энергии, и наконец даются конкретные данные наиболее часто применяемых систем с DS и FH.

Д-р. Хамори, А.: - Терек, П.

Современные микролитографии
HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1989. № 12.

Специалисты по литографии проводили значительные исследования для выяснения способов, пригодных для создания субмикронных полупроводниковых структур. Были разработаны методы электронной, лазерной, рентгеновской и ионнолучевой литографии. Темой данной статьи является сопоставление этих методов с различных точек зрения, описывая новую возможность осуществления лазерной литографии.

Д-р. Чопаки, Д.: - Д-р. Халас, Е.: - Д-р. Трон, Т.:

Описание и симуляция на ЭВМ цифровых линий связи
HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1989. № 12.

Статья демонстрирует главные особенности программы DLSIM которая эффективным средством для моделирования линейного участка системы ИКМ. Программа написана на языках PASCAL и FORTRAN на персональных компьютерах типа IBM PC.

Dr. Pap, L. – Dr. Vajda, J.:
Störungsschutz in Übertragungssystemen mit Spread Spektrum

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. Nr. 12.

Der Artikel gibt eine Übersicht über den das Maß des Störungsschutzes beschreibenden Parameters von Übertragungssystemen mit Spread Spektrum. Die verschiedenen Typen von Störungssignalen und Störungsstrategien werden betrachtet, außerdem wird der Zusammenhang zwischen dem Bänderweiterungsfaktor und dem Energiegewinnfaktor eingehend diskutiert. Es werden konkrete Daten für die meistverwendete DS und FH Typen angegeben.

Dr. Hátori, A. – Török, P.:
Moderne Mikrolithographien

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. Nr. 12.

Im vergangenen Jahrzehnt haben die Fachleute, die sich mit Lithographie beschäftigen, die Möglichkeiten und Methoden geforscht, mit denen die Halbleiterstrukturen in Mikron- oder Submikronbereich zustande gebracht werden können. Aus diesem Zweck sind Elektron-, Laser-, RTG-, Ionstrahlolithographien ausgearbeitet worden. Das Thema dieses Artikels ist der Vergleich aus verschiedenen Standpunkten der Forschungserfahrungen, hervorhebend eine neue Möglichkeit für die Verwirklichung dieser Methoden in der Laserstrahl-Lithographie.

Dr. Csopaki, Gy. – Dr. Halász, E. – Dr. Trón, T.:
Beschreibung und Simulation von digitalen Übertragungslinien

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. Nr. 12.

Der Artikel bietet einen Überblick von der Beschreibung und Simulation der digitalen Übertragungslinien. Die Fähigkeiten von Program DLSIM ermöglichen die Simulation und die Beschreibung von Basisband – PCM – Linien mit beliebigen Strukturen. Das Program ist in Pascal und FORTRAN-77 geschrieben und läuft an IBM PC's.

Dr. Pap, L. – Dr. Vajda, I.:
Jamming rejection in spread spectrum systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. No. 12.

The article gives a survey on the most important system parameter namely the measure of jamming rejection of the widely used spread spectrum systems. It defines the different types of jamming signals and jamming strategies, and deals with the general relation between the spreading factor and the energy gain considering the various types of DS and FH systems.

Dr. Hátori, A. – Török, P.:
Up-to-date Microlithographies

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. No. 12.

In this decade intensive research has been started in microlithography to develop processes for the manufacturing of micron and submicron linewidth semiconductor devices. For this purpose laser-beam, X-ray, E-beam and Ion-beam lithographies were elaborated. In the paper a comparison of these methods is given, introducing a new possible way of laser beam lithography.

Dr. Csopaki, Gy. – Dr. Halász, E. – Dr. Trón, T.:
Description and simulation of digital transmission lines

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. No. 12.

This paper presents the features of the computer program DLSIM (Digital Line Simulation) used for description and simulation of digital transmission lines. It provides a powerful tool for computer-aided simulation of baseband PCM lines with free topology. The program is written in Pascal and FORTRAN-77 and runs on IBM PC's.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőségünk címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6-8. 1055. Telefon: 153-10-27. Kiadja a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató leányvállalat. Budapest, Közraktár u. 4., 1093. Telefon: 117-52-00. 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, József Nádor tér 1. 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.

HU ISSN 0018 – 2028 index: 25 375

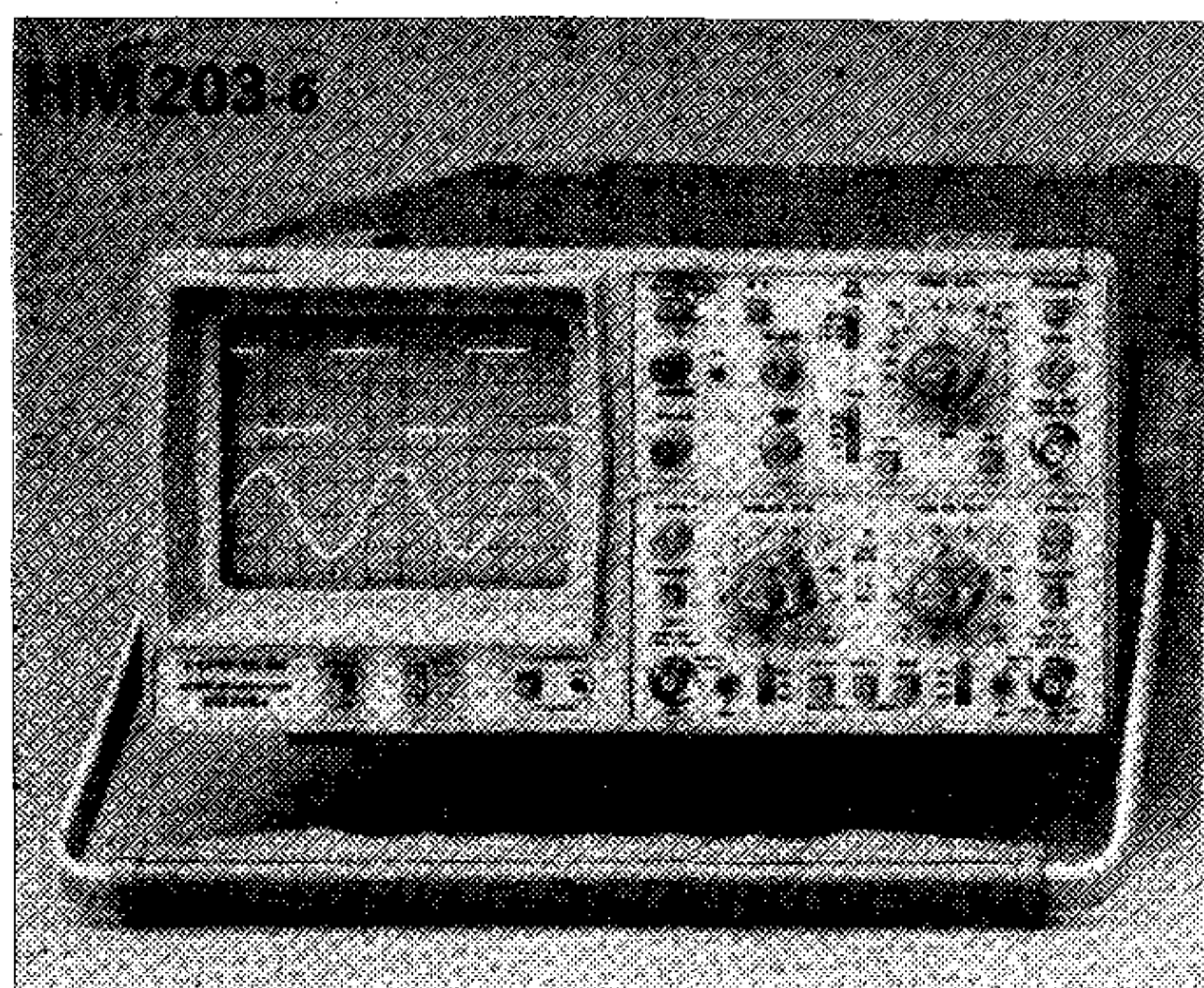
Ára: 30 Ft

HAMEG
INSTRUMENTS®



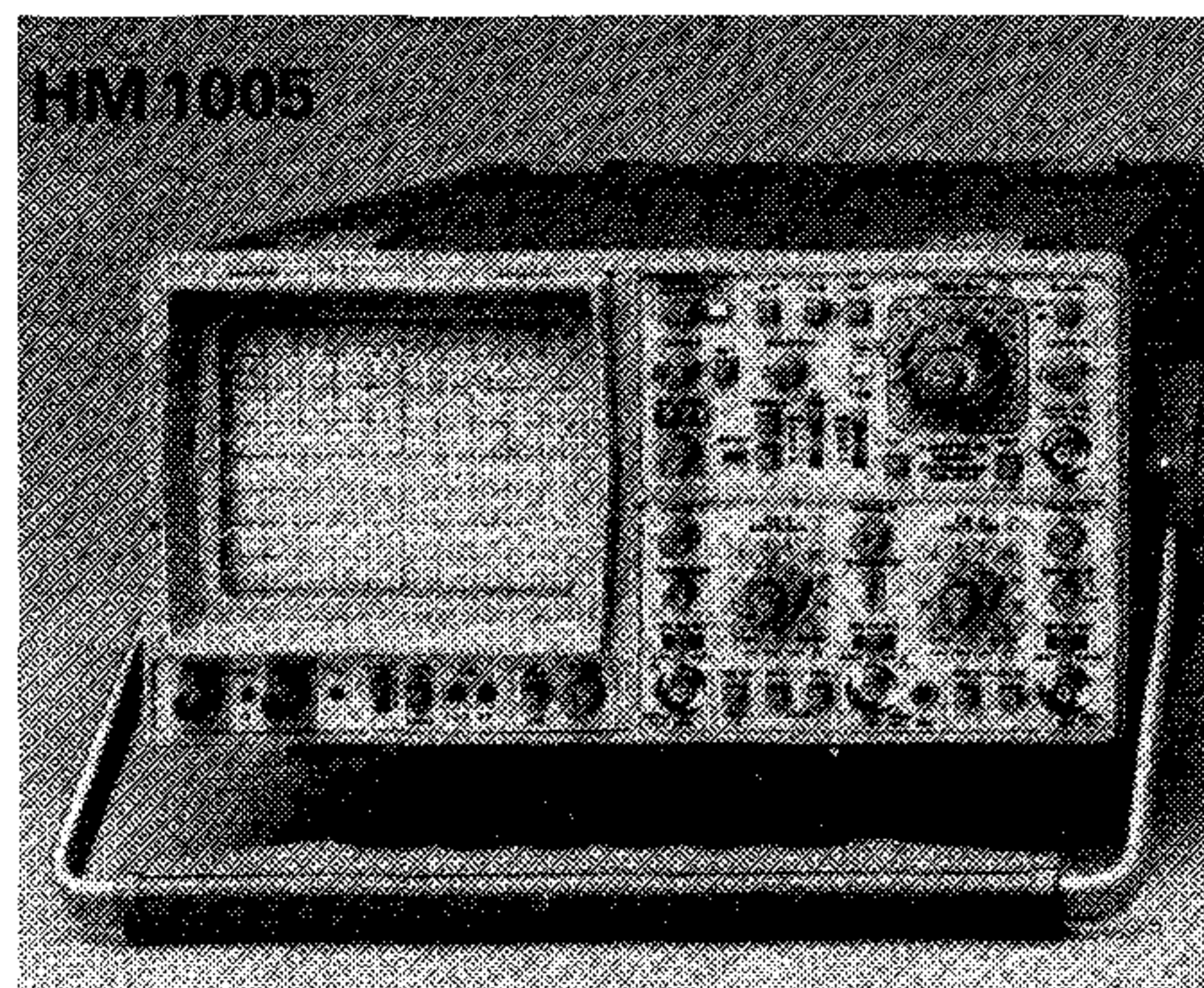
Budapest VIII.,
Somogyi B. u. 40.

HAMEG
INSTRUMENTS®



OSZCILLOSZKÓP

20 MHz-es, 2 csatornás,
5 mV/div. érzékenységű,
49 750,- Ft + ÁFA.



OSZCILLOSZKÓP

100 MHz-es, 3 csatornás,
1 mV/div. érzékenységű,
134 570,- Ft + ÁFA.

MAGYARORSZÁGI
FORGALMAZÓ

VEVŐSZOLGÁLAT
MÁRKASZERVIZ



HAMEG „MODULAR SYSTEM 8000”

elemeiből gazdaságosan, az
igényeknek megfelelő
flexibilis mérőtorony
állítható össze.

TARTOZÉKOK

Hz 20-tól Hz 96-ig
a mérésekhez szükséges
mérőszinórok és
csatlakozók széles
választékát tartalmazza.

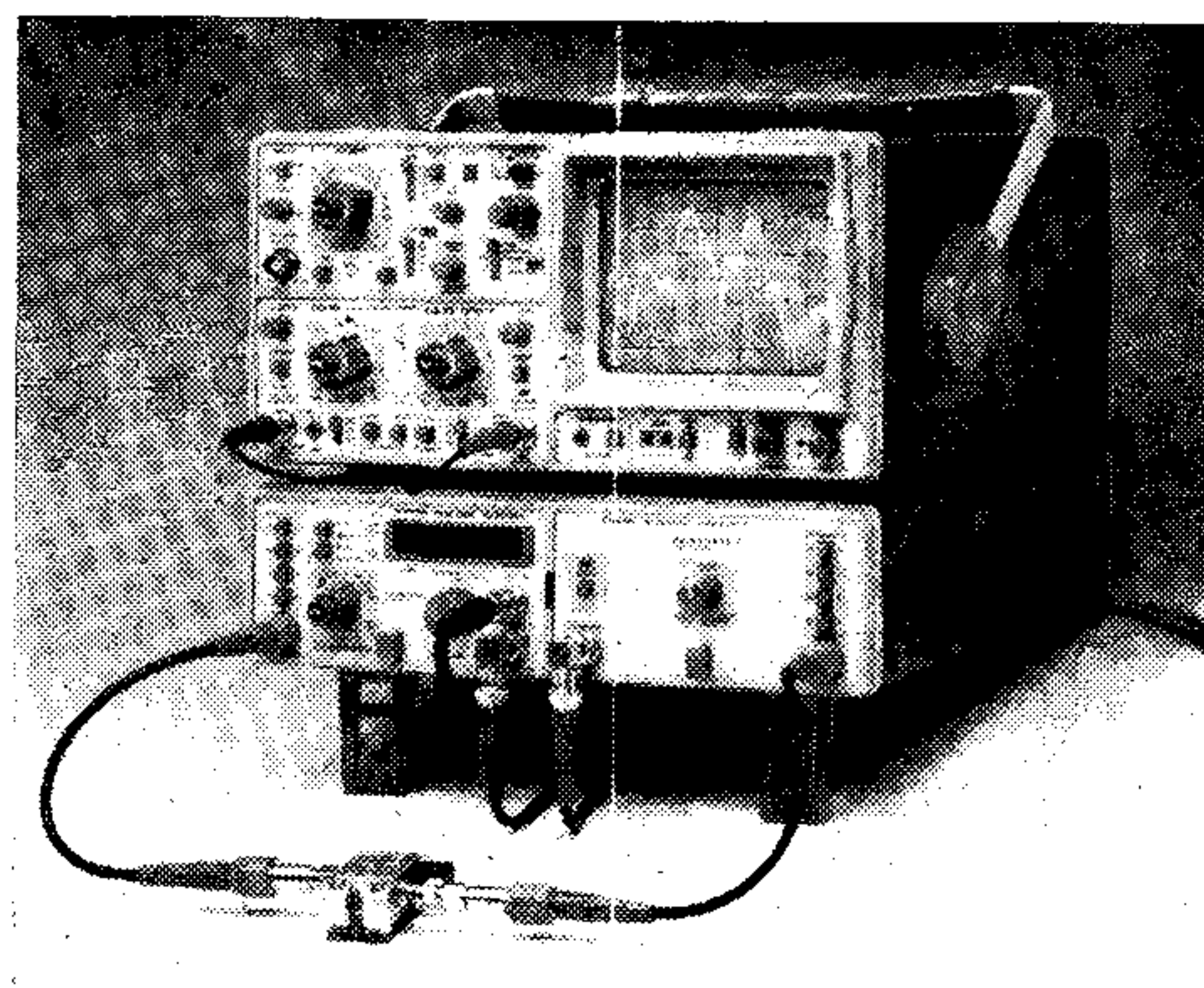


STANDARD
TÍPUSOK
RAKTÁRBÓL



MEGRENDELÉS
TELEX: 22-3289
TELEFAX: 113-8420
TELEFON: 133-9158

24 hónap
garancia



HAMEG „MODULAR SYSTEM 8000”

Spektrumanalizátor és
tracking generátor
elemeiből összeállított
szelektív wobbler,
0,5–500 MHz-ig.

HAMEG „MODULAR SYSTEM 8100”

elemei professzionális
igényeket kielégítő,
számítógépes vezérlési és
adatkijelzési lehetőséggel
rendelkező műszerekből áll.

– SZERVIZKER –