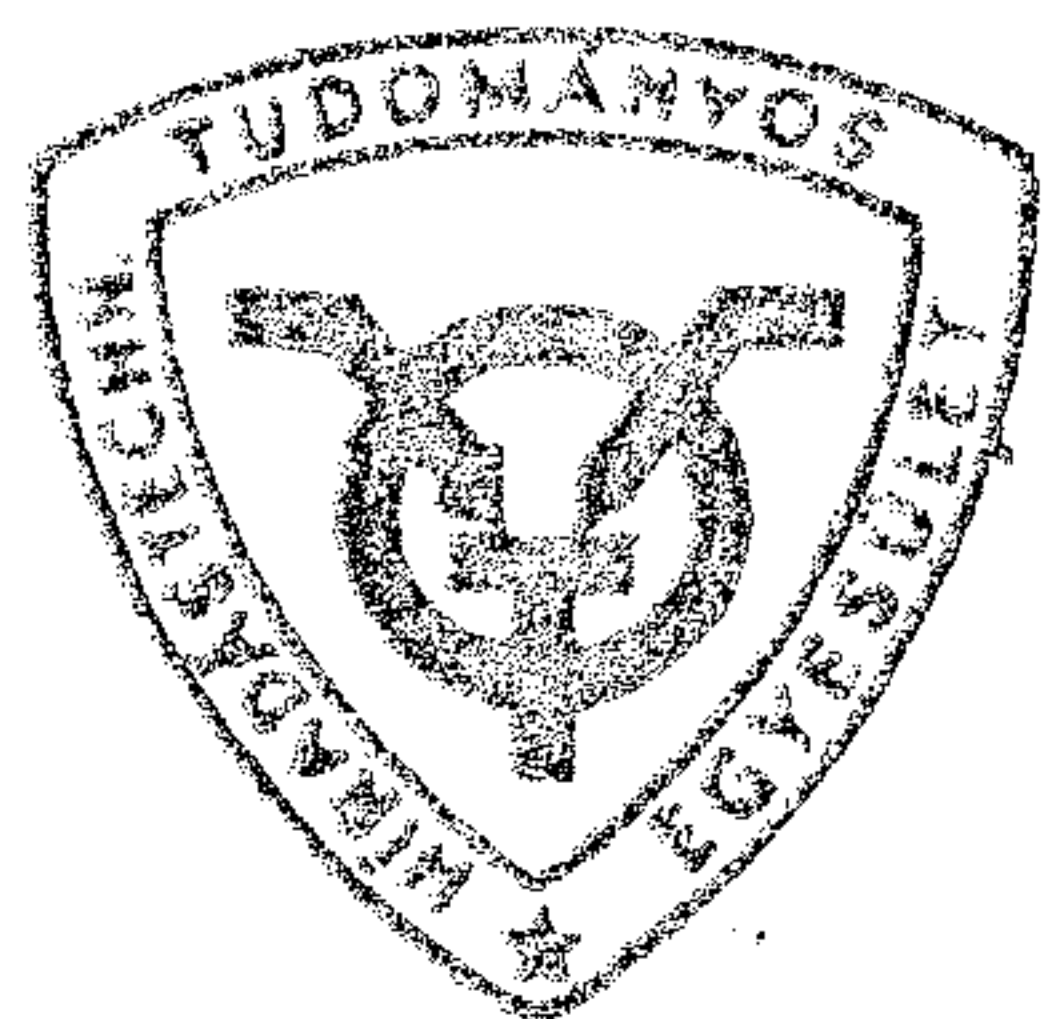


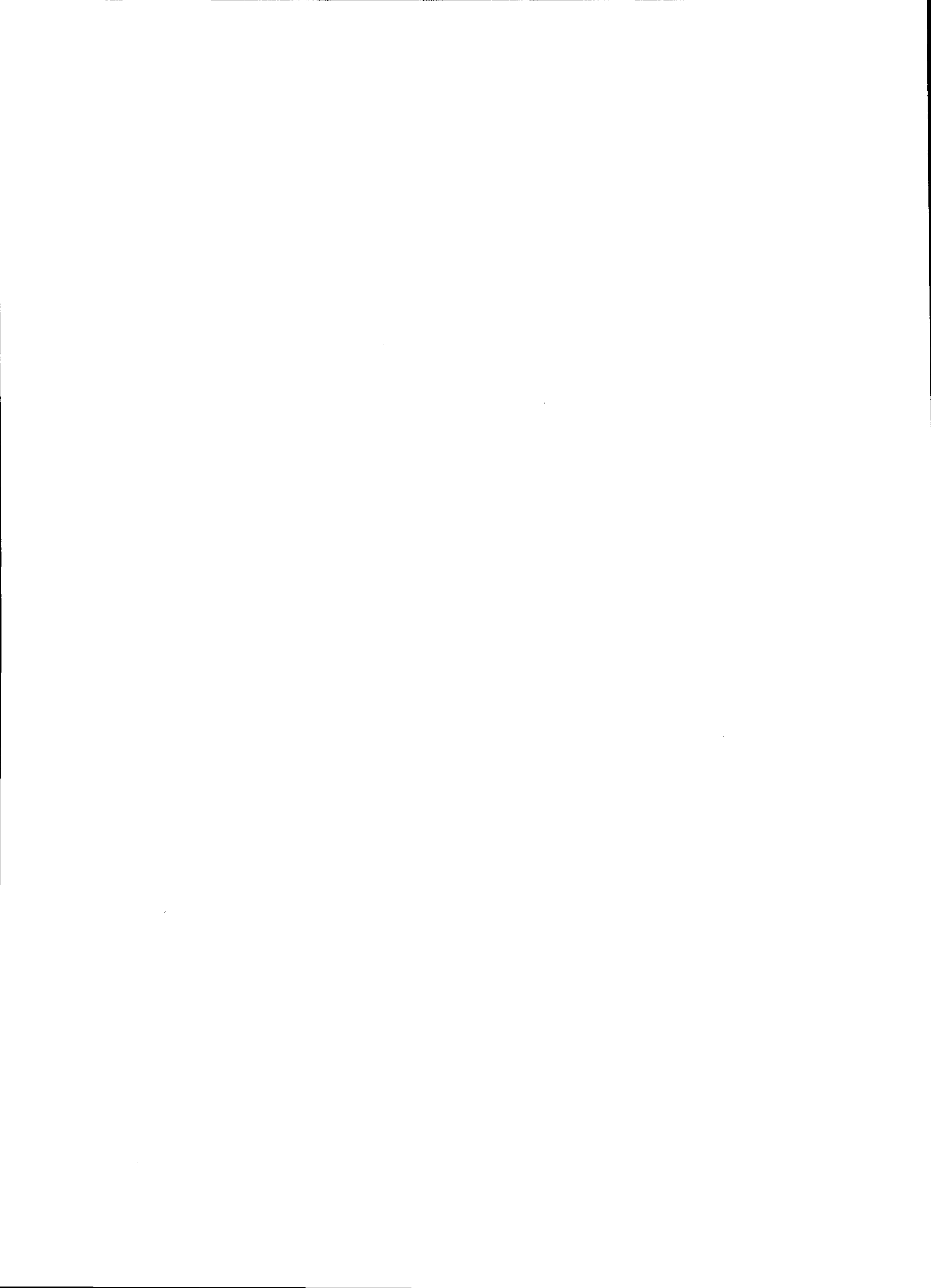
HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

12



XXVI. ÉVFOLYAM, 12. SZÁM, 353-384 OLDAL. BUDAPEST, 1975. DECEMBER



HÍRADÁS- TECHNIKA

1975. december XXVI. évfolyam 12. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

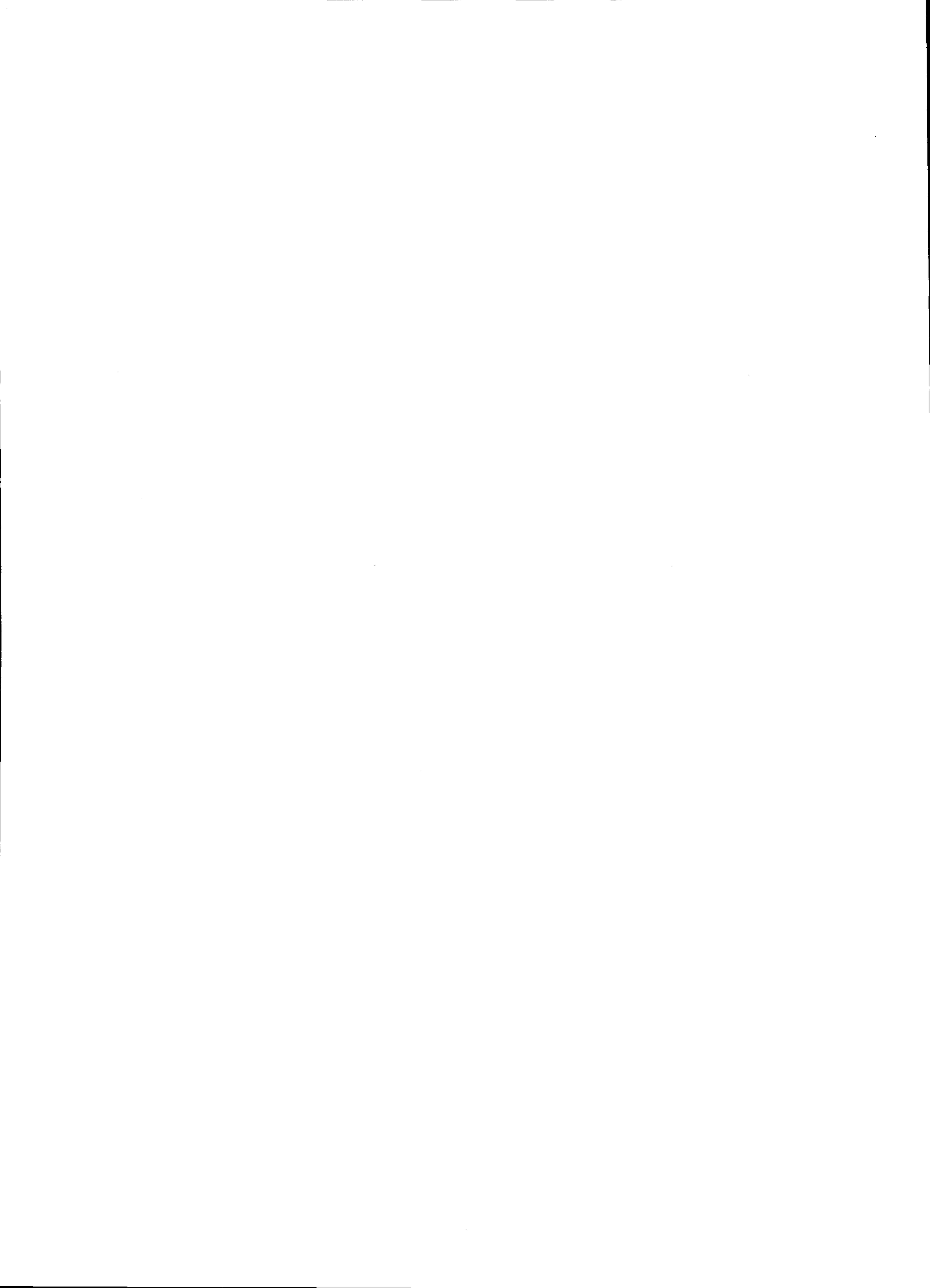
DR. BOLGÁRFALVI KÁROLY: Koncentrált paraméterű, lineáris, idővariáns és passzív n-kapuk ábrázolása a Hilbert-térben	353
Az URSI XVIII. Közgyűlése Limában	363
Egyesületi hírek	363
PAP LÁSZLÓ—NEMES MIHÁLY: Oszcillátorok stabilitása	364
HEGYESI LAJOS: A TMB—31/32 típusú, PCM-kompatibilis távíró multiplex rendszerrel létesített kísérleti összeköttetés vonali mérései	370
Mikrohullámú szeminárium	381
Szemle	381
Tartalmi összefoglalások	383
Обобщения	383
Zusammenfassungen	383
Summaries	383
Résumés	384

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL, DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, DR. RUPPENTHAL PÉTER, DR. SÁRKÖZY GÉZA. — 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: 1906 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 postautóvalványon, 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” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 75.4211 Egyvetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25 375



DR. BOLGÁRFALVI KÁROLY
Távközlési Kutató Intézet

Koncentrált paraméterű, lineáris, időinvariáns és passzív n -kapuk ábrázolása a Hilbert-térben

ETO 513.882:519.56:621.372.22:621.372.6

Korábban láttuk [1], hogy a meghatározott határfeltétellel rendelkező lineáris passzív n -kapuk N_{pH} halmazán az n -kapuk n -kapuvá való összekapcsolása bináris műveletet határoz meg. Maga az N_{pH} halmaz pedig additív félcsoportot alkot az összekapcsolási műveletre, mint bináris műveletre vonatkozólag. Az N_{pH} -beli n -kapuk ábrázolását ezen félcsoporthoz valamilyen V vektortér lineáris operátorai félcsoporthoz való bármely homomorfizmusát értjük. Ebben az esetben a V vektorteret az ábrázolás terének nevezik. Ha a V vektortér egy K kommutatív test feletti vektortér, akkor az ábrázolást K test feletti ábrázolásnak nevezik.

Ugyancsak láttuk az [1]-ben az n -kapuk ábrázolását a Schwartz-féle kompakt szupportú vizsgálófüggvények és általánosított függvények n -dimenziós vektortérben, melyet D_n -el, illetve D'_n -el jelöltünk. Továbbá említettük, hogy az n -kapuk különböző ábrázolásaira úgy jutunk, hogy különböző V vektortereket választunk a különböző funkcionális terek közül. Most a Hilbert-térbeli ábrázolást fogjuk tárgyalni.

1. A Hilbert-tér és operátorai

1.1 A Hilbert-tér fogalma

1. Definíció. Az $f, g, h, \dots, x, y, \dots$ elemek V halmazát lineáris térnek vagy vektortérnek nevezzük a K számtesten, ha

I) bármely két V -beli f és g elemmel megfelelésbe állítható egy ugyancsak V -hez tartozó x elem, melyet az f és g összegének neveznek és $x=f+g$ -vel jelölnek, miközben ezen művelet kielégíti a következő követelményeket (axiómákat):

- i) $f+g=g+f$ (kommutativitás)
- ii) $(f+g)+h=f+(g+h)$ (asszociativitás)
- iii) valamennyi $f \in V$ esetén létezik egyetlen olyan $\epsilon \in V$ elem, hogy $f \neq \epsilon = f$ (összegezésre vonatkozó neutrális elem)

II) valamennyi $f \in V$ elemmel és $\alpha \in K$ számmal megfelelésbe állítható egy V -hez tartozó y elem, melyet az f elem α számmal való szorzatának neveznek és $y=\alpha f$ -el jelölnek, miközben ezen művelet kielégíti a következő követelményeket:

- i) $\alpha(\beta f)=(\alpha\beta)f$ $\alpha, \beta \in K$ (asszociativitás)
- ii) a K számtestben létezik olyan $1 \in K$ elem, hogy valamennyi $f \in V$ esetén $1 \cdot f=f$ (skalár szorzás neutrális eleme)
- iii) $(\alpha+\beta)f=\alpha f+\beta f$ (skalár összegezésre vonatkozó disztributivitás)
- iv) $\alpha(f+g)=\alpha f+\alpha g$ (vektor összegezésre vonatkozó disztributivitás).

2. Definíció. A V vektorteret Banach-térnek vagy normál térnek nevezik, ha valamennyi $f \in V$ elemmel megfelelésbe állítható egy nem negatív $\|f\|$ szám, melyet az f elem normájának neveznek és amely a következő tulajdonságokkal rendelkezik:

- i) $\|\alpha f\|=|\alpha| \cdot \|f\|$ $\alpha \in K$ skalár
- ii) $\|f+g\| \leq \|f\| + \|g\|$
- iii) $\|f\|=0$, akkor és csakis akkor, ha $f=$ és a V

tér teljes a normára vonatkozólag, vagyis valamennyi önmagában konvergens sorozatnak van a V térben határértéke.

A Banach-térben a sorozatok konvergenciája a normával van definiálva. Így $f_n \rightarrow f$ akkor és csakis akkor, ha

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \|f_n - f\| = 0 \quad (n=1, 2, \dots). \quad (1)$$

A Banach-tér konkrét példája az L_1 tér, mely az összes olyan mérhető komplex értékű $f(t)$ függvény összessége a valós $t(-\infty < t < \infty)$ változó felett, hogy

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)| dt < \infty. \quad (2)$$

Az integrál Lebesgue értelemben van véve. Természetesen az L_1 tér teljes.

A későbbiek folyamán vizsgálni fogjuk az olyan n -dimenziós V_n vektorteret, melynél valamennyi vektorkomponens az L_1 térbe esik:

$$\underline{f} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad f_i \in L_1 \quad (i=1, 2, \dots, n). \quad (3)$$

Ezt a teret L_{1n} -el jelöljük. Az L_{1n} -beli normát a következő módon definiáljuk:

$$\|\underline{f}\|_1 = \sum_{r=1}^n \int_{-\infty}^{\infty} |f_r(t)| dt < \infty \quad (4)$$

3. Definíció. A lineáris V teret Hilbert-térnek nevezük, ha bármely f és g elempárhoz hozzá van rendelve valamilyen (f, g) komplex szám, melyet az f és g belső szorzatának neveznek és amely a következő követelményeknek tesz eleget:

- i) $(\alpha f, g) = \alpha(f, g) \quad \alpha \in K$
- ii) $(f_1 + f_2, g) = (f_1, g) + (f_2, g)$
- iii) $(f, g) = \overline{(g, f)}$, ahol a felülvonás konjugált komplex értékre való áttérést jelent.
- iv) $(f, f) > 0$, ha $f \neq 0$.

Könnyű belátni, hogy a Hilbert-tér a Banach-tér speciális alakja, ahol a norma így van definiálva

$$\|\underline{f}\| = (f, f)^{1/2}. \quad (5)$$

A Hilbert-tér konkrét példája az L_2 tér, mely az összes olyan mérhető komplex értékű $f(t)$ függvény összessége a valós $t(-\infty < t < \infty)$ változó felett, hogy

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^2 dt < \infty \quad (6)$$

Az integrál itt is Lebesgue értelemben van véve és az L_2 tér mint ismeretes, teljes.

Az L_2 térben a belső szorzat a következőképpen van definiálva:

$$(f, g) = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{f(t)}g(t) dt < \infty \quad (7)$$

A következőkben olyan n -dimenziós H_n vektorteret fogunk vizsgálni, melynél valamennyi vektorkomponens az L_2 térbe esik

$$\underline{f} = \begin{bmatrix} f_1 \\ \vdots \\ f_2 \\ f_n \end{bmatrix} \quad f_i \in L_2 \quad (i=1, 2, \dots, n). \quad (8)$$

Ezt a teret L_{2n} -el jelöljük. Az L_{2n} -beli belső szorzat lesz:

$$(f, g) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{r=1}^n \overline{f_r(t)}g_r(t) dt < \infty. \quad (9)$$

Az előző megfontolások alapján, ha $f \in L_{2n}$, akkor az

\underline{f} normájának négyzete

$$\|\underline{f}\|_2^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{r=1}^n |f_r(t)|^2 dt = (f, f). \quad (10)$$

Jelöljük az \underline{f} vektor transzponáltját \underline{f}' -vel, az \underline{f}' transzponált konjugáltját pedig \underline{f}^* -al. Ebben az esetben a (9) belső szorzatot így írhatjuk fel:

$$(f, g) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{f}^*(t) g(t) dt, \quad (11)$$

ahol az integranduszt a közönséges skaláris vektor-szorzás szabályai szerint lehet kifejtetni.

Bármely két L_{2n} -beli f és g elemre érvényes az igen fontos Schwartz-féle egyenlőtlenség, amely szerint

$$|(f, g)| \leq \|f\|_2 \|g\|_2 \quad (12)$$

1.2 A Hilbert-térbeli operátorok

4. Definíció. Az L_{2n} -beli operátor egy olyan A függvény, mely értelmezve van L_{2n} valamilyen D részhalmazán és egy vagy több L_2 -beli $A \cdot f$ értéket szolgáltat valamennyi D -beli f elemre.

A D halmazt az A operátor $D(A)$ értelmezési tartományának nevezik. Az összes $A \cdot f \quad f \in D(A)$ érték halmazát az A operátor $R(A)$ értéktartományának nevezik. Az összes $\langle f, A \cdot f \rangle, \quad f \in D(A)$ és $A \cdot f \in R(A)$ alakú elem halmazát az A operátor $G(A)$ gráfjának nevezik. Itt nyilván $D(A) \subset L_{2n}, \quad R(A) \subset L_{2n}$ és $G(A) \subset L_{2n} \times L_{2n}$.

5. Definíció. Az L_{2n} -beli A operátort lineárisnak nevezük, ha a G gráfja lineáris sokaság olyan szempontból, hogy összeg és aránytartó.

Bevezetjük a következő jelölést: $\langle f, g \rangle \in G(A)$ azt jelenti, hogy $f \in D(A), \quad g \in R(A)$ és $A \cdot f$ létezik és értéke éppen g . Ezen jelölés segítségével valamely L_{2n} -beli A operátor gráfja akkor és csak akkor lineáris sokaság, ha teljesülnek ezek a feltételek:

- i) $\langle f, g \rangle \in G(A)$ -ből azonnal következik, hogy $\alpha \langle f, g \rangle = \langle \alpha f, \alpha g \rangle \in G(A)$ (aránytartóság)
- ii) $\langle f_1, g_1 \rangle \in G(A)$ és $\langle f_2, g_2 \rangle \in G(A)$ -ből azonnal következik, hogy $\langle f_1 + f_2, g_1 + g_2 \rangle \in G(A)$ (összegeztartóság).

A fenti definícióból az is következik, hogy ha az A operátor lineáris, akkor a $D(A)$ értelmezési és $R(A)$ értéktartománya is lineáris sokaságot képez az L_{2n} -ben.

6. Definíció. Az L_{2n} -beli A operátort egyértékűnek nevezik, ha valamennyi $D(A)$ -beli f elemhez csak egyetlen $A \cdot f$ elemet rendel hozzá.

1. Állítás. Annak szükséges és elégséges feltétele, hogy a lineáris A operátor egyértékű legyen az, hogy $A \cdot 0$ -hoz egyetlen 0 érték legyen hozzárendelve.

Bizonyítás. Nyilván minden lineáris halmaz tartalmazza a zérus elemet, ezért minden lineáris operátor gráfjában előfordul a $\langle 0, 0 \rangle$ elem. Innen következik, hogy 0 az $A \cdot 0$ egyik értéke, tehát a feltétel szükséges.

Hogy kimutassuk a feltétel elégségességét, legyen $\langle f_1, g_1 \rangle, \langle f, g_2 \rangle \in G(A)$. Ekkor

$$\langle f_1 g_1 \rangle - \langle f_1 g_2 \rangle = \langle 0, g_1 - g_2 \rangle \in G(A).$$

Tehát az A 0 értékhez $g_1 - g_2$ tartozik. Ámde ha az A operátor egyértékű, akkor $g_1 = g_2$ és $g_1 - g_2 = 0$, tehát a feltétel elégségessége is bizonyítva van.

Megemlítjük, hogy az egyértékű L_{2n} -beli operátort L_{2n} -beli transzformációnak is nevezik.

Az L_{2n} -beli lineáris A transzformációt korlátosnak nevezik, ha

$$\sup_{f \in \tilde{L}} \frac{\|Af\|}{\|f\|} \equiv \|A\| < \infty. \quad (13)$$

2. Állítás. Bármely lineáris T transzformációnál, mely a lineáris normált V teret lineáris normált V' térbe képezi le, a következő feltételek egyenértékűek:

- i) T folytonos;
- ii) T folytonos valamelyik pontban;
- iii) T korlátos, vagyis létezik olyan pozitív C állandó, hogy $\|T \cdot f\| \leq C \|f\|$ valamennyi $f \in V$ esetén.

Bizonyítás. Ha a T folytonos az f_0 pontban, akkor létezik olyan pozitív B állandó, hogy $Tf - Tf_0 = \|Tf - Tf_0\| \leq 1$, ha $\|f - f_0\| \leq B$. Jelöljük $(f - f_0)$ -t h -val, akkor $\|T(h)\| \leq 1$, ha $\|h\| \leq B$ és tetszőleges $g \neq 0$ esetén lesz

$$\|Tg\| = \frac{\|g\|}{B} \|T \frac{B}{\|g\|} g\| \leq \frac{\|g\|}{B}$$

vagyis T kielégíti az iii) feltételt $C = 1/B$ állandó esetén. Ellenben ekkor

$$\|Tf - Tf_1\| = \|T(f - f_1)\| \leq C \|f - f_1\| \leq \varepsilon, \quad \text{ha} \\ \|f - f_1\| < \frac{\varepsilon}{C}$$

tehát T folytonos valamennyi f_1 pontban q.e.d.

6. Definíció. Az L_{2n} -beli korlátos (folytonos) lineáris A transzformáció $\|A\|$ normájának nevezik a C állandók közül a legnagyobbat, vagyis

$$\|A\| = \sup_{f \neq 0} \frac{\|Tf\|}{\|f\|}. \quad (14)$$

1.3 Kiterjesztési tétel

A következőkben szükségünk lesz a kiterjesztési tételre, melyet rövid előkészítés után ismertetünk.

7. Definíció. A $D \subset L_{2n}$ halmazt sűrűnek mondjuk az L_{2n} -ben, ha bármely $\varepsilon > 0$ és $f \in L_{2n}$ esetén létezik olyan $g \in D$, hogy $\|f - g\| < \varepsilon$.

Könnyű belátni, hogy ha D sűrű az L_{2n} -ben, akkor L_{2n} összeesik a D zárásával. Ha L_{2n} Hilbert-tér, akkor teljes is, vagyis valamennyi L_{2n} -beli Cauchy-sorozat konvergál az L_{2n} -beli határértékhez. Tehát ha

$$\lim_{n, m \rightarrow \infty} \|f_n - f_m\| = 0 \quad (15)$$

akkor létezik olyan $f \in L_{2n}$ elem, hogy

$$\lim_{n \rightarrow \infty} f_n = f. \quad (16)$$

3. Állítás. (Kiterjesztési tétel.) Tegyük fel, hogy V_n Banach-tér, vagyis teljes normált tér és A egy V_n -beli korlátos lineáris transzformáció, melynek $D(A)$ értelmezési tartománya sűrű a V_n -ben. Ebben az esetben A definiálható valamennyi $f \in V_n$ -re oly módon, hogy a linearitás és a $\|A\|$ norma megmaradjon [2].

Jól ismert, hogy az L_{1n} és L_{2n} tér teljes. Továbbá az L_{1n} és L_{2n} -beli azon $f(t)$ vektorfüggvények, melyek elegendő nagy negatív t esetén eltűnnek, sűrűek a megfelelő L_{1n} , illetve L_{2n} térben. Tehát ha ezeket vesszük valamely A lineáris operátor $D(A)$ értelmezési tartományául, akkor az A operátor kiterjeszhető az egész L_{1n} , illetve L_{2n} térben.

Jelölje D_n a Schwartz-féle korlátos szupportú vizsgálfüggvények terét. Az $L_{1n} \cap D_n$, illetve $L_{2n} \cap D_n$ halmaz nyilván sűrű az L_{1n} , illetve L_{2n} térben. Tehát az $L_{1n} \cap D_n$, illetve $L_{2n} \cap D_n$ halmazon értelmezett A operátor szintén kiterjeszhető az egész L_{1n} , illetve L_{2n} térre.

1.4 Fourier-transzformáció az L_{2n} , illetve L_{1n} térben

Most a Fourier-transzformáció elméletével fogunk foglalkozni az L_{jn} ($j=1,2$) térben. Legyen $f(t) \in L_2$, akkor a $\varphi(\omega)$ Fourier-transzformáltja így van definiálva:

$$\varphi(\omega) = \overline{\lim}_{a \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-a}^{+a} f(t) e^{i\omega t} dt \quad (17)$$

ahol a $\overline{\lim}$ a középértékhez való konvergenciát jelenti.

Ki lehet mutatni [3], hogy ha $\varphi(\omega)$ létezik, akkor négyzetesen integrálható és kielégíti az uniter tulajdonságot:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |\varphi(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt \quad (18)$$

A Plancherel-tétel jóval általánosabb esetre vonatkozik [3], ha $\varphi_1(\omega)$ és $\varphi_2(\omega)$ az L_2 térbeli $f_1(t)$ és $f_2(t)$ Fourier-transzformáltja, akkor

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \overline{\varphi_1(\omega)} \varphi_2(\omega) d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} \overline{f_1(t)} f_2(t) dt. \quad (19)$$

A (17) Fourier-transzformáció megfordítása

$$f(t) = \overline{\lim}_{a \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-a}^{+a} \varphi(\omega) e^{-i\omega t} d\omega \quad (20)$$

és ez érvényes majdnem mindenütt.

Ha felhasználjuk az L_2 -beli belső szorzat jelölését, akkor a (19) Plancherel-tétel állítása így írható fel:

$$(\varphi_1, \varphi_2) = (f_1, f_2). \quad (21)$$

Az L_1 térbeli $f(t)$ függvény Fourier-transzformáltja így van definiálva:

$$\varphi(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{i\omega t} dt \quad (22)$$

és az integrált abszolút értékre nézve konvergál. Ezt a Fourier-transzformáltat L_1 Fourier-transzformáltnak nevezzük, szemben az L_2 térbeli Fourier-transzformálttal, melyet L_2 Fourier-transzformáltnak hívunk. Egy adott függvény L_1 és L_2 Fourier-transzformáltja majdnem mindenhol megegyezik, ha mind a kettő létezik.

Ha $f_j(t) \in L_{jn}$, $j=1,2$, akkor a Fourier-transzformáltja a definíció szerint egy $\underline{F}(\omega)$ oszlopvektor, mely az $f_j(t)$ komponensek Fourier-transzformáltját tartalmazza ugyanazon sorrendben. Vagyis, ha

$$\underline{f}(t) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix}, \quad \text{akkor} \quad \underline{F}(\omega) = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ \vdots \\ F_n \end{bmatrix} \quad (23)$$

ahol

$$F_i(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} f_i(t) e^{i\omega t} dt.$$

Az L_{2n} térbeli Plancherel-tétel ilyen alakot vesz fel:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \underline{F}_1^*(\omega) \underline{F}_2(\omega) d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{f}_1^*(t) \underline{f}_2(t) dt \quad (24)$$

vagy az L_{2n} térbeli belső szorzat jelöléssel így írható fel:

$$(\underline{F}_1, \underline{F}_2) = (\underline{f}_1, \underline{f}_2). \quad (25)$$

1.5 Az L_{2n} és L_{1n} térbeli operátorok Fourier-transzformáltjára vonatkozó tételek

Most azokat a lineáris, korlátos transzformációkat vizsgáljuk, melyek értelmezési tartománya az egész tér és amelyek a translációs operátorral kommutálódnak. Kimutatjuk ezek speciális tulajdonságait.

4. Állítás. (Bochner L_2 tétele.) Legyen A egy lineáris, korlátos transzformáció, mely az egész L_2 -öt L_2 -re képezi le. Ekkor annak szükséges és elégséges feltétele, hogy az A operátor a translációs operátorral kommutálódjék az, hogy ha

$$g(t) = Af(t) \quad (26)$$

akkor létezzék egy $a(\omega)$ mérhető függvény, mely majdnem valamennyi ω -ra egyenletesen korlátos úgy, hogy

$$\theta(\omega) = a(\omega) \varphi(\omega) \quad (27)$$

ahol $\theta(\omega)$ és $\varphi(\omega)$ a $g(t)$ és $f(t)$ függvény L_2 Fourier-transzformáltja.

A tétel bizonyítását lásd a [4]-ben.

A fenti tétel igen könnyen kiterjeszthető L_{2n} -re. Tegyük fel, hogy A lineáris, korlátos transzformáció, mely a translációs operátorral kommutálódik és az egész L_{2n} -t L_{2n} -re képezi le. Ebben az esetben a Bochner-tétel értelmében létezik n^2 mérhető és korlátos $a_{hr}(\omega)$ függvény, hogy

$$\underline{\theta}(\omega) = A_n(\omega) \underline{\varphi}(\omega) \quad (28)$$

ahol

$$\underline{\theta}(\omega) = \begin{bmatrix} \theta_1(\omega) \\ \theta_2(\omega) \\ \vdots \\ \theta_n(\omega) \end{bmatrix}, \quad \underline{\varphi}(\omega) = \begin{bmatrix} \varphi_1(\omega) \\ \varphi_2(\omega) \\ \vdots \\ \varphi_n(\omega) \end{bmatrix} \quad \text{és} \quad A_n(\omega) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix}$$

Következmény. Ha A egy lineáris, korlátos transzformáció, mely a translációs operátorral kommutálódik és az egész L_{2n} -t L_{2n} -re képezi le és

$$\underline{g}(t) = A\underline{f}(t), \quad \underline{f}(t) \in L_{2n} \quad (29)$$

akkor az L_2 Fourier-transzformáltja írható:

$$\underline{\theta}(\omega) = A_n(\omega) \underline{\varphi}(\omega) \quad (30)$$

ahol $A_n(\omega)$ egy $n \times n$ mátrix a $(-\infty < \omega < \infty)$ tartományban, melynek valamennyi elemére létezik olyan rögzített α pozitív szám, hogy

$$|a_{ar}(\omega)| < \alpha \quad (h, r=1, 2, \dots, n)$$

majdnem mindenütt a $(-\infty < \omega < \infty)$ tartományban. Röviden ezt így jelöljük:

$$|A_n(\omega)| < \alpha.$$

A következő tételünk leírja a lineáris, korlátos és a translációs operátorral kommutálódó azon transzformációk struktúráját, melyek a teljes L_{1n} -t L_{1n} -re képezik le.

5. Állítás. (Bochner L_1 -tétele.) Legyen $\underline{g} = A \cdot \underline{f}$ egy transzformáció, mely L_{1n} -t L_{1n} -re képezi le. Akkor annak szükséges és elégséges feltétele, hogy A lineáris, korlátos és a translációs operátorral kommutálódó legyen az, hogy

$$\underline{\theta}(\omega) = A_n(\omega) \underline{\varphi}(\omega) \quad (31)$$

ahol $\underline{\theta}(\omega)$ és $\underline{\varphi}(\omega)$ a $\underline{g}(t)$ és $\underline{f}(t)$ L_{1n} Fourier-transzformáltja és A_n a $B_n(\tau)$ korlátos variációjú $n \times n$ mátrix Fourier-Stieltjest transzformáltja legyen:

$$A_n(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega\tau} dB_n(\tau) \quad (32)$$

ahol $B_n(\tau)$ korlátos variációjú $n \times n$ mátrix a $(-\infty < \tau < +\infty)$ tartományban, vagyis

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |db_{hr}(\tau)| < \infty \quad (h, r=1, 2, \dots, n). \quad (33)$$

Továbbá a $\underline{g} = A \cdot \underline{f}$ ekvivalens ezen kifejezéssel:

$$\underline{g}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} dB_n(\tau) f(t-\tau) \quad (34)$$

valamennyi L_{1n} -hez tartozó $\underline{f}(t)$ esetén.

A tétel bizonyítását lásd az [5]-ben.

1.6 A komplex Fourier-transzformáció

Az $f(t) \in L_2$ függvény komplex Fourier-transzformáltja így van definiálva:

$$\varphi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{itz} dt \quad (35)$$

ahol

$$z = \omega + i\beta.$$

Könnyű belátni, hogy $f(t) = 0, t < 0$ maga után vonja azt, hogy $\varphi(z) = \varphi(\omega + i\beta)$ analitikus $\beta > 0$ esetén. Továbbá, ha $\beta > 0$, akkor

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{+\infty} |\varphi(\omega + i\beta)|^2 d\omega = \\ & = \int_0^{\infty} |f(t)|^2 e^{-2\beta t} dt \leq \int_0^{\infty} |f(t)|^2 dt = K < \infty \end{aligned} \quad (36)$$

ahol K a β -től független állandó. Lényegileg ezen eredmény fordítottját mondja ki a Titchmarsh-tétel [3].

6. Állítás. (Titchmarsh-tétele.) A négyzetesen integrálható függvények azon osztálya, mely eltűnik az argumentumának negatív értékére, azonos azon függvényosztállyal, melynek L_2 -Fourier transzformáltja analitikus a $\beta > 0$ felső félsíkon és kielégíti a (36) egyenlőtlenséget.

$$\lim_{\beta \rightarrow 0^+} \varphi(\omega + i\beta) = \varphi(\omega) \quad (37)$$

határérték majdnem valamennyi ω -ra létezik és kielégíti az

$$\frac{1}{2\pi i} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\varphi(x)}{x-z} dx \begin{cases} = \varphi(x) & \text{ha } \operatorname{Im} z > 0 \\ = 0 & \text{ha } \operatorname{Im} z < 0 \end{cases} \quad (38)$$

diszperzió relációt.

Egy igen fontos következmény az, hogy valamennyi $\beta > 0$ -nál analitikus és egyenletesen korlátos $\varphi(z)$ esetén a $\lim_{\beta \rightarrow 0^+} \varphi(\omega + i\beta)$ határérték majdnem mindenhol létezik.

7. Állítás. (Paley—Wiener-tétel.) Annak szükséges és elégséges feltétele, hogy $a(\omega)$ egy olyan négyzetesen integrálható függvény L_2 -Fourier-transzformáltjának abszolút értéke legyen, mely negatív t esetén eltűnik és nem zérus majdnem mindenütt az, hogy

$$\left. \begin{aligned} & \text{i) } a(\omega) \geq 0 \text{ majdnem mindenütt,} \\ & \text{ii) } \int_{-\infty}^{+\infty} a^2(\omega) d\omega < \infty \\ & \text{iii) } \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\ln a(\omega)|}{1+\omega^2} d\omega < \infty \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

A t paramétertől függő $[A(t)]$ mátrix esetén az L_{2n} -beli Titchmarsh-tétel a következőket állítja: azon L_{2n} -beli $f(t)$ függvények osztálya, mely az argumentum negatív értékénél eltűnik, azonos azon L_{2n} -beli függvények osztályával, melyek $\tilde{F}(\omega + i\beta)$ komplex

Fourier-transzformáltja analitikus $\beta > 0$ -nál és kielégíti az

$$\int_{-\infty}^{+\infty} F^*(\omega + i\beta) \tilde{F}(\omega + i\beta) d\omega = K < \infty, \beta > 0 \quad (40)$$

egyenlőtlenséget, ahol K a β -től független. A $\lim_{\beta \rightarrow 0^+} \tilde{F}(\omega + i\beta) = \tilde{F}(\omega)$ határérték majdnem mindenütt létezik és kielégíti az

$$\frac{1}{2\pi i} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\tilde{F}(z)}{x-z} dx = \begin{cases} \tilde{F}(x), & \text{ha } \operatorname{Im} z > 0 \\ \parallel, & \text{ha } \operatorname{Im} z < 0 \end{cases} \quad (41)$$

2. A lineáris, időinvariáns n-kapuk ábrázolása az L_{2n} térben

2.1 A lineáris, időinvariáns és passzív n-kapuk L_{2n} térbeli ábrázolásának alapjai

Láttuk [1], hogy a linearitás passzív, időinvariáns n-kapuk meghatározott határfeltétellel rendelkező N_{PIH} halmazán az n-kapuk n-kapuvá való összekapcsolása egy bináris műveletet határoz meg, és maga az N_{PIH} halmaz pedig additív félcsoportot alkot az összekapcsolási műveletre, mint bináris műveletre vonatkozólag.

1. Definíció. Az n-kapuk ábrázolásán az n-kapuk halmazán értelmezett félcsoport ábrázolását értjük.

2. Definíció. A lineáris n-kapu L_{2n} térbeli ábrázolásán olyan L_{2n} -be eső értelmezési tartományú lineáris operátort értünk, melynek értéktartománya szintén az L_{2n} -be esik.

3. Definíció. Ha a lineáris n-kapu egyértékű, akkor a lineáris n-kapu L_{2n} térbeli ábrázolása egyértelműen képezi le L_{2n} -t L_{2n} -be, vagyis ekkor az n-kapu ábrázolása egy L_{2n} térbeli transzformáció lesz.

4. Definíció. Ha a lineáris n-kapu egyértelmű és folytonos, akkor az n-kapu L_{2n} térbeli ábrázolása egy folytonos transzformáció lesz az L_{2n} térben. Ellenben ekkor az 1. pont 2. Állításából következik, hogy az L_{2n} térbeli folytonos transzformáció korlátos is.

5. Definíció. Ha a lineáris, egyértékű és folytonos n-kapu időinvariáns, akkor az n-kapu L_{2n} térbeli ábrázolása kommutálható a σ_τ translációs operátorral.

1. Állítás. A lineáris, egyértékű, folytonos és időinvariáns n-kapu L_{2n} térbeli ábrázolásakor létezik a Bochner-tétel értelmében n^2 mérhető és korlátos $a_{kr}(\omega)$ függvény, hogy

$$\vartheta(\omega) = [A_n(\omega)] \varphi(\omega) \quad (1)$$

ahol

$$\vartheta(\omega) = \begin{bmatrix} \theta_1(\omega) \\ \vdots \\ \theta_n(\omega) \end{bmatrix} \quad \text{és} \quad \varphi(\omega) = \begin{bmatrix} \varphi_1(\omega) \\ \vdots \\ \varphi_n(\omega) \end{bmatrix} \quad (2)$$

A $g(t)$ felelet és $f(t)$ gerjesztés vektor L_2 -Fourier-transzformáltja és

$$[A_n(\omega)] = \begin{bmatrix} a_{11}(\omega) & a_{12}(\omega) & \dots & a_{1n}(\omega) \\ a_{21}(\omega) & a_{22}(\omega) & \dots & a_{2n}(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1}(\omega) & a_{n2}(\omega) & \dots & a_{nn}(\omega) \end{bmatrix} \quad (3)$$

egy $n \times n$ mátrix, melynek valamennyi $a_{kr}(\omega)$ elemére létezik olyan rögzített α pozitív szám, hogy

$$|a_{kr}(\omega)| < \alpha \quad (h, r=1, 2, \dots, n) \quad (4)$$

majdnem mindenütt a $(-\infty < \omega < \infty)$ tartományban.

6. Definíció. Ha a lineáris, egyértékű, folytonos és időinvariáns n -kapu passzív, akkor az $f(t)$ gerjesztés vektor és $g(t)$ felelet vektor szorzata integráljának valós része tetszőleges τ idő esetén nem negatív:

$$\operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\tau} \underline{f}^*(t) \underline{g}(t) dt \geq 0 \quad (5)$$

és a skalár szorzat valós része sem negatív

$$\operatorname{Re} (\underline{f}, \underline{g}) \geq 0 \quad (6)$$

Az L_{2n} térbeli Plancherel-tétel alapján az $\underline{f}(t)$ és $\underline{g}(t)$ -re, valamint a $\varphi(\omega)$ és $\theta(\omega)$ Fourier-transzformáltjára írható

$$[\varphi(\omega), \theta(\omega)] = [\underline{f}(t), \underline{g}(t)] \quad (7)$$

és passzív n -kapu esetén

$$\operatorname{Re} [\varphi(\omega), \theta(\omega)] \geq 0. \quad (8)$$

7. Definíció. Az n -kaput kauzálisnak nevezik, ha bármely két megengedhető $f_1(t)$ és $f_2(t)$ gerjesztés és valós τ esetén az $f_1(t) \rightarrow f_2(t)$ $t \leq \tau$ maga után vonja a $g_1(t) \rightarrow g_2(t)$ $t \leq \tau - t$, ahol $g_1(t) = A \cdot f_1(t)$ és $g_2(t) = A \cdot f_2(t)$ és A az n -kapu ábrázoló operátor.

2. Állítás. A lineáris, egyértékű, folytonos, időinvariáns és passzív n -kapu mindig kauzális.

A tétel bizonyítását lásd a [6]-ban.

A Titchmarsh tételből következik, hogy $\theta(\omega)$ -nak lineáris, egyértékű, folytonos, időinvariáns és passzív n -kapu esetén létezik $\theta(z)$ analitikus folytatása az $\operatorname{Im} z > 0$ felső félsíkon ($z = \omega + i\beta$), mégpedig olyan, hogy

$$\lim_{\beta \rightarrow 0^+} \theta(z) = \theta(\omega) \quad \text{majdnem mindenütt} \quad (9)$$

és

$$\sum_{r=1}^n \int_{-\infty}^{+\infty} \theta_r^*(\omega + i\beta) \theta(\omega + i\beta) d\omega < K \quad (10)$$

ahol K a $\beta > 0$ -tól független állandó. Mindebből arra lehet következtetni, hogy $A_n(\omega)$ -nak is van korrekt analitikus folytatása, mégpedig $A_n(z)$ alakú. Erre írható:

$$\underline{\theta}(z) = A_n(z) \cdot \underline{\varphi}(z) \quad (11)$$

ahol a $\underline{\varphi}(z)$ a $\underline{\varphi}(\omega)$ analitikus folytatása.

Könnyű belátni, hogy az analitikus folytatás arányos a Laplace-transzformálttal. A Laplace-transzformáltra legkönnyebben úgy jutunk, hogy vesszük az $L_{2n} \cap D_n$ gerjesztő függvényeket, melyek az L_{2n} téren kívül a Schwartz-féle kompakt szupportú vizsgálófüggvények D_n terébe is tartoznak. Ismeretes [1], a lineáris, egyértékű, folytonos és időinvariáns n -kapu D_n térbeli ábrázolása egy konvolúciós mátrix ábrázolás

$$g_i(t) = \int \sum_{j=1}^n a_{ij}(t-\tau) f_j(\tau) d\tau \quad i=1, 2, \dots, n. \quad (12)$$

A lineáris, egyértékű, folytonos, idővariáns és passzív n -kapunál a konvolúciós mátrix ábrázolásnak létezik Laplace-transzformáltja:

$$\underline{G}(p) = [A_n(p)] \underline{F}(p) \quad (13)$$

ahol

$$\underline{G}(p) = \begin{bmatrix} G_1(p) \\ \vdots \\ G_n(p) \end{bmatrix} \quad \text{és} \quad \underline{F}(p) = \begin{bmatrix} F_1(p) \\ \vdots \\ F_n(p) \end{bmatrix} \quad (14)$$

a $\underline{g}(t)$ és $\underline{f}(t)$ vektorok Laplace-transzformáltja. Mivel az $L_{2n} \cap D_n$ sűrű az L_{2n} -ben, tehát az 1.4 pontbeli kiterjesztési tétel L_{2n} -re alkalmazható.

3. Állítás. A lineáris, egyértékű, folytonos, időinvariáns és passzív n -kapu ábrázolásának Laplace-transzformáltja a p változó pozitív reális függvénye.

A tétel bizonyítását lásd a [6]-ban.

2.2 Racionális ábrázolás

Az előző pontból világos, hogy annak szükséges feltétele, hogy egy adott $[A(p)]$ $n \times n$ mátrix egy lineáris, egyértékű, folytonos, időinvariáns és passzív n -kapu ábrázoló mátrixának Laplace-transzformáltja legyen az, hogy az $[A(p)]$ mátrix pozitív reális legyen. Most vizsgáljuk egy adott mátrix pozitív reális voltára vonatkozó feltételeket.

8. Definíció. Az $n \times n$ méretű $[A(p)]$ mátrixot pozitív reálisnak nevezük, ha teljesülnek a következő feltételek:

- i) Az $[A(p)]$ analitikus a $p = \sigma + i\omega$ sík $\sigma > 0$ feltételt kielégítő nyílt jobboldali félsíkján;
- ii) Az $[A(p)]$ valós, ha p valós (realitási feltétel)
- iii) Az $[A(p)]$ -nek az

$$[A_H(p)] = \frac{[A_*]^r + [A]}{2} \quad (15)$$

hermitikus része pozitív semidefinit a $\sigma > 0$ nyílt jobb oldali félsíkon. (Itt az alsó csillag index hermitikus konjugálást jelent, vagyis a p változónak $(-p)$ -vel való helyettesítését. A felső T index transzponálást jelent.)

A hálózatelméletből ismeretes, hogy a koncentrált paraméterű, lineáris, passzív és időinvariáns n -kapu ábrázoló mátrixának Laplace-transzformáltja a p komplex változónak nemcsak pozitív reális, hanem racionális mátrixa is. Ezzel a mátrixszal kapcsolatos a racionális ábrázolás fogalma.

9. Definíció. A koncentrált paraméterű, lineáris, időinvariáns és passzív n -kapu ábrázoló mátrixának Laplace-transzformáltját az n -kapu racionális ábrázolásának nevezük.

A következőkben csakis az n -kapuk racionális ábrázolásával fogunk foglalkozni. A pozitív reális és racionális mátrixokat PR mátrixoknak fogjuk nevezni. Most vizsgáljuk a PR mátrixok tulajdonságait.

A PR mátrix esetén a pozitív realitás első két tulajdonságát könnyű ellenőrizni. Azonban a harmadik feltétel ellenőrzése nehézségekbe ütközik. Az egykapu áramkörökhöz hasonlóan az $[A_H(p)] \geq [0]$ feltétel ellenőrzése is visszavezethető a $p = i\omega$ képzetes tengelyen való ellenőrzésre és ekkor kapjuk:

10. Definíció. Az $n \times n$ méretű $[A(p)]$ mátrix akkor, és csakis akkor PR mátrix, ha teljesülnek a következő feltételek:

- i) Az $[A(p)]$ mátrix a p valós együtthatójú racionális függvényeit tartalmazza elemként.
- ii) Az $[A(p)]$ -nek nincs pólusa a p sík $\sigma > 0$ feltételt kielégítő nyílt jobb oldali félsíkon.
- iii) Az $[A(p)]$ -nek az $i\omega$ képzetes tengelyen fekvő pólusai egyszerűek és az esetleges origóban, illetve végtelenben fekvő pólustól eltekintve konjugált párokban fordulnak elő.
- iv) Az $i\omega$ képzetes tengelyen fekvő valamennyi pólushoz tartozó $[K]$ reziduum mátrix hermitikus és pozitív definit, vagy sémidefinit ($[K] \leq [0]$).
- v) Az $[A_H(i\omega)] \geq [0]$ feltétel mindannyiszor fennáll, valahányszor $[A_H]$ definiálva van.

A hálózatelméletből ismeretes, hogy a veszteségmentes n -kapu áramkörök $[A(p)]$ ábrázoló mátrixa olyan pozitív reális mátrix, melynek hermitikus része zérussal azonos, vagyis

$$[A_H(p)] \equiv [0]. \quad (16)$$

A (16) feltételt fel lehet írni ilyen alakban is:

$$[A] = -[A_*]^T. \quad (17)$$

A koncentrált paraméterű, lineáris, időinvariáns, passzív és veszteségmentes n -kapu ábrázoló mátrixának az $[A(p)]$ Laplace-transzformáltja nemcsak a (16) feltételt kielégítő pozitív reális mátrix, hanem racionális is. Tehát ez a mátrix az n -kapunak szintén racionális ábrázolása lesz és ezen feltételeket kielégítő mátrixokat LPR mátrixoknak fogjuk nevezni. Íme a definíció:

11. Definíció. A racionális és az $[A_H(p)] \equiv [0]$ feltételt kielégítő $[A(p)]$ mátrixot LPR mátrixnak nevezzük, ha teljesülnek az alábbi (szükséges) feltételek

- i) Az $[A(p)]$ összes pólusa a képzetes tengelyen fekszik.
- ii) Az origóban és a végtelenben fekvő pólusok kivételével a pólusok konjugált párokban fordulnak elő.
- iii) A pólusok egyszerűek és hermitikus pozitív sémidefinit $[K_i]$ reziduum mátrixszal rendelkeznek.

2.3 A racionális ábrázolás fokszáma

12. Definíció. A racionális ábrázolás fokszáma alatt a megfelelő PR vagy LPR mátrix fokszámát értjük.

A mátrix fokszámát többféleképpen lehet bevezetni. Itt mi most McMillan [7] tárgyalását fogjuk követni.

Kimutatható, hogy bármely racionális $[Z(p)]$ mátrix esetén (akár PR vagy LPR , akár nem) létezik egy numerikus $\delta(Z)$ függvény, mely a mátrixra általánosítja a racionális függvények fokszámának szokásos definícióját. Most elsoroljuk ezen $\delta(Z)$ fokszám tulajdonságait:

- i) $\delta(Z)$ egy egész szám, mely ≥ 0 .

ii) Ha $\delta(Z) = 0$, akkor $[Z(p)]$ állandó, vagyis nem függ p -től.

iii) Ha $[Z^{-1}(p)]$ létezik, akkor $\delta(Z) = \delta(Z^{-1})$.

iv) Ha $[Z(p)] = [Z_1(p)] + [Z_2(p)]$, ahol $[Z_1(p)]$ véges a $[Z_2(p)]$ valamennyi pólusánál és $[Z_2(p)]$ véges a $[Z_1(p)]$ valamennyi pólusánál, akkor

$$\delta(Z) = \delta(Z)_1 + \delta(Z)_2 \quad (18)$$

v) Ha $[Z(p)] = f(p)[R]$, ahol $f(p)$ egy skalár szorzó és $[R]$ egy állandó mátrix, akkor

$$\delta(Z) = [\text{az } f \text{ fokszáma}] \cdot [\text{az } (R) \text{ rangja}] \quad (19)$$

Itt az $f(p)$ fokszáma ez az összeg:

$$\sum_{p_0} [\text{az } f(p) \text{ pólusának rendszáma } p_0\text{-nál}] \quad (20)$$

ahol p_0 befutja az $f(p)$ összes pólusát, beleértve a ∞ -t is.

vi) Ha $[A]$ és $[B]$ állandó, nem szinguláris mátrix, akkor

$$\delta(Z) = \delta(A \ Z \ B) \quad (21)$$

vii) Ha $[Z(p)]$ olyan $m \times m$ méretű $[Z_1(p)]$ mátrixból van képezve, melyet zérusok szegélyeznek, akkor

$$\delta(Z) = \delta(Z_1). \quad (22)$$

Először is definiáljuk a racionális skalár függvény pólusának rendszámát:

13. Definíció. Ha $R(p)$ ilyen alakú racionális függvény

$$R(p) = (p - p_0)^m R_1(p) \quad (23)$$

ahol $R_1(p)$ véges és nem zérus p_0 -nál és m -nek tetszőleges előjele van, akkor m -et az $R(p)$ -ben szereplő $(p - p_0)$ kitevőjének nevezik. Az

$$r = \sup(-m, 0) \quad (24)$$

számot az $R(p)p_0$ pontban levő pólusa rendszámának hívják, még ha $r=0$ is.

Az r rendszám bevezetése után így definiáljuk az $R(p)$ skalár függvény p_i pontbeli fokát:

$$\delta[R(p), p_i] = \begin{cases} p_i \text{ fokszáma, ha } p_i \text{ pólusa } R(p)\text{-nek} \\ 0, \text{ ha } p_i \text{ nem pólusa } R(p)\text{-nek.} \end{cases} \quad (25)$$

Az $R(p)$ fokszáma pedig nem más, mint az összes pólusa rendszámának az összege:

$$\delta[R(p)] = \delta(R(p), \infty) + \sum_{i=0}^n \delta(R(p), p_i) \quad (26)$$

ahol az összegezést nyilván az $R(p)$ összes véges pólusára kell elvégezni. Az $R(p)$ -t felírhatjuk részlettörtes kifejezés alakjában a véges pólusoknál h_i főrészszel és a végtelennél pedig h_∞ -el:

$$R(p) = h_\infty + \sum_{i=0}^n h_i \quad (27)$$

Ekkor látható, hogy

$$\delta[R(p), p_i] = \delta(h_i, p_i) = \delta(h_i) \quad (28)$$

véges pólus esetén. Ha $R'(p) = R\left(\frac{1}{p}\right)$ jelölést bevezetjük, akkor

$$\delta[R(p), \infty] = \delta(h_\infty) = \delta(R'(p), 0). \quad (29)$$

Végeredményben az $R(p)$ foka a részlettörtes kifejezés segítségével így definiálható: összegezni kell a véges pólusoknál $\delta(h_i)$ -t és hozzá kell adni $\delta(h_\infty) = \delta[R'(p), 0]$ -t. Ez az az ötlet, melyet a legcélszerűbb a mátrixokra általánosítani.

Legyen $[Z(p)]$ egy $n \times n$ mátrix, melynek $Z_{rs}(p)$ elemei a p komplex változó racionális függvényei; írhatjuk:

$$Z_{rs}(p) = \frac{N_{rs}(p)}{D_{rs}(p)} \quad (30)$$

ahol N_{rs} és D_{rs} relatív prím polinómok. Legyen $\psi_Z(p)$ az összes $D_{rs}(p)$ ($1 \leq r, s \leq n$) legkisebb közös többszöröse, mely úgy van normalizálva, hogy a $p \psi_Z(p)$ -beli legnagyobb hatványának az együtthatója (a vezér együttható) eggyel egyenlő. Ekkor $\psi_Z(p)$ a $[Z(p)]$ -vel egyértelműen meg van határozva.

A $\psi_Z(p)[Z(p)]$ mátrixnak polinóm elemei vannak. A Smith-féle normál alakja egy $[E(p)]$ diagonál mátrix:

$$E(p) = \begin{bmatrix} E_1(p) & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & E_2(p) & & & & & \\ \vdots & & \ddots & & & & \\ \vdots & & & E_R(p) & & & \\ \vdots & & & & 0 & & \\ \vdots & & & & & \ddots & \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} = [A(p)] \psi_Z(p) [Z(p)] [B(p)], \quad (31)$$

mely a következő tulajdonságokkal rendelkezik:

- i) R a $\psi_Z(p)[Z(p)]$ rangja.
- ii) Valamennyi $E_i(p)$ eggyel egyenlő vezéregyütthatójú polinóm.
- iii) Valamennyi $E_i(p)$ az $E_{i+1}(p)$ -nek tényezője, $1 \leq i \leq R-1$.
- iv) Az $[A(p)]$ és $[B(p)]$ polinóm mátrixnak állandó, zérustól különböző determinánsa van.
- v) $E_1(p)E_2(p)\dots E_R(p)$ a $\psi_Z(p)[Z(p)]$ összes k -sorú minor determinánsának a normalizált (és ezért egyetlen) legnagyobb közös osztója.

Fennáll a következő unicitási lemma:

1. Lemma. Ha bármely $[E^\circ(p)]$ mátrix kielégíti a fenti (31) alakot és az i)–v) tulajdonságokat, akkor $[E^\circ(p)] = [E(p)]$.

Bizonyításként lásd Bocher [8] 94 paragrafusának 1. tételét, melynek ez a tétel egy egyszerű variációja.

14. Definíció. A $[Z(p)]$ -nek van egy $[W(p)]$ normál alakja, mely nem más, mint a $\psi_Z(p)[E(p)]$ mátrix.

Így írhatjuk fel a $[W(p)]$ elemeit

$$[W(p)] = [A(p)] [Z(p)] [B(p)] = \begin{bmatrix} \frac{e_1(p)}{\psi_1(p)} & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \frac{e_2(p)}{\psi_2(p)} & & & & & \\ \vdots & & \ddots & & & & \\ \vdots & & & \frac{e_R(p)}{\psi_R(p)} & & & \\ \vdots & & & & 0 & & \\ \vdots & & & & & \ddots & \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

ahol az $e_k(p)$, $\psi_k(p)$ polinómok mindegyikének a vezéregyütthatója egy.

A $[W(p)]$ normál alak az alább felsorolt tulajdonságokkal rendelkezik:

- i') R a $[Z(p)]$ -nek a rangja.
- ii') Mindegyik $e_k(p)$ tényezője az $e_{k+1}(p)$ -nek, $1 \leq k \leq R-1$ és mindegyik $\psi_j(p)$ tényezője a $\psi_{j-1}(p)$ -nek, $2 \leq j \leq R$.
- iii') Valamennyi k -ra, $1 \leq k \leq R$, $e_k(p)$ és $\psi_k(p)$ eggyel egyenlő vezér együtthatójú polinóm.
- iv') $[A(p)]$ és $[B(p)]$ polinóm mátrixok, melyek állandó, zérustól különböző determinánssal rendelkeznek.
- v') $\psi_1(p) = \psi_Z(p)$.

A $[W(p)]$ unicitása az 1 Lemmából azonnal következik. Tehát bármely $[W^\circ(p)]$, mely kielégíti a (32) alakot és az i)–v) tulajdonságokat, valójában $[W(p)]$.

Az unicitás tételének van egy sor következménye:

- 1. Következmény. $[W(p)]$ önmagának is normál alakja.
- 2. Következmény. Legyen $\varphi(p)$ egy racionális függvény és

$$[Z_1(p)] = \varphi(p) [Z(p)]. \quad (33)$$

Legyen $[W(p)]$ a $[Z(p)]$ normál alakja és $[W_1(p)]$ a $[Z_1(p)]$ normál alakja. Ebben az esetben:

$$[W_1(p)] = \varphi(p) [W(p)]. \quad (34)$$

3. Következmény. Ha $[C(p)]$ és $[D(p)]$ állandó és zérustól különböző determinánsú polinóm mátrix, akkor a $[Z(p)]$ és a $[C(p)][Z(p)][D(p)]$ normál alakja ugyanaz.

15. Definíció. A p_0 pont a $[Z(p)]$ pólusa, ha $[Z(p)]$ valamelyik elemének pólusa van a $p = p_0$ pontnál. Ha a p_0 nem pólusa $[Z(p)]$ -nek, akkor azt mondják, hogy $[Z(p_0)]$ véges, vagy hogy $[Z(p)]$ véges a p_0 -nál.

Most vizsgáljuk egy adott racionális $[Z(p)]$ mátrixot. Felbontva $[Z(p)]$ -t részlettörtekre, lesz:

$$[Z(p)] = [H_\infty] + \sum_{i=0}^m [H_i] \quad (35)$$

ahol a $[H_i]$ és $[H_\infty]$ főrészek ilyen alakot vesznek fel:

$$[H_i] = \frac{[K_{i,p}]}{(p-p_i)^k} + \frac{[K_{i,p-2}]}{(p-p_i)^{k-1}} + \dots + \frac{[K_{i,1}]}{(p-p_i)} \quad (36)$$

$$[H_\infty] = p^k [K_{\infty,k}] + \dots + p [K_{\infty,1}] + [K_\infty] \quad (37)$$

ahol valamennyi $[K_{i,m}]$ állandó mátrix, mely $[Z(p)]$ -vel egyértelműen definiálva van.

16. Definíció. Ha $[Z(p)]$ a (35) egyenlet alakjában van adva a (36) és (37) segítségével, akkor a k szám a $[Z(p)]$ p_i -nél levő pólusának a rendszáma.

Ha $[Z(p)]$ -nek (35) alakja van $p_i \neq \infty$ esetén, akkor $[Z(p)]$ néhány zérustól különböző elemének nevezője tartalmazza a $(p-p_i)^k$ tényezőt és nincs olyan elem, melynek rendszáma k -nál nagyobb volna a p_i pólusnál. Tehát a $(p-p_i)^k$ osztja $\psi_Z(p)$ -t, de a $(p-p_i)$ magasabb hatványa már nem. Tehát iii') alapján a $[Z(p)]$ normál alakjának első eleme tartalmaz egy k -ad rendű pólust $p=p_i$ -nél. Innen következik, hogy $p_i \neq \infty$ akkor, és csakis akkor k -ad rendű pólusa $[Z(p)]$ -nek, ha k -ad rendű pólusa $[W(p)]$ -nek is.

17. Definíció. Vizsgáljuk most a $[Z(p)]$ valamelyik k -ad rendű pólusának a $[H_i]$ fő részét. Mivel $[H_i]$ racionális, tehát van $W(p)$ normál alakja. Legyen γ_i az

$$\frac{e_i(p)}{\psi_i(p)} \quad (38)$$

k -edik diagonális elem p_i pólusnál levő rendszám. Ekkor $\gamma_i \geq \gamma_{i+1}$ és $\gamma_1 = k$. Tehát az összes γ_i -t fel lehet írni egy rendezett sorban:

$$S(H_i, p_i) = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_h]. \quad (39)$$

18. Definíció. Vizsgáljunk két $[Z(p)]$ és $[Z_1(p)]$ mátrixot, melynél

$$\left. \begin{aligned} S(Z, p_i) &= [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n] \\ S(Z_1, p_i) &= [\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_n] \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

Azt mondjuk, hogy

$$S(Z_1 p_i) \geq S(Z, p_i) \quad (41)$$

akkor, és csakis akkor, ha

$$\gamma_1 + \gamma_2 + \dots + \gamma_h \geq \gamma'_1 + \gamma'_2 + \dots + \gamma'_h \quad (42)$$

bármelyik $k=1, 2, \dots, n$ esetén. Azt mondjuk, hogy

$$S(Z_1 p_i) = S(Z, p_i) \quad (43)$$

ha $\gamma_h = \gamma'_h$ bármelyik $k=1, 2, \dots, n$ esetén.

A [7]-ben bizonyítva van néhány $S(Z, p_i)$ -re vonatkozó tétel, melyet most bizonyítás nélkül ismergetünk.

4. Állítás. Legyen $p_i \neq \infty$ a $[Z(p)]$ egy pólusa. Legyen továbbá $[F(p)]$ egy racionális $n \times n$ mátrix, mely véges p_i -nél. Ekkor

$$S(Z_1 p_i) \geq S(FZ_1 p_i). \quad (44)$$

Pontosabban, ha $[F(p)]$ nem szinguláris p_i -nél, akkor

$$S(Z, p_i) = S(Z_1, p_i). \quad (45)$$

5. Állítás. Ha $p_i \neq \infty$ és

$$[Z(p)] = [Z_1(p)] + [Z_2(p)] \quad (46)$$

ahol $[Z_2(p)]$ véges p_i -nél, akkor

$$S(Z, p_i) = S(Z_1, p_i). \quad (47)$$

Az 5. Állítás segítségével könnyű kimutatni, hogy ha $[Z(p)]$ -nek (35) alakja van, akkor $S(Z p_i) = S(H_i, p_i)$ $p_i \neq \infty$ esetén.

6. Állítás. Legyen $[Z(p)]$ olyan, hogy $p=p_i \neq \infty$ esetén csak egyetlen fődiagonálison fekvő elem rendelkezzék pólussal. Legyen $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$ ezen pólus rendszámai, melyek úgy vannak megszámozva, hogy

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_n. \quad (48)$$

Ekkor

$$S(Z, p_i) = [\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n]. \quad (49)$$

19. Definíció. Legyen

$$p = T(q) = \frac{\alpha q + \beta}{\gamma q + \delta} \quad (50)$$

egy nem szinguláris, biracionális transzformáció a q síkról a p síkra. Jelöljük az inverzét így:

$$q = T^{-1}(p) \quad (51)$$

Adva van egy racionális $[Z(p)]$. Ekkor

$$[Z_1(q)] = [Z(T(q))] \quad (52)$$

mátrix racionális q -ban.

Bármelyik olyan p_i esetén, hogy $T^{-1}(p_i) \neq \infty$, definiáljuk

$$S_T(Z, p_i) = S[Z_1, T^{-1}(p_i)]. \quad (53)$$

7. Állítás. Ha p_i és $T^{-1}(p_i)$ véges, akkor

$$S_T(Z, p_i) = S(Z_1, p_i). \quad (54)$$

20. Definíció. Adva van valamilyen p_i . Legyen $p = T(q)$ egy nem szinguláris, biracionális transzformáció, hogy $q_i = T^{-1}(p_i) \neq \infty$. Ekkor így definiáljuk $S^*(Z, p_i)$ -t:

$$S^*(Z, p_i) = S(Z, p). \quad (55)$$

8. Állítás. A 4., 5. és 6. Állítás érvényes S^* -ra a p_i véges voltának korlátozása nélkül.

9. Állítás. Ha a 19. Definíciót S^* -ra kiterjesztjük, definiálva

$$S^*(Z, p_i) = S^*(Z_1, T_1(p_i)) \quad (56)$$

akkor a 7. Állítás fennáll S^* -ra a p_i , vagy $T^{-1}(p_i)$ -re való korlátozás nélkül.

21. Definíció. Legyen

$$S^*(Z, p_i) = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n]. \quad (57)$$

Definiáljuk

$$\delta(Z, p_i) = \gamma_1 + \gamma_2 + \dots + \gamma_n \quad (58)$$

$$\delta(Z) = \sum_{p_i} \delta(Z, p_i), \quad (59)$$

ahol az összegezés a $[Z(p)]$ valamennyi p_i pólusára vonatkozik, beleértve $p_\infty = \infty$ -t is. Ez a $\delta(Z)$ a $[Z(p)]$ mátrix foka, mely a korábban említett i)–vii) tulajdonságokkal rendelkezik.

Az i)–vii) tulajdonságokkal sorrendben fogjuk ellenőrizni, kivéve a iii)-t, melyet utoljára hagyunk.

i)–ii) tulajdonság ellenőrzése: Nyilván $\delta(Z)$ egy egész szám és nem negatív. Ha $\delta(Z)=0$, akkor az összes γ valamennyi p_i -nél zérus. Ezért sem p_i , sem ∞ nem pólusa $[Z]$ -nek. Tehát $[Z(p)]$ valamennyi eleme a p -tól független állandó.

iv) tulajdonság ellenőrzése: Tegyük fel, hogy

$$[Z(p)] = [Z_1(p)] + [Z_2(p)] \quad (60)$$

ahol valamennyi $[Z_l(p)]$, $l=1, 2$, véges a másik valamennyi pólusánál. A $[Z(p)]$ pólusai ekkor a $[Z_1]$ mátrix $p_i^{(1)}$ pólusainak és a $[Z_2]$ mátrix $p_i^{(2)}$ pólusainak az összege. Valamennyi pólusnál alkalmazva az 5. Állítást, írható

$$\delta(Z, p_i^{(l)}) = \delta(H_l, p_i) \quad (61)$$

Felbontva a $\delta(Z)$ -t definiáló összeget a $p_i^{(1)}$ és $p_i^{(2)}$ szerinti összegre bizonyítható, hogy

$$\delta(Z) = \delta(Z_1) + \delta(Z_2) \quad (62)$$

ami nem más, mint a iv) tulajdonság.

v) tulajdonság ellenőrzése: Ha

$$[Z(p)] = f(p)[R] \quad (63)$$

ahol $[R]$ egy állandó mátrix, akkor a $[Z(p)]$ normál alakja $f(p)$ -szer egy ugyanolyan rangú diagonál mátrix, mint $[R]$. Az v) tulajdonság innen azonnal következik.

vi) tulajdonság ellenőrzése: Ha

$$[Z_1(p)] = [A][Z(p)][B] \quad (64)$$

ahol $[A]$ és $[B]$ állandó és nem szinguláris mátrix, akkor $[Z_1(p)]$ és $[Z(p)]$ pólusai ugyanazok. Mindektől a 4. Állítást alkalmazva a 8. Állításbeli kitágított értelemben, tehát $\delta(Z_1) = \delta(Z)$. Ez a vi) tulajdonság.

vii) tulajdonság ellenőrzése: Ha $[Z_1(p)]$ zérussal szegélyezett $[Z(p)]$, akkor mindkettő azonos pólusokkal rendelkezik. Az 1 Lemmából azonnal bizonyítható, hogy a $[Z_1(p)]$ normál alakja ugyanaz, mint a $[Z(p)]$ -é zérussal szegélyezve. Mivel $[Z_1 T(q)]$ is a zérussal szegélyezett $\{Z[T(p)]\}$, innen következik, hogy

$$S^*(Z_1, p_i) = S^*(Z, p_i) \quad (65)$$

valamennyi p_i pólusnál, ahonnan $\delta(Z_1) = \delta(Z)$. Ez a vii) tulajdonság.

iii) tulajdonság bizonyítása: Bizonyítanunk kell, hogy ha $[Z(p)]$ nem szinguláris, akkor

$$\delta(Z) = \delta(Z^{-1}). \quad (66)$$

Bizonyítás. Választunk egy olyan $p = T(q)$ biracionális transzformációt, hogy a $p = T(\infty)$ esetén úgy $[Z(p)]$, mint $[Z^{-1}(p)]$ véges legyen. Legyen továbbá

$$[Z_1(q)] = [Z(T(q))]. \quad (67)$$

Ekkor

$$[Z_1^{-1}(q)] = [Z^{-1}(T(q))]. \quad (68)$$

Legyen $[W_1(q)]$ a $[Z_1(q)]$ normál alakja, mely

$$\frac{e_h(q)}{\psi_h(q)} \quad (69)$$

diagonális elemekkel rendelkezik. Mivel $[Z_1(q)]$ rangja n , ezek egyike sem tűnik el azonosan.

Először azt állítjuk, hogy $\delta(Z) = \delta(Z_1)$. A $[Z]$ mátrix p_i pólusai pontosan azok a

$$p_i = T(q_i) \quad (70)$$

pontok, ahol q_i befutja a $[Z_1]$ mátrix pólusait. Valamennyi pólusnál

$$S^*(Z, p_i) = S_T^*(Z, p_i) = S^*(Z_1, q_i) \quad (71)$$

a 9. Állítás alapján. Ezért $\delta(Z, p_i) = \delta(Z_1, p_i)$ és az állítás az összes pólusra való összegezésből következik. Ekkor ehhez hasonlóan $\delta(Z^{-1}) = \delta(Z_1^{-1})$.

Ezután azt állítjuk, hogy $\delta(Z_1)$ éppen a

$$\psi_1(q) \psi_2(q) \dots \psi_n(q) \quad (72)$$

polinóm fokszáma. A $\delta(Z_1, q_i)$ a $(q - q_i)$ kitevője ebben a polinómban és ezen polinóm zérusai éppen a $[Z_1(q)]$ pólusai.

Megfigyeljük, hogy a

$$[W_1(q)] = [A(q)][Z_1(q)][B(q)] \quad (73)$$

akkor

$$[W_1^{-1}(q)] = [B^{-1}(q)][Z_1^{-1}(q)][A^{-1}(q)]. \quad (74)$$

A $[W^{-1}(q)]$ mátrix

$$\frac{\psi_k(q)}{e_k(q)} \quad (75)$$

diagonális elemmel rendelkezik. Nyilván, ha ezeket reverz sorrendben elrendezzük, akkor egy normál alakot kapunk. Tehát a (75) függvény a $[Z_1^{-1}(q)]$ normál alakjának a diagonális eleme. A fenti megfontolást alkalmazva $[Z_1^{-1}(q)]$ -ra, kimutatható, hogy $\delta(Z_1^{-1})$ az

$$e_1(q) \dots e_n(q) \quad (76)$$

fokszáma.

Végül megjegyezzük a determináns összefüggést

$$|W_1(q)| = |A(q)| \cdot |Z_1(q)| \cdot |B(q)| = (\text{állandó}) \cdot |Z_1(q)| \quad (77)$$

mivel az $[A]$ és $[B]$ mátrix determinánsa állandó. Továbbá $[Z_1(q)]$ -nak nincs pólusa $q = \infty$ -nél, ezért a determináns ott véges. Ugyanez érvényes $[Z_1^{-1}(q)]$ -ra, még ha

$$|Z_1(\infty)| = 0. \quad (78)$$

Ekkor közvetlen számítással

$$|W_1(q)| = \frac{e_1(q) \cdot e_2(q) \dots e_n(q)}{\psi_1(q) \psi_2(q) \dots \psi_n(q)} \quad (79)$$

Mivel ez véges és nem zérus $q = \infty$ esetén, tehát a számlálónak és a nevezőnek ugyanazon fokszáma van. Végeredményünk tehát

$$\delta(Z) = \delta(Z_1) = \text{fok} \left(\prod_k \psi_k \right) = \text{fok} \left(\prod_k e_k \right) = \delta(Z_1^{-1}) = \delta(Z^{-1}). \quad (80)$$

Az i)–vii) tulajdonság alapján könnyen belátható, hogy egy PR mátrix foka — amely mátrix fizikailag egy n -kapuval realizálható — nem más, mint azon reaktáns elemek minimális száma, mely az n -kapu fizikai realizációjához elengedhetetlenül szükséges.

IRODALOM

- [1] *Bolgárfalvy Károly*, Az n-kapuk ábrázoláselméletének alapjai, TKI Közlemények (megjelenés alatt).
- [2] *A. C. Zaanen*, Linear Analysis, Interscience Publisher, New York N. Y.; 1953.
- [3] *E. C. Titchmarsh*, Theory of Fourier Integrals, Clarendon Press, Oxford, Eng. 2nd ed; 1948.
- [4] *S. Bochner and K. Chandrascharan*, Fourier Transforms, Princeton Univ. Press, Princeton, N. Y. 1949.
- [5] *E. Hille*, Functional Analysis and Semi-Groups, American Mathematical Society; 1948.
- [6] *A. H. Zemanian*, An N-Port Realizability Theory Based on the Theory of Distributions.
- [7] *B. Mc-Millan*, Introduction of Formal Realizability Theory II. B.S.T.J. vol. 31., No. 2., March 1952.
- [8] *M. Bocher*, Introduction to Higher Algebra, New York, 1930.

Az URSI XVIII. Közgyűlése Limában

A Nemzetközi Rádió Tudományos Unió, szokásos megjelölésével URSI, 1975. augusztus 8. és 19. között tartotta közgyűlését Limában. A háromévenként sorra kerülő URSI közgyűlésnek Peruban való tartása történelmi jelentőségű esemény, mivel az URSI az első tudományos unió, amelyik közgyűlését egy fejlődő országban rendezte. A tanácskozáson 34 ország 397 szakembere vett részt. A közgyűlés fő feladata a kutatási eredmények áttekintése és a jövőbeli kutatási problémák kitűzése volt, elsősorban olyan területeken, amelyek nemzetközi együttműködést igényelnek. A közgyűléshez három tudományos konferencia is csatlakozott:

Rádióhullámok és ionoszféra;
Nemstacionárius jelek;
Rádiózájok és interferenciák.

A résztvevők meglátogatták a Jicamarcai Ionoszféra Kutató Állomást és az Űrtávközlési Földi Állomást.

Az URSI Tanács elfogadta a bizottsági rendszer újjászervezését. Az új bizottságok az alábbiak:

- A, Mérések
- B, Terek és hullámok
- C, Jelek és rendszerek
- D, Elektronfizika
- E, Zaj és interferencia
- F, Nemionizált közegek
- G, Ionoszféra
- H, Plazmafizika
- I, Rádiócsillagászat

Az 1972—74 hároméves időszakban elért tudományos eredményeket a Review of Radio Science tartalmazza. Az egész világra kiterjedő előkészítő munka után a közgyűlés résztvevői egy nagyon értékes kiadványt kaptak ezáltal kézhez. A kiadvány hivatkozik a magyar szerzők által elért tudományos eredményekre is. A kiadvány példányai 7,50 \$ elelnélén URSI Secretariat, Place Emile Danco 7, B—1180 Brussels, Belgium címről megrendelhetők.

Az 1978-ban sorra kerülő VI. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium, az eddigi kollokviumokhoz hasonlóan az URSI támogatásával fog Budapesten lezajlani. Az URSI szorosabb kapcsolatot kíván kiépíteni a híradástechnikai szakterülettel. Ennek érdekében az UIT-vel és ezen belül a CCIR-rel közös rendezvényeket szervez és közös tanulmányokat dolgoz ki. Többek között támogatta a World Telecommunication Fórum létrehozását és részt vett az új Nemzetközi Rádió Szabványzat (frekvenciakiosztás) előkészítésében.

Az URSI Tanács személyi kérdésekben is döntött. Ennek értelmében az URSI új elnöke: J. Voge (Franciaország) lett és az URSI főtitkára változatlanul C. M. Minnis maradt.

Az URSI Perui Nemzeti Bizottsága elsősorban A. A. Giesecke minden elismerést megérdemel az emlékezetes XVIII. URSI Közgyűlés megrendezéséért.

Dr. Géher Károly

az URSI Magyar Nemzeti Bizottság
titkára

EGYESÜLETI HÍREK

A HTE—TKI Intézeti Csoportja

A Távközlési Kutató Intézetben nagy érdeklődés mellett megalakult a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Intézeti Csoportja. Az alakuló közgyűlésen — amelyen *Török János*, a TKI pártbizottságának titkára elnökölt — Egyesületünk főtitkára, *Dr. Almásy György* tartott beszámolót, ismertette az Intézeti Csoport feladatait.

A közgyűlésen megjelent és felszólalt *Philipp Miklós*, a MTESZ főtitkár-helyettese, *Kiss Károly*, a Vasas Szakszervezet

MGT titkárságának tagja és *Mérey Imréné*, a HTE főtitkár-helyettese.

Diószegi Lajos, a TKI Szakszervezeti Műszaki—Gazdasági Bizottság vezetője ismertette a HTE Intézeti Csoport szervezeti felépítését; az elnök, a három titkár és az öt tagú vezetőség feladatait.

A közgyűlés *dr. Kiss István* intézeti főmérnököt választotta az Intézeti Csoport elnökének, titkárok és vezetőségi tagok fiatal tudományos munkatársak lettek.

Oszcillátorok stabilitása

ETO 62-503.4:621.373:621.375.13

A grafikus vagy numerikus matematikai módszerek [1] az autonóm oszcillációra képes rendszerek leírására csak akkor alkalmasak, ha a rendszer paramétereit és adatait pontosan ismertek. Ez az oka annak, hogy az oszcillátorok klasszikus elmélete [1] egész sor olyan közelítő eljárást alkalmaz (pl. perturbációs módszer, átlagolási módszer, harmonikus egyensúly elve stb.), mely a mennyiségi adatokon kívül minőségi felvilágosítást is ad a rendszer működéséről. A közelítések akkor használhatók, ha a rendszer nemlinearitása, ill. annak hatása elegendően kicsi vagy ha az amplitúdószabályzást olyan lineáris elem végzi, melynek értékét külső elektromos jel — értelemszerűen az amplitúdóval arányos jel — vezérli. Összefoglaló néven az ilyen rendszereket kvázilineáris rendszereknek szokás nevezni. A közelítő módszerek nagy előnye az, hogy a szabad és kényszerített rezgéseket lényegében azonos matematikai formalizmussal írják le.

Korábbi munkák [2, 3, 4, 5, 6] megadták a negatív ellenállást tartalmazó kvázilineáris oszcillátorok amplitúdó- és frekvenciastabilitásának feltételeit, a kényszerített rezgés behúzási tartományát és a zaj hatását a kimenő jelre. Az elméleti megközelítéseket nagyfrekvenciás TRAPATT diódás oszcillátorokon végzett mérések eredményeivel igazolták [4]. Az említett publikációk a módosított átlagolási módszert alkalmazták.

Jelen cikk célja a negatív ellenállást tartalmazó kvázilineáris rendszerekre érvényes elméleti apparátus [2] általánosítása tetszőleges szinuszos kvázilineáris oszcillátor esetére, különös tekintettel a frekvenciafüggő aktív elemekre és a bonyolultabb, esetleg több időállandós nem lineáris amplitúdószabályzó áramköri rendszerekre.

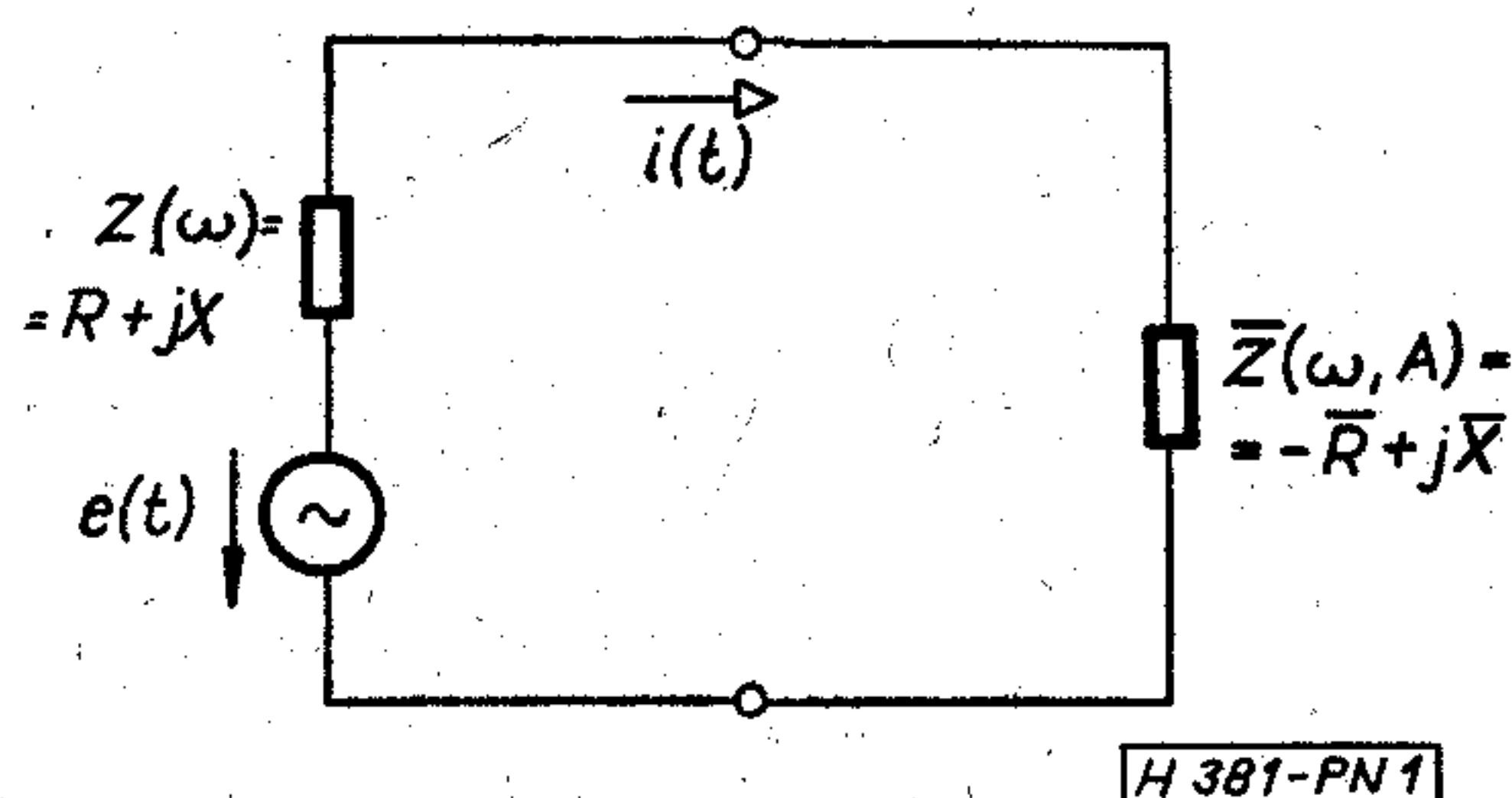
1. Az oszcillátorok helyettesítő képe és leíró egyenletei

A negatív ellenállást tartalmazó kvázilineáris oszcillátorok általános soros helyettesítő képe [2] az 1. ábrán látható. $-\bar{R} + j\bar{X}$ az aktív elem által képviselt impedancia, $Z(\omega)$ a frekvenciameghatározó elem impedanciája, $e(t)$ pedig a beinjektált jel vagy a zaj. A továbbiakban feltételezzük, hogy a rendszer eléggé szelektív, tehát az áram felírható az

$$i(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (1)$$

alakban, ahol A és φ lassan változó időfüggvények. [2] megadja az A -ra és φ -re vonatkozó differenciálegyenlet-rendszert azzal a feltételezéssel, hogy

$$\bar{R} = \bar{R}(A) \quad \text{és} \quad \bar{X} = \bar{X}(A), \quad (2)$$



1. ábra. A negatív ellenállást tartalmazó oszcillátorok soros helyettesítő képe

tehát az aktív elem mindig lineáris (leírható egy lineáris impedanciával), \bar{R} és \bar{X} minden késleltetés nélkül követik az áramamplitúdó változásait és frekvenciafüggetlenek. Ezenkívül felhasználja, hogy A és φ elsőnél magasabb rendű idő szerinti deriváltjait elhanyagolva

$$\frac{d^n i}{dt^n} = \text{Re} \left\{ \left[j \left(\omega + \frac{d\varphi}{dt} \right) + \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right]^n \cdot A e^{j(\omega t + \varphi)} \right\}, \quad (3)$$

tehát az idő szerinti deriválásnak a $j \left[\omega + \frac{d\varphi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right]$ -vel való szorzás felel meg. Ez azt jelenti, hogy az impedancián eső feszültséget úgy kapjuk meg, hogy $Z(\omega)$ -ban ω helyére $\left(\omega + \frac{d\varphi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right)$ -t írunk és ZI valós részét képezzük, ahol

$$I = A e^{j(\omega t + \varphi)}. \quad (4)$$

A és φ lassú változásai esetén, ha $\left| \frac{d\varphi}{dt} \right| \ll \omega$ és $\left| \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right| \ll \omega$, jogos az elsőrendű közelítés [2]:

$$\begin{aligned} Z \left(\omega + \frac{d\varphi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right) &\cong Z(\omega) + \\ &+ \frac{dZ(\omega)}{d\omega} \cdot \left(\frac{d\varphi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right) = R(\omega) + jX(\omega) + \\ &+ \left(\frac{dR}{d\omega} + j \frac{dX}{d\omega} \right) \cdot \left(\frac{d\varphi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right), \end{aligned} \quad (5)$$

azaz az impedancia a munkapont körüli kis megváltozásokra jól leírható a Taylor-sor első két tagjával. Így a (3), (4) és (5) egyenletek felhasználásával, egy periódusra vett átlagolás után megkapjuk az amplitúdóra és a fázisra vonatkozó elsőrendű differenciál-

egyenlet-rendszert:

$$[R(\omega) - \bar{R}(A)] \frac{dX}{d\omega} - [X(\omega) + \bar{X}(A)] \frac{dR}{d\omega} + \left| \frac{dZ}{d\omega} \right|^2 \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} = \frac{1}{A} \left[\frac{dX}{d\omega} e_c(t) + \frac{dR}{d\omega} e_s(t) \right], \quad (6)$$

$$[R(\omega) - \bar{R}(A)] \frac{dR}{d\omega} + [X(\omega) + \bar{X}(A)] \frac{dX}{d\omega} + \left| \frac{dZ}{d\omega} \right|^2 \frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{A} \left[\frac{dR}{d\omega} e_c(t) - \frac{dX}{d\omega} e_s(t) \right], \quad (7)$$

ahol $Z = R + jX$.

Az $e_c(t)$ és $e_s(t)$ időfüggvények az

$$e_s(t) = \frac{2}{T_0} \int_{t-T_0}^t e(t) \sin(\omega t + \varphi) dt, \quad (8)$$

$$e_c(t) = \frac{2}{T_0} \int_{t-T_0}^t e(t) \cos(\omega t + \varphi) dt \quad (9)$$

összefüggések alapján a beinjektált jel vagy zaj egy periódusra vett átlagértékei. T_0 az ω körfrekvenciájú jel periódusideje.

A (6), (7) differenciálegyenlet-rendszerből kiindulva [2] és [3] különböző módszerekkel meghatározza az oszcillátor stabilitási feltételét, a beinjektált jelre való behúzás lehetőségét, a behúzási tartományt és az oszcillátor zaját. A kísérletekkel és mérésekkel igazolt [4] eredmények alapján bonyolultabb (pl. több rezonanciájú) frekvenciameghatározó elemet tartalmazó oszcillátorkapcsolások is analizálhatók.

2. A frekvenciafüggő aktív elem esete

Az 1. fejezet eredményei relative széles sávú negatív ellenállású aktív elemre vonatkoznak [2], tehát elhanyagolják \bar{R} és \bar{X} frekvenciafüggését. Ez a közelítés nem minden esetben elegendő pontosságú. Ezért a továbbiakban megvizsgáljuk az aktív elem frekvenciafüggésének hatását.

Tételezzük fel, hogy

$$\bar{R} = \bar{R}(A, \omega) \quad \text{és} \quad \bar{X} = \bar{X}(A, \omega), \quad (10)$$

azaz az aktív elem impedanciája késleltetés nélkül követi az áramamplitúdó változásait és frekvenciafüggő. Kössük ki továbbá, hogy az \bar{R} , \bar{X} kétváltozós függvények másodrendű deriváltjai $\left(\frac{\partial^2 \bar{X}}{\partial \omega^2}, \frac{\partial^2 \bar{R}}{\partial \omega^2}, \frac{\partial^2 \bar{X}}{\partial A^2}, \frac{\partial^2 \bar{R}}{\partial A^2}, \frac{\partial^2 \bar{X}}{\partial A \partial \omega}, \frac{\partial^2 \bar{R}}{\partial A \partial \omega} \right)$ a teljes vizsgálati tartományban elhanyagolhatók. Ekkor a (3) és (5) közelítéseket felhasználva az amplitúdóra és fázisra vonatkozó differenciálegyenlet-rendszer az alábbi alakban írható fel:

$$[R(\omega) - \bar{R}(A, \omega)] \left[\frac{dX}{d\omega} + \frac{\partial \bar{X}}{\partial \omega} \right] - [X(\omega) + \bar{X}(\omega, A)] \cdot \left[\frac{dR}{d\omega} - \frac{\partial \bar{R}}{\partial \omega} \right] + \left| \frac{dZ^*}{d\omega} \right|^2 \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} = \frac{1}{A} \left[\left(\frac{dX}{d\omega} + \frac{\partial \bar{X}}{\partial \omega} \right) e_c(t) + \left(\frac{dR}{d\omega} - \frac{\partial \bar{R}}{\partial \omega} \right) e_s(t) \right], \quad (11)$$

$$[R(\omega) - \bar{R}(\omega, A)] \left[\frac{dR}{d\omega} - \frac{\partial \bar{R}}{\partial \omega} \right] + [X(\omega) + \bar{X}(\omega, A)] \cdot \left[\frac{dX}{d\omega} + \frac{\partial \bar{X}}{\partial \omega} \right] + \left| \frac{dZ^*}{d\omega} \right|^2 \frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{A} \left[\left(\frac{dR}{d\omega} - \frac{\partial \bar{R}}{\partial \omega} \right) e_c(t) - \left(\frac{dX}{d\omega} + \frac{\partial \bar{X}}{\partial \omega} \right) e_s(t) \right], \quad (12)$$

ahol $Z^* = R - \bar{R} + j(\bar{X} + X)$.

Állandó amplitúdójú autonóm rezgés [$e(t) \equiv 0$] akkor jöhet létre, ha $\frac{d\varphi}{dt} \neq \frac{dA}{dt} = 0$, azaz:

$$\begin{aligned} R(\omega_0) - \bar{R}(\omega_0, A_0) &= 0, \\ X(\omega_0) + \bar{X}(\omega_0, A_0) &= 0. \end{aligned} \quad (13)$$

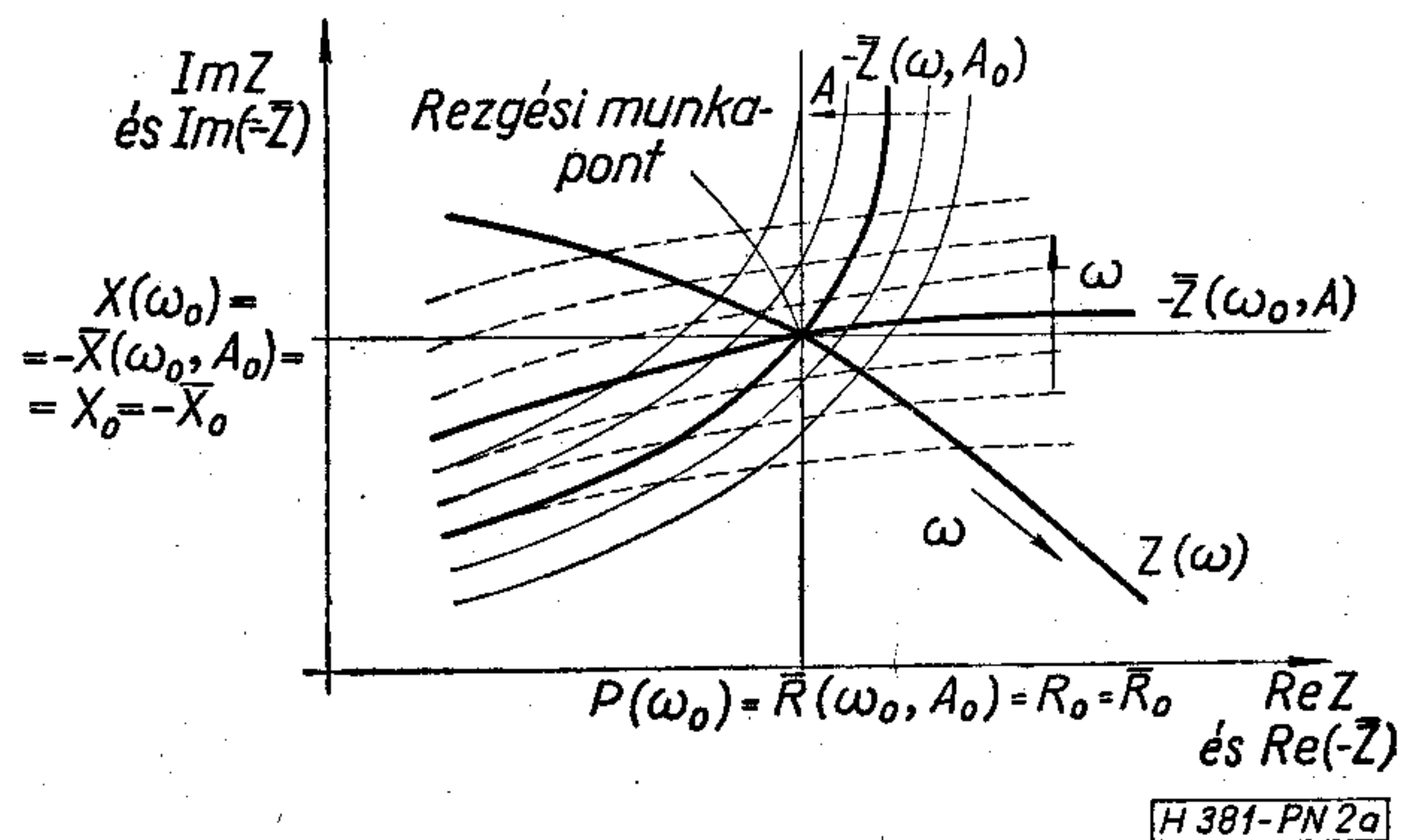
ω_0 a rezgési körfrekvencia, A_0 pedig a rezgés amplitúdója.

A [3]-ban alkalmazott variációszámítási módszert felhasználva, a rezgés stabilitásának feltétele [3]-mal ellentétben:

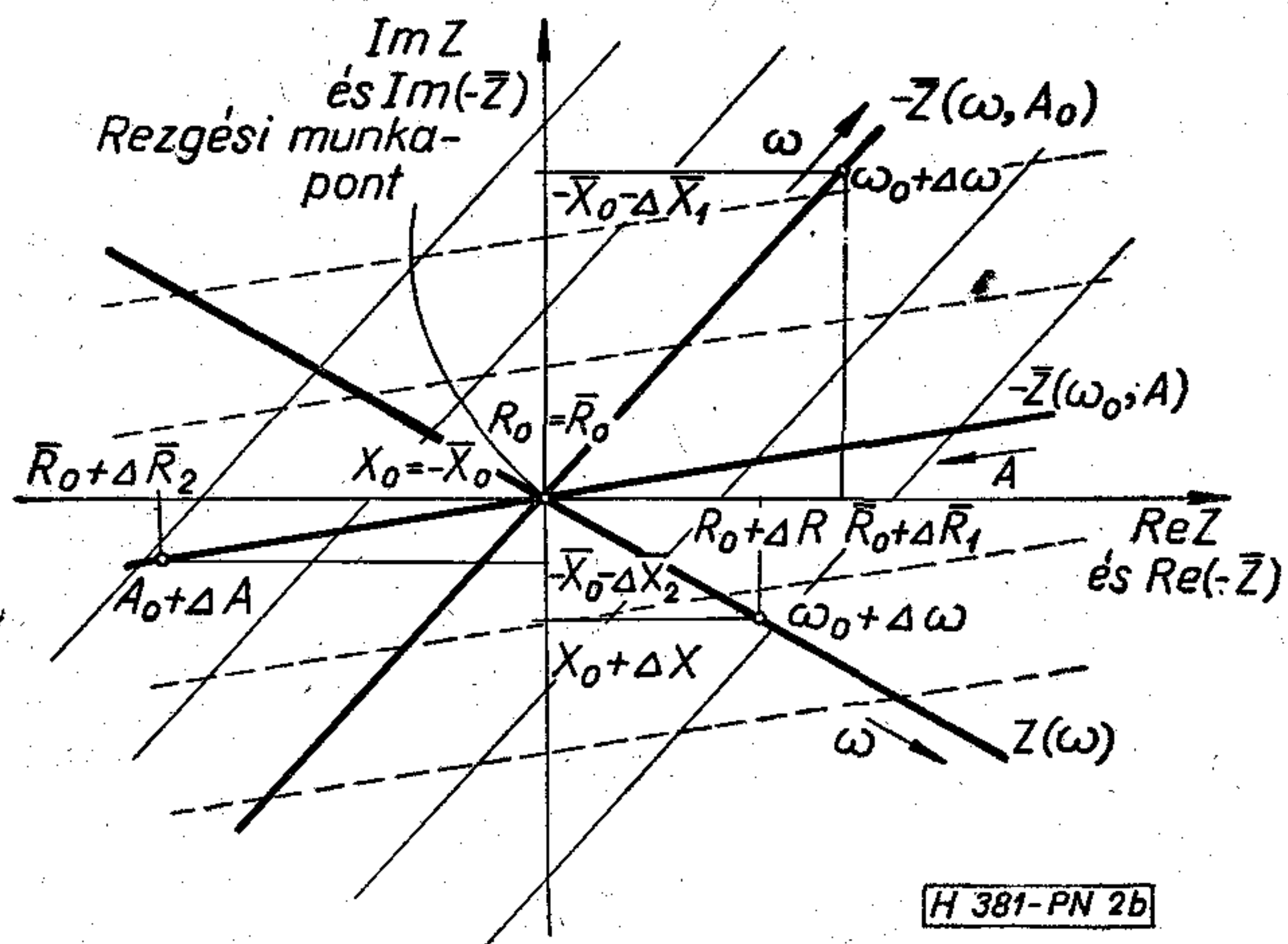
$$-\frac{\partial \bar{R}}{\partial A} \Big|_{A_0} \cdot \left[\frac{dX}{d\omega} \Big|_{\omega_0} + \frac{\partial \bar{X}}{\partial \omega} \Big|_{\omega_0} \right] - \frac{\partial \bar{X}}{\partial A} \Big|_{A_0} \cdot \left[\frac{dR}{d\omega} \Big|_{\omega_0} - \frac{\partial \bar{R}}{\partial \omega} \Big|_{\omega_0} \right] > 0. \quad (14)$$

A berezgési feltételt és a rezgés stabilitását grafikusán is szemléltetni lehet.

A 2a ábrán felrajzoltuk $Z(\omega)$ helygörbét és $-\bar{Z}(\omega, A) = \bar{R} - j\bar{X}$ helygörbét (ω függvényében A -val paraméterezve és A függvényében ω -val paraméterezve). Rezgés ott jöhet létre, ahol $-\bar{Z}$ görbéi úgy metszik Z karakterisztikáját, hogy a metszésponthoz tartozó paraméterek (A és ω) megegyeznek. A berezgési feltétele sok esetben analitikusan is könnyen elemezhető, a rezgés stabilitásának vizsgálatához azonban célszerű a rezgési munkapont körüli tartományt



2a ábra. A rezgési munkapont grafikus meghatározása Z és $-\bar{Z}$ helygörbéi alapján



2b ábra. A rezgési munkapont környezetét a stabilitás vizsgálatához

kinagyítani (ld. 2b ábra). ΔA és $\Delta\omega$ elemi megváltozások esetén (14) a

$$\frac{\Delta\bar{R}_2}{\Delta A} \left(\frac{\Delta X}{\Delta\omega} + \frac{\Delta\bar{X}_1}{\Delta\omega} \right) + \frac{\Delta\bar{X}_2}{\Delta A} \left(\frac{\Delta R}{\Delta\omega} - \frac{\Delta\bar{R}_1}{\Delta\omega} \right) < 0 \quad (15)$$

összefüggéssel közelíthető.

Ha ΔA -t és $\Delta\omega$ -t egyforma előjelűre választottuk:

$$\Delta\bar{R}_2(\Delta X + \Delta\bar{X}_1) < \Delta\bar{X}_2(\Delta\bar{R}_1 - \Delta R). \quad (16)$$

Az ábrán felrajzolt esetben a rezgési munkapontban stabil oszcilláció nem jöhet létre.

3. Frekvenciafüggő amplitúdószabályzás

Az előző fejezetekben feltételeztük, hogy az oszcillátor amplitúdószabályzó rendszere frekvenciafüggetlen, azaz az aktív elem paraméterei késleltetés nélkül követik az amplitúdó változásait. A valóságos oszcillátorok esetében ez a feltételezés nem mindig tehető meg, így a továbbiakban megvizsgáljuk, hogy milyen hatása van a stabilitásra annak, hogy az amplitúdószabályzás egy frekvenciafüggő hálózaton keresztül történik, azaz (az amplitúdó megváltozását A_0 -hoz képest δA -val jelölve):

$$\delta\bar{R} + a_1 \frac{d\delta\bar{R}}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n \delta\bar{R}}{dt^n} = \delta A \left. \frac{\partial \bar{R}}{\partial A} \right|_{A_0}, \quad (17)$$

$$\delta\bar{X} + a_1 \frac{d\delta\bar{X}}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n \delta\bar{X}}{dt^n} = \delta A \left. \frac{\partial \bar{X}}{\partial A} \right|_{A_0}. \quad (18)$$

Ez az eset akkor áll elő, ha az amplitúdót például egyenirányítással vagy hőmérsékletfüggő elem alkalmazásával szabályozzuk.

Autonóm rendszerben [$e(t) \equiv 0$] az amplitúdó kis megváltozásaira [$\delta A(t)$] vonatkozó differenciálegyenlet (11), (17) és (18) felhasználásával a következő lesz:

$$\left\{ -\frac{\partial \bar{R}}{\partial A} \right|_{A_0} \cdot \left[\frac{d\bar{X}}{d\omega} \right|_{\omega_0} + \frac{\partial \bar{X}}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \right] - \frac{\partial \bar{X}}{\partial A} \right|_{A_0} \cdot \left[\frac{dR}{d\omega} \right|_{\omega_0} - \frac{\partial R}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \right\} \delta A + \left| \frac{\partial Z^*}{\partial \omega} \right|^2 \frac{1}{A} \left[\frac{d\delta A}{dt} + a_1 \frac{d^2 \delta A}{dt^2} + \dots + \dots a_n \frac{d^{n+1} \delta A}{dt^{n+1}} \right] = 0. \quad (19)$$

Feltételezve, hogy A_0 mellett $\delta A(t)|_{\max}$ elhanyagolható, (19)-ből lineáris, állandó együtthatójú $n+1$ -ed rendű differenciálegyenletet kapunk. Ezen differenciálegyenlet stabilitásvizsgálatát elvégezhetjük az ismert módszerekkel [7].

Az eddigiekben az oszcillátor soros helyettesítő képét használtuk. Ha a párhuzamos helyettesítő kép segítségével (ld. 3. ábra) írjuk le az áramkört és feltezzük, hogy az aktív impedancia nem a körben folyó áram, hanem az aktív elem első feszültség függvénye, akkor az alábbi egyenletrendszer adja meg az állandó amplitúdójú autonóm rezgés feltételét [3]:

$$[i_2(t) \equiv 0] \quad (20)$$

$$G(\omega_0) - \bar{G}(\omega_0, U_0) = 0, \quad (21)$$

$$B(\omega_0) + \bar{B}(\omega_0, U_0) = 0. \quad (22)$$

U_0 a rezgés amplitúdója, ω_0 a körfrekvenciája.

Ha az amplitúdószabályzás frekvenciafüggő hálózaton keresztül történik, tehát

$$\delta\bar{G} + a_1 \frac{d\delta\bar{G}}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n \delta\bar{G}}{dt^n} = \delta U \left. \frac{\partial \bar{G}}{\partial U} \right|_{U_0}, \quad (23)$$

$$\delta\bar{B} + a_1 \frac{d\delta\bar{B}}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n \delta\bar{B}}{dt^n} = \delta U \left. \frac{\partial \bar{B}}{\partial U} \right|_{U_0}, \quad (24)$$

akkor az amplitúdó kis megváltozásaira vonatkozó differenciálegyenlet a következő lesz:

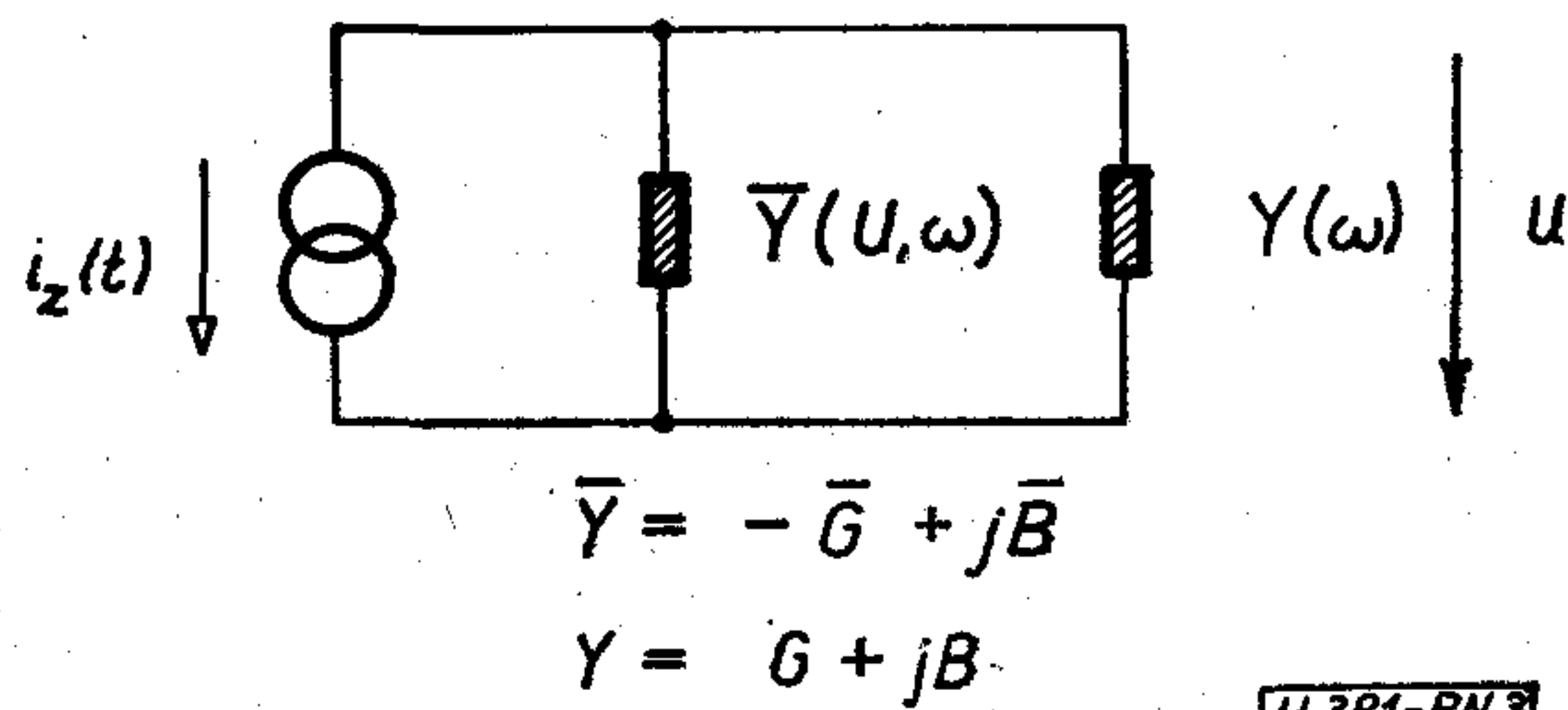
$$\left\{ -\frac{\partial \bar{G}}{\partial U} \right|_{U_0} \cdot \left[\frac{d\bar{B}}{d\omega} \right|_{\omega_0} + \frac{\partial \bar{B}}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \right] - \frac{\partial \bar{B}}{\partial U} \right|_{U_0} \cdot \left[\frac{d\bar{G}}{d\omega} \right|_{\omega_0} - \frac{\partial \bar{G}}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \right\} \delta U + \left| \frac{\partial Y^*}{\partial \omega} \right|^2 \frac{1}{U_0} \left[\frac{d\delta U}{dt} + a_1 \frac{d^2 \delta U}{dt^2} + \dots + a_n \frac{d^{n+1} \delta U}{dt^{n+1}} \right] = 0, \quad (25)$$

ahol $Y^* = G - \bar{G} + j(B + \bar{B})$.

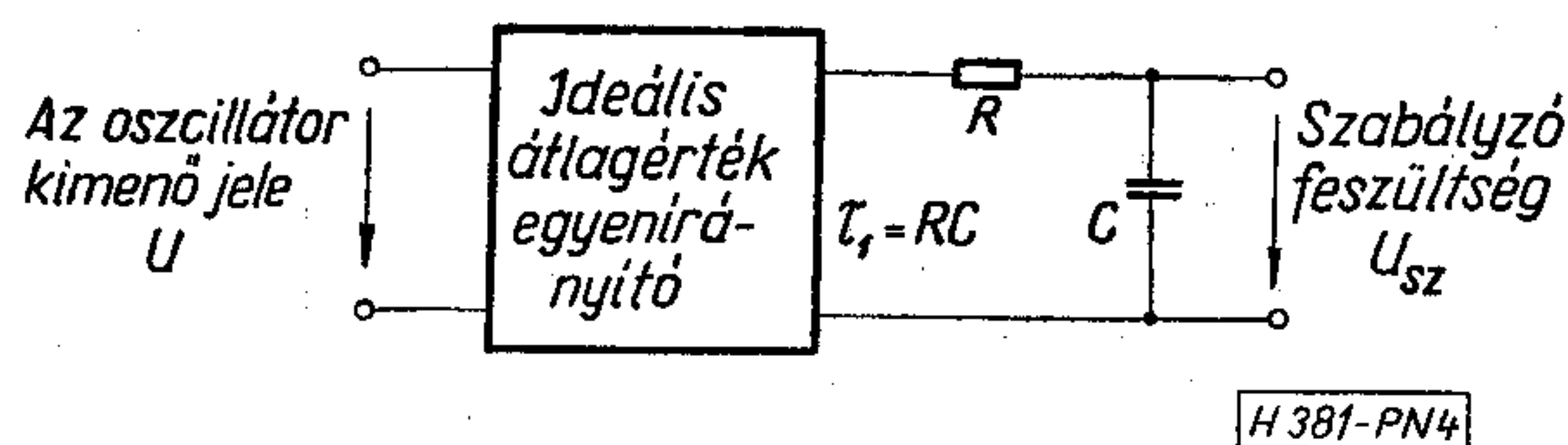
Ha a szabályzó hálózat frekvenciafüggetlen, akkor a stabilitás feltétele (14)-gyel analóg módon:

$$v \cong -\frac{\partial \bar{G}}{\partial U} \right|_{U_0} \cdot \left(\frac{d\bar{B}}{d\omega} \right|_{\omega_0} + \frac{\partial \bar{B}}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \right) - \frac{\partial \bar{B}}{\partial U} \right|_{U_0} \cdot \left(\frac{d\bar{G}}{d\omega} \right|_{\omega_0} - \frac{\partial \bar{G}}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \right) > 0 \quad (26)$$

Látható, hogy a párhuzamos helyettesítő kép használata lényegében nem vezet új eredményekre. Bizonyos esetekben azonban csak ez a szemlélet használható, például az N -típusú nemlinearitást képviselő



3. ábra. A negatív vezetést tartalmazó oszcillátorok párhuzamos helyettesítő képe



4. ábra. Egy időállandós amplitúdószabályzó áramkör elvi vázlatja

eszközöknél vagy a módszer visszacsatolt rendszerekre való általánosításánál (ld. 5. fejezet). A továbbiakban a párhuzamos helyettesítő képet és a feszültséggel vezérelt aktív eszközmodellt használjuk.

A frekvenciafüggő amplitúdószabályzásra példaként vizsgáljuk meg a legegyszerűbb esetet, amikor a szabályozó kör egy időállandóval leírható, azaz

$$\delta\bar{G}(p) = \frac{\partial\bar{G}}{\partial U} \Big|_{U_0} \cdot \frac{\delta U(p)}{1+p\tau_1}, \quad (27)$$

$$\delta\bar{B}(p) = \frac{\partial\bar{B}}{\partial U} \Big|_{U_0} \cdot \frac{\delta U(p)}{1+p\tau_1}. \quad (28)$$

A rendszer modellje a 4. ábrán látható.

A δU -ra vonatkozó differenciálegyenlet (25) alapján a

$$v\delta U + \left| \frac{\partial Y^*}{\partial \omega} \right|^2 \frac{1}{U_0} \left(\frac{d\delta U}{dt} + \tau_1 \frac{d^2\delta U}{dt^2} \right) = 0 \quad (29)$$

alakra hozható, ahol v a (26)-ban adott.

A stabilitás feltétele azonos a $\tau_1=0$ esettel, azaz

$$v > 0. \quad (30)$$

A (29) egyenletet átrendezve egyszerű másodrendű differenciálegyenletet kapunk:

$$\delta U + \frac{2\xi}{\omega_1} \frac{d\delta U}{dt} + \frac{1}{\omega_1^2} \frac{d^2\delta U}{dt^2} = 0. \quad (31)$$

ahol

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{U_0 v}{\tau_1 \left| \frac{\partial Y^*}{\partial \omega} \right|^2}}; \quad \xi = \frac{1}{2\omega_1 \tau_1}. \quad (32)$$

Tudjuk, hogy a (31) típusú differenciálegyenlet megoldása $\delta U(t)|_{t=0} = \delta U_0$ és $\frac{d\delta U(t)}{dt} \Big|_{t=0} = -\delta U_0 \xi \omega_1$ kezdeti feltételekkel:

$$\delta U(t) = \delta U_0 e^{-\xi \omega_1 t} \cos(\omega_1 \sqrt{1-\xi^2} t) \quad (33)$$

alakú, feltéve, hogy $\xi < 1$.

A szabályzás célja, hogy a zavarok és zajok által létrehozott δA_0 kezdeti amplitúdóeltérést a rendszer a lehető leggyorsabban visszaszabályozza, tehát hogy

$$\xi \omega_1 = \frac{1}{2\tau_1} \quad (34)$$

a lehető legnagyobb, azaz τ_1 a lehető legkisebb legyen. Ha $1/\tau_1$ már a munkaponti rezgés körfrekvenciájának nagyságrendjébe esik, akkor a szabályzás többé nem az amplitúdót, hanem a jel pillanatértékét követi, így a kimenő jelben torzítások keletkeznek. Ez a jelenség megszabja τ_1 alsó korlátját.

4. Nemlineáris amplitúdószabályzás

Az amplitúdószabályzó rendszer gyakran nemlineáris elemeket is tartalmaz. A legismertebb és legáltalánosabb példa erre a soros diódás csúcseyenirányító (ld. 5. ábra). Stacioner állapotban a rezgés amplitúdója U_0 . Ekkor a csúcsetektor kimenetén U_{sz0} feszültség mérhető.

Első lépésben tételezzük fel, hogy a dióda ideális, azaz a nyitóirányú ellenállása zérus (tehát a nyitóirányú időállandó is zérus). Kezdjük akkor a vizsgálatot, amikor hirtelen ismeretlen forrású külső zavaró jel hatására a rendszer állapota megváltozik. Két esetet kell megkülönböztetni: először, amikor az amplitúdó, másodsor, amikor a szabályzófeszültség változik meg.

Ha az amplitúdó megnő vagy a szabályzófeszültség lecsökken, akkor a szabályzás működni kezd és az amplitúdó visszatér eredeti értékére. Ha azonban az amplitúdó lecsökken olyan sebességgel, amelyet az RC-tag feszültsége már nem tud követni, akkor a dióda lezár, a szabályzási kör megszakad. Ezután a szabályzó feszültség a nyugalmi U_{sz0} értékéről τ időállandóval exponenciálisan csökkenni kezd. $U_{sz} < U_{sz0}$ esetén a negatív vezeték nagyobb a pozitívénál, ezért az amplitúdó elkezdi növekedni, mindaddig, míg a szabályzó kör be nem záródik és véglegesen helyre nem állítja a stacionárius állapotot. Annál gyorsabban lejátsszódik ez a folyamat, minél kisebb az RC-tag időállandója és minél nagyobb a $\bar{G} - U_{sz}$ karakterisztika meredeksége. Nyilvánvalóan az a cél, hogy a létrejött zavar minél gyorsabban megszűnjön, ehhez pedig szükséges, hogy τ a lehető legkisebb és a szabályzás meredeksége a lehető legnagyobb legyen.

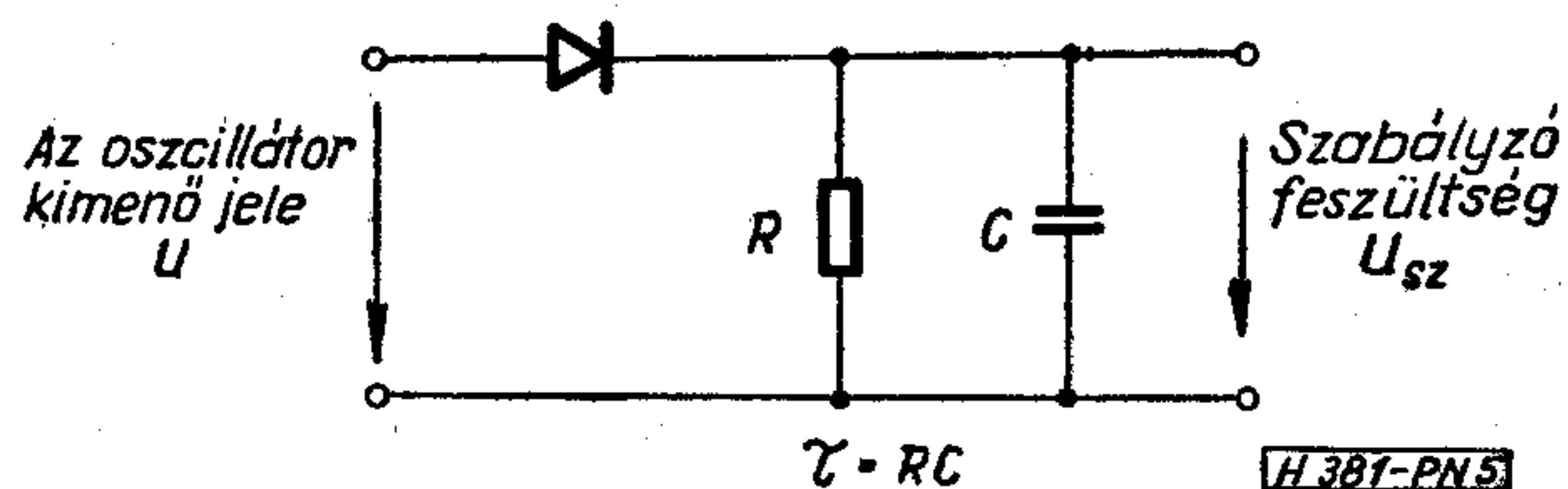
Ha δU_0 -val lecsökkentjük az amplitúdót és magára hagyjuk a rendszert, akkor a szabályzó kör záródásáig az alábbi egyenletrendszer írja le a folyamatot-

$$U = (U_0 - \delta U_0) \exp \left[\frac{v U_0 \tau}{\left| \frac{\partial Y^*}{\partial \omega} \right|^2} \left(e^{-\frac{t}{\tau}} - 1 + \frac{t}{\tau} \right) \right], \quad (35)$$

$$U_{sz} = U_{sz0} e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (36)$$

Ez az egyenletrendszer akkor érvényes, ha $U < U_{sz}$ és $U_0 \equiv U_{sz0}$.

Más a helyzet, ha a szabályzó kör U_{sz} ugrásszerű növekedése miatt szakad meg. Ekkor a negatív vezeték kisebb a pozitívénál, az amplitúdó csökkenni kezd és mindaddig csökken, amíg U_{sz} el nem éri nyugalmi U_{sz0} értékét, ettől kezdve a fentebb leírt folyamat játszódik le, azaz a (35) és (36) kifejezés érvényes megfelelő kezdeti feltétellel.



5. ábra. A csúcseyenirányító kapcsolása

A szabályzófeszültség ugrásszerű változása annál nagyobb amplitúdócsökkenést okoz, minél nagyobb az időállandó és minél meredekebb a szabályzás. Ez az amplitúdómegváltozás aztán, mint korábban láttuk, annál gyorsabban helyreáll, minél kisebb a τ értéke és minél meredekebb a szabályzás. Ha tehát növeljük a $\bar{G}-U_{sz}$ karakterisztika meredekségét, akkor egy adott szabályzófeszültség-ugrás nagyobb amplitúdómegváltozást hoz létre, de az gyorsabban helyre is áll. τ -t mindenképpen célszerű a lehető legkisebbre választani.

A valóságos áramkörökben a dióda nyitóirányú ellenállása és az egyenirányítót meghajtó generátor belső ellenállása nem hanyagolhatók el. A jelenségek minőségi vizsgálatához a diódát a lineáris töréspontos modellel helyettesítjük és a bonyolult nyitóirányú nemlineáris tranzienseket egyetlen τ_1 időállandójú lineáris áramkörrel közelítjük. Feltételezzük továbbá, hogy az egyenirányító stacioner állapotban $U_{sz0} \equiv U_0$ feszültséget állít elő.

Ha

$$\tau_1 < \frac{\left| \frac{\partial Y^*}{\partial \omega} \right|^2}{4U_0 v}, \quad (37)$$

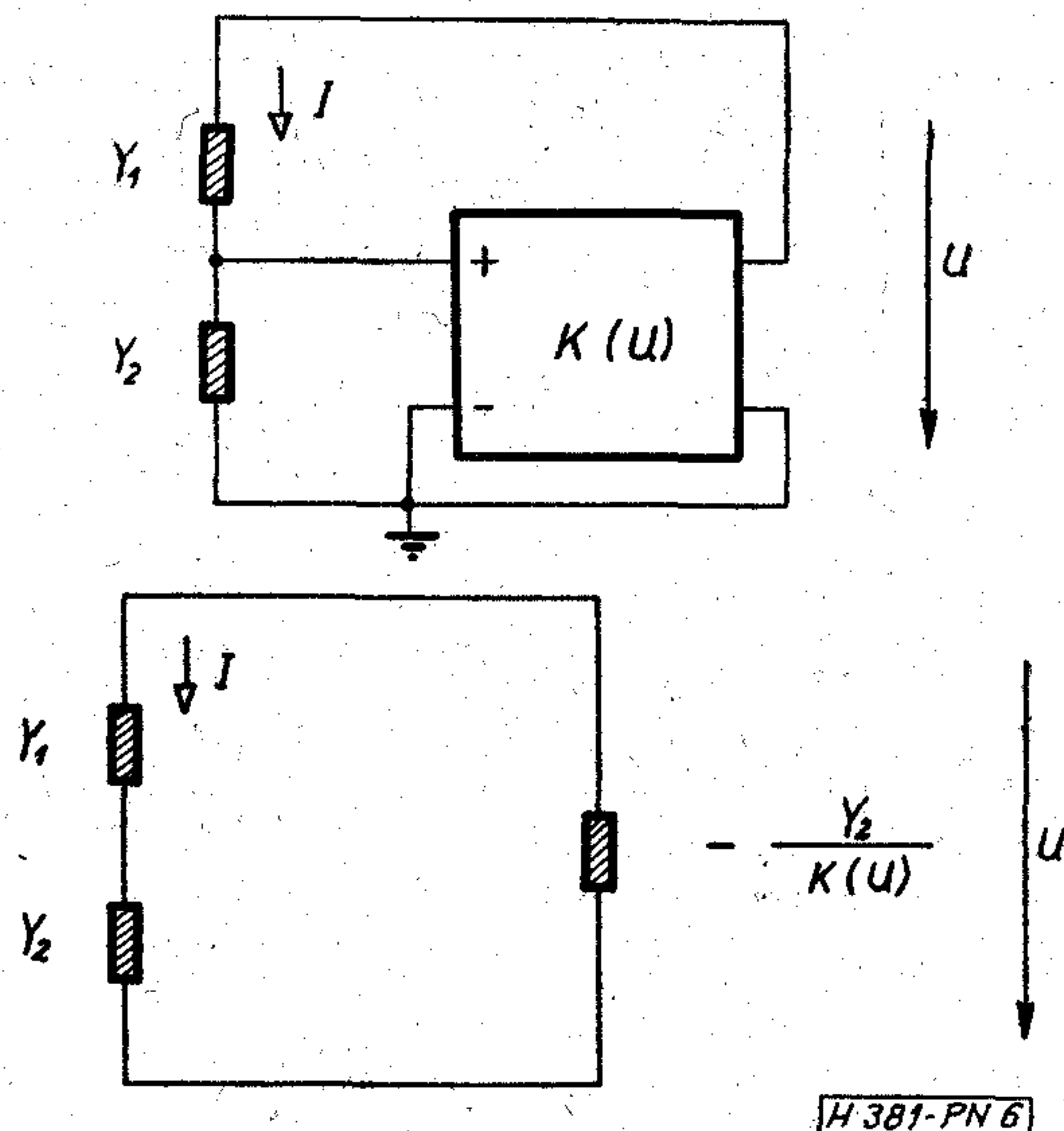
ahol τ_1 a nyitott dióda esetén fellépő időállandó, akkor a (32) összefüggés alapján a berezgés során nem jön létre lecsengő szinuszos túllövés. Ha a (37) nem teljesül, akkor $2\tau_1$ időállandóval lecsengő szinuszfüggvény írja le $U(t)$ U_0 körüli változását, feltéve, hogy a szabályzó kör mindig zárva marad.

Ha a túllövés elegendően nagy, akkor a maximális pillanatérték elérése után a rezgési amplitúdó idő szerinti deriváltjának értéke elérheti, sőt meghaladhatja az U_{sz} maximális csökkenési sebességét, amit a τ időállandó és az U_{sz} aktuális értéke határoz meg. Ekkor a szabályzó kör megszakad. Az amplitúdó mindaddig csökken, míg $U_{sz} > U_{sz0}$, majd növekedni kezd és végül a szabályzó kör bezárul. Ismét létrejön egy túllövés és a jelenség mindaddig folytatódik, míg a túllövés elegendően kicsi nem lesz ahhoz, hogy a szabályzó kör mindig zárva maradjon. Ezután a végállapot már $2\tau_1$ időállandóval áll be. A tranziens időtartama a τ_1 időállandójú lineáris rendszer esetében mért beállási időnél lényegesen hosszabb lehet.

A fizikai jelenségek vizsgálatából azt a következtetést lehet levonni, hogy amennyiben τ_1 -et nem tudjuk olyan kicsi értékben tartani, hogy a szabályzás megszakadása elkerülhető legyen, akkor érdemes a dióda soros ellenállását megnövelni annyira, hogy a szabályzó kör a berezgés folyamán mindig zárva maradjon. A soros ellenállás növelésének az a hatása, hogy az $U_{sz}-U$ -nak leosztott értéke lesz, tehát csak akkor záródik le a dióda, mikor U lecsökken a leosztott érték alá olyan sebességgel, melyet U_{sz} nem tud követni.

5. A negatív vezetésre vonatkozó módszer kiterjesztése

A negatív vezetést tartalmazó kvázilineáris oszcillátorok elméleti apparátusa az általános szinuszos RC- és LC-oszcillátorok vizsgálatára is kiterjeszhető. En-



6. ábra. Feszültségvezérelt feszültséggenerátort tartalmazó oszcillátor elvi vázlata. A frekvenciameghatározó elem a pozitív visszacsatolásban van

nek a módszernek a klasszikus vizsgálati eljárásokkal szemben az az előnye, hogy a rezgés amplitúdó- és frekvenciafeltételét egyetlen közös lépésben vizsgálja, s így általánosabb stabilitási kritériumok lefektetését teszi lehetővé.

A fejezetben a feszültségvezérelt feszültséggenerátort tartalmazó oszcillátorok két típusát vizsgáljuk meg, de a módszer bármilyen felépítésű visszacsatolt oszcillátorra alkalmazható.

Első lépésben helyezük az Y_1, Y_2 frekvenciameghatározó elemeket a pozitív visszacsatoló ágba (ld. 6a ábra). A feszültséggel vezérelt feszültséggenerátor átviteli tényezője (K) frekvenciafüggetlen és függ a kimeneten mérhető U feszültségamplitúdótól. Az oszcillátor admittanciákat tartalmazó helyettesítő modelljében az erősítő elem hatását egy $-Y_2/K(U)$ admittancia utánozza (ld. 6b ábra). Bevezetve ezután a

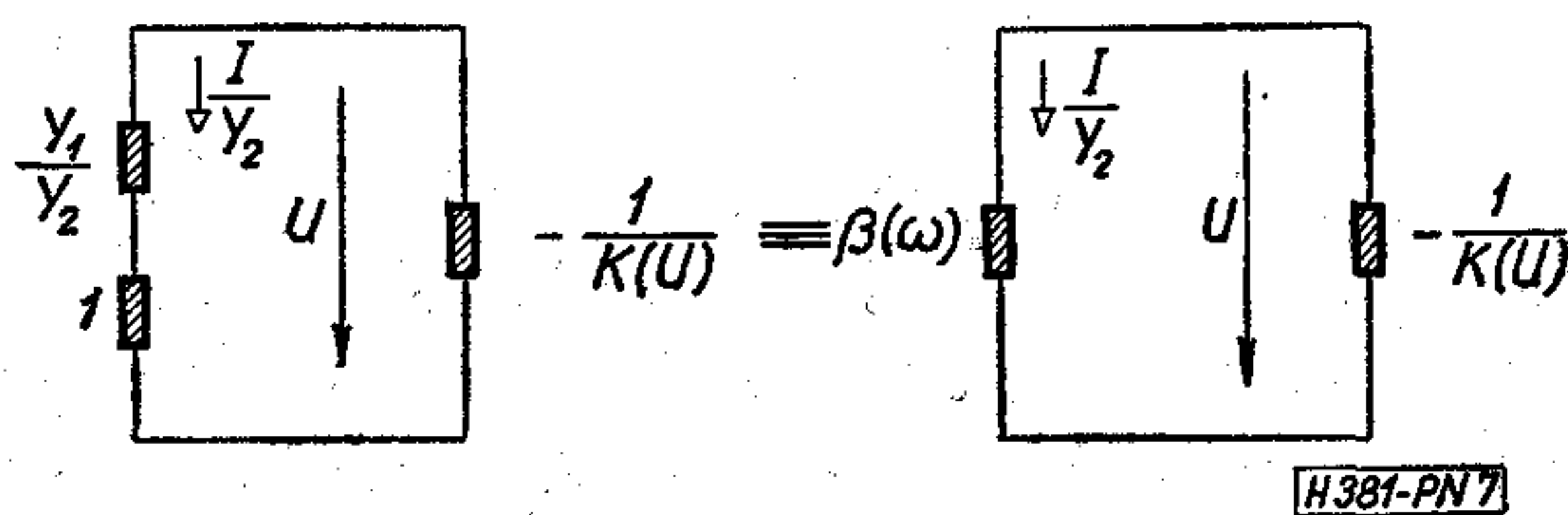
$$\beta = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} \quad (37)$$

visszacsatolási tényezőt, a 7. ábrán megadjuk a rendszer legegyszerűbb helyettesítő képét, melyben a berezgés feltétele:

$$\beta(\omega_0) - \frac{1}{K(U_0)} = 0. \quad (38)$$

A (26) alapján a rezgés stabilitásának feltétele:

$$\frac{d \left[-\frac{1}{K} \right]}{dU} \bigg|_{U_0} \cdot \frac{d[\text{Im}(\beta)]}{d\omega} \bigg|_{\omega_0} > 0 \quad (39)$$



7. ábra. Ekvivalens átalakítások

azaz

$$\frac{dK}{dU} \Big|_{U_0} \cdot \frac{d[\operatorname{Im}(\beta)]}{d\omega} \Big|_{\omega_0} > 0. \quad (40)$$

A berezgéshez szükséges, hogy $|K|$ az U függvényében csökkenjen, tehát a (40) egyenlőtlenség egyszerűbb alakra hozható:

$$\frac{d[\operatorname{Im}(\beta)]}{d\omega} \Big|_{\omega_0} \begin{cases} < 0 & \text{ha } \varphi_K = 0 \\ > 0 & \text{ha } \varphi_K = \pm \pi, \end{cases} \quad (41)$$

ahol φ_K az erősítő fázistolása.

Mivel

$$\operatorname{Im}(\beta) = |\beta| \sin \varphi_\beta \quad (42)$$

és a stacioner rezgéshez tartozó fázisszög 0 vagy $\pm \pi$ (ld. (38)), azaz az erősítő fázistolása minden frekvencián 0 vagy $\pm \pi$, a visszacsatolási tényező ω szerinti deriváltja a

$$\begin{aligned} \frac{d[\operatorname{Im}(\beta)]}{d\omega} \Big|_{\omega_0} &= \frac{d(|\beta|)}{d\omega} \Big|_{\omega_0} \sin \varphi_\beta(\omega_0) + \\ &+ |\beta| \cos \varphi_\beta(\omega_0) \frac{d\varphi_\beta}{d\omega} \Big|_{\omega_0} = \begin{cases} |\beta| \frac{d\varphi_\beta}{d\omega} & \text{ha } \varphi_\beta = 0 \\ -|\beta| \frac{d\varphi_\beta}{d\omega} & \text{ha } \varphi_\beta = \pm \pi \end{cases} \end{aligned} \quad (43)$$

alakban írható fel. Ha igaz, hogy $\varphi_\beta + \varphi_K = 0$, akkor az ismert fázisfeltételhez jutunk:

$$\frac{d\varphi_\beta}{d\omega} \Big|_{\omega_0} < 0, \quad (44)$$

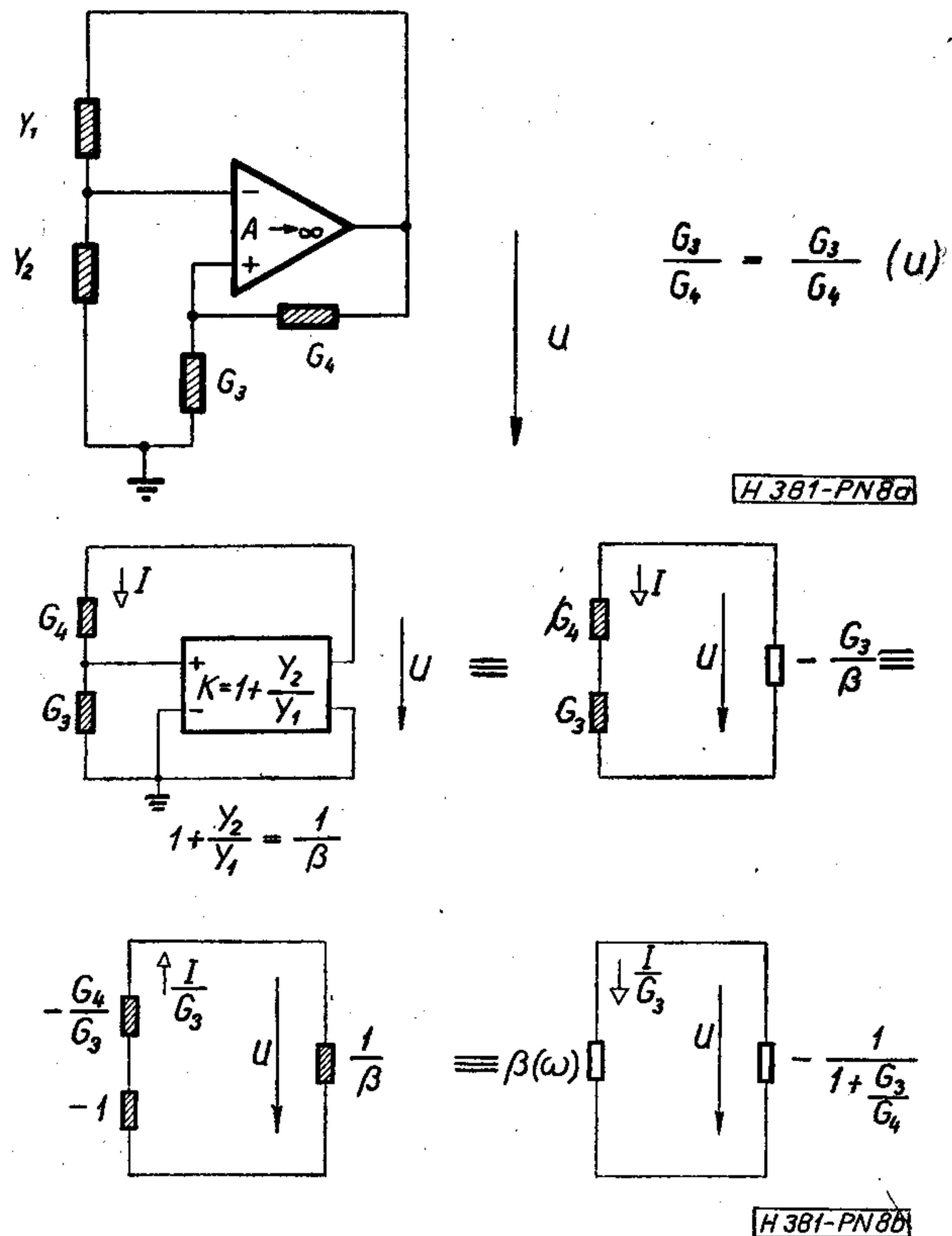
azaz a rezgés akkor stabil, ha a visszacsatolási tényező fázisa a frekvencia függvényében csökken a rezonanciafrekvencia környezetében.

Vizsgáljuk meg ezután azt az esetet, amikor a frekvenciameghatározó elem a negatív visszacsatoló ágban található. Az áramkör és az ekvivalens átalakítások a 8a és 8b ábrán láthatók. Ahhoz, hogy a berezgés létrejöhessen, G_3/G_4 -nek az U feszültségamplitúdó függvényében növekednie kell. A stacioner rezgés feltétele:

$$\beta = \frac{G_4}{G_3 + G_4}. \quad (45)$$

A rezgés stabilitásának feltételét korábbi eredmények ismeretében [ld. (40)] egyszerű megfontolásokkal lehet számolni. A 7. és 8b ábra utolsó átalakítása lényegében azonos áramköri struktúrához vezet azal a különbséggel, hogy a negatív „vezetésnek” $(1 + G_3/G_4)$ a szint függvényében növekednie kell, így a stabilitás feltétele a (41), (42) és (43) alapján

$$\frac{d\varphi_\beta}{d\omega} \Big|_{\omega_0} > 0. \quad (46)$$



8. ábra. Feszültségvezérelt feszültséggenerátort tartalmazó oszcillátor elvi vázlatja, és az ekvivalens helyettesítő modellek. A frekvenciameghatározó elem a negatív visszacsatolásban van

6. Összefoglalás

Cikkünk a kvázilineáris oszcillátorok egyszerű, könnyen kezelhető leírási módszerével foglalkozik. A korábban publikált eredményeket felhasználva általános berezgési és stabilitási feltételeket ad a frekvenciafüggő aktív kétpólust tartalmazó oszcillátorokra és megvizsgálja a különböző, lineáris és nem lineáris amplitúdószabályzó rendszerek hatását a stabilitásra és a berezgési franziensekre. Végül az eredmények általánosításával a leírási módszert kiterjeszti a visszacsatolt erősítőket felhasználó oszcillátorokra is.

A szerzők köszönetet mondanak Dr. Csibi Sándor intézeti igazgatónak és dr. Komarik József osztályvezetőnek a munka során nyújtott segítségért.

IRODALOM

- [1] Minorsky, N.: Nonlinear Oscillations. C. van Nostrand, Princeton, 1962.
- [2] Kurokawa, K.: Some Basic Characteristics of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuits. BSTJ, Vol. 48., No. 6., pp. 1937—1955, Aug. 1969.
- [3] Biró, V.: Negatív ellenállást tartalmazó hálózatok stabilitása. Proc. of the 5. Coll. on Microwave Communication, Vol. II., pp. 45—49, Budapest, 1974.
- [4] Kenyon, N. D.: A Lumped-Circuit Study of Basic Oscillator Behavior. BSTJ, Vol. 49., No. 2., pp. 305—308, Febr. 1970.
- [5] Jochen, P.: Equivalent circuit for injection-locked negative resistance oscillators. Electronic Letters, vol. 6., pp. 61—62, Febr. 1970.
- [6] Kurokawa, K.: Injection locking of microwave oscillators. Proc. of the IEEE, vol. 61., No. 10., pp. 1386—1410, Oct. 1973.
- [7] R. Frank—P. Mises: A mechanika és fizika differenciál- és integrálegyenletei. Műszaki Könyvkiadó 1966.

A TMB-31/32 típusú, PCM-kompatibilis táviró multiplex rendszerrel létesített kísérleti összeköttetés vonali mérései

ETO 621.376.56:621.394.43:621.391.816

A Posta Központi Táviróhivatal megbízása alapján a Távközlési Kutatóintézet és a Telefongyár kifejlesztette a BD-30/32 típusú, magyar primer PCM multiplex rendszerrel együttműködni képes táviró-multiplexert, amelyet 1974 júniusában a Belváros-Krisztina távbeszélő-központok között üzembe helyeztünk. A TMB-31/32 típusú táviró multiplex berendezésének alkalmazásával 50 és 200 baudos digitális csatornákat létesítettünk a PCM rendszer 64 vagy $n \times 64$ kbit/s-os csatorna időréseiben. Az üzembe helyezett kísérleti szakaszon méréseket végeztünk annak megállapítása céljából, hogy a hazai táviró-hálózatban első alkalommal üzembe kerülő berendezés milyen műszaki paramétereket biztosít a táviró és adatátviteli szolgáltatás-speciális követelményeinek figyelembevételével. Célunk volt az is, hogy a PCM rendszerek táviró és adatátviteli szempontból történő hazai mérés technikáját kidolgozzuk, és a gyakorlatban alkalmazzuk.

1. Bevezetés

A digitális linken nem nulla annak valószínűsége, hogy a hordozó egy bitje meghibásodik, így a hordozón előálló hiba az adatjelben távirótorzítást, adathibát, illetve a digitális adatcsatornában többszörös adathibát idéz elő. Az irodalomban még nem lezárt terület a különböző adatkonverziós eljárások általános hibaelemzése, valamint a digitális link és az adatátviteli csatorna hibaarányának az összefüggése.

Ezért mérésekkel kívántunk választ kapni arra, hogy a 2,048 Mbit/s sebességű digitális linken előálló hibák áttevődése a táviró- vagy adatcsatornába milyen statisztikus törvényszerűséget követ.

A digitális adatjelek PCM rendszerekben történő átvitele alkalmával — a hibaarány mellett — fontos annak ismerete is, hogy a PCM rendszer bemenetére csatlakozó adatforrás szisztematikus, illetve véletlen távirótorzítását milyen törvényszerűség szerint transzformálja a PCM rendszer a kimenetén. E kérdés megválaszolása céljából empirikus távirótorzítás-analízist végeztünk.

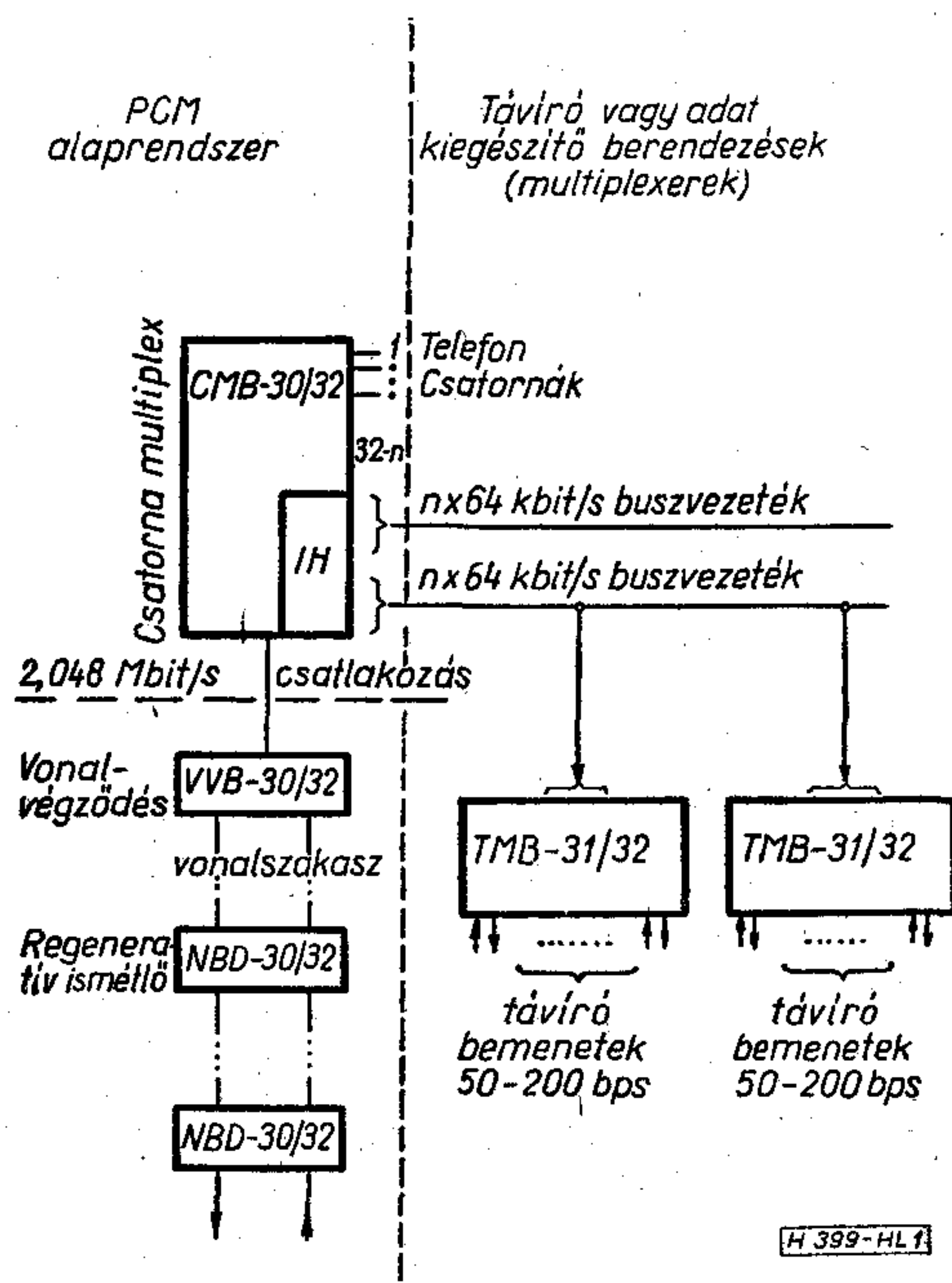
Mielőtt az elvégzett vizsgálatokat és az azokból levont következtetéseket ismertetnénk, röviden áttekintjük a BD-30/32 rendszer alkalmazását digitális jelek átvitelére.

2. A BD-30/32 típusú rendszer alkalmazása digitális jelek átvitelére

A BD-30/32 típusú primer PCM multiplex rendszer felépítését és főbb egységeit az 1. ábra mutatja. A rendszer alaprendszerből és az ahhoz csatlakozó — az adott alkalmazástól függő — opcionális, kiegészítő berendezésekből áll. Az alaprendszer négy berendezéstípust tartalmaz:

- a CMB-30/32 típusú multiplex berendezést, amely 30 beszédcsatorna és a közvetlenül csatlakoztatott digitális csatornák kialakítására is alkalmas;
- a VVB-30/32 típusú, vonalszakasz végződő berendezést, amely a 2,048 Mbit/s sebességű vonalszakasz végződésével vagy átmenő vonalak kiszolgálásával kapcsolatos feladatokat lát el felügyeletes ismétlő állomásokon;
- az NBD-30/32 típusú, felügyelet nélküli, távtáplált ismétlő állomást, amely max. 5 kétirányú vonal jeleinek az ismétléséhez és az ismétlők távellenőrzéséhez szükséges egységeket tartalmazza.

Az alaprendszerhez kapcsolható kiegészítő berendezésként a TMB-31/32 típusú, PCM táviró multiplex berendezés, amely a beszédcsatornák számának



1. ábra. A BD-30/32 típusú primer PCM rendszer felépítése

a csökkentése nélkül 8, beszédcsatornák helyettesítésével maximálisan 31 db, 50...200 baudos távirócsatorna létesítését teszi lehetővé.

A TMB-31/32 rendszert az alábbi három fő változatban lehet digitális jelek átvitelére alkalmazni:

a CMB-30/32 típusú, PCM csatorna multiplex berendezéshez csatlakoztatott kiegészítő berendezés (IH-időrészhozzáférő egység) közbeiktatásával, a TMB-31/32 típusú PCM táviró multiplex berendezés jele egy vagy több telefoncsatorna helyére kerül (ez az eset az 1. ábrán),

a 2,048 Mbit/s sebességű vonalszakasz önálló felhasználásával, amikor egy PCM szervezésű, de telefon-kodeket nem tartalmazó, DMB-30/32 típusú digitális multiplex berendezés (és benne az IH időrészhozzáférő egység) szükséges a TMB-31/32 táviró multiplexerek becsatlakoztatására (l. a 2. ábrán), a TMB-31/32 táviró multiplex önálló felhasználása 64 kbit/s-os, négyhuzalos alapáramkörön.

2.1 A TMB-31/32 típusú PCM táviró multiplex berendezés

A digitális linken történő jelátvitel során az adatjelnek mint digitális jelnek a jellemzőit illesztjük a digitális linken megengedett jellemzőihez.

A TMB-31/32 típusú táviró multiplex berendezés — mint említettük — az IH jelű, időrészhozzáférő egységen keresztül csatlakozik a CMB-30/32 vagy DMB-30/32 jelű multiplex berendezéshez.

A digitális információ átvitelére a berendezés az egyszerű mintavételezési konverziót alkalmazza. A mintavételi frekvencia értékét 2, 4 vagy 8 kHz-re lehet választani. A mintavételezés által okozott torzítás és az áramköri okokra visszavezethető torzítás együttes eredőjeként adódó izokron torzítások értékét az 1. táblázat tartalmazza.

A berendezés maximálisan 31 táviró- vagy adatcsatorna létesítését teszi lehetővé. A digitális csatornák ± 20 mA-es kettősáramú, négyhuzalos földviszszavezetésű csatlakozásúak, a bemenetek ± 3 mA-es jelszint alatt érzéketlenek a vonali zavarokra. Az előfizetői vonalak csatlakoztató áramköre a vonalra adott jelek alakját trapéz formájú jelekké alakítja a nagyfrekvenciás komponensek amplitúdójának csökkentése céljából. A helyiköri csatlakozó pontok 650 V-os, 50 Hz-es váltakozó jel-, illetve ± 60 V-os telepárlat-védelemmel is el vannak látva.

A csatornák szerkezeti kettősével párokra vannak rendezve, s valamennyi csatornapár mintavételi frekvenciáját tetszőlegesen lehet megválasztani. Így az 50, 100 és 200 baudos alkalmazások mellett vegyes kiépítéseket is lehet alkalmazni.

1. táblázat

Digitális csat. sebesség	Mintavételi frekvencia	Max. mintavételi torz.	Max. áramköri torz.	Max. eredő torzítás	
50 Bd	2 kHz	2,5%	0,6%	3,1%	4%
100 Bd	4 kHz	2,5%	1,2%	3,7%	4%
200 Bd	8 kHz	2,5%	2,4%	4,9%	5%

A táviró multiplexer kimeneti jelzési sebessége választhatóan 64, 128 vagy 256 kbit/s lehet. A létesíthető csatornaszámokat a jelsebességek függvényében — a 2. táblázat mutatja. A táblázatban az *a*, *b*, *c* esetek azonos sebességű digitális csatornák létesítésének lehetőségeit mutatják, a *d* esetek pedig a vegyes sebességű adatcsatornák kialakítási lehetőségeire adnak példát.

2. táblázat

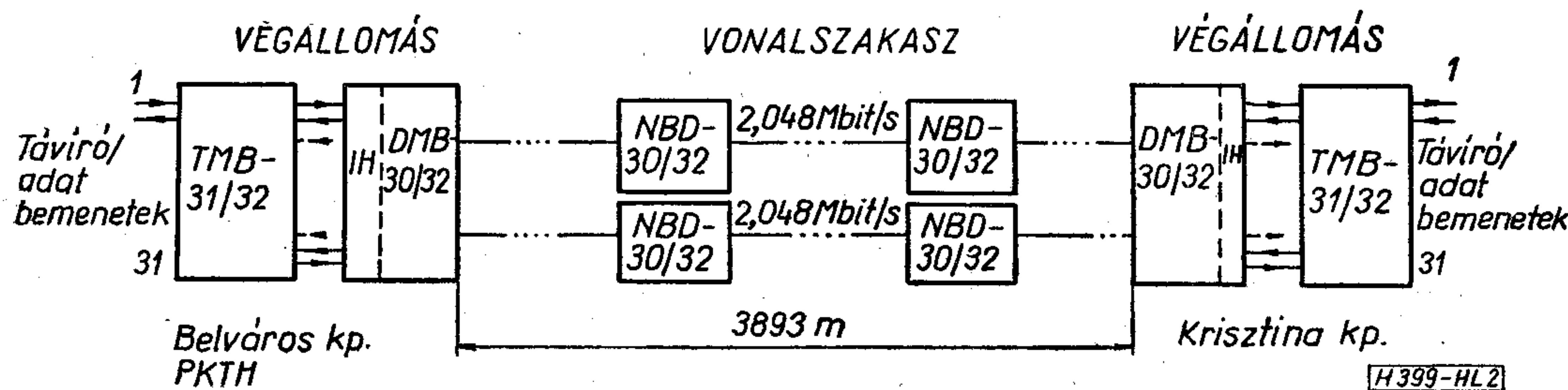
Kimeneti jelzési sebesség	Az átvitt digitális csatornák száma											
	64 kbit/s				128 kbit/s				256 kbit/s			
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>
50 baudos csat. száma	31	—	—	23	31	—	—	27	31	—	—	—
100 baudos csat. száma	—	15	—	—	—	31	—	—	—	31	—	—
200 baudos csat. száma	—	—	7	2	—	—	15	4	—	—	31	31

3. Az összeköttetés felépítése

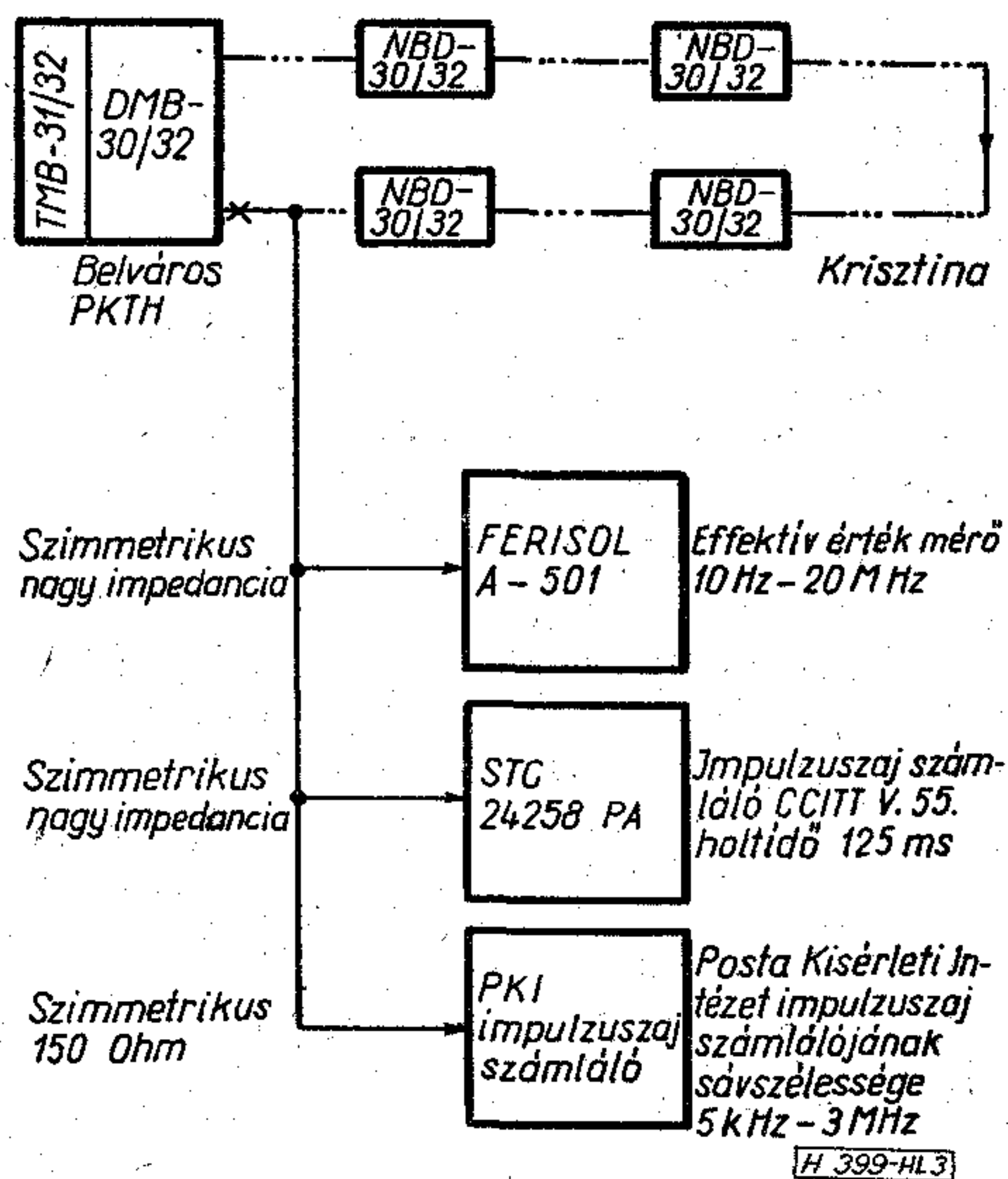
Az összeköttetés felépítése a 2. ábrán látható. A végállomási berendezések a Belváros Távbeszélő Központban, illetve az azonos épületben levő PKTH helyiségében és a Krisztina Távbeszélő Központban nyertek elhelyezést. Az összeköttetést a Belváros—Krisztina III. jelű kábelben létesítettük. Az összeköttetés hossza 3893 méter. Az 1. jelű, NBD-30/32 típusú felügyelet nélküli távtáplált ismétlő állomást a végponttól 784 méterre, míg a 2. jelűt a Krisztina központtól 725 méterre helyeztük el.

4. A PCM áramkörön végzett analóg mérések eredményei

A PCM vonal maradékcillapítása 1 MHz frekvencián 47,6 dB. A közelvégi áthallási csillapítás értéke 81 dB (Belváros) és 63 dB (Krisztina).



2. ábra. Az összeköttetés felépítése



3. ábra. Mérési elrendezés az analóg paraméterek meghatározásához

A csillapításmérések után a PCM áramkör adási és vételi pontjait a Krisztina Távbeszélő Központban visszahurkoltuk, és a további méréseket a PKTH helyiségében levő végberendezés bemenetén végeztük el. A PCM vonal hossza a mérések tartama alatt emiatt 7786 méterre nőtt. A digitális csatorna mérései előtt a PCM áramkör vételi pontján zajméréseket végeztünk. A mérési elrendezés a 3. ábrán látható. A PCM jelek adását a zajmérések tartama alatt kikapcsoltuk.

A széles sávú eredő (Gauss + impulzus) véletlen zajfeszültség effektív értéke 135 Ohm-os ponton mérve 11 mV, a PCM berendezés bemenetén, az ún. döntési ponton 35 mV (ahol az impedancia értéke indefinit).

A széles sávú eredő zajfeszültség effektív értékének meghatározása után a kisméretű, V.55 ajánlásnak megfelelő impulzus zajszámlálóval (S. T. C.), valamint a Posta Kísérleti Intézet által kifejlesztett nem CCITT szabványú, széles sávú impulzus zajszámlálóval impulzus zajméréseket végeztünk.

A PKI által kifejlesztett impulzus zajszámláló csak unipoláris zajimpulzusok regisztrálására alkalmas.

A mérőberendezés 6 csatornás kivitelű. Az egyes csatornák küszöbszintjei a következők:

- 1. sz. csatorna 40 mV
- 2. sz. csatorna 160 mV
- 3. sz. csatorna 200 mV
- 4. sz. csatorna 240 mV
- 5. sz. csatorna 580 mV
- 6. sz. csatorna 700 mV.

Az egyes küszöbszintekhez tartozó csatornák 10 darab decimális számláncot tartalmaznak. A csatornák kiolvasása, illetve figyelése egyenként valósítható meg, választhatóan. Az impulzus zajmérések alkalmával a vizsgálatokat 10 és 16 óra között végeztük. Egy-egy mérés időtartamára 1 órát választottunk. Az egyes mérések alkalmával — 1 óra időtartam alatt — a 3. táblázaton látható eredményeket kaptuk.

5. Hibaarány mérés az adatesatornában

A PCM vonal zajviszonyainak meghatározása után hibaarány mérést végeztünk a 200 bit/s sebességű csatornában. Ezzel egyidejűleg a bipoláris szabály megsértéséből származó hibaarányt is regisztráltuk a PCM linken. A bipoláris hibaarány értéke kisebb volt 10^{-7} -nél.

A hibaarány mérést (jelalakformáló kondenzátor nélkül) 200 bit/s sebességen a TRENDATA Test Set no 1-4 típusjelű berendezéssel végeztük. A mérési sorozat alkalmával 1532 darab 511 bit hosszúságú álvéletlen blokkot vittünk át és hibát nem regisztráltunk. Tekintettel arra, hogy az átvitt 771 621 elemi jel közül egyetlen bit sem hibásodott meg, a méréseket nem folytattuk, mert 200 bit/s sebességen a megkívánt konfidenciaszint biztosítására igen hosszú mérést kellett volna végezni. Ez ok miatt a PCM link vevő bemenetén fehér zajt kevertünk a hasznos PCM jelhez, és különböző zajszintekkel határoztuk meg az alábbi jellemzőket:

- a) a bipoláris szabály megsértéséből származó hibaarány,
- b) a PCM link hibaaránya, bitenkénti kiértékelés alapján,
- c) hibaarány az adatcsatornában.

3. áblázat

Impulzus zajmérések eredményei

CCITT V. 55 Impulzus zajszámláló, küszöbszintek (dB)		-60	-54	-51	-51	-54	-51	-51	-51
CCITT V. 55, számlált zajimpulzusok száma (125 ms holtidő, flat szűrő-állás)		482	254	92	81	479	170	97	230
PKI impulzus zajszámláló csatornái	1.	1141	1494	2434	1557	2081	1875	790	1840
	2.	0	12	14	6	3	1785	5	92
	3.	0	4	4	2	1	1291	4	79
	4.	0	1	1	1	0	827	2	68
	5.	0	0	0	0	0	26	0	35
	6.	0	0	0	0	0	0	0	20

Hibaaránymérések eredményei

Zajszint (dB)	4	3,5	3	2,5	2	1,5
Bipoláris hibaarány	$2,42 \times 10^{-3}$	$1,57 \times 10^{-3}$	$0,66 \times 10^{-3}$	$0,55 \times 10^{-3}$	$0,34 \times 10^{-3}$	$1,59 \times 10^{-4}$
Átvitt bitek száma	144 173	207 977	179 872	388 360	335 216	918 267
Hibás bitek száma	303	333	144	147	64	36
Bithibaarány	280×10^{-3}	$1,66 \times 10^{-3}$	$0,8 \times 10^{-3}$	$0,38 \times 10^{-3}$	$1,94 \times 10^{-4}$	$3,9 \times 10^{-5}$
95%-os konfidencia szinten a relatív hiba (%)	9	10	12	13	15	19

A fehérzaj-generátor sáv szélességét 60–2660 kHz értékre állítottuk be.

Az *a* és *c* jellemzők meghatározása egyidőben történt. Szintén egyidejűleg határoztuk meg a PCM link hibaarányát és bipoláris hibaarányát.

Az ismertett mérési sorozatokkal empirikus információt nyerhetünk arra, hogy milyen sztochasztikus törvényszerűség szerint transzformálódnak a PCM linken előálló hibák az adatsatornába. A mérési összeállítást a 4. ábrán tüntetjük fel.

A zajgenerátoron beállított zajszintek: 4 dB, 3,5 dB, 3 dB, 2,5 dB, 2 dB, 1,5 dB. A 4 dB zajszint a PCM berendezés döntési pontján 610 mV (effektív). Ugyanezen a ponton a PCM jel csúcsfeszültsége 1,75 V. Az első mérési sorozat alkalmával a TMB–31/32 multiplex berendezés kimenő helyi körében elhelyezett jelalakformáló kondenzátort kikapcsoltuk és így a kimenő helyi körben ideális négyszögjelek jelennek meg.

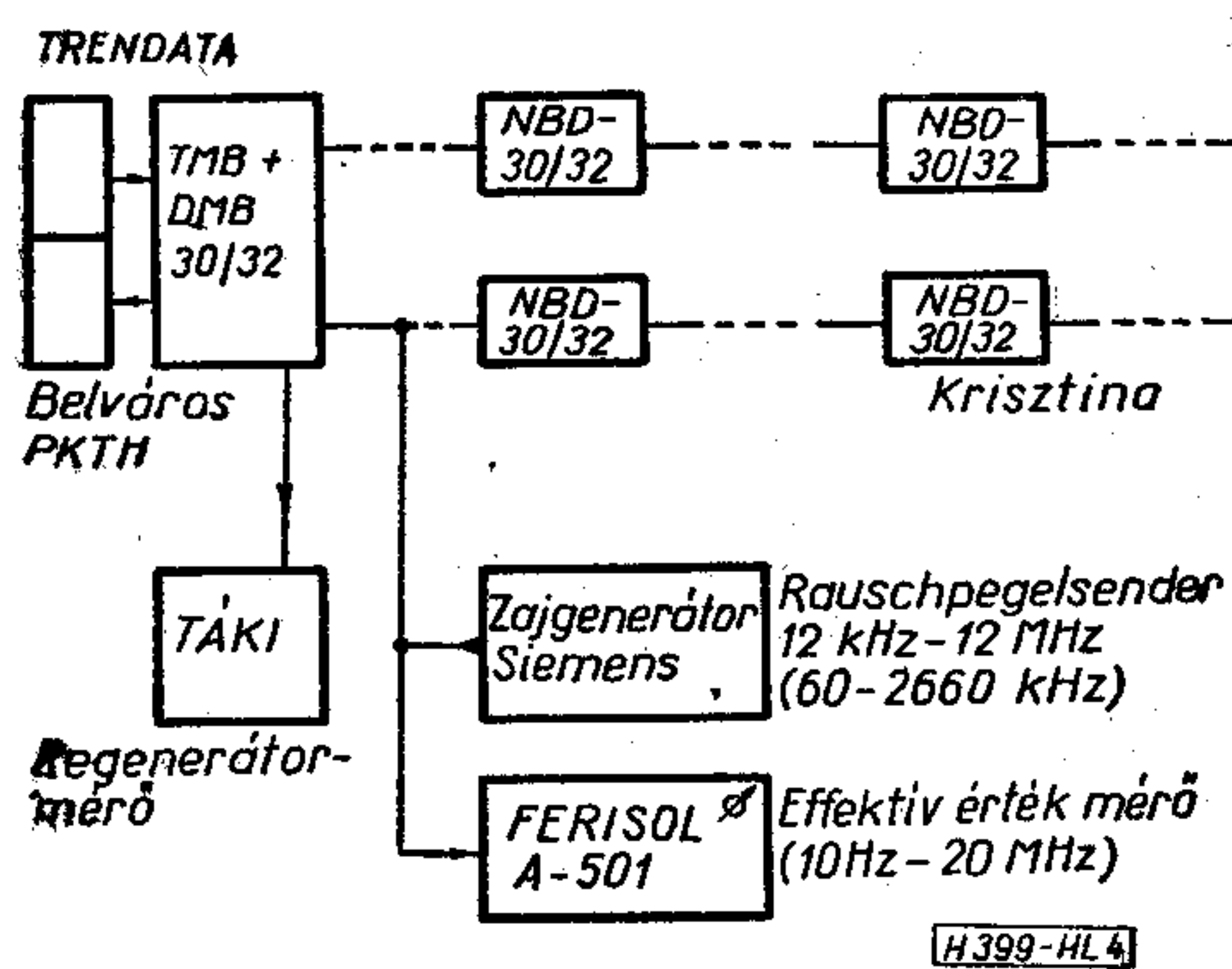
A mérési eredmények a 4. táblázatban láthatók.

5.1 Hibaaránymérés helyi körű jelalakformáló kondenzátorral

Az előzőekben ismertett hibaaránymérést megismételtük úgy, hogy a helyi körű feszültséges (vételi) ágába bekapcsoltuk a jelalakformáló kondenzátort. A jelalakok oszcillogramjai az 5a és 5b ábrán láthatók.

Az 5a ábrán látható időfüggvényt a helyi körű lezárás nélkül, míg az 5b ábrán látható időfüggvényt 1000 ohmos lezárással határoztuk meg.

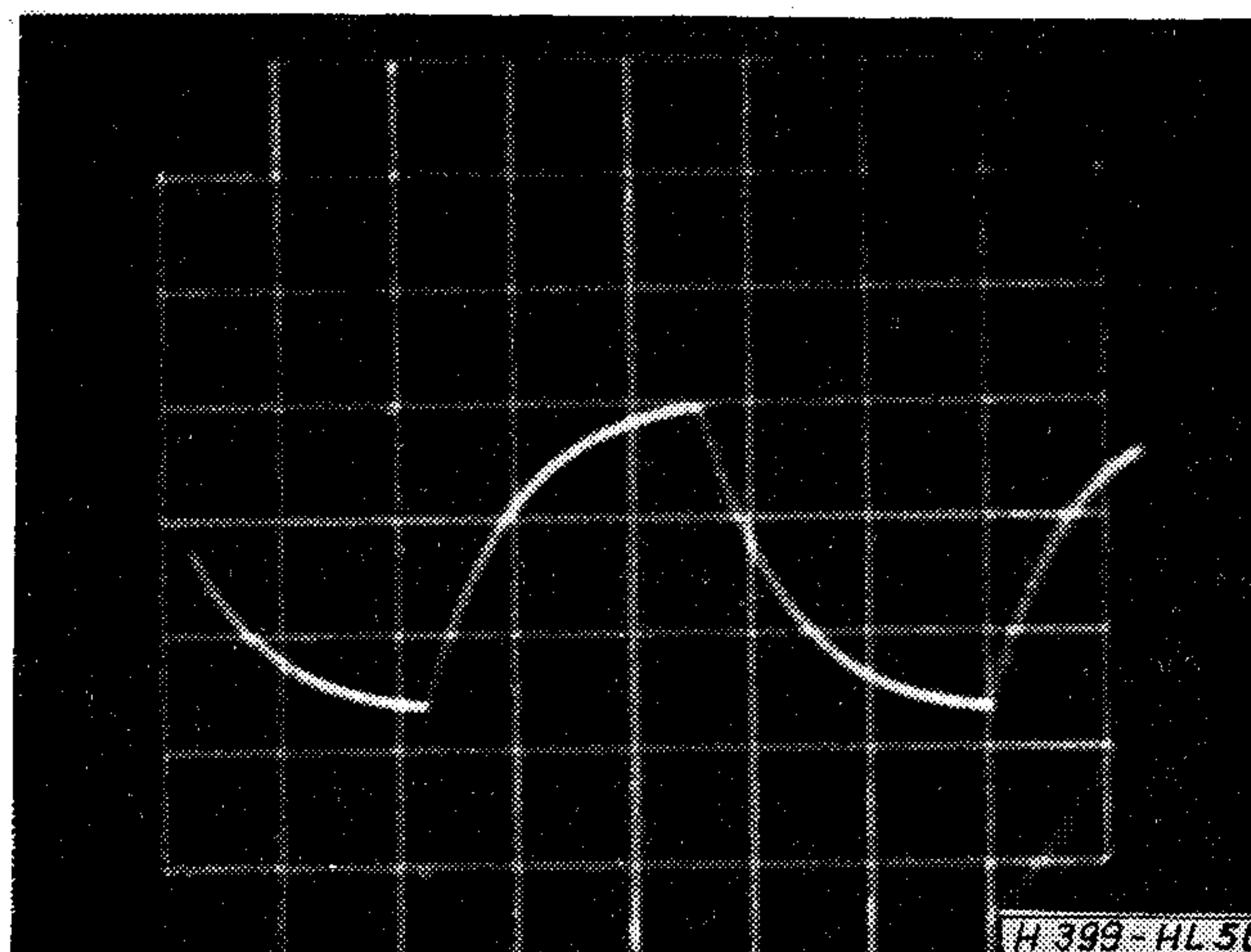
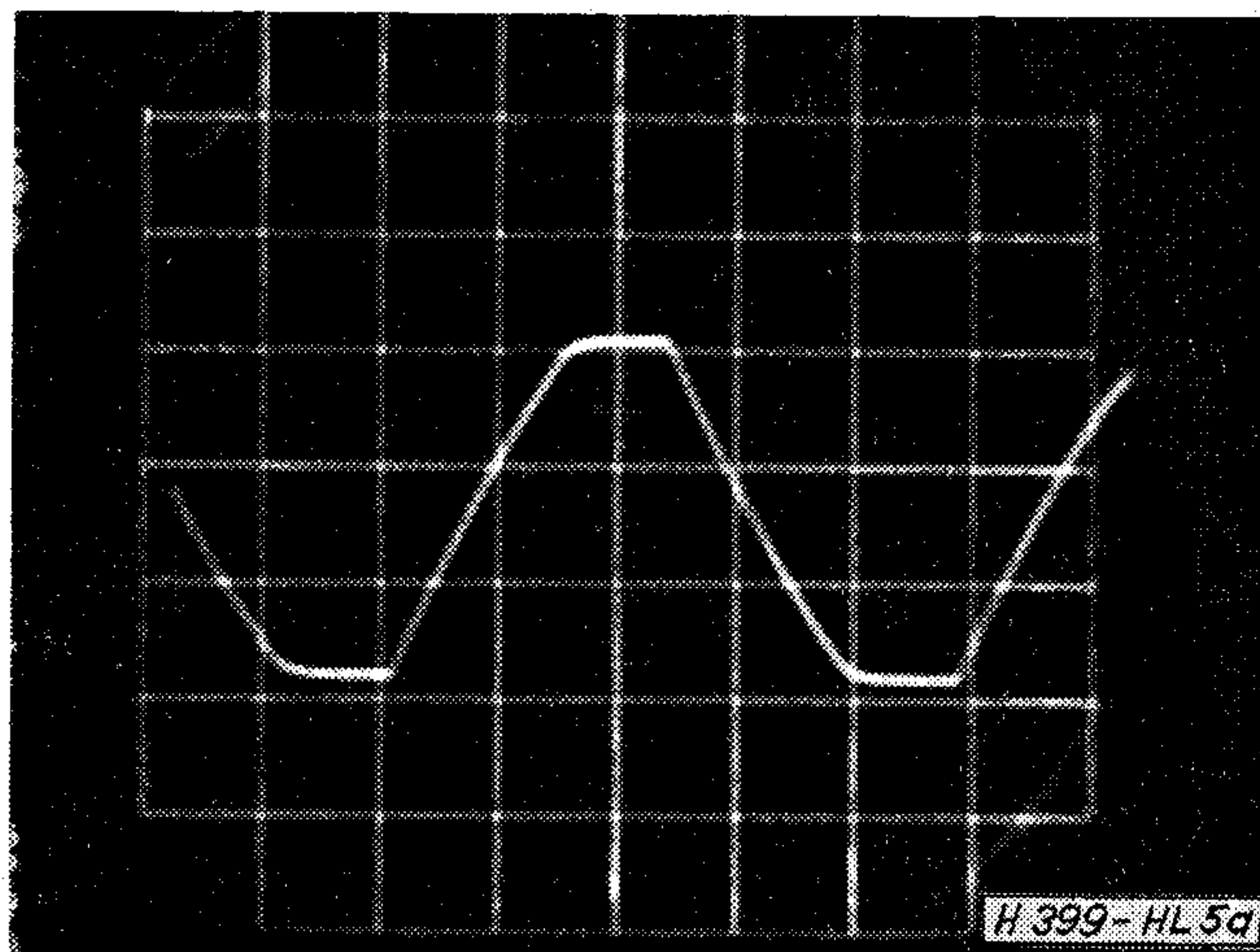
A bipoláris hibaarány 30 egyedi mérésekből megha-



4. ábra. Hibaaránymérés összeállítása

tározott értéke $2,47 \times 10^{-3}$, átvitt bitek száma 1 501 829, hibás bitek száma: 1.

E mérési sorozatból nem kaphatunk megbízható adatokat a digitális csatorna hibaarányára vonatkozóan, mivel csupán egyetlen hibát regisztráltunk. A mérés folytatásától a mérés hosszára vonatkozó időbeli kötöttségek miatt eltekintettünk (a becslések alapján azonban a bithibaarány értéke legalább egy nagyságrenddel csökken).



5. ábra. a) Helyi körű jelalakok lezárás nélkül, b) helyi körű jelalakok lezárással

5.2 Az adatcsatornában végzett hibaaránymérések értékelése

A jelalakformálás nélküli adatcsatornában, a PCM link bipoláris szabályának megsértéséből származó hibaarány értékeit (különböző zajszintek esetén) az előzőekben már meghatároztuk.

Számunkra azonban fontos annak vizsgálata is, hogy kapcsolatuk milyen természetű. Tekintsük a digitális csatorna, valamint a PCM link bipoláris hibaarányát valószínűségi változónak, és jelöljük őket η , ξ -vel.

A következőkben a két valószínűségi változó sztochasztikus kapcsolatát vizsgáljuk. Tudjuk, hogy bár az egyik értéke nem határozza meg pontosan a másik értékét, az egyik növelésével azonban a másik nagy valószínűséggel monoton növekvő tendenciát mutat. Közelíteni akarjuk η értékét, az adatcsatorna hibaarányát, amelyet nehezebb mérni, az egyszerűbben mérhető ξ -vel, azaz a PCM link bipoláris hibaarányának valamilyen lineáris függvényével.

Ha nem független valószínűségi változók esetén az egyikre vonatkozó kísérleti eredményből a másikra kívánunk következtetni, a legjobb közelítést a regressziós függvény segítségével nyerhetjük. Ebből ugyanis megmondhatjuk, hogy az egyik változására vonatkozó tapasztalati adat ismeretében mi lesz az a szám, amely körül a másik valószínűségi változó ingadozik, azaz mi lesz a kérdéses valószínűségi változó adott feltétel melletti várható értéke.

A regressziós függvény meghatározása legtöbbször nem könnyű feladat, emiatt a gyakorlatban könnyebben kezelhető egyszerűbb függvénytípust keresünk és így jutunk el regressziós egyeneshez. Ha a (ξ, η) valószínűségi vektorváltozó eloszlását nem ismerjük, akkor a regressziós görbe egyenletét nem tudjuk meghatározni.

Az (x_i, y_i) értékek — a hibaarányok — halmaza, a megfigyelt pontfelhő azonban lehetővé teszi számunkra, hogy a ξ és η változók közötti összefüggést lineáris függvénnyel közelítsük. Ez a megoldás esetünkben kielégítő. Feltesszük tehát, hogy az η valószínűségi változó a ξ változó lineáris függvénye, azaz közelítőleg

$$\eta = a \cdot \xi + b. \quad (5.1)$$

A gyakorlatban úgy járunk el, hogy a (ξ, η) véletlen vektorra vonatkozóan méréseket végzünk, s az $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$ pontokat egy koordináta-rendszerben ábrázoljuk. Ezután megkeressük azt az $y = ax + b$ egyenest, amely a nyert ponthalmazhoz legjobban illeszkedik a legkisebb négyzetek elvének megfelelően, azaz meghatározzuk azon a és b számokat, amelyekre

$$f(a, b) = \sum_{i=1}^n (y_i - ax_i - b)^2 = \text{minimum}. \quad (5.2)$$

A megoldást a differenciálszámítás segítségével nyerjük. Az egyenes a és b értékeire az alábbi egyenletrendszert nyerjük:

$$\sum_{i=1}^n x_i^2 a + \sum_{i=1}^n x_i b = \sum_{i=1}^n x_i \cdot y_i, \quad (5.3)$$

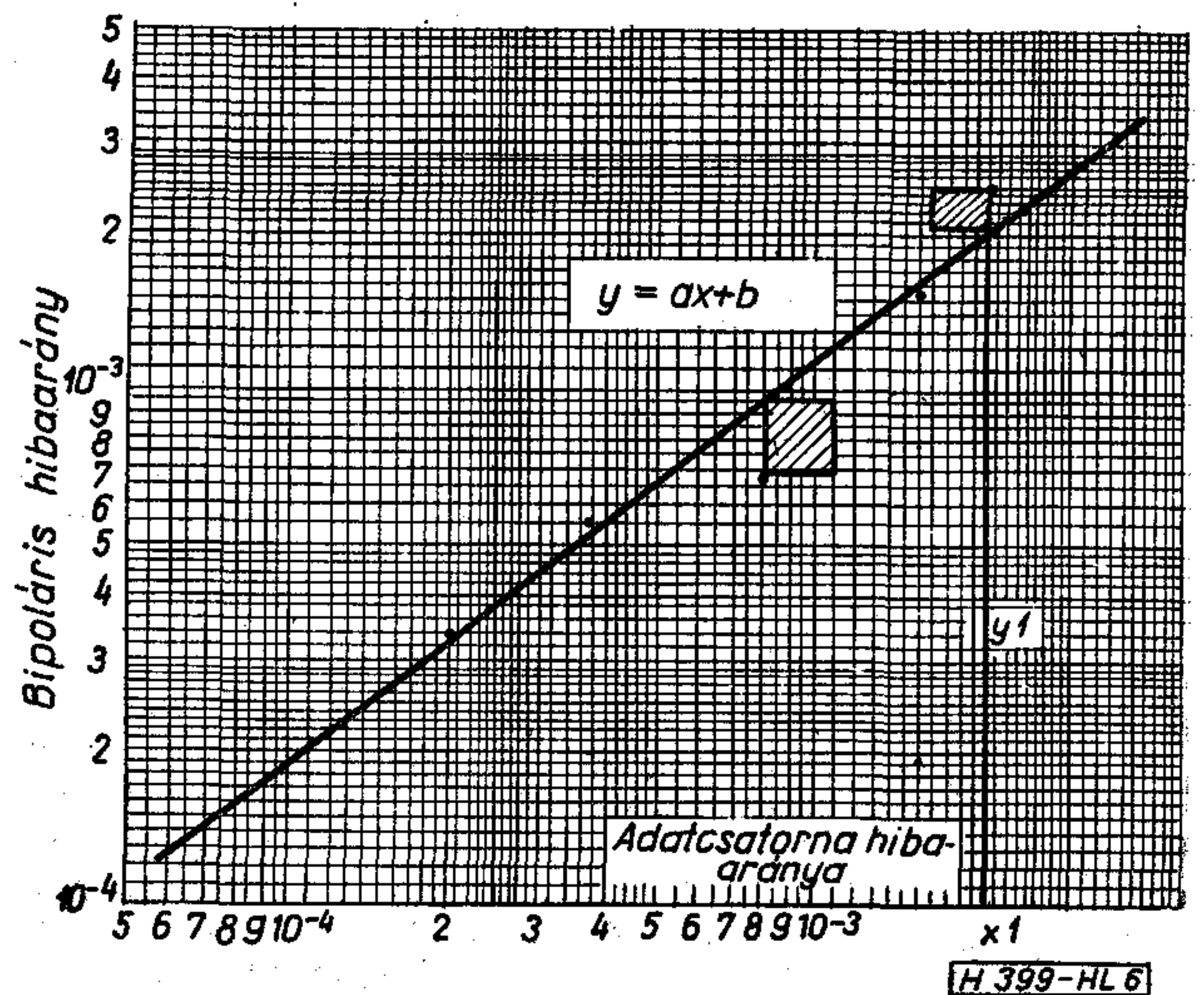
$$\sum_{i=1}^n x_i a + n \cdot b = \sum_{i=1}^n y_i. \quad (5.4)$$

A 6. ábrán felrajzoltuk ξ és η valószínűségi változók mérésekkel meghatározott x_i, y_i értékeit. A hat mérési pont ismeretében felrajzoltuk a közelítő empirikus regressziós egyenest.

A közelítő empirikus regressziós egyenes alapján a bipoláris szabály megsértéséből számolt hibaarány ismeretében megbecsüljük az adatcsatorna bithibaarányát, pontosabban megállapíthatjuk azt az értéket, amely körül a digitális csatorna hibaaránya ingadozik. Ez az összefüggés lehetővé teszi, hogy a digitális csatornák üzeme alatt — azok megzavarása nélkül — a bipoláris hibaarány egyidejű mérésével megbecsüljük az adatcsatornák hibaarányát, ugyanis a bipoláris hibaarány méréséhez nem kell megbontanunk a PCM linket, illetve az adatcsatornát. Az adatcsatornák hibaarányának fenti módon történő folyamatos ellenőrzési lehetősége megítélésünk szerint fenntartási szempontból jelentős előnyöket biztosít.

A következőkben összehasonlítjuk mérési eredményeinket az irodalomban hozzáférhető mérési eredményekkel.

Az átmenet-átviteli eljárást alkalmazó berendezésekkel létesített összeköttetések mérési adatai közül többek közt a NIPPON Táviró és Telefon Társaság által benyújtott CCITT hozzászólás érdemel figyelmet [1]. Az NTT cég az ún. dual-mode kódolási eljárást alkalmazza, amely a csúszó szó kezdetű kódolás családjába tartozik. A vizsgált összeköttetés hossza 100 km. Az adatcsatornában végzett hibaaránymérésekhez szintén a CCITT V.52 ajánlásában javasolt 511 bit hosszúságú álvéletlen jelsorozatot alkalmazták. A mérések alkalmával az adatcsatorna hibaarányát P_d -t, valamint a PCM link hibaarányát P_e -t határozták meg. Tekintettel arra, hogy a PCM link hibaaránya 10^{-8} értékű volt, szintén zajt keverték a vételi oldalon a PCM jelhez. Zajforrásként Gausszaj generátort alkalmaztak. A vonali mérések körülményeit számítógéppel is szimulálták, és megadták a vonali mérések eredményeit, valamint a szimulációból adódó hibaarányértékeket is. A mérések eredményeit az 5. táblázatban tüntettük fel. Ezek azt mutatják, hogy a digitális adatcsatornában mért bithibaarány körülbelül négyszerese a PCM link hiba-



6. ábra. Empirikus regressziós egyenes

arányának, és ez viszonylag csak kis mértékben függ az adatsebességtől.

5. táblázat

Sebesség	Bithibaarány			
	P_d/P_e	Szimuláció P_d	Vonali mérés P_e	P_d/P_e
2400 bit/s	4,3	$6,0 \times 10^{-6}$	$1,3 \times 10^{-6}$	4,6
4800 bit/s	4,3	$8,9 \times 10^{-6}$	$1,4 \times 10^{-6}$	6,4
9600 bit/s	4,3	$7,0 \times 10^{-6}$	$1,4 \times 10^{-6}$	5,0
48 bit/s	4,4	$4,1 \times 10^{-6}$	$1,4 \times 10^{-6}$	2,9
240 kbit/s	4,2	$5,0 \times 10^{-6}$	$1,3 \times 10^{-6}$	3,8

A méréseket közép- és nagy sebességű adatcsatornákon végezték, és az eredmények ezért méréseinkkel csak közvetve hasonlíthatók össze. Az általunk végzett mérések eredményei szerint a bipoláris hibaarány és az adatcsatornában mért hibaarány viszonyának átlagértéke 2,08.

Ha nem vesszük figyelembe az 1,5 dB zajszintnél végzett mérésünk eredményeit — ahol a relatív hiba értékére 19% adódott 95%-os konfidenciaszintet figyelembe véve — akkor ennek a viszonynak az átlagértéke 1,25.

A Belga Igazgatás 1974 májusában igen érdekes hozzászólást nyújtott be a CCITT-hez [2]. A hozzászólásban PCM linken üzemelő távíró multiplexerrel létesített összeköttetéseken végzett mérések eredményeit ismertetik. A távírómultiplexer szintén a 64 kbit/s sebességű távbeszélő-időrésben üzemelt. A PCM link sebessége 2,048 bit/s. Kétfajta adatkonverziót alkalmaztak a vizsgálatok alkalmával: az egyszerű mintavételes konverziót és a csúszó szó kezdetű kódolást. A csúszó szó kezdetű kódolás alkalmazása esetén az adatjelek jelátmeneteihez 3 bitből álló kódjegyeket rendeltek hozzá. Az első a jelátmenet irányát, a két következő a jelváltás helyét jellemzi.

A méréseket 200 bit/s sebességen végezték. A vizsgáló jel a V.52 ajánlásnak megfelelő 511 bites álvéletlen jelsorozat. A vizsgált összeköttetés hossza 14 km. A PCM link hibaaránya a mérés alkalmával 10^{-8} értékre adódott, emiatt a hibaarányt mesterségesen megnövelték 10^{-6} , illetve 10^{-5} értékre. Keretszinkronból való kiesést a mérések alkalmával nem regisztráltak. Az egyes mérések időtartamait és a mért hibaarányokat a 6. táblázatban tüntettük fel.

Kódolt esetben a PCM link és az adatcsatorna hibaarányának viszonya $\sim \frac{1}{0,85}$, míg mintavételes kon-

verzió esetén $\sim \frac{1}{0,8}$. A hosszú mérési sorozattal kapott eredmények igen érdekesek, ugyanis a csúszó szó kezdetű kódolás esetén az átvitt jelek az adatcsatornában elméletileg érzékenyebbek a PCM linken előálló hibák szempontjából. A mérési eredmények pedig azt igazolták, hogy a mintavételes konverzióval azonos hibaarányt biztosít a csúszó szó kezdetű kódolás is. E megállapításnak nagy gyakorlati jelentősége van, ugyanis a csúszó szó kezdetű kódolási eljárással egy 64 kbit/s sebességű távbeszélő-időrésben

2,5%-os torzítással 120, 5%-os izokron torzítással 240 db 50 dB-es csatornát lehet létesíteni. E megoldásra példa a PHILIPS cég 3 TR 1500 típusú rendszere. A vizsgált rendszerhez képest tehát négyszer több azonos hibaarányú távírócsatorna létesíthető a csúszó szó kezdetű kódolás alkalmazásával, ami az adat PCM rendszer gazdaságosságát jelentősen megnöveli.

6. táblázat

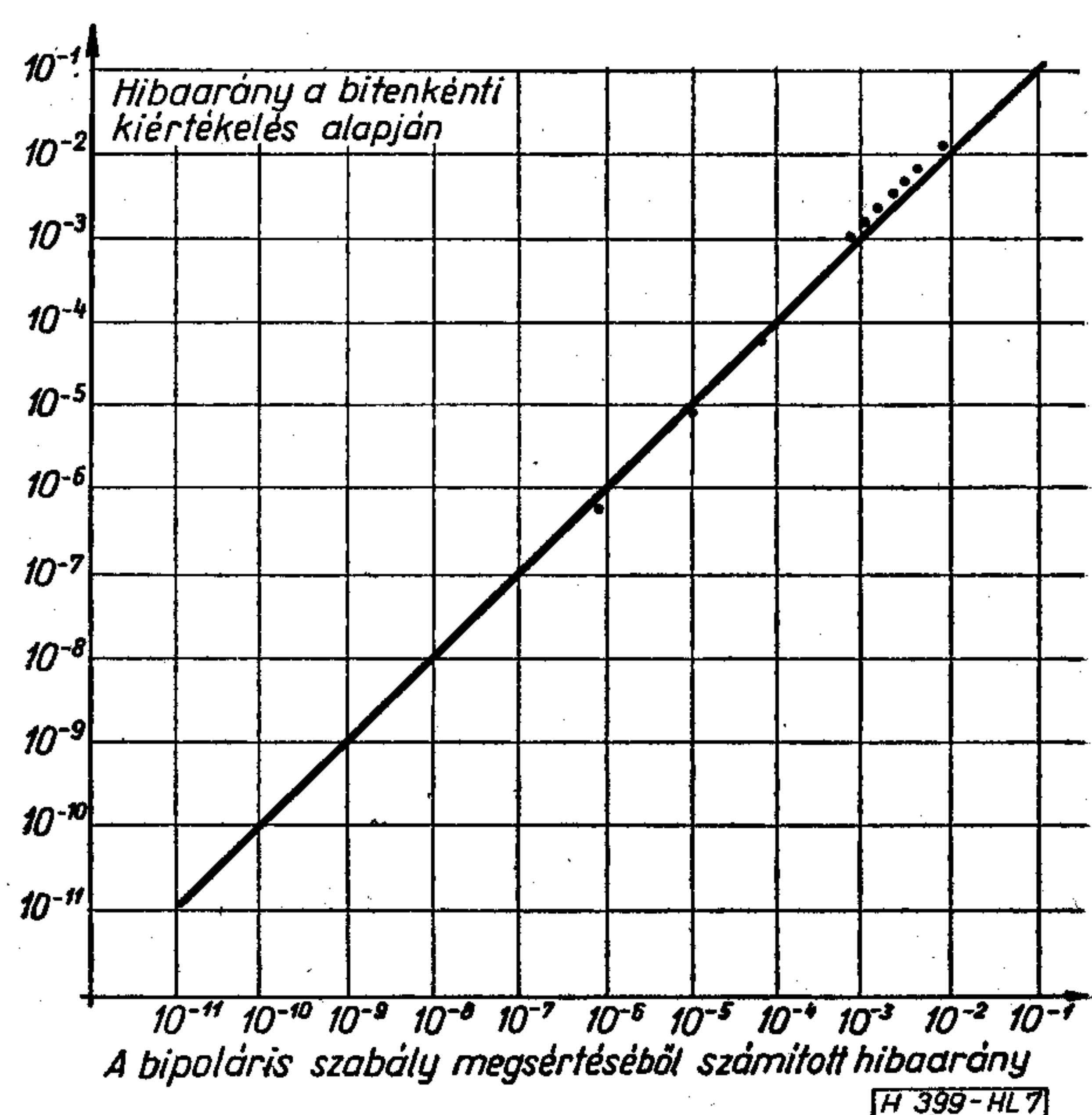
PCM link hibaaránya	A mérés hossza (óra)	Nem kódolt csat. hibaarányának átlagértéke (τ_1)	Kódolt csat. hibaarányának átlagértéke (τ_2)	$\frac{\tau_2 \text{ stl.}}{\tau_1 \text{ stl.}}$
10^{-6}	61,6	$0,82 \times 10^{-6}$	$0,85 \times 10^{-6}$	1,04
10^{-5}	101,5	$0,78 \times 10^{-5}$	$0,86 \times 10^{-5}$	1,1

5.3 A PCM link bithibaaránya és a bipoláris hibaarány közötti sztochasztikus kapcsolat vizsgálata

Fontos annak ismerete, hogy a bipoláris szabály megsértéséből származó és a valóságos hibaarány (melyet az adott és a vett impulzussorozat összehasonlításából nyerünk) között milyen kapcsolat áll fenn.

Ezeket a hibaarányokat — különböző zajszintek esetén — a kísérleti összeköttetés vonali mérései alkalmával meghatároztuk. Az 5.3 pontban megvizsgáltuk az adatcsatornában mért, és a bipoláris hibaarányok közötti kapcsolatot, továbbá meghatároztuk a közelítő empirikus regressziós egyenest. A következőkben megvizsgáljuk azt, hogy a létesített PCM link valóságos hibaaránya és a bipoláris hibaarány közötti sztochasztikus viszony milyen természetű.

A mérésekhez a TÁKI által kifejlesztett hibastatistika analízáló műszer került alkalmazásra, mely lehetővé teszi a digitális csatornák — elsőrendűen 2,048 Mbit/s sebességű primer PCM vonalszakaszok — vizsgálatát. A méréseket $2^{15}-1$ bit hosszúságú álvéletlen vizsgálójel-sorozattal végeztük. A mérő



7. ábra. Bipoláris és bitenkénti kiértékelés alapján meghatározott hibaarányok

berendezés a mérési eredményeket lyukszalagon rögzíti, és a lyukszalagon tárolt információk feldolgozása, illetve kiértékelése számítógépen történt. A különböző küszöbszinteken meghatározott összetartozó bipoláris és valódi hibaarányértékeket a 7. ábrán rajzoltuk fel. Megrajzoltuk a közelítő empirikus regressziós egyenest is.

6. Izokron és start-stop torzítás túllépési gyakoriságok mérése

Az adatcsatornában, valamint a PCM linken végzett hibaaránymerések után távirótorzítás túllépési gyakoriságokat mértünk különböző zajszintek esetén a 200 bit/s sebességű digitális csatornában. A méréseket jelalakformáló kondenzátorral, illetve annak kiiktatásával végeztük.

Az izokron torzítástúllépési gyakoriság méréséhez a V.52 ajánlás szerinti 511 bites álvéletlen vizsgálójel-sorozatot alkalmaztuk. A mérésekhez a TREND hibaarány analizátort használtuk, ahol beállítottuk a különböző torzítási küszöbértékeket.

6.1 Izokron torzítástúllépési gyakoriság mérése

A mérés alkalmával — különböző zajszinteken — meghatároztuk az egyes torzításküszöbökhez tartozó túllépési relatív gyakoriságokat.

A különböző torzításküszöbökhez tartozó izokron torzítástúllépési gyakoriságokat a 8. ábrán tüntettük fel a zajszinttel paraméterezve.

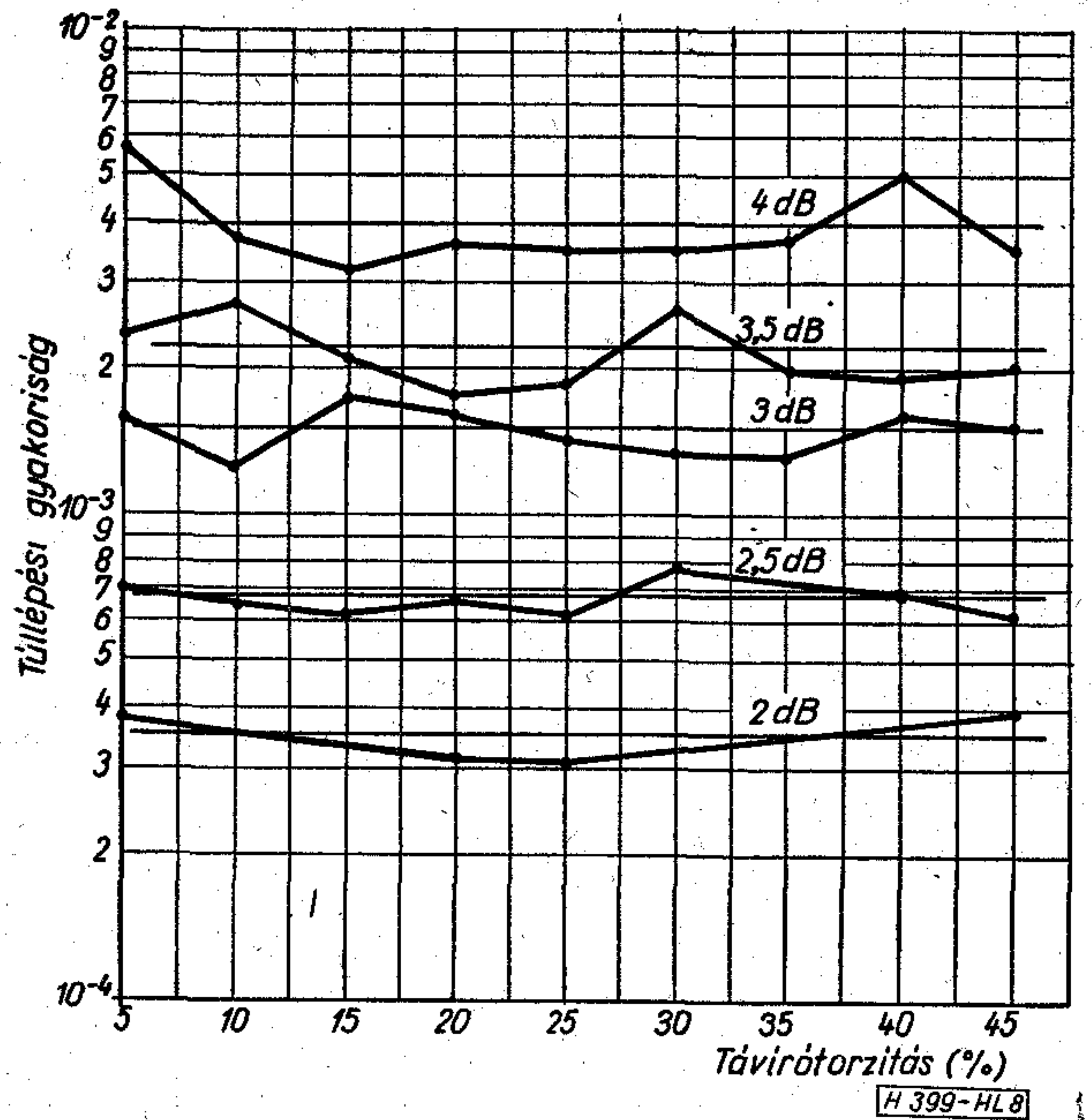
A helyi körü jelalakformáló kapcsolás beiktatása után meghatározott különböző torzításküszöbökhez tartozó izokron torzítástúllépési gyakoriságokat a 9. ábrán tüntettük fel.

A fenti két méréssorozatból az alábbi következtéseket vonhatjuk le:

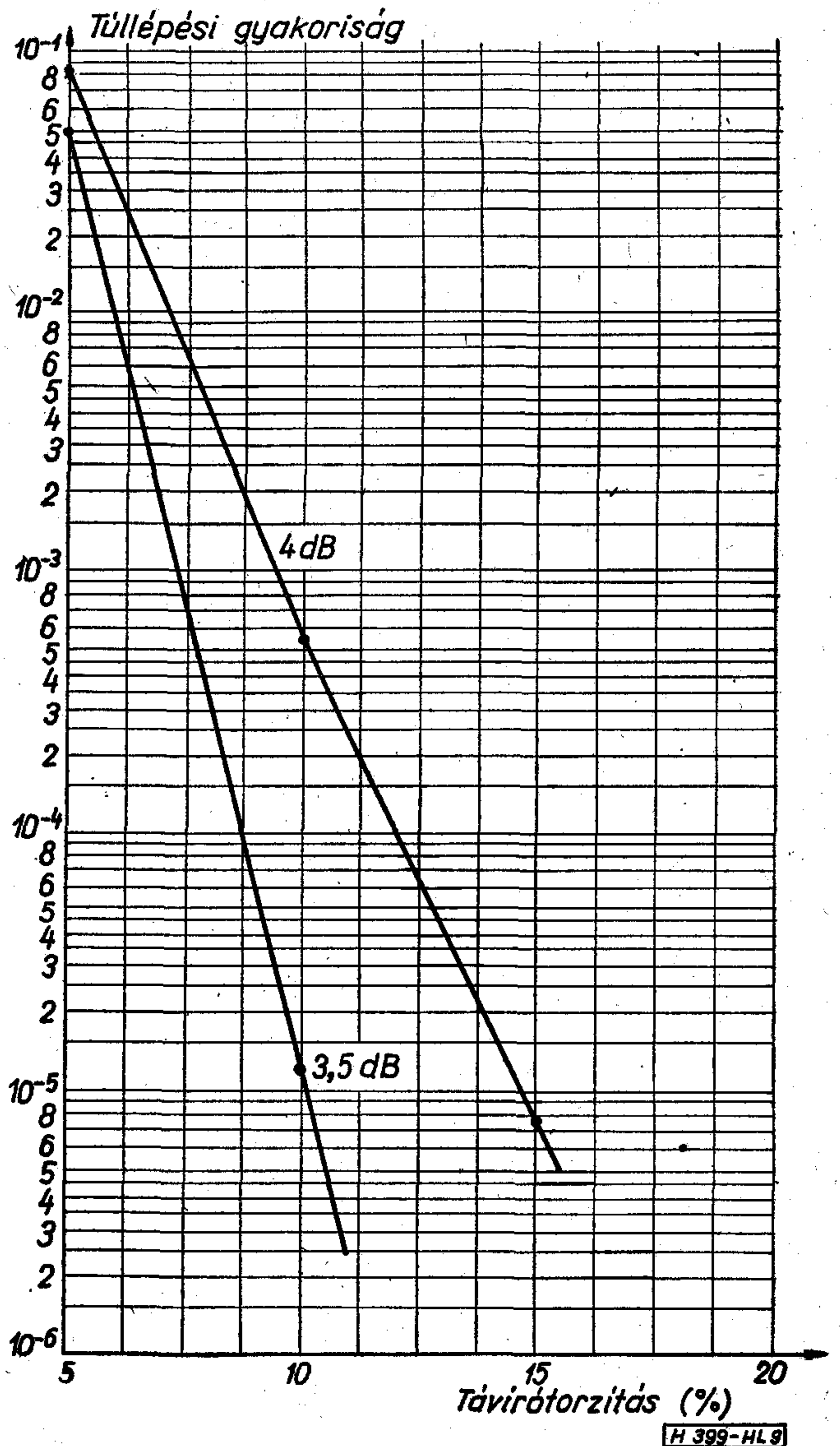
- a) az adatcsatorna véletlen, ill. izokron torzítása — az FM VT rendszerekkel összehasonlítva — alapvetően eltérő jelleget mutat. Jelalakformáló kapcsolás alkalmazása nélkül a különböző torzításértékek (adott zajszint esetén) azonos valószínűségekkel fordulnak elő, szemben az FM VT-vel, ahol a véletlen távirótorzítás sűrűség-, ill. eloszlásfüggvénye — Gauss-zaj jelenlétében — normális eloszlással közelíthető. Bár ebből a mérésből nem derül ki, de a távirótorzítás sűrűségfüggvényének vizsgálatakor majd látjuk (és a működési elvből is következik), hogy a PCM rendszer kimenetén csak diszkrét torzításértékek állnak elő, amelyeket a mintavételi frekvencia határozza meg. Esetünkben a torzítások abszolút értéke:

$$2,5 \times n, \text{ ahol } n=1, 2, \dots, 20,$$

- b) a helyi körben elhelyezett jelalakformáló kondenzátor hatása jelentős mértékben befolyásolja a torzításértékeket. Első közelítésben azt mondhatjuk, hogy az egyes diszkrét torzításértékek nagysága exponenciálisan csökken. Ez a hatás hasonló az FM VT rendszerek sávszűrőjének hatásához. E mérési sorozat eredményeit



8. ábra. Izokron torzítás-túllépési gyakoriságok



9. ábra. Izokron torzítás-túllépési gyakoriságok a helyi körü jelalakformáló kapcsolás beiktatása után

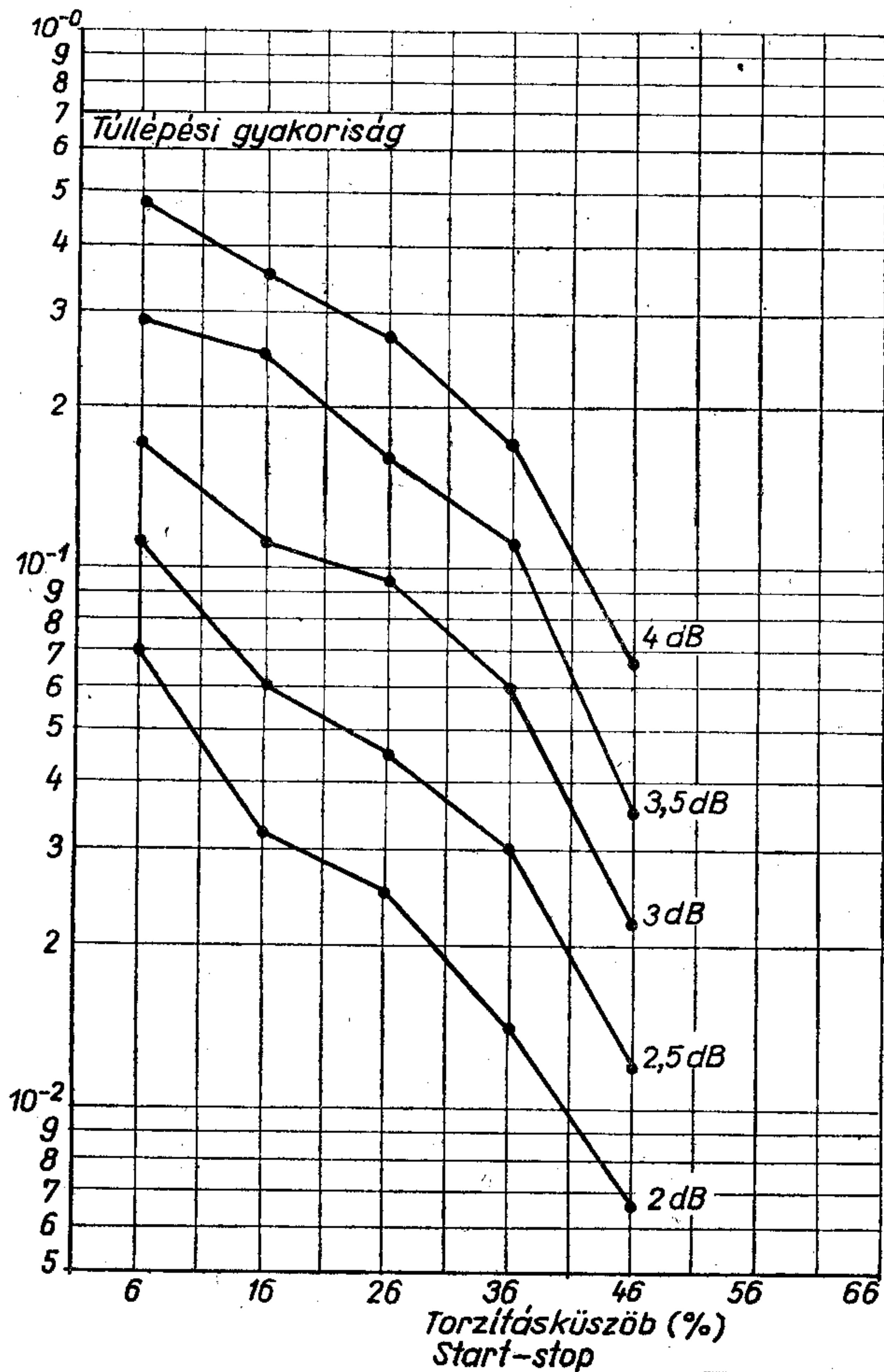
megerősítik az 5.1, ill. 5.2 pontokban ismertett mérések is. Az 5.2 pontban láttuk ugyanis, hogy az adatcsatorna hibaránya jelentősen csökkent a jelalakformáló kondenzátor bekapcsolása révén.

6.2 Start-stop torzítástúllépési gyakoriság mérése

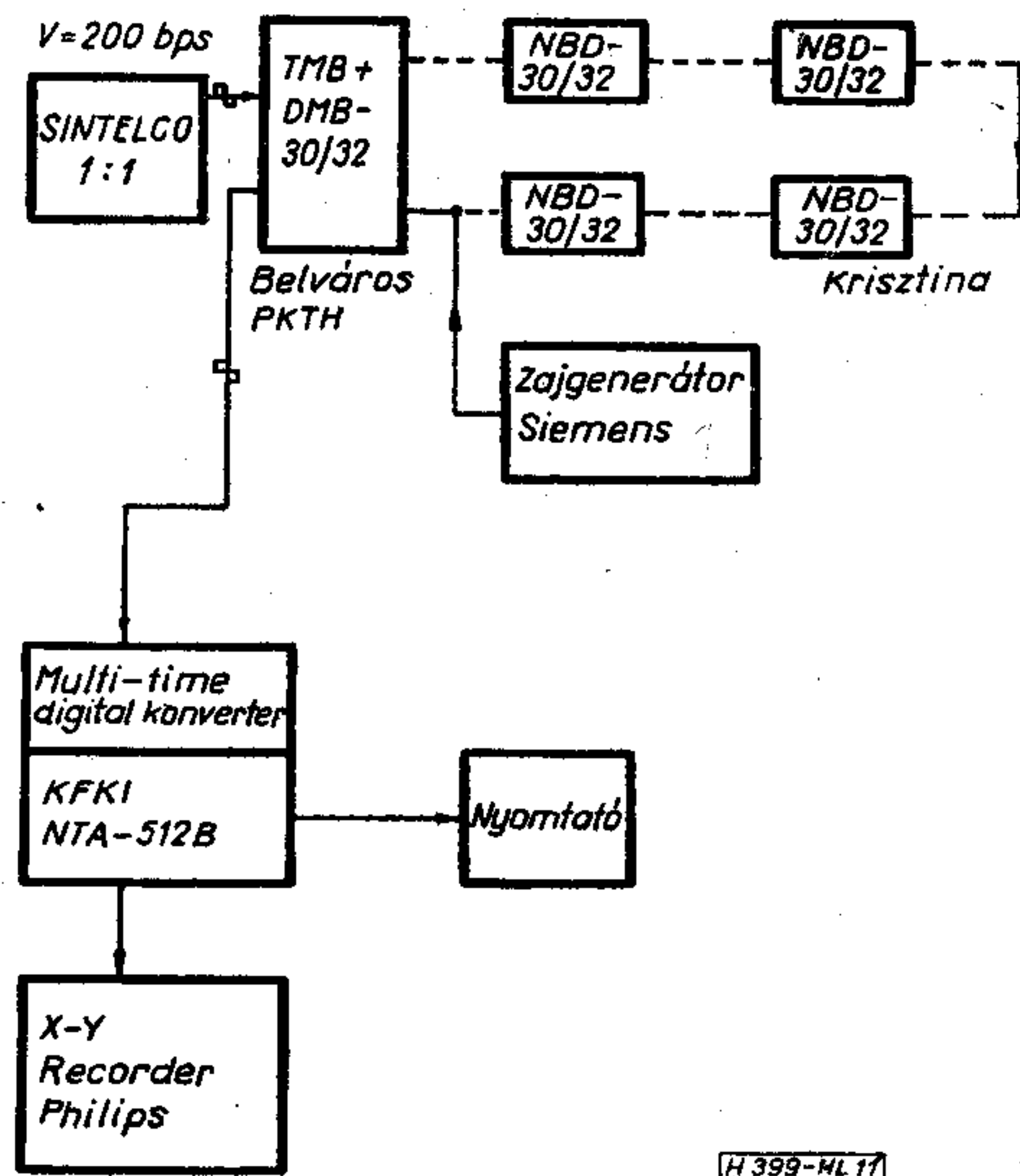
A start-stop torzítástúllépési valószínűségek méréséhez 200 Baud sebességgel QS9 vizsgálójelet adtunk az adatcsatorna bemenetére. A csatorna kimenetéhez a GNT Selector model 1495 típusú start-stop torzítástúllépést jelző berendezést csatlakoztattuk, a torzítástúllépést jelző kimenetekhez pedig a Siemens gyártmányú Tmse (Impulszähler) típusjelű impulzus-számláló berendezést kapcsoltuk. A mérések alkalmával meghatároztuk az átvitt karakterek számát, valamint a beállított torzításküszöböt túllépő karakterek számát. Az első mérési sorozatot jelalakformáló kapcsolás nélkül végeztük.

A különböző torzításküszöbökhez tartozó start-stop torzítástúllépési gyakoriságokat a 10. ábrán tüntettük fel. A jelalakformáló kondenzátor bekapcsolása után végzett mérések alkalmával a következő eredményeket kaptuk.

1. mérés	zajszint 4. dB
	4% 0,78
	6% $2,1 \times 10^{-2}$



10. ábra. Start-stop torzítás-túllépési gyakoriságok



11. ábra. Kapcsolási elrendezés a véletlen távirótorzítás analíziséhez

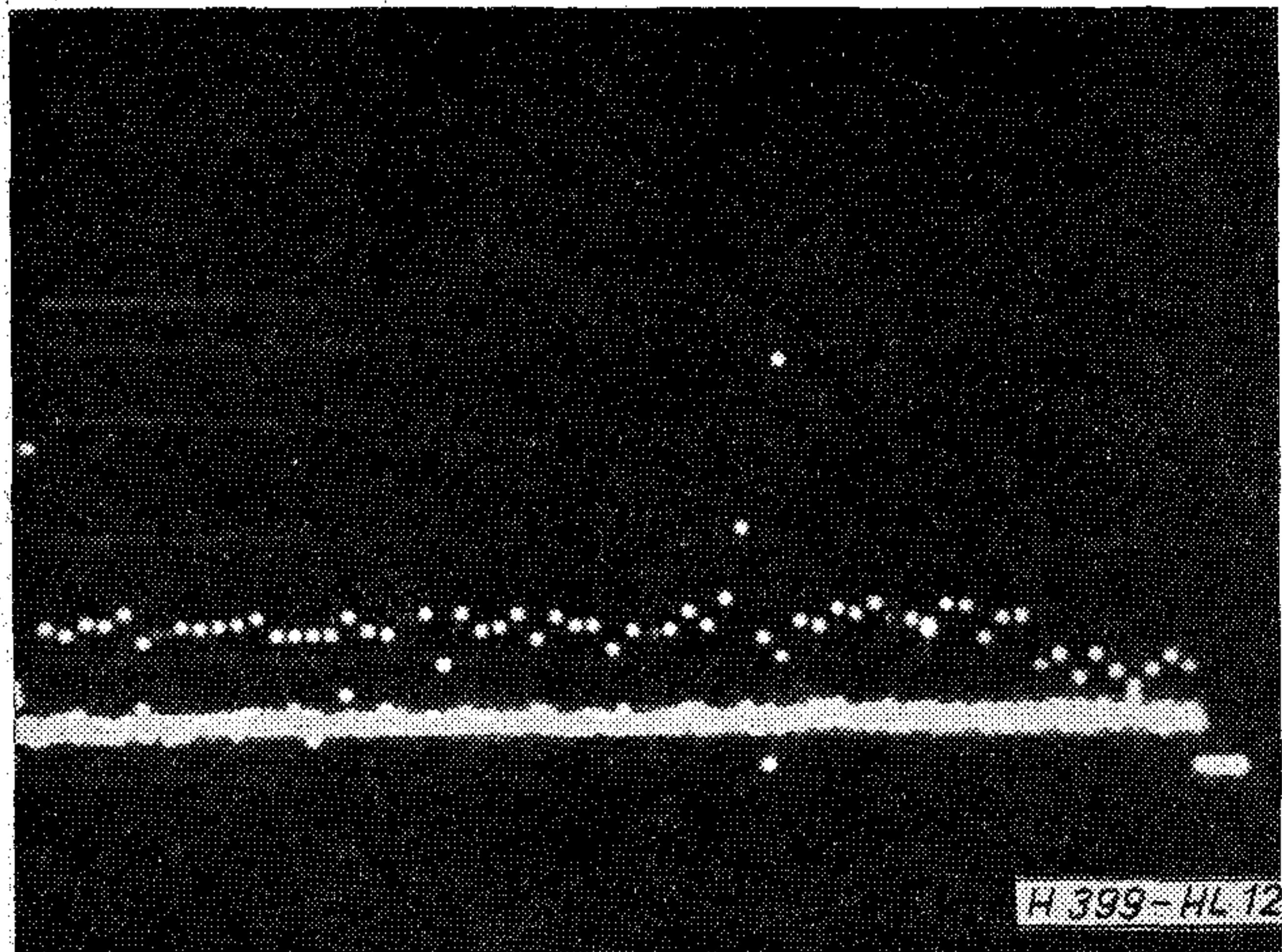
2. mérés	zajszint 3,5 dB
	4% 0,67
	6% $2,26 \times 10^{-2}$
3. mérés	zajszint 3 dB
	4% 0,67
	6% $2,1 \times 10^{-2}$

Ez a mérési sorozat szintén azt bizonyítja, hogy a jelalakformáló kapcsolás távirótorzítás csökkentő hatása igen jelentős.

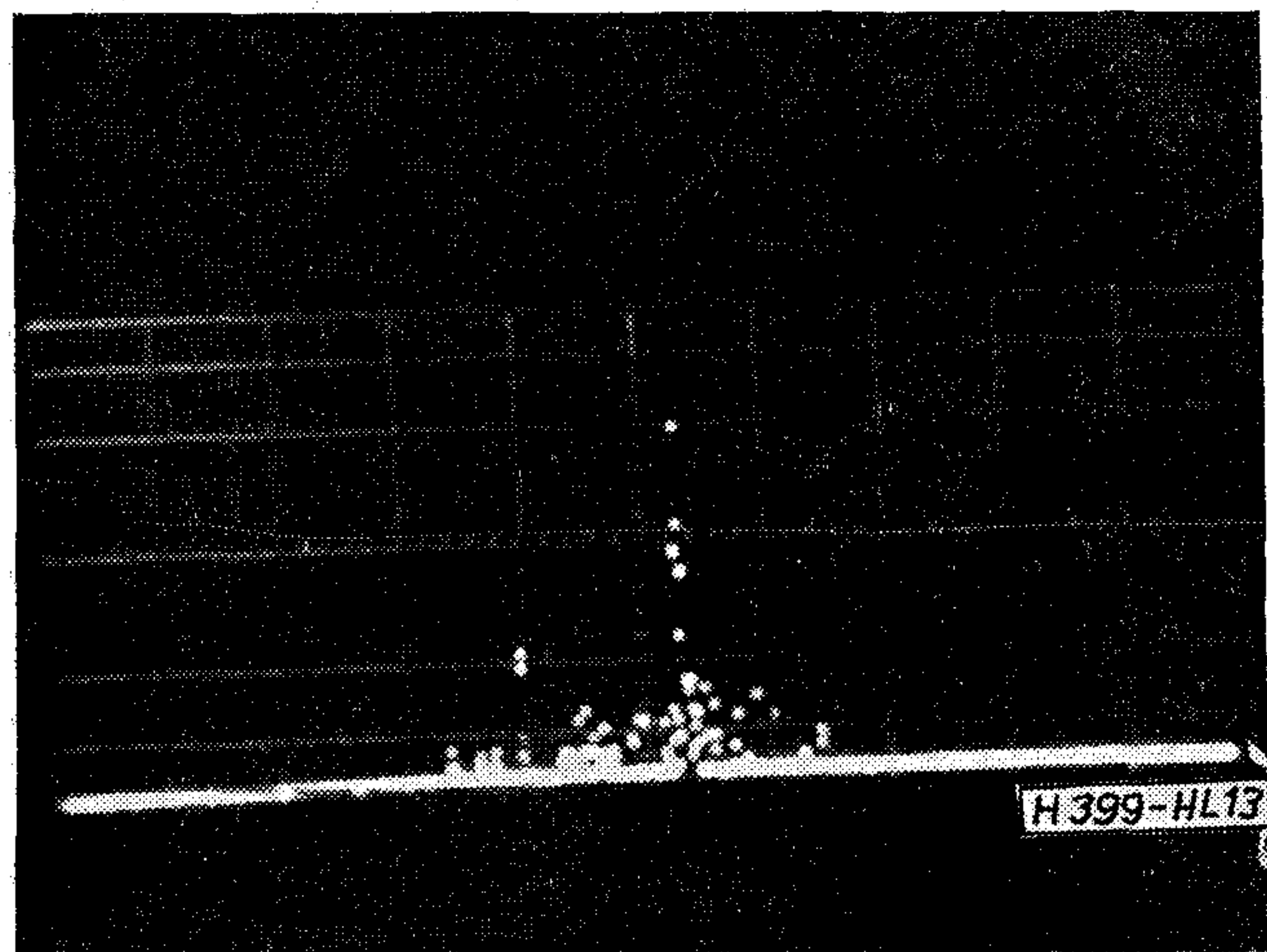
7. Véletlen távirótorzítás vizsgálata

A PCM rendszer adatcsatornájában végzett hibarány-mérések és torzítástúllépési gyakoriságok vizsgálata után a véletlen távirótorzítás analízisére teszünk kísérletet. A mérésekhez a KFKI NTA-512-B típusú analízátort alkalmaztuk. Az analízátorhoz csatlakoztatható multi-time digital konverteregység alkalmazása lehetővé teszi a periodikus adatjelek jelátmenet jittereinek, azaz a véletlen impulzustorzítás értékének statisztikus vizsgálatát. A mérések alkalmával a véletlen távirótorzítás valószínűségi histogramját határoztuk meg különböző feltételek esetén. A kapcsolás elrendezése a 11. ábrán látható. A táviró-multiplexer kimenetén megjelenő jelek a multi-time digital konverteren keresztül a KFKI analízátorra jutnak. Az analízátor 1024 csatornás és az egyes csatornák szélessége 1, 2, 4, 8, 16, 32 μ s között tetszőleges értékre állítható be. Az analízátor csatornáinak tartalma megjeleníthető a berendezés katód-sugárcsőjén. A megjelenített histogramokat POLAROID kamerával lefényképeztük. A csatornák tartalmát nyomtatóval kinyomtattuk. Szintén kirajzoltattuk a histogramokat a csatlakoztatott X-Y rekorderen.

Az első mérési sorozat alkalmával az adatcsatorna saját torzítását határoztuk meg 3 dB zajszint esetén. E mérési sorozat alkalmával a jelalakformáló kondenzátort kiiktattuk. Az analízátor egy csatornájának szélességét 8 μ s értékre állítottuk be. Az 1 : 1 jelek-



12. ábra. 1 : 1 jelekkel mért véletlen távirótorzítás-értékek hisztogramja



13. ábra. 1 : 1 jelekkel mért véletlen távirótorzítás hisztogramja beiktatott helyi köri jelalakformáló kapcsolással

kel mért véletlen távirótorzítás-értékek a 12. ábrán láthatók. Az abszcissa teljes hossza (10 osztás) $1024 \times 8 \mu s$. Az ordináta teljes hossza (4 osztás) 2^{10} esemény (jelváltás). Az ábrából látható, hogy az egyes diszkrét torzításértékek közel azonos valószínűséggel vannak jelen, és az egyes torzításértékek közötti távolság 2,5%.

E mérési sorozat eredményei megerősítik a 6.1 és 6.2 pontokban kapott mérési eredményeket, mely szerint — fehér zaj jelenlétében, jelalakformáló kondenzátor nélkül — az egyes diszkrét torzításértékek közel azonos valószínűséggel jelennek meg az adatcsatorna kimenetén. E mérési sorozat alkalmával az adatcsatorna bemenetére adott 1 : 1 jelek torzítása közel nulla értékű volt.

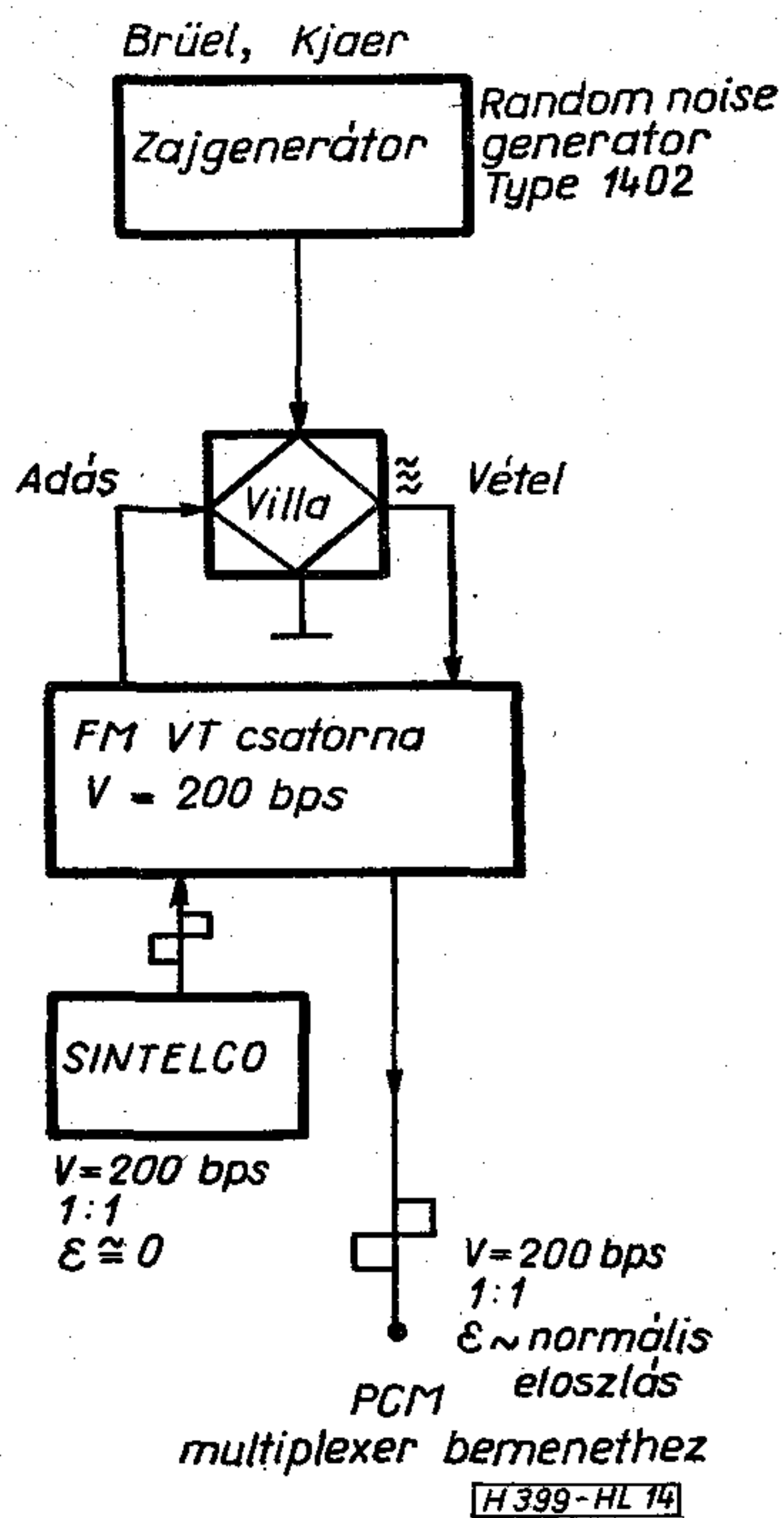
Ezek után — a körülmények megváltoztatása nélkül — a méréseket megismételtük, a jelalakformáló kapcsolás beiktatásával. A kapott távirótorzítás-értékek, illetve azok relatív gyakoriságai a 13. ábrán láthatók. Az analizátor időalapját (egy csatorna szélességét) $2 \mu s$ értékre állítottuk be, tehát az abszcissa teljes hossza $1024 \times 2 \mu s$. Az ordináta teljes hossza 2^{12} esemény. Az ábrából látható, hogy a jelalakformáló kondenzátor jelentősen befolyásolja az egyes

távirótorzítás-értékek előfordulási valószínűségeit. A nagy távirótorzítás-értékek előfordulási valószínűsége jelentős mértékben csökkent.

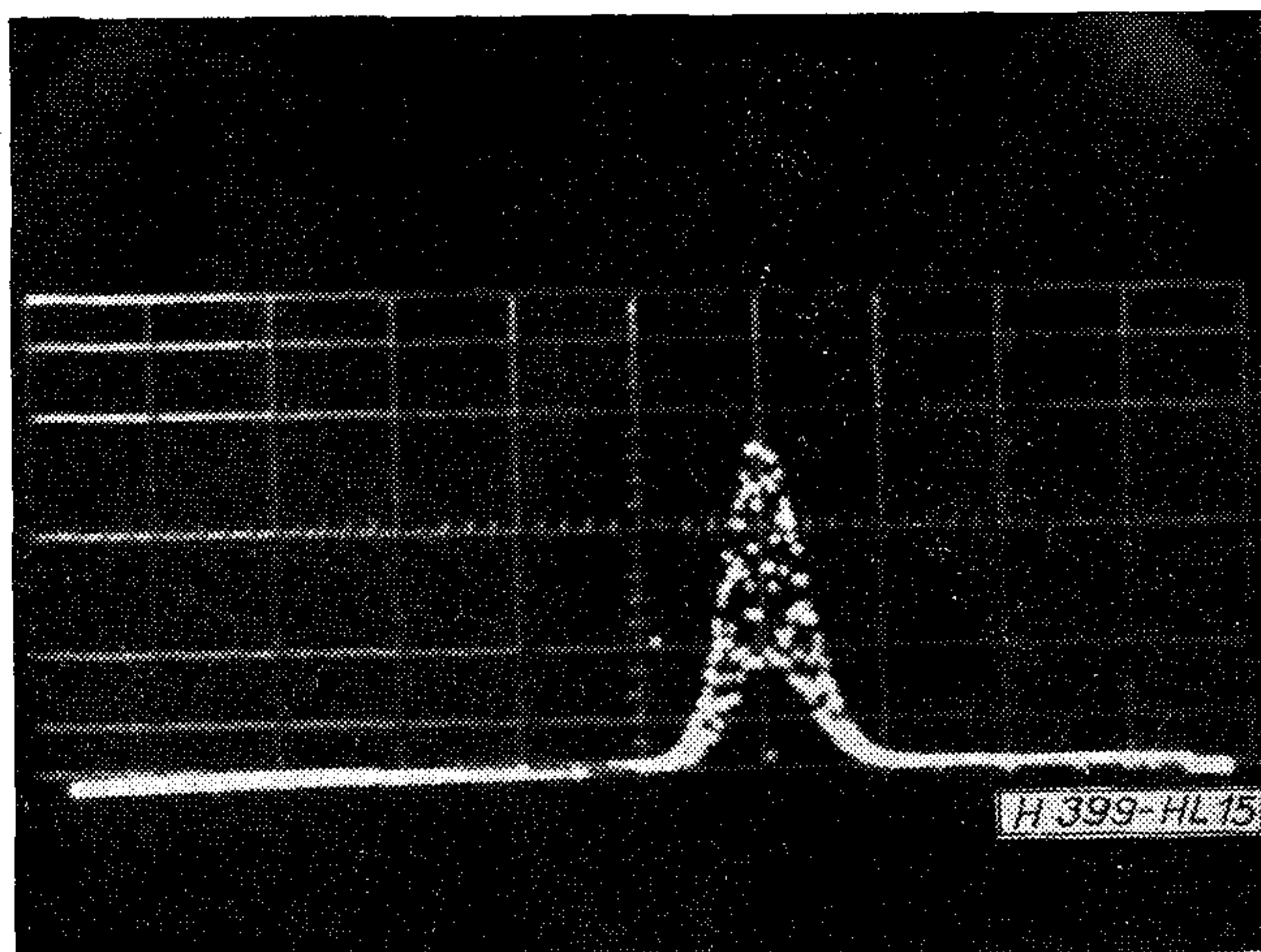
A véletlen távirótorzítás eddig ismert mérései az üzemi viszonyoktól eltértek, ugyanis:

a vizsgált rendszer bemenetére nulla távirótorzítású jeleket kapcsoltunk,
és az üzemi viszonyoktól eltérő zajviszonyokat állítottuk elő a rendszer bemenetén.

A mérés körülményeit emiatt megváltoztattuk. A rendszer bemenetére csatlakoztatott zajgenerátort lekapcsoltuk, az adatcsatorna bemenetére pedig olyan távirójel-generátort csatlakoztattunk, amelynek véletlen távirótorzítása normális eloszlású. Tekintettel arra, hogy ilyen generátorunk nincs, a 14. ábrán látható kapcsolási elrendezéssel állítottuk elő a kívánt



14. ábra. Kapcsolási elrendezés normális eloszlású véletlen távirótorzítás generálására



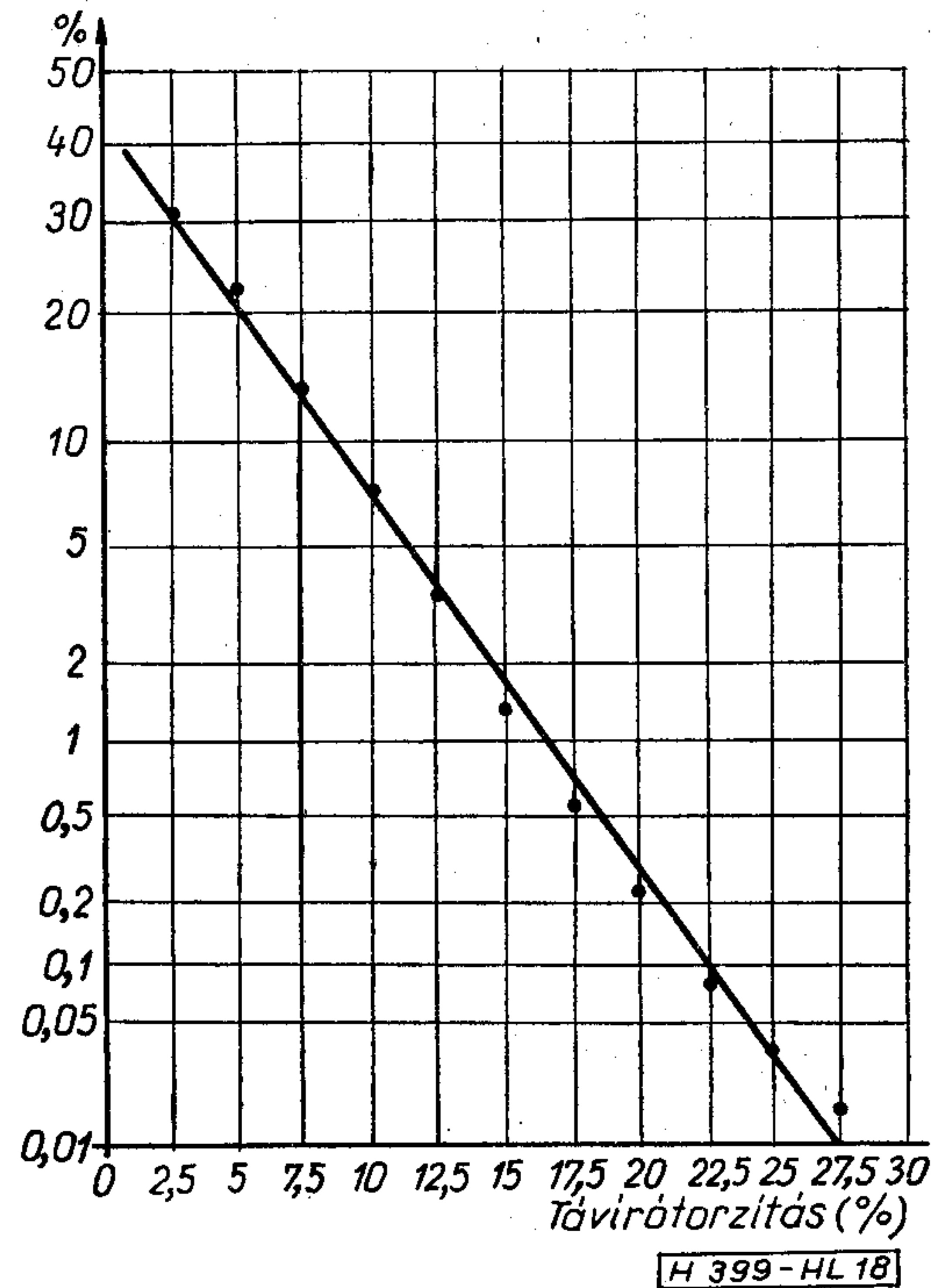
15. ábra. Véletlen távirótorzítás hisztogramja

vizsgálójelet. A telefongyári FM VT csatorna bemenő helyi körére nulla torzítású 1 : 1 jeleket kapcsolunk. A csatorna hangfrekvenciás adási és vételi pontjait egy villaáramkörön keresztül hurkoltuk vissza. Az FM VT hangfrekvenciás jeleihez — a villaáramkörön keresztül — Gauss-zajt kevertünk.

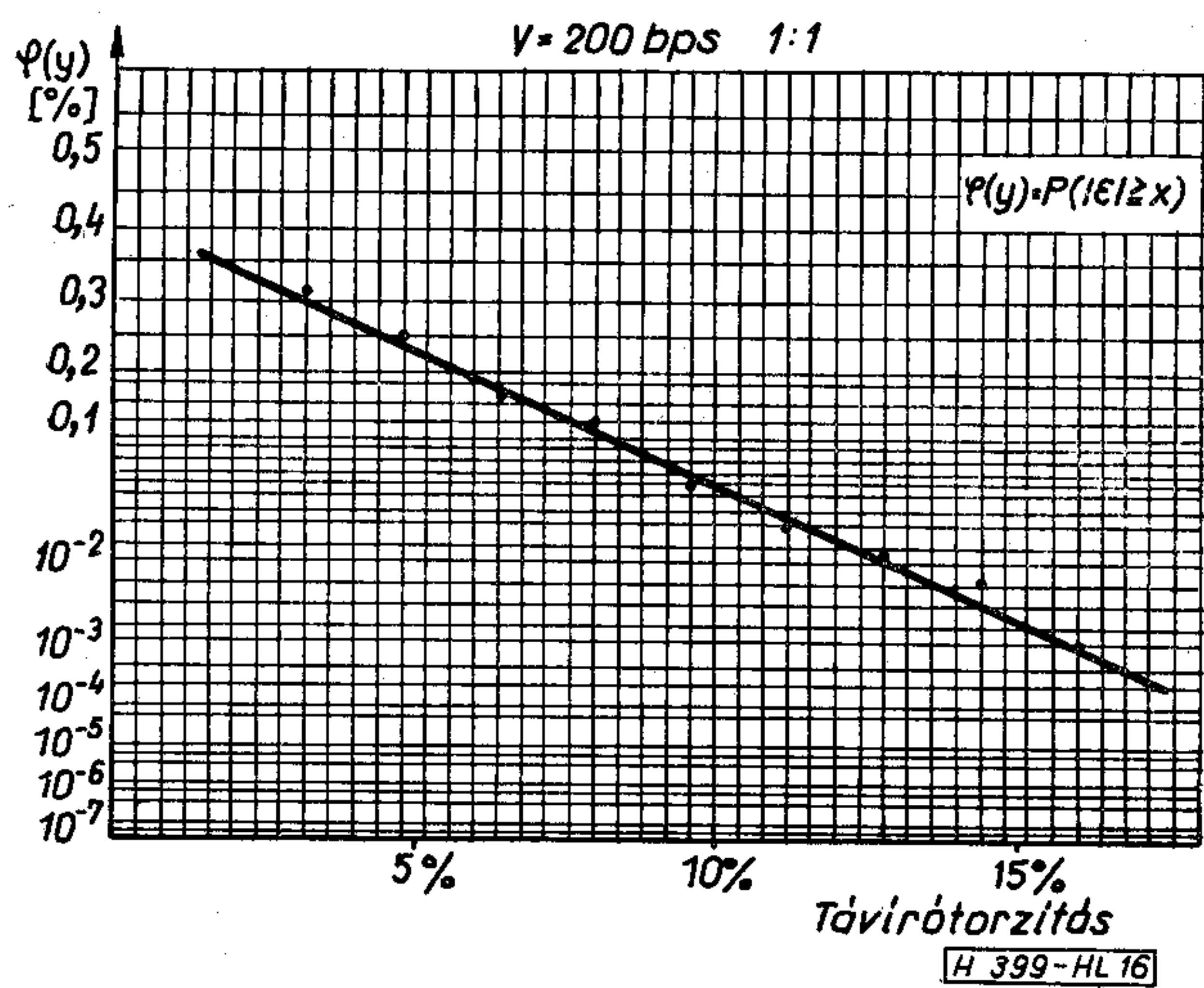
Az FM VT kimenő helyi körében megjelenő 1 : 1 jelek véletlen torzításának hisztogramját az analizátorral meghatároztuk. A gyakorisági hisztogram oszcillogramja a 15. ábrán látható. Az abcissa hossza $1024 \times 8 \mu s$. Az ordináta hossza 2^{12} esemény.

A véletlen távirótorzítás hisztogramját — normalitásvizsgálat céljából — Gauss-papíron is megrajzoltuk a 16. ábrán.

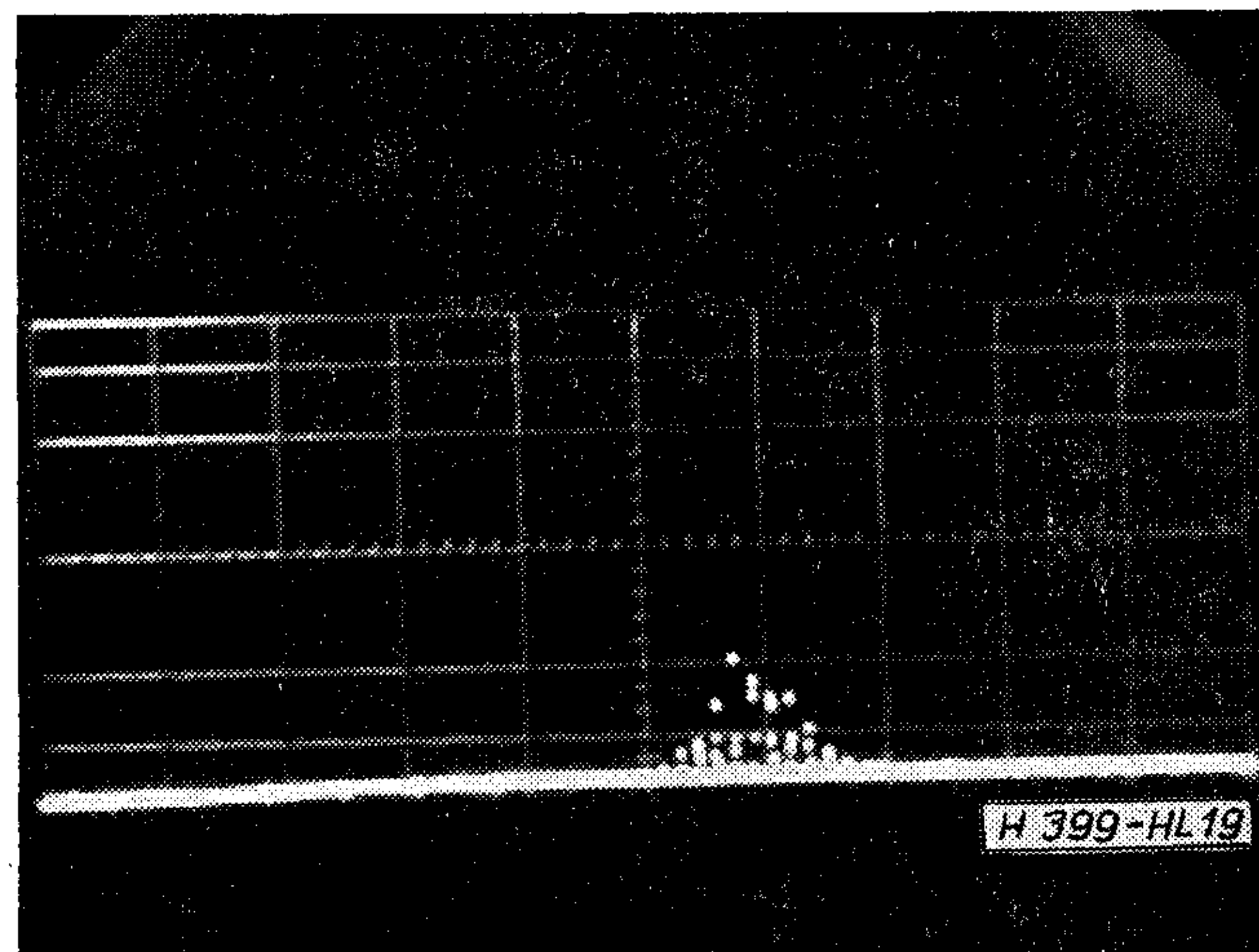
A fentiekben ismertetett eset a gyakorlatban akkor fordul elő, ha pl. a helyi PCM szakaszhoz FM VT-vel létesített trunk csatlakozik. A fentiekben leírt vizsgálójelet a PCM adatcsatorna bemenetéhez csatlakoztatjuk. A jelalakformáló kapcsolást a PCM adatcsatorna feszültséges ágából kiiktattuk. A mérési sorozattal arra kívántunk választ kapni, hogy a PCM adatcsatorna kimenetén megjelenő jel véletlen távirótorzítása milyen matematikai törvényszerűséget követ. A KFKI analizátorral meghatározott gyakori-



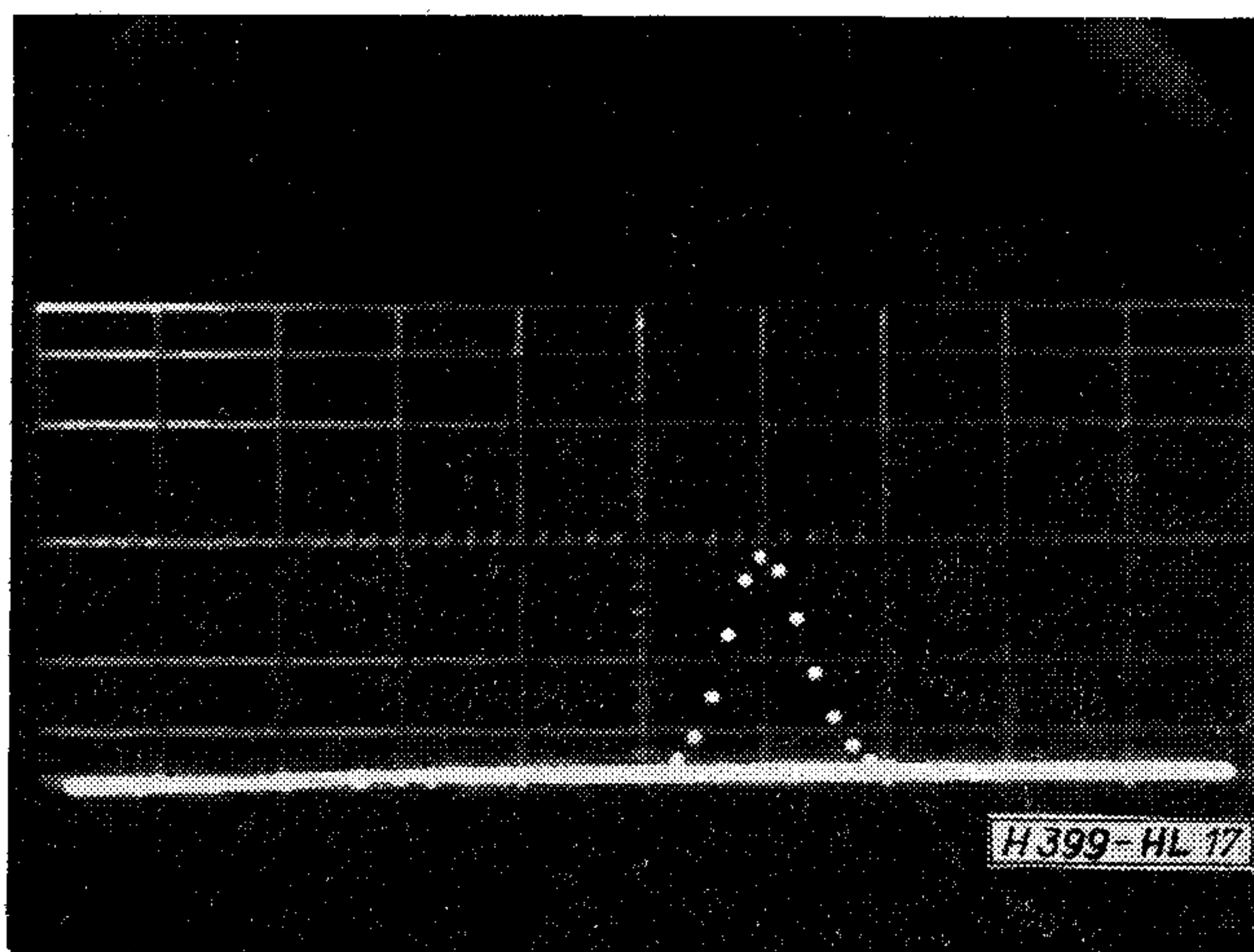
18. ábra. A helyi körön megjelenő jelek normalitásvizsgálata



16. ábra. Véletlen távirótorzítás normalitásvizsgálata Gauss-papíron



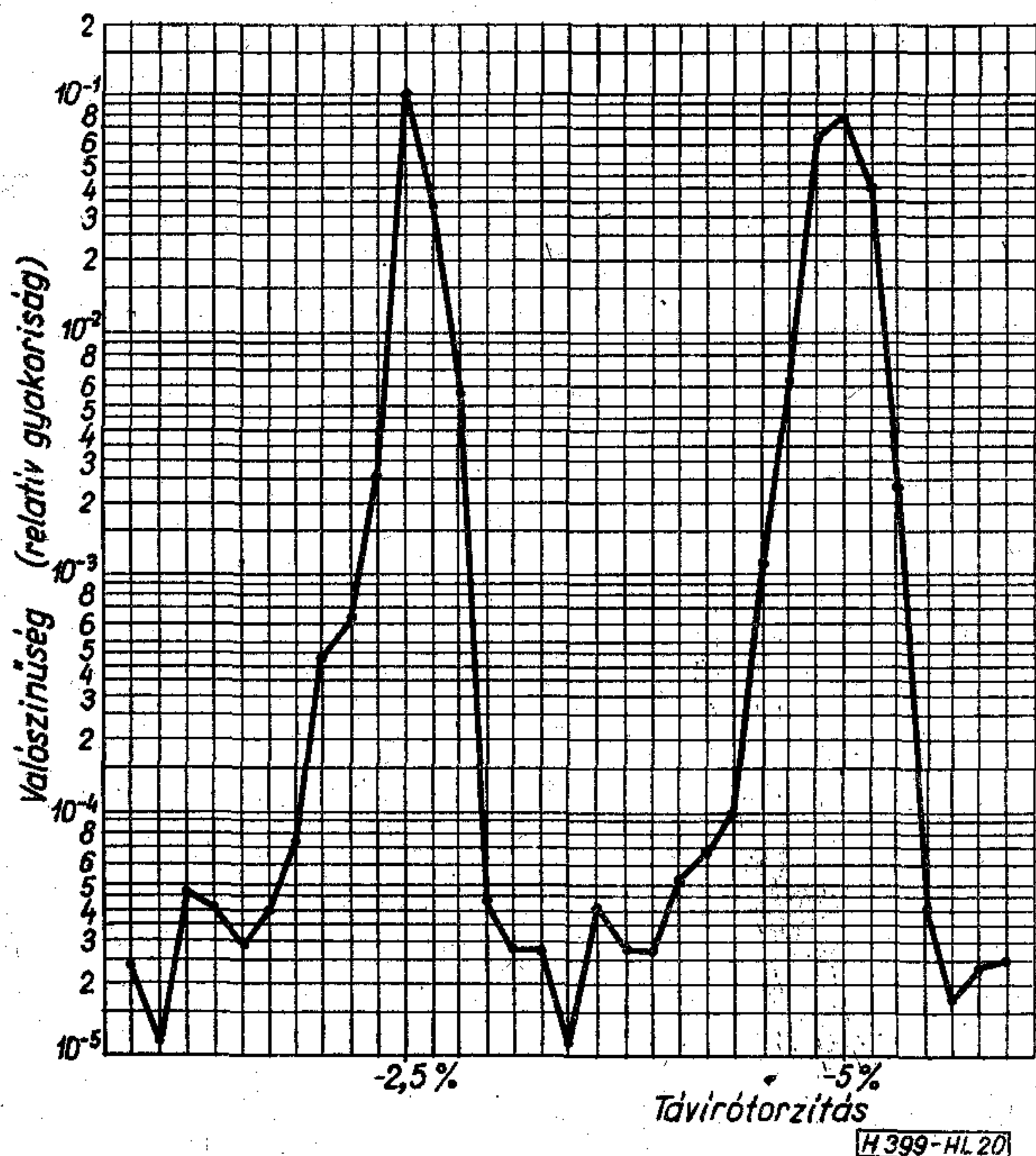
19. ábra. Véletlen távirótorzítás hisztogramja az adatcsatorna kimenetén, a helyi körön jelalakformáló kapcsolás beiktatása után



17. ábra. Véletlen távirótorzítás hisztogramja az adatcsatorna kimenetén

sági hisztogram a 17. ábrán látható. Az abcissa hossza $1024 \times 8 \mu s$. Az ordináta hossza 2^{16} esemény. Az ábrából látható, hogy a kimeneten csak diszkrét távirótorzítás-értékek jelennek meg. Az egyes diszkrét torzításértékek közötti távolság a mintavételi frekvenciával arányos, esetünkben az egyes torzításértékek 2,5%-nak egész számú többszöröse. A mérés alkalmával 179 978 darab jelátmenet jitterének időbeli eloszlását vizsgáltuk.

A diszkrét torzításértékek abszolút értékeit a 18. ábrán Gauss-papíron is felrajzoltuk normalitásvizsgálat céljából. Az egyes gyakorisági értékekhez jól illeszthető egy egyenes, ezért a diszkrét torzításeloszlást gyakorlatilag jól közelíthetjük normális eloszlással.



20. ábra. A jelváltási időpontok jittereinek hisztogramja

A kapott eredmények ismeretében az alábbi megállapításokat tesszük:

- a PCM rendszer adatcsatornája a bemenetere adott folytonos távírótorzítás-eloszlást diszkrét eloszlássá transzformálja,
- a bemenetre adott normális eloszlású folyamatot a PCM rendszer úgy transzformálja a kimenetén, hogy az normális eloszlással közelíthető.

A jelalakformáló kondenzátor beiktatása után a mérési sorozatot — változatlan körülmények között — megismételtük, hogy meghatározhassuk a jelalakformáló kondenzátor torzításeloszlásra gyakorolt hatását. A kapott gyakorisági hisztogram a 19. ábrán látható. Az abcissa hossza $1024 \times 8 \mu\text{s}$. Az ordináta hossza 2^{16} esemény (jelátmenet). A mérés alkalmával 170 601 jelátmenet jitterét analizáltuk.

A jelalakformáló kondenzátor hatására a diszkrét eloszlású folyamat folytonos eloszlásúvá transzformálódott, és emiatt az egyes diszkrét torzításértékek előfordulási valószínűsége lecsökkent.

A 20. ábrán a jelátviteli időpontok jittérének hisztogramját egy rövid intervallumra rajzoltuk fel. A

hisztogram maximumhelyei közötti távolság a mintavételi frekvenciával arányos, esetünkben 2,5%.

A 6. és 7. fejezetekben ismertetett torzításmérések után a kvarcvezérlésű Sintelco jeladóval 0% torzítású QS9 jelet kapcsoltunk az adatcsatorna bemenetére. A csatorna kimenetén megjelenő jel torzítása kb. 0,5% értékű volt, mely — a jeladó és a PCM órajelének frekvenciaeltéréseiből adódó periódusidővel (kb. 5–10 perc) rövid időtartamra — kb. $2,5 \pm 0,5\%$ értékűre nőtt meg.

8. Összefoglalás

A magyar TMB—31/32 típusú multiplexeren végzett és a primer PCM multiplex rendszerrel együttes vonali mérések alkalmával kapott eredmények alapján megállapítást nyert, hogy a vizsgált berendezés, illetve annak alkalmazásával létesített kísérleti összeköttetés műszaki jellemzői teljes mértékben megfeleltek a specifikációban közölt adatoknak. A rendszerrel létesített összeköttetés lehetővé teszi a telex-, távíró- és adatátviteli előfizetők digitális jeleinek nagy megbízhatóságú továbbítását.

9. Köszönetnyilvánítás

A mérések összeállítása és lefolytatása alkalmával a TÁKI szakértőitől jelentős segítséget kaptunk. E helyen szeretnénk ismételtelen köszönetet mondani Bakos Gyulának és Paksy Gézáknak, a TÁKI tudományos kutatóinak, akik nagymértékben hozzájárultak a mérések sikeres elvégzéséhez. Komoly támogatást kaptunk a Posta Kísérleti Intézetétől is. Dr. Lajtha György és az intézet rendszertechnikai osztálya a távírótorzítás empirikus analizéséhez nyújtott segítséget.

I R O D A L O M

- [1] Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation. (Contribution COM IX — No. 55-August 1972) Report on field tests of data transmission by PCM system.
- [2] Belgian T. T. Administration. Test Results on a tdm telegraph equipment for transmission over PCM links.
- [3] Bakos Gy.—Paksy G.: 2 Mbit/s sebességű távíró- és adatmultiplexer rendszerek és berendezések, amelyek az egyéni vagy primer szinten multiplikált távíró- és adatjelek szekunder nyalábolását, leágaztatását és átvitelét biztosítják. TÁKI tanulmány.

Felhívás

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1976. év novemberében kétnapos

MIKROHULLÁMÚ SZEMINÁRIUMOT

rendez Budapesten.

A Szeminárium célja a mikrohullámú rádiórelé-technika hazai eredményeinek és perspektív célkitűzéseinek bemutatása. Lehetőséget kíván nyújtani a tématerületen dolgozó kutatóknak, fejlesztőknek, gyártóknak és felhasználóknak a kölcsönös érdeklődésre számot tartó problémák megismerésére és a tapasztalatok kicserélésére.

A Szeminárium témakörei:

1. Rendszer- és berendezés-technika, üzemviteli kérdések.
2. Áramkörtechnika.
3. Technológia, konstrukció és gyártástechnika.
4. Méréstechnika és megbízhatósági kérdések.

A Szemináriumon max. 20 perces előadások tarthatók, ezeken kívül egy, vagy két kiválasztott témakörben kerekasztali vita megtartására kerül sor.

Kérjük mindazokat, akik a Szemináriumon előadást kívánnak tartani, hogy előadásuk címét és max. egy normál oldal (25 sor, soronként 50 leütés) terjedelmű tartalmi kivonatát legkésőbb 1976. február 29-ig küldjék be a Híradástechnikai Tudományos Egyesület titkárságára. A rövid kivonatok alapján a Szervező Bizottság 1976. április 30-ig értesítést küld az elfogadásról és felkéri a szerzőket az előadások megtartására.

A rövid tartalmi kivonatokat a Szeminárium résztvevői kézhez kapják.

A Szervező Bizottság később megjelenő közleménye tartalmazza a Szeminárium előzetes programját, közli a Szeminárium pontos időpontját és helyét, a jelentkezés módját és határidejét, továbbá a részvételi díjat.

A Szemináriummal kapcsolatos levélcím:

Híradástechnikai Tudományos Egyesület

Titkárság

1372 Budapest

V., Kossuth Lajos tér 6-8.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A jövő többszörös távbeszélő rendszerében, amely új, az RCA munkatársai által kifejlesztett elektron-optikai modulátorral működik, lehetséges lesz 25 000 telefonbeszélgetés egyidejű lefolytatása, egyetlen hordozó lézersugár felhasználásával.

William M. Webster, az RCA princetoni (New Jersey) laboratóriumának elnökhelyettese szerint az új modulátor, amely egyetlen lézersugrat még 20 TV-programmal is tud modulálni, lényeges haladást jelent az elektronikában.

Ez az első olyan elektro-optikai modulátor, amely valóban kompatibilisen dolgozik integrált áramkörökkel, miáltal lehetőségessé válik a lézersugár irányának térbeli vezérlése. Ezenfelül a színek látható tartományától kezdve a közeli infravörösig bezárólag működik.

A lézernek több mint egy évtized előtti feltalálása óta, a kutatók azon fáradoznak, hogy a lézer rendkívüli sávzélességét információ-átvitelre használják fel. Sok, az információkat lézersugárra „rúgtató” hatásos modulátort fejlesztettek ki. Az RCA új berendezésének legszembeszökőbb tulajdonságai, amint azt dr. Webster kifejtette, az egyszerű és olcsó előállíthatóság, a kis méret, a nagy modulációs sebesség, továbbá a kis üzemi feszültség és fogyasztás. Az új modulátort feltehetően nemcsak olyan közforgalmi távbeszélő, rádió és tv-rendszerekben, valamint speciális űrhajózási és katonai berendezésekben fogják használni, amelyek átvívó elemként fényvezetőt alkalmaznak, hanem sok olyan rendszerben is, amelyben a lézersugarakat néhány Hz-től egy-két GHz-ig terjedő frekvenciájú jellel kell modulálni. Sokat ígér alkalmazása a facsimile-rendszerekben is.

Dr. Webster megjegyezte, hogy az új RCA-modulátor fejlesztési stádiumban van, és ezért még néhány nehézséget kell megoldani, mielőtt az üzemelő fényvezető-átviteli rendszerekbe beépítenék. Hozzáfűzte még, hogy az RCA-nál igen nagy a lelkesedés, és a „holnap hírközlőrendszerén” folytatják a kutatást. Az üvegszálas fényvezető hírközlőrendszerek olcsóságukkal és nagy átviteli kapacitásukkal tűnnek ki. A mostanában szokásos „lecsapolási”-technikákhoz képest, továbbá a természetes és technikai zavaró jelekkel szemben nagyobb biztonságot nyújtanak. Ezenkívül az üvegszálas fényvezetők jelentékenyen könnyebbek és kisebb az átmérőjük, mint a rézből készült átviteli vezetéknek, nem is tekintve, hogy a réz viszonylagos hiánycikk.

Az új modulátort az RCA laboratóriumában dr. Jacob M. Hammer és dr. William Phillips fejlesztették ki. Munkájukat anyagilag részben a tengerkutatói hatóságok is támogatják.

Az új berendezés aktív részének—amely főként lithium-tantalából áll — méretei: $3 \times 0,5 \times 0,5$ mm. Ebben található egy 0,5 mm vastagságú lithium-niobát-tantalátfilm (150 ilyen film együttvéve egy emberi hajszál vastagságú!), ami a lézertény számára hullámvezetőként szolgál. A filmmel néhány „beskatulyázott fémujj” érintkezik, amelyek a rájuk kapcsolt

feszültséggel a hullámvezetés funkcióját látják el. Már régóta ismeretes, hogy a lithium-niobát és a lithium-tantalát erős lineáris elektronoptikai (Pockels) effektust mutat, azaz a kristályszerkezeten átfutó fotonoknak villamos tér hatására viszonylag erős sebességváltozása van. Az új modulátor megszületését azonban csak a dr. Phillips által kidolgozott új diffúziós technika tette lehetővé, amelynek segítségével lithium-tantalát hordozón vékony lithium-niobát-tantalát filmet lehet előállítani.

A vékonyfilm-hullámvezetőre kapcsolt feszültség változása révén az áthaladó fényugár iránya és erőssége megváltozik. Ezen intenzitás-ingadozásokat az átviteli távolság végén demodulálják és ugyanazt a jelet kapják, amivel a modulálást végezték; pl. valamely távbeszélő-, rádió-, vagy tv-rendszer hang-, vagy képjelét.

Az RCA új modulátornál 80% modulációs fok mellett, vörös fénynél 6 V feszültség, kék fénynél 3 V feszültség szükséges.

Dr. Hammer hangsúlyozta, hogy az RCA új modulátorának térfogata mindössze néhány köbmilliméter és a modulációs teljesítmény a legnagyobb frekvenciánál néhány watt!

Összehasonlítható átviteli minőség mellett a ma szokásos drága egykristályokat tartalmazó modulátoroknak igen nagy a térfogata és fogyasztásuk több száz watt!

(Der Elektron 1974. 12/13. [105])

*

A legmagasabb szinten automatizált postahivatalt helyeztek üzembe Varsóban kisszámítógép vezérlésével. Ez az első Singer gyártmányú varsói kisszámítógép, amely számos olyan tevékenységet végez, amelyet eddig a postai alkalmazottak végeztek.

A hivatalba beérkező valamennyi dokumentumot ez a berendezés gyűjti és regisztrálja. Mérleget készít és evidenciában tartja a postai beérkezéseket. Valamennyi fizetési és feldolgozási ütem végrehajtási üteme minimalizált.

Óriási könnyebbséget jelent mind a postának, mind az ügyfeleknek. Eliminálja a befizetések kézi úton való regisztrálását, és az ügyfelet rövid idő alatt kiszolgálja.

A kisszámítógép egy fél évig várhatóan kísérleti üzemben működik.

(Informatyka, 1975. 1. sz. [103])

*

Az amerikai RCA közönséges papírra dolgozó lézeres átmásoló berendezést dolgozott ki. A TLP (Tactical Line Printer) elnevezésű rendszer az információkat egy különleges plasztikszalagnak lézersugárral való letapogatása alapján írja le.

Egy illesztőegység révén a TLP különböző eredetű és digitális formájú adatokat is fogadhat. A kapott adatokat a rendszer dekódolja és egy-egy sor kapacitású betétmemórián

rögzíti, majd átrendezi olyan módon, ahogyan azt a lézersugár modulálása megkívánja. A lézersugár alkalmazása ebben a kiíró egységben a szokásos mechanikus alkatrészek nagyrészt kiküszöböli és ezáltal az kevesebb karbantartást igényel. A berendezés teljesen zajtalanul működik. Az IBM-nél most lézer bevezetését tervezik számítógépi perifériális egységekbe is. A lézer tehát az információfeldolgozás területére is kezd betörni.

(*Electronique Actualités*, 1975. febr. 28. 10. old. [111]).

*

A francia Sonolor új autórádió sorozata 10%-os torzításnál 10 W kimenőtéljesítményű. Az új típusok neve „Elan”, „Tournol” és „Fugue”, és bizonyos rádióállomásokra előszabályozott billentyűkkel rendelkeznek.

A Po—Go amplitúdómodulációs „Elan” ára 310 frank, az amplitúdó- és frekvenciamodulációs „Tournol” (FM—Po—Go) ára 400 frank.

A „Fugue” autórádiós kazettás magnetofon ára 530 frank.

A Sonolor ezenkívül a „Rush” modell javított változatát is kibocsátotta, „Super-Rush” néven. Az amplitúdómodulációs vevőkészülék elektronikusan előszabályozott állomásokkal rendelkezik. Ára 230 frank.

(*Electronique Actualités*, 1975. márc. 7. 4. old. [113])

*

A régóta várt TED képlemez-lejátszó rendszer végre megjelent a piacon. A Telefunken-Teldec gyártmányú berendezést elsőként kb. 1000 NSZK-beli tv- és rádiókereskedés és áruház hozza forgalomba kb. 600 dolláros áron — ami a Telefunken szerint kevesebb, mint fele egy képmagnó árának.

Kidolgozták a rendszernek az NTSC- és a SECAM-kompatibilis változatát is. A TED lemez 10 perces színes tv-műsört tartalmaz, ára 4 dollártól kezdődik. Jelenleg 50-féle lemez kapható, de az év végéig a választék már 350 felvételre bővül.

(*Electronics*, 1975. 48. k. 7. sz. 48. old. [114])

A keskeny- és a szélessávú mikrohullámú frekvencia méréseket általában két különböző technológiával készülő műszerfajtaival lehet elvégezni. A Syntron Donner's Instrument cég most olyan mikrohullámú számlálót fejlesztett ki, amely egy módosított transzferoszillátor technikára (Flacto = frequency-locked automatic computing transfer oscillator) épül, és mindkét fajta sávzélességre használható. Az 5900 dolláros 6054 A típusjelű műszer a 0,02...18 GHz frekvenciatartományban működik. A 20 MHz fölötti, bármilyen frekvenciájú jelek számára egyetlen csatlakozót tartalmaz, és nincs szükség méréshatárváltásra vagy csatlakozók cseréjére. Bemeneti érzékenység tartománya 45 dB (-15 dBm...+30 dBm) és automatikus jelzőrendszer védi a műszert a túlterheléstől.

A műszer távprogramozható. A mért értéket és a műszer üzemi állapotának jellemzőit a határoldalon párhuzamos BCD kódban kiadja. Normál stabilitása 10^{-6} /év, de háromféle nagyobb stabilitású oszcillátor is specifikálható a megrendeléskor.

(*Electronics*, 1975. 48. k. 7. sz. 107. old. [115])

*

A Norland Instruments cég NI 2001 típusú, programozható, kalkulátor-oszcilloszkópja teljesen újszerű műszerkomplexum, amely egy digitális oszcilloszkóp pontosságát nyújtja, ezen felül a mikroprocesszor sokféle mérés elvégzésére használható, pl. adatredukcióra, felfutási idő számítására, integrál és differenciál számításra, csúcserték, effektív érték, csúcstól-csúcsig mérések eredményének meghatározására. Kiszámítja több mérés átlagát és számos más mérési lehetőséggel is rendelkezik.

A berendezés könnyen programozható — számítógépi utasítások nélkül — moduláris konstrukciója pedig lehetővé teszi, hogy a műszer összetétele a felhasználó igényeihez a lehető legjobban alkalmazkodjon. Más berendezések vezérléséhez is alkalmas interface-szel látták el.

Monitorral és két egysatornás bemeneti egységgel felépített változata 13 400 dollárba kerül.

(*Electronics*, 1975. 48. k. 7. sz. 28—29. old. [116])

**ÖNTAPADÓ
CIMKÉK,
REKLÁMTÁBLÁK,
MATICÁK
készítését szitanyomással
rövid határidőre vállaljuk.
Szitanyomást bér munkában is vállalunk.**

**„VÖRÖS OKTÓBER“ MGTSZ
FILMNYOMÓ RÉSZLEGE**

1209 Budapest, Soroksár, Dél u. 2.

Telefon: 279-076

Tartalmi összefoglalások

ETO 513.882:519.56:621.372.22:621.372.6

Dr. Bolgárfalvi K.:

Koncentrált paraméterű, lineáris, idővariáns és passzív n-kapuk ábrázolása a Hilbert-térben

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 12. sz.

A szerző előző cikkeire alapozva megadja és elemzi a rektortér, a Banach-tér és a Hilbert-tér definícióját. Tárgyalja a Hilbert-térbeli operátorokat, a Fourier-transzformáció alkalmazását ezekre, a Komplex Fourier-transzformáció formációt. Ezután részletesen foglalkozik a lineáris, időinvariáns n-kapuk ábrázolásával kapcsolatos definíciókkal és azok következményeivel.

ETO 62—503.4:621.373:621.375.13

Pap L.—Nemes M.:

Oszcillátorok stabilitása

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 12. sz.

A cikk a kvázilineáris oszcillátorok egyszerű leírasi módszerével foglalkozik. Általános berezési és stabilitási feltételeket ad meg frekvenciafüggő aktív két pólust tartalmazó oszcillátorokra és vizsgálja különböző amplitúdószabályozó rendszerek hatását ezekre. A módszert kiterjeszti visszacsatolt erősítőket tartalmazó oszcillátorokra is.

ETO 621.376.56:621.394.43:621.391.816

Hegyesi L.:

A TBM—31/32 típusú, PCM-kompatibilis távíró multiplex rendszerrel létesített kísérleti összeköttetés vonali mérései

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 12. sz.

A cikk a magyar ipar által gyártott távíros PCM berendezés vonali méréseinek eredményeit, valamint az azokból levont következtetéseket tartalmazza. A vizsgálatok alkalmával a magyar Posta Központi Távíró Hivatal tanulmányozta a PCM linken előálló hibák áttevődésének törvényszerűségeit az adatsatornába. Vizsgálta a PCM link bipoláris és valódi hibaaránya, valamint a PCM link és az adatsatorna hibaaránya közötti sztochasztikus kapcsolatot leíró összefüggéseket és azt, hogy a rendszer a bemenetére jutó adatjelek különböző típusú torzításait hogyan transzformálja a kimenetére.

Zusammenfassungen

DK 513.882:519.56:621.372.22:621.372.6

Dr. Bolgárfalvi, K.:

Darstellung von linearen zeitinvarianten und passiven n-Porten mit konzentrierten Parametern in dem Hilbert-Feld

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 12.

Auf der Basis der vorangehenden Aufsätze werden die Definitionen des Vektorfeldes, Banach- und Hilbert-Feldes gegeben und analysiert. Es werden die Operatoren des Hilbert-Feldes, die Anwendung der Fourier-Transformation auf demselben und die komplexe Fourier-Transformation diskutiert. Nachdem wird es eingehend mit den Definitionen und deren Konsequenzen, welche mit der Darstellung des linearen, zeitinvarianten n-Porten im Zusammenhang sind, beschäftigt.

DK 62—503.4:621.373:621.375.13

Pap, L.—Nemes, M.:

Stabilität von Oszillatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 12.

In dem Aufsatz wird mit der einfachen Beschreibungsmethode der quasilinearen Oszillatoren beschäftigt. Es werden allgemeine Einschwingungs- und Stabilitätsbedingungen für die frequenzabhängige aktive Zweipole enthaltenden Oszillatoren gegeben und die Wirkung von verschiedenen amplitudenregelnden Systemen auf dieselben geprüft. Die Methode wird auch auf Oszillatoren mit rückgekoppelten Verstärker ausgearbeitet.

Обобщения

ДК 513.882:519.56:621.372.22:621.372.6

Д-р Болгарфалви, К.:

Изображение линейных, пассивных и-вентилей, неизменяющиеся во времени, с концентрированными параметрами в пространстве Гильберта

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 12.

Автор на базе его предыдущих статей, дает и анализирует определение векторного пространства, пространства Банаха и пространства Гильберта. Рассматриваются операторы в пространстве Гильберта, применение трансформации Фурье на эти, комплексная трансформация Фурье. После этого излагаются определения по изображению линейных и-вентилей неизменяющиеся во времени и их последствия.

ДК 62—503.4:621.373:621.375.13

Пап, Л.—Немеш, М.:

Стабильность осцилляторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 12.

Статья излагает простой метод написания квазилинейных осцилляторов. Даются общие условия самовозбуждения и стабильности осцилляторов, содержащие активные двухполюсники зависящие от частоты и испытываются влияния различных систем регулировки амплитуды на эти. Метод распространится тоже на осцилляторы содержащие усилители с обратной связью.

ДК 621.376.56:621.394.43:621.391.816

Хедеш, Л.:

Измерения на опытном соединении осуществленном телеграфной системой уплотнения, способной к КИМ, типа ТМВ—31/32

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 12.

Статья содержит результаты измерений на линиях аппаратуры КИМ венгерского производства, а также заключения, сделанные из этих. В течение испытаний Центральное Телеграфное Управление Венгерской Почты изучало закономерности передачи ошибок вызванных соединением КИМ в канале данных. Испытаны биполярный и действительный коэффициент ошибок, а также соотношения написающие стохастическую связь между коэффициентами ошибок линии КИМ и канала данных; дальше трансформация на выход различных искажений сигналов данных, попадающих во вход системы.

Summaries

UDC 513.882:519.56:621.372.22:621.372.6

Dr. Bolgárfalvi, K.:

Description of Linear Time-Invariant and Passive n-Ports with Concentrated Parameters in the Hilbert Field

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 12.

On the basis of his previous papers the author gives and analyses the definition of the vector field, Banach field and Hilbert field. The operators of the Hilbert field, the application of the Fourier transformation for the same and the complex Fourier-transformation are discussed. The definitions concerning the description of the linear, time-invariant n-ports and their consequences are dealt with in detail.

UDC 534.76:681.84.087.7

UDC 62—503.4:621.373:621.375.13

Pap, L.—Nemes, M.:

Stability of Oscillators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 12.

In the paper a simple method of description of quasilinear oscillators is dealt with. General selfexcitation and stability conditions are given for frequency dependent oscillators comprising active two-poles and the influence of different amplitude regulating systems on them are examined. The method is also extended on oscillators comprising feedback amplifiers.

DK 621.376.56:621.394.43:621.391.816

Hegyesi, L.:

Linienmessungen der experimentellen Verbindung mit PCM-kompatiblen Telegraphmultiplexsystem Typ TMB 31/32

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 12.

In dem Aufsatz werden die Linienmessungsergebnisse der durch die ungarische Industrie erzeugten Telegraphen-PCM Einrichtung und die von den Ergebnissen abgezogenen Folgerungen erörtert. Während der Untersuchungen hat das Zentralamt für Telegraphie der Ungarischen Post die Gesetzmäßigkeiten der Übertragung der Fehler in den Datenkanal, welche in der PCM Verbindung erzeugt wurden, studiert. Es wurden die Zusammenhänge untersucht, welche die stochastischen Verhältnisse zwischen den bipolaren und richtigen Fehler der PCM Verbindung, sowie die Fehlerrate des Datenkanals derselben der PCM-Verbindung abschreiben. Ferner die Methode der Übertragung zum Ausgang der verschiedenen Verzerrungen der Datensignale auf dem Eingang werden analysiert.

UDC 621.376.56:621.394.43:621.391.816

Hegyes, L.:

Line Measurements of Experimental Link Set Up with a PCM-Compatible Telegraph Multiplex System of the TMB-31/32 Type

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 12.

In the paper the results of the line measurements of the telegraph PCM equipment produced by the Hungarian industry and the conclusions drawn from these are described. During the tests the Central Telegraph Office of the Hungarian Post studied the laws of the transposition of the failures appearing in the PCM link, into the data channel. The function describing the stochastic relation between the bipolar and real failure rate of the PCM link were examined as well as the failure rate of the PCM link and the data channel and the method of transformation to the output of the different distortions of the data signals applied to input were examined.

Résumés

CDU 513.882:519.56:621.372.22:621.372.6

Dr. Bolgárfalvi, K.:

Description des portes-n linéaires, invariants en temps et passives, à paramètres concentrés dans le champ de Hilbert

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 12.

L'auteur, basant sur ses articles précédents, donne et analyse les définitions du champ vectoriel, champ de Banach et champ de Hilbert. Les operateurs dans le champ de Hilbert, l'application de la transformation de Fourier à ceux-ci, la transformation complexe de Fourier sont discutés. Ensuite les définitions concernant la description des portes-n linéaires, invariants en temps et les conclusions tirées de celles-ci sont exposées.

CDU 62—503.4:621.373:621.375.13

Pap, L.—Nemes, M.:

Stabilité des oscillateurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 12.

L'article donne une méthode simple pour décrire les oscillateurs quasi-linéaires. Conditions générales d'auto-excitation et stabilité

sont données pour oscillateurs comprenant un bipôle actif dépendant de la fréquence et les effets des différents systèmes de réglage d'amplitudes sur ceux-ci sont examinés. La méthode est étendue aux oscillateurs comprenant amplificateurs à réaction.

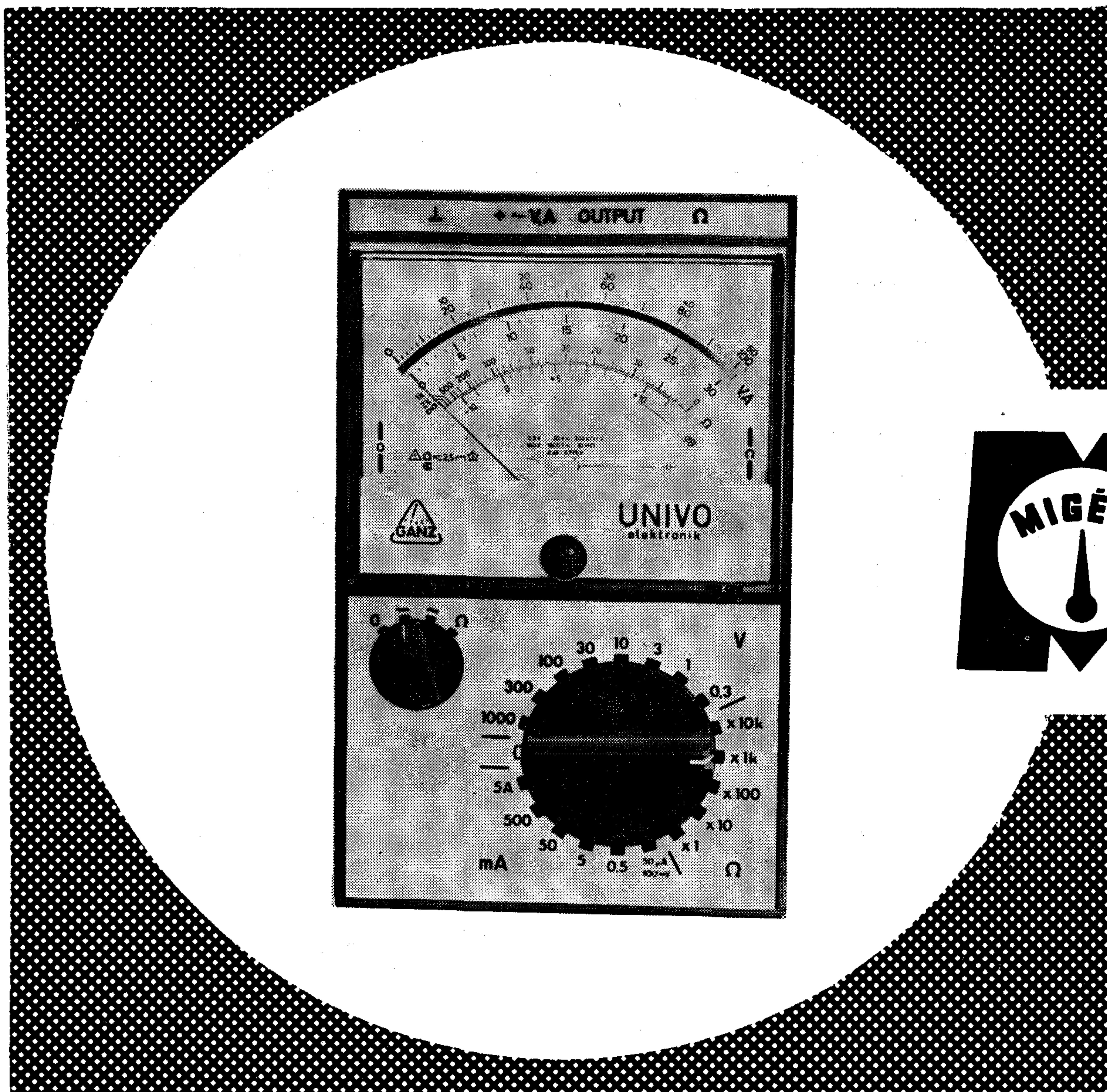
CDU 621.376.56:621.394.43:621.391.816

Hegyesi, L.:

Mesures de ligne sur une liaison expérimentale réalisée par un système de télégraphie multiplex du type TMB 31/32, à compatibilité MIC

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 12.

L'article comprend les résultats des mesures de ligne d'un appareillage de télégraphie MIC, ainsi que les conclusions tirées de ceux-ci. Au cours des essais le Bureau Central de Télégraphie de la Poste Hongroise étudiait les lois de la transmission des erreurs produits dans la liaison MIC à la voie des données. Les relations entre les taux d'erreurs bipolaires et réels de la liaison MIC ainsi que les relations des connexions stochastiques entre les taux d'erreurs de la liaison MIC et de la voie des données étaient examinées. Il y avait des essais pour déterminer le mode de la transformation des distortions du différents types sur les bornes d'entrée à la sortie.



UNIVO—ELEKTRONIK

Üzemi ellenőrző hibakereső szerviz műszer

Alkalmazható rádió, TV-készülékek, elektronikus műszerek és berendezések mérésénél, vizsgálatánál

RAKTÁRRÓL SZÁLLÍTJUK!

Műszer- és Irodagépértékesítő Vállalat
Elektromos osztály
Budapest VII., Bajcsy-Zsilinszky út 37.
Telefon: 313-944