

HÍRADÁS- TECHNIKA



**A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA**

1

XXX. ÉVFOLYAM, 1. SZÁM, 1—32 OLDAL. BUDAPEST, 1979. JANUÁR

TARTALOM

ZSIGA ÁRPÁD: Blokkszinkron-rendszerek szinkronizációs időinek számítása	1
SULYOK JÓZSEF: A tokozások gázszivárgása következményének számítása	10
INTERNEPCON MOSCOW '78	15
1978. évi tartalomjegyzék	17
DR. PÁLINSZKI ANTAL: PAL és NTSC jelek előállításának a szokásostól eltérő megoldásai	19
FRIGYES ISTVÁN: Negyedik hatványra emelő vivővisszaállító áramkörök viselkedése sávkorlátozott és zajos környezetben	23
Szemle	14, 18, 29
Tartalmi összefoglalások	32
Обобщения	32
Zusammenfassungen	B/III
Summaries	B/III
Résumés	B/III

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL, DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, MÉREY IMRÉNÉ, NAGYGYÖRGY GÁBOR.
Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ. — Telefon: 495-098

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1900 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta: A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest, Postafiók 149



Egyetemi Nyomda. — 78.3546 Budapest, 1979. — Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0013—2028

Index: 25 375

ZSIGA ÁRPÁD
Távközlési Kutató Intézet

Blokkszinkron rendszerek szinkronizációs időinek számítása*

ETO 621.397.335

Egy blokszinkronizálással működő rendszer fő tulajdonságait — szinkronizációs szempontból — a következő három valószínűségi adattal írhatjuk le: a hamis szinkronhibák gyakorisága, a szinkronhiba felismerési idő és a visszaszinkronizálási idő. A fenti három jellemző a teljes szinkronizálási folyamat egy-egy részfolyamatát jellemzi, és ezek csak a később megadott feltételekkel és pontossággal igazak a teljes folyamatra.

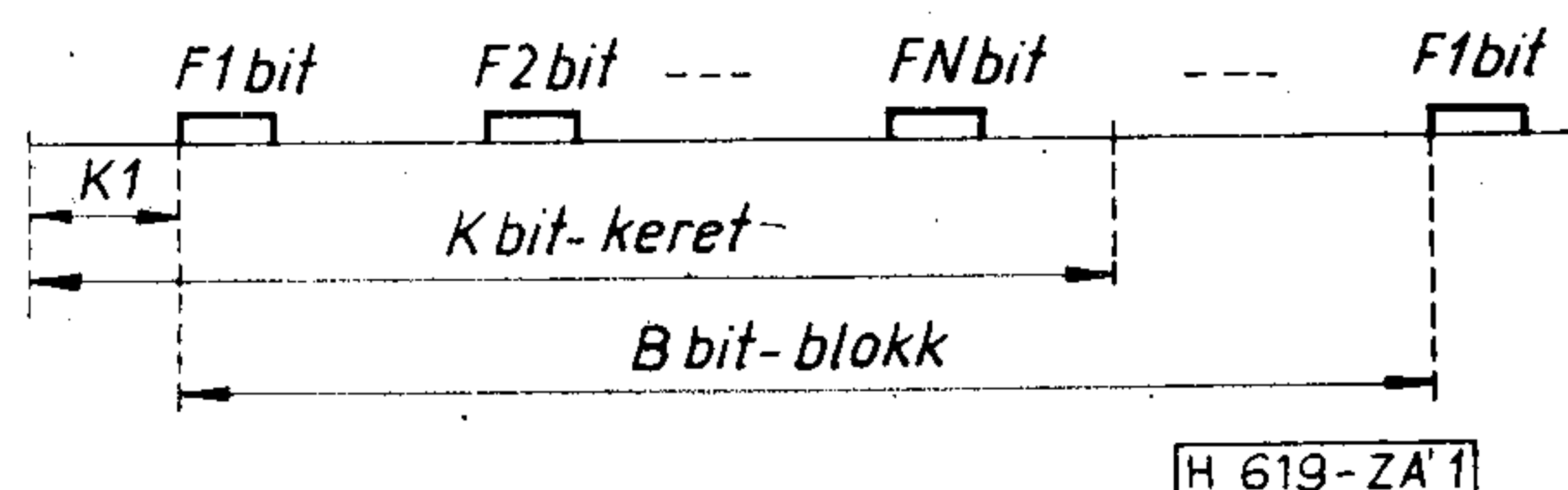
A szinkronizálás folyamatát meghatározza a vizsgált rendszer keret-, illetve blokkiosztása. Tekintsük át vázlatosan a CCITT által ajánlott keretelrendezéseket szinkronizációs szempontból. Ezek két fő csoportba oszthatók: csoportos blokszinkron szóval, illetve egyenletesen elosztott blokszinkron szóval szervezett keretek. Az 1. ábra a csoportos blokszinkron szóval (továbbiakban csoportos BS szó), a 2. ábra az egyenletesen elosztott BS szóval felépített keret általános megadását mutatja.

A különféle szinkronizációs módszerek a 3. ábrán látható állapotokat tartalmazzák. Az alapállapot a szinkronellenőrző (SZE) állapot. Innen átmenet történhet a szinkronhiba-ellenőrző állapotba, vagy állapotokba. A szinkronizációs rendszer a kód-kereső (BSKK) állapotot veszi fel, ha a rendszer hamis szinkronhiba-védettségének megfelelő számú hiba lép fel (általában közvetlenül egymást követő hibák). A BSKK állapotból a hamis felszinkronizálódási védettségének megfelelő számú (legtöbbször szintén egymás utáni) hibátlan szinkronkód vétele után kerülhet újra a SZE állapotba a szinkronizációs rendszer.

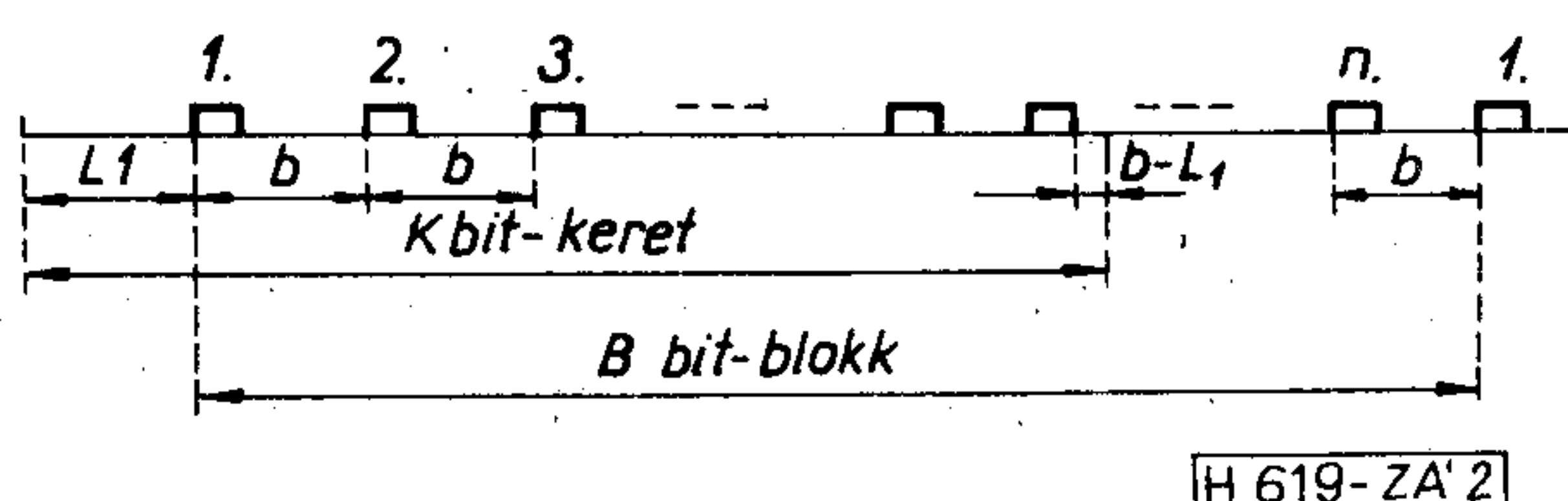
Csoportos BS szóval felépített keret esetén egy gyakran használt szinkronizációs eljárás látható a 4. ábrán. A szinkronkód vizsgálata blokkonként történik, egy lépésben. Csak azt a kódot tekintjük hibásnak, amelynek F bitjétől $(F = \sum_{i=1}^N F_i)$ legalább F_0 hibás. Ezzel a hamis szinkronhibák elleni védettség nő. A hamis szinkronhibákat — jó közelítéssel — úgy

vizsgálhatjuk, hogy azokat kizárólag a vonali bit-hibaarány hozza létre. Így meghatározhatjuk az egyes átmenetek valószínűségeit.

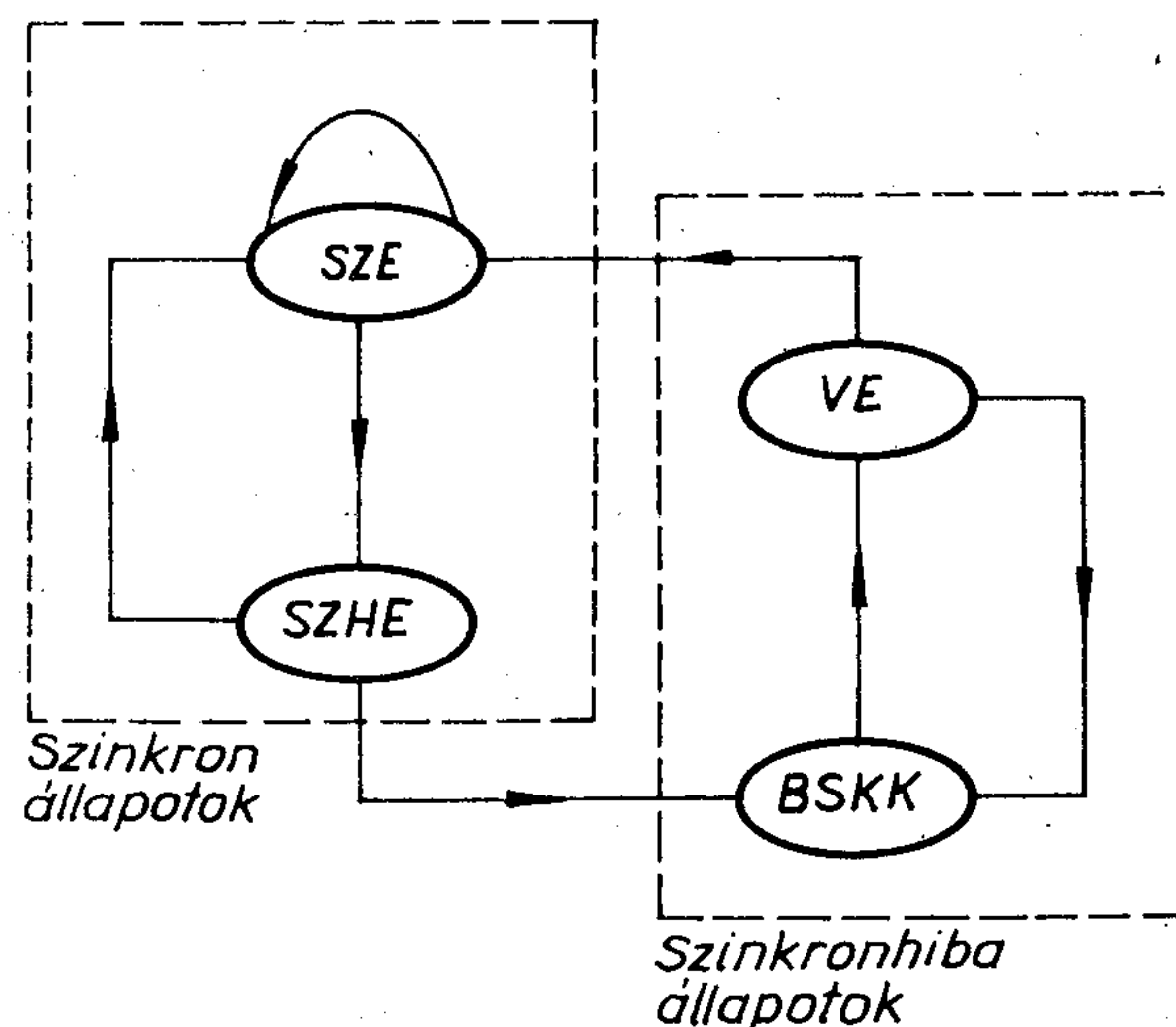
$$p = \sum_{i=F_0}^F \binom{F}{i} \varepsilon^i (1-\varepsilon)^{F-i}. \quad (1)$$



1. ábra

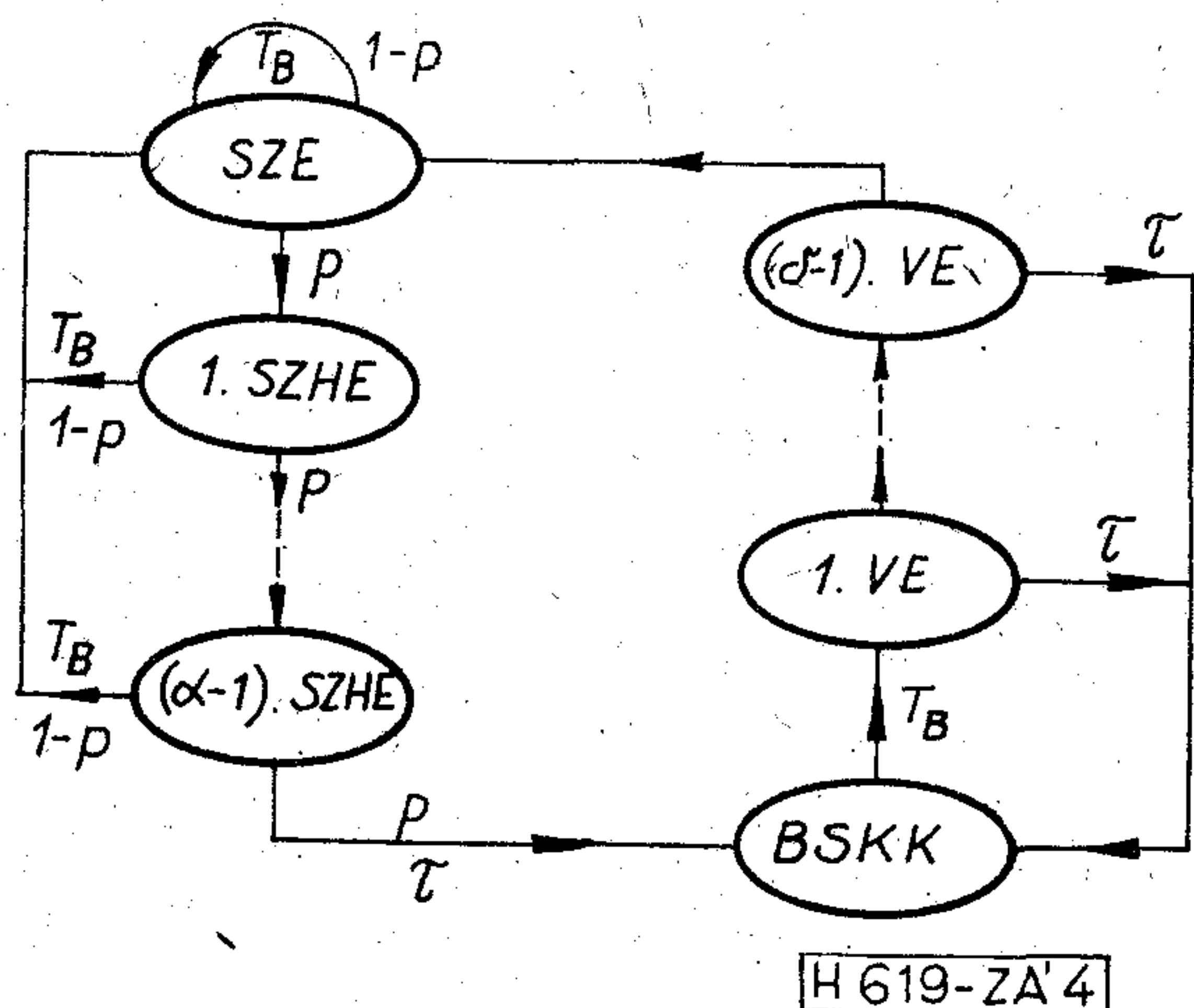


2. ábra

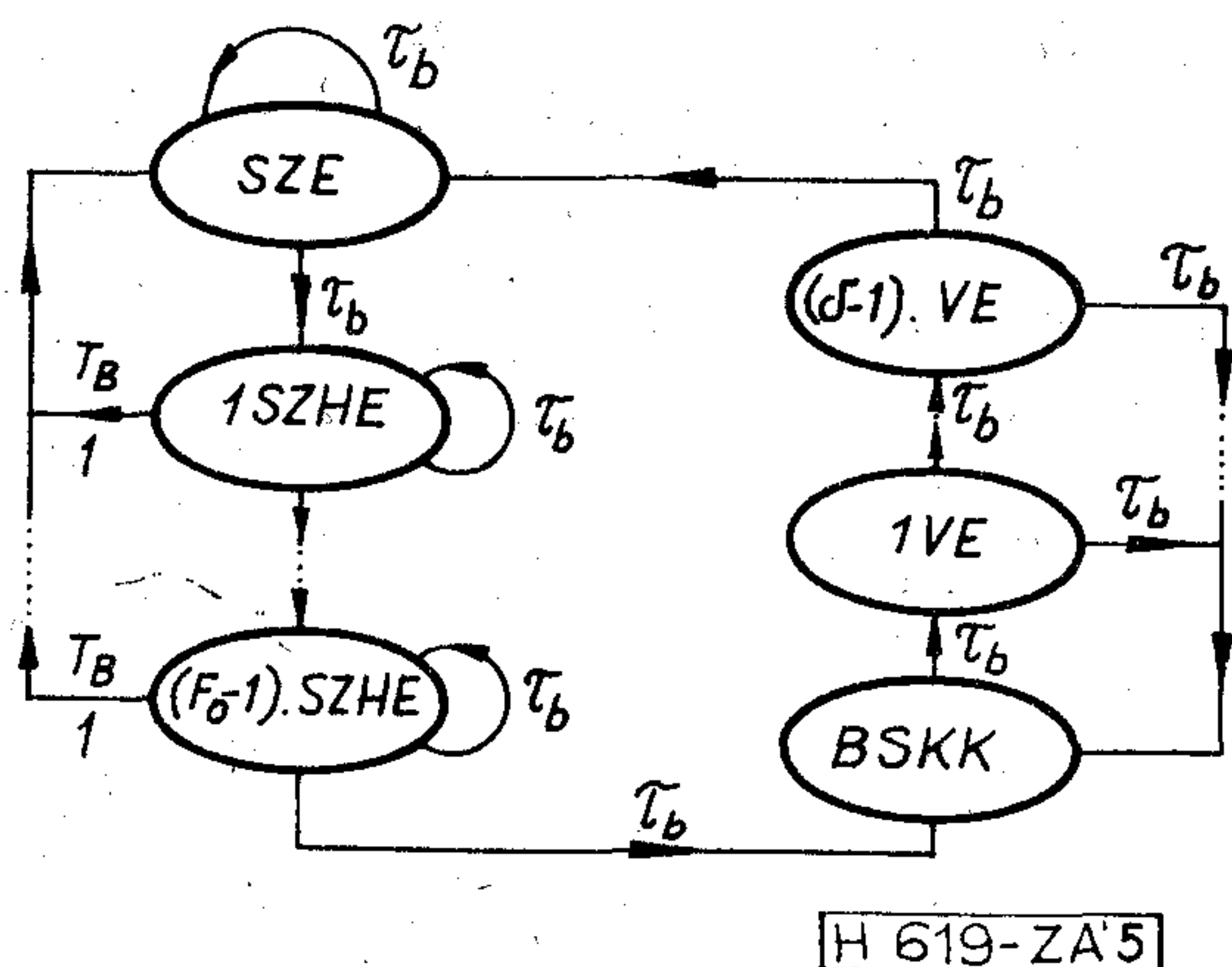


3. ábra

* A cikk a szerzőnek az 1977. évi diplomaterv pályázaton I. helyezést elért diplomaterve alapján készült.
Beérkezett: 1978. IX. 5.



4. ábra



5. ábra

A hamis szinkronhibák elleni védettség másik értéke a SZH detektálási feltétel: α számú egymás utáni hibás BS kód esetén detektál a rendszer szinkronhibát. A hamis felszinkronizálódás elleni védettség értéke δ , azzal a kiegészítéssel, hogy a visszaállás alatt $F_0=1$. Az utóbbi abból adódik, hogy a visszaállás alatt a vonali hibaarányt 0-nak tekintjük, ami figyelembe véve a hamis szinkronhibák gyakoriságának és a visszaállás várható idejének arányát, igen jó közelítéssel megtehető.

Az egyenletesen elosztott BS szóval szinkronizált rendszerek esetén használjuk az 5. ábrán látható eljárást. A fő eltérés a másik eljárástól az, hogy itt a szinkronkód vizsgálata bitenként történik, az átmenetek tehát nem blokkidőnként (T_B), hanem $b \cdot \tau = \tau_b$ időnként történnek, ahol τ egy bitidő. SZE állapotból indulva, az egy blokkban levő, nem feltétlenül egymást követő hibák száma összegződik, és ha eléri az F_0 értéket, azonnali átmenet történik a BSKK állapotba. Ha a hibák száma F_0 érték alatt marad, a blokkot elfogadja, és a hibák számolása a következő blokkban újra indul. A visszaálláshoz viszont δ számú egymás utáni hibátlan BS bit szükséges.

A későbbiek során átviteli útként BSC csatornát veszünk figyelembe, és feltételezzük, hogy az átvitt információs bitek egymástól függetlenül 0,5 valószínűséggel veszik fel az 1 vagy 0 értéket.

A BS szó bitkombinációjának célszerű megválasztásával az utánzások valószínűsége csökkenthető.

Csoportos BS szó esetén a bitkombinációt úgy választják meg, hogy annak bitjeire a következő feltétellel teljesüljön:

$$(X_k, X_{k+1} \dots X_F) \neq (X_1, X_2 \dots X_{F-k+1})$$

$$k=2, 3 \dots F-1,$$

ha a BS szó: $(X_1, X_2, \dots, X_F)$ alakú. Az ilyen BS szavak alkalmazása esetén nem jöhet létre utánzás úgy, hogy abba valódi BS bit is kerül. Elosztott BS szó esetén a szó bitjeire a következő teljesüljön:

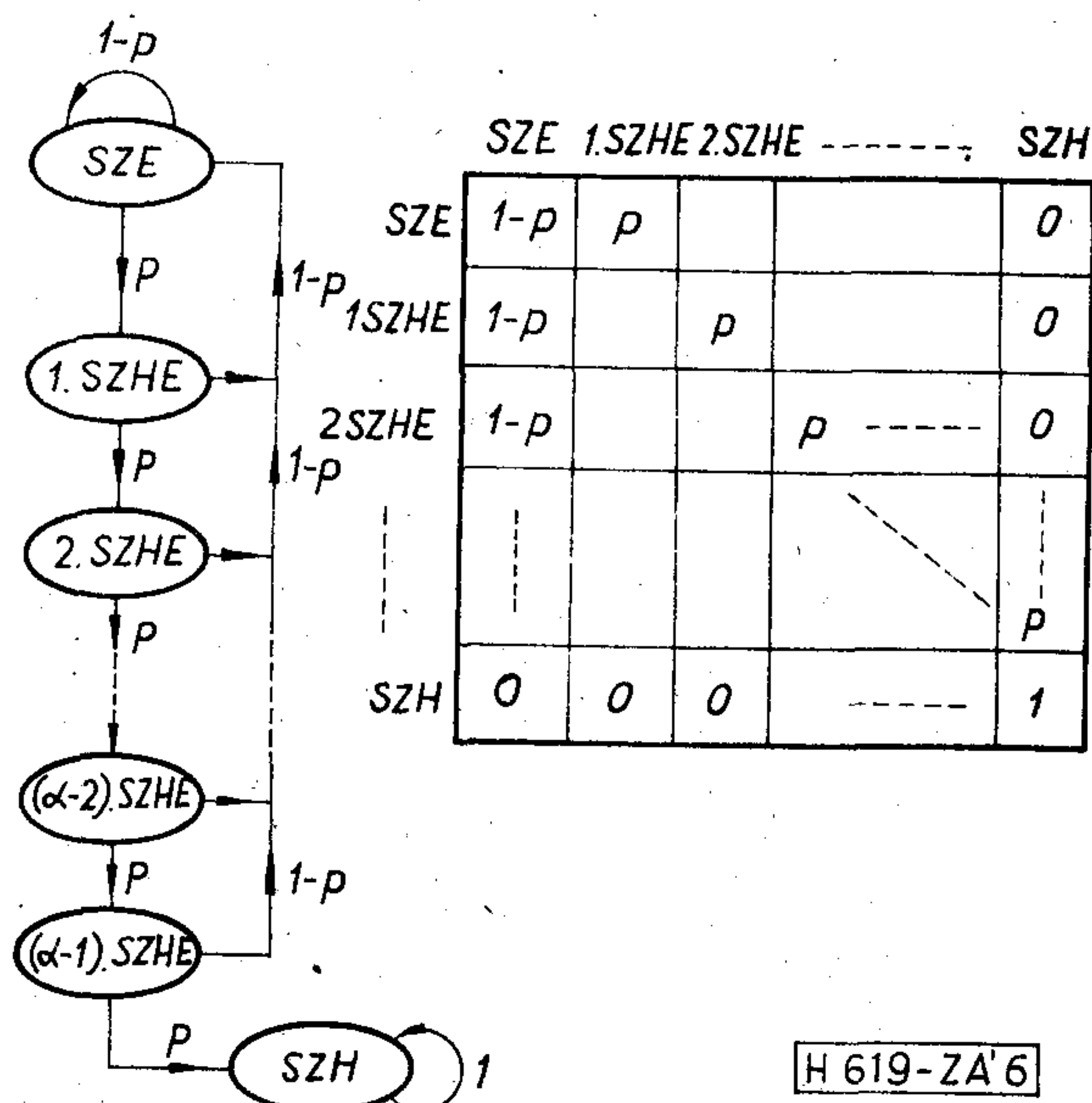
$$(X_1, X_2, \dots, X_{n-k+1}) \neq (X_k, X_{k+1}, \dots, X_n) \text{ és } X_1 = X_n, k=2, 3 \dots, n-1, \text{ ha a BS szó } (X_1, X_2, \dots, X_n) \text{ alakú.}$$

1. Hamis szinkronhiba gyakorisága csoportos BS szó esetén

A 4. ábra a teljes szinkronizációs folyamatot mutatja. Ebből most csak a SZE állapotból a BSKK állapotba irányuló átmeneteket vizsgáljuk. A kiindulási állapot tehát a SZE állapot, és a BSKK állapotot, illetve az összes visszaállási állapotot tekintjük közös, zárt állapotnak, amit nevezzünk szinkronhiba (SZH) állapotnak. Így a 6. ábra gráfjához, illetve a gráfot leíró tranzíciós mátrixához jutunk. A tranzíciós mátrixból egyszerű inverzióval meghatározhatjuk a hamis szinkronhiba bekövetkezés várható idejét, ami a hamis szinkronhiba várható gyakoriságának reciproka.

$$N = [I - Q]^{-1} \quad (2)$$

ahol az N mátrix n_{ij} eleme megadja annak várható értékét, hogy az i állapotból induló rendszer hány-szor veszi fel a j állapotot. A Q mátrix a tranzíciós mátrix azon része, amely csak tranziens állapotokat tartalmaz; az I mátrix egységmátrix. (Levezetések a [3] irodalomban.) Ha az adott indulási feltétel mellett összegezzük az összes tranziens állapotban az elő-



6. ábra

fordulások várható számát, megkapjuk a rendszer zárt állapotig megtett lépéseinek várható számát.

$$\tau = N\xi, \quad (3)$$

ahol ξ egységvektor, τ egyes értékei pedig egy-egy állapothoz, mint indulási állapothoz a fenti várható értékét adják. Mivel egy lépés ideje egy blokkidő, a hamis szinkronhiba várható idejét a következőképpen írhatjuk fel:

$$M\{t_{HSZH}\} = \tau_{SZE} \cdot T_B, \quad (4)$$

ahol T_B egy blokkidő. A szórást a definíció alapján néhány mátrixművelet után kapjuk:

$$\text{Var}\{t_{HSZH}\} = \tau_{2SZE}, \quad (5)$$

$$\tau_2 = 2(N - I)\tau - \tau^2.$$

A hamis szinkronhiba-bekövetkezési idő eloszlásfüggvényének számításához vezessük be az S állapotvektort, amely minden lépés után megadja az egyes állapotokban való tartózkodás valószínűségét. S_0 -at úgy vesszük fel, hogy a SZE állapothoz tartozó értéke 1, a többi 0 legyen. n lépés megtétele után a következő rekurziós formula adja meg az egyes állapotokban való tartózkodás valószínűségét:

$$\underline{S}_n = \underline{S}_0 \cdot \mathbf{T}^n \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (6)$$

$\mathbf{T}$ mátrix itt a teljes tranzíciós mátrix. Egy zárt j állapotra:

$$S_n^{i-j} = S_{n-1}^{i-j} \cdot 1 + P_n^{i-j} = \sum_{k=1}^n P_k^{i-j},$$

amiből látható, hogy (6) az n lépéshez tartozó eloszlásfüggvény-értéket adja meg.

Tehát az eloszlásfüggvény a következőképpen írható:

$$F_{HSZH}\{n \cdot T_B\} = S_n^{SZE-SZH} \quad (7)$$

2. Szinkronhiba-felismerés csoportos blokkszinkron szó esetén

A szinkronhibát az adó és a vevő állapota közötti n bit nagyságú fázisugrásnak, n -et pedig egyenletes eloszlású valószínűségi változónak tekintjük. A vevő tehát ilyenkor a blokk közbülső, információs bitein végez vizsgálatot. A szinkronhiba-felismerés folyamata megegyezik a 6. ábrán mutatottal.

Jelölje a ξ valószínűségi változó az első hiba észlelése után a felismeréshez szükséges blokkidejű lépések számát, η pedig a szinkronhiba kezdeti helyét a következő blokk kezdetétől bitekben.

A felismerési idő:

$$t_f = \eta \cdot \tau + \xi \cdot T_B, \quad (8)$$

ahol a τ egy bitidő, T_B pedig egy blokkidő. ξ értéke függ a fázisugrás nagyságától a minimális utánzású BS szó miatt. Ha $|n| \leq F-1$, akkor α -szor hibát detektál a vevő és SZH állapotba megy. Egyéb n -re figyelembe kell venni az utánzásokat is, amit a 6. áb-

ra gráfját használva tehetünk meg, $\varepsilon = 0,5$ hibaarányt véve figyelembe. Tehát:

$$t_f = \begin{cases} \eta \cdot \tau + (\alpha - 1) \cdot T_B & |n| \leq F-1, \\ \eta \cdot \tau + t_{HSZH}/\varepsilon = 0,5 & \text{egyéb } n\text{-re} \end{cases} \quad (9)$$

$$M\{t_f\} = M(\eta) \cdot \tau + M(\xi) \cdot T_B = \frac{T_B}{2} + \begin{cases} (\alpha - 1) \cdot T_B & |n| \leq F-1 \\ M\{t_{HSZH}\}/\varepsilon = 0,5 & \text{egyéb } n\text{-re.} \end{cases} \quad (10)$$

A felismerési idő eloszlásfüggvényét η és ξ eloszlásainak konvolúciójával kaphatjuk:

$$P(\chi = j) = \sum_i P(\eta = i) \cdot P(\xi = j - i), \quad (11)$$

ahol χ a felismerési időnek megfelelő valószínűségi változó. Figyelembe véve, hogy η egyenletes eloszlású, és ξT_B , η pedig τ idejű lépéseknek felel meg, χ eloszlása nem jelent többletinformációt ξ eloszlásához képest. A ξ eloszlásának meghatározása pedig az előbbiek szerint történik.

3. Visszaszinkronizálási idő csoportos blokkszinkron szó esetén

A visszaszinkronizálás folyamata a 7. ábrán látható. A keresés — egyenletes eloszlással — véletlenszerűen indulhat egy blokk i . bithelyéről. i . bithelynek egy tet-szöleges blokk i . bithelyét nevezzük. Egy-egy bithelyen utánzás esetén hamis felszinkronizálódás, illetve ezután a szinkronhiba felismerési folyamata indulhat, vagy átmenet történhet a következő bithely vizsgálatára. A vevő akkor kerül szinkron állapotba, ami most a végső, zárt állapot, ha a B . bithelyről indul a vizsgálat, mivel itt az $\varepsilon = 0$ feltétel miatt a helyes BS kódot veszi δ alkalommal. A K_i -be irányuló átmenetek τ idő alatt történnek, a többi T_B idő alatt. p az utánzás valószínűsége:

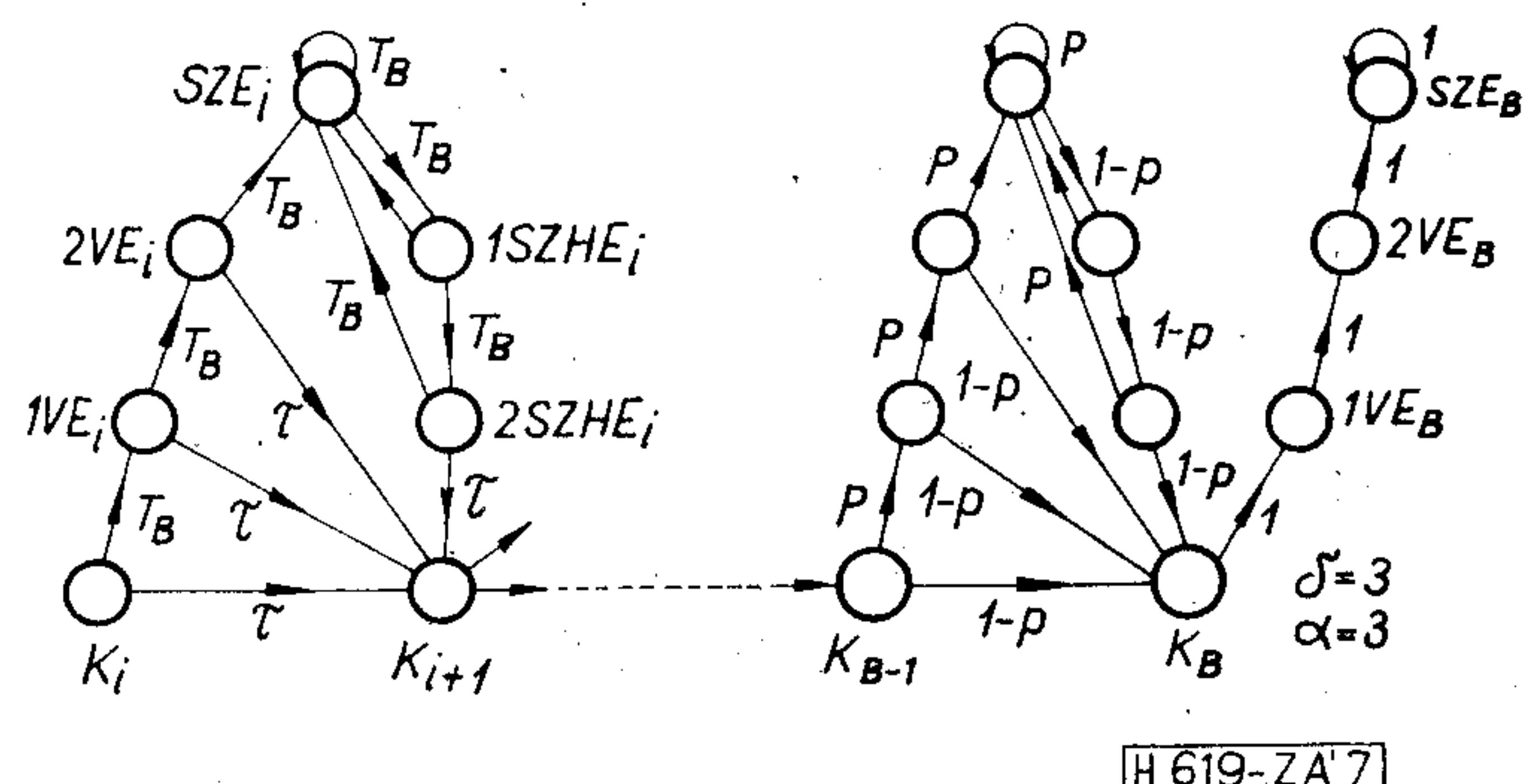
$$p = (0,5)^F, \quad (12)$$

a tett feltételek miatt.

A vizsgálat kezdete és az együttfutás visszaállásának felismerése közötti idő:

$$t_{vj} = (j + F) \cdot \tau + (\delta - 1) \cdot T_B + \chi \cdot T_B, \quad (13)$$

ahol az első tag a legközelebbi BS szó megtalálásához szükséges minimális idő, ha a vizsgálat j bit távolságra indult attól, a második tag a visszaállás



7. ábra

ellenőrzéséhez szükséges idő, a harmadik pedig az utánzások okozta késleltetés. Az utánzások miatti késleltetés a következő véletlen tagszámú összeg:

$$\chi = \sum_{l=1}^{\eta} \xi_l, \quad (14)$$

ahol η azon bithelyek száma, ahol egy vagy több utánzás lép fel, és ξ_l az l . utánzási helyen fellépő többletlépések száma. Ennek várható értéke:

$$M(\chi) = M(\xi) \cdot M(\eta), \quad (15)$$

mivel ξ_l -ek azonos eloszlásúak.

Tehát a következő BS szótól j bit távolságra indulva:

$$M_j(t_v) = (j + F) \cdot \tau + (\delta - 1) \cdot T_B + M(\xi_l) \cdot M_j(\eta) \cdot T_B. \quad (16)$$

Tetszőleges helyről indulva:

$$M(t_v) = \sum_{j=0}^{B-1} M_j(t_v) \cdot P(j) = \frac{1}{B} \cdot \sum_{j=0}^{B-1} M_j(t_v), \quad (17)$$

$P(j)$ itt a j bit távolságra indulás valószínűsége. (15)-ben és (16)-ban $M(\xi_l)$ értékét az előzőekben használt mátrix-inverzios módszerrel határozhatjuk meg egy $K_i - K_{i+1}$ részgráfra. Meg kell még határozni $M_j(\eta)$ értékét, azaz az utánzási helyek várható számát, amihez a vizsgálati módszert az eddigieknél konkrétabban kell megadni. Ez legyen a következő:

1. Az i . bithely vizsgálatakor a vevőben az éppen vizsgált k . blokk ($i, i+1, \dots, i+F-1$) bitjei legyenek.

2. Ha ezek hibátlan BS szót alkotnak, a következő blokk i . bithelyének vizsgálata következik.

3. Ha valahol hibás BS szót talál a vevő az i . bithelyen, ugyanezen blokk ($i+1$). bithelyén végezzen vizsgálatot úgy, hogy a vizsgált szó az előző blokkból vagy blokkokból hozott, az utolsó elfogadott szó ($i+1, i+2, \dots, i+F-2$ bitjei, és az ebben a blokkban vett ($i+F-1$). bitből képzett szóra történjen meg, és ez a léptetés folytatódjon addig, amíg hibátlan BS szót nem vesz.

Ezzel a módszerrel elkerülhetők az egymáshoz $F-1$ bitnél nem távolabbi bithelyeken egymás után fellépő utánzások késleltetései. Azon a bithelyen, ahol az első valódi BS szó bit belép a vizsgálatba, már nem lép fel utánzás $\varepsilon=0$ miatt.

Vezessük be a következő eseményeket:

E1: az i . bithelyen BS szó utánzás van,

E2: az ($i+F$). bithelyen kezdődő újraszinkronizálási folyamatra $\eta=k$,

E3: az i . bithelyen kezdődő folyamatra $\eta=k$,

E4: az ($i+F$). bithelyen kezdődő folyamatra $\eta=k-1$.

Annak valószínűsége, hogy az ($i+1$). bithelyen kezdődő folyamatra $\eta=k$:

$$P_{j-1}(\eta=k) = P(E_1 \cdot E_2) + P(\bar{E}_1 \cdot E_3) =$$

$$= P(E_1 \cdot E_2) + P(E_3) - P(E_1 \cdot E_3),$$

$$P(E_1 \cdot E_2) = P(E_1)P(E_2) = \left(\frac{1}{2}\right)^F \cdot P_{j-F}(\eta=k), \quad (18)$$

$$P(E_3) = P_j(\eta=k),$$

$$P(E_1 \cdot E_3) = P(E_1) \cdot P(E_4) = \left(\frac{1}{2}\right)^F \cdot P_{j-F}(\eta=k-1).$$

Behelyettesítve (18)-ba:

$$\begin{aligned} P_{j-1}(\eta=k) &= \left(\frac{1}{2}\right)^F \cdot P_{j-F}(\eta=k) + P_j(\eta=k) - \\ &\quad - \left(\frac{1}{2}\right)^F \cdot P_{j-F}(\eta=k-1), \\ P_j(\eta=k) &= P_{j-1}(\eta=k) + \\ &\quad + \left(\frac{1}{2}\right)^F \cdot [P_{j-F}(\eta=k-1) - P_{j-F}(\eta=k)]. \end{aligned}$$

Figyelembe véve a minimális utánzású BS szó hatását a blokk első és utolsó néhány bitjére:

$$\begin{aligned} P_j(\eta=k) &= \\ &= \begin{cases} 0 & k < 0 \\ 1 & k=0 \text{ és } 0 \leq j \leq F-1 \\ 0 & k > 0 \text{ és } 0 \leq j \leq F-1 \\ P_{j-1}(\eta=k) + \left(\frac{1}{2}\right)^F [P_{j-F}(\eta=k-1) - P_{j-F}(\eta=k)] & k \geq 0 \text{ és } F \leq j < B-F \\ P_{B-F}(\eta=k) & k \geq 0 \text{ és } B-F \leq j \leq B-1. \end{cases} \end{aligned} \quad (19)$$

A fentieket felhasználva:

$$M_j(\eta) = \sum_{k=0}^j k \cdot P_j(\eta=k) = \sum_{k=0}^{k_{\max}} k \cdot P_j(\eta=k), \quad (20)$$

ahol $k_{\max}$ az utánzási helyek számának lehetséges legnagyobb értéke. $M_j(\eta)$ értékét (16)-ba helyettesítve, majd (17) szerint ezt minden j -re kiszámítva és összegezve, megkapjuk a visszatérési idő várható értékét.

Az eloszlásfüggvényt (13) alapján kapjuk, ha eloszlását meghatározzuk:

$$\begin{aligned} P_j(\chi=l) &= \sum_{i=1}^{k_{\max}} P_j(\chi_i=l) \cdot P_j(\eta=i) = \\ &= \sum_{i=1}^{k_{\max}} \left[\sum_{l_1=0}^l \dots \sum_{l_2=0}^l \sum_{l_1=0}^l P_j(\xi_1=l_1) \cdot P_j(\xi_2=l_2-l_1) \dots \right. \\ &\quad \left. \dots P_j(\xi_i=l-l_{i-1}) \right] \cdot P_j(\eta=i), \end{aligned} \quad (21)$$

Illetve tetszőleges helyről indítva:

$$P(\chi=l) = \sum_{k=0}^{B-1} P_k(\chi=l) \cdot P(j=k) = \frac{1}{B} \sum_{k=0}^{B-1} P_k(\chi=l). \quad (22)$$

A fenti képlet számítógéppel kiértékelhető, ha figyelembe vesszük, hogy l értékét csak egy határig érdemes növelni. Gyakorlatilag arra vagyunk kíváncsiak, mi a valószínűsége annak, hogy a rendszer egy adott időn túl, illetve azon belül szinkronizál vissza, így ennek az időnek megfelelő lépésszámgig érdemes az eloszlásfüggvényt számítani (21)-ből, illetve (22)-ből a definíció alapján.

4. Hamis szinkronhiba-gyakoriság egyenletesen elosztott BS szó esetén

Az 5. ábrán látható teljes folyamatból a csoportos BS szó vizsgálatánál követett módon képezzük a megfelelő részfolyamatot, és keressük a SZE—SZH-állapot-átmenetek várható idejét, feltéve, hogy csak a vonali hibaarány hoz létre hamis szinkronhibát. Jelöljük ξ -vel a szinkronhiba detektálásáig beérkező BS bitek számát, amivel a HSZH (hamis szinkronhiba) bekövetkezésének várható idejét írhatjuk:

$$M(t_h) = \tau_b \sum_{l=0}^{\infty} l \cdot P(\xi=l) = \tau_b \cdot \sum_{l=F_0}^{\infty} l \cdot P(\xi=l). \quad (23)$$

Vezessük be a következő jelöléseket:

P_0 — annak valószínűsége, hogy egy n bites csoportban (BS szóban) F_0 -nál kevesebb hiba van,

k — a vizsgált bit sorszáma az éppen vizsgált csoporton belül,

l — a vizsgált bit sorszáma a vizsgálat kezdetétől,

L — a vizsgált n bites csoport sorszáma a vizsgálat kezdetétől,

$l = L \cdot n + k$

P_k — annak valószínűsége, hogy az F_0 hiba detektálása a k bithelyen történik.

Ezekkel a jelölésekkel, és figyelembe véve a következő összefüggéseket:

$$P(\xi=l) = P_0^L \cdot P_k, \quad (24)$$

$$P_0 = \sum_{i=0}^{F_0-1} \binom{n}{i} \varepsilon^i (1-\varepsilon)^{n-i}, \quad (25)$$

$$P_k = \begin{cases} 0 & k < F_0 \\ \binom{k-1}{F_0-1} \varepsilon^{F_0} (1-\varepsilon)^{k-F_0} & k \geq F_0. \end{cases} \quad (26)$$

A hamis szinkronhiba várható idejére felírhatjuk:

$$\begin{aligned} M_h(t) &= \tau_b \cdot [F_0 \cdot P_{F_0} + (F_0+1)P_{F_0+1} + \dots + l \cdot P(\xi=l) + \\ &+ \dots = \tau_b \{ [F_0 \cdot P_{F_0} + \dots + n \cdot P_n] + P_0 [(F_0+n) \cdot P_{F_0} + \\ &+ \dots + 2n \cdot P_n] + P_0^2 [(F_0+2n) \cdot P_{F_0} + \\ &+ \dots + 3n \cdot P_n] + \dots \}. \end{aligned}$$

Legyen

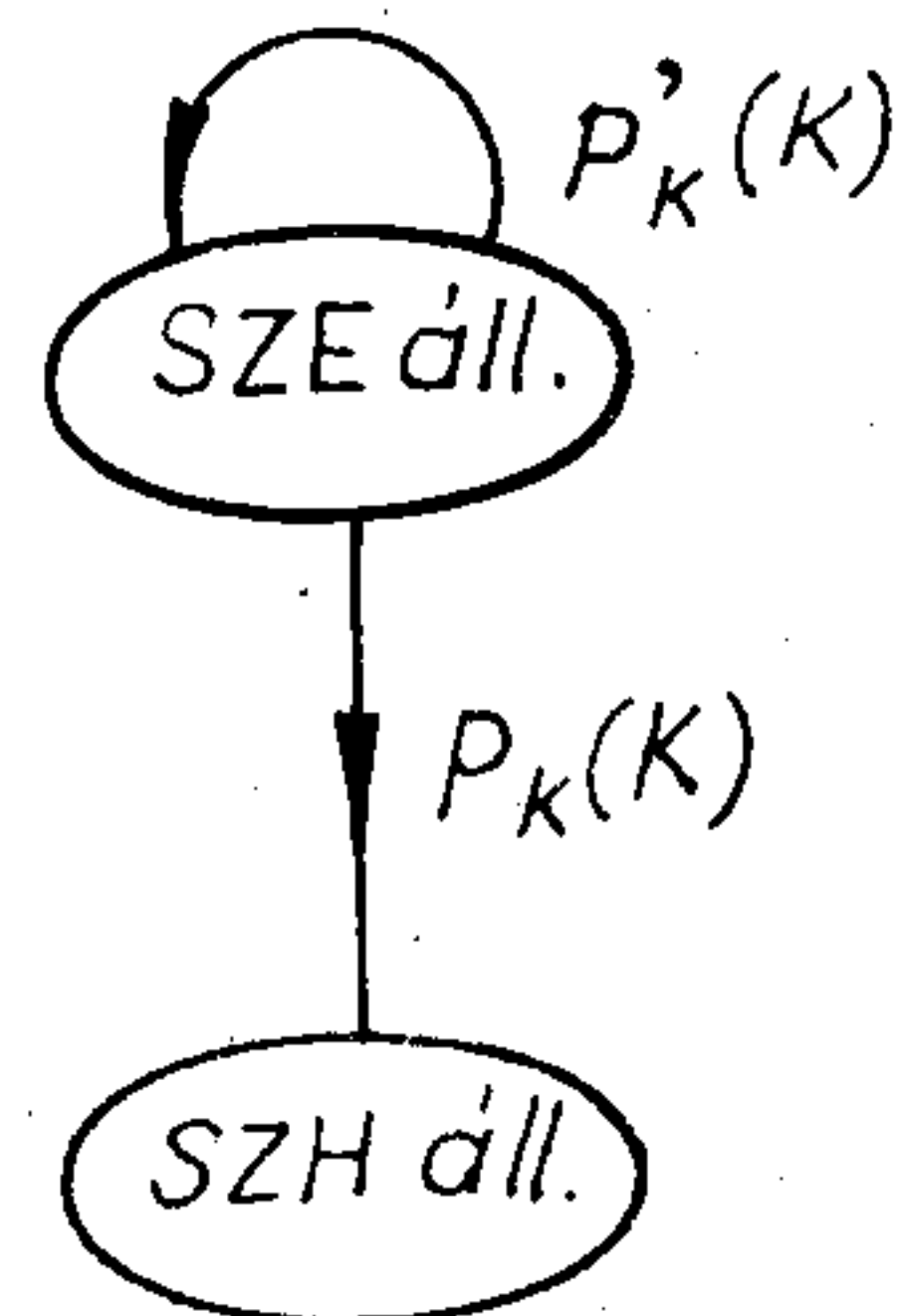
$$M_1 = \sum_{i=F_0}^n i \cdot P(\xi=i),$$

amit behelyettesítve a fenti összefüggésbe:

$$\begin{aligned} M(t_h) &= \tau_b \left[M_1 + P_0 \left(M_1 + n \sum_{k=F_0}^n P_k \right) + P_0^2 \left(M_1 + \right. \right. \\ &+ 2n \sum_{k=F_0}^n P_k \left. \right) + \dots + P_0^i \left(M_1 + i \cdot n \sum_{k=F_0}^n P_k \right) + \dots \left. \right]. \end{aligned}$$

Igazolható, hogy

$$\sum_{k=F_0}^n P_k = 1 - P_0.$$



H 619-ZA 8

8. ábra

Ezt figyelembe véve:

$$\begin{aligned} M(t_h) &= \tau_b \cdot M_1 \sum_{i=0}^{\infty} P_0^i + \tau_b \cdot (1-P_0) \cdot n \cdot \sum_{i=1}^{\infty} i \cdot P_0^i = \\ &= \tau_b \cdot M_1 \frac{1}{1-P_0} + \tau_b \cdot n \cdot (1-P_0) \cdot P_0 \cdot \frac{1}{(1-P_0)^2} = \\ &= \tau_b \cdot \frac{M_1 + n \cdot P_0}{1-P_0}, \end{aligned} \quad (27)$$

alakban kapjuk a hamis szinkronhiba bekövetkezésének várható idejét. Az eloszlásfüggvény:

$$F(\xi=l) = \sum_{i=1}^l P(\xi=i). \quad (28)$$

Nagyobb időknél elég blokkonként, tehát $n \cdot \tau_b$ időnként vizsgálni az eloszlást:

$$F(\xi=L) = 1 - P_0^L. \quad (29)$$

A fentieket a 8. ábra szemlélteti. Az ábrán $P_k(k)$, illetve $P'_k(k)$ valószínűségek blokkonként periodikusan ismétlődnek.

5. Szinkronhiba-felismerés egyenletesen elosztott BS szó esetén

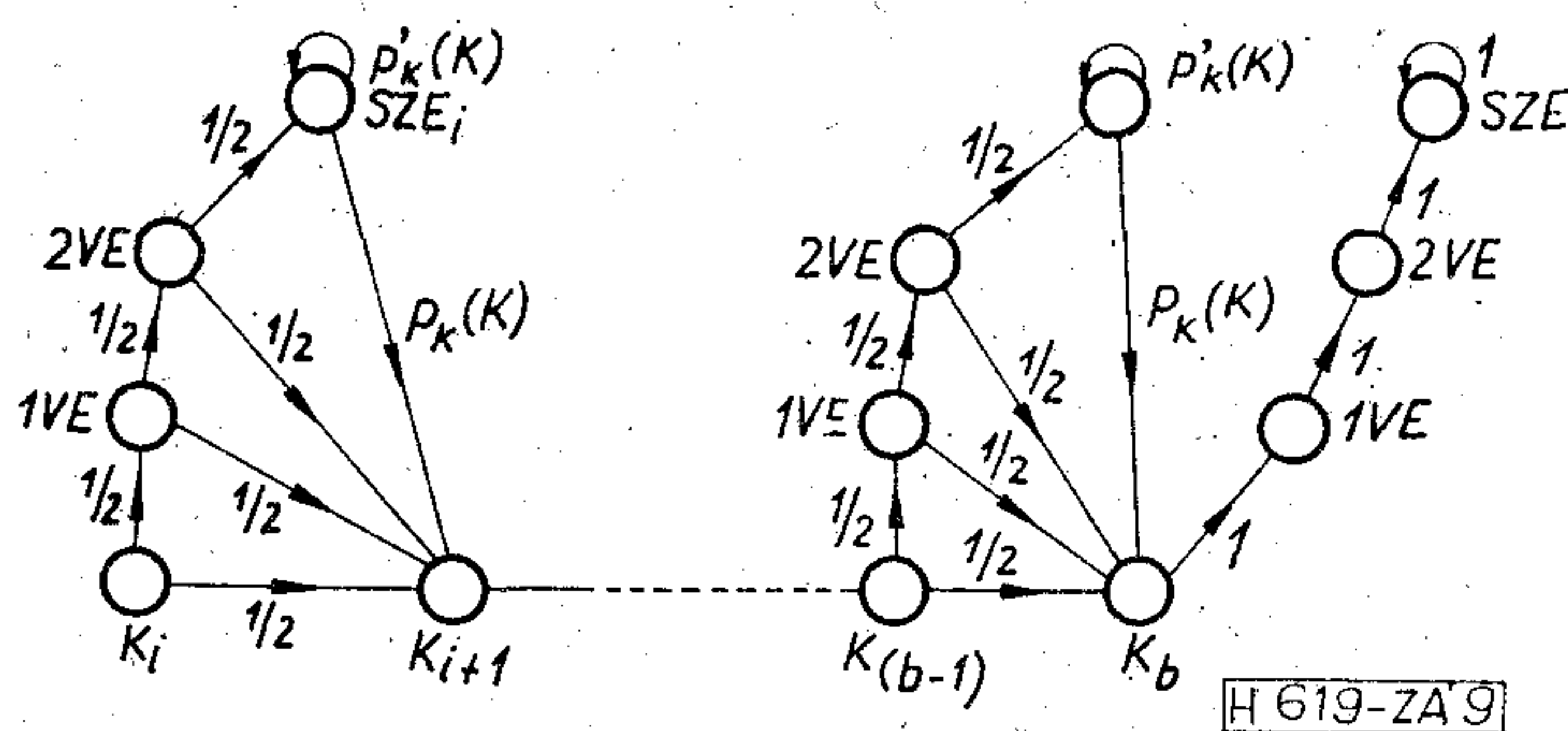
A számítás elve azonos a csoportos BS szóval követéssel.

$$M(t_f) = \frac{b \cdot \tau}{2} + M(t_h)_{\varepsilon=0,5}. \quad (30)$$

Az első tag az első hiba észleléséhez szükséges minimális idő várható értéke, a második pedig az utánzások késleltető hatását írja le.

6. Visszaszinkronizálási idő egyenletesen elosztott BS szó esetén

A visszaállítási folyamat Markov-lánca a 9. ábrán látható. Itt az i bithely vizsgálata bármely két BS bit közötti i bithely vizsgálatát jelenti. Legrosszabb esetben tehát, amikor a vizsgálat egy BS bit után indul, $b-1$ bithelyet kell ellenőrizni a vevőnek, és csak a b bithelyről jut el a tényleges szinkronállapotba, onnan azonban 1 valószínűséggel, az $\varepsilon=0$ felté-



9. ábra

tel miatt. Az ábrán szereplő $P_k(k)$ valószínűség már ismert; $P'_k(k)$ jelentése pedig:

$$P'_k(k) = 1 - \sum_{i=F_0}^k P_i.$$

Ezek a valószínűségek blokkidőnként ismétlődnek, tehát:

$$P_k(k) = P_{k+i \cdot n}(k + i \cdot n),$$

$$P'_k(k) = P'_{k+i \cdot n}(k + i \cdot n).$$

A vevő akkor tekinti az együttfutást helyreálltnak, ha f számú, egymástól b bit távolságra levő bit bevételezése után, az azokból (egy megfelelően visszacsatolt shiftregiszterrel) képzett sorozat következő δ számú bitje azonos a vett sorozat folytatásával. Az együttfutási visszaállási idő a következő BS bittől j bit távolságra induló keresés esetén:

$$t_{vj} = (j+1) \cdot f \cdot \tau_b + j \cdot \tau + \chi \cdot \tau_b + (\delta-1) \cdot \tau_b. \quad (31)$$

Az első tag a minden bithelyen egyszer fellépő f bit késleltetést, a második az új bithelyre való áttérések idejét, a harmadik az utánzások miatti késleltetést, a negyedik pedig a b . bithelyen a visszaállítás ellenőrzéséhez szükséges lépések idejét írja le.

$$\chi = \sum_{i=1}^{\eta} \xi_i, \quad (32)$$

ahol η az utánzási bithelyek száma, ξ_i pedig az i . bithelyen fellépő késleltetések száma.

Az utánzási helyek számának eloszlása:

$$P_j(\eta=k) = \begin{cases} 1 & \text{ha } k=0 \text{ és } j=0 \\ (0,5)^j & \text{ha } k \geq 0 \text{ és } b-1 \geq j > 0. \end{cases} \quad (33)$$

Tetszőleges bithelyen fellépő többletlépések számának eloszlása:

$$P(\xi_i=m) = \begin{cases} (0,5)^m & 0 < m \leq \delta-1 \\ \frac{1}{2^{\delta-1}} \cdot P_k & m \geq \delta \text{ és } k=m-(\delta-1). \end{cases} \quad (34)$$

Az utánzási helyek számának várható értéke a legrosszabb esetben, ha $j=b-1$:

$$M_{b-1}(\eta) = \sum_{k=1}^{b-1} k \cdot \binom{b-1}{k} \cdot (0,5)^{b-1} = \frac{b-1}{2}. \quad (35)$$

A fentiek felhasználásával a visszaállítás várható ideje a legrosszabb esetben:

$$M_{b-1}(t_v) = b \cdot f \cdot \tau_b + (b-1)\tau + (\delta-1)\tau_b + \frac{b-1}{2} M(\xi) \cdot \tau_b, \quad (36)$$

ahol $M(\xi)$ értékét (34)-ből a definíció alapján számítjuk, m értékét egy kellően megválasztott határig növelve.

Az eloszlásfüggvény felírásához χ eloszlását kell meghatározni. (21)-hez hasonlóan:

$$P_{b-1}(\chi=l) = \sum_{i=1}^{k_{\max}} P_{b-1}(\chi_i=l) \cdot P_{b-1}(\eta=i) =$$

$$= \sum_{i=1}^{k_{\max}} \left[\sum_{l_1=0}^l \cdots \sum_{l_{i-1}=0}^{l-l_{i-1}} \sum_{l_i=0}^l P_{b-1}(\xi_1=l_1) \cdot P_{b-1}(\xi_2=l_2-l_1) \cdots \right.$$

$$\left. \cdots P_{b-1}(\xi_i=l-l_{i-1}) \right] \cdot P_{b-1}(\eta=i). \quad (37)$$

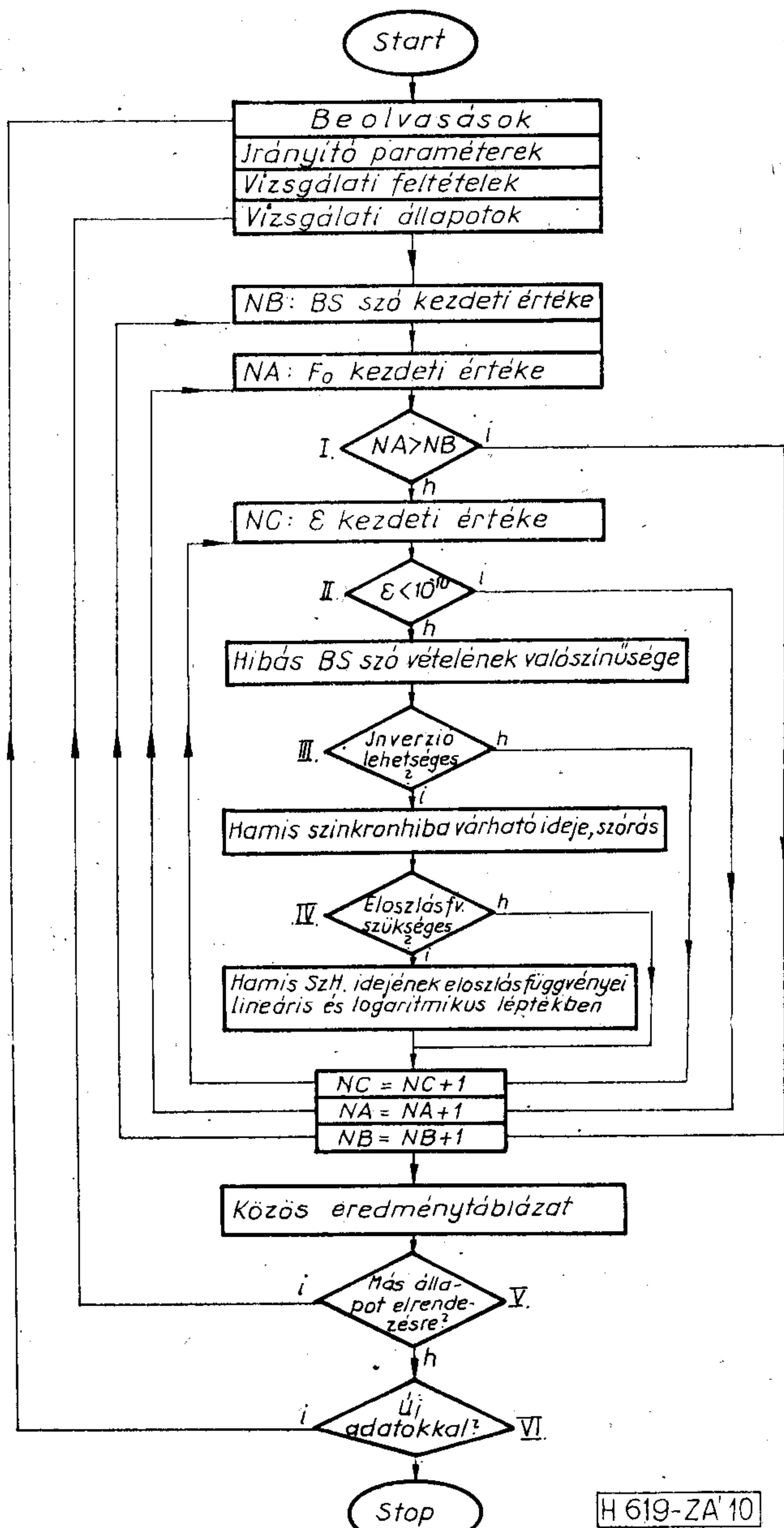
A fentiek kiszámításához két program készült. Az egyik a hamis szinkronhibák sűrűségének számítására alkalmas csoportos és egyenletesen elosztott BS szóval szinkronizált rendszerekre, a másik a visszazinkronizálási idők számítására alkalmas, illetve az egyenletesen elosztott BS szóval szinkronizált rendszerekre a hamis szinkronhiba-gyakoriságot is megadja, mivel ennek algoritmusát, egyébként is tartalmazza.

7. Hamis szinkronhiba-program

A program blokkvázlatát a 10. ábrán láthatjuk. A működés a beolvasásokkal kezdődik. A beolvasott adatok első csoportja a program további működését vezérli, az egyes számítások végrehajtását, kihagyását, az egyes programrészek vagy a teljes program többszöri futását írják elő. A vizsgálati állapotokkal a tranzíciós mátrix elemeit adjuk meg. Itt meg kell adni a sor és az oszlop sorszámát és az ennek megfelelő helyen álló átmenetvalószínűség-típushoz rendelt egész számot. A tranzíciós mátrixban 0,1, p , $1-p$ valószínűségű átmenetek fordulhatnak elő. Az összes többi beolvasott adat a vizsgálati feltételek adatcsoportjához tartozik.

A beolvasások után három egymásba skatulyázott ciklus következik, ahol a ciklusváltozók értékeit az adatbevitel során határozhatjuk meg. A ciklusváltozók: (NB) a BS szó hossza, (NA) a BS szó detektálás feltételét megadó F_0 paraméter, (NC) a TV(NC) vektorból a vonali hibaarány aktuális értékét határozza meg.

A ciklusváltozók minden értéke mellett kiszámításra kerül a BS szó hibás vételének valószínűsége (1) szerint, a hamis szinkronhiba-bekövetkezés idejének várható értéke (4), és szórása (5) szerint, valamint az eloszlásfüggvény lineáris, illetve logaritmikus lépésközzel is, az előírt számú alkalommal, és lineáris lépésköznél az előírt számú lépésig (6) szerint. Az eloszlásfüggvény számításánál összesen hat bevihető és négy fix küszöbértékhez tartozó lépésszám-értéket jegyez fel a program külön. Az I. és II. vizsgálat az értelmetlen, illetve irreális adatokkal való számítástól véd. A III. vizsgálat az inverzió végrehajthatóságát jelzi ki. $k=1$ esetben az invertálandó mátrix szinguláris volt, ezért arra a ciklusra a további számítások nem történnek meg. A IV. vizsgálat határozza meg, hogy az adott ciklusban kell-e a lineáris, illetve



10. ábra

logaritmusos léptékövel számított eloszlásfüggvény kiírása.

A közös eredménytáblázatban a ciklusok során összegyűjtött két legfontosabb adat a várható érték, és a szórás van feltüntetve, az áttekinthetőség növelése céljából.

Az V. vizsgálat arról dönt, hogy minden egyéb feltétel azonossága mellett szükséges-e új vizsgálati állapotok esetén is elvégezni a fentieket. Ennek segítségével egy futás során több vételi eljárást lehet összehasonlítani. A VI. vizsgálat arról dönt, hogy történjen-e minden adatra vonatkozó új beolvasás, és új futás, tehát egy másik rendszer vizsgálata.

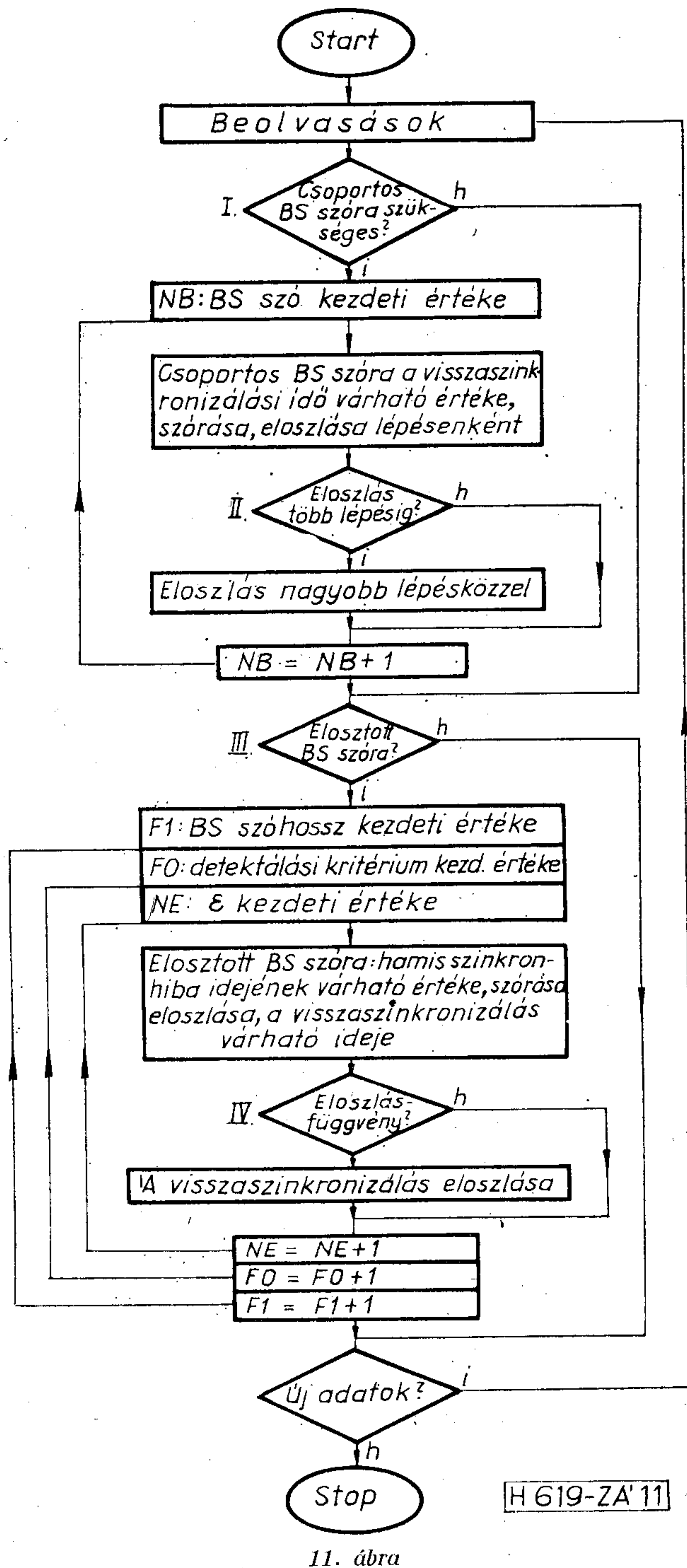
A program a leírt módon alkalmas a csoportos BS szóval szinkronizált rendszerek hamis szinkronhiba-vizsgálatára, illetve az elosztott BS szóval szinkronizált rendszerek esetén a (29) alapján történő számításra, ahol figyelmen kívül hagyjuk, hogy egy blokkon belül hol következik be hamis szinkronhiba.

8. A visszaszinkronizálási idők programja

A program a csoportos BS szóval szinkronizált rendszerek visszaszinkronizálási idejének várható értékét és eloszlásfüggvényét, egyenletesen elosztott BS szóval szinkronizált rendszerek hamis szinkronhiba bekövetkezési idejének, valamint visszaszinkronizálási idejének várható értékét és eloszlásfüggvényét adja meg. Blokkvázlata a 11. ábrán látható.

A beolvasások az előzőekkel megegyező módon most is három adatcsoportot olvasnak be, ezek szerepe azonos az előző programnál használtakkal.

Az I. vizsgálat arról dönt, hogy végrehajtásra kerüljön-e a csoportos BS szó esetére vonatkozó programrész, az alábbiak szerint.



11. ábra

Minden bevitt BS szóhossz értékéhez kiszámítja az utánzás valószínűségét (12) szerint, és a vizsgálati állapotok bevitt értékei alapján meghatározza a tranzíciós mátrix elemeit. A tranzíciós mátrix alapján a már ismertetett mátrix-inverziós módszerrel kiszámítja az egy utánzási helyen fellépő késleltetési lépések várható számát és eloszlásfüggvényét. Emellett kiszámításra kerül (19) és (20) alapján az utánzási helyek számának eloszlása és várható értéke.

Ezek felhasználásával kiszámítható a visszaszinkronizálási idő várható értéke (16) szerint, és eloszlása (21) szerint a legrosszabb esetre. Itt az eloszlásfüggvény 200 lépésig van számítva.

A II. vizsgálat azt dönti el, hogy szükség van-e az eloszlásfüggvény több, mint 200 lépésig történő számítására. Ilyenkor az egy utánzási láncához tartozó valószínűség-sűrűségfüggvényt n lépésenként „daraboljuk fel”, tehát az l és $l+n$ lépések közé eső valószínűségeket összegezzük, és az így kapott eloszlásokat konvolváljuk. Ebben az esetben az eredő eloszlást is pontatlanabbul, n lépésközzönként kapjuk. n értékét a program maga keresi meg, ez függ az egy lépésközzel számított eloszlásfüggvény meredekségétől.

A III. vizsgálat azt dönti el, hogy szükség van-e az elosztott BS szóval szinkronizált rendszerekre vonatkozó programrész futására. Ebben a részben a számítások minden bevitt BS szóhossz (F_1), BS szó detektálási feltétel (F_0), és vonali hibaarány (NE) érték-variációkra megtörténnek. Először a BS szó hibátlan vételének valószínűségét határozzuk meg, (25) alapján, majd a hamis szinkronhiba-bekövetkezés sűrűség, illetve eloszlásfüggvényeit (26), illetve (29) alapján. Az eloszlásfüggvény számításánál a lépésköz logaritmikus növekményű. A hamis szinkronhiba várható idejét (27) alapján számítjuk. A visszaszinkronizálási idő várható értékét (36) alapján kapjuk, miután meghatároztuk (34) felhasználásával az egy helyen fellépő többlet lépések várható számát.

A IV. vizsgálat dönt arról, hogy szükséges-e a visszaszinkronizálási idő eloszlásfüggvényének számítása, ami (37) alapján történik.

Az V. vizsgálat arról dönt, hogy kell-e folytatni új adatokkal, vagy befejeződhet a futás.

Mindkét programnál minden bevitt adat megjelenik a kiíratásoknál a táblázatok fejléceiben. Az idő

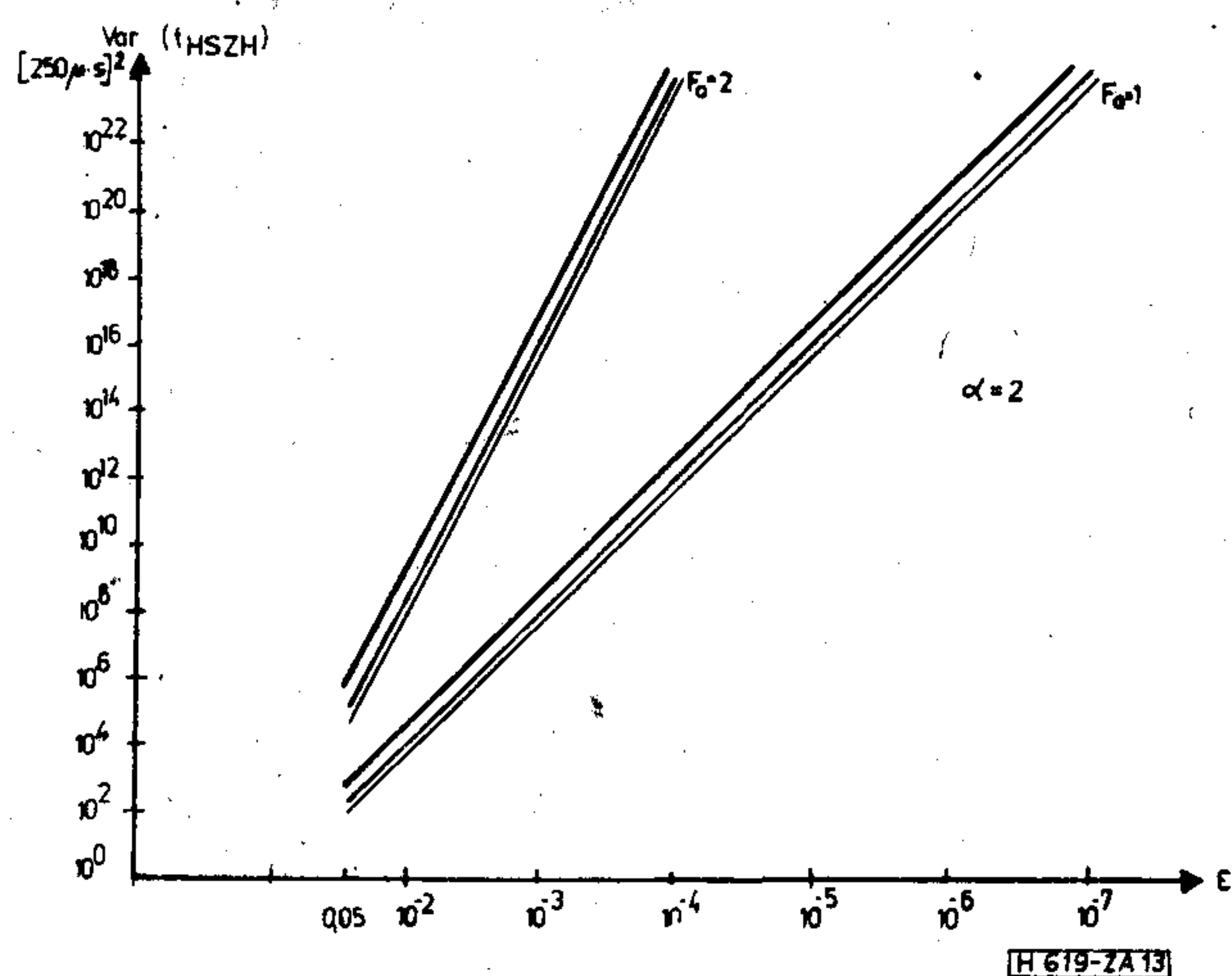
dimenziójú mennyiségek ms ÷ év egységek közül minden reális egységben megjelennek, az áttekinthetőség miatt.

A hamis szinkronhibák programjával a CCITT G 732, a visszaszinkronizálási idők programjával a CCITT G 733 ajánlásának megfelelő rendszert vizsgáltuk. A futási eredményeket a következő ábrák szemléltetik.

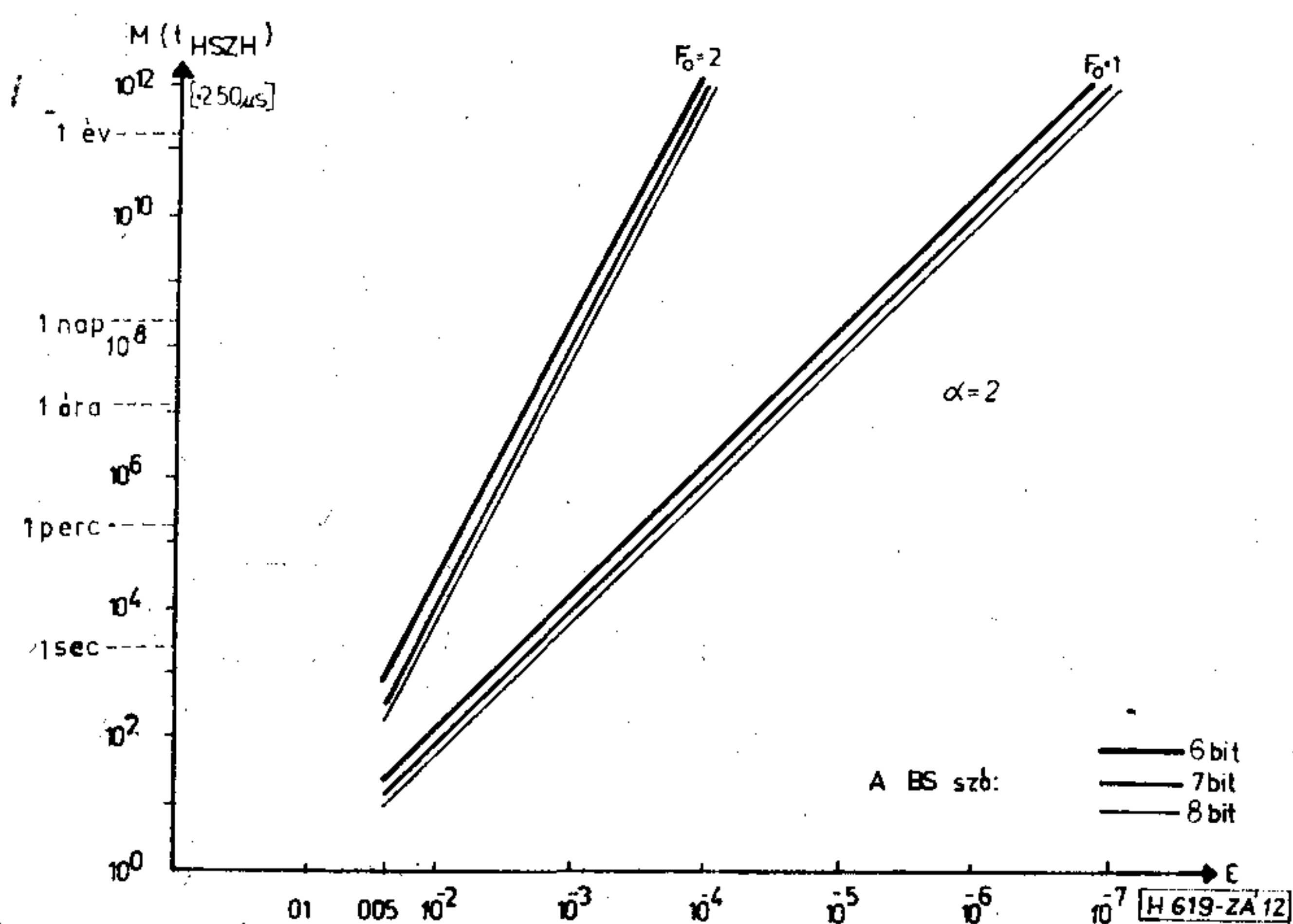
A 12–15. ábrák a G 732 rendszerre, a 16–18. ábrák a G 733 rendszerre vonatkoznak. A hamis szinkronhiba-bekövetkezés várható értéke a 12., szórása a 13., eloszlásfüggvénye a 14. ábrán látható, a vonali hibaarány függvényében, a szinkronizációs rendszer paramétereinek néhány értékére. A visszaállási idő eloszlásfüggvénye 6,7 és 8 bites BS szóhossz esetén a 15. ábrán látható.

A 16. ábrán a hamis szinkronhiba-bekövetkezés idejének várható értéke a vonali hibaarány függvényében, a 17. ábrán eloszlásfüggvénye látható néhány hibaarány-paraméter értékre. A 18. ábra a visszaállási idő eloszlásfüggvényét mutatja be $n=5$, $F_0=3$, $\delta=3$ rendszerparaméter értékek esetén.

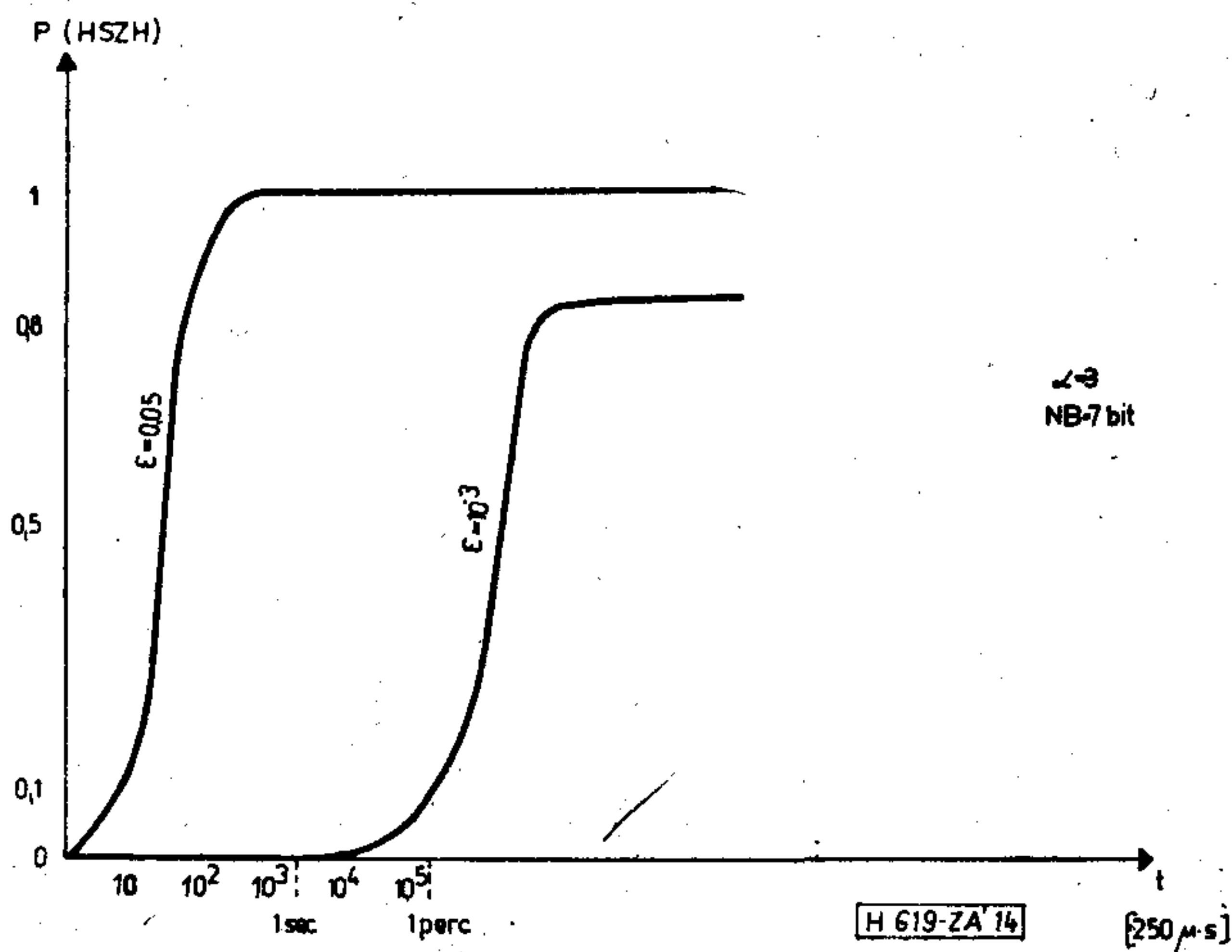
Ezuton is köszönetet mondok Bakos Gyulának, aki mind a diplomamunkám, mind ezen cikk készítésénél minden segítséget megadott, valamint Mágel Gábornak, aki a programok elkészítésénél és próba-futtatásainál nyújtott nagy segítséget,



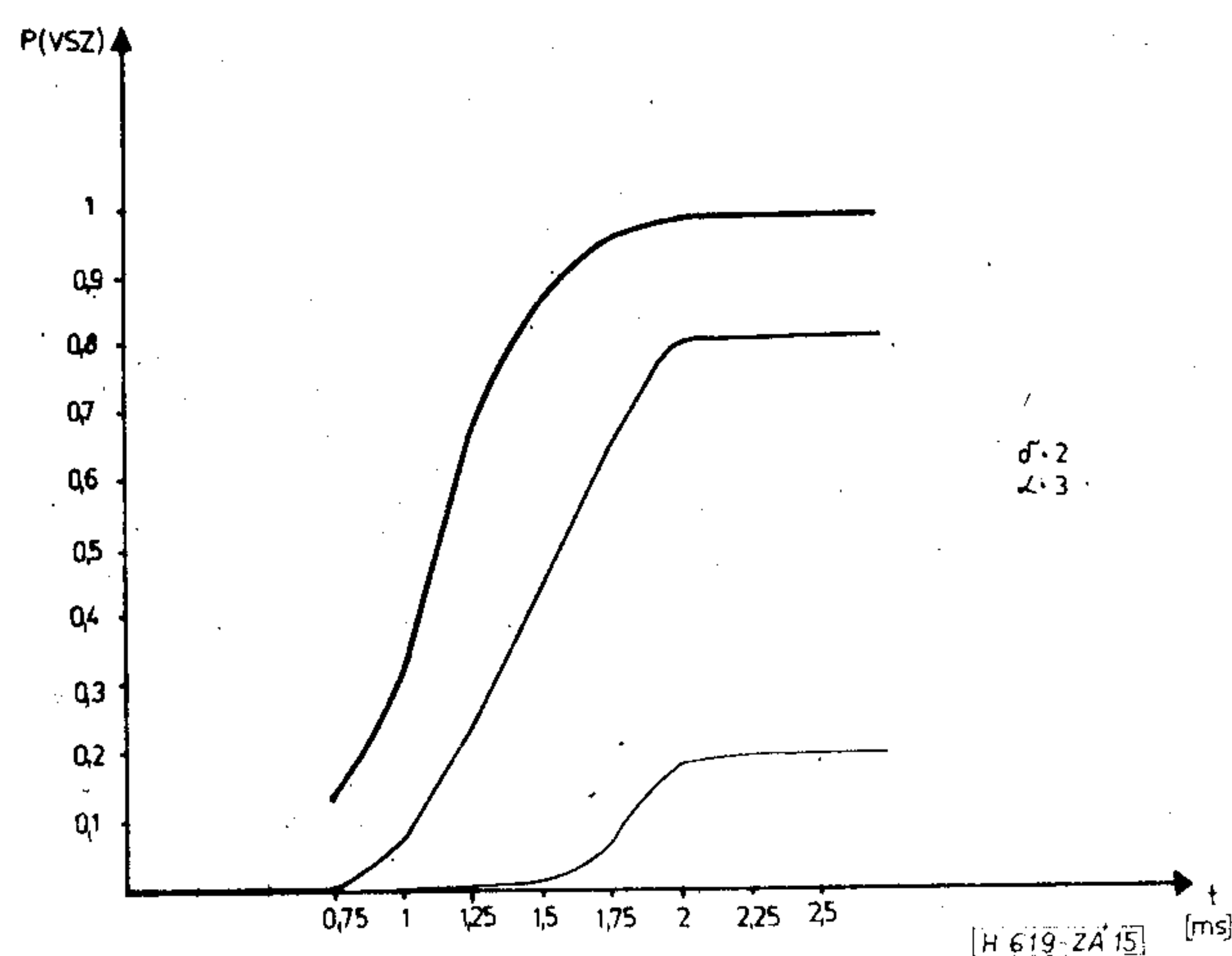
13. ábra



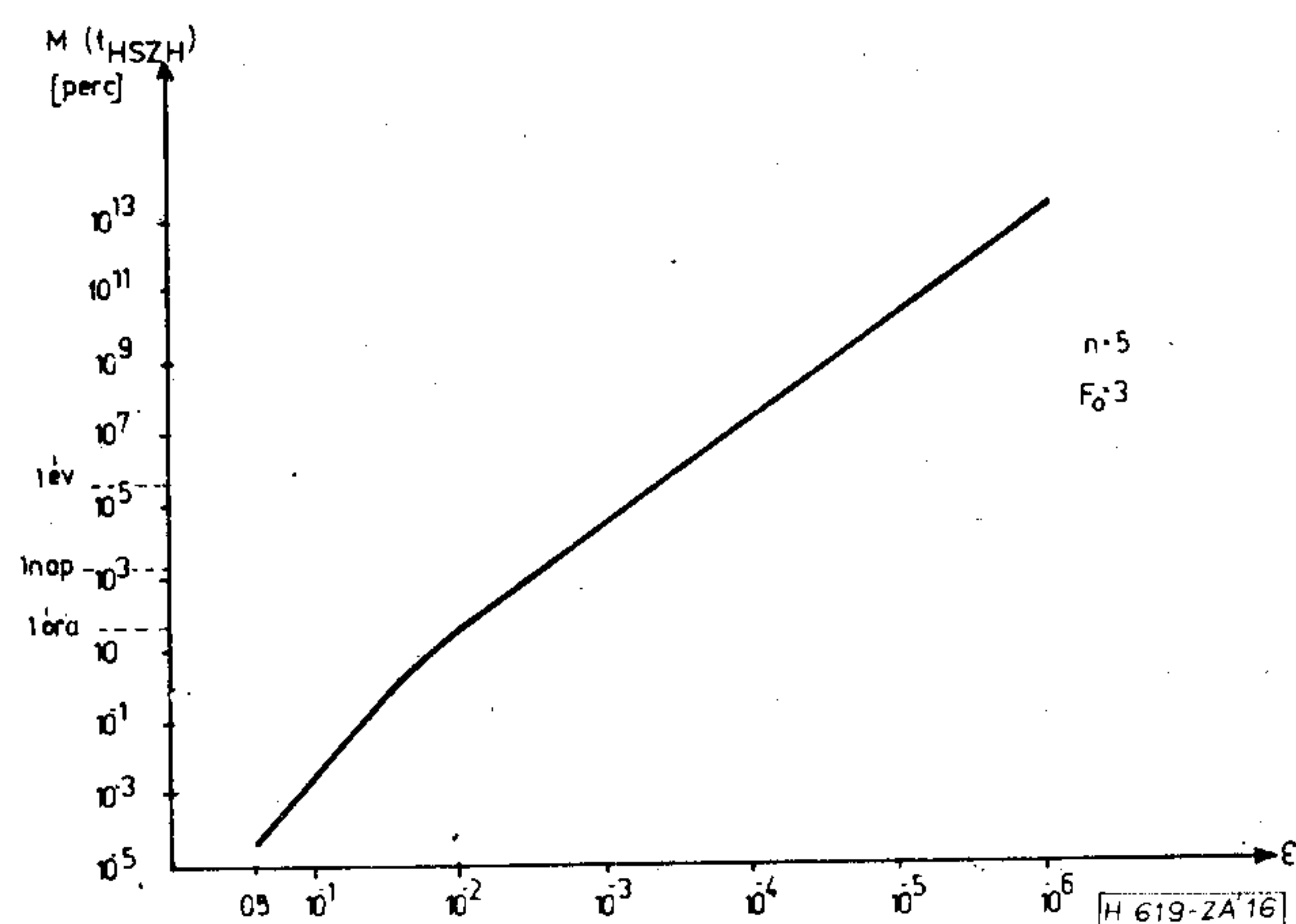
12. ábra



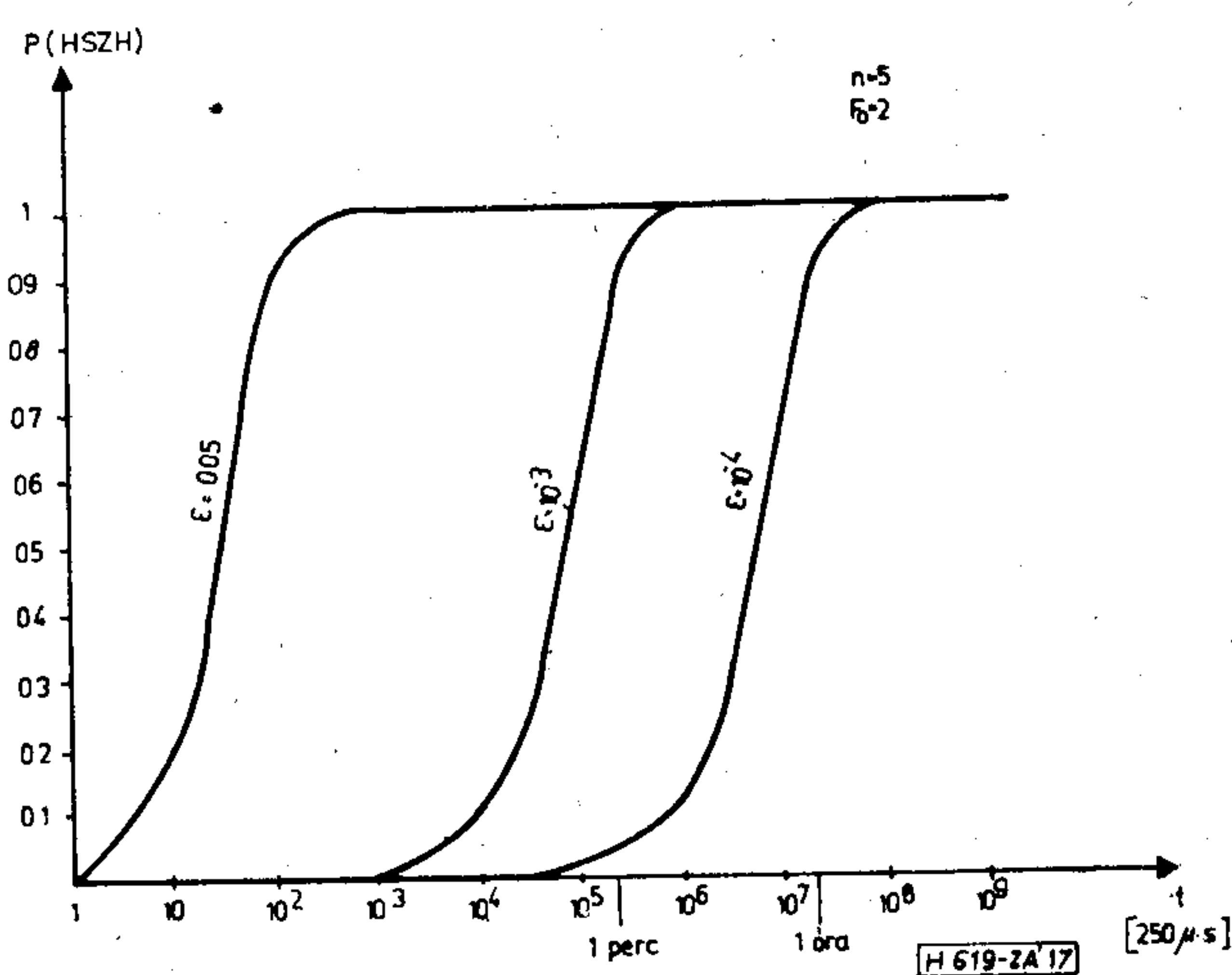
14. ábra



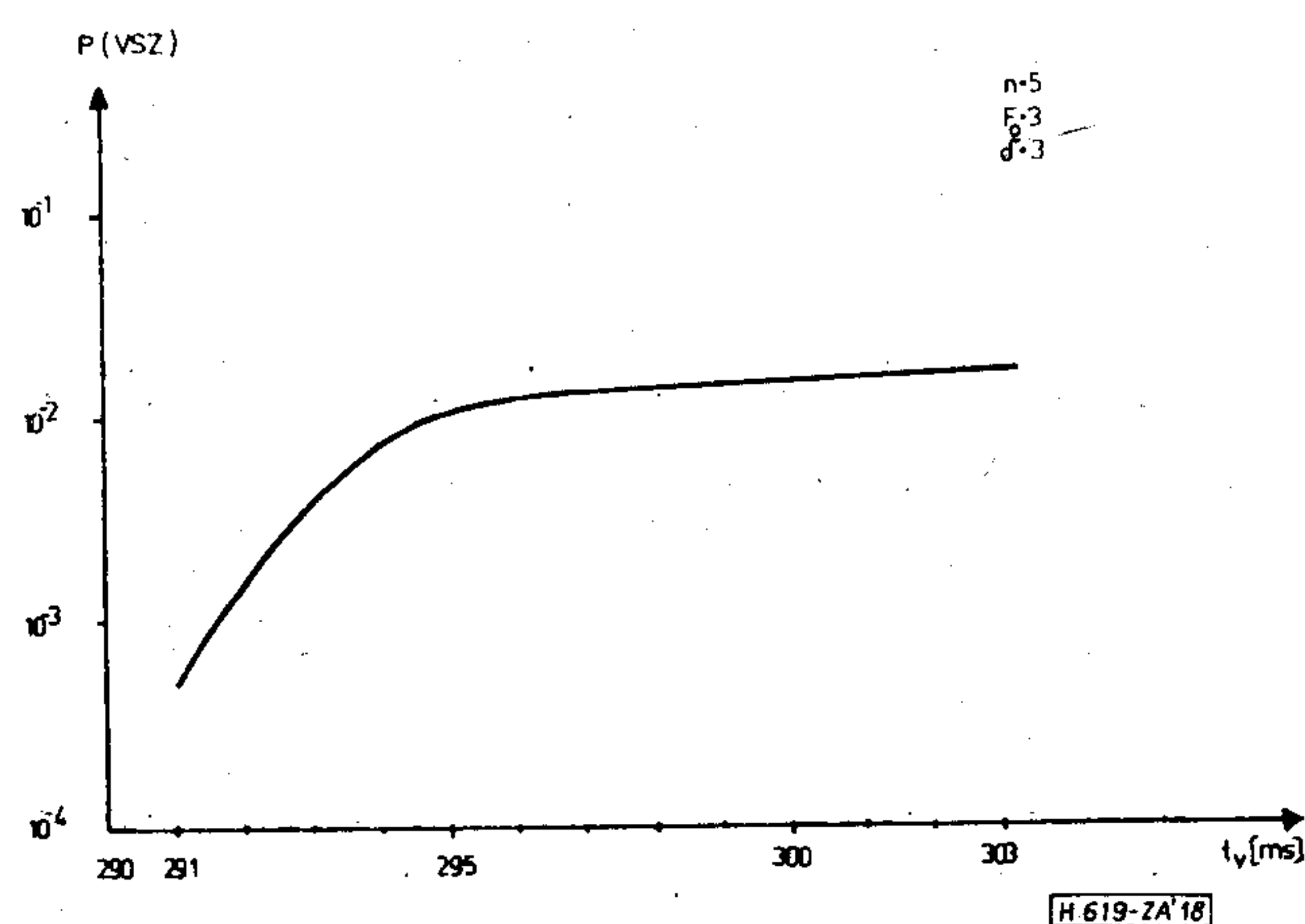
15. ábra



16. ábra



17. ábra



18. ábra

IRODALOM

- [1] Bakos Gyula—Tatai Péter: PCM multiplex végállomások. BME Továbbképző Intézet, 1974.
- [2] Lajkó Sándor—Lajtha György: PCM a távközlésben. Műszaki K. 1978.
- [3] Kemeny—Snell: Finite Markov Chains. Van Nostrand, 1960.
- [4] RAU, John G.: Optimization and Probability in Systems Engineering. Van Nostrand, 1970.
- [5] Zur Theorie des Blochsynchronisation von Zeitmultiplexsystemen. = Siemens Forsch, 1974. Nr. 1. p. 13—18.
- [6] CCITT G 732, G 733, G 734, G 741, G 742, G 743, G 744, G 745, G 746, G 751, G 752 ajánlások.

Lapunk példányonként megvásárolható

V., Váci utca 10.

V., Bajcsy-Zsilinszky út 76. szám alatti
hírlapboltokban

A tokozások gázszivárgása következményének számítása

ETO 621.38-213.3:533.599.2

A gyártmányokat és azok érzékeny alkatrészeit a környezetből származó légköri szennyezők hatásával szemben védeni kell. A védelem módja a gyártmány (alkatrész) sajátosságaitól — méret, funkció, érzékenység — függően nagyon különböző lehet. A gyártmányok ilyen célú védelmének leggyakoribb módja a tokozás (lemezházban való tömített lezárás, üveg, vagy kerámia tokba helyezés légmentes lezárással, műanyag tokozás stb.).

A tokozás zártsága, tömítettsége a tokozás módjától, a tömítés technológiájától függően ugyancsak nagyon különböző, s bizony időállósága is változó. Az atmoszféra gáznemű szennyezői a tömítéshibákon keresztül bejutnak a tokozással kialakított belső térbe (a gyártmány mikroterébe) és a szóban forgó gyártmány (alkatrész) megbízható üzemét veszélyeztethetik. Hogy kialakul-e kritikus fizikai állapot a mikroterben, az a környezet milyensége mellett a tömítés-hiba milyenségétől, a tömítéshiba által reprezentált nyílás geometriájától, méreteitől, a nyíláson át végbemenő transzportfolyamat jellegétől függ. Adott környezetből (adott légszennyező esetéből) indulva ki, három alapvető kérdést kell megvizsgálnunk:

a) Meg kell ismernünk az adott gyártmány tömítéshibáját és jellemezni kell azt a rajta keresztül végbemenő anyagtranszport szempontjából;

b) Meg kell ismernünk a nyíláson át végbemenő transzportfolyamat időfüggvényét, amelynek segítségével a mikroter fizikai állapotának változása, kritikus állapotok létrejöttének feltételei számíthatók;

c) Végül meg kell ismernünk a mikroterben levő anyagok, elemek jellemzőinek változását, a változást létrehozó feltételek alakulása és a várható hibamechanizmusok alapján.

Azt mindjárt leszögezhetjük, hogy a kérdések külön-külön is összetettek, továbbá hogy míg az a) és b) kérdést általános jellegűnek lehet tekinteni, a c) kérdés alkatrész-, anyagfüggő, speciális kérdések egész sorát is magába foglalhatja. E cikkben ezért az a) és b) kérdéssel foglalkozunk.

Mielőtt hozzálátnánk a feladat érdemi részéhez, válasszuk meg az „adott környezetet”, pontosabban azt a légszennyezőt, amelynek hatását majd megvizsgáljuk. Minthogy műszaki szempontból a környezeti hatások közül kiemelkedik a légnedvesség hatása, számításainkban a környezeti tényező: a légnedvesség.

A tokozáson levő nyílás, tömítéshiba jellemzése

A tömítéshiba, a tokozáson levő, a környezet és a mikroter közötti transzportfolyamatot lehetővé tevő nyílás — minthogy nagyon különböző okból származhat — különböző lehet. A nyílás geometriája,

méretei legtöbb esetben nem is ismertek. A tömítés-hibát jórészt csak a szabványos tömítésvizsgálatok [1, 2, 3] segítségével lehet felderíteni. Legelőször áttekintjük a tömítésvizsgálatnál használt, a cikkben is szereplő fogalmakat és mennyiségeket (pl. [2] szerint):

Szivárgási sebesség: annak a száraz gáznak a mennyisége, adott hőmérsékleten, amely egy nyíláson át folyik egységnyi idő alatt, a nyílás mentén fennálló ismert nyomáskülönbség hatására.

Szabványos szivárgási sebesség: a szivárgási sebesség szabványos hőmérséklet és nyomásviszonyok mellett. Szabványos feltételek a vizsgálatok számára: 25 °C hőmérséklet és 1 bar nyomáskülönbség.

R mért szivárgási sebesség: adott gyártmány szivárgási sebessége, amelyet előírt feltételek és előírt vizsgáló gázzal mértek meg. (Megjegyzés: R-et gyakran héliummal határozzák meg 25 °C hőmérsékleten, egy bar nyomáskülönbség mellett; a különböző módszerekkel meghatározott szivárgási sebességeket, az összehasonlíthatóság miatt át kell számítani az ún. ekvivalens szabványos szivárgási sebességre.)

Ekvivalens szabványos szivárgási sebesség (L): adott gyártmány szivárgási sebessége, ha a vizsgáló gáz levegő.

Szivárgási időállandó (Θ): az az idő, amely a nyíláson keresztül meglevő nyomáskülönbség kiegyenlítéséhez lenne szükséges akkor, ha a kezdeti szivárgási sebesség maradna fenn.

A szivárgás erőssége: „Erős szivárgás” az, amely-nél $L > 10^{-5} \text{ bar} \cdot \text{cm}^3/\text{s}$; „Gyenge szivárgás” az, amely-nél $L < 10^{-5} \text{ bar} \cdot \text{cm}^3/\text{s}$.

Virtuális szivárgás: Szivárgás látszatát kelti pl. szorbeálódott gáz lassú felszabadulása.

Egységek

A szivárgási sebesség egysége SI egységekben:

$$\text{Pa} \cdot \text{m}^3/\text{s}.$$

Az ipari gyakorlatban használt egységekkel inkább komform az előírásokban használt nagyságrend, a

$$\text{bar} \cdot \text{cm}^3/\text{s}.$$

Átszámítások

$$1 \text{ Pa} \cdot \text{m}^3/\text{s} = 10 \text{ bar} \cdot \text{cm}^3/\text{s},$$

$$1 \text{ bar} \cdot \text{cm}^3/\text{s} = 0,987 \text{ atmcm}^3/\text{s} = 0,750 \text{ torr} \cdot \text{l}/\text{s}.$$

A cikkben a $\text{bar} \cdot \text{cm}^3/\text{s}$ egységet használjuk.

A tokozáson levő nyílást, tömítéshibát tehát a szivárgási sebességgel, a számítások szempontjából az L ekvivalens szabványos sebességgel jellemezzük. Adott tokozásra (térfogat, tömítéshiba), adott transzportfolyamat esetében a Θ időállandó a jellemző. Ezeket közelebbről is megvizsgáljuk.

A környezet és a mikrotér között végbemenő jellemző transzportfolyamatok

A környezet és mikrotér közötti transzportfolyamat a nyíláson át lehet sűrűlódásos, diffúziós- és molekuláris áramlás. Az elsőhöz a környezet és a mikrotér között teljes (abszolút) nyomáskülönbség (ΔP), az utóbbi kettőhöz parciális nyomáskülönbség (Δp) szükséges.

Számításainkat az előzőekben ismertetett R mért, illetve az L ekvivalens szabványos szivárgási sebesség alapján végezzük majd el. A nyílások méreteinek becsléséhez, továbbá a domináns transzportfolyamatot meghatározó tényezők szerepének megismeréséhez a következőkben összefoglaljuk az R szivárgási sebességre vonatkozó összefüggéseket, különböző áramlásfajták esetére:

Sűrűlódásos áramlás csövön (kapillárison) át

A Poiseuille-től származó összefüggés szerint, ha a nyílás d átmérőjű és l hosszúságú cső (kapilláris), és teljesül a $d \gg \lambda$; $l \gg d$ feltétel (λ a molekulák szabad úthossza), az R_s szivárgási sebesség:

$$R_s = \frac{\pi \bar{P} d^4}{128 \cdot \eta} \frac{\Delta P}{l}, \quad (1)$$

$\bar{P}$ a környezet P_1 és a mikrotér nyomásának számtani közepe: $\bar{P} = (P_1 + P_2)/2$; η az áramló közeg viszkozitási tényezője; $\Delta P = P_1 - P_2$.

Az (1) összefüggésben R_s áram, ΔP feszültség jellegű mennyiség, ezért a

$$\frac{\pi \bar{P}}{128 \cdot \eta} \frac{d^4}{l} = S_s, \quad (2)$$

mennyiséget vezetőképességként foghatjuk fel.

A rendszer vezetőképessége tehát az egységnyi nyomáskülönbség hatására létrejövő áramlás (pl. cm^3/s -ban) $\bar{P}$ átlagnyomásnál.

Az áramlás viselkedése a csővégen más, mint a cső mentén. Ezt a tényt, illetve ennek hatását [4] szerint az alábbi Y és Z paraméter segítségével kell figyelembe venni:

$$Y = 1 + \frac{4,4445}{d/\lambda + 1,1949} \quad Z = 1,6977 + \frac{4,6742}{d/\lambda + 2,0444} \quad (3)$$

(Y -t és Z -t héliumra számították ki, de más gáz esetén is használható, az eltérés csak néhány %.)

Az Y és Z korrekcióval (1) így írható:

$$R_s = \frac{\pi \bar{P}}{128 \eta} \cdot \frac{Y \cdot d^4}{1 + (Y/Z)d} \cdot \Delta P. \quad (4)$$

A diffúziós áram csövön (kapillárison) át

Ha teljesül az $l \ll d$ és $d \gg \lambda$ feltétel, továbbá a környezet és a mikrotér között a kérdéses gázt illetően Δp parciális nyomáskülönbség van, diffúziós áramról van szó, s az R_d szivárgási sebesség az alábbi összefüggés szerinti lesz:

$$R_d = \frac{d^2 \pi}{4} D_{12} \frac{\Delta p}{l}. \quad (5)$$

D_{12} a diffundáló gáz—levegő rendszer diffúziós állandója. A rendszer vezetőképessége az előző eset analógiájára:

$$S_d = \frac{R_d}{\Delta p} = \frac{d^2 \pi}{4 \cdot l} D_{12} = \frac{d \cdot \pi}{4(1/d)} D_{12}. \quad (6)$$

Ha $d \ll \lambda$, a diffúziós áram ugyanaz, mint a molekuláris áram, amelynél a szivárgási sebesség:

$$R_m = \frac{\pi}{12} \frac{d^3}{l} \bar{v} \Delta p, \quad (7)$$

ahol v a molekulák átlagsebessége.

Az S_m vezetőképesség:

$$S_m = \frac{\pi}{12} \frac{d^3}{l} \bar{v}. \quad (8)$$

A molekuláris fizikából ismert, $\bar{v}$ -re vonatkozó összefüggést helyettesítve (8)-ba

$$S_m = 3800 \left(\frac{T}{M} \right)^{1/2} \frac{d^3}{l} [\text{cm}^3/\text{s}]. \quad (9)$$

(M a molekulatömeg; T a hőmérséklet; d és l [cm]-ben.) Térjünk vissza a $d \gg \lambda$ esetre, a diffúzió esetére. A (6) összefüggésben egyrészt D_{12} számítása, másrészt az ún. csővégkorrekció jelent problémát. Ez utóbbit [4] szerint úgy vesszük figyelembe, hogy (6)-ban l helyére az $l' = l + (4/3)d$ korrigált nyíláshosszát helyettesítik.

A D_{12} diffúziós állandó számítása [4] szerint a következő kifejezés alapján történhet:

$$D_{12} = (2/3) \bar{v}_e \bar{\lambda}, \quad (10)$$

$$\bar{v}_e = \left(\frac{\bar{v}_1^2 + \bar{v}_2^2}{2} \right)^{1/2}, \quad \bar{\lambda} = \frac{1}{\sqrt{2} \pi \cdot n \cdot \delta_{12}^2}$$

$\bar{v}_1$ a diffundáló gáz, $\bar{v}_2$ esetünkben a levegő molekuláinak átlagsebessége; $\bar{\lambda}$ a molekulák szabad úthossza P nyomáson és T hőmérsékleten, n pedig ugyanezen a nyomáson és hőmérsékleten a molekulák száma az egységnyi térfogatban; $\delta_{12} = (\delta_1 + \delta_2)/2$, ahol δ_1 a szóban forgó gáz, δ_2 a levegő molekuláinak átmérője.

D_{12} fenti kifejezése pontosan ugyanaz, mint az [5]-ben levezetett alábbi kifejezés:

$$D_{12} = \frac{(\bar{v}_1^2 + \bar{v}_2^2)^{1/2}}{3 \pi \cdot n \cdot \delta_{12}^2}. \quad (11)$$

[D_{12} -t a példákban (11)-ből számítjuk majd ki.]

A rendszer diffúziós vezetőképessége a csővégkorrekciót is figyelembe véve:

$$S_d = \frac{d^2 \pi}{4} \frac{1}{l + (4/3)d} \cdot D_{12}. \quad (12)$$

MEGJEGYZÉS

[4] szerint a (12) kifejezés ($l=0$) esetben is érvényes, érvényes továbbá repedésszerű nyílások vezetőképességének számítására. Véleményünk szerint (12) alkalmazásával óvatosan kell bánni, az (5) kifejezés ugyanis, amelyből (12) származik, azt fejezi ki, hogy a környezet és a mikrotér közötti Δp nyomáskülön-

ség az l nyíláshosszra esik, s a nyomásgradiens $\partial p/\partial x = \Delta p/l$, azaz lineáris. Ez azonban csak $l \gg d$ esetben áll fenn, azaz nagy l/d viszonynál.

A nyílás diffúziós vezetőképességének számítása az R mért, illetve az L ekvivalens szabványos szivárgási sebesség alapján

A légszennyezők esetében általában és konkrétan a vízgőz (a légnedvesség) esetén a környezet és a mikrotér között parciális nyomáskülönbséggel kell számolni. A diffúziós áramlás ($d \ll \lambda$ esetben a molekuláris áramlás) esetével van tehát dolgunk.

Ahhoz, hogy a mikrotérben a vízgőz parciális nyomásának $p(t)$ időfüggvényét meghatározzassuk először meg kell határozni a nyílás diffúziós vezetőképességét.

Ha ismerjük a nyílás méreteit, S számítása az előzőekben bemutatott összefüggések segítségével történik.

Az esetek döntő részében azonban a nyílásnak sem a geometriáját, sem a méreteit nem ismerjük. Az S vezetőképességét tehát a tömítésvizsgálatnál nyert mennyiségek segítségével határozhatjuk csak meg. Az L ekvivalens szabványos szivárgási sebesség — mint láttuk — az a szivárgási sebesség, amelynél a vizsgáló gáz levegő, s a vizsgálati feltételek: 25 °C hőmérséklet, 1 bar nyomáskülönbség. L bar·cm³/s-ban megadott értéke, minthogy $\Delta p = 1$ bar [gondoljunk csak (5)-re], éppen S_d számértékével azonos cm³/s-ban.

Diffúziós áram esetében ($d \gg \lambda$) a levegőre vonatkozó L , s így S sem különbözik a vízgőzre vonatkozó diffúziós vezetőképességtől: $S_{d(\text{levegő})} = S_{d(\text{vígőz})}$. Molekuláris áram esetén már nem ez a helyzet: $L_{\text{vígőz}} = L(M/M_v)^{1/2}$ (M a levegő, M_v a vízgőz molekulatömege).

A továbbiakban a nyílás vezetőképességét jelöljük index nélküli S -sel. Számításainknál a mikrotér és a környezet hőmérsékletét azonosnak tekintjük.

A p parciális nyomás mikrotérre vonatkozó $p(t)$ időfüggvénye, ha a környezetben a p_k parciális nyomás állandó

Már az S vezetőképesség bevezetésével is jeleztük, hogy a szóban forgó transzportfolyamatokat célszerű elektromos analógia segítségével számolni.

A mikrotérben a légszennyező (a vízgőz) parciális nyomásának $p(t)$ időfüggvénye megfelel egy kondenzátor feszültsége $u_c(t)$ időfüggvényének egy olyan áramkörben, amelyben a C kapacitású kondenzátort és az R ohmikus ellenállást tartalmazó áramkörre U egyenfeszültséget kapcsolunk.

Az U egyenfeszültségnek megfelel a p_k parciális gőznyomás, a kondenzátor C kapacitásának a mikrotér V térfogata és az R ohmikus ellenállásnak az $1/S$ diffúziós ellenállás. Az elektromos rendszerben az időállandó: $\tau = RC$; a gázrendszerben: $\Theta = V/S$.

A mikrotérre vonatkozó $p(t)$ függvény, ha $p(0) = p_1$ és $p_k = \text{állandó}$:

$$p(t) = p_1 + (p_k - p_1)[1 - \exp(-tS/V)], \quad (13)$$

illetve másképpen írva:

$$p(t) = p_k - (p_k - p_1) \cdot \exp(-tS/V). \quad (14)$$

Példák az összefüggések alkalmazására

A (14) összefüggés alapján sokféleképpen feltett kérdésre választ lehet adni. A következő példákban ezt szeretnénk illusztrálni, anélkül, hogy kimerítettnek gondolnánk a kérdésfeltevés lehetőségét. A példákban adott kezdeti és peremfeltételek mellett különböző kritériumok hatását vizsgáljuk.

Kezdeti és peremfeltételek

A hőmérséklet a környezetben és a mikrotérben azonos: 298 K.

A környezetben a vízgőz p_k parciális nyomása, illetve a φ_k relatív légnedvesség állandó: $\varphi_k = 0,9$.

A mikrotérben a $t=0$ időpontban a relatív légnedvesség $\varphi_0 = 0,4$ (azt tételezzük fel, hogy a lezárás kimondottan száraz légtérben történt).

A relatív légnedvesség kritikus értéke: $\varphi_1 = 0,7$; a mikrotérben $\varphi < \varphi_1$ relatív légnedvességet engedünk meg.

Kritériumok

A tömítésvizsgálatnál az L ekvivalens szabványos szivárgási sebesség nagysága alapján

„gyenge” szivárgásról van szó, ha $L < 10^{-5}$ bar·cm³/s,

„erős” a szivárgás, ha $L > 10^{-5}$ bar·cm³/s.

a) A [2] előírás, a gyenge szivárgást illetően, a mikrotér V térfogata, az R és az L szivárgási sebességek alapján különböző szigorúsági fokokat jelöl meg. [2]-ből, a kapcsolatos táblázatból számításainkhoz $L = 5 \cdot 10^{-6}$ bar·cm³/s kritériumértéket választottuk ki, illetve az ennek megfelelő $S_d = 5 \cdot 10^{-6}$ cm³/s = 0,018 cm³/h vezetőképességgel számolunk majd az a) esetben.

b) Az „erős” szivárgás bemutatásához példaként az $S_d = 10^{-4}$ cm³/s = 0,36 cm³/h értéket választottuk.

c) Harmadik kritérium a példákhoz az a t_1 idő, amely alatt a megadott kezdeti feltételeknél a mikrotérben a relatív légnedvesség éppen eléri a $\varphi_1 = 0,7$ kritikus értéket.

1. példa

Milyen relatív légnedvesség alakul ki a mikrotérben $t = 21$ nap = 504 h alatt az S_d és S_b diffúziós vezetőképességű tokozásnál, a mikrotér V térfogata függvényében? $\varphi = \varphi(V, S, t = 21 \text{ nap}) = ?$

A levegő relatív légnedvességét a $\varphi = p/p_i$ viszony szám fejezi ki: p a vízgőz parciális nyomása adott hőmérsékleten, p_i a vízgőz parciális nyomásának teletett értéke ugyanazon a hőmérsékleten. Ha tehát a hőmérséklet a környezetben és a mikrotérben azonos, a $p = \varphi \cdot p_i$ alapján a (14) összefüggés átírható a relatív légnedvességre vonatkozó $\varphi(t)$ függvényre:

$$\varphi(t) = \varphi_k - (\varphi_k - \varphi_0) \exp(-tS/V). \quad (15)$$

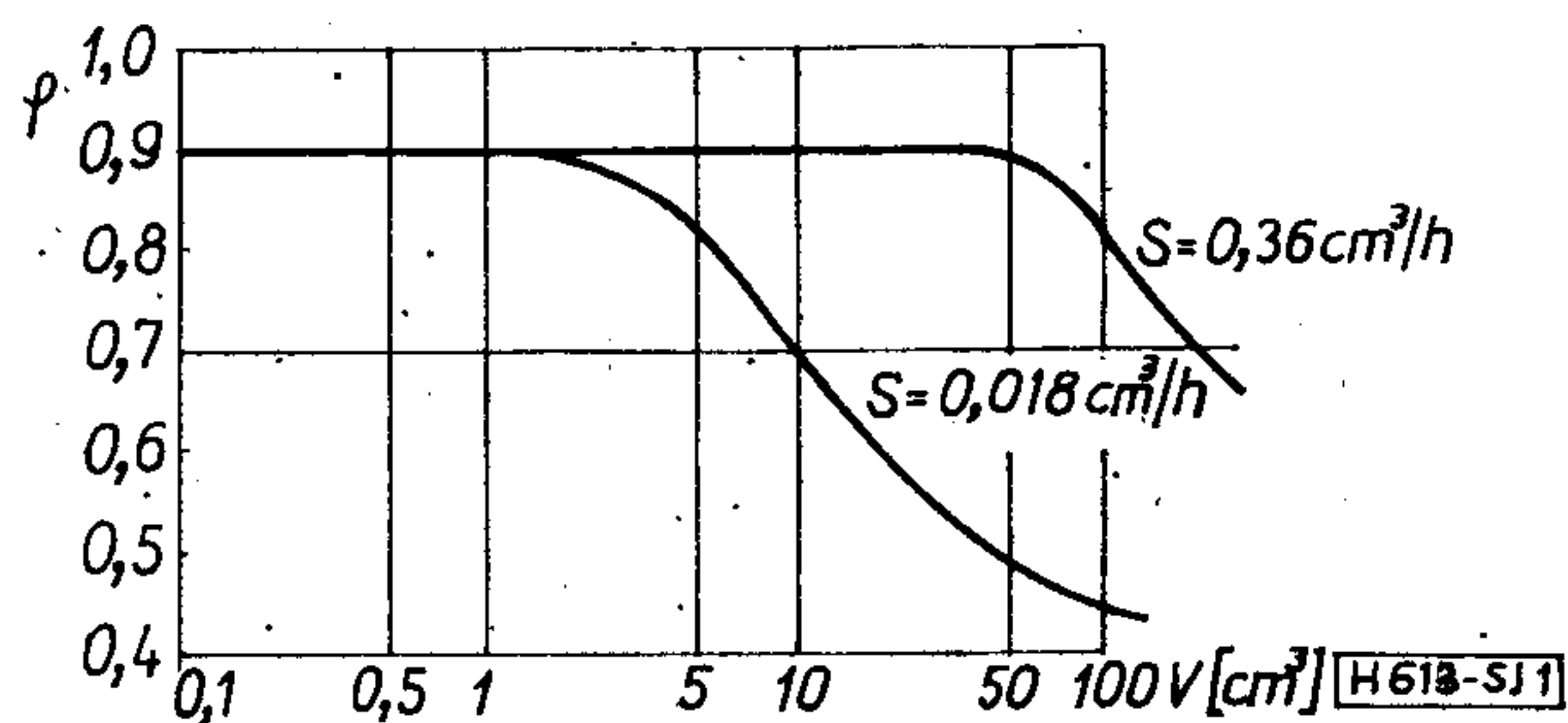
A (15) egyenlet szerint, a kezdeti feltételt figyelembe véve

$$\varphi = 0,9 - (0,9 - 0,4) \exp(-504 \cdot S/V).$$

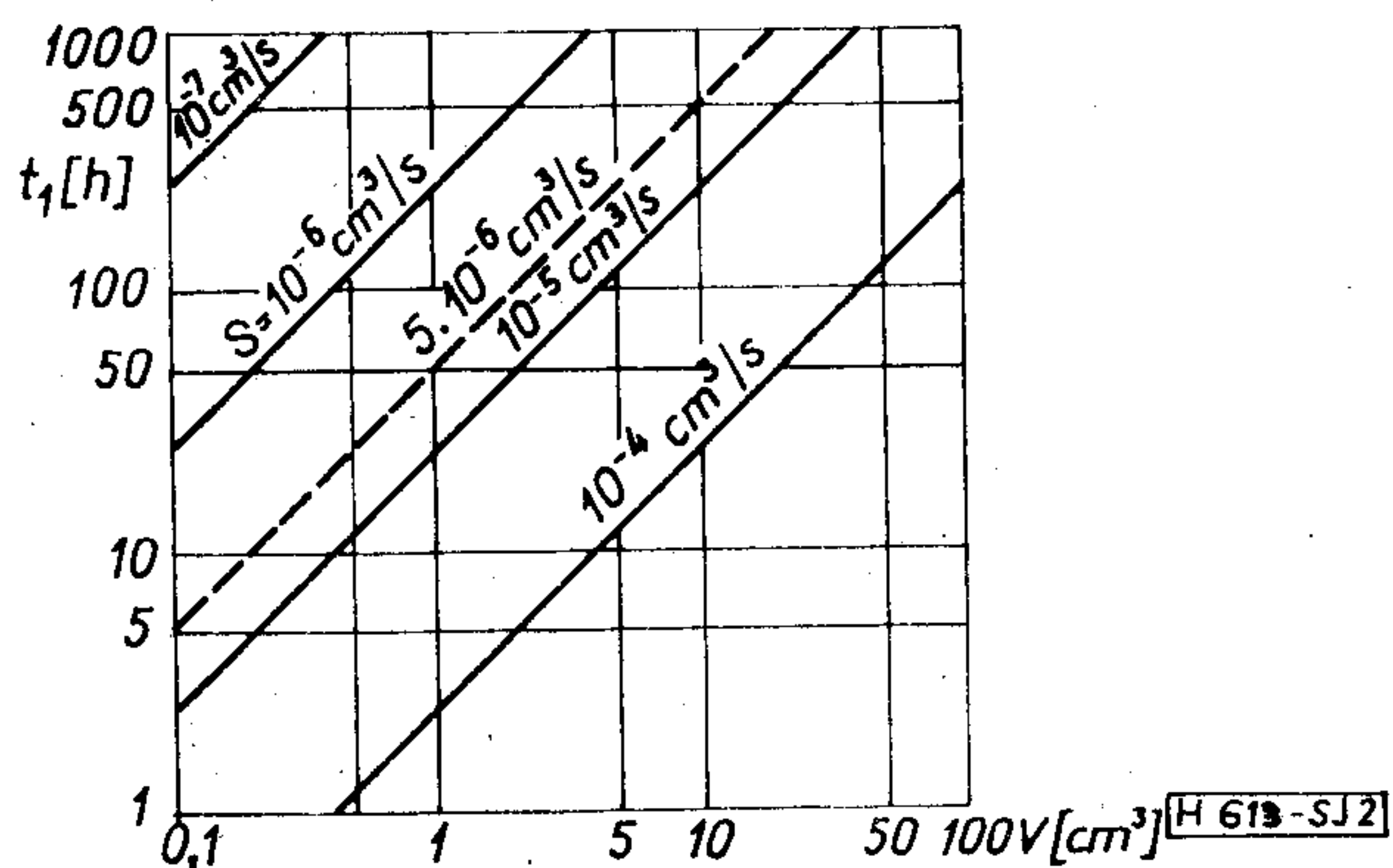
A számítás eredményét, a $\varphi(V, S)$ görbéket az 1. ábrán mutatjuk be. Az ábrából kiolvasható, hogy a relatív légnedvesség csak akkor nem éri el 21 nap alatt a $\varphi_1=0,7$ kritikus értéket, ha a) esetben $V > 10 \text{ cm}^3$ és b) esetben $V > 200 \text{ cm}^3$.

2. példa

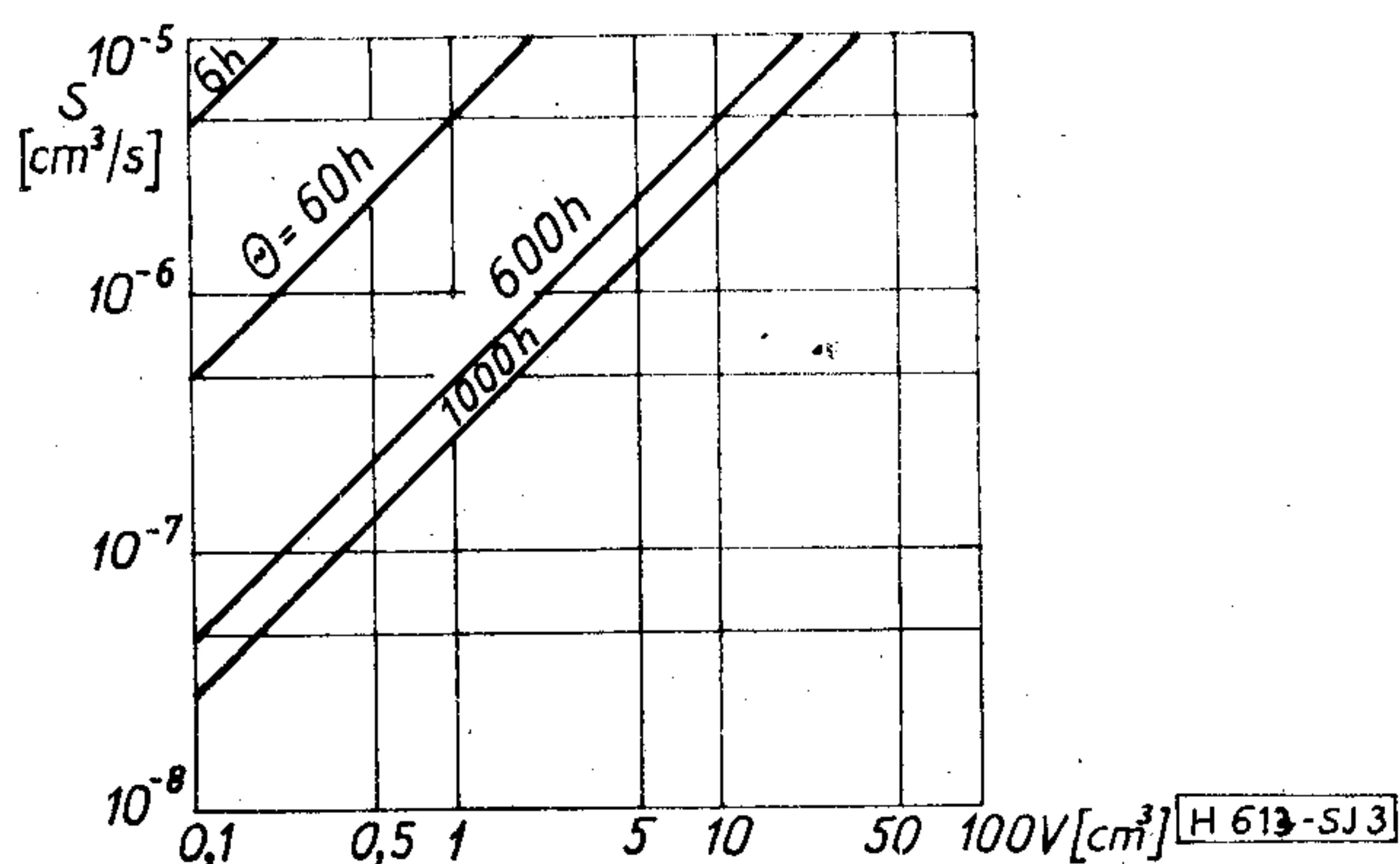
Hogyan függ a $\varphi_1=0,7$ kritikus relatív légnedvességhez tartozó t_1 igénybevételi idő a mikrotér V térfogatától, különböző S vezetőképesség esetén, az adott kezdeti és peremfeltételek mellett?



1. ábra. A φ relatív légnedvesség a V mikrotér térfogat függvényében S diffúziós vezetőképességű tokozásnál, adott kezdeti és peremfeltételek esetén



2. ábra. A $\varphi_1=0,7$ kritikus relatív légnedvesség kialakulásának ideje az S diffúziós vezetőképességű V térfogatú tokozás mikroterében, adott kezdeti és peremfeltételek esetén



3. ábra. A különböző θ időállandó eléréséhez szükséges S diffúziós vezetőképesség mint a V mikrotér térfogat függvénye

A (15) egyenletből kifejezve t -t:

$$t_1 = (V/S) \left[-\ln \frac{\varphi_k - \varphi_1}{\varphi_k - \varphi_0} \right] = -\ln \frac{0,9 - 0,7}{0,9 - 0,4} (V/S) = 0,9163(V/S)[h].$$

A $t_1 = t_1(V, S)$ függvény a 2. ábrán látható.

3. példa

Számítsuk ki, hogy a „gyenge” szivárgású tokozás $S=5 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^3/\text{s}$ diffúziós vezetőképessége milyen koncentrált kapillárist (d átmérővel és l hosszal) reprezentál.

A (12) és (6) összefüggés — mint mondtuk — nagy l/d viszony esetén érvényes.

A (6) összefüggés szerint

$$S = \frac{d\pi D}{4(l/d)}.$$

Legyen $(l/d)=80$; D értéke pedig a (11) összefüggés alapján számolva, 25°C -on $0,271 \text{ cm}^2/\text{s}$. Ezekkel az értékekkel

$$d = \frac{S \cdot 4(l/d)}{\pi \cdot D} = \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 80}{\pi \cdot 0,271} = 0,0019 \text{ cm} = 0,019 \text{ mm};$$

$$l = 0,15 \text{ cm} = 1,5 \text{ mm}.$$

Láthatjuk, hogy az $S=5 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^3/\text{s}$ diffúziós vezetőképességet igen kis nyílás eredményezi.

4. példa

Adott tokozásnál a „kívánatos” S vezetőképesség, illetve a $\Theta = V/S$ időállandó sok mindentől függhet; így a környezet milyensége mellett a gyártmány funkciójától, érzékenységtől, a technikai lehetőségektől stb. A [2] előírásban a vizsgálat szigorúsági fokát a rendszer Θ időállandójával adják meg. Az előírásban szereplő időállandó értékkel (paraméterrel) a 3. ábrán az $S = S(V, \Theta)$ görbéket rajzoltuk fel. Az előző példákban láthattuk, hogy különösen kis mikroterek esetében törekedni kell a lehető legkisebb S érték, s a legnagyobb Θ időállandó elérésére. A $\Theta = 600 \text{ h}$ időállandó érték, bár [2] szerint nem a legnagyobb szigorúsági fokot jelenti, a légnedvesség hatását figyelembe véve irányadó érték lehet. Az ábrából kiolvashatjuk, hogy $\Theta = 600 \text{ h}$ időállandó biztosításához, ha $V < 10,8 \text{ cm}^3$, $S < 5 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^3/\text{s}$ diffúziós vezetőképességre van szükség.

Összefoglalás

A cikkben a környezet gáznemű légszennyezőinek azokkal a transzportfolyamataival foglalkoztunk, amelyek a környezet és a gyártmány mikrotere között, a tokozás tömítéshibáin át mehetnek végbe.

Levezetésre került a gáznemű légszennyező parciális nyomásának mikrotérre vonatkozó időfüggvénye. A függvényben szereplő rendszerjellemzőket — vezetőképesség, időállandó — a tömítésvizsgálatnál nyert mennyiségekből határoztuk meg.

A nyert összefüggések sokcélú alkalmazhatóságát számpéldákkal illusztráltuk. A példák segítségével egyúttal bemutattuk a különböző tényezők és kritériumok megválasztásának lehetőségeit is.

A számításokat légnedvesség esetére végeztük el. A számítások azonban bármely gáznemű légszennyező esetében alkalmazhatók. A [6]-ban bemutatott módszerek segítségével a számítások kiterjeszthetők arra az esetre is, amikor a környezetben a parciális nyomás nem állandó, hanem valamilyen időfüggvény szerint

változik. A következő cikkben, mint speciális esettel, a műanyagtokozások vízgőz-áteresztésének problémáival foglalkozunk.

IRODALOM

- [1] MSZ 8888/15 és 16.
- [2] IEC 68—2—17.
- [3] KGST 9010-es vizsgálati módszer.
- [4] Davy, J. G.: Leak Rates of Hermetic Packages. IEEE TRANSACTION ON PARTS, HYBRIDS, AND PACKAGING, September 1975.
- [5] Dushman, S.: A vákuumtechnika tudományos alapjai.
- [6] Sulyok J.: Diffúziós folyamatok tanulmányozása villamos analógiák segítségével I. és II. rész. FINOMMECHANIKA—MIKROTECHNIKA 16/199/12. és 17/1978/5. sz.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL*

Szabadalmi védelmet kapott egy új egyszerű megoldás, amelynek segítségével a hagyományos magnószalagok és -készülékek felhasználhatók számítógépes adattárolásra és visszajátszásra. Az EMI Tape és a General Instrument Microelectronics által kifejlesztett megoldás a jelenleginél lényegesen olcsóbb, továbbá lehetővé teszi, hogy ugyanazon a szalagon hangot és digitális adatokat is rögzítsenek. Egyetlen, oldalanként 30 perces C—60-as szalagon 3,2 millió bitet lehet tárolni. A tv-készülék elérhető áron otthoni számítógépes végkészülékké fejleszthető, mint tv-játékközpont, programozható tanuló- és információs terminál. A két cég feltehetően éppen tv-játék és oktatási célokra alkalmas kazettákat fog először kihozni az új termék gyártása keretében. A rendszerhez a GIM által gyártandó berendezések között szerepel elektronikus interface, programozható tv-terminál mikroáramkör készlet, dekóder rendszerek stb. A rendszer mikroprocesszorra alapozott. (*Electronics Weekly*, 1977. okt. 5. [447])

A Hewlett—Packard HP—9845 típusú asztali számítógépébe 202 kByte-os tárolót, 80 oszlopos nyomtatót, 2 minikazettát építettek be, s a teljes rendszer súlya, képernyővel együtt is csak 35 kp. A hibrid- és LSI áramkörök kerámia tartólapon vannak, így a hagyományos tartólapok megszűnésével növelhető volt az elemsűrűség. A beépített termi-printer sebessége 480 sor/perc (soronként 80 jellel), a jel/zaj-viszony mind a képernyőnél, mind a minikazettánál jobb 55 dB-nél. A képernyőnek lefoglalt terület 8 kB (alfanumerikus jelek esetére), ill. 32 kB (rajzolóhoz). A fordítómodul (BASIC) 98 kB-os. Az IEC szabványnak megfelelő interface külső egységek (pl. 50 MB-os lemezek) csatlakozását is lehetővé teszi. Ez a rendkívül nagy teljesítményű, a maga nemében egyedülálló asztali számítógép kitölti az űrt a miniszámítógépek és a nagyszámítógépek között. Mintapéldányait már bemutatták, a sorozatot a HP 1978 februárjában 36...64 000 DM közötti áron hozza forgalomba. (*Online — adl — Nachrichten*, 1977. okt. [448])

A Honeywell—Bull (Franciaország) cég üzemek és hivatalok számára központi számítógéphez (66-os vagy 64-es típus) csatlakoztatható miniszámítógépes (700-as vagy 6-os típus) adattároló-rendszert fejlesztett ki. A gépeket távadat-átviteli vonalak kötik össze. A teljes rendszer hatékonyságát döntően meghatározza a mini- és a nagyszámítógép feladatainak egyszerű megosztása és a minik programjainak orientálhatósága az adott üzem feladataira. A Bull rendszerében nincs kitüntetett adattárolóhely, a központi vezérlőprogram határozza meg az adatok ki- és beviteli formátumát, helyét és idejét. A file mind sorosan, mind közvetlenül, mind index-szekvenciálisan kezelhető. A kapcsolat lehet mezőszinten is (a minik minden egyes mezője átkerül a nagy gép háttértárolójára), ezzel 0,5 s-os visszahívási időt értek el. Lehet azonban rekordszinten is, ha bizonyos ellenőrzési funkciókat a minik átvesznek

vagy átvehetnek. Mivel a rendszer minden mininek külön tárolóterületet biztosít, az egyes miniszámítógépek különböző adattárolási feladatokat oldhatnak meg. (*Online — adl — Nachrichten*, 1977. okt. [449])

A mágneses buborékmemória első kereskedelmi megjelenését jelenti a Texas Instruments Ltd. Model 765 és Model 763 terminálkészülékeinek kibocsátása. A készülékek IBM 0103 mágneses buborékmemória alkalmazásával készültek, 20 000 Byte-os standard tárral, amely ugyanilyen befogadóképességű növekményekkel 80 000 Byte-ig bővíthető. A Model 765 hordozható, a 763 asztali kivitelben készül. Bármely indexelt rekord elérési ideje kisebb, mint 15 ms, a soros keresési sebesség 1000 karakter/s. A készülékeket off-line adatfelvétellel lehet használni, a tárolt adatok későbbi továbbításával, telefonvonalon, vagy más módon. Szabványos telefonvonalon az adattovábbítás a készülékbe beépített akusztikai csatoló segítségével 30 karakter/s sebességgel, vagy külső modemhez csatlakoztatva 120 karakter/s sebességgel végezhető. (*Data Systems*, 1977. szept. [450])

A francia Sescosem cég (A Thomson CSF leányvállalata) olyan n-csatornás MOS-szilícium kapus technológiájú áramkört fejlesztett ki, amely mikroprocesszor felhasználása nélkül a tv-vevőkészülék, mint adatfeldolgozási végberendezés felhasználását lehetővé teszi. Az áramkörnek mind európai (50 Hz; 526 sor), mind amerikai (60 Hz; 525 sor) változata kapható lesz 1978. év elején. Az SF. F 96 364 típusú áramkörhöz 1024 szavas (szavanként 6 bit-es) memóriát és 5×7-es jelalak-generátort kell még csatlakoztatni. Az áramkör biztosítja a sorok emelését, a betűk írását és az íráshoz szükséges jelzót is. Az alfanumerikus ASCII kódon kívül speciális ellenőrző jeleket is használ, amelyek dekódolását az SF.C71 301 típusú ROM-kontrolldekóder értelmezi. Erre akkor van szükség, ha rendkívüli műveleteket (pl. teljes sor kitörlését) is akarnak végeztetni. Kijelzéshez a jel kapcsoló áramkörön keresztül jut a jelgenerátorra és ez a soros-párhuzamos ellenállásokon keresztül biztosítja a kijelzést. A berendezés hátránya, hogy a 6 bites szóhossz miatt az egy sorban megjeleníthető betűk és jelek száma csak 64. (*Electronics*, 1977. okt. [451])

Az AEG—Telefunken, a Siemens, a Standard-Elektrik-Lorenz és a TEKADE-Felten und Guileau a Német Szövetségi Postával együttműködve a berlini helyi hálózatban egy üvegskábel-átviteli szakaszt fog kipróbálni. A 4,3 km hosszú kísérleti szakasz — amelynek építése 1978 végéig tart — kialakítása olyan, hogy minden elképzelhető környezeti károsító hatás (elektromos és mágneses terek, nedvesség, hőmérséklet-ingadozások, vibráció) befolyását vizsgálni tudják. A világon egyedülálló kísérlet költségei tetemesek, mert az illetékes szövetségi minisztérium és a posta összesen mintegy 20 millió DM-t fordított erre a célra.

*Válogatás a KGM—TMTI információs anyagából.

INTERNEPCON MOSCOW '78

Az USA, Anglia, Ausztria, Japán, és Szingapur után idén május 29. — június 7-e között a Szovjetunióban, Moszkvában rendezték az INTERNEPCON szakmai kiállítást.

A Krasznaja Presznaja Parkban levő EXPO-CENTER 1. sz. Pavilonja 2000 m²-t meghaladó területén 200 vezető amerikai, angol, belga, kanadai, dán, francia, holland, japán, norvég, nyugatnémet, olasz, osztrák, svájci és svéd vállalat mutatta be korszerű elektronikai építőelemeit, gyártó-szerelő eszközeit és eljárásait.

A moszkvai INTERNEPCON a szovjet elektronikai ipar több mint 85%-át érdeklő elektronikai technológiai témát ölelt fel és így nyolc szovjet minisztérium és testület szerepelt kooperáló partnerként, nevezetesen az

- Elektrotechnikai Minisztérium,
- Rádió Minisztérium,
- Elektronikai Minisztérium,
- Kommunikációs berendezések Minisztérium,
- Műszerezési Minisztérium,
- Légügyi Minisztérium,
- Autóügyi Minisztérium,
- Kereskedelmi és Iparkamara.

Az 1978-as év a Szovjetunióban folyamatban levő 5 éves terv középső éve, és a még hátralevő tervidőszak jelentős célkitűzései, kiemelt feladatokat, erőfeszítéseket szükségelnek. Ennek előfeltételét képezi a korszerű technika ismerete és széles körű honosítása a szovjet iparban. Az INTERNEPCON a szerepelt vállalatok és a szakmai közvélemény szerint a várakozáson felül eredményesnek minősült, különösen a bemutatott újdonságokat tekintve.

A kiállításról megállapítható, hogy a nyomtatott áramkörök tervezése, előállítása, szerelése és vizsgálata képezte a gerincét a bemutatott technológiai eljárásoknak, illetve eszközöknek. Megállapítható volt továbbá az, hogy a komplex tervezési és gyártási folyamatoknál egyre nagyobb szerepet kapnak a számítógépes közvetlen, vagy közvetett technológiák, melyek az emberi hibátényezőket csökkentik és magasabb termelékenységet tesznek lehetővé. Természetes velejárója ezen új technológiáknak az, hogy egy-egy ilyen munkahely-kiépítettség lényegesen drágább, mint a hagyományos és képzetesebb vizsgáló személyzetre is szükség van. A teljességre törekvés igénye nélkül néhány reprezentáns megoldást a következőkben ismertetünk.

Nyomtatott huzalozású áramköri lapok tervezéstechnológiája

Az ARISTO—Werke hagyományaihoz méltóan kiállított egy komplett nyomtatott áramköröket tervező számítógépes rendszert, melynek teljes kiépítettsége az alábbi egységekből áll:

- interaktív tervezői munkahelyek, (gr. display I/O; alfanum. display I/O)
- mágneslemezes tároló (disc),
- mágnesszalagos tároló,
- digitalizáló.

A modulokból félautomatikus és automatikus rendszer-változatokat lehet kiépíteni.

Említésre méltó az ARISTOMAT 100 rajzoló rendszer, az ARISTOMAT 401G nyomtatott huzalozású lap mesterfilm előállítására alkalmas fényfejes rajzgép, valamint az ARISTOGRID CD 200 és CD 400 digitalizáló rendszer.

Rajzolóeszközöket állított ki a CALCOMP B. V., nevezetesen: az 1051. típusú dobrajzgépet, a 960 típusú plottert, a 600 sorozatú digitalizálót és az IGT 100-as interaktív grafikus terminált.

Rajzgéprendszereket mutatott be továbbá a FERRANTI Ltd és a KONGSBERG cég, tervező rendszert a Quest AUTOMATION Ltd.

Nyomtatott huzalozású áramköri lapok és kártyák gyártáse eszközei

A nevezett szakterületen tekintélyt szerzett eszközgyártó cégek, valamennyien részt vettek a kiállításon, így pl. ARGUS INTERNATIONAL, PIERRE BOLL, BRANSON EUROPA, CHEMCUT, ELECTRAUTOM, ELECTROVERT, FINISHING SERVICES, HOLLIS ENGINEERING, LAYTRON, MILLIPORE IN-ERTECHN., RESCO, SUSATRONIC ENGINEERING, stb.

Az ADVANCED CONTROLS PRODUCTS a nyomtatott áramkörök NC gépen való fúrásához korszerű egybeépített programozó (lyukszalag-előállító) munkahelyet mutatott be. A CHECKMATE nevű programkészítő munkahely nagysebességű lyukszalag-perifériákat, projektort és I/O operátoregységet tartalmaz.

A DIGITAL SYSTEMS nyomtatott áramköri lemezek fúrásának korszerű technológiáját mutatta be, melynek moduljai:

- NC fűrőgép (lyukszalag) programozó munkahely optikai furat helyzetmeghatározó egység, koordináta elektro-mechanizmusos projekcióval, teletypewriter, lyukszalag-lyukasztó, lyukszalag olvasó és egy 8k-s tárolóval ellátott kisszámítógép,
- NC fűrőgép 4 fűrőfejjel („alphaz”).

Jellemző volt a kézi és NC, valamint CNC vezérlésű és több-orsós fűrőgépek igen széles választéka. A fűrőgépek nagy szá-
zaléka automatikus szerszámcserére is alkalmas volt, továbbá kontúrmarást is végzett. Jellegzetes típusok:

EXCELLON Európa GMBH; XL—3/MARK IV. Orsószám: 2—5-ig. fúrási teljesítmény: max: 500 furat/perc, fordulatszám 15—80 000/perc; pontossága: $\pm 0,005$ mm.

Gardner Denver, Company Pneutronics Div. Trudril 93. Orsószám 3; fúrási teljesítmény: 350 furat/perc; fordulatszám: 20—70 000/perc; pontosság (asztal pozicionálás): $\pm 0,005$ mm. KLINGELNBERG. UNI. 12 L. Orsószám: 3—8; fordulatszám: 10—90 000/perc; pontosság (fúrási): $\pm 0,015$ mm; viszszaállítási pontosság $\pm 0,005$ mm.

Fűrőgépeket állított még ki a LAIF ELECTRONIC: a POSALUX SA, a PLURITEC SpA és a Schmoll cég.

A DIGITAL SYSTEMS kiállította az LSI mikroprocesszoros CNC (PROM) Z—100 típusjelű fűrőgépet is 2—5 orsós változatban.

A CHEMCUT nyomtatott áramköri lap gyártó rendszerének teljes kiépítettsége bemutatásra került.

Galvanizáló berendezéseket, kémiai technológiákat igen sok cég mutatott be. Pl. az IMASA Ltd; Schering AG; Shipley Europe Ltd; Oxi Metal Industries Ltd; LAIF ELECTRONIC GmbH; stb.

Széles választékban mutattak be különböző másoló eszközöket, megvilágítókat, előhívókat, maratógépeket, tisztító berendezéseket, újraömllesztőket, mártó ónozókat stb. egyedi eszközöket és gyártósorokat.

A MANIA cég a nyomtatott áramköri huzalozás vizsgálátára (zárlat, kontakt, Q, L) korszerű berendezést állított ki.

A Helmut Fischer GmbH gyártmányait az ITC mutatta be. Különböző elven működő bevonatvastagság- és anyagminőség-vizsgáló berendezéseket, amelyeket a cég Permascop, Nikkelscop, Betascop, C—Scop néven hoz forgalomba. Nyomtatott huzalozású lapokat vizsgáló komplett berendezést egyedül a SUSATRONIC ENGINEERING AG. mutatott be. A TA—4 típusú készülék szereletlen nyomtatott huzalozású lapokat vizsgál. Öntanuló elven működik, az adatokat kazettás mágnesszalagon rögzítve. A rendszer szakadások, rövidzárok felderítését teszi lehetővé maximum 10 000 ponton. Az alkalmazott vizsgálófeszültség 200 mV. illetve 10 V. Az ellenállásmérés tartománya 10 ohm-tól 10 kohm, illetve 30 kohm—100 kohm. A működés közben bemutatott 1024 pontos túlgly meglehetősen kísérleti konstrukciónak tűnt.

Nyomtatott áramköri szereléstechológia

Alkatrész elemelőkészítés

Az axiális kivezetésű álló és fekvő RC diszkrét elemek nyomtatott áramköri kártyák furataiba „ültetése” előtti kivezetés méretrevágás, hajlítás műveletét az ELECTRAUTOM cég ETOM—EASIFORM elnevezésű automata gépe

szalagosított alkatrészbemenetet feltételezve 30 000 db/óra termelékenységgel (illetve e felett) végzi.

Az alkatrész-előkészítő berendezések teljes választékát mutatta be a Laser-Optronic GMBH.

Az UNIVERSAL INSTRUMENTS CORPORATION cég a Dual-in-line tokozású integrált áramkörök kivezetéses egyengetésének automatizált (tárból-tárba) megoldását mutatta be. A DIP kivezetés-egyengetés technológiai művelet biztosítja a berakó automata zavartalan üzemét. Ugyancsak az UIC kiállítási standján volt látható az axiális kivezetésű elemek láb-egyengetését és az elemek szalagosítását (ömlesztett állapotból rezgőadagolóval) végző automata gép. Termelékenysége 15 000 elem óránként.

Közép- és nagy sorozatú áramköri szereléstechológia

A nyomtatott áramköri lapok és kártyák szerelésének teljes technológiáját és eszközeit technikai hagyományainak megfelelően, de fejlesztett kivitelben az UNIVERSAL INSTRUMENTS CORP. és a DYNA—PERT cégek mutatták be.

Az UNIVERSAL gyártósor egységei:

— 40 állásos sorba szalagosító automata gép. Szalagosított axiális kivezetésű elemek beültetési sorrendnek megfelelő sorbaszalagosítását végzi. Termelékenysége: 14 500 elem/ó. Vezérlés: PDP 11/04 számítógép. Programozható elemfélések száma: 40.

— Sorbaszalagosított elemeket vizsgáló automata gép. Sorbaszalagosított axiális kivezetésű elemek darabos vizsgálatát és a sorrendek helyességének ellenőrzését végzi. Termelékenysége: 36 000 elem/óra; vezérlés: PDP 11/04 számítógép.

— Új alkatrészeket fektetett helyzetbe beültető automata gép. Axiális kivezetésű elemeknek a nyomtatott huzalozású lapba, fekvő helyzetbe történő beültetését végzi, két beültető fejjel. (2×4 db kártyát szerel egyidejűleg).

Termelékenysége: 7.200 beültetés/óra, és fejenként. Vezérlés PDP 11/04 számítógép.

— Alkatrészeket álló helyzetbe beültető automata gép. Axiális kivezetésű elemeknek a nyomtatott huzalozású lapba álló helyzetbe történő beültetését végzi. Termelékenysége: 7 200 beültetés/óra, vezérlés: PDP 11/04 számítógép.

— Alkatrészeket álló- és fekvőhelyzetbe beültető félautomata gép. Axiális kivezetésű elemeknek a nyomtatott huzalozású lapba történő beültetését végzi. Termelékenysége: 2 000 beültetés/óra. Vezérlés: kézi, sablon segítségével.

— DIP beültető automata. DUAL-in-line tokozású integrált áramköröknek nyomtatott huzalozású lapokba történő beültetését végzi. Termelékenysége: 4 600 beültetés/óra. Vezérlés: PDP 11/05 számítógép.

A Dyna/Pert cég hasonló eszközöket állított ki, mint az UIC. Mindkét eszközcsalád alkalmazhatóságának feltételrendszere van, a nyomtatott huzalozású áramköri utak kialakítását és a beültetésre tervezett alkatrészek formáját illetően. A Dyna/Pert sorba szalagosító automata 20—140 féle alkatrészbeültetési sorbaszalagosítást teszi lehetővé, a kiépítés-től függően.

Kis sorozatú nyomtatott áramköri szereléstechológia

Az eszközökre jellemző, hogy többségben programvezérelt félautomaták (automata irányítás számítógép, vagy mikroprocesszorral és a beültetés kézzel történik).

Reprezentáns típusok:

- UNIVERSAL MODEL 6232 (felső fényjel)
- ROYONIC (felső fényjel)
- RAGEN 3 féle típus (felső fényjel)
- ALFRED LEMMER (felső fényjel)
- ETOM—TSP (alsó fényjel)

Az UNIVERSAL 6232 típusú beültető munkahely max. 457,2×457,2 mm méretű NYÁK-lapok szerelését teszi lehetővé. A beültetés helyét vetítéssel jelöli ki, egyidejűleg megjelölve azt a rekeszt, ahonnan a beültetendő alkatrész kiemelhető. Beültetés után az alkatrész kivezetését elvágja és elhajlítja. Külső vezérlő számítógép alkalmazása esetén 16 beültető munkahelyes kiépítés lehetséges. A berendezés öntanuló módon, illetve adatterminálon keresztül programozható.

Az Alfred Lemmer cég berendezésének érdekessége, hogy a beültetendő alkatrész helyét egy automata diavetítővel vetíti 5×5-ös diakeretbe helyezett lyuggatott fémlemez segítségével. A fémdia egy pantográf elven működő fúrószerkezettel készí-

thető. Az automata diavetítő és az asztalban elhelyezett alkatrésztárolók léptetése egyszerre történik.

Forrasztástechológia

Tömegforrasztás

A szerelt nyomtatott áramköri lapokat és kártyákat hullámforrasztó és automata gépek közül a HOLLIS, az ELEKTROVERT, a The COOPER GROUP DEUTSCHLAND GmbH és az EPM cégek típusai uralták a szakmai mezőnyt. A Weller cég is kiállította L 1000 — L 1001 típusú forrasztó automatáját.

Egyedi forrasztó eszközök

A Weller cég a hagyományos Magnastat típusú jól bevált forrasztópákái mellett bemutatta az új típusú elektronikus vezérlésű WECF típusjelű pákáját, mely 40—450 °C közötti tartományban ±2% tűrésmezőn belül stabilizálja a csúcshőmérsékletet.

Szerelt nyomtatott áramkörök ellenőrzése

A digitális áramkörök statikus és dinamikus paramétereinek számítógép vezérelt ellenőrzését — véleményünk szerint — legjobban a MEMBRAIN rendszer oldotta meg. A rendszer félautomatikus (interaktív) vizsgálatra is alkalmas. Jellemző önálló alaptípus az MB 2420, mely az MB 2460-nal együtt terminálját is képezheti az MB 7400 központi vizsgálóállomásnak, egy nagy rendszerkonfigurációban. A MEMBRAIN rendszernek a hardware mellett saját software-ja is van, mely az összes előforduló vizsgálati esetre ki van dolgozva.

Vizsgálórendszert reklámozott még az OK MACHINE and TOOL Corp. is WA 65 k típuszámmal.

Elektronikus készülékek és berendezések szerelése

A tárgykörrel kapcsolatban meg kell említeni a GARDNER—DENVER Co. automatikus wire-wrap berendezését. A készüléken a huzalelőkészítés, a pozicionálás és a kötés teljesen automatikusan külső beavatkozástól mentesen történik. Főbb adatai:

- munkafelület 560×560 mm,
- a tűskék raszter osztása 2,54 mm,
- alkalmazható huzal Ø: 0,25, illetve 0,4 mm,
- sebessége: 900—1000 kötés/óra.

A kiállított berendezésekkel kapcsolatban általánosan megfigyelhető volt a vezérlési jelleg korszerűsödése. Úgy a nagyobb, mint a kisebb berendezések mellől elmaradnak a lyukszalag, illetve mágnesszalag adathordozók. A nagyobb berendezésekhez komplett kisszámítógépet, a kisebbekhez mozgó adathordozó nélküli nagykapacitású táraikat alkalmaznak. Néhány példa a kiállított cégek közül:

A DYNA/Pert beültető gépe PDP—8-at, a TRUDRIL 93 fúrógépe és az UNIVERSAL Satelit Controller System-je PDP 11-et alkalmaz. A KLINGERBERG fúrógépe és a SIEB AND MEYER vezérlőegysége egyaránt 64 kbyte címezhető memóriával rendelkezik.

Összefoglalás

A Glahé International kiállító cég által szervezett és bonyolított rendezvény előző nemzetközi kiállításokhoz hasonlóan kiállta az érdeklődők és a szűkkörű szakmai látogatók próbáját.

A vásár rendező irodájában történt megbeszélésen pontos tájékozódást nyertünk arról, hogy a kiállító 14 nemzet szakmai összeállítása milyen megfontolások alapján történt.

Az alapvető tapasztalat, amelyre fel kell hívni a figyelmet, az a felismerés volt, hogy a technikai, technológiai innováció ilyen és ehhez hasonló szintű és elmélyülési lehetőség nélkül megvalósíthatatlan. A hazai híradástechnikai ipar ahhoz a szakaszhoz érkezett, hogy nem nélkülözheti — helyenként az elégséges, máshol a szerényebb beruházási lehetőségek miatt — azt a tudást és átvehető tapasztalatot, amelyek céltudatossá, teljeskörűvé teszik, vagy tehetik a gyártósorok kiépítését.

Az előzőken túlmenően a látott és hazai viszonylatban részben beszerzett berendezések feltétlenül szükségessé teszik, a folyamatos dialógust a gyártók és felhasználók között. Itt kell megjegyezni, hogy ez az egyeztető megbeszélés a vállalatok között hazai viszonylatban is nélkülözhetetlen.

Siminszky Fedor

Perényi Ede

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Tartalomjegyzék

XXIX. évfolyam (1978)

Szám	Oldal	Szám	Oldal
Dr. Ács Ernő: Címkód (AKS) kapcsoló alkalmazása integrált digitális hírközlő hálózatokban	6 166	Laczkó Béla—Ujvári András—Dávid Béla: Az átmeneti ellenállás változásának mérése — módszer a kötések degradációjának vizsgálatára	3 72
Bajor András—Farkas Sándor: Galvanizálás a híradástechnikában	10 313	Dr. Laczkó Mihály: Az olvasóhoz	4—5 97
Balogh Albert—Kauszer Dénes—Nándorfi Gyuláné: Beszámoló a „4. Megbízhatóság az elektronikában” Szimpóziumról	3 85	Masszi Ferenc: MOS/LSI integrált áramkörök számítógépes tervezése: eszköz-és funkcionális modellek	10 297
Dr. Bokor Árpád—Ipolyi István—Rónai Miklós: A vazelintöltésű telefonkábelek üzemi kapacitásának beállítása	4—5 113	Dr. Mátrai Géza: A mikroelektronika jövője	2 33
Borsos Károly: A távbeszélő-hálózat távlati tervezéséhez a beszélőhely-sűrűség alakulásának vizsgálata	8 232	Molnár Béla: Amplitúdómodulált adóberendezések eredő hatásfokának meghatározása	9 274
Bölcskei Imre—Buzás Ottó: 50 éves a budapesti automata távbeszélőközpont-hálózat	8 243	Nádasi László—Csonka János: SZ—5 típusú kiskoaxiális kábelek műszaki paramétereinek alakulása, a legyártott vonal kábeleinek kiértékelése	4—5 119
Czeiner Antal: A helyközi távbeszélő-hálózat átviteli útjainak statisztikus jellemzői és megfigyelt használhatósága ..	12 369	Nagy Zoltán—Soltész Ferenc: Hírközlő kábelek vizsgálata, különös tekintettel az automatikus mérésekre	4—5 129
Dr. Dudásné Pintér Márta: Gáz- és olajvezetékek hírközlő rendszerének kábele	4—5 140	Nemesszeghy György—Fiala Tibor: Háromértékű elektronikus logikai áramkörök	1 13
Dutka Tibor—dr. Szabó László—Wollitzer György: Eredmények és feladatok a hibrid vastagréteg-technikában	7 205	Perényi Károly: Habosított polietilén légkabel érszigetelés élettartam-vizsgálata	10 305
Dr. Földvári Rudolf: Hibridintegrált aktív transzformátorok és zajviszonyaik	3 89	Dr. Planck György: Az osztrák telefonhálózat tanulmányozása	12 375
Dr. Gefferth László: Hibakeresés lineáris áramkörökben két hibás elem esetén ..	10 303	Dr. Prónay Gábor: 1978. évi Európai Hálózatelméleti Konferencia	12 363
Dr. Gefferth László—Sieranski Marek: Számítógép programok nagyváltozású érzékenység megállapítására	12 353	Dr. Redl Richard—Novák István: Kapcsolóüzemű stabilizátorok analízise állapotegyenleteik átlagolásával	2 53
Dr. Géher János: Számítógép-programok katalógusa, 1977	9 270	Dr. Redl Richard—Novák István: Kapcsoló üzemű feszültségstabilizátorok áramvezérlése, új módszer a szabályozási paraméterek javítására	11 321
Dr. Grad János: A mintavételes fázisszinkronizáció	3 65	M. Reichl és I. Ruge (München): Kisebbségi töltéshordozók élettartamának mérése szilíciumban a technológiai folyamatok közben	12 359
Gyárfás András: Az optoelektronikai eszközökkel megvalósítható jelzésátvitel néhány elméleti és gyakorlati kérdése	1 1	Rónai Miklós: Falutefelefon-kábel	4—5 154
Horváth Gyula: Távbeszélő-központok folyamatábrái	2 39	Dr. Sallai Gyula: Direkt módszerek véges memóriájú digitális szűrők tervezéséhez	10 289
Horváth Imre: A kapcsolástechnika fejlődési iránya a kyotói ISS tükrében ..	2 60	Solymár László: Vastag hologramok elmélete és alkalmazásai	7 193
Ipolyi István: Vazelintöltésű helyi távbeszélőkábeleink minősége	4—5 98	L. Solymár: A tudományos közlemények írásának indítékairól és technikájáról ..	8 254
Ipolyi István—Kálmán-Pikó István—Rónai Miklós: Vazelintöltésű helyi távbeszélőkábelek gyártása a Magyar Kábel Műveknél	4—5 104	Dr. Szabó Csaba: Véletlen hozzáférésű rádiócsatornák alkalmazása számítástechnikai hálózatokban	7 214
Dr. Jachimovits László: Kétkapu szórás mátrixa elemeinek nagypontosságú mérése csomópont eltolásos módszerrel ..	12 365	Száraz György—Korzsinek Károly: Egyenfeszültségtől 100 MHz-ig 0,5 ohmnál kisebb kimenő impedanciájú erősítő tervezése	2 47
Jánossy Mihály: Lézer fényforrások kutatása és alkalmazása Magyarországon ..	3 81	Szekér Ottó: Mikroprocesszorok utasításkészletének célszerű táblázatos összefoglalása	6 189
Juhász Gábor—Piret Endre: Korrekciós mátrix-kvadrofon átviteli eljárás	8 249	Dr. Székely Vladimir—Dr. Tarnay Kálmán—Bernus Péter: TRANZ—TRAN 3/D-display üzemű, interaktív áramkörszimulációs-program	9 257
Kaczibáné Éberling Gizella: Számítógépes információs rendszerek a híradástechnikában és a műszeriparban	1 20		
Kőrösi András—Dr. Dudásné Pintér Márta: Alumíniumvezetű kiskoaxiális kábelpár méretezése	4—5 147		

	Szám	Oldal		Szám	Oldal
Szentidai Klára: Lavina fotodiódák alkalmazása impulzusüzemű zárófeszültséggel	11	347	Vidéki csoportok vezetőinek értekezlete Szombathelyen	3	83
Szentpáli Béla: Félvezető rétegek adalékprofiljának mérésére szolgáló készülékek	11	335	A március 4-i elnökségi ülésről	3	83
Tóth Attiláné—Körösi András: Rugózó vezetékek	4—5	150	Puskás Tivadar-díjasaink	3	83
Dr. Vajda Ferenc: Mikroprocesszorok és a felsőoktatás. (Megjegyzések a külföldi tapasztalatok alapján)	10	311	Pollák—Virág-díjasaink	3	84
Vozák László: SECAM videojel mérési problémái	9	280	1977. évi Diplomatervezési Pályázat Díjnyertesei	3	84
Wiener József: Adaptív kiegyenlítő a négyzetes átlaghiba minimalizálására. I. rész	8	225	1977. évi Szakdolgozat Pályázat Díjnyertesei	3	84
Wiener József: Adaptív kiegyenlítő a négyzetes átlaghiba minimalizálására. II. rész	9	264	Búcsú Dr. Barta Istvántól	6	165
Egyéb			1978. évi BNV-díjasok	6	191
Könyvismertetés: Dr. Kovács Magda: „Angol—magyar mikroelektronikai értelmező szótár”; Saufert János: „Mikroprogramozás — Mikroprocesszorok”; Dr. Kovács Magda: Mikroprocesszor-rendszerek	1	19	Főtitkári beszámoló	6	192
„Szervezés és hatékonyság” pályázat	1	30	Távközlési Szakosztály Baján	6	193
Magyar Elektronikai Napok az LNK-ban Elektronikai berendezések konstrukciós rendszere	1	30	HTE—REMIX rendezvény	6	194
Energiaipari távközlési szakmai napok Nagykanizsán és Szolnokon	1	31	Jelentkezési felhívás Szakmérnöki Szakokra	6	194
Egy félvezető világ cég	2	63	Műszaki nap a Posta RTV Igazgatóságánál	7	204
Jelentkezési felhívás a 6. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokviumra	2	63	Pályázati felhívás — Kutatás és gyakorlati Kitüntetések	7	204
Jelentkezési felhívás a Mikroelektronikai Alkatrész Konferenciára	2	63	6. Nemzetközi Rádióelektronikai Szimpózium	8	253
Pályázati felhívás — Szervezés és hatékonyság	2	64	Tabi üzemi csoport	8	253
Színes tv Vételtechnikai Szeminárium ..	3	71	4. Nemzetközi Hálózatelméleti Szimpózium	8	253
25 éves a HIKI	3	78	Trade-Mark '78	8	253
2. Elektromágneses Kompatibilitás Szimpózium	3	80	Könyvismertetés: ZWEI ELEKTRO-EINKAUFSFÜHRER; Ferenc Kovács: Hochfrequenzanwendungen von Halbleiter Bauelementen	9	279
			Búcsú Czeglédy Györgytől	10	312
			Termelékenységnövelési szeminárium Gyöngyösön	10	317
			Kitüntetések	11	334
			Jelentkezési felhívás μ P '79-re	11	334
			Beszámoló az 1978. évi Alkatrész Konferenciáról	11	346
			Energiaipari Távközlési Szeminárium Balatonkenesén	12	374

SZEMLE

Folytatás a 14. oldalról

Tervezési feltételek alapján szükséges, hogy a négy kábel legalább három üvegszál-párt tartalmazzon. Az egyes szakaszok átviteli kapacitása 34 Mbit/s. Ez az impulzusáram egy PCM rendszer átviteli rátájának felel meg, amely egyidejűleg 480 távbeszélő összeköttetést (vagy ehelyett 16,1 MHz-es tv- és telefoncsatornát, vagy egy színes tv-csatornát) jelent. A kísérleti szakasznak legelőször csak szimulált távjelző forgalommal (vizsgálójelek) kell üzemelnie. A kísérlet második fokozata a rendszernek a tényleges távbeszélő-forgalomba való bekapcsolása lesz. A Siemens szeptember 1-én kezdte meg az első 500 m-es fényhullámvezető szakasz lerakását, amely nyolc, egyenként 62,5 μ m magátmérőjű gradiens szálból áll, amelyek egy hordozó szervvel együtt a kábel „lelkét” jelentik. A teljes 4,3 km-es távolságot erősítő (regenerátor) nélkül hidalják át.

A kábelvégek kialakítása olyan, hogy szükség esetén a kétszeres hosszúság is csatlakoztatható legyen. Az adóoldalon Siemens lumineszcendiás diódákat, a vevőoldalon pedig Avalanche-diódákat alkalmaznak. A fényhullámhosszúság 820—840 nm, a csillapítás 820 nm-nél 7 dB/km-nél kisebb. Az AEG-Telefunken először használt lézeres hegesztőberendezést a kis

csillapítású üvegszálkötések kialakítására. (Elektronik Zeitung, 1977. szept. 16 [452])

*

A jelenlegi jugoszláv ötéves terv (1976/80) kiegészítéseként megállapodás jött létre a központi kormány és az egyes rész-köztársaságok között, melynek értelmében 1980-ig 5,8 milliárd dinárt (kb. 720 millió DM) fordítanak a posta, a telefon és a távíróhálózat fejlesztésére.

A megállapodásnak megfelelően ki kell építeni és előnyben kell részesíteni a nemzetközi és tranzitforgalom lebonyolítására szolgáló telefon- és távíróközpontokat, valamint a rádiós és kábeles átvitel reléállomásait.

Mobil rádió- és telefonhálózat kiépítésével meg kell javítani az egyes köztársaságok fővárosainak és a vidéki városoknak az összeköttetését és ki kell bővíteni az országon belüli elektronikus számítóközpontok adatátviteli rendszerét. A cél megvalósítására új postaközpontokat kell kialakítani és a jugoszláviai műholdállomást modernizálni.

A tervezett program finanszírozását belföldi és külföldi hitelek felvételével akarják megoldani. (Nachrichten für Außenhandel, 1977. szept. 21. [453])

Folytatás a 29. oldalon

PAL és NTSC jelek előállításának a szokásostól eltérő megoldásai

ETO 621.397.3:621.397.6222

A PAL- és az NTSC-rendszerek közös vonása a színinformáció továbbításának lényegében megegyező módszere, nevezetesen a kvadratúra-moduláció alkalmazása. A két rendszer közötti különbségekre nem térünk ki, mert azok a későbbiekben leírtak lényegi mondanivalóját nem érintik. A továbbiakban a leírás során csak a PAL-rendszerű kvadratúra-modulált jel előállításával foglalkozunk. Tételelesen, de természetesen az ismertetett eljárások értelemszerű alkalmazása NTSC rendszerű kvadratúra-modulált jel előállítására is alkalmasak.

1. PAL rendszerű kódolt jel előállítása mintavételezéssel

1.1. Mintavétel PAL színsegédvívő-frekvenciájú jellel

Hasonlóan a hagyományos PAL-kódoláshoz itt is az alapsávi sávhatárolt vörös és kék színkülönbségi jelekből indulunk ki. A vörös színkülönbségi jelet $v(t)$ -vel, a kék színkülönbségi jelet $u(t)$ -vel jelöljük. Az eljárások lényegét az 1. ábra mutatja.

A kék színkülönbségi jeltől természetes mintavétellel vesz mintát egy szórzóáramkör segítségével az $s(t)$ (az 1. ábrán megadott) impulzussorozat, melynek ismétlődési frekvenciája egyenlő a PAL színsegédvívő-frekvenciával. A vörös színkülönbségi jeltől, soronkénti váltással a $g_1(t)$ és $g_2(t)$ jelekkel veszünk mintákat. Tételezzük fel, hogy $g_1(t)$ az m -edik sorban, $g_2(t)$ pedig az $(m+1)$ -edik sorban veszi a mintákat.

A mintavett jeleket összeadás után sávszűrőre vezetjük. A sávszűrő hangolási frekvenciája a PAL színsegédvívő-frekvencia (f_{sv}), sáv szélessége az alapsávi színkülönbségi jelek sáv szélességének duplája. A sávszűrő kimenetén kvadratúra-modulált jel jelenik meg. Ez a következő módon igazolható.

Az igazolást először az m -edik sorban végezzük el. Az $s(t)$ és $g_1(t)$ mintavevő jelek Fourier-sora rendre a következő:

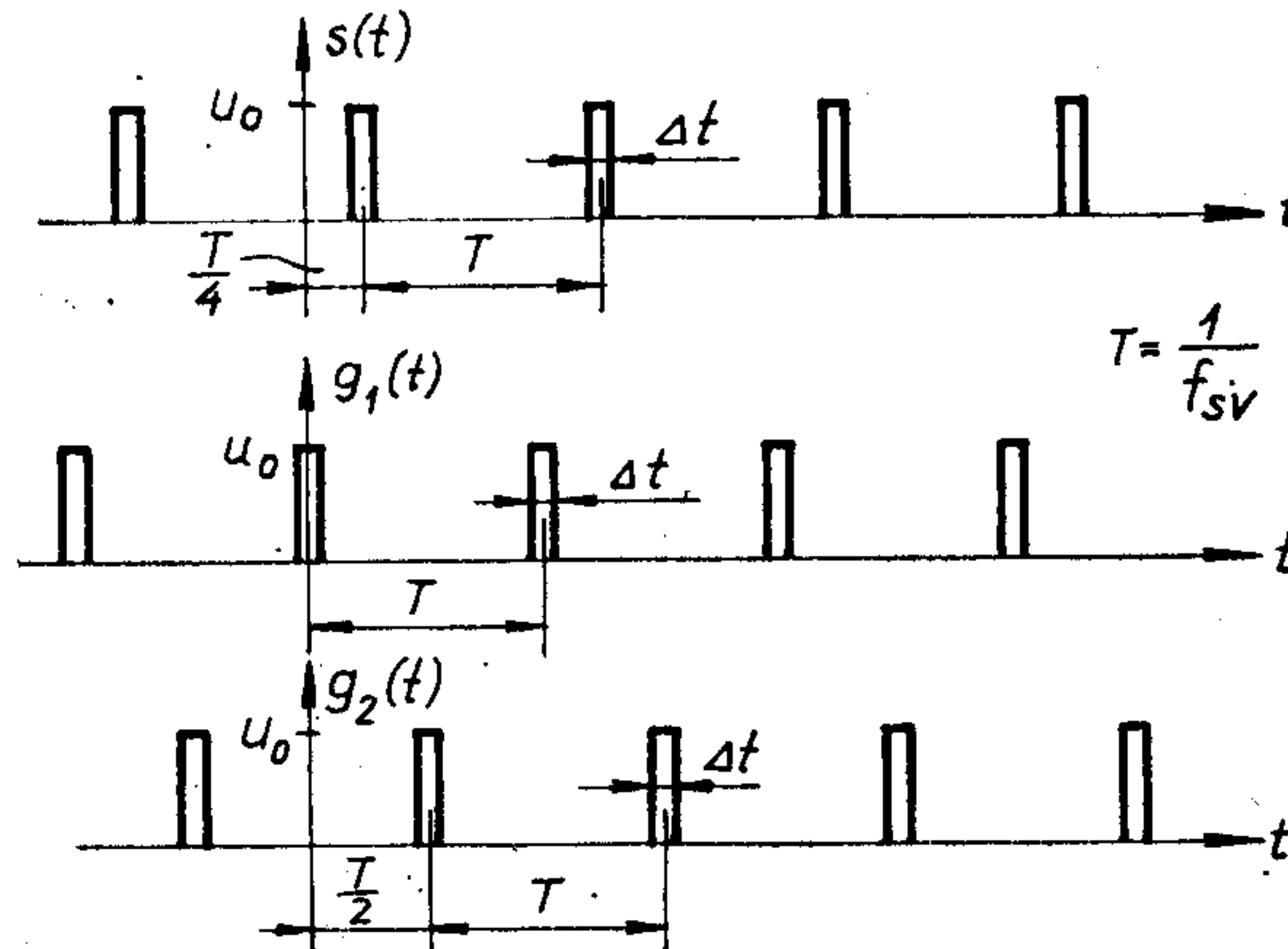
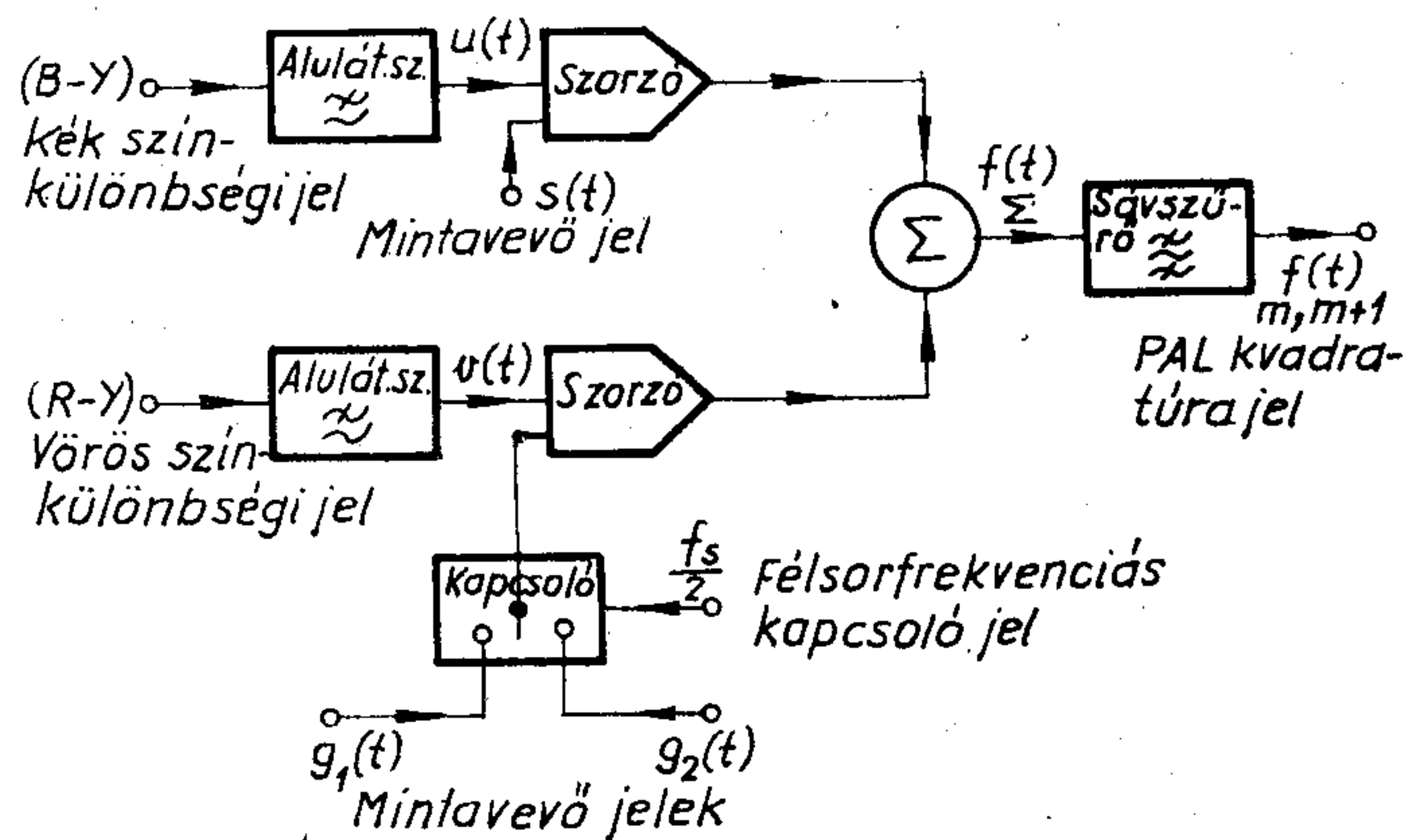
$$s(t) = \frac{U_0 \Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}} e^{-jn\omega_{sv} \frac{T}{4}} e^{jn\omega_{sv} t}, \quad (1)$$

$$g_1(t) = \frac{U_0 \Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}} e^{jn\omega_{sv} t}. \quad (2)$$

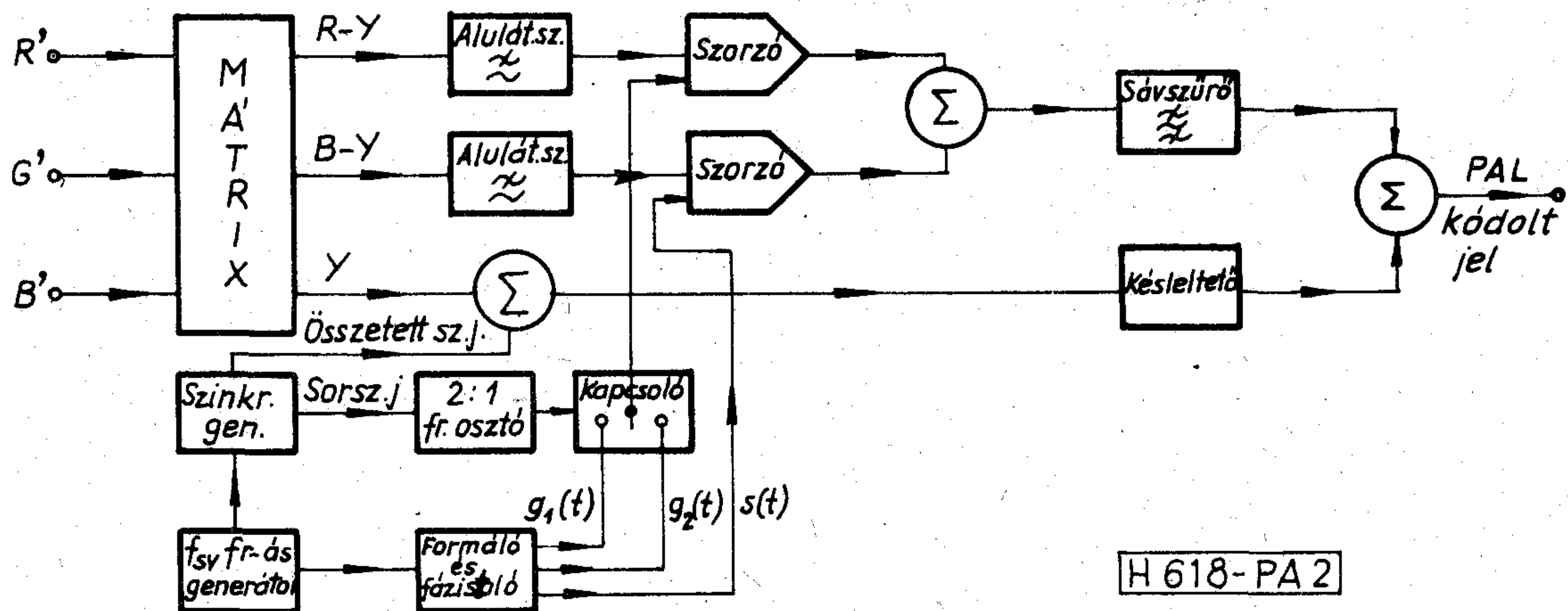
A mintavétel és az összegzés után a következőt kapjuk:

$$\begin{aligned} f_z(t) &= u(t) \cdot s(t) + v(t)g_1(t) = \\ &= u(t) \frac{u_0 \Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}} e^{-jn\omega_{sv} \left(\frac{T}{4}-t\right)} + \\ &+ v(t) \frac{u_0 \Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}} e^{jn\omega_{sv} t}. \end{aligned} \quad (3)$$

Tételezzük fel, hogy az $u(t)$ és $v(t)$ sávhatárolt alapsávi színkülönbségi jeleknek léteznek a Fourier-transzformáltjai és ezek $F\{u(t)\} = U(f)$ és $F\{v(t)\} = V(f)$. Ezen feltétel teljesülése esetén a természetes



H 618-PA 1



2. ábra. Mintavivős kódolási eljárás bővített tömbvázlata

mintavétellel kapott $f_s(t)$ Fourier-transzformáltja az alábbi módon írható fel [1]:

$$F\{f_s(t)\} = U_0 \frac{\Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}} e^{-j n\omega_{sv} \frac{T}{4}} \cdot U(f - n\omega_{sv}) + U_0 \frac{\Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}} \cdot V(f - n\omega_{sv}). \quad (4)$$

A sávszűrő hatását úgy vehetjük figyelembe, hogy a (4) kifejezésben elvégezzük az $n = \pm 1$ behelyettesítést. Ennek alapján a sávszűrő kimenetén az m -edik sorban megjelenő jel Fourier-transzformáltja az alábbi lesz:

$$F\{f_m(t)\} = U_0 \frac{\Delta t}{T} \frac{\sin \omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}}{\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}} \left[U(f - f_{sv}) e^{-j\omega_{sv} \frac{T}{4}} + U(f + f_{sv}) e^{j\omega_{sv} \frac{T}{4}} + V(f - f_{sv}) + V(f + f_{sv}) \right]. \quad (5)$$

Elvégezve az (5) kifejezés inverz Fourier-transzformálását, $f_m(t)$ -re az alábbi kifejezést kapjuk:

$$f_m(t) = 2 \frac{U_0 \Delta t}{T} \frac{\sin \omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}}{\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}} [U(t) \sin \omega_{sv} t + v(t) \cos \omega_{sv} t]. \quad (6)$$

Az előbbi gondolatmenetet alkalmazva az $(m+1)$ -edik sorra a végeredmény a következő lesz:

$$f(t)_{m+1} = 2 \frac{U_0 \Delta t}{T} \frac{\sin \omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}}{\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}} [U(t) \sin \omega_{sv} t - v(t) \cos \omega_{sv} t]. \quad (7)$$

A (6) és (7) kifejezések mutatják, hogy az 1. ábrának

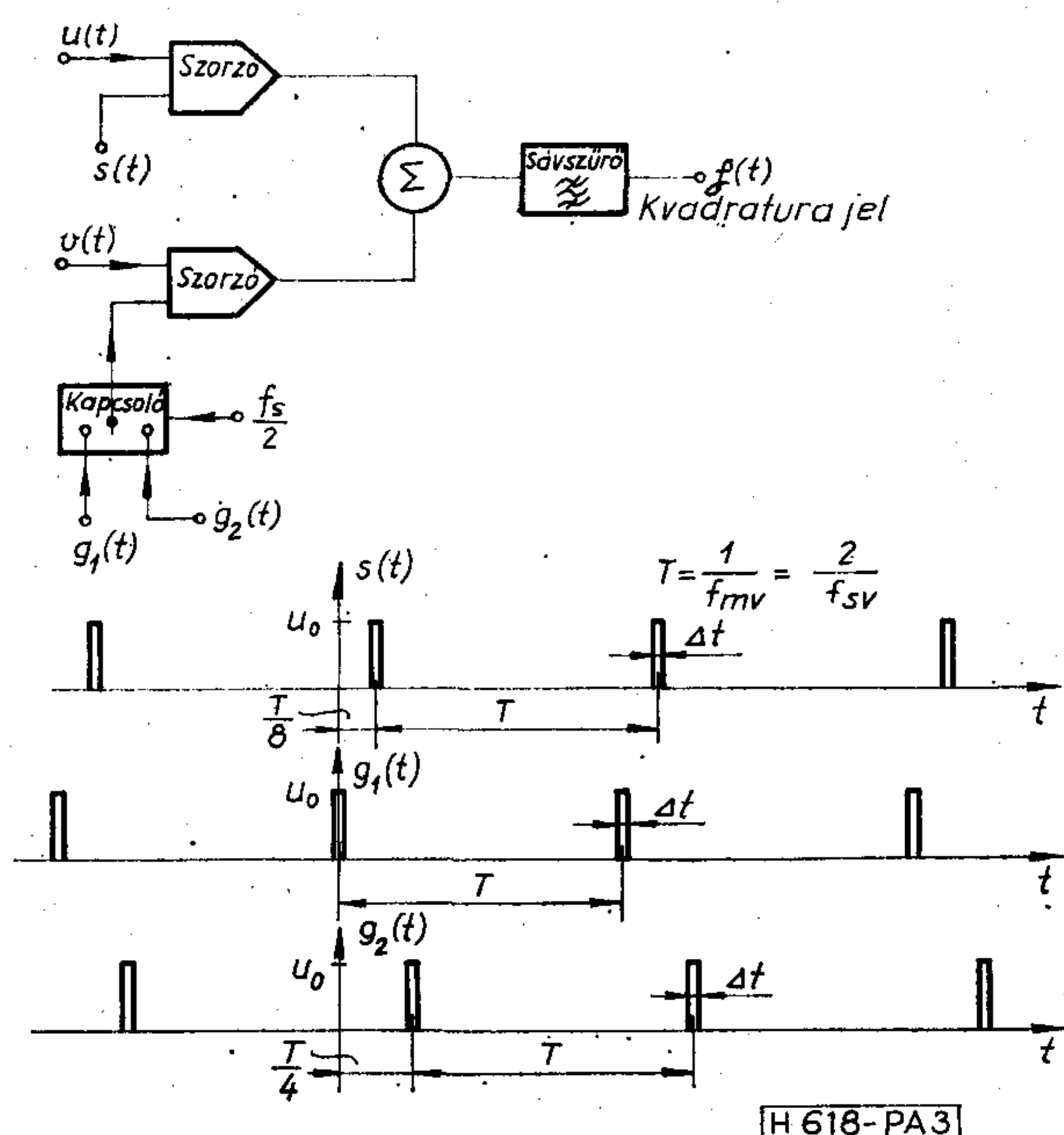
megfelelő elvi eljárással előállítható PAL kvadrátúra-modulált jel (az m -edik és $[m+1]$ -edik sorokban szereplő azonos értékű szorzó konstansok csak a létrejövő PAL jel csúcstól-csúcsig vett értékét befolyásolják, tehát elvi szerepük nincs). Az 1. ábrán bemutatott elv alapján működő PAL dekóder részletesebb tömbvázlata a 2. ábrán látható.

1.2. Mintavétel a PAL színsegédvivő-frekvencia felével

A módszer lényegét a 3. ábra mutatja. A 3. ábrát és az 1. ábrát összehasonlítva láthatjuk, hogy a két tömbvázlat lényegében megegyezik egymással. A különbség a mintavető jelek frekvenciájában és azok egymáshoz képesti fázishelyzetében van. Jelen esetben a mintavető frekvencia a PAL színsegédvivő-frekvencia felével egyenlő.

A számszerű vizsgálatokat ismét az m -edik sorra végezzük el.

A 3. ábrán megadott fázishelyzetű $s(t)$ és $g_1(t)$ jelek Fourier-sora rendre a következő lesz:

3. ábra. Mintavételezés $f_{sv}/2$ frekvenciájú jellel

$$s(t) = \frac{U_0 \Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}} e^{-jn\omega_{mv} \frac{T}{8}} e^{jn\omega_{mv} t}, \quad (8)$$

$$g_1(t) = \frac{U_0 \Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}} e^{jn\omega_{mv} t}. \quad (9)$$

A mintavétel és az összegzés után az alábbiakat kapjuk:

$$\begin{aligned} f_z(t) &= U(t) \cdot s(t) + v(t) g_1(t) = \\ &= U(t) \frac{U_0 \Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}} e^{jn\omega_{mv} (t - \frac{T}{8})} + \\ &+ v(t) \frac{U_0 \Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}} e^{jn\omega_{mv} t}. \end{aligned} \quad (10)$$

A (10) kifejezés Fourier-transzformáltja a következőnek adódik:

$$\begin{aligned} F\{f_z(t)\} &= U_0 \frac{\Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}} e^{-jn\omega_{mv} \frac{T}{8}} \cdot U(f - nf_{mv}) + \\ &+ U_0 \frac{\Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}} V(f - nf_{mv}). \end{aligned} \quad (11)$$

A 3. ábrán az összegzőt egy, a PAL színsegédvívőre hangolt sávszűrő követi. Tekintettel arra, hogy jelenleg fennáll az $f_{sv} = 2f_{mv}$ összefüggés a mintavételi és segédvívő frekvenciák között, a sávszűrő hatását úgy vehetjük figyelembe, hogy a (11) kifejezésben elvégezzük az $n = \pm 2$ behelyettesítést:

$$\begin{aligned} F\{f_m(t)\} &= U_0 \frac{\Delta t}{T} \frac{\sin 2\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}}{2\omega_{mv} \frac{\Delta t}{2}} \left[U(f - 2f_{mv}) e^{-j2\omega_{mv} \frac{T}{8}} + \right. \\ &\left. + U(2f + f_{mv}) e^{j2\omega_{mv} \frac{T}{8}} + V(f - 2f_{mv}) + V(f + 2f_{mv}) \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

Érdemes észrevenni, hogy az (5) és (12) kifejezések — a mintavételi és segédvívő frekvenciák közötti összefüggés miatt — megegyeznek egymással. Ily módon természetesen a (12) kifejezés inverz Fourier-transzformáltja is meg fog egyezni a (6) kifejezéssel. Az előbbiekhöz hasonlóan eljárva az $(m+1)$ -edik sorban is megkaphatjuk a (7) kifejezéssel megegyező végeredményt.

Mindezek alapján az m -edik és $(m+1)$ -edik sorok közös alakja az alábbi lesz:

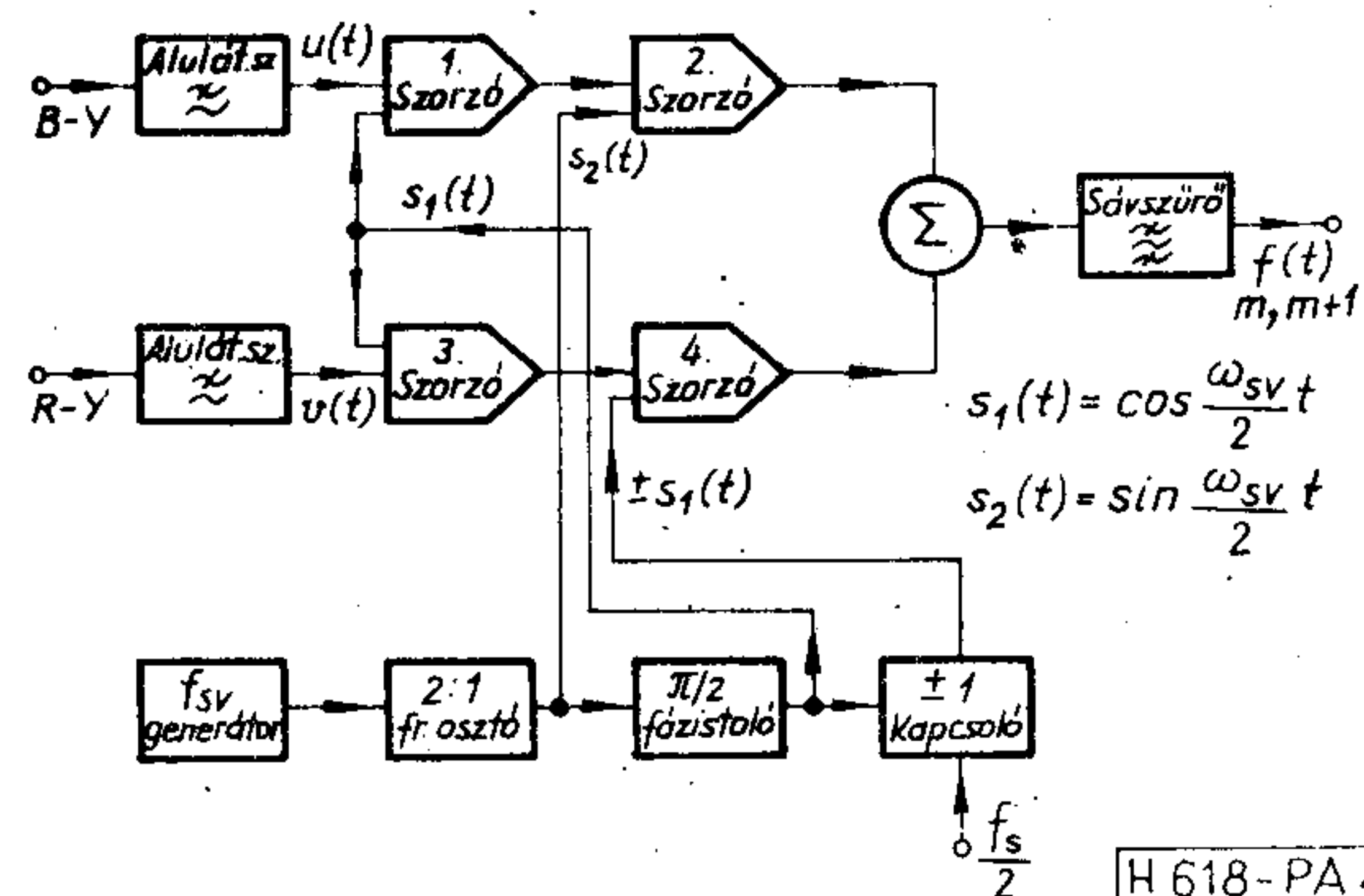
$$\begin{aligned} f_{m,m+1}(t) &= 2 \frac{U_0 \Delta t}{T} \frac{\sin \omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}}{\omega_{sv} \frac{\Delta t}{2}} \cdot \\ &\cdot [U(t) \sin \omega_{sv} t \pm v(t) \cos \omega_{sv} t]. \end{aligned} \quad (13)$$

Megállapíthatjuk, hogy a (13) kifejezés egy konstans szorzótól eltekintve megegyezik a PAL kvadrátúra-jellel.

2. PAL rendszerű kódolt jel előállítása szinuszos modulációval

2.1. Sávszűrőt alkalmazó eljárás

Kiindulási alapunk most is a sávhatárolt alapsávi vörös $v(t)$ és kék $u(t)$ színkülönbségi jel. Az eljárás elvét a 4. ábrán látható tömbvázlat mutatja. A tömbvázlat alapján kövessük végig a kvadrátúra-modulált jel kialakulását az m -edik sorban!



4. ábra. Kvadrátúra-modulált jel előállítása szinuszos modulációval

Az 1. szorzó áramkörön az $u(t) \cdot s_1(t)$, a 2. szorzó áramkörön az $u(t) \cdot s_1(t) \cdot s_2(t)$, a 3. szorzón a $v(t) \cdot s_1(t)$, a 4. szorzón pedig a $v(t) \cdot s_1(t) \cdot s_1(t)$ szorzatok képződnek. Nézzük meg a 2. és 4. szorzó áramkörök kimenő jeleit, ha

$$s_1(t) = \cos \frac{\omega_{sv} t}{2} \quad \text{és} \quad s_2(t) = \sin \frac{\omega_{sv} t}{2} \quad \text{és} \quad \omega_{sv}$$

a PAL segédvívő körfrekvenciával egyezik meg.

$$\begin{aligned} u(t) \cdot s_1(t) \cdot s_2(t) &= u(t) \cos \frac{\omega_{sv} t}{2} \sin \frac{\omega_{sv} t}{2} = \\ &= \frac{1}{2} u(t) \sin \omega_{sv} t, \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} v(t) \cdot s_1(t) \cdot s_1(t) &= v(t) \cdot \cos \frac{\omega_{sv} t}{2} \cdot \cos \frac{\omega_{sv} t}{2} = \\ &= \frac{1}{2} v(t) \cos \omega_{sv} t + \frac{1}{2} v(t). \end{aligned} \quad (15)$$

Az összegző kimenetén a (14) és (15) összege jelenik meg, amelynek Fourier-transzformáltja az alábbi:

$$F\{f_z(t)\} = \frac{1}{2} \left[U(f \pm f_{sv}) e^{\pm j \frac{\pi}{2}} + V(f \pm f_{sv}) + V(f) \right]. \quad (16)$$

Az összegzőt követő, segédvívő-frekvenciára hangolt sávszűrő a $V(f)$ -nek megfelelő alapsávi nemkívánatos részt eltávolítja. A sávszűrő kimenetén tehát, az inverz Fourier-transzformálás elvégzése után, egy konstans szorzótól eltekintve a PAL kvadratura jel jelenik meg.

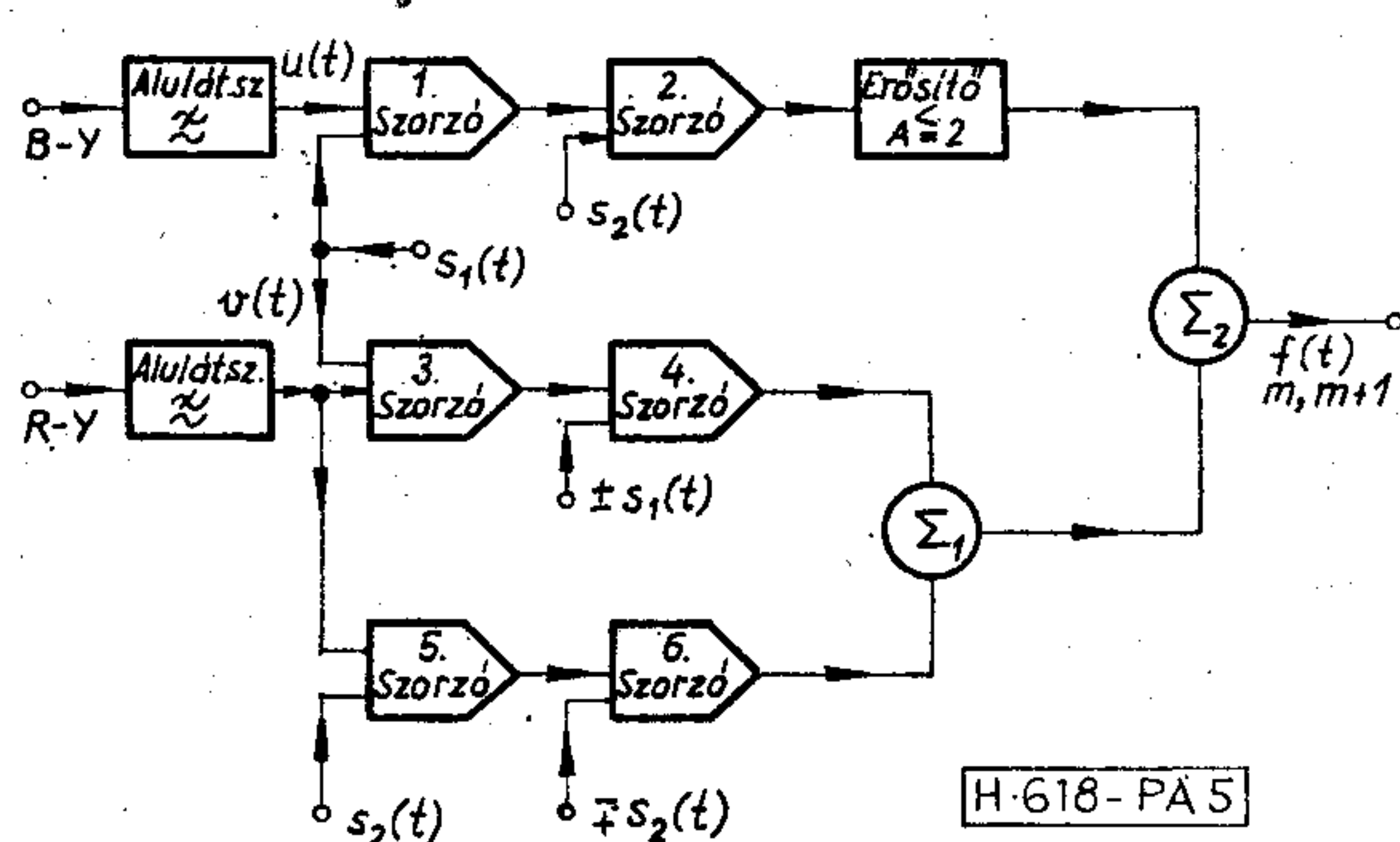
$$f_m(t) = \frac{1}{2} [u(t) \sin \omega_{sv} t + v(t) \cos \omega_{sv} t]. \quad (17)$$

Az $(m+1)$ -edik sorban hasonlóan eljárva, annyi különbséggel, hogy a 4. szorzóáramkör szorozójele $-s_1(t) = -\cos \frac{\omega_{sv}}{2} t$, a sávszűrő kimenetén a következő jel jön létre:

$$f_{m+1}(t) = \frac{1}{2} [u(t) \sin \omega_{sv} t - v(t) \cos \omega_{sv} t]. \quad (18)$$

2.2. Sávszűrőt nem alkalmazó eljárás

Az eljárásnak az a lényege, hogy az előbbi esetben jelentkező alapsávi komponens kiejthető sávszűrő nélkül is alkalmasan választott fázisú szorozójelek felhasználásával. Alapsávi összetevő csak a vörös színelkülönbségi jelből keletkezett, ezért elegendő, ha csak az itteni változásokat vizsgáljuk meg (5. ábra).



5. ábra. Sávszűrőt nem alkalmazó eljárás elve

A 3. és 4. szorzó az előbbi esettel megegyező szorzatot állítja elő mind az m -edik, mind az $(m+1)$ -edik sorban, tehát a $v(t) \cdot [\pm s_1(t)] \cdot s_1(t)$ szorzatot. Az 5. és 6. szorzó viszont a $v(t) [\mp s_2(t)] s_2(t)$ szorzatot. Az 1. összeadón tehát a következő jel jelenik meg:

$$v(t) [\pm s_1(t) \cdot s_1(t) \mp s_2(t) \cdot s_2(t)] = v(t) = v(t) \left[\pm \cos^2 \frac{\omega_{sv}}{2} t \mp \sin^2 \frac{\omega_{sv}}{2} t \right] = \pm v(t) \cos \omega_{sv} t. \quad (19)$$

A (19) kifejezésből látható, hogy akár a kék színelkülönbségi csatornában pl. a 2. szorzó után alkalmazott 2-szeres erősítésű erősítő, akár a vörös színelkülönbségi csatornában pl. az 1. összeadó után alkalmazott 2-szeres csillapítású osztó felhasználása esetén a 2. összeadó kimenetén PAL kvadratura jel jelenik meg, azaz

$$f_{m,m+1}(t) = u(t) \sin \omega_{sv} t \pm v(t) \cos \omega_{sv} t. \quad (20)$$

3. Összefoglalás

a) A bemutatott eljárások mindegyike elvileg új módszernek tekinthető PAL és NTSC jelek előállítására.

b) A bemutatott eljárások helyességének bizonyításakor $u(t)$ és $v(t)$ jelekről csak azt tételeztük fel, hogy sávhatároltak és létezik a Fourier-transzformáltjuk. Érdeemes megjegyezni, hogy az igazolások akkor is elvégezhetők, ha $u(t)$ -t és $v(t)$ -t — a valóságot jobban megközelítő módon — gyengén stacionárius folyamatnak tekintjük.

c) Az 1.1., 2.1. és 2.2. fejezetekben közölt megoldások, részletesebb vizsgálatok alapján is igazolhatóan, az eredeti PAL eljárással egyenértékű kódolt jelet hoznak létre.

d) Az 1.2. fejezetben közölt eljárás a PAL rendszerű aluláteresztő szűrők karakterisztikáinak ismeretében a félsegédvívő-frekvenciás mintavétel következtében fellépő spektrumátlapolódás miatt nem tud a hagyományos eljárással egyenértékű kódolt jelet létrehozni. Torzítástól mentes kódolt jel csak oly módon állítható elő, ha az alapsávi színelkülönbségi jelek sávhatárolását biztosító aluláteresztő szűrők sávzélességét az átlapolódás mentes eset eléréséhez szükséges mértékben csökkentjük. Ez természetesen továbbra is azt jelenti, hogy a kialakuló kódolt jel nem egyenértékű a hagyományos eljárással létrehozható PAL jellel.

IRODALOM

- [1] Dr. Ferenczy Pál: Hírközlésmélet. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972.
- [2] Dr. Ferenczy Pál: AM-PM konverzió alapuló új eljárás PAL színes tv-jel dekódolására. Színes televízió vétel-technikai szeminárium, Budapest, 1978.

Negyedik hatványra emelő vivővisszaállító áramkörök viselkedése sávkorlátozott és zajos környezetben

ETO 621.376.4:621.391.827.4

A digitális jelek vivőfrekvenciás átvitelének technikájában az egyik leggyakrabban alkalmazott modulációs eljárás a négyállapotú fázismoduláció. Közepes sebességű adatátviteli modemek, digitális rádiórelé berendezések, híradástechnikai műholdak olyan kiterjedten működnek QPSK modulációval (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying), hogy megkockáztathatjuk azt az állítást is, hogy más eljárás alkalmazására csak akkor kerül sor, ha valami igen nyomós érv szól a QPSK ellen. A széles körű elterjedésnek a fő oka az, hogy a QPSK kiemelkedően jó kompromisszumos megoldás olyankor, ha viszonylag keskeny frekvenciasáv elfoglalását engedjük csak meg, de egyúttal arra is törekszünk, hogy az igényelt adóteljesítmény (vagy jel/zaj viszony) minél kisebb, a berendezések felépítése minél egyszerűbb legyen [1].

Egy QPSK jelfolyamot feldolgozó vevőben gyakran van szükség arra, hogy a modulált vivőfrekvenciából a digitális modulációt eltüntessük. Például koherens rendszer alkalmazásakor az ilyen eltüntetett modulációjú vivőfrekvencia hordozza a demodulációhoz szükséges fázisinformációt. Ha rádiórelé-rendszer szolgálati csatornáját frekvenciamoduláció útján viszik át, a frekvenciademodulátorra már digitális moduláció nélküli vivőt kell vezetni. A digitális modulációt eltüntető áramkört vivővisszaállítónak nevezzük.

Több módszer ismeretes, mely a vivő-visszaállítás feladatát ellátja. Ezek közül néhány: a Costas-hurok, a frekvencianégyszerezés [2], a remoduláció [3]. Áramköri megvalósítás szempontjából talán legegyszerűbb a frekvencianégyszerezés (vagy negyedik hatványra emelés), amely következő vizsgálataink tárgyát képezi. Megjegyzendő azonban, hogy az irodalomban kimutatták azt, hogy matematikai szempontból a frekvencianégyszerezős vivő-visszaállító pontosan megegyezik a négyállapotú Costas-hurokkal [4], ezért eredményeink mindkét megoldásra egyaránt vonatkoznak.

A frekvenciakétszerezős vagy négyzetre emelő (kétállapotú PSK-rendszerekben felhasználható) vivővisszaállítók viselkedésével zajos környezetben [4], [5] és mások foglalkoznak, eredményeiket a négyszerezős esetre pl. [2] általánosítja. E közlemények eltekintenek azonban a sávkorlátozás hatásától. A [6] irodalom kétszerezős esetben a sávkorlátozás és zaj együttes jelenlétének hatását vizsgálja, és arra az eredményre jut, hogy a gyakorlati esetekben a sávkorlátozás egyetlen hatása az, hogy csökkenti a négyzetre emelt jel szintjét, de nem okoz önmagában zajt. (Erre az eredményre a négyzetre emelő áramkör AM-PM konverziójának elhanyagolásával

jut; ha ez nem hanyagolható el, a kétállapotú PSK is okoz zajt a visszaállított vivőben [7]). [8] különböző vivő-visszaállító eljárások sávkorlátozás következtében fellépő teljes zajának (tehát az amplitúdó + fáziszajnak) spektrumát, szórásnégyzetét határozta meg.

A következőkben közelítő modell segítségével meghatározzuk a negyedik hatványra emelő vivő-visszaállítóban a sávkorlátozás révén fellépő (intermodulációnak tekinthető) zaj fázisösszetevőjét és megvizsgáljuk a sávkorlátozás hatását az additív (termikus) zajra. Az eredményekből — mint majd látjuk — az a tapasztalat szűrhető le, hogy a négyállapotú, negyedik hatványra emelő vivővisszaállítót egyértelműen jellemzik egy kétállapotú PSK-jel négyzetre emelésénél fellépő hatások. A rendszer viselkedése lényegében egyetlen paraméter, a négyzetre emelésnél fellépő teljesítményvesztés segítségével leírható. E paraméter számítással vagy méréssel viszonylag egyszerűen meghatározható.

A vizsgált modell

Álljon az átvitt digitális jelfolyam T ideig tartó véletlenszerű bináris jelekből; legyen a 0-k és az 1-ek valószínűsége egyaránt 0,5 és legyen ugyancsak 0,5 az átmeneti valószínűség. Képezzünk az átvinni kívánt soros bináris jelekből kételemű dibiteket. Egy dibit ideje $2T$ lesz, és a szomszédos dibitek első bitjei és második bitjei egymástól független, azonos valószínűségű bináris bitfolyamot fognak alkotni. Ezek egyikének spektrális sűrűsége [2]:

$$S(\omega) = 2T \left(\frac{\sin \omega T}{\omega T} \right)^2, \quad (1)$$

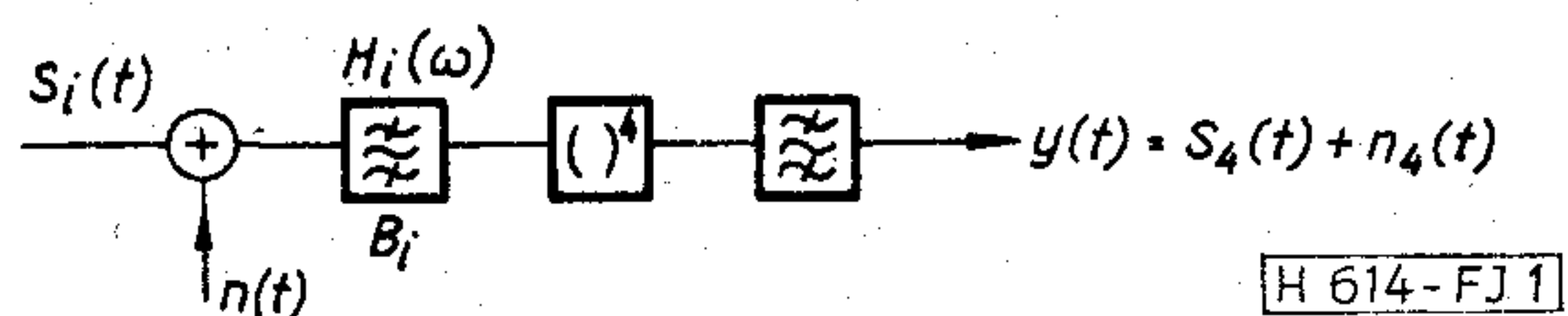
ha a jelfolyam ± 1 amplitudójú (NRZ) impulzusokból áll. A moduláló folyamat i -edik bitjét $M_i(t)$ -vel vagy $Q_i(t)$ -vel fogjuk jelölni. Ha NRZ-jelek helyett bifázisú jeleket alkalmazunk, a jelfolyamat egy, a $2T$ időtartam közepén váltó $+1 - -1$, illetve $-1 - +1$ impulzuspárból áll. Ilyen jelfolyamat spektrális sűrűsége

$$S(\omega) = 2T \frac{\sin^4 \omega T/2}{(\omega T/2)^2} \quad (2)$$

alakban írható fel [2].

A QPSK jel alakja az i -edik szimbolum adásakor a következő:

$$s_i(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} M_i(t) \cos \omega_c t + \frac{A}{\sqrt{2}} Q_i(t) \sin \omega_c t. \quad (3)$$



1. ábra. Frekvencianégszerező vivővisszaszállító modellje

A (3)-ban megadott elemekből álló jelfolyamat az 1. ábrán látható áramkör bemenetére adjuk, ahova még gaussianak tekinthető keskenysávú fehér zaj is adódik.

A következőkben a $H(\omega)$ karakterisztikájú vevőszűrő hatását vizsgáljuk. A negyedik hatványra emelő áramkör kimenetére csatlakozó szűrő úgynevezett zónaszűrő, ennek feladata mindössze a 4ω frekvenciájú összetevő kiválasztása, de az ekörül elhelyezkedő spektrum alakját nem módosítja. A gyakorlatban az $y(t)$ kimenő jelet egy fázisszabályozott hurok bemenetére vagy egy frekvenciademodulátor bemenetére adjuk.

Elhanyagolva egyelőre az $n(t)$ mintafüggvénnyel leírható bemenő zajfolyamatot, az y kimenet jel összetevőjére:

$$s_4(t) = \frac{A^4}{8} \left\{ \frac{[M'(t)]^4 + [Q(t)]^4}{4} - \frac{3}{2} ([M'(t) \cdot Q'(t)]^2) \right\} \cos 4\omega_c t - \frac{A^4}{2} M'(t) Q'(t) \{ [M'(t)]^2 - [Q'(t)]^2 \} \sin 4\omega_c t. \quad (4)$$

Az M és Q függvényeken a vessző a H_i szűrő által eltorzított jelakokat jelöli. Sávkorlátozás nélküli esetben mind NRZ, mind bifázisú vonali kódolásnál $M^2 = Q^2 = 1$, ilyenkor S_4 -nek csak koszinuszos összetevője van:

$$s_4 = \frac{A}{8} \cos 4\omega_c t,$$

világosan mutatva azt, hogy a moduláció valóban eltűnt. A sávkorlátozott esetben a modulálatlan vivő zajos lesz, a zajnak lesz a vivővel fázisban levő és azzal kvadratúrában levő összetevője.

E zaj spektrális sűrűségfüggvényéről pl. [9] és [8] kimutatták, hogy a vonalas és folytonos részből áll. A következőkben feltesszük, hogy a vivővisszaállítót követő rendszer — PLL vagy más frekvenciademodulátor — olyan keskeny sávú, hogy az összes, $4\omega_c$ -től eltérő frekvenciájú spektrumvonalat levágja.

Ha a H_i szűrőről feltételezhetjük azt, hogy karakterisztikája szimmetrikus, így kvadratúra-összetevőt nem állít elő, az M' és Q' folyamatok — az M és Q folyamatokhoz hasonlóan — egymástól függetlenek lesznek. M' és Q' várható értéke 0 lesz, NRZ és bifázisú kódolásnál egyaránt.

A negyedik hatványra emelt NRZ jel teljesítménye és intermodulációs zaja

(4) alapján először meghatároztuk s_4 amplitudójának várható értékét, illetve a negyedik hatványra emelt jel teljesítményét:

$$\bar{s}_4 = \frac{A^4}{8} \left\{ \frac{[M'(t)]_v^4}{4} + \frac{[Q'(t)]_v^4}{4} - \frac{3}{2} [M'(t)]_v^2 [Q'(t)]_v^2 \right\},$$

illetve figyelembe véve azt, hogy M' és Q' statikai jellemzői egymással megegyeznek:

$$\bar{s}_4 = \frac{A^4}{8} \left[\frac{M_v'^4}{2} - \frac{3(\overline{M'^2})^2}{2} \right]. \quad (5)$$

(5)-ben a felülvonás az átlagérték-képzést, a v index pedig az időbeli átlagérték képzését jelenti.

[6] szerint

$$\overline{M'^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) |H_i(j\omega)|^2 d\omega \triangleq D_M. \quad (6)$$

A most definiált D_M tényező nem egyéb, mint az a csillapítás, amelyet egy H_i szűrő okoz a négyzetre emelő áramkör kimenő jelében, ha bemenetére $2T$ bitidejű, kétállapotú fázismodulált jelfolyamat adunk, a modulálatlan vivőhullám helyett.

Ugyancsak [6]-ot követve az M'^2 folyamatot így írjuk fel:

$$M'^2 = \overline{M'^2} + M'^2 - \overline{M'^2} = D_M + \Delta_M(t), \quad (7)$$

ahol a most bevezetett $\Delta_M(t)$ folyamat várható értéke 0. A (6)-ban és (7)-ben bevezetett mennyiségek segítségével a négyszeres frekvenciájú jel amplitudójának várható értéke:

$$\bar{s}_4 = \frac{A^4}{8} \left(-D_M^2 + \frac{\overline{\Delta^2}}{2} \right), \quad (8)$$

illetve a negyedik hatványra emelt jel teljesítménye

$$P_4 = \frac{A^8}{128} \left(D_M^2 - \frac{\overline{\Delta^2}}{2} \right) \triangleq \frac{A^8}{128} D_4^2. \quad (9)$$

Mindkét, a (9)-ben szereplő tag a kétállapotú PSK-rendszerrel kapcsolatos mennyiség.

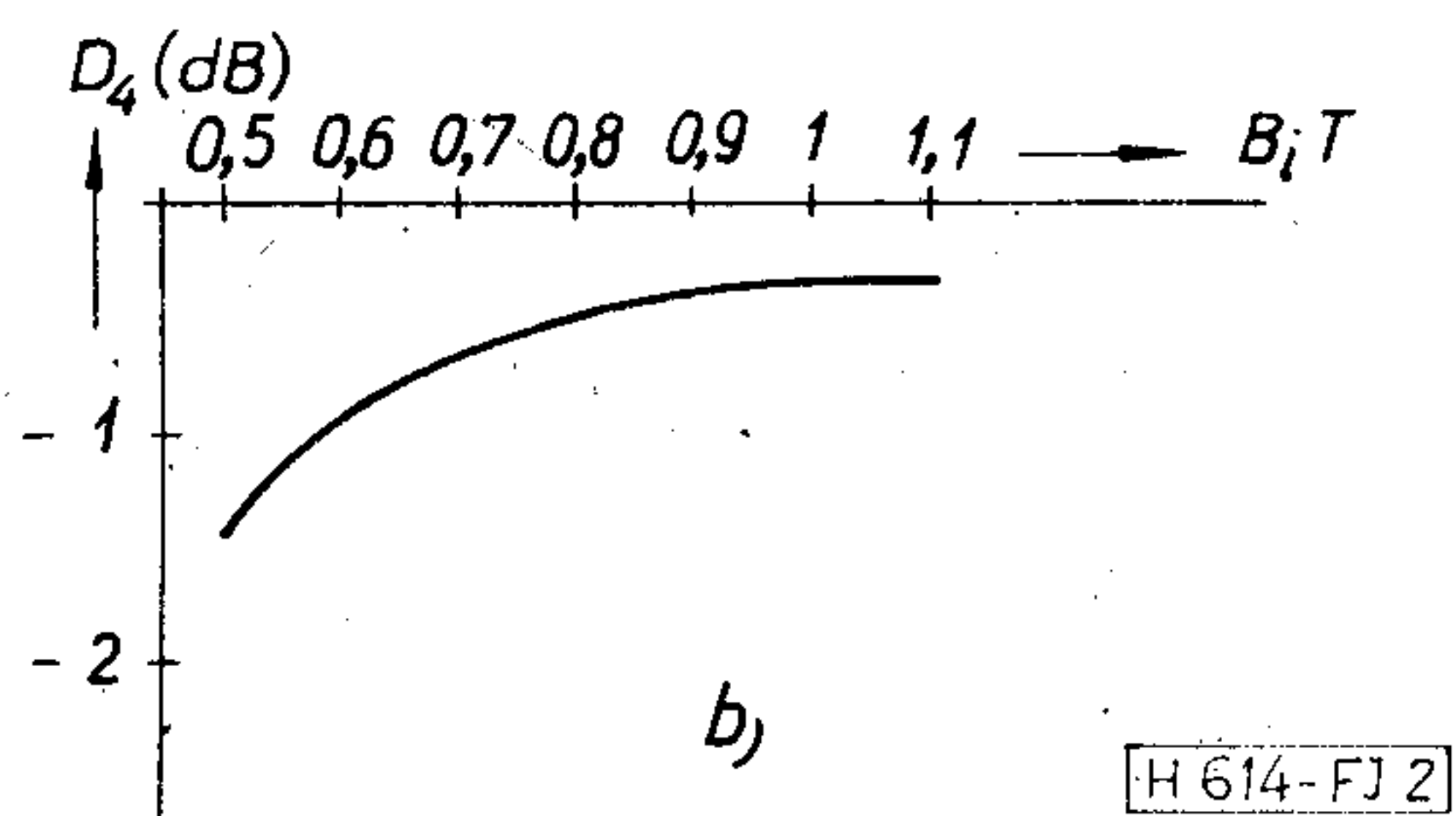
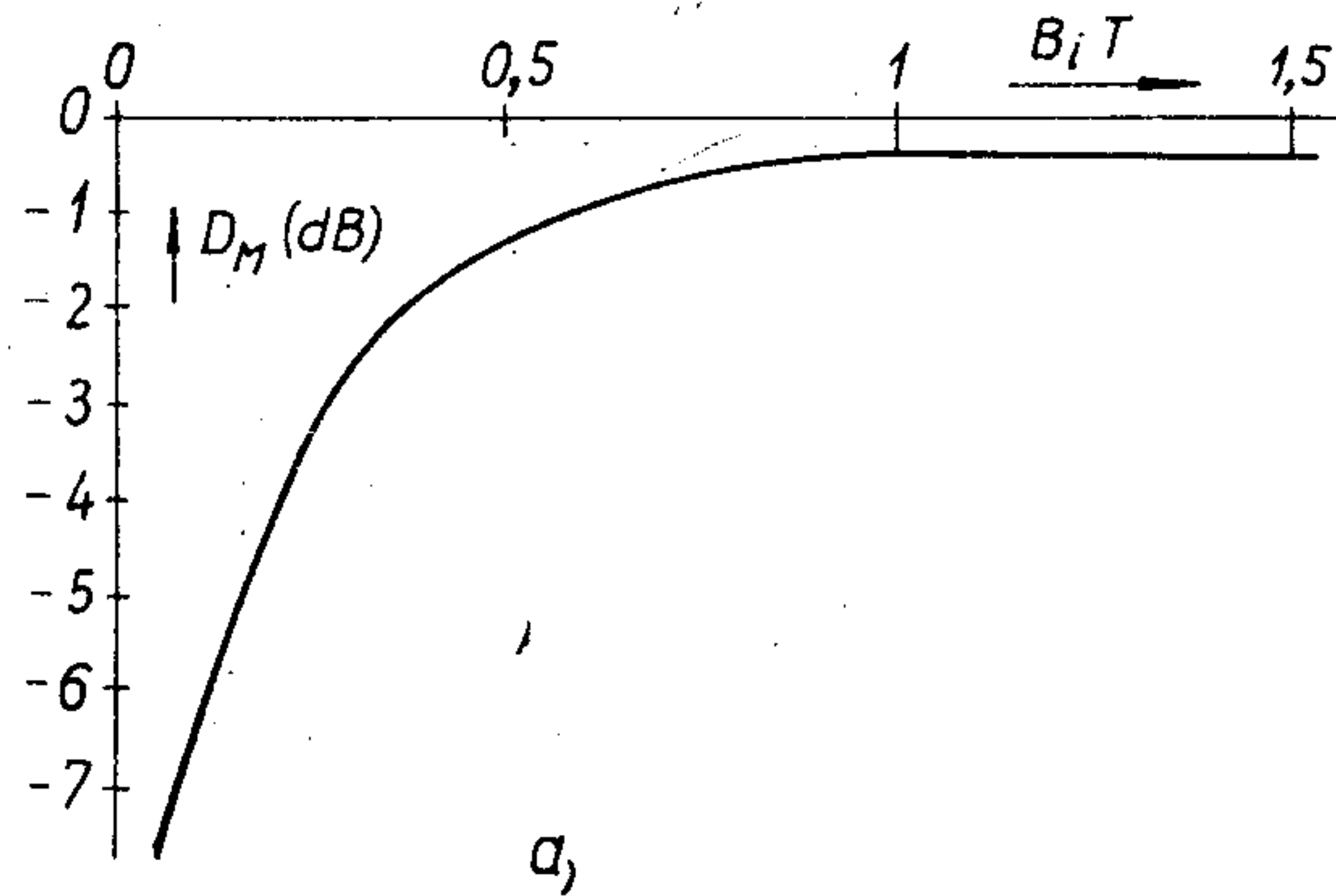
D_M tetszőleges szűrőkarakterisztika esetén, numerikus integrálással közvetlenül meghatározható. Ideális sávszűrő használatakor egyszerű zárt alakban is felírható, NRZ-jeleket alkalmazva:

$$D_M = \frac{2}{\pi} \left[\text{Si}(2\pi B_i T) - \frac{\sin^2 \pi B_i T}{\pi B_i T} \right]. \quad (10)$$

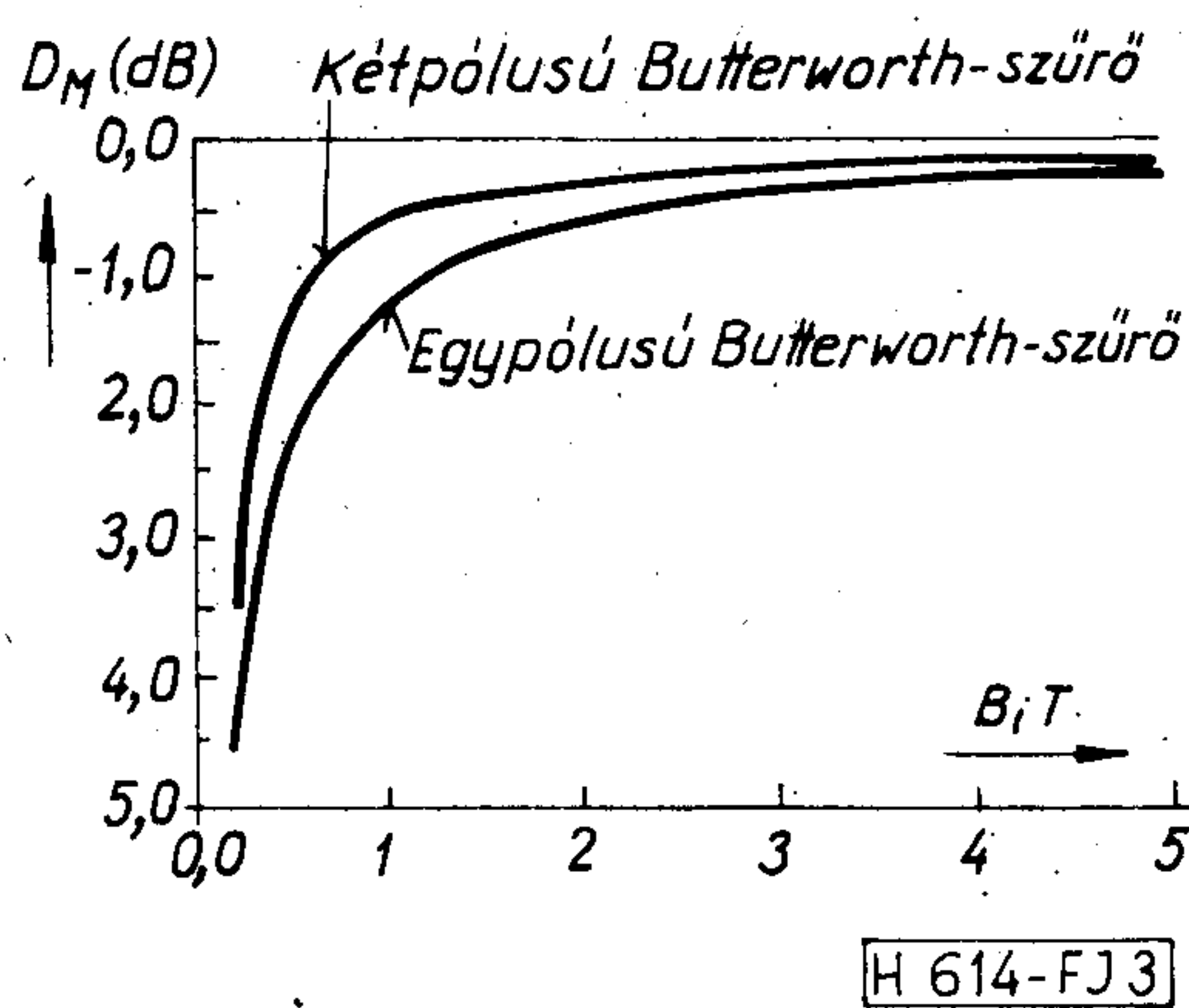
Különböző szűrőkarakterisztikákra D_M a $B_i T$ függvényében [7]-ben és [10]-ben megadott görbéken látható. A 2a ábrán feltüntettük D_M -et az ideális szűrő sáv szélességének függvényében, a 3. ábrán pedig egy- és kételemes, maximális laposságú szűrő D_M -je látható.

A Δ folyamat éppen az, melynek spektrumát [8] határozta meg. A négyzetre emelő esetre érvényes [36] és [37] formulájából az adódik, hogy ideális szűrő és NRZ kódolás mellett D_4 nem nagyon tér el D_M -től, értékét $B_i T$ függvényében a 2b. ábra tartalmazza.

Következő lépésben az intermodulációs zaj tulajdonságait határozzuk meg. Először is azt állíthatjuk, hogy a gyakorlatban kizárólag ennek kvadratúra-összetevője jelentős. Ha ugyanis a visszaállított vivőt referenciajelként használjuk az adatdemodulátorban, az 1. ábra y kimenő jele egy PLL bemenetére jut. Ilyenkor a vivőnél fázisban levő zaj szerepe elhanyagolható [6].



2. ábra. A D_M veszteségi tényező az ideális szűrő sávszélességének függvényében; NRZ kódolás



3. ábra. A D_M veszteségi tényező a sávszélesség függvényében 1- és 2-elemes maximális laposságú szűrőnél; NRZ kódolás

Ha az y jel frekvenciája által hordozott információt kívánjuk hasznosítani, megint csak egyedül a zaj kvadratúra-összetevőjének van jelentősége. A kvadratúra-összetevő folyamat egy mintafüggvénye a (4) formulából:

$$n_J(t) = \frac{A^4}{8} M'(t) Q'(t) \{ [M'(t)]^2 - [Q(t)]^2 \}. \quad (11)$$

Ennek korrelációs függvénye:

$$R_J(t) = \frac{A^8}{64} [R_M R_{M'3} - (R_{M'M'3})^2]. \quad (12)$$

Itt az indexek (a szokás szerint) azt a folyamatot, illetve folyamatokat jelzik, amelyek korrelációs, illetve keresztkorrelációs függvényeiről szó van. A (12)-ben szereplő mennyiségek meghatározására közelítő modellt vizsgálunk, e modell helyességét — mint

minden más modellét is — csak eredményessége igazolja, nevezetesen a kapott eredmények igen jó egyezése a mérési eredményekkel. Először is felteszszük, hogy az M' folyamat i -edik bitjére csak az $i-1$ -ediknek és az $i+1$ -ediknek van hatása. Továbbá minden tényleges M'_i impulzust egy négyszögimpulzussal helyettesítünk. 1-nek véve M_i bináris értékét, a három szóba jöhető bit négy kombináció egyikét veheti fel: 010, 011, 110, 111. Utolsóként azt tesszük fel, hogy a négyszögimpulzus amplitúdója a negyedik esetben eléri a teljes, egységnyi értéket, a második és harmadik esetben ennél δ értékkel kisebb, végül az első esetben 2δ értékkel kisebb. Ezt mutatja a 4. ábra. E feltevésekkel, továbbá az $1-\delta=a^2$ jelölés bevezetésével:

$$R_{M'} = a^2 R_M = D_M R_M,$$

$$R_{M'M'3} = \frac{1}{2} (1 - 2a^2 + 3a^4) R_M,$$

$$R_{M'3} = \frac{1}{2} (3a^2 - 6a^4 + 5a^6) R_M$$

adódik, ahol az eredeti, torzítás nélküli NRZ bináris folyamat korrelációs függvényére bevezettük az $R_M(\tau)$ jelölést. Az utóbbi összefüggéseket (12)-be helyettesítve:

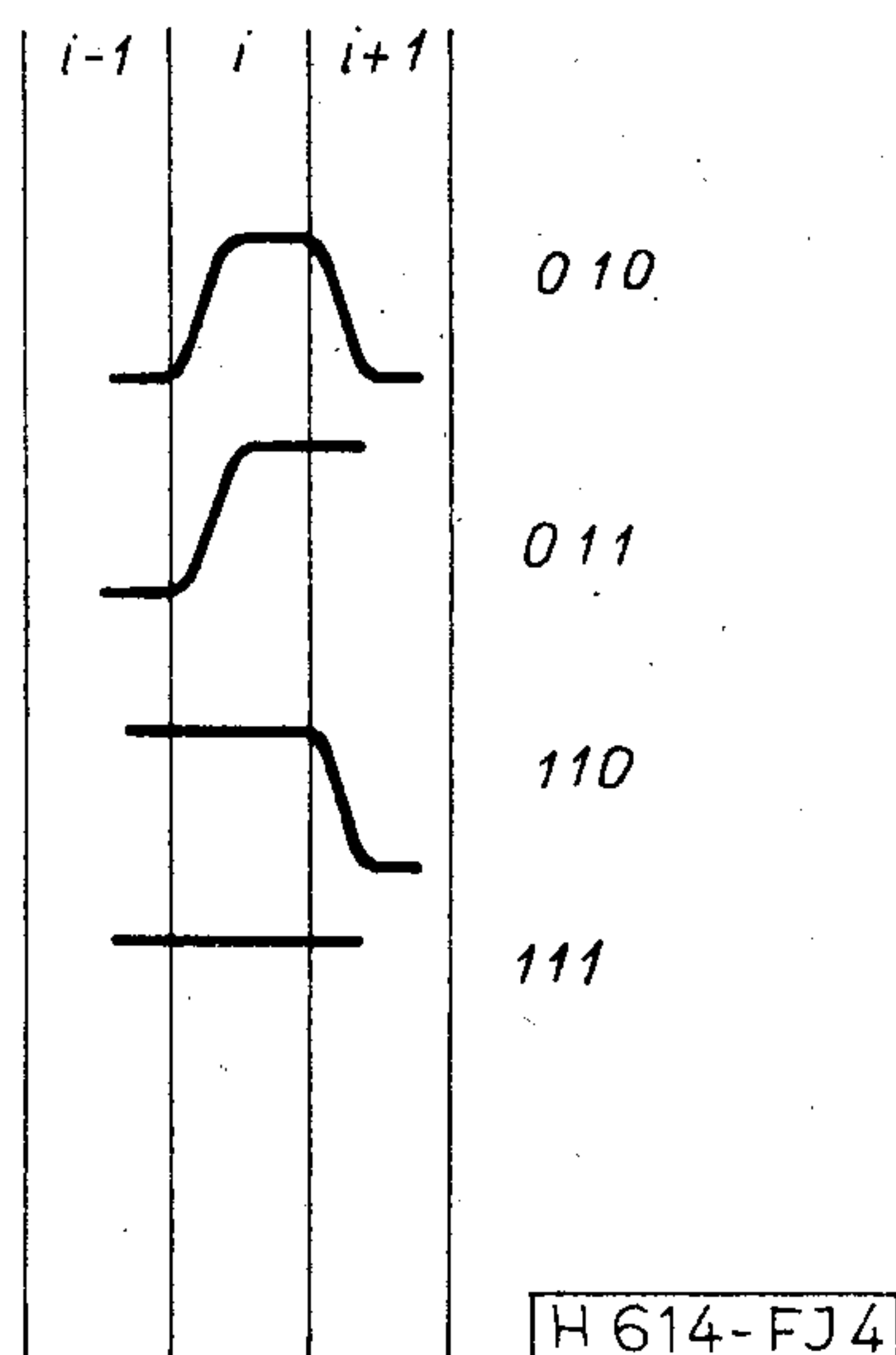
$$R_J(\tau) = \frac{A^8}{256} (D_M^4 - 4D_M^2 + 4D_M - 1) [R_M(\tau)]^2. \quad (13)$$

$R_M(\tau)$ a bináris NRZ-jelek ismert korrelációs függvénye. Alakja:

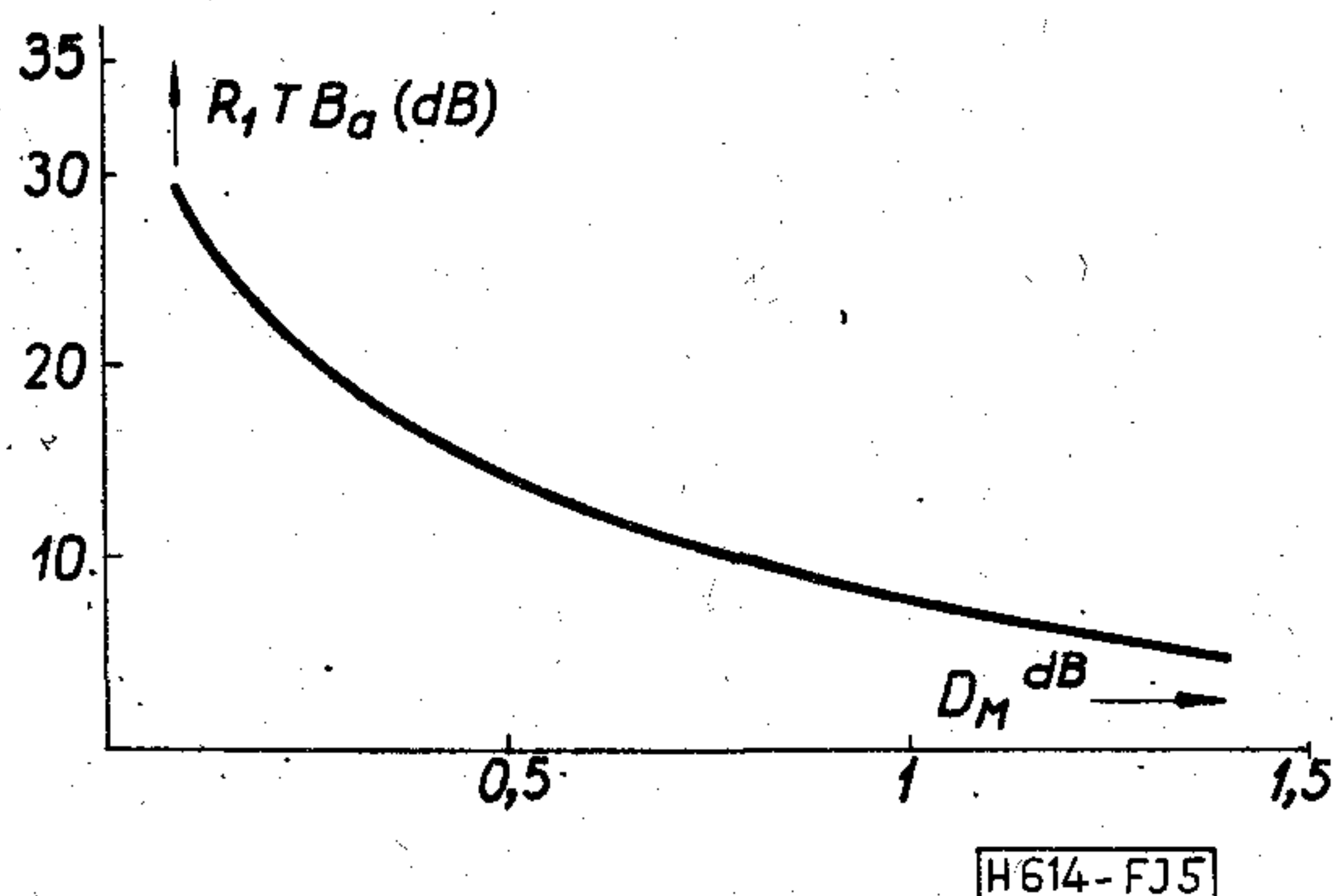
$$R_M(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{2T} & |\tau| \leq 2T \\ 0 & |\tau| > 2T, \end{cases} \quad (14)$$

ahol $2T$ a bitidő.

A (13) formula megadja az $n_J(t)$ folyamat spektrális sűrűségét is. Ha azonban — mint a gyakorlatban legtöbbször — az $y(t)$ folyamat egy viszonylag keskenysávú, B_a sávszélességű szűrőn halad át, n fehér



4. ábra. A sávkorlátozás hatása különböző jelkombinációkra; NRZ kódolás



5. ábra. $1/T$ fiktív sávszélességű szűrő intermodulációs jel/zaj viszonya

zajnak tekinthető, amelynek egyoldalas spektrális sűrűsége:

$$N_J = 2 \int_{-\infty}^{\infty} R_J(\tau) d\tau,$$

(9)-ből és (13)-ból. (14)-ből a B_a sávszélességű szűrőben mérhető intermodulációs jel/zaj viszony:

$$R_1 = \frac{3}{4} \frac{D_M^2 - \bar{A}^2/2}{D_M^4 - D_M^2 + 4D_M - 1} (TB_a)^{-1}. \quad (15)$$

Megjegyzés: a szóban forgó keskenysávú szűrő B_a sávszélessége az egyik idézett alkalmazásnál a PLL sávszélessége, a másik alkalmazásnál pedig a frekvenciát moduláló (szolgálati) jel határfrekvenciája.

Az 5. ábrán feltüntettük R_1TB_a értékét D_M függvényében.

Zajos NRZ jel negyedik hatványa

Ha az 1. ábrán látható összeállítás zaját is figyelembe vesszük, a negyedik hatványra emelő áramkör bemenő jele:

$$s_i(t) + n(t) = \left[\frac{A}{\sqrt{2}} M'_i(t) + n'_c(t) \right] \cos \omega_c t + \left[\frac{A}{\sqrt{2}} Q'(t) + n'_s(t) \right] \sin \omega_c t, \quad (16)$$

ahol n_c , illetve n_s a keskeny sávúnak tekintett zaj két összetevője, míg az egyes függvények vessző jelzése a szóban forgó jelek H_i szűrőn áthaladt alakját jelöli. A kimeneten megjelenő termikus zaj összetevőnek a negyedik hatványra emelt vivővel kvadratúrában levő része

$$\begin{aligned} 2n_{4q}(t) = & \frac{A^3}{\sqrt{2}} M'Q'(M'n'_c - Q'n'_s) + \\ & + \frac{A^3}{2\sqrt{2}} (M'n'_s + Q'n'_c)(\Delta_M - \Delta_Q) + \\ & + \frac{3A^2}{2} M'Q'(n_c'^2 - n_s'^2) + \frac{3A^2}{2} (\Delta_M - \Delta_Q) n'_s n'_c + \\ & + \frac{A}{\sqrt{2}} (3n_c'^2 n'_s M' - 3n_c' n_s'^2 Q' + Q'n'_c - M'n_s'^3) + \\ & + n'_c n'_s (n_c'^2 - n_s'^2), \end{aligned} \quad (17)$$

ahol a Δ_Q folyamatot hasonlóan definiáljuk mint Δ_M -et, lásd a (7) formulát.

$n_{4q}(t)$ korrelációs függvénye elég sok, de különös nehézséget nem okozó számítás után:

$$\begin{aligned} R^4(\tau) = & \frac{1}{4} A^6 D_M^2 R_c R_{M'} + \\ & + \frac{1}{16} A^6 R_c' [9R_{M'} R_{\Delta} - (2D_M - 1)R_{M'\Delta}] + \\ & + \frac{9A^4}{4} R_M^2 R_c^2 + O(n^3). \end{aligned}$$

$O(n^3)$ -nel jelöltük és nem részletezzük a zajban harmad vagy annál magasabb fokú tagokat, elhanyagolhatónak véve azokat a gyakorlatilag szóba jövő jeltartományban.

Figyelembe véve a (10) formulát, láthatjuk hogy R_4 második tagja elhanyagolható az első mellett. Így a termikus zaj korrelációs függvényének közelítő kifejezése

$$R_4(\tau) = \frac{1}{4} A^6 D_M^2 R_M R_c + \frac{9}{4} A^4 R_M^2 R_c^2. \quad (17a)$$

A jel és termikus zaj kvadratúra-összetevőjének aránya hasonlóan határozható meg, mint ahogy a (15) formulához jutottunk: a (fehérnek tekinthető) zaj egyoldalas spektrális sűrűsége:

$$N_4 = 2 \int_{-\infty}^{\infty} R_4(\tau) d\tau.$$

A (17a) formulát a fenti integrálba beírva:

$$\begin{aligned} N_4 = & \frac{1}{2} A^6 D_M^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_M(\omega) |H_i(j\omega)|^4 d\omega + \\ & + \frac{9}{2} A^4 [R_M(\tau) R_c(\tau)]^2 d\tau, \end{aligned} \quad (18)$$

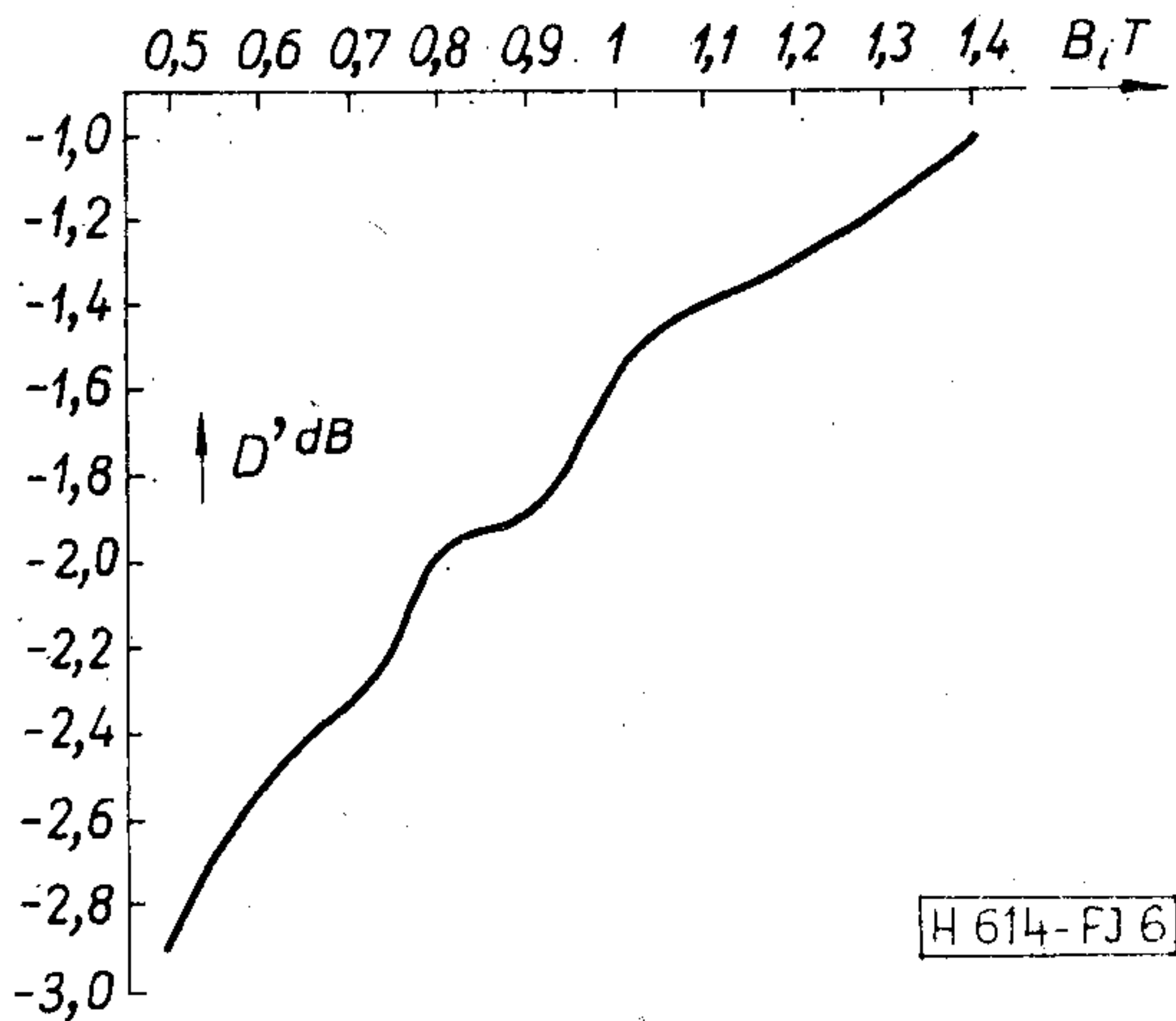
ahol — emlékeztetőül — $H_i(j\omega)$ a vevőszűrő átviteli függvénye, R_M , az M' folyamat S_M , spektrális sűrűségének inverz Fourier-transzformáltja, R_c , pedig az n'_c folyamaté:

$$\begin{aligned} S_{M'} = & \int_{-\infty}^{\infty} S_M(\omega) |H_i(j\omega)|^2 d\omega, \\ S_c = & \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H_i(j\omega)|^2 d\omega. \end{aligned}$$

Konkrét esetben a (18)-ban szereplő integrálokat nehézség nélkül ki lehet számítani. Ha a szűrő karakterisztikája ideális és ugyanazt a közelítést alkalmazzuk, melyet a (13) formula bevezetésénél használtunk, (18) egyszerűbb alakba írható:

$$N_4 = \frac{1}{2} A^6 D_M^3 \frac{N_0}{2} + \frac{9}{2} A^4 D_M^2 \frac{N_0^4}{4} B_i D'. \quad (18a)$$

A D' tényező $B_i T$ függvényében a 6. ábrán látható.



6. ábra. A (18) formulában szereplő D' tényező a $T B_i$ sávszélesség függvényében

(8) és (18a) segítségével B_a sávszélességben mérhető jel és termikus zaj aránya felírható:

$$R_2 = \frac{R_a}{16} \frac{D_4}{\left(\frac{D_M}{D_4}\right)^3 + \frac{9}{2} \cdot \frac{1}{R_a D_4} \left(\frac{D_M}{D_4}\right)^2 \frac{B_i}{B_a} D'}, \quad (19)$$

ahol

$$R_a = \frac{A^2}{2N_0 B_a}.$$

Az összefüggésekből látható, hogy a négyállapotú rendszer — a tett közelítések érvényességi körében — két szempontból különbözik a kétállapotútól: egyrészt a zajban négyzetes tag jóval nagyobb, együtt-hatója $1/2$ -del szemben maximálisan $9/2$; másrészt a zajban négyzetes tag explicite is függ a jeltorzulástól, amit a (17) összefüggés harmadik tagjában levő R_M^2 tényező reprezentál.

Bifázisú vonali kódolás

A bináris információ bifázisú kódolásának előnyei és hátrányai egyaránt közismertek. Fő előnye az, hogy nincs egyenáramú spektrális összetevője (spektrális sűrűsége a 0 frekvencia környezetében ω^2 -tel arányosan tűnik el), valamint az, hogy az óra-információt a tényleges információtartalomtól többé-kevésbé független mértékben tartalmazza. Fő- és talán egyetlen hátránya az, hogy a rádiófrekvenciás spektrummal meglehetősen bőkezűen bánt, ami gyakran nem fogadható el. Ennek ellenére egyes esetekben 4PSK-rendszerekben is sor kerülhet bifázisú kódolás felhasználására, elsősorban olyankor, ha a vivő-visszaállító intermodulációs zajára különösen szigorú előírásokat teszünk.

A jel/intermodulációs zaj korrelációs függvényét most is hasonló közelítéssel határozhatjuk meg, mint az NRZ jeleknél. A különböző lehetséges átmeneteket a 7. ábrán tüntettük fel. A 8. ábrán bifázisú jelek D_M csillapítása látható a $B_i T$ relatív sávszélesség függvényében, figyelembe véve azt, hogy egy elemi jel — a négyállapotú kódolásnak megfelelően — $2T$ ideig tart. A (12) formulában szereplő korrelációs függvények most a következők:

$$R_{M'} = R_M D_M,$$

$$R_{M'M'^3} = \frac{R_M}{18} (19D_M^2 - 2D_M + 1),$$

$$R_{M'^3} = \frac{R_M}{54} (63D_M^3 - 18D_M^2 + 9D_M).$$

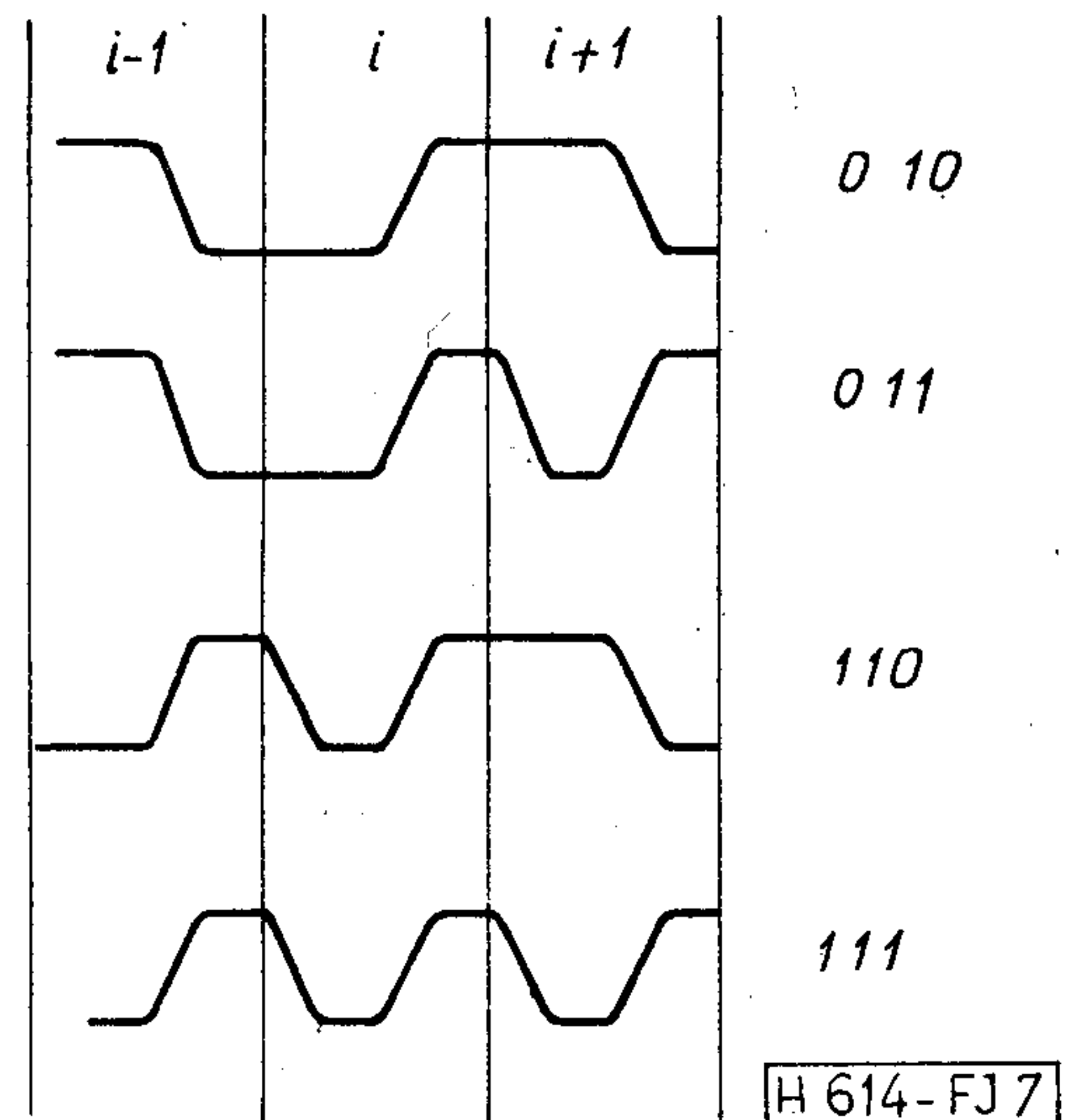
Az utóbbi összefüggéseket (12)-be helyettesítve:

$$R_{JB} = \frac{A^8 [R_M(\tau)]^2}{64 \cdot 324} (17D_M^4 - 32D_M^3 + 12D_M^2 + 4D_M^{-1} - 1), \quad (20)$$

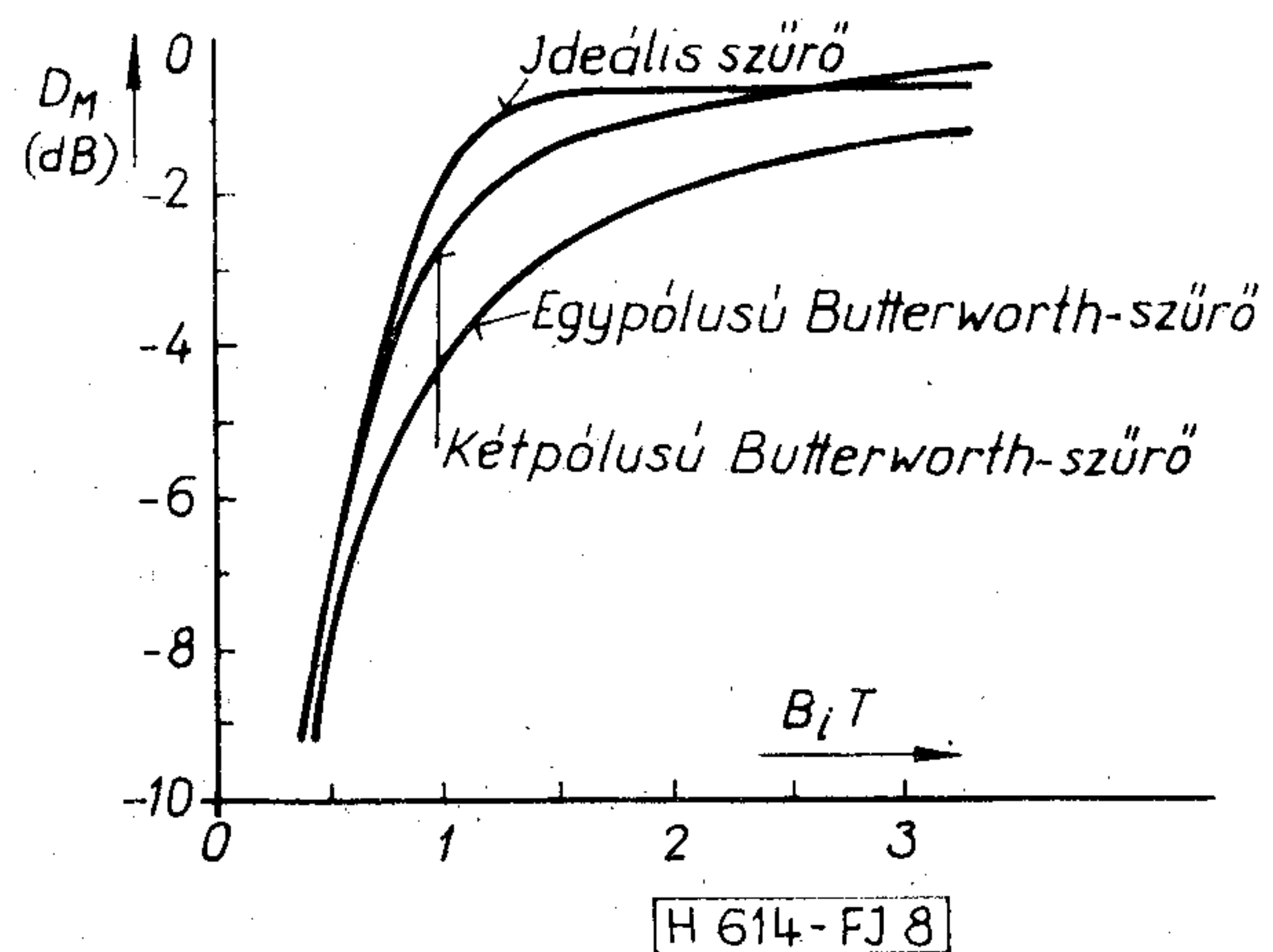
ahol a B index a bifázisú vonali kódolásra utal. Az intermodulációs zajt — az NRZ esethez hasonlóan — most is egy egyenértékű fehér zajjal helyettesítjük, melynek spektrális sűrűsége az

$$N_{JB} = 2 \int_{-\infty}^{\infty} R_J(\tau) d\tau$$

formulából számítható. Figyelembe véve még azt is,



7. ábra. A sávkorlátozás hatása különböző jelkombinációkra; bifázisú kódolás



8. ábra. A D_M veszteségi tényező a sávszélesség függvényében; bifázisú kódolás

hogyan a (torzítatlan) bifázisú jel korrelációs függvénye a (2) összefüggés alapján

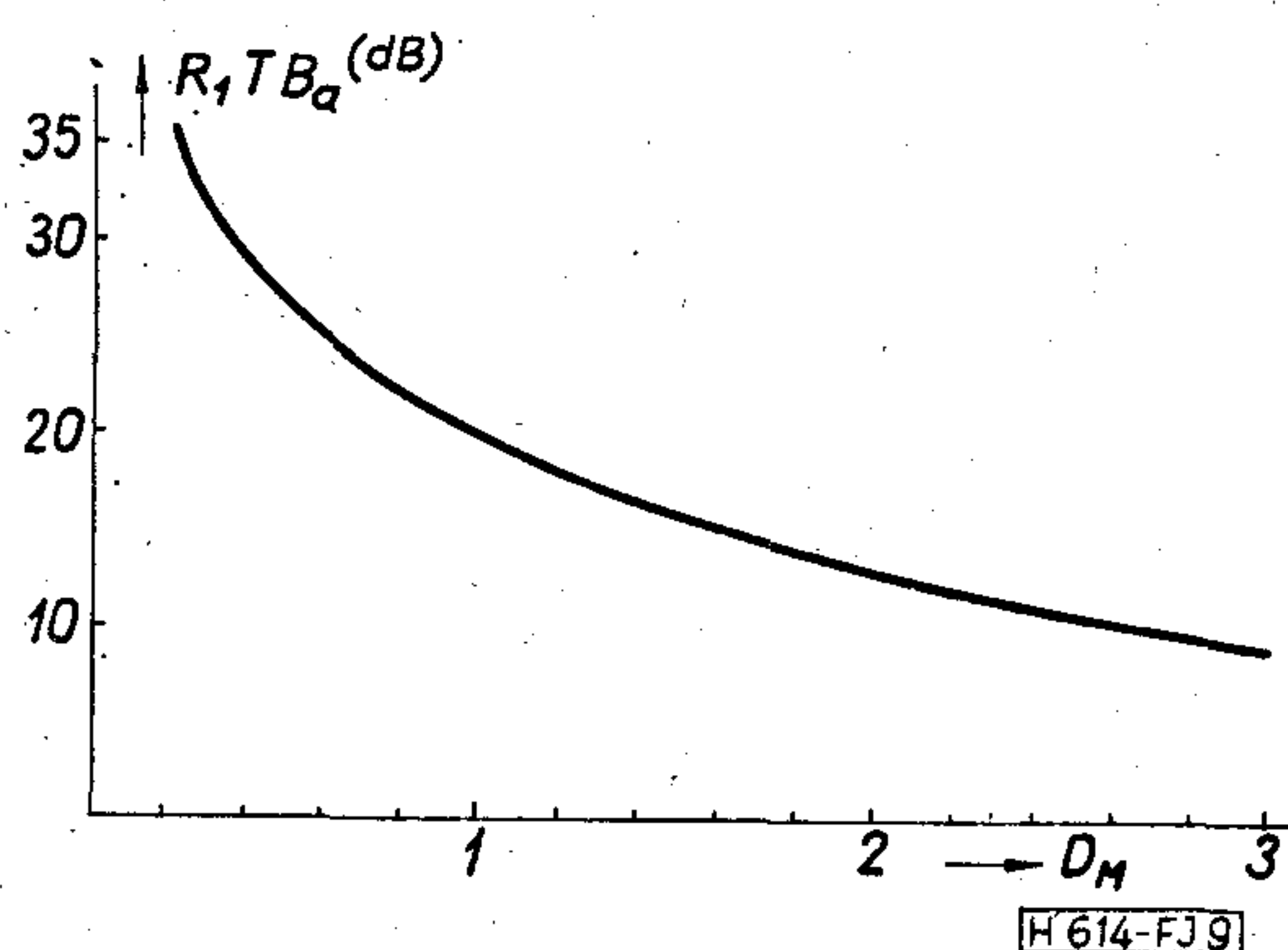
$$R_M(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{3|\tau|}{2T} & 0 \leq |\tau| < T \\ -1 + \frac{|\tau|}{2T} & T \leq |\tau| \leq 2T \\ 0 & |\tau| > 2T, \end{cases}$$

a jel/zaj viszony közelítő kifejezését felírhatjuk:

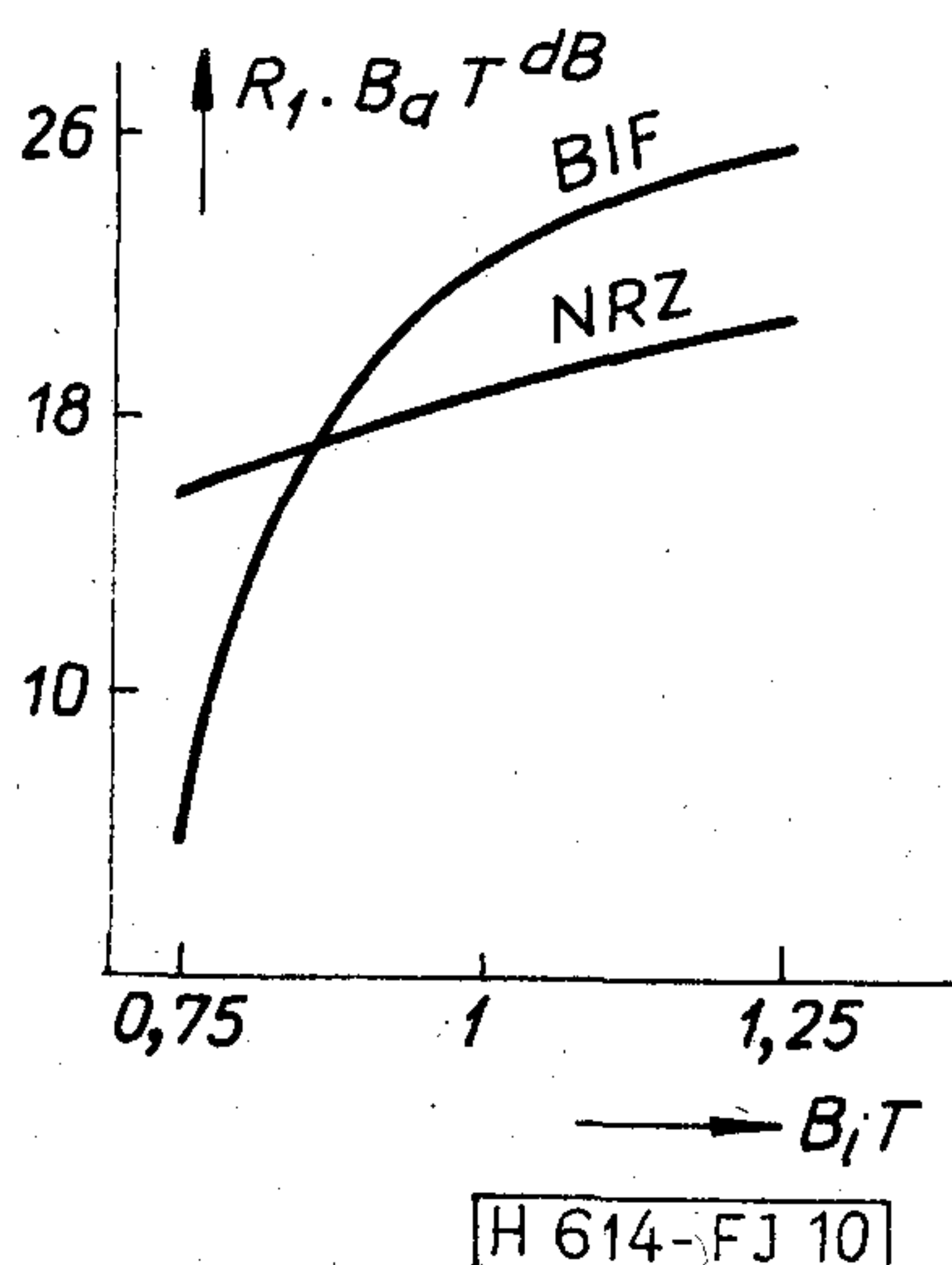
$$R_{1B} = \frac{243}{2} \frac{D_4^4}{17D_M^4 - 32D_M^3 + 12D_M^2 + 4D_M - 1} (TB_0)^{-1}. \quad (21)$$

Mint hogy a gyakorlatban Δ^2 most is elhanyagolható $2D_M$ mellett, a sávkorlátozás folytán kétállapotú esetben fellépő csillapításból az intermodulációnak nevezett jel/zaj viszony meghatározható. A 9. ábrán az R_{1B} jel/zaj viszony normalizált értéke látható D_M függvényében. A 10. és 11. ábrán az NRZ és a bifázisú kódolást hasonlítottuk össze az R_1 jel/zaj viszony szempontjából. A független változó a 10. ábrán az ideális szűrő, a 11.-en pedig a kétpólusú Butterworth-szűrő sávszélessége.

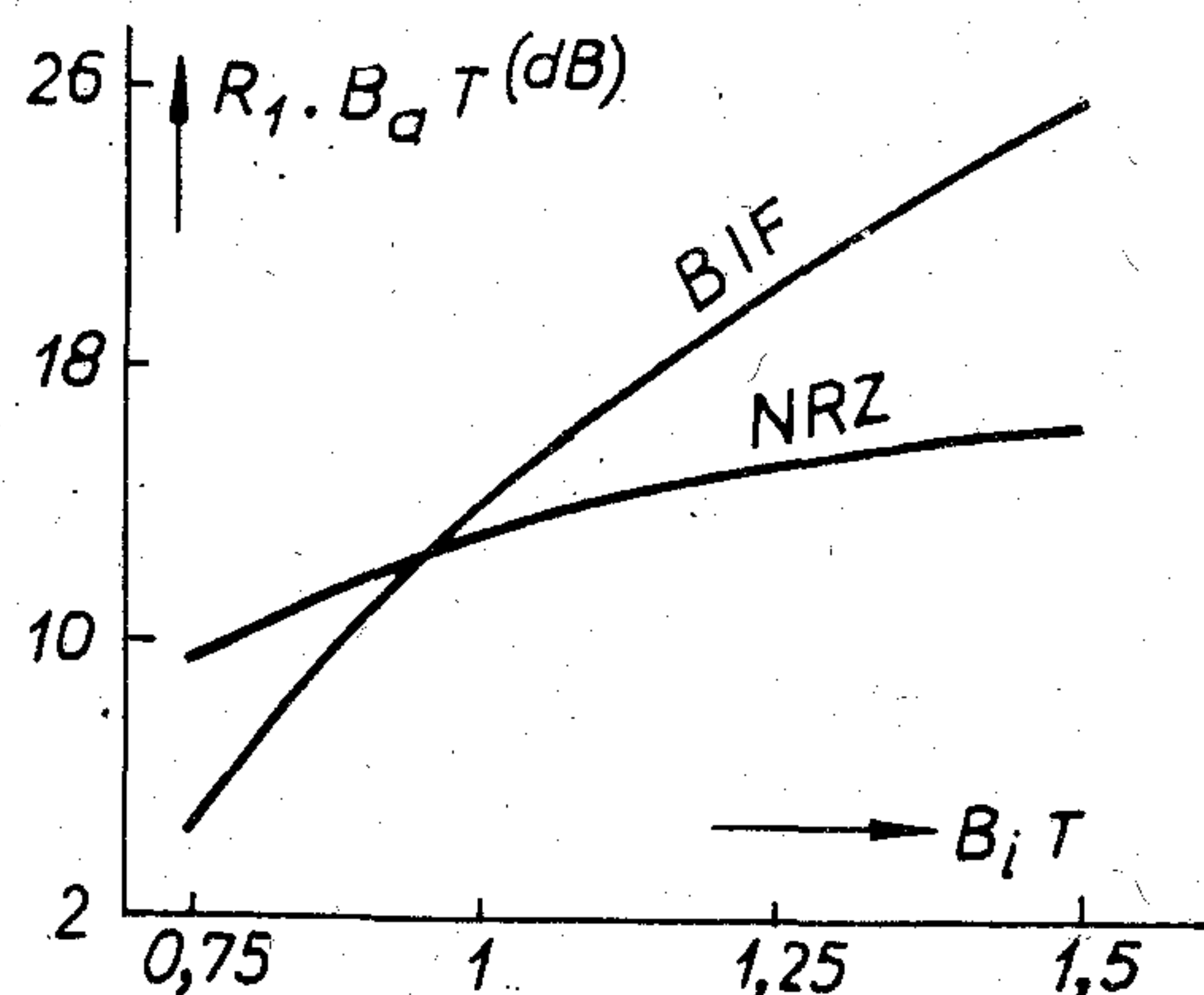
A termikus zaj nagysága most is a (18), illetve a (19) formula segítségével adható meg, csak D' értelem-szerűen megváltozik. D' értéke a TB_i relatív sávszélesség függvényében a 12. ábrán látható.



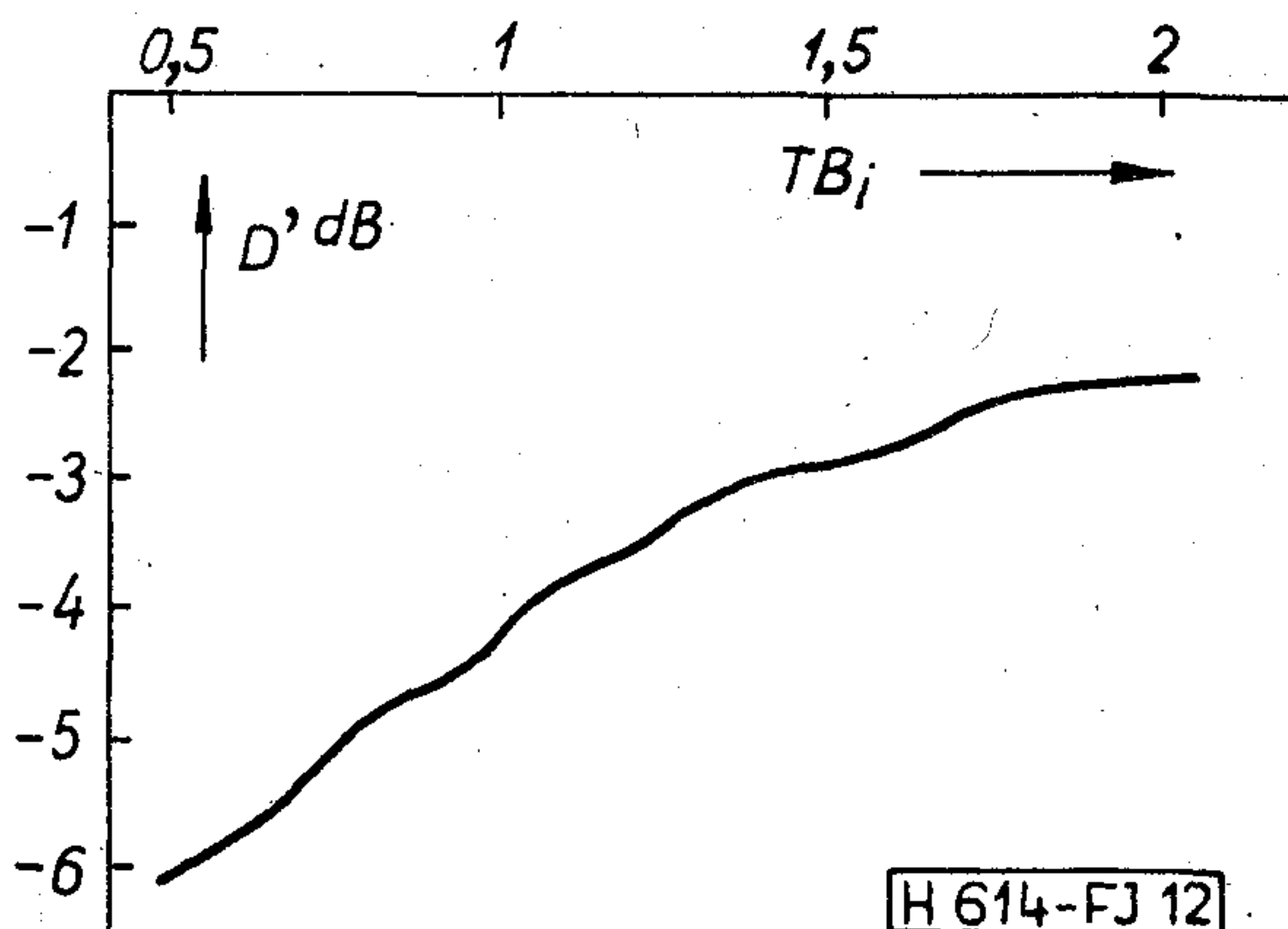
9. ábra. $1/T$ sávszélességű szűrő intermodulációs jel/zaj viszonya, bifázisú kódolás



10. ábra. Az intermodulációs jel/zaj viszony ideális szűrőnél



11. ábra. Az intermodulációs jel/zaj viszony kételemes Butterworth-szűrőnél



12. ábra. A (18) formulában szereplő D' tényező a sávszélesség függvényében

Következtetések

A cikkben igen egyszerű közelítő modell segítségével megállapítottuk a frekvencianégszerezéssel működő vivővisszaállítók termikus és intermodulációs zajának korrelációs függvényét, intermodulációnak nevezve a véletlen digitális moduláció folytán fellépő jel/zaj viszonyt. Az intermodulációs zajra kapott összefüggést összehasonlítottuk ismert szimulációs eredménnyel [10], illetve annak igazolására méréseket végeztünk [7]. A (15) formulából kapott R_1 érték a mért értéktől -2 dB-lel, a szimulációban nyert értéktől $+1$ dB-lel különbözött. Ez az egyezés igen jónak mondható.

A termikus zajra kapott összefüggésből látható, hogy a zaj négyzetes tagja — a kétállapotú esettel ellentétben — a sávkorlátozás miatt fellépő jeltorzulástól explicit módon is függ.

A vizsgálatokat NRZ és bifázisú kódolás esetére egyaránt elvégeztük. Az eredmények azt mutatják, hogy ha az intermodulációs jel/zaj viszonyra vonatkozó követelmények nem túl szigorúak, az NRZ kódolás keskenyebb sávot igényel. Ha azonban a szükséges intermodulációs jel/zaj viszonyt valamilyen okból növeljük, bizonyos határon túl a bifázisú kódolás igényli a keskenyebb sávot. Az első ezek körül várható, a második azonban valamelyest meglepő eredmény.

IRODALOM

- [1] *Frigyes*: Digitális rádiórelé rendszerek tervezése. A TKI Közleményei, XXI. évf., 1976. 4. szám 47—72. old.
- [2] *Lindsey—Simon*: Telecommunication Systems Engineering. Prentice-Hall Inc, Englewood Cliffs. 1973.
- [3] *Dodo—Iwai—Kawai*: Computer Simulation of Carrier-Recovery Circuit in Microwave PCM-PSK System. Fujitsu Sci and Techn. J. Sept. 1972. p. 59—81.
- [4] *Didday—Lindsey*: Subcarrier Tracking Methods and Communication System Design. IEEE Trans. on Comm. Techn. Vol. Com-16 No. 4. p. 541—550. Aug. 1968.
- [5] *Viterbi*: Principles of Coherent Communication McGraw Hill, New York stb. 1966.
- [6] *Simon—Lyndsey*: Optimum Performance of Suppressed Carrier Receivers with Costas Loop Tracking. IEEE Trans. on Communications Vol. Com-25 p. 215—227. Febr. 1977.
- [7] *Frigyes*: Hibrid rádiórelé rendszerek néhány kérdése Y—13960(76)—1.3.1. számú TKI tanulmány, 1977. nov.
- [8] *Szabó Z.*: Két- és négyállapotú fázismodulált jel koherens demodulásához szükséges referencia jel hibái. Híradástechnika, XXVIII. évf. 6. sz. 1977. jún. 175—181.
- [9] *Lindsey—Simon*: Optimum Design and Performance of Costas Receivers Containing Soft Bandpass Limiters. IEEE Trans on Communication, Vol. Com-25. pp. 822—831. Aug. 1977.
- [10] *Gardner*: Comparison of QPSK Carrier Regenerator Circuits for TDMA Application. ICC Minneapolis, Mins. 1974 p. 43B—1—43 B—5.

SZEMLE

Folytatás a 18. oldalról

Az ITT komplett üvegszálás jelátvivőrendszert kínál az USA-ban eladásra. A rendszer 2000 m-t képest vonalerősítő nélkül áthidalni és a maximális megengedhető adatátviteli rátája 20 Mbit/s. Az adóoldalon kapcsoló segítségével négy különböző LED közül lehet választani. A vevőoldalon detektorként lavina-fotodiódákat alkalmaznak. A monitor-csatlakozás analóg. A digitális rész kimenetét egy AGC fokozattal szabályozzák. A be- és kimenetek TTL-kompatibilisek. A rendszer ára 3000 dollár. A közvetlen alkalmazási területre olyan digitális rendszerek kínálkoznak, amelyeknél több számítógép egység és terminál van közös házban. (*Elektronik Zeitung*, 1977. nov. 14. [454])

*

A Pleiger cég új, mikroprocesszorral vezérelt vizsgáló és tesztelő automatáival, az „Unicontroller 850”-ekkel bonyolult logikai áramkörök automatikusan tesztelhetők. A vizsgáló jelek feszültségszintje 50 mV-os lépésekben tetszőleges értékre állítható be és a mérésnél minden vizsgálati lépés után változtatható. Program alkalmazásával előre meghatározható, hogy csak adott csatlakozásokat vagy az összeset meg kell-e vizsgálni. A tesztelő automata kialakítása olyan, hogy a program más berendezés csatlakoztatása nélkül is könnyen megváltoztatható. (*Elektro-Anzeiger*, 1977. nov. [455])

*

Nagy dinamikájú spektrumanalizátort mutatott be a Hewlett-Packard (Palo Alto, Calif., USA) cég a 10...22 GHz-es tartományra (amely tartomány 40 GHz-ig bővíthető). Az analízator rendkívül nagy kezelési kényelmet nyújt a felhasználónak. A legtöbb méréséhez csak 3 gomb állítására van szükség. A képernyő körül elhelyezett LED-es kijelzők mutatják a beállított értékeket. A sáv szélességet, a megfelelő video-szűrőt és az ismétlési sebességet az analízator a beállított értékekhez automatikusan, optimálisan határozza meg és állítja be. (Az eddigi spektrumanalizátoroknál még a beállított értékek egymásra hatását is figyelembe kellett venni!) A frekvencia különböző tartományai állíthatók be (10 MHz...1,8 GHz és 1,7 GHz...22 GHz). A felbontóképesség 1 kHz...3 MHz-ig terjed. A műszer előkiválasztással működik, a nem kívánt tartományban 70 db csillapítást biztosít 80 GHz-ig. Ezzel a hibás mérés lehetőségét kizárja és még olyan felharmonikusok is mérhetők, amelyek szintje az alappjel alatt 100 dB-lel van. (*Elektronik*, 1977. szept. [456])

*

A fényvezetőszálak átviteli szakaszok megbízhatóságát és élettartamát alapvetően a szálösszekötések jósága és öregedésszerűsége határozza meg. Az AEG-Telefunken olyan összekötési eljárást fejlesztett ki, amely egyrészt biztosítja a kötések alacsony csillapítását, másrészt az öregedéssel szembeni ellenállóképességét. Az összeerősítendő szálakat az anyagnak megfelelő eljárással olvasztják meg és így homogén, idegen anyagoktól mentes átmenetet alakítanak ki. Az így létrehozott kötés mechanikai szilárdsága megegyezik az eredeti szálaléval. (*Elektro-Anzeiger*, 1977. okt. [457])

1982—83-ra az ionsugaras megmunkálást valamennyi mikroelektronikai laboratórium alkalmazza majd, s 1985-re általánosan elterjed a gyártásban — jósolja Dave Robertson, a Veeco (USA) kereskedelmi igazgatója. Az eljárás előnye: a mintázatok mérete a vegyi maratással szemben tovább csökkenthető; a barázdák oldalfala fokozatos is lehet, s ez a szög a követelményekhez optimálisan választható meg, minden anyagfajta megmunkálható ilyen módon, s gyakorlatilag nullára csökken a környezetszennyezés, amely a vegyi maratásnál komoly problémát jelent. A gyártás — különösen kis méretű tárgyakban — olcsóbb a vegyi maratásnál. A Veeco korábbi, 3 hüvelyk nyálábátmérőjű (kb. 7,5 cm) ionsugaras megmunkáló gépét mintegy 150 példányban adták el idáig, ennek kb. harmadát Franciaországban. Ezt a berendezést ugyanis a francia Thomson CSF-nél fejlesztették ki és a francia GGR-MEV gyártja. Az amerikai Veeco most 10 hüvelyk nyálábátmérőjű új berendezést hozott forgalomba („Microtech—10”). E nagy megmunkálási kapacitású gép első megrendelői a Hitachi, a Fujitsu és az ULSI Lab. japán vállalatok. Egy-egy berendezés ára 95 000 USA dollár. (*Électronique et Applications Industrielles*, 1977. nov. [458])

*

A görög elektronikus híradástechnikai ipar további megfelelő működéséhez az 1981—82 közötti időszakban 400 millió drachmát kell beruházni. Ennek a jelentős összegnek az 55%-át a Görög Iparfejlesztési Bank (EWTA), 45%-át pedig a Görögországi Híradástechnikai Hivatal biztosítja. Görögország az új elektronikus rendszerére vonatkozó ajánlatot egy tíz-tizenkét országot érintő nemzetközi pályázat pályaművei közül választja. Amint Tsaldaris, a Közlekedési Minisztérium miniszterhelyettese az aláírás során közölte, az új egység anyagait a Görögországban működő három külföldi híradástechnikai cég (Siemens, ITT, Philips) szállíthatja, de természetesen ez a döntés függ a társaság igazgatói tanácsától is. (*Frankfurter Zeitung* 1977. okt. 22. [459])

*

Az USA kormánya megszigorította a japán tv-vevőkészülékek importját. Ezért a Hitachi Ltd. (Japán) a General Electric Co. (USA) céggel közös, amerikai tv-gyártócéget, a General Television of America Inc. alapított. A GE-nek igen kedvező az új cég, hisz mintegy 4000 munkásának ad további munkalehetőséget. Az új cég 38,3 millió dolláros alaptőkéjű, részvényeinek fele a GE, másik fele Hitachi tulajdonában van. Az új cég mind a Hitachi, mind a GE technológiáját és kutatási eredményeit felhasználhatja. Ez új lehetőséget nyújt a GE-nek, hogy az amerikai tv-piacon megerősödjön a helyzete, a Hitachinak pedig, hogy a magas vámok ellenére konkurrenciáképes maradjon. Az 1978-as évben az új cég 800 000 színes tv-készüléket fog gyártani (1 milliót terveznek 1979-re). Emellett a Hitachi kb. 200 000 színes tv-t ad el az USA-ban a Tajvani cégen keresztül, és kb. 20 000-t közvetlenül Japánban. (*Elektronics*, 1977. dec. 22. [460])

A Thomson-CSF nyerte el az 1980-as moszkvai olimpiai játékok tv-berendezéseivel kapcsolatos 30 millió dolláros rendeltést. A cég erős nemzetközi mezőnyben, ahol olyanok is indultak, mint az RCA, győzött. A francia cég fogja ellátni a stadionokat kép- és hangkapcsoló központokkal, egy sor hírgyűjtő és képfeldolgozó-berendezéssel. A megrendelés többek között 100 színes tv-kamerát is magába foglal, továbbá 40 mobil mikrohullámú egységet, színes monitorokat és karaktergenerátorokat. (*Elektronics*, 1977. okt. [461])

*

A felgyorsult műszaki fejlődés és a munkaerő árának gyors növekedése a vezető naprakész informáltságát teszi szükségessé. Ezzel együtt jár az ismétlődő folyamatok automatizálására való törekvés is, aminek eszköze a miniszámítógép. A miniszámítógépeket kezdetben mint intelligens végberendezéseket, elsősorban „on-line” üzemenben tervezték felhasználni. A minik teljesítőképességének gyors növekedésével ismét előtérbe került az elosztott adatfeldolgozás, azaz a keletkező adatok helyszínen történő részbeni feldolgozása. Ez kezdetben csak feldolgozási előnyökkel járt (az adat keletkezési helyén könnyebb és megbízhatóbb az adatjavítás), de ma már kedvezőbb feldolgozási költségű, mint az adatátvitel, tiszta on-line feldolgozás. Előnyei még: a kisebb mozgatót adathalmaz és a meghibásodások esetén történő részleges veszteség. A centralizált adatfeldolgozás előnye a nagy adatbiztonság, az egyenletes leterhelhetőség, a centralizált gépellenzőrzés stb. A fejlődés valószínűleg a két véglet egyesítése felé tart: nagy központi gépekhez csatlakozó, helyi mikroszámítógép. (*Modern Office and Data Management*, 1977. szept. [462])

*

A Bell Lab. után a Rockwell International (USA) is kifejlesztette az 1 Mbit kapacitású, buborék-memóriát tartalmazó chipet. A mágneses háttértárolók (lemezcsomagok és mágnesszalagok) bitenkénti tárolási költsége alacsonyabb volt, mint a kis kapacitású buborék-memóriáké. A Rockwell reméli, hogy az 1 Mbit-es chipék már e téren is versenyképesek lesznek. A Rockwell kutatói szerint 1978-ban gyakorlatilag még csak 250...500 kbit-es chipék lesznek kaphatók. Az új chip méretei 10 mm × 9,5 mm, tárolási sűrűsége 1,6 millió bit/mm², ami tízszerese a Rockwell által eddig gyártott 100 kbit-es chip tárolási sűrűségének, bár a technológia azonos maradt. Üzemi frekvenciája 300 kHz, az üzemi hőmérséklettartomány —25 °C...+75 °C. Az új chip-nél a bitenkénti tárolási költség várhatóan 0,01 cent lesz, de az eszköz sorozatgyártására legalább még 3 évet kell várni. Valószínűleg kedvezőbb lesz (a méretek csökkenése miatt) az elérési idő is. A fotoeljárással készült maszknál a felbontóképesség 1 μm volt, a buborékok átmérője 1,8 μm. (*Electronics*, 1977. dec. [463])

*

Fotózási eljárással sikerült a Hitachi Ltd. (Osaka, Japán) központi kutatólaboratóriumában 1,5 μm szélességű vezető csíkokat előállítani. A permalloy tartalmú buborék-memóriához a vezeték közötti zárószál 0,25 μm széles. Ilyen nagy felbontást csak az ultraviola tartományba tartozó 200...260 nm-es hullámhosszúságú fényvel lehet elérni. Fényforrásként xenon-higany töltésű, gázkisüléses lámpát használtak. A japán kutatók állítják, hogy olyan, csak erre a hullámsávra érzékeny anyaggal dolgoztak, amely lehetővé tette, hogy fényszűrők nélkül készíthessenek maszkot. A fotoellenállás a polimetil-izópropenil-keeton egyik változata. A bróm-maszkot elektron sugárzással kezelték, ionos-marattal távolították el a felesleges anyagot. Bár az új eljárás rendkívül nagy felbontást biztosít, de a csatlakozó területek lemaradása miatt az alkalmazása igen korlátozott, csak az egységű buborék-memóriáknál használható gazdaságosan. (*Elektronics*, 1977. dec. [464])

*

Az Ahlborn cég (NSZK) THERM 5200-as sorozatú mérési eredményeket rögzítő és ellenőrző berendezése építőelem rendszerű. Az egyes műveleti egységek dugaszolható aljzattal csatlakoztathatók a 19"-os ház hátfalán. A különböző mérőelemek (hőmérők-, Pt 100-as érzékelő, fordulatszám-mérő stb.) mért eredményeit egyetlen berendezés képes fogadni és ha szükséges, a beállított előírt értékekkel digitális vagy analóg módon összehasonlítani. Csoportos átkapcsolók teszik lehetővé a megfelelő mérési körök, ill. a „kell”-értékek beállítását. Mintegy 100

mérőhely adatait tudja feldolgozni. Az éppen üzemenben lévő mérőhely adatait digitálisan kijelzi és adott esetben, pl. nyomtató csatlakoztatásával és megfelelő idő-író berendezéssel a mért értékeket és a mérés idejét ki lehet nyomtatni. A mérési értékek kinyomtatási ciklusának vezérlése a szünetidő-adó segítségével függetlenné tehető a lekérdezési ciklustól. (*Regelungstechnische Praxis*, 1977. nov. [465])

*

A Matsushita Electric (Osaka, Japán) cég A1 és A2 jelöléssel két új, a felsőbb árosztályba tartozó erősítőt készített. A gyártó szerint az A1 és A2 nem rosszabb, mint bármelyik készülék (bármely tulajdonságát figyelembe véve). A cég mérnökei az „A” üzemmódú erősítőt továbbfejlesztve A+ üzemmódot kaptak, amely az „A” és a „B” üzemmód előnyeit egyesíti. Jellemző adataik: az A1 kimenő teljesítménye 2 × 350 W/mind 8, mind 4 ohmon/, torzítása a 20 Hz...20 kHz tartományban 0,003%, míg 1 kHz-nél nem is mérhető. Az erősítőben egyenáramú csatolás van, a hőmegfűtést bonyolult, erős visszacsatolás akadályozza meg. Az A2 torzítása bármely bemenetét mérve jobb 0,005%-nál. Különlegesen nagy a zajfeszültség érzéketlensége, a jel/zaj viszony mágneses hangszedős lemezjátszónál 2,5 mV érzékenység esetén 95 dB, míg 10 mV érzékenységnél 107 dB. Dinamikus hangszedők számára előerősítőt építettek be. A A bemeneti jel/zaj viszony ekkor — 160 dBV. Ezt az erősítőt is egyenáramú csatolással gyártják. (*Funkschau*, 1977. dec. 16. [466])

*

A logikai analizátorok egyre egyszerűbbé válnak, ezzel akarják biztosítani, hogy az iparban és a szervizekben is elterjedjenek. A Paratronics Ins. (San Jose, Calif., USA) cég 532 típusú, 32 csatornás logikai állapot-analizátora is ezt a célt követi. Oscilloszkóppal összekapcsolva 256 szó bináris vagy alfanumerikus kijelzésére alkalmas. Ez többek között memóriák tartalmának ellenőrzésére teszi alkalmassá. A cég 150 típusú analizátort a kereskedelembe forgalmazott hobby-számítógépek adatvonalainak (S—100-as) ellenőrzésére fejlesztették ki. A 532 típusú analizátor homloklapján zsebszámológépekéhez hasonló nyomógomb-rendszer van, ezzel választható ki a triggerelő szó és 1 a 21-féle triggerelési lehetőség közül. A 32 bit-es szó két 16 bites csatornára bontható, mindkét csatorna egyedileg látható el órajellel. Ezzel lehetővé válik a 16 bites mikroprocesszor-chipek ellenőrzése. Az analizátor alaptípusa 5 MHz-es, de kívánságra szállítják 12 MHz-es sebességgel is. Csatlakoztatói tulajdonságaiban megfelel az IEEE—488-as ajánlásnak. (*Elektronics*, 1977. dec. 8. [467])

*

Az adatátviteli berendezések piaca a Frost and Sullivan tanulmánya szerint 1977-ben kb. 928 millió dollár volument ért el. A számítások szerint 1980-ra 1,2 millió dollárra nő, majd 1985-ben visszaesés következik be 1,0 millió dollárra. A tanulmány kitér arra, hogy egyes adatátviteli berendezéseknél — különösen modemeknél, telefoncsatlakozóknál és átviteli vizsgálóberendezéseknél — a visszaesés már most elkezdődik. Más kategóriák, mint pl. a front-end processzorok, koncentrátorok, multiplexer és üzenetkapcsolók piaca 1980-ig feltétlenül felfelé mutató tendenciájú lesz. Egyes berendezések pedig, amelyek jelentősége jelenleg kicsi, nagy fellendülés előtt állnak, ilyenek a telefonos irányítási rendszerek, a facsimile berendezések, az elektronikus posta vezérlőberendezései és a szatellit átvitel földi berendezései. (*Elektronics of America*, 1977. okt. 25. [468])

*

Megkezdte a száloptikai kábelek gyártását a Pilkington Brothers Ltd. angol üvegyártó vállalat, az amerikai Catholic University of America által kifejlesztett, kémiai kezelésen alapuló tömeggyártó eljárással.

Az egyszerű kábeleket a távközléstechnika számára készítik, 1 km feletti távolság és 50 kHz-es sávzsélesség igénye esetén használhatók. A kábelek csillapítása 15 dB/km értékű, egyes daraboknál 10 dB/km-es jellemző is előfordul. Az ára jelenleg 68 cent/m egy 50 km-es csomagnál, ez a tömeggyártás felfutása után várhatóan 17 cent/m-re csökken majd.

A gyártási eljárás európai alkalmazására egyedül a Pilkington cégnek van engedélye. Észak-Amerikában a Canada Wire and Cable Ltd., a Távol-Keleten pedig a japán Sumitomo cég használhatja az eljárást, licenccmegállapodások alapján. (*Electronics*, 1977. nov. 10. [469])

Az optikai szálak karakterisztikáit általában akkor mérik, mikor már kihúzták a szálát. A Standard Telecommunications Laboratories (Harkow, Nagy-Britannia) által kidolgozott módszerrel az üveg minősége folyamatosan ellenőrizhető a gyártás alatt. Az üvegszál folyamatossági hibáit már akkor észre lehet venni, amikor létrejönnek, s ez egyszerűsíti a veszteség-elemzést és a minőségellenőrzést.

A mérőrendszer egy forgódobból, egy fotoérzékelőből, egy ehhez csúszógyűrűvel csatlakozó külső erősítőből és egy 890... 910 nm sávszűrőből áll. (*Elektronik Design*, 1977. jun. 12. [470])

*

Az EGK postaügyi minisztériumai Brüsszelben 1977. december 15-én megállapodtak abban, hogy a jövőben szorosabb lesz az együttműködés a posta és híradástechnika területén. Javasolták e terület minisztereinek közös tanácskozását még 1978 első félévében megtartani, ahol az egyes ágazatok előterjeszhetnék javaslataikat.

Híradástechnikai területen a legfőbb feladat a különböző rendszerek jobb csatlakozásának biztosítása, valamint az EGK területén belül egységes híradástechnikai rendszer létrehozása. (*Nachrichten für Aussenhandel*, 1977. dec. 19. [471])

*

Bármily gyors is a számítógépek műszaki fejlődése, az űr az ipar és a potenciális felhasználók között nem változik. A vezető számára a piac kínálata (mini-, mikro-, asztali-, nagyszámítógépek, bérelt vonalak stb.) nem más mint egy rendkívül drága „őserdő”, amelyben a célszerűtlen választást igen drágán kell megfizetni. Bár a felhasználók szempontjai egyedi szempontok maradnak, de a rendszer kiválasztásához néhány szempontot is meg lehet adni.

1. Nem a jelenleg fennálló problémák megoldására kell a számítógép, hanem a közeljövőben fellépő, az alkalmazó szempontjából jelentősekre;
2. A megvásárolandó rendszer megbízhatósága, háttér-biztonsága és a felhasznált gépi technológia (milyen modern a gép);
3. Milyen méretű rendszer-támogatás jár a géppel (sok felhasználó saját maga is fejleszt, így a gyári software igénye alacsonyabb);
4. A gépi és a software-rendszerek filozófiája (a rendszerek felépítésének alapelvei);
5. A gép szervizelési szintje és a szerviz biztosítása. (*Management Today*, 1977. dec. [472])

*

Mind a gazdaságban, mind a közigazgatásban egyre nagyobb szerepet kap a szövegfeldolgozás. A gépi alapot a képernyős egységek, a floppy-diszkek, a nyomtatók és a mikroszámítógépek nyújtják, bár a nagyarányú fejlődésnél a felhasználóhoz való igazodás háttérbe szorult, az irodai munka is kezdte elveszíteni egyéni jellegét. A gyári software feljavításával igyekeznek a technikai lehetőségeket csak eszközzé visszaalakítani. A berlini szenátus vizsgálatai szerint egyszerű írógéppel írt A4-es oldal ára 20...40 DM (ebben a munkahely költségei is benne vannak), ez a felesleges írási munkák elhagyásával kb. 10 DM-re csökkenthető. Az íróautomaták felhasználása, a szövegfeldolgozó automaták alkalmazása további csökkenést tesz lehetővé. Az íróautomatákat hatékonysági analízissel választják ki. Ennek eredménye lett, hogy a munkahelyek a számukra legmegfelelőbb automatizálási eszközökhöz jutnak, hiszen a különböző követelményeket, valamint a rendelkezésre álló eszközök tulajdonságait súlyozzák és összevágolják. (*ORGADATA*, 1977. dec. [473])

*

A Neumüller Messtechnik (Ausztria) cég kétféle berendezéscsoportot mutatott be, amelyeket mikroszámítógépekhez fejlesztett ki (de más számítógéphez is csatlakoztathatók). A KDM sorozatnál (1, 2, 3 modell) a hangsúly a terminál kis helyigényén volt. Valamennyi KDM végberendezésnél a Teletype miniatűr klaviatúráját használják, amely alig nagyobb a szokásos telefonkészüléknél. A KDM 1-nél az adatok megjelenítésére 32 LED-es, egysoros, alfanumerikus kijelzést, míg a KDM 2-nél hagyományos tv-vevőkészüléket alkalmaznak. Ezen 24 sorban, soronként 80 jelet képesek megjeleníteni. Hálózati csatlakozása 220 V 50 Hz. Az átviteli sebesség állítható, a KDM 2-nél 110 és 9600 Baud, ill. a KDM 1-nél 110 és 300 Baud között. A beépített tároló kapacitása 32 Byte (KDM 1-nél), ill.

1064 Byte (KDM 2), ill. 1920 Byte (KDM 3). Jelkészlete megfelel az USACII-nak (64 jel). A másik periféria a ZE 610-es típusú adattároló. A mágneskazettás adattároló olcsó, egyszerű felépítésű és nagy megbízhatóságú (hibavalószínűsége 10^{-7}). (*Elektor*, 1978. jan. [474])

*

Az első, belgiumi optikai átviteli vonal 10,5 km hosszú és Brüsszelt Vilvoordeval köti majd össze. Ezzel Belgium az első 6 között van az optikai vonalak alkalmazásában. Az optikai vonalat a General Telephone and Electronics Corporation (GTE) belga leányvállalata szereli. Kezdetben csak 480 telefonvonalat visznek át az 1/10 mm átmérőjű fényvezető-szállakon. Az 1979-es év közepére már el akarják érni, hogy a 2×7 érből ne csak 1 érpárt gerjesszenek, hanem még másik 3-at is és ezzel az átvitt beszédcsatornák számát 2400-ra akarják növelni, míg a fennmaradó 3 érpár tartalék. A 6 éves kísérletezés alapján legjobb felépítésűnek talált kábel gerjesztésére LED-et használnak, míg érzékelőként lavina-fotodetektort. A következő érpárnál gerjesztésre lézerdíódát alkalmaznak majd, mert ez nagyobb sávzélességet biztosít (jelenleg azonban még túl rövid az élettartama). Jelátviteli modulációs eljárása: PCM. Az első nyilvános beszélgetést előreláthatóan 1978 szeptemberében engedélyezik majd az új vonalon. (*Telecommunication Journal*, 1978. jan. [475])

*

A japán Mitsubishi és TEAC cégek 1974 óta foglalkoznak azzal a lehetőséggel, hogy lemezre vitt információt lézersugár segítségével nyerjenek vissza. (Képet már tudnak ilyen módon visszajátszani, de csak most jutottak el a hang visszajátszásáig.) Felvételkor az analóg jelet impulzus-kód-moduláció (PCM) segítségével bináris jelekké alakítják. Ezeket a jeleket tárolják a lemezen. Maga a hanglemez polivinilkloridból készül. Kis mélyedések (hosszuk a μ m-es tartományba esik) tárolják a bináris információt. A lézer kibocsátott sugarának hullámhossza $1/\mu$ m. A lemez forgásebessége 30 ford/s, a játékidő 30 perc. A lemezjátszó ára (felvevővel együtt) 1400DM, míg a lemez maga kb. 30 DM. Mivel az ötlet az amerikai MCA és a holland Philips cégek szabadalma, a japán megvalósítás útjában még szabadalmi akadályok is állnak. (*Elektronik*, 1977. nov. [476])

*

A Texas Instruments Modell 763-as és 765-ös termináljába TBMO103-as típusú max. 90 kByte-os kapacitású mágnesbuborékos tárolót épített be.

Ez a fejlődés fordulópontot jelent a tárolótechnológiai piacon, mivel a buborékos memóriák olyan területekre hatolnak be, amelyeken eddig a jelentősen drágább elektromechanikus tárolók, mint az adatkazetták, szalagkazetták és diszkettek uralkodtak. A mágnesbuborékos memóriák előnye a nagyobb megbízhatóság, a rövidebb hozzáférési idő, a kisebb súly és a kisebb teljesítménycsúszás. Pl. a 765-ös terminál súlya 7,7 kg, így könnyen hordozható. (*Blick durch die Wirtschaft*, 1977. nov. 15. [477])

*

Gyakorlatilag a nulláról indulva, ez év végére a mágnesbuborékos memóriák piaci volumene eléri a 3,38 millió dollárt, 1983-ra pedig a 231 milliót. A 80-as évek közepére számítják, hogy a memóriák átlépik a milliárd dolláros határt, mivel erre az időre várható, hogy a buborékos memóriákat előállító cégek versenyképesek lesznek a forgólemezes memóriákkal. E megállapítások az amerikai Venture Development Corporation (VDC) (1 Washington Street, Wellesley, Massachusetts 02181) tanácsadó cég „Bubble Domain Memory Markets 1978—1983” c. tanulmányában olvashatók.

A mágnesbuborékos memóriák előnyei igen kézenfekvők. Elsősorban igen nagy az adatfeljegyzés sűrűsége, s ezáltal sokkal kisebbek és könnyebbek, mint a diszk-memóriák. Ezenkívül a hozzáférési idő rövidebb, bár ezt a valamivel hosszabb továbbítási sebesség kiegyenlíti. Az adatok hosszú idejű stabilitása és megbízhatósága legalább két nagyságrenddel jobb mint a mágneslemezeké. Az alapos vizsgálatok azt mutatták, hogy a hiba valószínűsége 1:100 billió bit, a bejegyzett adatok hosszúidejű stabilitása eléri a 100 évet. Végül a mágneses tárolóknak nincsenek mozgó mechanikus alkatrészei, amelyek igen sok hiba forrásai lehetnek.

Az alkatrészgyártás fejlődési iránya: mind több és több áramkörü funkció egyetlen chip-en való tömörítése. Ennek oka, hogy a több funkció megvalósításával a relatív gyártási költségek lényegesen csökkennek. A chip-ek az ipari szabvány szerint DIP érintkezősek. A tokozási technológia fejlődésével lehetővé vált több chip egyetlen DIP tokban történő elhelyezése. Ezeket nevezik polichip-DIP-nek. Ma még csak 2...10 chip-et tudnak egyetlen tokban elhelyezni. Az LSI technológia jelenlegi fejlettsége tokonként 100...1000 logikai kapu létrehozását teszi lehetővé. A polichip-DIP lehetővé teszi az analóg és a digitális áramkörök egyetlen tokban történő elhelyezését. Jelentős előnye, hogy a kombinált áramkörök egy-egy chipből könnyen és relatív olcsón előállíthatók, majd a minták elkészítése után egyszerűen legyárthatók (vagy egyetlen chipen összevonhatók a több chip elemei). A polichip-DIP-ek legnagyobb gyártója (a Bell mellett) a Western Electric. (*Bell Laboratories Record*, 1977. szept. [478])

A Stander Microsystems (USA) cég CRT 5027 típusú LSI-áramköre egy 40 pólusú építőelem. Ez az elem N-csatornás COPLAMOS technológiával készült és a jelek ábrázolásához szükséges valamennyi idő-impulzus előállításához szükséges logikát tartalmazza, így a képernyőn bármely jelet meg tud jeleníteni. Természetesen figyelembe veszi a tv-vevőkészülékek pontjainak leszámolási lehetőségét. Ennek oka, hogy a MOS-logikák 25 MHz-en már nem használhatók. Az építőelem programozható, így pl. beállítható a horizontális és vertikális szinkronizálás, képenkénti sorok száma, a soronkénti jelek száma. A beépített mikroprocesszor a 4 címvezetéken keresztül programozható. Ateljes adatmegjelenítő berendezéshez a monitoron és a videojelet kikeverő áramkörön kívül még a jelgenerátorra, a kvarcoszcillátorra, a pontszámlálóra, a címeket dekódoló áramkörre és átkapcsoló logikai áramkörre van szükség. Így az adatmegjelenítő berendezés elektronikája már csak néhány IC-ből áll. (*Rühnschan*, 1977. dec. 30. [479])

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.397.335

Zsiga Á.:

Blokkszinkron rendszerek szinkronizációs időinek számítása

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 1. sz.

A cikk a CCITT által ajánlott blokkszinkronizációs rendszerek szinkron-időinek számítási módszereit foglalja össze, illetve az ezek végrehajtásához készült programok vázlatos leírását tartalmazza.

ETO 621.38—213.3:533.599.2

Sulyok J.:

Tokozások gázszivárgása következményének számítása

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 1. sz.

A cikkben a tömítésvizsgálattal nyerhető mennyiségek segítségével kerül levezetésre a vízgőz parciális nyomásának a mikrotérre vonatkozó időfüggvénye. Számpéldák szemléltetik a különböző tényezők hatását és a követelmények megválasztásának szempontjait.

ETO 621.397.3:621.397.6222

Dr. Pálinszki A.:

PAL és NTSC jelek előállításának a szokásostól eltérő megoldásai

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 1. sz.

A cikk a PAL és NTSC rendszerű kvadratúra-modulált jelek előállításával foglalkozik és több, eddig nem alkalmazott, új eljárást ismertet.

ETO 621.376.4:621.391.827.4

Frigyes I.:

Negyedik hatványra emelő vívőszállító áramkörök viselkedése zajos és sávkorlátozott környezetben

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 1. sz.

A cikkben a négyállapotú fázismodulált összeköttetésekben alkalmazott, negyedik hatványra emelő vívővisszaállítók következő tulajdonságaival foglalkozunk: megállapítjuk a sávkorlátozás következtében megjelenő zaj teljesítmény-sűrűségét és a termikus zaj módosulását a sávkorlátozás hatására. A vizsgálatokat NRZ és bifázisú vonali kódolás esetére egyaránt kiterjesztjük. Ezek eredményeképpen kimutatjuk, hogy az intermodulációs zajra vonatkozó igen szigorú követelményeket bifázisú kódolás esetén keskenyebb sávú szűrővel lehet teljesíteni, mint NRZ kódolásnál; mérsékelt követelmények esetén az NRZ kódolás igényel kevesebb sávot. Számos, az elmélet alapján készült diagram megkönnyíti a konkrét tervezési munkát.

Обобщения

ДК 621.397.335

Жига, А.:

Расчет времен синхронизации блок-синхронных систем

НІРАДАСТЕХНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, Будапешт) XXX. (1979) № 1.

В статье обобщаются методы расчета времен синхронизации блок-синхронных систем, рекомендованных МККТТ. Дается схематическое описание программ, изготовленных для расчета.

ДК 621.38-213.3:533.599.2

Шульок, Й.:

Расчет следствия утечки газа кожухов

НІРАДАСТЕХНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, Будапешт) XXX. (1979) № 1.

В статье при помощи величин, получаемые в результате течеиспытания выводятся функция времени парциального давления водяной пары к отношению микрообъема. На расчетных примерах иллюстрируются влияние различных факторов и критерии выбора требований.

ДК 621.397.3:621.397.6222

Др. Палински, А.:

Необычные методы создания сигналов ПАЛ и NTSC

НІРАДАСТЕХНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, Будапешт) XXX. (1979) № 1.

В статье рассматривается создание сигналов с квадратурной модуляцией по системам ПАЛ и NTSC. Излагаются несколько, до сих пор неприменяемые новые методы.

ДК 621.376.4:621.391.827.4

Фридьеш, И.:

Поведение цепей несущего тока с возведением на четвертый степень в шумовой среде и в ограниченной полосе

НІРАДАСТЕХНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, Будапешт) XXX. (1979) № 1.

В статье излагаются следующие свойства цепей несущего тока с возведением на четвертый степень, применяемых на связи с фазовой модуляцией со четырьмя состояниями: определяется плотность мощности шума, проявляющийся вследствие ограничения полосы и также изменения теплового шума из-за ограничения полосы. Исследовании расширяются для NRZ и для буфазного линейного кодирования. На основе полученных результатов показывается, что необходимая ширина фильтра для удовлетворения строгих предписаний к шумам нелинейности в случае бифазного кодирования уже, чем в случае NRZ. При измеренных требованиях в случае NRZ кодирования требуется еньше полоса. Конкретная работа проектирования облегчается при помощи многочисленных диаграмм, приготовленных на основе теории.

Zusammenfassungen

DK 621.397.335

Zsiga, Á.:

Synchronisierungszeitberechnungen der Blocksynchronsystemen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr 1.

In dem Aufsatz werden die Synchronisierungszeitberechnungsmethoden der Blocksynchronsystemen empfohlen durch den CCITT, zusammengefasst und die skizzenhafte Beschreibung des zur Ausführung derselben geschaffene Programm, dargestellt.

DK 621.38—213.3:533.599.2

Sulyok, J.:

Berechnung von Folgen der Gasströmungen von den Gehäusen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr 1.

In dem Aufsatz wird die Zeitfunktion des Wasserdampfdruckes bezüglich des Mikrofeldes mit den durch Dichtungsprüfungen gewinnbaren Qualitäten, deduziert. Berechnungsbeispiele illustrieren die Wirkungen der verschiedenen Faktoren und die Gesichtspunkte der Wahl der Forderungen.

DK 621.397.3:621.397.6222

Dr. Pálinszki, A.:

Absonderliche Lösungen für die Erregung von PAL und NTSC Systemen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr 1.

Der Aufsatz beschäftigt sich mit der Erregung der quadraturmodulierten Signalen von PAL und NTSC Systemen und erörtert bis jetzt noch nicht angewandte Verfahren.

DK 621.376.4:621.391.827.4

Frigyes, I.:

Frequenz vervierfachende Trägerableitungssystemen in geräuschigem und bandabgegrenzten Umgebungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr 1.

Der Verfasser beschäftigt sich mit den folgenden Eigenschaften der frequenzvervierfachenden Trägerableitungssystemen, welche in Vierphasenabtastungsübertragungen angewendet sind: die durch die Bandabgrenzung erscheinende Geräuschleistungsdichte und die Änderung des thermischen Geräusches infolge der Bandabgrenzung, werden bestätigt. Die Untersuchungen werden in gleicher Weise auch auf die Kodierung ausgedehnt. Als Ergebnis des obigen wird es bewiesen, dass sehr strenge Anforderungen bezüglich des Intermodulationsgeräusches können im Falle von biphasen Kodierung mit einem Filter von schmalere Band als wie bei NRZ Kodierung erfüllt werden; gibt es aber mässige Forderungen so erfordert die NRZ Kodierung schmalere Bänder. Viele auf Grund der Theorie aufgezeichnete Diagramme erleichtern die konkrete Entwurfsarbeit.

Summaries

UDC 621.397.335

Zsiga, Á.:

Calculation of the Synchronous Times of Blocksynchronous Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 1.

In the paper the calculation method for the synchron-times of blocksynchronous systems recommended by the CCITT is summarized and the description of the programmes to carry out these methods is presented in outlines.

UDC 621.38—213.3:533.599.2

Sulyok, J.:

Calculation of the Effect of Gas Leakage from Casings

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 1.

In the paper by means of quantities obtainable with sealing test, the time function of the partial pressure of vapour on the micro field is deduced. Numerical examples show the effect of the different factors and the standpoint of the selection of requirements.

UDC 621.397.3:621.397.6222

Dr. Pálinszky, A.:

Solution Contrary to Practice for Obtaining PAL and NTSC Signals

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 1.

The paper deals with the production of quadrature-modulated signals of PAL and NTSC systems and present several new procedures up to the present not applied.

UDC 621.376.4:621.391.827.4

Frigyes, I.:

Frequency Quadrupling Carrier Recovery Circuits in Noisy and Band Limited Environment

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 1.

The paper deals with the following properties of frequency quadrupling Carrier Recovery Circuits applied in quaternary phase shift keying (QPSK) transmission: the noise power density produced by band limiting and the modification of thermal noise as a result of band limiting are stated. The examinations are extended both to the NRZ and biphas line coding. As a result of the above mentioned it is shown, that the very severe requirements concerning intermodulation noise can be carried out in case of biphas coding, with a narrower band filter, than at the NRZ coding. In case of moderate requirements the NRZ coding requires a narrower band. Several diagrammes made on the basis of this theory make the concrete design work easier.

Résumés

CDU 621.397.335

Zsiga, Á.:

Calcul des temps de synchronisation des systèmes bloc-synchronisés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 1.

L'article résume les méthodes de calcul des temps de synchronisation de systèmes recommandés par la CCITT et il implique l'notice des programmes pour exécuter ces calculs.

CDU 621.38—213.3:533.599.2

Sulyok J.:

Détermination de la filtration du gaz de boîte

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 1.

Dans l'article la fonction de temps concernant le microchamp de la pression partielle du vapeur d'eau est déduite par les quantités que on peut obtenir au moyen l'examen d' étenchage. Les exemples numériques illustrent l'effet des facteurs différents et des points de vue du choix des exigences.

UDC 621.397.3:621.397.6222

Dr. Pálinszki A.:

Solutions particulières de production des signaux PAL et NTSC

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 1.

L'article s'occupe de production des signaux modulés à quadrature et il expose plus méthodes nouvelles qui ne sont pas précédement appliques.

CDU 621.376.4:621.391.827.4

Frigyes I.:

Conduite des circuits élevant à quatrième puissance restituant des courant porteurs dans les conditions bruyantes et celles de bande limitée

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 1.

L'article s'occupe caractéristiques suivantes des circuits élevant à quatrième puissance restituant des courant porteurs qui sont employés aux liaisons à quatre états modulées à phase: il établit la densité de la puissance de bruit et le changement du bruit thermique qui sont produits par la limitation de bande. L'examen sera étendu sur le cas de NRZ et le codage de ligne à biphas. En résacat de ces examens on démontre que dans le cas de codage à biphas les exigences très sévères rappelant au bruit d'intermodulation peuvent être remplies par un filtre moins étroit que dans celui de codage à NRZ: dans le cas des exigences modérées le codage à NRZ revendique une bande moins étroite. Les diagrammes nombreux élaborés sur la théorie facilitent le dessein concret.

KULCSOT ADUNK ÖNNEK A GAZDASÁGI SIKERHEZ!

Ügyfeleink véleménye bizonyítja, hogy
hirdetéseink EREDMÉNYESEK!

Várjuk szíves érdeklődését: Lapkiadó Vállalat
Hirdetési Osztály, 1076 Budapest, Garay u. 5.
Szakelődő: Hampó Józsefné, 415-582

