



**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA**

**XXXIII. évfolyam
B U D A P E S T**

1982

6

HÍRADÁSTECHNIKA

XXXIII. ÉVFOLYAM 1982. 6. SZÁM

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

TARTALOM

DR. PÜSPÖKI SÁNDOR:	Akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrő tervezése analitikus közelítő módszerrel	241
DR. SOMOGYI JÁNOS:	Fényvezetős összeköttetések zaj- és torzításforrásai	248
	Az NDK híradástechnikai iparának fejlődése. Interjú Bernd Stieglerrel	256
BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK		
CSERNOCH JÁNOS:	PCM jelátvitelt biztosító mikrohullámú berendezések bevezetésének néhány problémája I. rész	265
DR. NAGY JÁNOS:	Különleges elektróda elrendezések kapacitásának numerikus számítása	278
MINDENNAPUNK ELEKTRONIKÁJA		
MALCSINER FERENC:	Aktuálissá vált CB-s műszerleírások	284
	Hírek üzemeinkből	287
	Tartalmi ismertetések	288

A SZÁM SZERZŐI:

DR. PÜSPÖKI SÁNDOR okl. vill. mérnök, az MTA Műsz. Fiz. Kut. Intézete tud. munkatársa, DR. SOMOGYI JÁNOS okl. gépészmérnök, a TERTA tervezőmérnöke, CSERNOCH JÁNOS okl. fizikus, az ORION műszaki-gazdasági tanácsadója, főiskolai docens, DR. NAGY JÁNOS okl. villamosmérnök, a KKVMF főiskolai tanára, MALCSINER FERENC vill. üzemmérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke.

Felelős szerkesztő: BOGLÁR GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

A szerkesztő bizottság tagjai:

Angyal László, Balogh Pál, Bánsághi Pál, Boglár Gyula, dr. Flesch István, Forintos György, Hermann Ákos, Horváth Imre, Jakubik Béla, Laczkó Endre, May Péter, Mérey Imréné, Nagygyörgy Gábor.

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

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6-8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9-11. 1073. Telefon: 221-285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. 1900. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodnál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215-96 162 pénzforgalmi jelzőszámmal. Előfizetési díj: fél évre 114,- Ft, egész évre 228,- Ft. Egyes szám ára 19,- Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H-1839 Budapest, Póstaíók 149.



Egyetemi Nyomda — 82.7996 Budapest, 1982. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018-2028

Index: 25 375

Akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrő tervezése analitikus közelítő módszerrel

DR. PÜSPÖKI
SÁNDOR
MTA Műszaki Fizikai
Kutató Intézete

Az utóbbi években az elektronika több területén újfajta áramköri elemek (késleltető vonalak, sávát-eresztő szűrők, jelhez illesztett szűrők stb.) kerültek alkalmazásra, amelyek működése az akusztikus felületi hullámok (AFH) hasznosításán alapul [1–3]. Nagy érdeklődés nyilvánul meg ezen eszközök iránt, ami érthető, ha figyelembe vesszük, hogy a korszerű elektronikus iparban egyre inkább követelménnyé válik az utólagos beállítást nem igénylő, kis méretű alkatrészek felhasználása. Előállítási technológiájuk közel esik a félvezető integrált áramköri technológiához, annál egyszerűbb, ezért különösen alkalmasak tömeggyártásra.

Intézetünkben is több éve folynak akusztikus felületi hullámú kutatások [4–6]. Ennek keretében, az OMF megbízásából, 1977-ben kezdtük meg a televíziókészülékek középfrekvenciás fokozatában alkalmazható AFH-szűrők kifejlesztését. Ezek a munkák 1979-ben eredményesen zárultak [7–14]. Az elért új eredményeket két egymást követő közleményben foglaljuk össze. Jelen cikkben ismertetjük az általunk kidolgozott számítási eljárást, amellyel a szűrő elektródarendszerét megterveztük [13, 14]. A következő dolgozatban pedig a szűrő gyakorlati megvalósítását és a kísérleti eredményeket tárgyaljuk.

A megvalósított TV KF-szűrő bonyolult frekvencia-átvitelű és mind az amplitúdó, mind a futási idő karakterisztikája aszimmetrikus az átviteli sáv közepes frekvenciájára. Ilyen esetekben az interdigitális (ID) átalakító elektródarendszerének tervezésére ál-

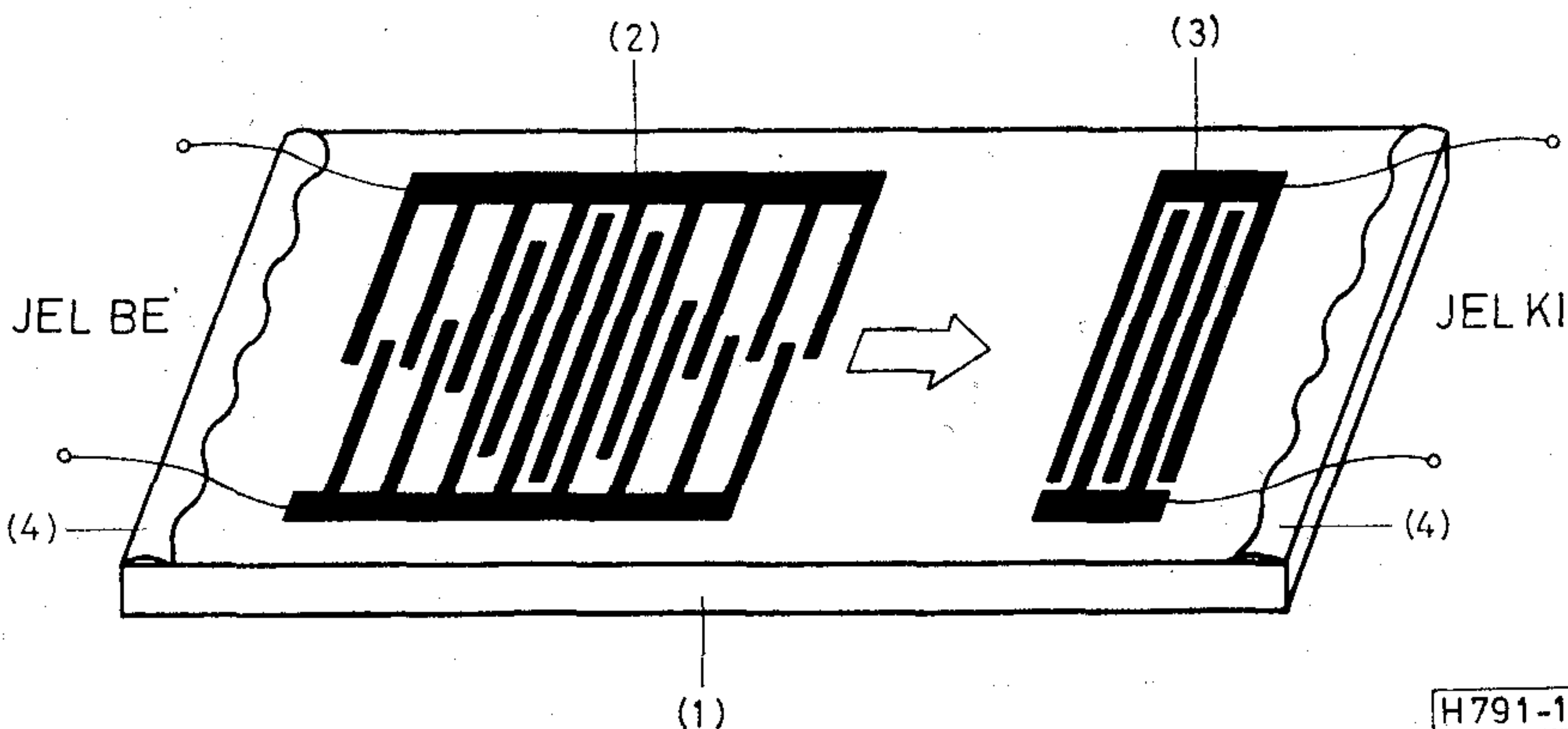
talában számítógépes eljárást alkalmaznak [15–18]. Tekintve, hogy ezek a meglehetősen összetett számítógépes programok nem kerültek publikálásra, szükséges volt egy alkalmas méretezési eljárás kidolgozása. Kihasnálva, hogy a megvalósítani kívánt futási idő karakterisztikára konkrét előírás csak a viszonylag keskeny átviteli sávban van, és így a számítások során feltételezhetjük annak periodikus kiterjesztését a zárótartományban, továbbá, hogy a karakterisztikák egyenes szakaszokkal és hatványfüggvénnyel jól közelíthetők, egy kvázi analitikus tervezési eljárást dolgoztunk ki. Az átalakító elektródarendszerének méretezését az amplitúdó és a futási idő karakterisztikák sorfejtésére vezettük vissza.

Az AFH-szűrők általános ismertetésére külön nem térünk ki tekintve, hogy a témakörnek ezen folyóiratban is van irodalma [4, 19, 20].

Tervezési alapelvek

Az akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrőt állandó elektródátávolságú (periodikus) interdigitális átalakítókból építjük fel. Az 1. ábrának megfelelően a felületi hullámot gerjesztő bemeneti átalakító elektródarendszere hossz-súlyozott (változó elektródahosszúságú), a detektálást végző kimeneti átalakító pedig súlyozatlan. A szűrő átviteli karakterisztikája az előírt lezárások mellett jól közelíthető az ID átalakítók egyedi átviteli karakterisztikáinak a szorzatával. Ezért a szűrő tervezése közvetlenül az átalakítók tervezésére vezethető vissza.

A bemeneti átalakító működését a legegyszerűbben úgy írhatjuk le, ha az átalakító egymást átlapoló



1. ábra. Az akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrő elvi felépítése:
(1) piezoelektromos hordozó; (2) bemeneti ID átalakító; (3) kimeneti ID átalakító; (4) hullámelnyelő közeg

elektrodáit vonalszerű felületi hullámforrásoknak tekintjük, amelyek az egyes elektrodák középvonalában helyezkednek el. A hullámforrások erőssége első közelítésben arányos az — ellentétes polaritású elektrodák átlapolásával kialakult — aktív elektrodaszakaszok hosszával. Ezért a hordozó felületén terjedő akusztikus jel komponensekből áll, amelyek az elektromos bemenőjel azonos időközökkel késleltetett, különböző erősségű akusztikus másainak tekinthetők. A hordozó felületén egy, a terjedés irányára merőleges vonalban ezek a komponensek bizonyos frekvencián fázisban lesznek, és összeadódva egymást erősítik. Ugyanakkor más frekvenciákon eltérő fázisúak lesznek, és gyengítik vagy kioltják egymást. Ez a működés analóg a transzverzális szűrő működésével [21–23]. Hasonló gondolatmenet alkalmazható a vevő átalakítóra is. Az egyes elektrodák most detektorként működnek, és az általuk érzékelt elektromos jel nagysága itt is arányos a hosszúsággal.

A periodikus ID átalakító és a transzverzális szűrő működése között fennálló analógia lehetővé teszi, hogy a tervezési alapelveket a transzverzális szűrők elméletéből származtassuk. Itt kell megjegyezni, hogy az átalakító működése során nem kívánatos másodlagos jelenségek is fellépnek [24–29]. Ezek egy része az eszköz megvalósításánál alkalmas módszerekkel elhanyagolhatóvá tehető. Más részük a megvalósítani kívánt frekvencia-karakterisztika előtorzításával vehető figyelembe. Ennek során az idealizált feltételekkel történő szintézis és a kompenzálni kívánt effektusokat is figyelembe vevő analízis egymást követő lépéseit alkalmazzuk.

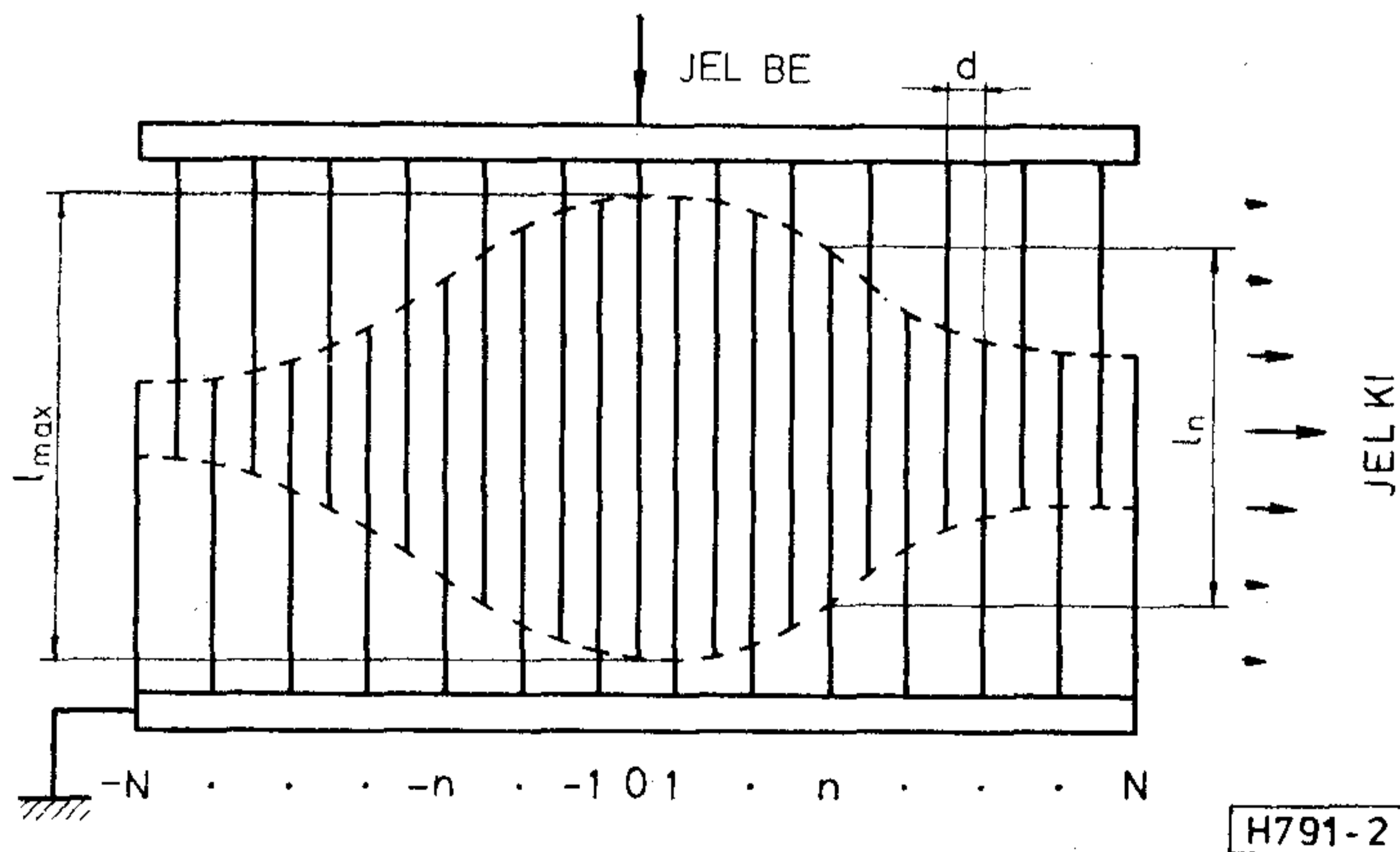
Az ID átalakító átviteli karakterisztikája

Az idealizált periodikus ID átalakító átviteli karakterisztikája Fourier-sorral adható meg. $2N+1$ elektróda esetén a relatív transzfer függvény

$$H(\omega) = e^{-jN\omega T} \sum_{n=-N}^N w_n e^{jnT\omega} \quad (1)$$

alakba írható, ahol a 2. ábra jelöléseivel a súlytényező:

$$w_n = \pm \frac{l_n}{l_{\max}}; \quad (2)$$



2. ábra. $2N+1$ változó hosszúságú elektrodát tartalmazó ID átalakító vázlat

a mintavételi időköz (két szomszédos elektróda közötti távolság megtételéhez szükséges idő):

$$T = \frac{d}{v}; \quad (3)$$

v — a felületi hullám terjedési sebessége.

Az (1) összefüggés felírásánál feltételeztük, hogy az elektrodák hossza lassan változik az n index függvényében. Az átviteli karakterisztika Ω periódusát a mintavételi időköz (T) szabja meg;

$$\Omega = \frac{2\pi}{T}. \quad (4)$$

$H(\omega)$ -t a $H(\omega) = A(\omega) \exp[-j\psi(\omega)]$ alakba írva megállapítható, hogy ID átalakítókkal — a váltakozó előjelű és valós w_n súlytényezők miatt — csak páros amplitúdó- és páratlan fázis-karakterisztikájú sáváteresztő szűrők realizálhatók. Ez a megkötés egyben azt is jelenti, hogy a tervezés során a megvalósítani kívánt átviteli karakterisztikát csak a $[0; \Omega/2]$ frekvenciatartományban írhatjuk elő szabadon.

A w_n súlytényezőkre szimmetria megkötéseket téve az (1)-gyel megadott transzfer függvény két fontos speciális esetét kapjuk meg:

(i) A w_n súlytényezők páros szimmetriát mutatnak

w_0 -ra vonatkoztatva:

$$w_n = w_{-n} = A_n \quad \text{és} \quad w_0 = A_0.$$

Ekkor:

$$H_{sz}(\omega) = \left[A_0 + 2 \sum_{n=1}^N A_n \cos\left(2\pi n \frac{\omega}{\Omega}\right) \right] e^{-jNT\omega}. \quad (5)$$

(ii) A w_n súlytényezők páratlan szimmetriát mutatnak w_0 -ra vonatkoztatva:

$$w_n = -w_{-n} = B_n \quad \text{és} \quad w_0 = 0.$$

Ekkor:

$$H_{asz}(\omega) = j \left[2 \sum_{n=1}^N B_n \sin\left(2\pi n \frac{\omega}{\Omega}\right) \right] e^{-jNT\omega}. \quad (6)$$

Az (5) és (6) kifejezéseket összehasonlítva megállapítható, hogy a fáziskarakterisztika mindkét esetben lineáris, ami a $\tau = NT =$ állandó futásiidő-karakterisztikának felel meg.

Eltételezve az NT állandó késleltetéstől, a szimmetrikus felépítésű szűrő átviteli karakterisztikája valós és ω -nak páros függvénye, az antiszimmetrikus felépítésű szűrőé pedig képzetes és ω -nak páratlan függvénye.

A továbbiakban még kitérünk az ID átalakítók szempontjából fontos súlyozásmen-tes esetre. A $2N+1$ elektrodát tartalmazó szimmetrikus felépítésű rendszer esetén, figyelembe véve, hogy $A_n = A_{-n} = (-1)^n$ és $A_0 = 1$, a transzfer függvény a

$$H_1(\omega) = \frac{\cos\left[(2N+1)\pi \frac{\omega}{\Omega}\right]}{\cos\left(\pi \frac{\omega}{\Omega}\right)} e^{-jNT\omega} \quad (7)$$

alakba írható. A fáziskarakterisztika az előzőekkel összhangban lineáris. Az amplitúdó-karakterisztikáról pedig megmutatható

tó, hogy az $\omega_0 = \Omega/2$ centrum frekvencia környezetében $(\sin x)/x$ alakú függvényével közelíthető.

$$A_1(\omega) \approx (2N+1) \left| \frac{\sin x}{x} \right|, \quad (8)$$

ahol

$$x = \left(N + \frac{1}{2} \right) \pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}. \quad (9)$$

A (9) összefüggés alapján megállapítható, hogy az átvitel első ω_0 -ra szimmetrikus zérushelyei

$$\Delta\omega_z = 2\omega_0 / \left(N + \frac{1}{2} \right) \quad (10)$$

távolságra helyezkednek el egymástól. Hasznos jel-átvitel ezen a sávon belül lehetséges.

Változó futásiidő-karakterisztika tervezési kérdései

Változó futásiidő-karakterisztikájú, illetve ennek megfelelően nemlineáris fáziskarakterisztikájú ID átalakító tervezése visszavezethető egy szimmetrikus és egy antiszimmetrikus súlyozású (lineáris fáziskarakterisztikájú) átalakító tervezésére. Ennek érdekében el kell végeznünk a transzfer függvény alkalmas felbontását. Feltételezzük, hogy a megvalósítani kívánt amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikák a frekvencia páros függvényei,

$$A(\omega) = A(-\omega) \quad \text{és} \quad \tau(\omega) = \tau(-\omega).$$

A továbbiakban szükségünk lesz a fáziskarakterisztikára $[\psi(\omega)]$ -ra, amelyet $\tau(\omega)$ -ból ω szerinti integrálással határozunk meg. Célszerűen $\tau(\omega)$ -t frekvenciafüggő ($\tilde{\tau}$) és frekvencia független (τ_0) komponensekre bontjuk:

$$\tau(\omega) = \tau_0 + \tilde{\tau}(\omega). \quad (11)$$

Így $\psi(\omega)$ a

$$\psi(\omega) = \tau_0\omega + \varphi(\omega) \quad (12)$$

alakba írható, ahol

$$\varphi(\omega) = \int \tilde{\tau}(\omega) d\omega. \quad (13)$$

$\tau_0\omega$ a fáziskarakterisztika lineáris, $\varphi(\omega)$ pedig a nemlineáris összetevője. $\tau(\omega)$ páros voltából következik, hogy $\psi(\omega)$ a frekvenciának páratlan függvénye lesz.

A $H(\omega)$ transzfer függvény $A(\omega)$ és a $\psi(\omega)$ -ra vonatkozó (12) összefüggés felhasználásával a

$$H(\omega) = A(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}e^{-j\tau_0\omega} \quad (14)$$

alakba írható.

Az $A(\omega) \exp[-j\varphi(\omega)]$ szorzatfüggvényt valós és képzetes részekre bontva, $H(\omega)$ -t két összetevőre választjuk szét.

$$H(\omega) = A(\omega) \cos \varphi(\omega) e^{-j\tau_0\omega} - jA(\omega) \sin \varphi(\omega) e^{-j\tau_0\omega}. \quad (15)$$

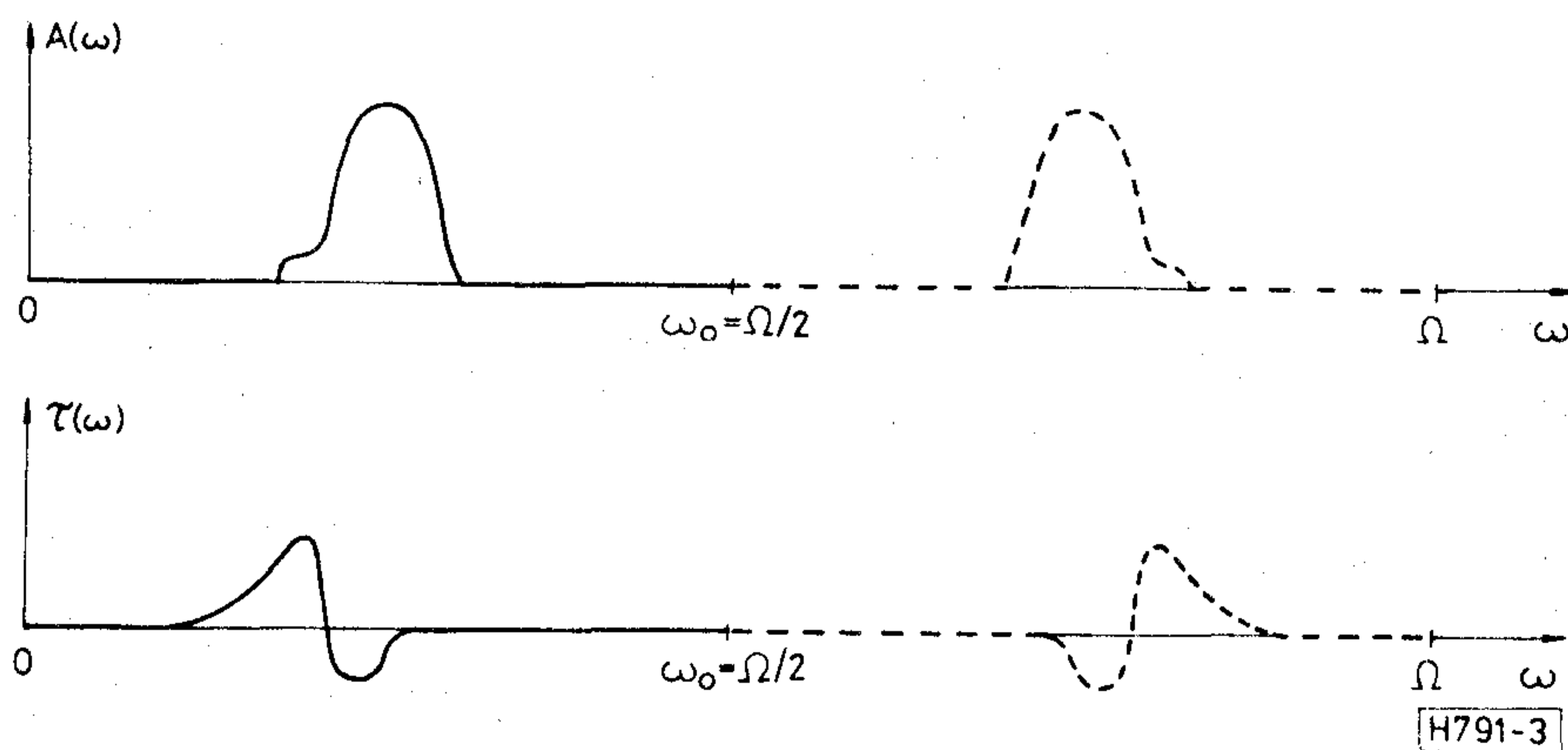
Felhasználva, hogy $A(\omega) \cos \varphi(\omega)$ a frekvencia páros, $A(\omega) \sin \varphi(\omega)$ pedig páratlan függvénye, a $H(\omega)$ átviteli karakterisztika egy szimmetrikus és egy antiszimmetrikus súlyozású átalakító kombinációjával előállítható [(5) és (6) összefüggések]. A két átalakító-komponens az egymásnak megfelelő súlytényezők összegzésével egyetlen nem szimmetrikus súlyozású rendszerre egyesíthető. Itt jegyezzük meg, hogy τ_0 nem írható elő tetszőlegesen, mert egy minimális, állandó késleltetési idő (NT) az elektródarendszer felépítéséből adódik.

Aszimmetrikus amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikák tervezési kérdései

Az átviteli sáv közepes frekvenciájára aszimmetrikus amplitúdó- és futásiidő-karakterisztika megvalósítása komplex súlytényezők alkalmazását igényelné, mert nem teljesül az $A(\omega) = A(-\omega)$ és $\tau(\omega) = \tau(-\omega)$ feltétel. A problémát a frekvenciaválasz kiegészítésével kerülhetjük meg [31–32]. A 3. ábrának megfelelően a kívánt választ tükrözve az $\omega_0 = \Omega/2$ frekvenciára az amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikákat szimmetrikussá tesszük. Természetesen a kiegészítés miatt az Ω periódust kétszer nagyobbra kell választani, mint egy azonos közepes frekvenciájú szimmetrikus válasz esetén. Ez azt jelenti, hogy a mintavételezések közötti T időtartam, illetve az ID átalakítók elektródatávolsága a felére csökken a szimmetrikus esethez képest.

TV KF szűrő tervezése

Első lépésként rögzítjük a súlyozatlan kimeneti átalakító elektródáinak számát és centrum frekvenciáját. E paramétereket a (8)–(10) összefüggések



3. ábra. A frekvenciaválasz kiegészítésének szemléltetése:

———— kívánt válasz
 - - - - - kiegészítő válasz

figyelembevételével úgy választjuk meg, hogy a zárósávban, a csapda frekvenciák környezetében az átalakító minél nagyobb jelelnyomást biztosítson, ugyanakkor az átviteli sávban okozott vágás még jól kompenzálható legyen a bemeneti átalakító tervezésekor. Ezt követően a teljes szűrőre vonatkozó előírások és a kimeneti átalakító átviteli karakterisztikájának ismeretében meghatározzuk a hossz-súlyozott bemeneti átalakítóra vonatkozó amplitúdó- és futási idő toleranciákat. Ezzel a problémát a hossz-súlyozott átalakító tervezésére vezetjük vissza.

A továbbiakban egyenes szakaszok és hatványfüggvények segítségével a tolerancia-sémákat kielégítő töréspontos karakterisztikákat írunk elő $[A'(\omega), \tau'(\omega)]$. A futásiidő-karakterisztikát a $[0; \omega_0]$ tartományban periodikussá tesszük. Az Ω_1 -gyel jelölt periódust úgy kell megválasztani, hogy a

$$P = \omega_0 / \Omega_1 \quad (16)$$

hányados egész szám legyen. Ezt követően a 4. ábrának megfelelően ω_0 -ra szimmetrikussá tesszük a frekvenciaválaszt.

Figyelembe véve, hogy a futásiidő-karakterisztika frekvenciafüggő, az átalakító tervezését egy szimmetrikus és egy antiszimmetrikus felépítésű átalakító tervezésére vezetjük vissza. A fáziskarakterisztika nemlineáris összetevőjét meghatározva, a megvalósítani kívánt transzfer függvényt a (15)-nek megfelelő alakba írjuk:

$$H'(\omega) = A'(\omega) \cos \varphi'(\omega) e^{-j\tau'(\omega)} - jA'(\omega) \sin \varphi'(\omega) e^{-j\tau'(\omega)}.$$

Ekkor a szimmetrikus, illetve antiszimmetrikus átalakító A_n és B_n súlytényezőit az (5) és (6) összefüggésekkel összhangban Fourier-sorfejtés segítségével határozzuk meg:

$$A_n = \frac{1}{\Omega} \int_0^{\Omega} A'(\omega) \cos \varphi'(\omega) \cos \left(2\pi n \frac{\omega}{\Omega} \right) d\omega \quad (17)$$

és

$$B_n = \frac{1}{\Omega} \int_0^{\Omega} A'(\omega) \sin \varphi'(\omega) \sin \left(2\pi n \frac{\omega}{\Omega} \right) d\omega. \quad (18)$$

Az irodalomban használatos eljárásoktól eltérően az

$$A'(\omega) \cos \varphi'(\omega) \quad \text{és} \quad A'(\omega) \sin \varphi'(\omega)$$

függvények sorbafejtését visszavezetjük az analitikus közelítés szempontjából kedvezőbb $A'(\omega)$ és $\tau'(\omega)$ függvények sorbafejtésére. Ez egyben azzal az előnnyel is jár, hogy nem kell körülményes toleranciákat megadnunk a fenti szorzatfüggvényekre [18].

Felhasználva, hogy $A'(\omega) \cos \varphi'(\omega)$ páros, illetve $A'(\omega) \sin \varphi'(\omega)$ páratlan függvénye ω -nak, az integrálás a $[0; \omega_0]$ tartományra redukálható, így:

$$A_n = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \cos \varphi'(\omega) \cos \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega \quad (19)$$

és

$$B_n = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \sin \varphi'(\omega) \sin \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega. \quad (20)$$

A $[0; \omega_0]$ tartományban pedig a periodikussá tett futásiidő-karakterisztika lehetővé teszi, hogy az integrálokban szereplő $\cos \varphi'(\omega)$, illetve $\sin \varphi'(\omega)$ függvényeket kis elemszámú trigonometrikus polinommal közelítsük. Ennek megfelelően a $0 \leq \omega \leq \omega_0$ -ra

$$\cos \varphi'(\omega) \approx \alpha_0 + \sum_{i=1}^1 \left[\alpha_i \cos \left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1} \right) + \beta_i \sin \left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1} \right) \right] \quad (21)$$

és

$$\sin \varphi'(\omega) \approx \gamma_0 + \sum_{i=1}^1 \left[\gamma_i \cos \left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1} \right) + \delta_i \sin \left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1} \right) \right]. \quad (22)$$

Az $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i, \delta_i$ együtthatók meghatározására később térünk ki.

A fenti összefüggéseket (19)-be, illetve (20)-ba helyettesítve:

$$\begin{aligned} A_n = & \frac{1}{\omega_0} \left\{ \alpha_0 \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \cos \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega + \right. \\ & + \sum_{i=1}^1 \left[\alpha_i \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \cos \left(i2P\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) \cos \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega \right] + \\ & \left. + \sum_{i=1}^1 \left[\beta_i \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \sin \left(i2P\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) \cos \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega \right] \right\} \quad (23) \end{aligned}$$

és

$$\begin{aligned} B_n = & \frac{1}{\omega_0} \left\{ \gamma_0 \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \sin \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega + \right. \\ & + \sum_{i=1}^1 \left[\gamma_i \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \cos \left(i2P\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) \sin \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega \right] + \\ & \left. + \sum_{i=1}^1 \left[\delta_i \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \sin \left(i2P\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) \sin \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega \right] \right\}. \quad (24) \end{aligned}$$

A (23) és (24)-ben szereplő trigonometrikus függvények szorzatát linearizálva és az integrálást elvégezve A_n -re és B_n -re az

$$A_0 = \alpha_0 a_0 + \sum_{i=1}^1 \alpha_i a_{iM}, \quad (25)$$

$$\begin{aligned} A_n = & \alpha_0 a_n + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^1 \alpha_i (a_{n-iM} + a_{n+iM}) - \\ & - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^1 \beta_i (b_{n-iM} - b_{n+iM}), \quad (26) \end{aligned}$$

és

$$\begin{aligned} B_n = & \gamma_0 b_n + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^1 \delta_i (a_{n-iM} - a_{n+iM}) + \\ & + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^1 \gamma_i (b_{n-iM} - b_{n+iM}) \quad (27) \end{aligned}$$

összefüggéseket nyerjük, ahol

$$a_n = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \cos\left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0}\right) d\omega, \quad (28)$$

$$b_n = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \sin\left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0}\right) d\omega \quad (29)$$

és

$$M = 2P = 2\omega_0/\Omega_1. \quad (30)$$

Az α_i , β_i , γ_i , δ_i együtthatók meghatározásához először a fáziskarakterisztika nemlineáris összetevőjét kell előállítani. Ezt a futásiidő-karakterisztika frekvenciafüggő részének $\tilde{\tau}'$ -nek ω szerinti integrálásával nyerjük. $\tilde{\tau}'(\omega)$ -t a $0 \leq \omega \leq \omega_0$ tartományban kis elemszámú Fourier-sorral közelítjük:

$$\tilde{\tau}'(\omega) \approx \sum_{i=1}^I \left[e_i \cos\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) + h_i \sin\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) \right], \quad (31)$$

ahol

$$e_i = \frac{2}{\Omega_1} \int_0^{\Omega_1} \tau'(\omega) \cos\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) d\omega; \quad (32)$$

$$h_i = \frac{2}{\Omega_1} \int_0^{\Omega_1} \tau'(\omega) \sin\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) d\omega. \quad (33)$$

(31) integrálásával a $0 \leq \omega \leq \omega_0$ -ra

$$\varphi'(\omega) \approx f_1(\omega) = \sum_{i=1}^I \left[c_{1i} \cos\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) + d_{1i} \sin\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) \right] \quad (34)$$

összefüggést kapjuk, ahol

$$c_{1i} = -\frac{\Omega_1}{2\pi i} h_i; \quad d_{1i} = \frac{\Omega_1}{2\pi i} e_i. \quad (35)$$

A továbbiakban a $\cos \varphi'$ és $\sin \varphi'$ függvényeket kis elemszámú $(K+1)$ Taylor-sorral közelítjük:

$$\cos \varphi'(\omega) \approx \sum_{k=0}^K (-1)^k \frac{(\varphi')^{2k}}{(2k)!} \quad (36)$$

és

$$\sin \varphi'(\omega) \approx \sum_{k=0}^K (-1)^k \frac{(\varphi')^{2k+1}}{(2k+1)!}. \quad (37)$$

$\varphi'(\omega)$ hatványainak a meghatározására az alábbi rekurziós közelítő összefüggést alkalmazzuk:

$$(\varphi')^m(\omega) \approx f_m(\omega), \quad (38)$$

ahol az $f_m(\omega)$ függvény az

$$F_m(\omega) = f_{m-1}(\omega) f_1(\omega) \quad (39)$$

szorzatfüggvény linearizált alakjának első $2I+1$ elemével egyezik meg.

Ennek megfelelően:

$$f_m(\omega) = c_{m0} + \sum_{i=1}^I \left[c_{mi} \cos\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) + d_{mi} \sin\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) \right]. \quad (40)$$

A fentiek figyelembevételével a $\cos \varphi'$ és $\sin \varphi'$ függvényeket a következő linearizált alakokkal közelítjük:

$$\cos \varphi'(\omega) \approx 1 + \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{f_{2k}}{(2k)!} \quad (41)$$

és

$$\sin \varphi'(\omega) \approx \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{f_{2k+1}}{(2k+1)!}. \quad (42)$$

Az $f_m(\omega)$ -ra vonatkozó (40) típusú összefüggések helyettesítésével, $\cos \varphi'$ -re és $\sin \varphi'$ -re (21) és (22)-nek megfelelő trigonometrikus polinomokat kapunk, ahol:

$$\alpha_0 = 1 + \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{c_{2k,0}}{(2k)!},$$

$$\alpha_i = \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{c_{2k,i}}{(2k)!}, \quad (43)$$

$$\beta_i = \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{d_{2k,i}}{(2k)!};$$

$$\gamma_0 = \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{c_{2k+1,0}}{(2k+1)!},$$

$$\gamma_i = \sum_{k=0}^K (-1)^k \frac{c_{2k+1,i}}{(2k+1)!}, \quad (44)$$

$$\delta_i = \sum_{k=0}^K (-1)^k \frac{d_{2k+1,i}}{(2k+1)!}.$$

Az egyenes szakaszok és hatványfüggvény segítségével előírt $A'(\omega)$, illetve $\tau'(\omega)$ függvényeket (28) és (29)-be, illetve (32) és (33)-ba behelyettesítve, és az integrálást elvégezve, az a_n , b_n , e_i és h_i együtthatókra analitikus összefüggéseket kapunk. Ennek következtében A_n -re és B_n -re is analitikus összefüggések adódnak. Végül a szimmetrikus és antiszimmetrikus átalakítók egyesítésével nyerhető eredő elektródarendszer súlytényezőit a

$$w_n = A_n - B_n \quad (45)$$

$$w_{-n} = A_n + B_n$$

összefüggésekkel határozzuk meg.

A továbbiakban N értékének tapasztalat alapján történő megválasztásával rögzítjük az átalakító elektródáinak számát, $(2N+1)$ -et. Ezt követően a súlytényezők ismeretében meghatározzuk az átalakító transzfer függvényét, majd a homogén átalakító figyelembevételével a teljes rendszer, azaz a szűrő amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikáit. Azokat összehasonlítva a megadott toleranciákkal, az eltéréseknek megfelelően korrigáljuk a hossz-súlyozott ID átalakítóra előírt karakterisztikákat, és ha szükséges, az elektródák számát. Általában néhány módosítás után elérhető a kívánt átvitel. A közbeeső korrekciók esetén rendszerint elegendő csak a kritikus helyek ellenőrzése (pl. csapdamélységek, képvivő szintje stb.). A véges tagszámú Fourier-sorfejtés miatt fellépő Gibbs-féle oszcilláció [33] csökkentését és a toleranciahatárok célszerű kihasználását az egyes karakterisztikaszakaszok meredekségének alkalmas megválasztásával értük el.

A kétnormás szűrő átviteli karakterisztikái

Az előzőekben ismertetett eljárással terveztük meg a hazai előírásoknak megfelelő kétnormás TV KF-szűrő elektródarendszerét. A súlyozatlan kimeneti átalakító centrum frekvenciáját 35,1 MHz-re, elektródáinak számát pedig 15-re választottuk. A hosszúsúlyozott bemeneti átalakítóra vonatkozó amplitúdó karakterisztikát 6 egyenes szakasszal és egy parabollával, a futásiidő-karakterisztikát pedig 5 egyenes szakasszal és egy negyedfokú hatványfüggvénnyel közelítettük, a 4. ábrán vázolt módon. A számítások során, a $\cos \varphi'(\omega)$ és $\sin \varphi'(\omega)$ függvényeket közelítő trigonometrikus polinomokat $I=6$ és $K=2$ paraméterekre határoztuk meg. A centrum frekvenciát 72 MHz-re (2×36 MHz) választottuk.

Itt jegyezzük meg, hogy a tervezett elektródarendszernél az elektródák hossza gyors változást mutatott az elemszám függvényében. Ezért a gyakorlati megvalósítás szempontjából egy előnyösebb elrendezést állítottunk elő az alábbi módon. Az eredeti elektródarendszert a centrumához képest jobbra és balra $d/2$ távolsággal eltoltuk és a fedésbe kerülő elektródák hosszát a polarításoknak megfelelően, előjelhelyesen összegeztük. Így egy kedvezőbb elektródahossz változást kaptunk. Az eltolt elektródarendszerek egyesítése miatt az amplitúdó-karakterisztikát leíró összefüggésben megjelenik egy $\cos(\omega d/2v)$ alakú szorzótényező. Ez a frekvenciával lassan változó amplitúdófüggés a tervezés során kompenzálható. A kívánt átvitelt 161, illetve a fenti módosítás után 162 elektródával értük el. A szűrő számított amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikáit a toleranciákkal együtt az 5. és 6. ábrák szemléltetik.

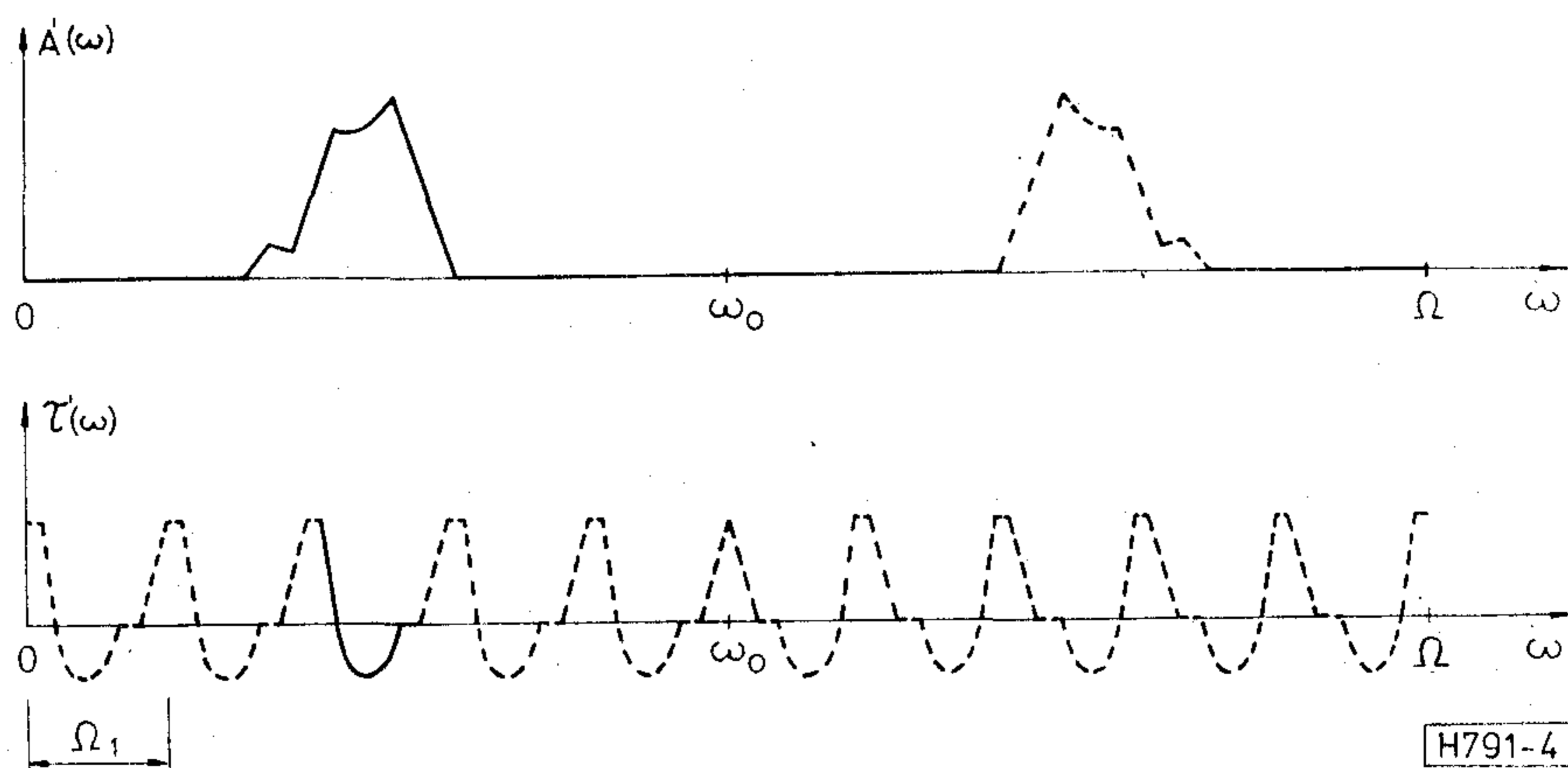
Összefoglalás

Kidolgoztunk egy kvázi analitikus számítási eljárást aszimmetrikus amplitúdó- és változó futásiidő-karakterisztikájú AFH-szűrők tervezésére. A hosszúsúlyozott ID átalakító elektródarendszerének méretezését — az ismert eljárásoktól eltérően — az amplitúdó- és a futásiidő-karakterisztikák sorfejtésére vezettük vissza.

A fenti módszer segítségével megterveztük a hazai előírásoknak megfelelő kétnormás TV KF-szűrő elektródarendszerét, amelynek gyakorlati megvalósítását a következő munkában [34] ismertetjük. A számítások során a szintézist idealizált feltételekkel végeztük. A szükséges korrekciókat ekvivalens áramköri modell [26] alapján határoztuk meg. Végül megemlítjük, hogy a numerikus számításokra egy kibővített memóriájú (8000 B) EMG 666 típusú programozható asztali kalkulátort használtunk.

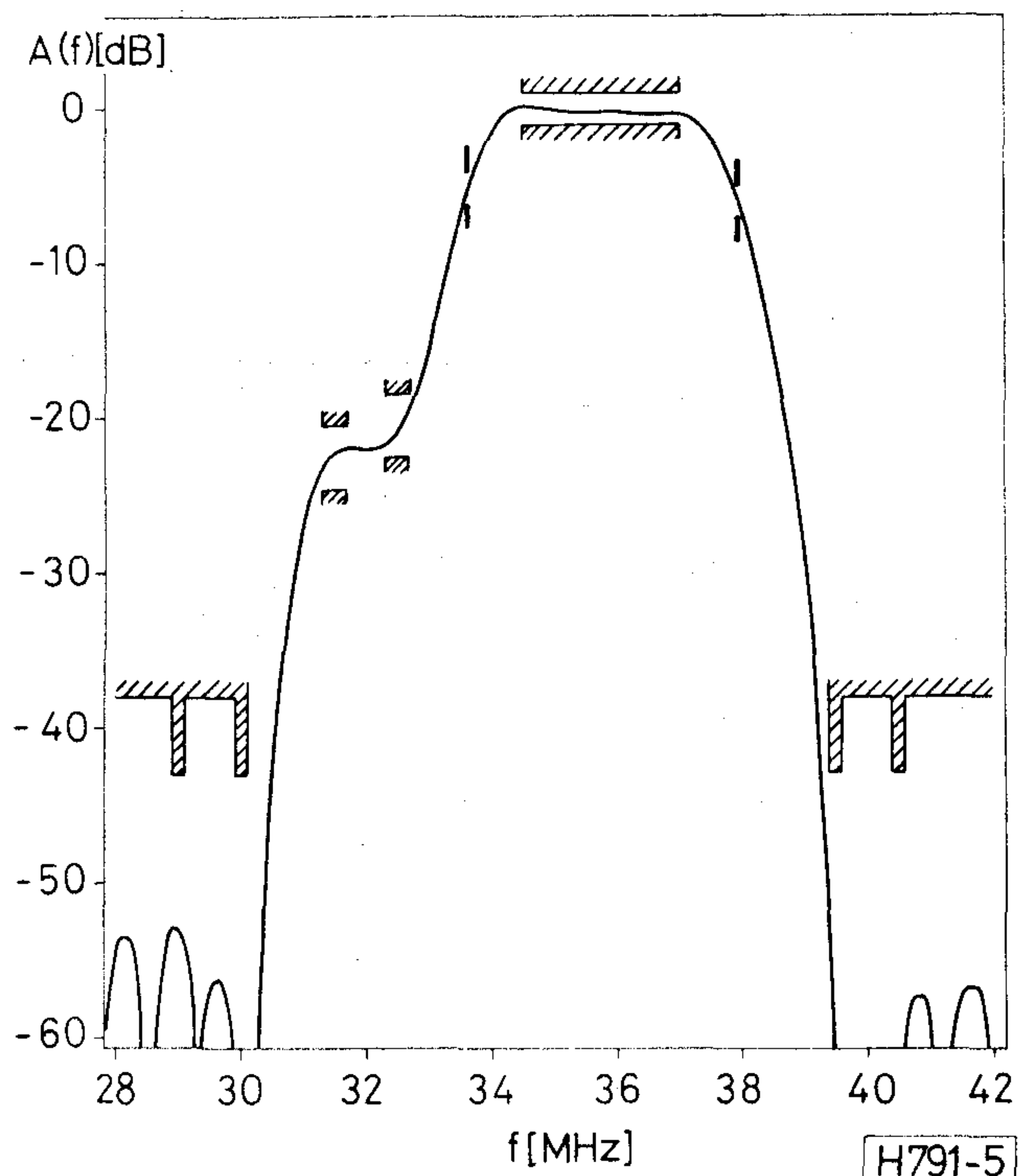
I R O D A L O M

- [1] R. C. Williamson: Case Studies of Successful Surface-Acoustic-Wave Devices. 1977. IEEE Ultrasonics Symp. Proc., pp. 460–468.
- [2] G. Chao: Surface Acoustic Wave Devices Move into High-Volume Markets. Electrical Design News, May 1977, pp. 96–99.
- [3] A. J. Slobodnik—T. L. Szabó—K. R. Laker: Miniature SAW Filters. Proc. IEEE, V. 67, No. 1. (1979) pp. 129–146.
- [4] Rösner B.—Püspöki S.—Andrási Ané: Akusztikus felületi hullámszűrő-struktúrák vizsgálata. Híradástechnika, XXV. évf., 11. sz. (1974) 333–337. o.
- [5] S. Püspöki—B. Rösner: Wideband electronic tuning of SAW devices. Electronics Letters, V. 12, No. 20 (1976) p. 518.
- [6] S. Püspöki—B. Rösner—M. Andrási: Surface acoustic wave bandpass filters with asymmetric frequency response. Alta Frequenza, V. XLV, No. 12 (1976) pp. 766–768.
- [7] Andrási Ané—Beleznay F.—Püspöki S.—Serényi M.: Akusztikus felületi hullámú eszközök kutatása. MFKI '77 Évkönyv, 115–118. o.
- [8] M. Andrási—F. Beleznay—S. Püspöki—M. Serényi: Research and Development of Acoustic Surface Wave Devices. MFKI '78 Yearbook, pp. 79–81.
- [9] Püspöki S.—Serényi M.: Akusztoelektromos felületi hullámú (AHF) TV KF szűrők tervezése és megvalósítása. — Előadás, Alkatrész Konferencia, Szombathely, 1979. szeptember.
- [10] Püspöki S.: Akusztikus felületi hullámok gyakorlati hasznosítása. Előadás a MTA Szilárdtest-fizikai Komplex Bizottság tudományos ülészakán, Gyöngyös, 1979. november.
- [11] Püspöki S.: Jelentés az akusztoelektromos eszközök fejlesztésével és technológiájával kapcsolatos kutatási-fejlesztési feladatok elvégzéséről. MFKI, 1979. november.

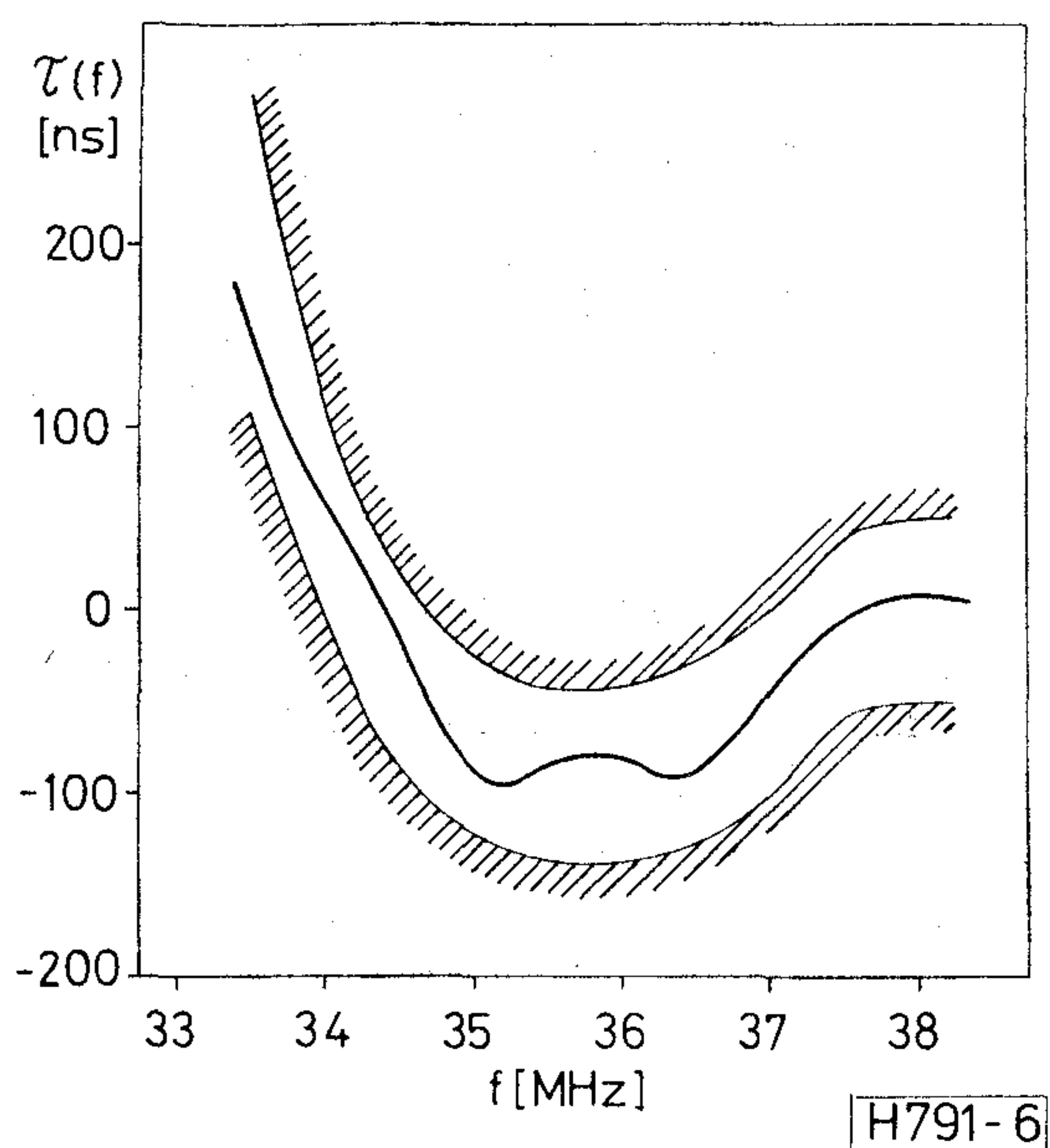


4. ábra. Az amplitúdó- és a futásiidő-karakterisztika kiegészítésének szemléltetése:

—— kívánt válasz
 - - - - kiegészítő válasz



5. ábra. A kétnormás szűrő relatív amplitúdó-karakterisztikája



6. ábra. A kétnormás szűrő relatív futásiidő-karakterisztikája

- [12] *Andrási Ané—Beleznay F.—Püspöki S.—Serényi M.*: Akusztikus felületi hullámok terjedésén alapuló KF-szűrők kifejlesztése színes televízióhoz. MFKI '79 Évkönyv, 22–24. o.
- [13] *Beleznay F.—Püspöki S.*: Részjelentés az akusztoelektromos eszközök fejlesztésével és technológiájával kapcsolatos kutatási-fejlesztési feladatok elvégzéséről. MFKI, 1978. június.

- [14] *Püspöki S.*: TV KF szűrő tervezése analitikus úton. — Részlet a TV KF fokozatokban használatos akusztikus felületi hullámszűrők (AFH) gyártástechnológiájának továbbfejlesztése című jelentésből (összeállították: Beleznay F., Püspöki S. és Andrási Ané) MFKI, 1979. június.
- [15] *D. W. Parker—R. G. Pratt—R. W. Smith—R. Stevens*: Acoustic surface-wave bandpass filters. *Mullard Technical Communications*, V. 14, No. 133 (1977) pp. 110–124.
- [16] *J. M. Aufran—E. D. Maloney*: Application of cad techniques to saw filters. *Electronic Engineering*, May 1977. pp. 51–54.
- [17] *Sadao Takahashi et al.*: SAW IF Filter on LiTaO₃ for Color TV Receivers, *IEEE Trans. Consumer Electronics*, V. 24, No. 3. (1978) pp. 337–346.
- [18] *P. M. Jordan—B. Lewis*: A Tolerance-related Optimised Synthesis Scheme for the Design of SAW Filters with Arbitrary Amplitude and Phase Characteristics. 1978. *IEEE Ultrasonics Symp. Proc.*, pp. 715–719.
- [19] *Nagy J.*: Mikrohullámú akusztika. *Híradástechnika*, XXIV. évf., 12. sz. (1973) 359–365.
- [20] *Elek K.—Pfliegel P.*: Aszimmetrikus amplitúdó-és futásiidő-karakterisztikájú AHF szűrők szintézise. *Híradástechnika*, XXXI. évf., 9. sz., (1980) 321–326. o.
- [21] *R. H. Tancrell—M. G. Holland*: Acoustic Surface Wave Filters. *Proc. IEEE*, V. 59, No. 3 (1971) pp. 393–409.
- [22] *G. L. Matthaei*: Acoustic Surface-Wave Transversal Filters. *IEEE Trans. Circuit Theory*, V. 20 No. 5. (1973) pp. 459–470.
- [23] *R. H. Tancrell*: Analytic Design of Surface Wave Bandpass Filters. *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, V. 21, No. 1. (1974) pp. 12–22.
- [24] *W. S. Jones—C. S. Hartmann—T. D. Sturdivant*: Second Order Effects in Surface Wave Devices. *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, V. 19, No. 3. (1972) pp. 368–377.
- [25] *R. F. Mitchell*: Surface Acoustic Wave Transversal Filters: Their Use and Limitations. *IEE Conf. Publ.* 109, 1973, pp. 130–140.
- [26] *W. R. Smith*: Basics of the SAW Interdigital Transducer. *Wave Electronics*, V. 2, No. 1/2/3. (1976) pp. 25–63.
- [27] *H. M. Gerard*: Principles of Surface Wave Filter Design. In *Topics in Applied Physics*, A. A. Oliner Ed., V. 24, Springer-Verlag, Berlin 1978, pp. 61–69.
- [28] *A. J. Slobodnik*: Materials and Their Influence on Performance. In *Topics in Applied Physics*, A. A. Oliner Ed., V. 24, Springer-Verlag, Berlin 1978, pp. 225–303.
- [29] *R. F. Milsom*: Bulk Wave Generation by the IDT. *Wave Electronics*, V. 2., No. 1/2/3. (1976) pp. 64–81.
- [30] *F. G. Marshall—C. O. Newton—E. G. S. Paige*: Theory and Design of the Surface Acoustic Wave Multistrip Coupler. *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, V. 20, No. 2. (1973) pp. 124–133.
- [31] *K. W. Moulding—D. W. Parker*: A Technique for SAW Bandpass Filter Design. 1974. *IEEE Ultrasonics Symp. Proc.*, pp. 168–171.
- [32] *T. J. Boege—G. Chao—W. S. Drumond*: Design Arbitrary Phase and Amplitude Characteristics in SAW Filters. 1976. *IEEE Ultrasonics Symp. Proc.*, pp. 313–316.
- [33] *R. Bracewell*: The Fourier Transform and its Applications. McGraw-Hill Book Co., New York 1965, pp. 209–211.
- [34] *Andrási Ané—Beleznay F.—Püspöki S.—Serényi M.*: Akusztikus felületi hullámú TV KF szűrő gyakorlati megvalósítása. *Híradástechnika*, megjelenés alatt.

Fényvezetős összeköttetések zaj- és torzításforrásai

DR. SOMOGYI JÁNOS
(TERTA)

Az átviteli utak fő minőségi jellemzői között a torzítás és a zaj kiemelkedő helyet foglalnak el. Ezek számos esetben közös forrásból származnak, így megengedhetőnek látszik együtt való tárgyalásuk, annál is inkább, mivel sokszor egymásnak okai is. Ez alól a fényvezetős rendszerek sem képeznek kivételt.

A fényvezetős összeköttetéseken keletkezett számos zajforrás már az előző rendszereknél is valamilyen formában előfordul és vizsgálatuknál csak az újfajta eszközök szerkezetére kell a régebbi elméletet alkalmazni. Mutatkozott azonban néhány olyan jelenség is, melyek ezen rendszerek különlegességéül számítanak és idáig még nem tapasztalták őket.

A tárgyalandó zajtípusok egy része szükségszerűen jelentkezik és nagyságuk számításal előre meghatározható, vannak azonban olyanok is, melyek a helytelen tervezésnek vagy szerelésnek a következményei és így inkább hibajellegűek.

Ezek a zavaró jelenségek elsősorban az analóg átvitelt befolyásolják károsan, de hatásuk alól nem mentesülhet a digitális átvitel sem [1].

1. Fényforrások nemlineáris tulajdonságai

Nagy távolságú átvitel adójában a félvezető lézerek mutatkoznak a legcélszerűbb fényforrásnak a jó fénykihasználást lehetővé tevő eléggé összetartó

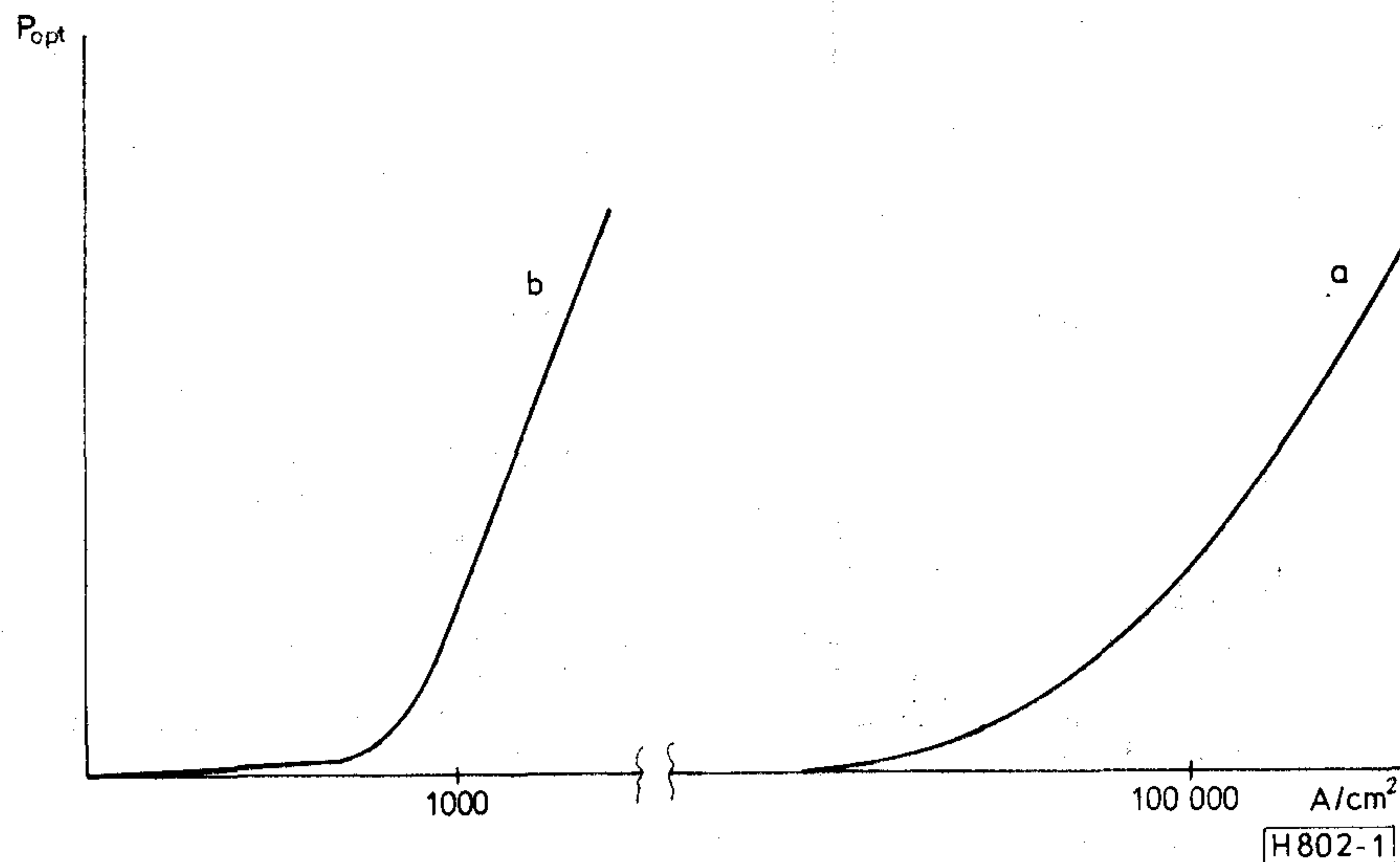
sugárnyalábuk és az anyagi szórás (material dispersion) alacsony szintjét biztosító keskeny sugárzási sáv szélességük miatt.

A lézerszerű működés létrehozására az első példányok igen nagy ($100\,000\text{ A/cm}^2$ körüli) áramsűrűséget igényeltek és ez csak egész rövid élettartamot tett lehetővé. Az áram-fényintenzitás jelleggörbéjük is erősen görbült volt. A fejlődés, mely elsősorban az élettartam növelését kívánta elérni, az áramsűrűség leztorítását (kb. 1000 A/cm^2) eredményezte és egyben a jelleggörbe oly mértékű kiegyenesedését hozta magával, hogy az a lézerek bizonyos intenzitás modulációs célokra való felhasználását is lehetővé tette (1. ábra). Ilyen alkalmazási terület lehet pl. a kábeles televízió. Negatív fényvisszacsatolással a linearitás természetesen tovább növelhető.

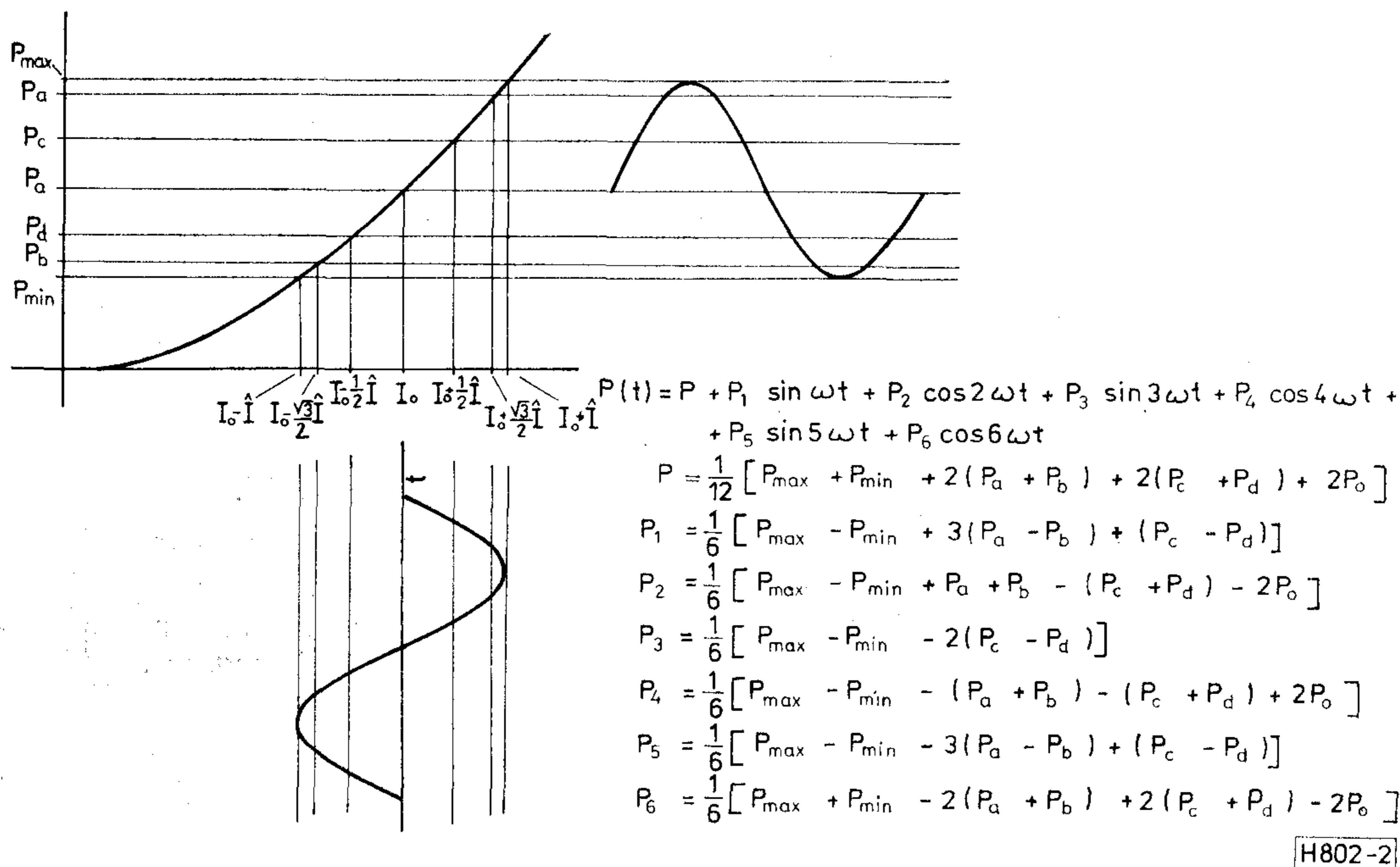
Az árammal történő vezérlés alatt a fényintenzitás nemlinearitása következtében keletkezett harmonikusokat a jelleggörbe birtokában ismert módon kiszámíthatjuk (2. ábra).

Egy külön probléma jelentkezik a fényadó eszközök kivezérése alatt. Statikus körülmények között vizsgálva kielégítően lineárisak is ugyan a tulajdonságaik, hőre meglehetősen nagy az érzékenyséjük. Fényintenzitásuk hőfokegyütthatója kb. $-1\%/^{\circ}\text{C}$ -ra tehető. Ehhez jön még a lézerek sajátos tulajdonsága a lézerműködés küszöbértékének hőfokfüggősége, mely $+1\%/^{\circ}\text{C}$ körül van. A lézer működő szerkezetének méretei és így hőkapacitása is igen kicsi és így egyetlen impulzus tartama alatt

Beérkezett: 1981. V. 28.



1. ábra. Lézerdiódák jelleggörbéje; a) régebbi konstrukciójú lézerek, b) modern konstrukciójú lézerek



H802-2

2. ábra. Nemlineáris jelleggörbén keletkezett harmonikusok grafikus kiszámítása

is már annak számottevő felmelegedése következhet be. Mivel a lézer kivezérése a küszöb felett (az 1. ábra viszonyait figyelembevéve) 10–50%-ra tehető, könnyen előáll az a helyzet, hogy az impulzus tartama alatti melegedés alatt a fentiek következtében a kimenő jelben torzítás következik be. Ezt még tovább komplikálhatja az impulzussorozatok találmánra történő elrendeződése (pattern effect).

Az említett tényezők hatása természetesen jelentkezik analóg jellel való vezérlés esetén is. A keletkező harmonikus torzítás a kivezérése, a hőellenállás és a villamos ellenállás függvénye [1].

2. Vevőeszközök zajforrásai

Nagy távolságú összeköttetéseknel a fényjelek vételére elsősorban lavina fotódiódák (avalanche photodiode, APD) és PIN diódák jönnek számításba. Ez utóbbiak jelen vizsgálatunk szempontjából $M=1$ sokszorozási tényezőjű lavinadiódának tekinthetők.

A lavinadiódák áramát az

$$I_{ph} = M \cdot I_{ph0} = \eta \cdot \frac{e}{h \cdot \nu} \cdot M \cdot P_0 \quad (1)$$

egyenlet fejezi ki, melyben I_{ph} a lavina fotódióda kimenő árama, I_{ph0} az erősítés nélkül vett dióda kimenőárama, η a kvantumhatásfok, $h \cdot \nu$ a foton energiája, e az elektron töltése, M a lavina erősítési tényező és P_0 a beeső fény energiája.

A beeső fénynek m_d modulációs mélységgel való modulálása esetén a jeláram négyzetátlaga (ami az 1 ohm terhelés esetén számszerűen megegyezik a teljesítménnyel)

$$\langle i_s^2 \rangle = \frac{1}{2} \cdot \left(\eta \cdot \frac{e}{h \cdot \nu} \cdot m_d \cdot M \cdot P_0 \right)^2 \cdot m_b^2 \quad (2)$$

ahol m_b az alapáram tényező ($I/I_{\text{üresjárás}}$).

Ennek az áramnak a zavaraiából származnak a vételnél támadt egyes zajtípusok, melyeket az alábbiakban tárgyalunk.

Az optoelektronikai eszközök leglényegesebb zaja a *kvantumzaj* (quantum noise). Megemlítendő, hogy optoelektronikai vevők méretezésénél a többi zajtényező mellőzésével a kvantumzaj és a hőzaj optimális arányának a meghatározása a legfőbb tervezési szempont. A lavinadiódáknál a kvantumzaj két részből tevődik össze.

Az egyik rész a *sörét zaj* (shot noise), mely a lavinaeffektus nélkül vett dióda áramának a valószínűségi eloszlás szerinti fluktuációjából származik. Nagyságát az

$$\langle i_{sh}^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot I_{ph0} \cdot B \quad (3)$$

egyenlet szabja meg, melyben B az effektív sáv szélességet és I_{ph0} az átlagos áramot (mely jelen esetben a nyugalmi árammal megegyező) jelenti.

A kvantum zaj másik része az ún. *többlet zaj* (excess noise), mely a lavinadiódák multiplifikációs folyamata valószínűségi eloszlás szerinti természetének következménye. Míg a jel erősítése az egyes töltéshordozók M erősítése átlagának négyzetétől, $\langle M \rangle^2$ -től függ, a zajé az egyes töltéshordozók erősítése négyzetének átlagától $\langle M^2 \rangle$ -től. Így $\frac{\langle M^2 \rangle}{\langle M \rangle^2} > 1$ arányban zajtöbblet keletkezik. Nagyságát az

$$\langle i_e^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot I_{ph0} \cdot M^2 \cdot F_e \cdot B \quad (4)$$

egyenlet írja le, melyben M az átlagos sokszorozási tényező, F_e pedig a többletjajtényező.

F_e értéke részben a konstrukciótól függ. Függ továbbá a gerjesztés módjától is: a fotonok lyukakat vagy elektronokat szabadítanak ki a dióda kristályrácsában. Ezek aránya a dióda teljes erőterére vég-

zett effektív ionizáció értékelésével: $k_{\text{eff}} = (\beta/\alpha)$, mely egyenletben α jelöli az elektronok ionizációs együtthatóját, β pedig a lyukakét. Ezek előrebocsátásával F_e értékének M -től való függősége a következőképpen írható le

$$F_e(M) = M \cdot \left[1 - (1 - k_{\text{eff}}) \cdot \left(\frac{M-1}{M} \right)^2 \right] \quad (5)$$

Ennek értéke $M \gg 1$ esetén

$$F_e(M) = 2 \cdot (1 - k_{\text{eff}}) + k_{\text{eff}} \cdot M \quad (6)$$

re egyszerűsödik. A fenti egyenletekben szereplő k_{eff} értéke szilíciumnál 0,02–0,04, germániumnál pedig 0,5 körülnek vehető. A periódusos rendszer III–V csoportjába tartozó anyagoknál a folyamatban levő vizsgálatok folyamán 0,3–1,0 értékeket találtak.

A teljes kvantum zaj, $\langle i_q \rangle$ 3)-nak és 4)-nek az összege.

A többlet zaj más tárgyalási módjánál a 3) egyenlet eredményét úgy módosítják, hogy a 4) egyenletben levő M kitevőjét 2 helyett $2+x$ -nek választják és ezt az x -et tekintik a többlet zajtényezőnek [2]. Így

$$\langle i_q^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot I_- \cdot M^{2+x} \cdot B, \quad (7)$$

mely egyenletben I_- a jeláram egyenáramú összetevőjének és a sötétáramnak az összege. Így látható, hogy a többlet zaj a moduláció módjától is függ. A 7. egyenletben levő x többlet zajtényező szintén függ az anyag minőségétől, a töltéshordozók fajtájától, továbbá a szerkezet konstrukciós kialakításától. x nagysága germánium esetén 1,0, szilícium esetén 0,4 körül van.

A többlet zaj nagysága határozza meg elsősorban a lavinadiódák minősítését és alkalmazását más (PIN) fotódiódákkal összehasonlítva [3].

Természetesen a fotódiódáknál is jelentkezik a hőzaj (thermal noise). Nagyságát az

$$\langle i_T^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{\text{equ}}} \cdot B \cdot F_T \quad (8)$$

egyenlet határozza meg, melyben k a Boltzmann állandó ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T az abszolút hőmérséklet, R_{equ} az egyenértékű terhelési ellenállás, mely a dióda munkaellenállásának és az őt követő erősítő párhuzamosan kapcsolt bemenő ellenállásának eredőjét jelenti, F_T pedig a hőzajtényező.

A fénydetektor félvezető konstrukciójából következik a sötétáram-zaj (dark current noise), mely a hőhatásra a pn átmenetben keletkezett lyukak és szabad elektronok folytán jön létre és melynél szintén érvényesül a lavinadióda erősítő hatása. Nagysága az

$$\langle i_D^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot I_{d_0} \cdot M^2 \cdot F_d \cdot B \quad (9)$$

egyenlet szerint alakul, melyben I_{d_0} az alapdióda sötétárama és F_d a sötétáram zajtényezője. Erősen függ a dióda anyagától és ez a szilícium felhasználását indokolja.

További zajfajta, mely a sötétáram zajához hasonló a szivárgásiáram-zaj (leakage current noise),

mely elkerüli a dióda átmeneti zónáját. Benne nem jelentkezik a multiplikációs hatás. Nagyságát az

$$\langle i_L^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot I_L \cdot B \quad (10)$$

egyenletből kaphatjuk meg, melyben I_L a szivárgási áram.

Lavinadiódák esetén nem túl nagy jelentőségű és csak a teljesség kedvéért említendő meg a háttér-sugárzási zaj (background noise). Nagysága az

$$\langle i_B^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot I_b \cdot M^2 \cdot F_b \cdot B \quad (11)$$

egyenletből számítható ki, melyben $I_b = \eta \cdot \frac{e}{h \cdot \nu} \cdot P_b$ és P_b a háttér sugárzás átlagos beeső teljesítménye, továbbá F_b a háttér sugárzás zajtényezője. Ezt az áramot a kozmikus sugárzás és a környezet rádióaktív szennyeződésének sugárzása váltja ki.

Amennyiben a fényvezetős rendszer nem koherens fényforrással működik, hanem például LED-del, úgy ezen fényforrás szélesebb spektrumából következően még egy interferenciás zaj (beat noise) is keletkezhet. Ennek nagyságát az

$$\langle i_{BN}^2 \rangle = 2 \cdot I_{ph}^2 \cdot \frac{B}{J \cdot W} \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{B}{W} \right) \quad (12)$$

egyenlet adja meg, melyben $I_{ph} = \eta \cdot \frac{e}{h \cdot \nu} \cdot M \cdot P_0$, l. az 1) egyenletet, W a fényforrás spektrum szélessége és J egy a LED-re jellemző állandó a fényforrásból származó, a vevő által látott módusok száma. Az $\left(1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{B}{W} \right)$ mennyiség a legtöbb esetben 1-nek vehető.

Az előző felsorolásból a jelenlegi fényvezetős rendszerek esetén a két utolsó (a háttér sugárzási és az interferenciazaj) gyakorlatilag elhanyagolható. Elhanyagolható továbbá a fotódiódák nemlinearitásából származó zavar, annál is inkább, mert ezek viszonylag csak kevéssé vannak kivezérelve [4], [5].

A keletkezett jel-zaj viszony nagyságát az előzőekből az

$$(\text{SNR})_{\text{IM}} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \left(\eta \cdot \frac{e}{h \cdot \nu} \cdot M \cdot m_d \cdot P_0 \right) \cdot m_b^2}{\langle i_q^2 \rangle + \langle i_T^2 \rangle + \langle i_D^2 \rangle} \quad (13)$$

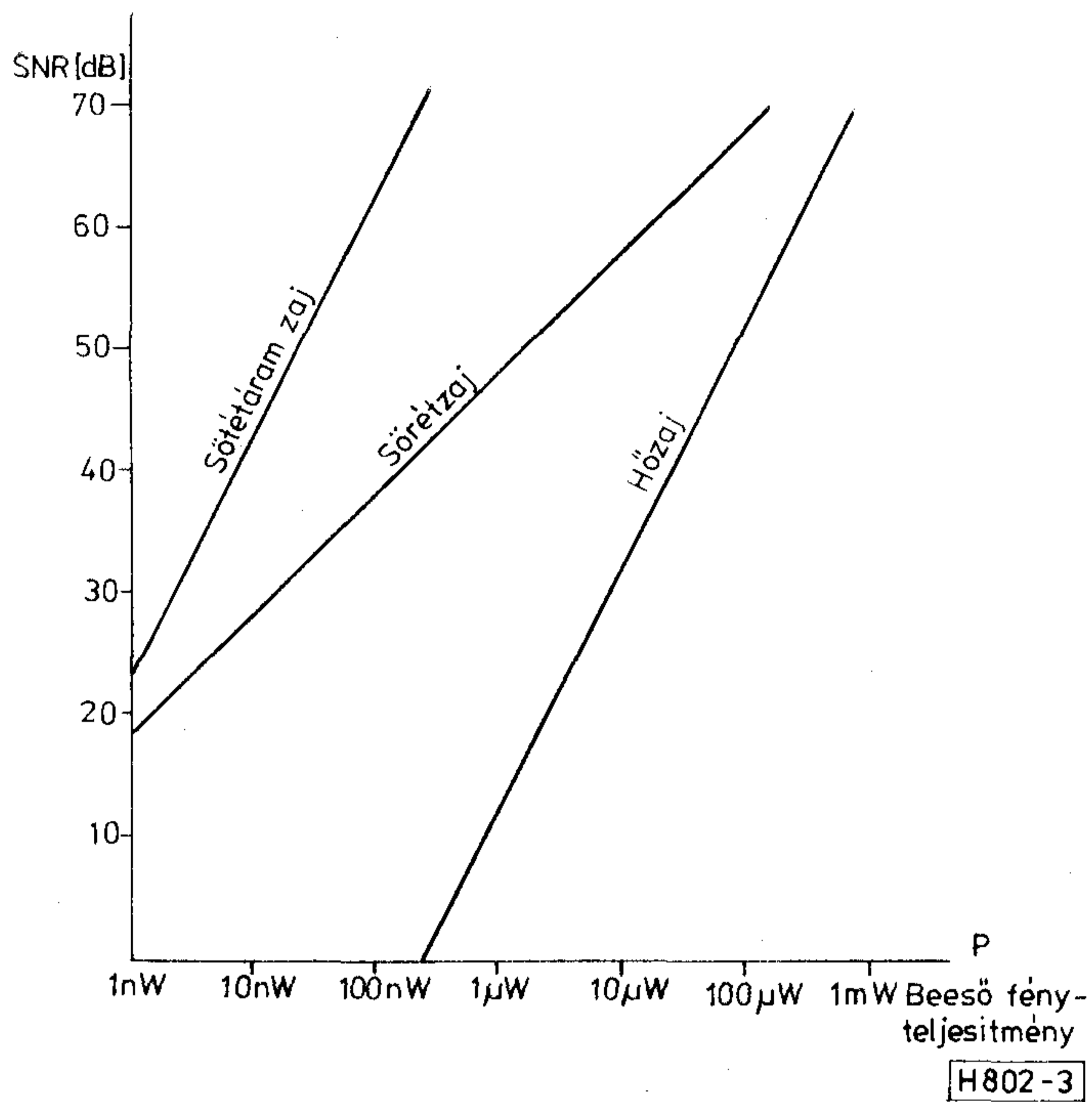
egyenlet adja meg.

Az intenzitás modulálás jel-zaj viszonya a 13) egyenletből közvetlenül kapható. Más modulációs fajták (FM, PPM, PCM) esetén további számítás szükséges a teljes átviteli úton keletkezett zaj meghatározására. A különböző impulzusmodulációknál pontosabb tervezés esetén a jelek és a szünetek alatt keletkező zaj külön-külön kiszámítandó és így lehet az áramkörök optimális viszonyait megállapítani. A számítás módjára l. az [5] irodalmat.

Az eddig említett lényegesebb zajfélések jellegzetes alakulását a 3. ábra mutatja.

3. Hiba jellegű zajok

Speciális optikai természetű zaj az optikai visszacsatolásból származó zaj, mely elsősorban a lézer



3. ábra. Lavinadióában keletkező zajfeszültségek lényegesebb fajtáinak a beeső fényáramtól való függősége

diódáknál jelentkezhethet, amennyiben a kibocsátott fény egy része az útjában fekvő valamilyen inhomogenitásról reflektálódik. Inhomogenitás lehet pl. a fényvezetőbe beiktatott csatlakozó felülete vagy a fényvezető szál toldásából származó zavaró részecske. Az ily módon létrejött zavar természetét illetően kétféle változatról beszélhetünk. Az egyik a kettős rezonátor vagy másképpen kettős kavítás (double cavity), a másik pedig az ún. külső fényhatás (external injection).

A folyamatot a 4. ábra teszi szemléletesebbé.

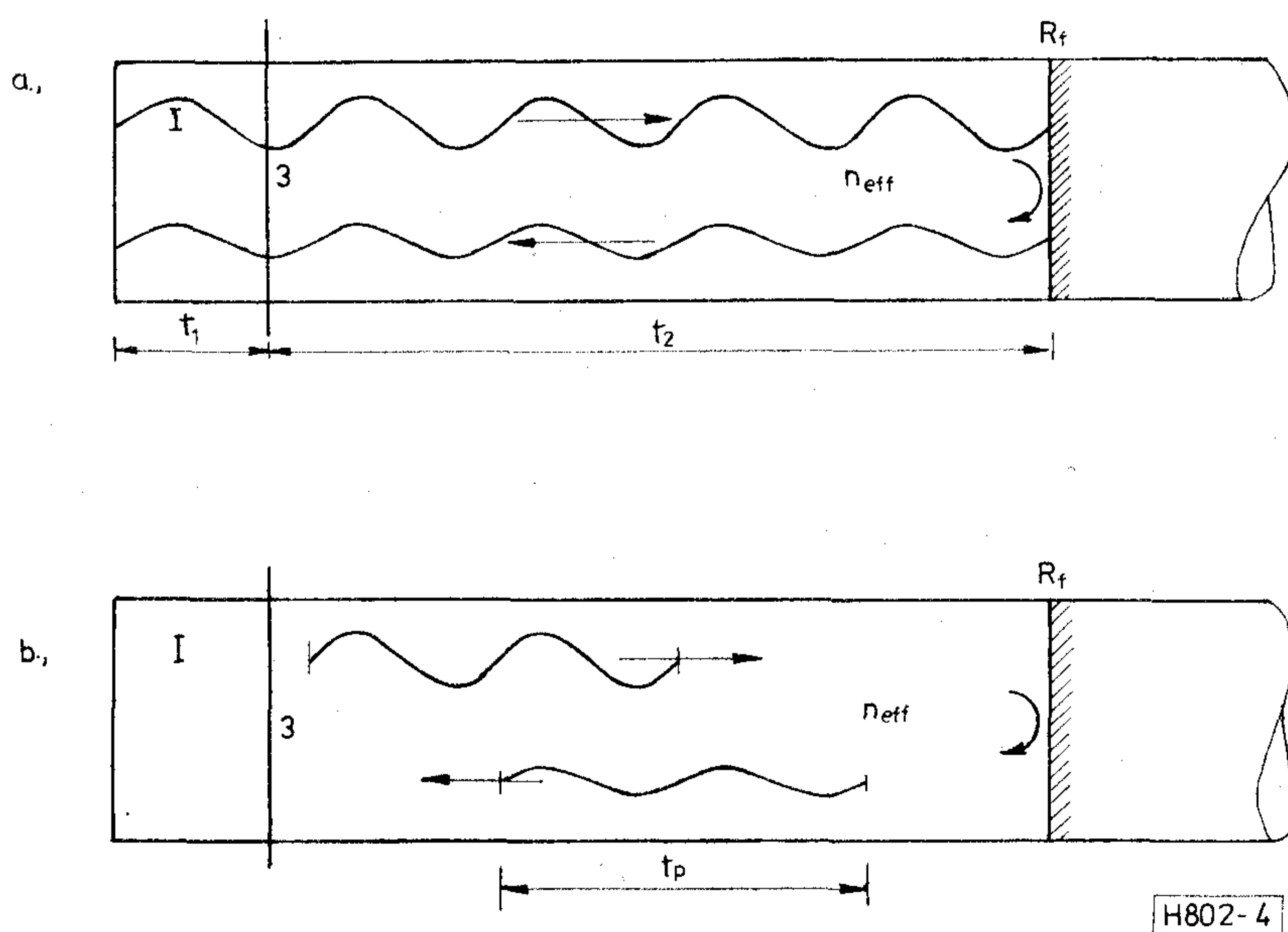
Az a) esetben, a kettős rezonátor esetében a reflexiós út hossza, l_2 kisebb, mint a benne haladó fényimpulzus vonulatának hossza, l_p , illetőleg ezen belül a koherens rész hossza l_c , azaz $l_2 \leq l_p, l_c$ és így egy teljesen zárt visszacsatolási hurok keletkezik. A b) esetben, a külső fényhatás esetében $l_2 > l_p$. Ez utóbbihoz hasonló felléphet $l_2 < l_p$ esetén is, ha $l_c < l_2$. Ebben az esetben zárt visszacsatolási hurok nem keletkezik, de a reflektált fény egy ideig még befolyásolni tudja a folyamatot. Ha az úthosszakat az impulzus idejével fejezzük ki a fényimpulzus úthossza a fényvezetőben: $l_p = \frac{\tau_1 \cdot c}{2 \cdot n_{\text{eff}}}$, a koherens fény útjának a hossza pedig $l_c = \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot (\Delta f)^2}$, mely egyenletekben τ_1 az impulzus időtartamát, c a fénysebességet a vákuumban, Δf pedig a fény frekvenciájának a sáv szélességét jelenti.

A lézer és a reflexiós pont közötti úthossznak rezgés- és hőhatásokra bekövetkezett változása, továbbá a visszaverődött fény szinkronizáló hatásának változása, mely pl. a lézer frekvenciáját elhúzza, zajtöbbletet okoz.

Mindkét említett esetben a vizsgálatok azt mutatják, hogy viszonylag kevés visszavert fény esetén is a bekövetkezett zavar jelentős lehet [6], [7].

Ezen jelenségek elméleti követésének bizonyos nehézséget okoz az a tény, hogy a lézer működésében igen sok tényező együttes hatása érvényesül. Ennek megfelelően irodalmi tárgyalásuk is csak meglehetősen nagy apparátussal volt lehetséges ezért a következőkben csak a kvalitatív leírásra szorítkozunk. Az analitikus eredményekből csak annyit említünk meg, hogy a lézer fényének burkoló görbéjét az

$$\bar{E}_1(t) = \frac{\bar{E}}{I/I_{th} - 1} \cdot [1 + (1 - R_L) \cdot \eta \cdot R_f \cdot \sin(\Omega_0 - \omega_i) \cdot t] \quad (14)$$



4. ábra. Az optikai visszacsatolás mechanizmusa; a) kettős rezonátor, b) „külső” fény hatására

egyenlet adja $2\tau_p(\Omega_0 - \omega_i) \ll 1$ esetén és

$$\bar{E}_1(t) \cong \bar{E}_0, \quad (15)$$

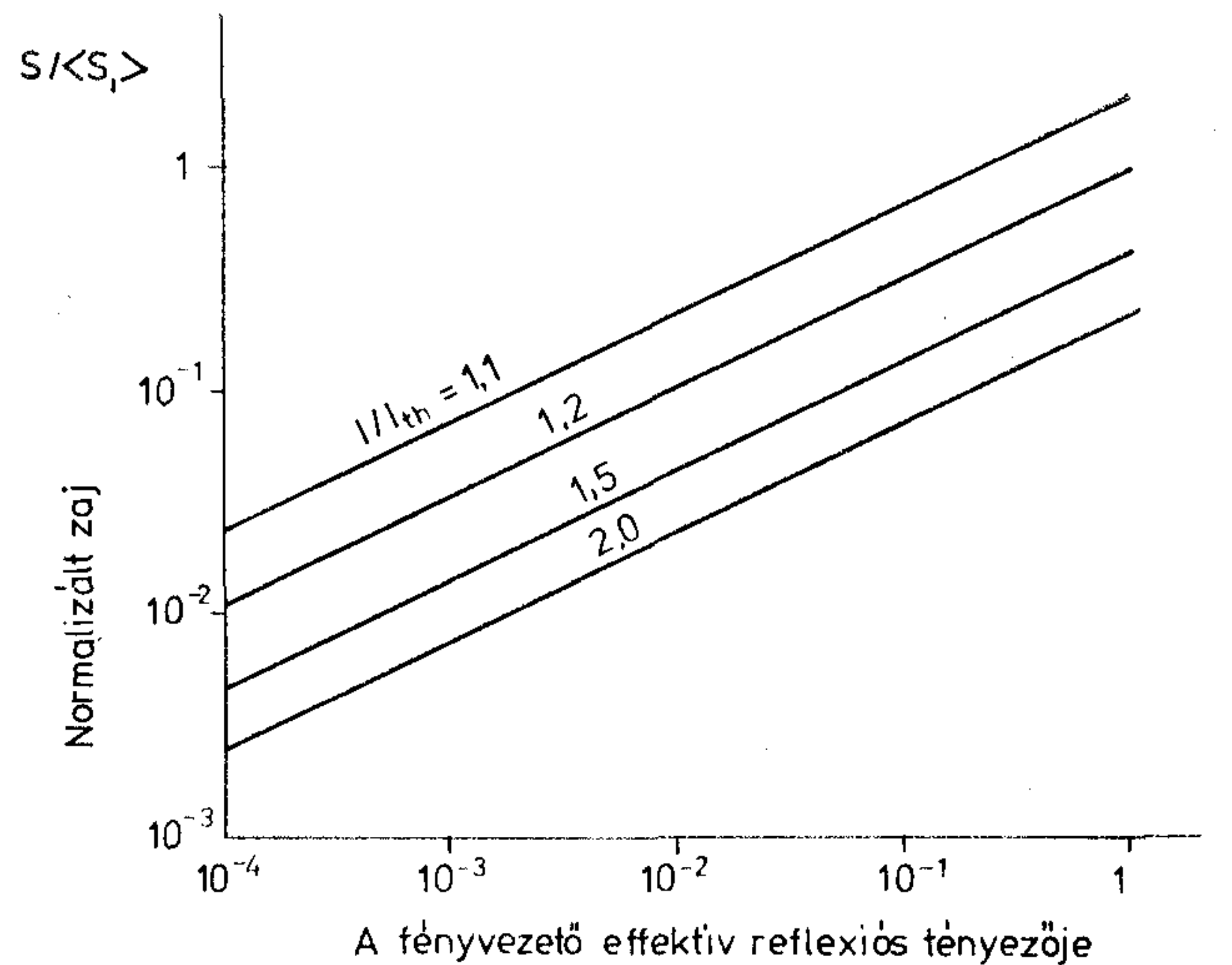
ha $2\tau_p(\Omega_0 - \omega_i) \gg 1$, mely hasonlóságban van egyéb csatolt rendszerekkel.

A fenti egyenletekben a már említett jelöléseken túl η a lézer és a külső rendszer közötti csatolási tényező, R_L a lézer reflexiós tényezője, R_f a szálban levő inhomogenitás reflexiós tényezője, I az átfolyó áram, I_{th} a lézer küszöbárama, \bar{E}_1 a gerjesztett térerősség, Ω_0 a rezonátor önrezgési körfrekvenciája és ω_i a külső rendszer önrezgési körfrekvenciája.

A lézer kimenetén megjelenő fényjelek jellegét az 5. ábra mutatja. Ezekből látszik, hogy a lézer kimenetén mutatkozó jel igen érzékeny a reflektált jel fázisára. Ez pedig változhat a fényvezető rendszer (mechanikus) rezgéséből, mivel a reflexiós pont távolsága a fény hullámhosszával összehasonlítva igen nagyra mondható, vagy pl. a lézer frekvenciájának a melegedéstől való változása miatt, ami azért lehet számottevő, mert a lézer működő szerkezetének méretei már a fény hullámhosszának nagyságrendjében vannak és a rajta átfolyó áram pedig igen nagy (1000 A/cm^2 nagyságrendű). A lézerből kilépő fény hullámhosszának hőfokfüggősége $0,1 \text{ mm/}^\circ\text{C}$ -ra tehető. A lézer hőmérséklete változásának hatására megváltozik a kilépő fény frekvenciája és modusa is ugrásszerűen változik. Így olyan állapot következik be, melyben már megszűnik a reflektált fény szinkronizáció hatása (locking-unlocking). A módusoknak ez az ugrása bizonyos fokig taláalomra történik.

Az említett hatásokról származik az ábrán látható hullámalakok lebegésszerű, illetőleg ugrásszerű változása, mely az átvitelben a jel vételénél torzítás-ként, vagy zavarként jelentkezik.

Az egyes tipikus esetekben a fényvisszacsatolásból származó zaj nagyságának kiszámításánál általában

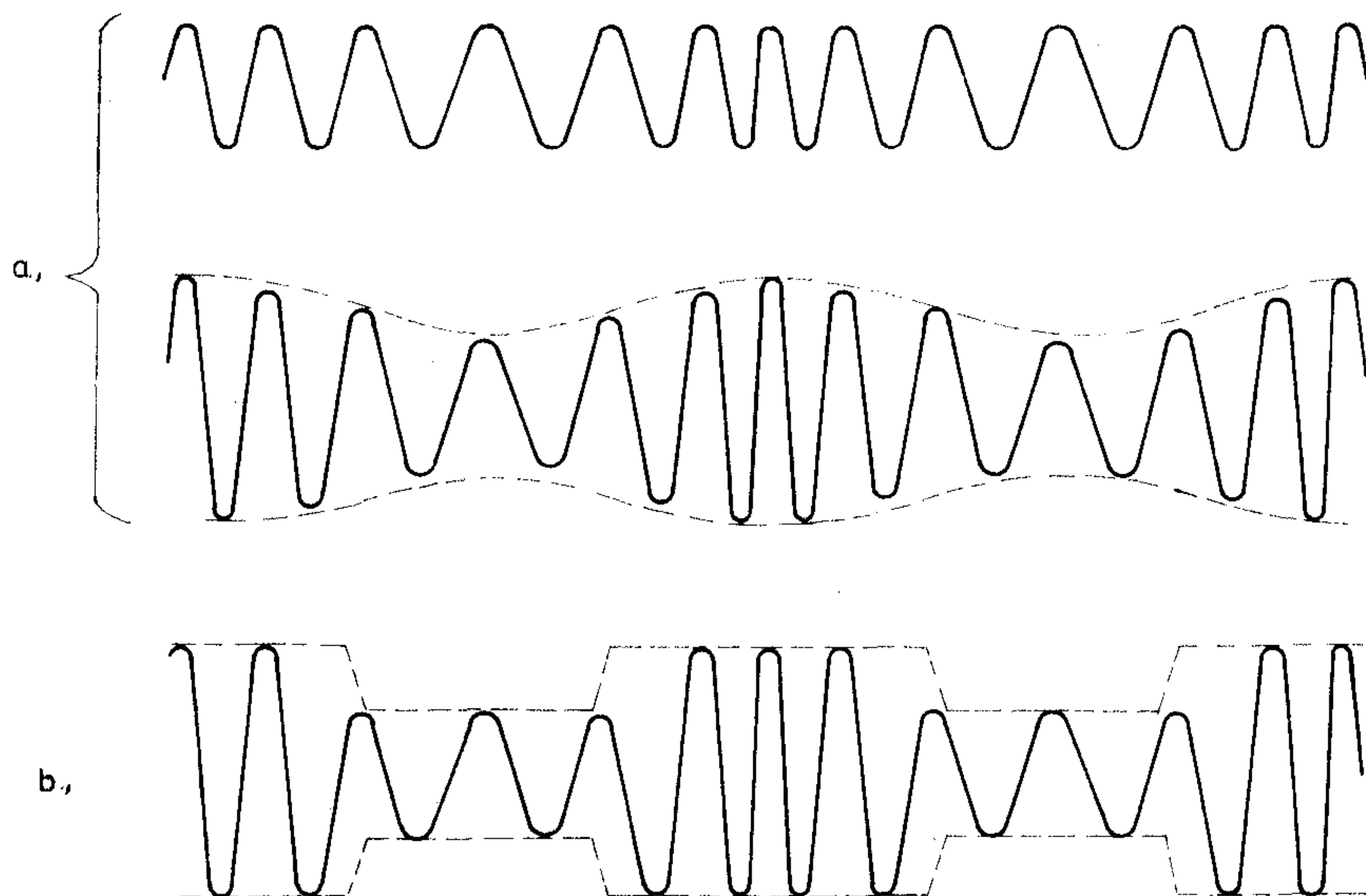


B 802-6

6. ábra. Fényingadozás mértéke a fényvezetőben levő effektív reflexió függvényében, a normalizált zaj (S_n/S_1) mértékével mérve

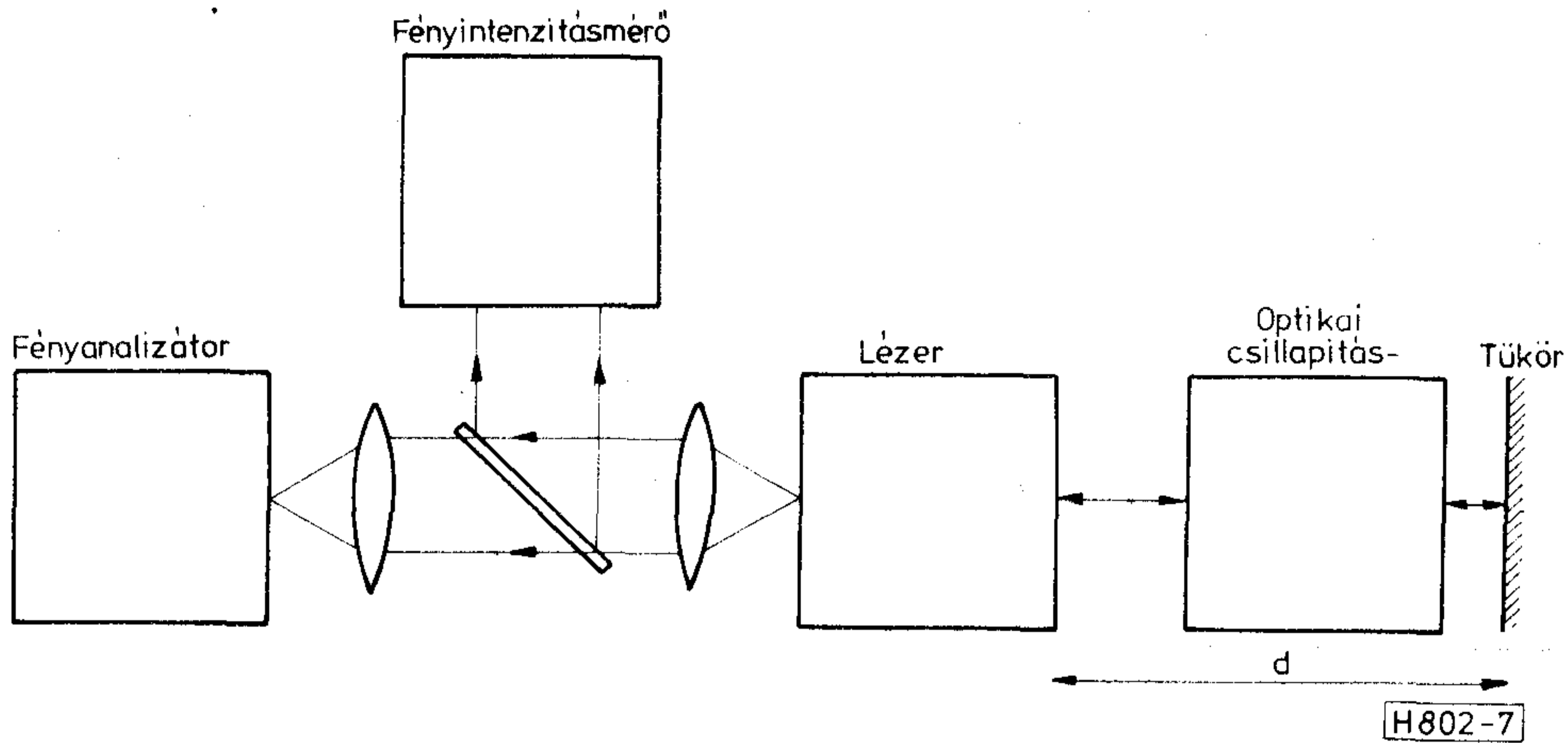
a 14) egyenletet vehetjük alapul az adott esetben lényegtelen tényezők elhanyagolásával. Minden esetben fennáll azonban az, hogy a zaj annál nagyobb, minél nagyobb az R_f reflexiós tényező és minél kisebb az $\frac{I}{I_{th}}$ arány (mely törtben I_{th} a lézer küszöbáramát jelenti). A fenti jelenség alakulását a 6. ábra vázolja.

A matematikai levezetésekkel kapott eredményeket kísérleti mérésekkel is igazolták. Egy ilyen kísérleti elrendezést mutat a 7. ábra. A lézerdióda mindkét oldalán lép ki fény. Az egyik oldalon kilépő fényt a fényteljesítmény mérésére és a fény hullámhosszának meghatározására alkalmas műszerekbe vezetik, a másik oldalon kilépőt pedig az optikai visszacsatolás létesítésére. Ez utóbbinál a visszacsato-

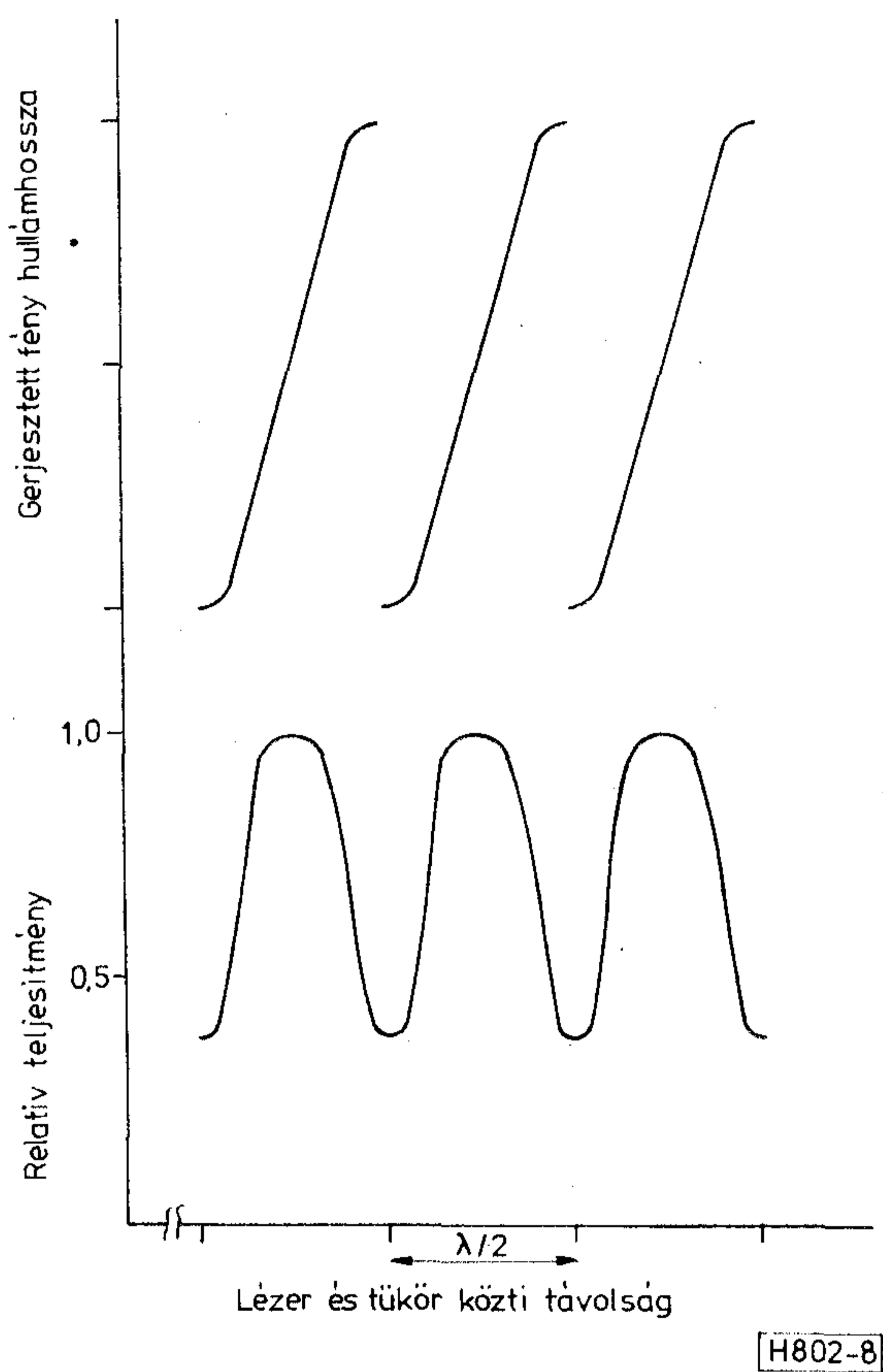


B 802-5

5. ábra. Optikai visszacsatolásból származó moduláció hatására a lézerből kilépő fényre a fáziseltolás és a frekvenciaváltozás következtében; a) kettős rezonátor, b) „külső” fény hatására



7. ábra. Optikai visszacsatolás hatásának vizsgálatára szolgáló mérési elrendezés vázlata



8. ábra. A lézer kimenő jele változásának jellege a visszacsatolási út hosszától függően

lasi út hossza a reflektáló tükör távolságának beállításával, a visszacsatolás foka pedig az optikai csillapítótag állításával szabályozható.

Az intenzitásnak és a gerjesztett fény hullámhosszának a visszacsatolási úttól való függőségét a 8. ábra mutatja.

A lézerből kilépő fény intenzitásának a visszacsatolási útban levő csillapítástól való függés jellegét mutatja a 9. ábra.

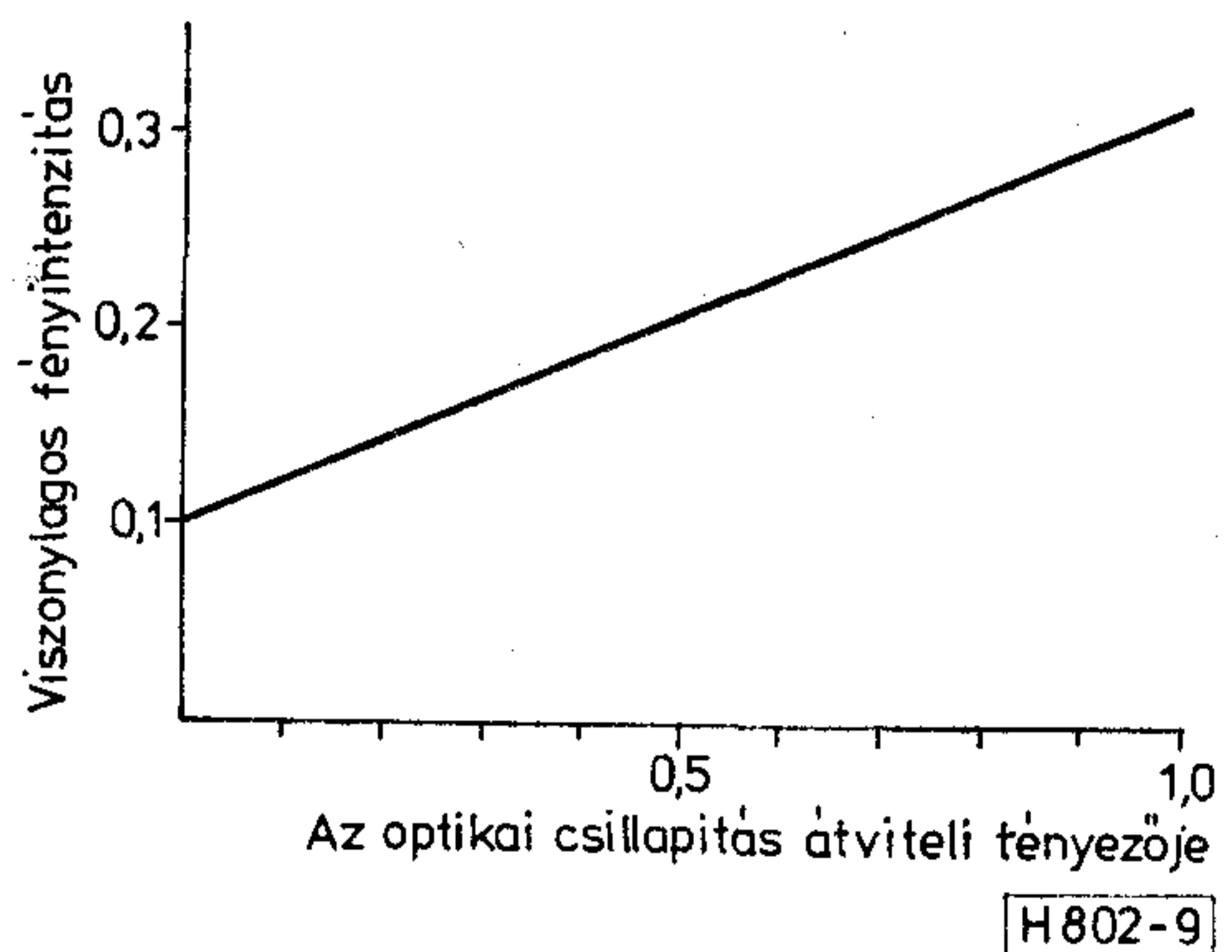
Az optikai visszacsatolás érdekes módon meg tudja

változtatni a lézer rezgési állapotát is: a visszacsatolás nélkül egy móduson rezgő lézer visszacsatolás hatására több móduson képes rezegni, a visszacsatolás mértékétől és a visszacsatolási úttól függően. Ugyancsak megváltozik a sugárzási spektrum is.

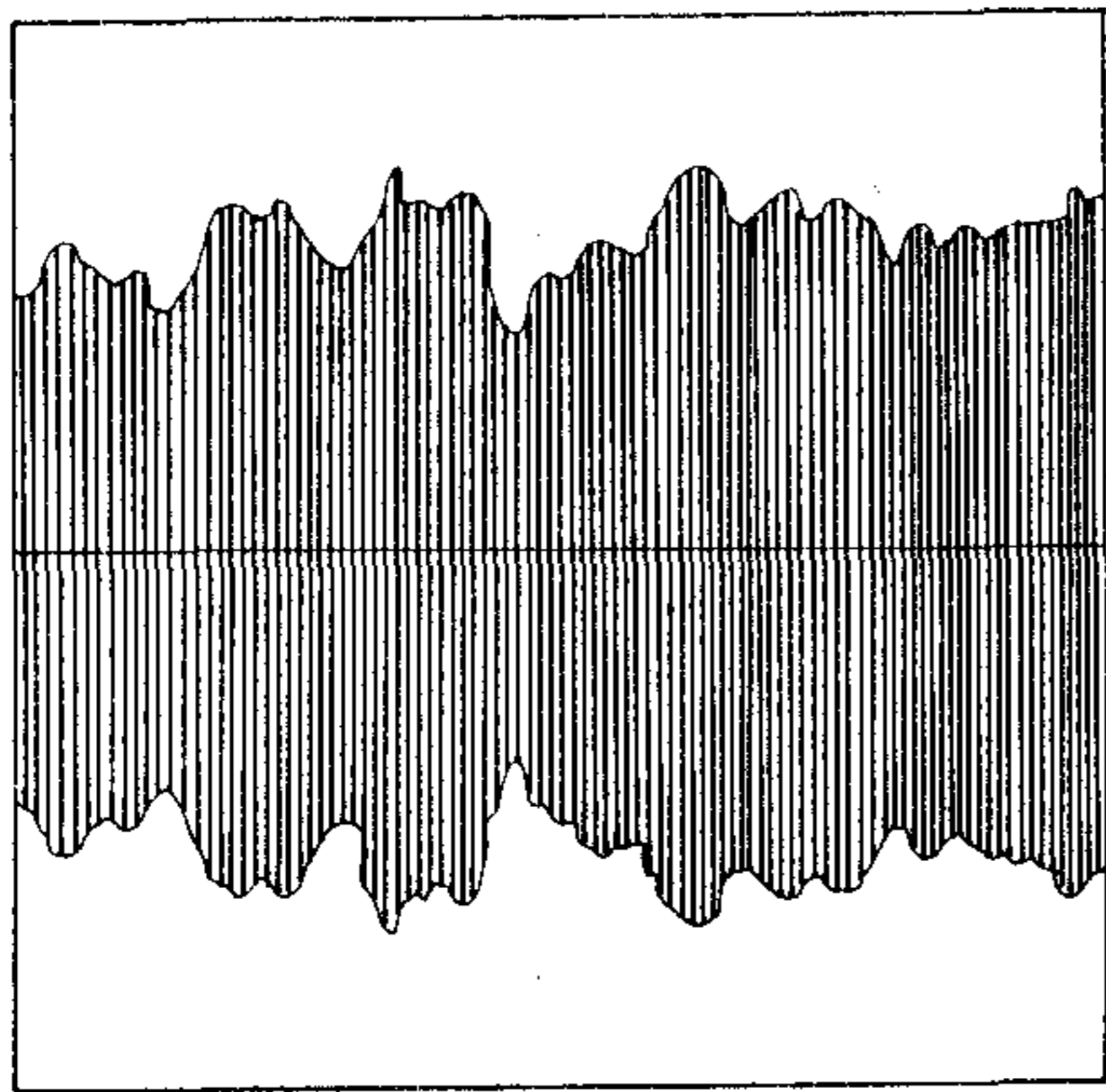
A lézer működését tekintve bizonyos fokig optikai erősítőnek tekinthető, így ez a visszaverődött módusokkal együtt egyéb eredetű saját zaját is felerősíti. Ez szintén egy olyan tény, mely szükségessé teszi a reflektált fény minél tökéletesebb elnyomását.

A másik speciálisan a fényvezetőkre jellemző zajjelenség a *móduszaj* (modal noise) néven ismert. Ez különösen az egyébként ideálisnak tartott, koherens hullámú és keskeny sávú lézerek esetén jelentkezik. A megfigyelések azt mutatták, hogy ha fényvezetőkben rossz csatlakozás vagy kötés van, a szálnak egészen kis mechanikai torzítása vagy a lézer frekvenciájának kis mértékű változása már számottevő vételi zajt okoz. Ez világosan látható, ha a vett jelet egy lassan futó oszcilloszkópon vizsgáljuk (10. ábra).

Ilyen esetben, ha a lézert négyszöghullámmal moduláljuk, a vett jel alakját tág határok között lehet változtatni a fényvezető szál hajlításával. Ha a lézert közvetlenül működésének küszöbértékére feszítették elő, a torzított ábrák még tovább romlottak (11. ábra) [8].

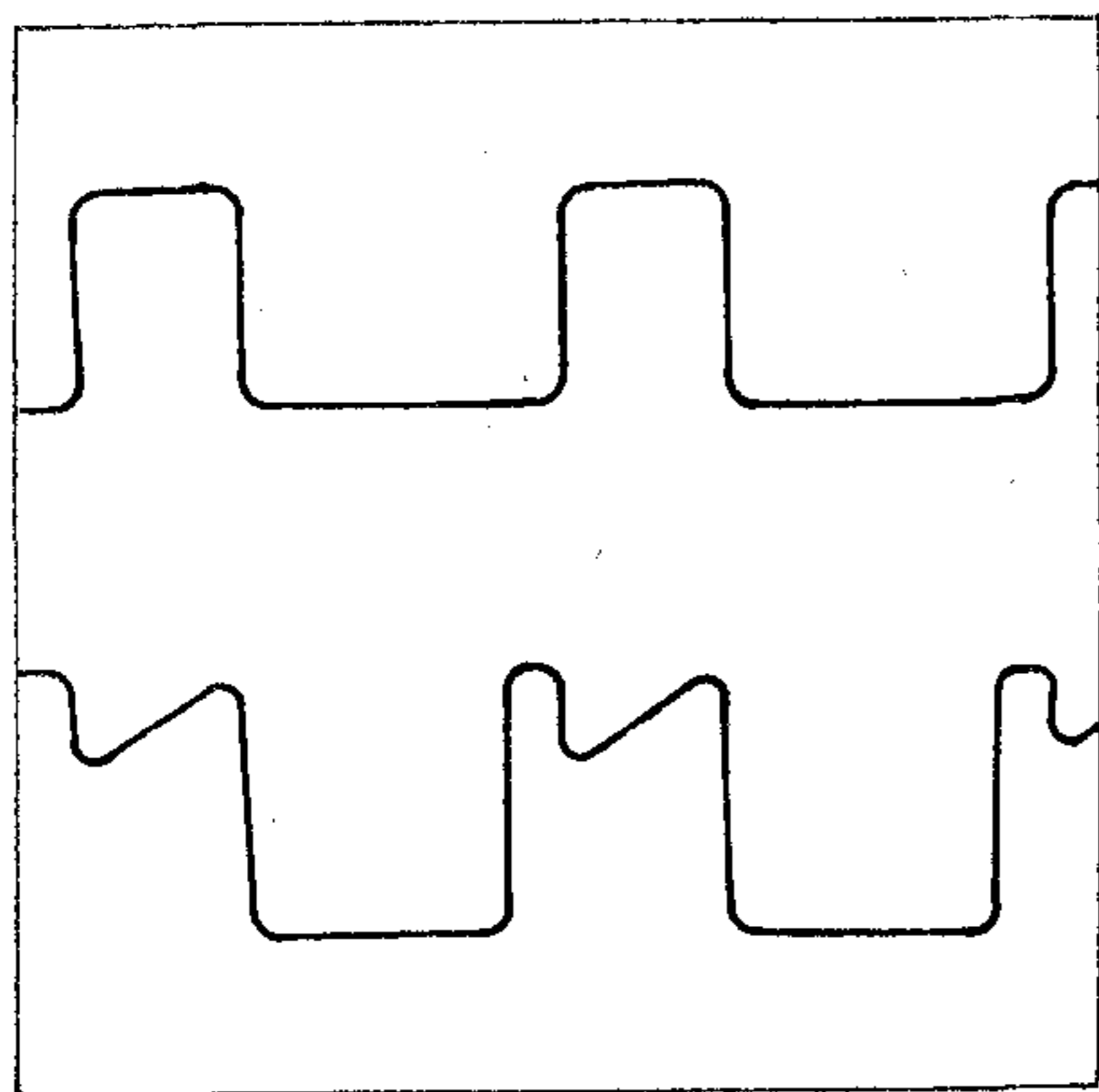


9. ábra. A lézer viszonylagos kimenő teljesítménye a visszacsatolás átviteli tényezőjétől függően



H 802-10

10. ábra. Fényvezető hajtogatására jelentkező zaj jellegzetes oszcillogramja

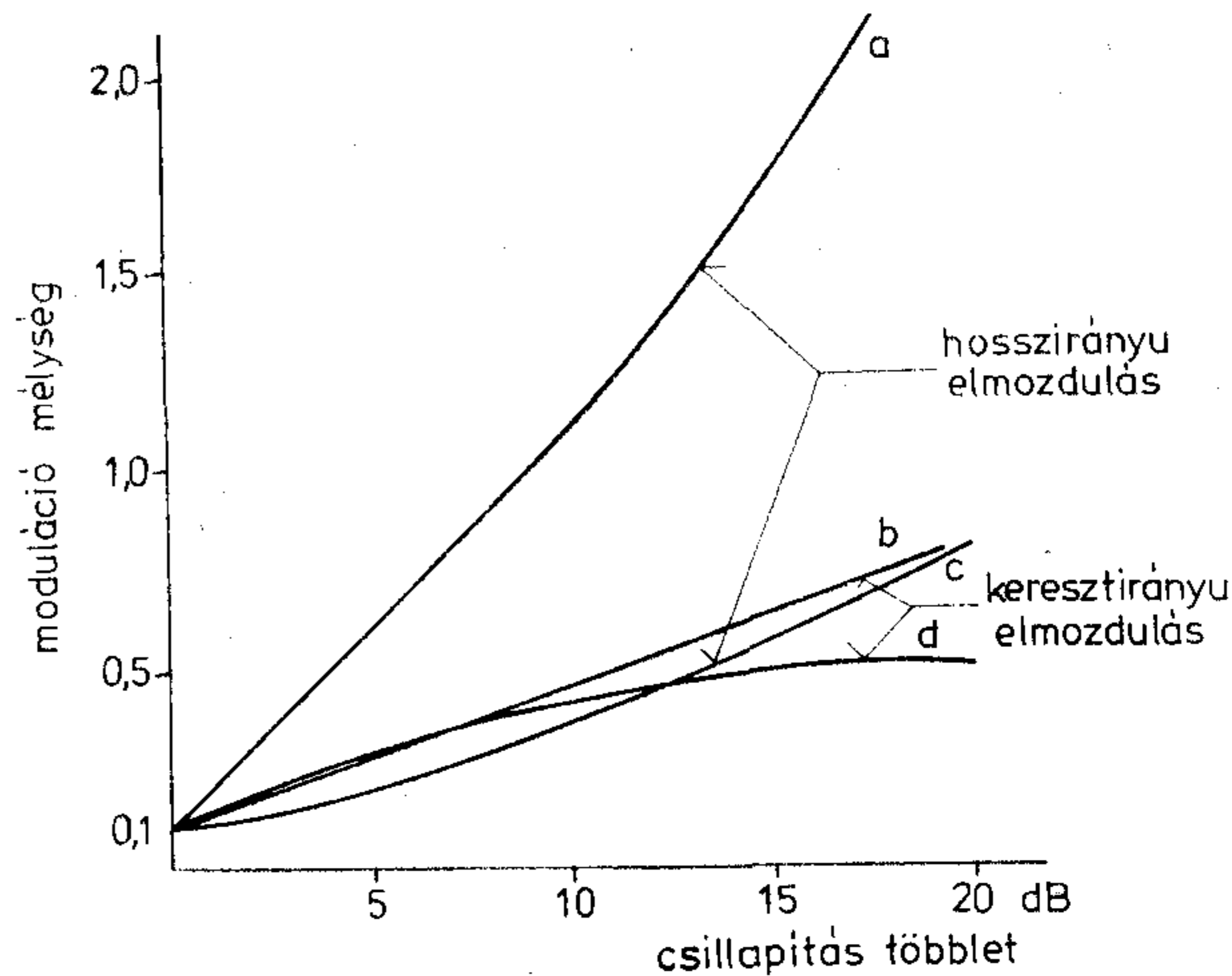


H 802-11

11. ábra. Fényvezetőn keresztülhaladt fényjel impulzustorzítása helytelen illesztés esetén.

Érdekes összefüggés mutatkozott a csatlakozóban jelentkező torzításmoduláció-mélység és a többletcsillapítás között (12. ábra). Természetesen ennek megfelelően alakultak a jel-zaj viszonyok is.

Ezen zajjelenségek okát kutatva, először vizsgálni kell a fényterjedés mechanizmusát a fényvezető szálban. A fény a fényvezető szálban, mint tudjuk, módusok formájában terjed. Ezek e módusok lényegükben a vezető alakjától és méretétől függő rezgésállapotok. A szál kilépő végét mikroszkóp alatt szemlélve jól lehet látni az ezen módusok interferenciájából kialakult ábrákat, különféle világos és sötét foltokat (speckle). A foltok elrendeződése rendkívül érzékeny a fényvezető geometriai alakjára, illetőleg ennek megváltozására, továbbá a kibocsátott fény frekvenciájára és a fázisviszonyokra, valamint ezek változására. Ez minden matematikai levezetés nélkül magától értetődő, hiszen az említettek befolyásolják az egyes módusok által befutott utat és a kialakult interferencia csomók helyzetét. Nyilvánvaló az is, hogy nagyobb átmérőjű és nagyobb nyílású szálban sokkal több ilyen csomópont alakulhat ki, mint a kisebbekben, mivel ezekben a nagyobb számú módus sokkal több kombinációban tud inter-



H 802-12

12. ábra. Fényvezetőn a helytelen illesztés következtében modulációt szenvedett jel maximális moduláció mélységének változása a keletkezett csillapítástöbblet függvényében: a), c) hosszirányú, b), d) keresztirányú elmozdulás esetén. A hibás kötés a) és b) esetén 1 m-re, c) és d) esetén 1 km-re van a lézertől

ferálni. Így ez utóbbi esetben a szál végén első ránézésre egy meglehetősen egyenletes eloszlású, a valóságban azonban találmra eloszlott világos és sötét foltokból kialakult mező jelenik meg.

Maga az alapjelenség már a lézertechnika megjelenése után ismertté vált. A lézer koherens fényével megvilágított felületeken világos és sötét foltok jelentkeztek, melyek látszólagos helyzete a lézersugár hullámhosszának változásával együtt változott [9].

Amennyiben a fényvezetőben valamilyen inhomogenitás van, legyen ez pl. egy anyaghiba vagy egy rosszul illeszkedő csatlakozó, úgy ez az egyes módusok útját megzavarja vagy esetleg éppen módusváltást okoz a továbbmenő fény útjában. A fény hullámhosszának már igen kisméretű megváltozása kiválthatja ez utóbbi hatást. Ezek a tényezők pedig általában fennállnak. A következmény a továbbmenő fény intenzitásában jelentkező ugrás lesz, amit végső fokon zaj formájában érzékelünk.

Nagyobb módusszám esetén a fényvezető keresztmetszetét kitöltő fényfoltok már csak a valószínűségi számítás módszereivel kezelhetők és értékelhetők ki azok változása, valamint a változás által okozott zavar [10], [11].

Ennek a jelenségnek a vizsgálatánál is fontos a „koherencia idő” (coherence time) vagyis az az idő, mely alatt a véges sávszélességű lézertől kilépő fénysugáron belül még nem lép fel a vizsgálat szempontjából lényeges haladásiidő-különbség. Ez alatt az idő alatt a fény a „koherencia hosszát” (coherence length) teszi meg. Ha ez alatt az idő alatt, illetőleg ezen az úton belül érkeznek a módusok az inhomogenitáshoz úgy ez az út további részén interferenciájukat erősen tudja befolyásolni; ennél nagyobb távolság után, amikor a módusok együttfutása már megszűnt az egyes módusokat ért befolyás már nincs lényeges hatással az eredő fényintenzitásra. A koherencia hosszon belül minden fáziseltolódás vagy

frekvenciaváltozás létrehozza az említett ugrás-szerű intenzitásváltozást, mely a vevőben a móduszaj formájában jelentkezik. Az előzőekből már kitűnik, hogy a gradienses szálakban ez a módusugrás a fényforrástól lényegesen nagyobb távolságra is be tud következni, mint a lépcsős szálaknál, lévén a gradienses szálakban a módusok együttfutása és így a koherencia út is sokkal nagyobb, mint a lépcsős szálakban.

Az említett módusváltásnak oka lehet magában az inhomogenitásban bekövetkezett változás is, amit pl. a szál mechanikai igénybevételében történt változás hoz létre [12] [13].

Az említett jellegű móduszaj gerjedésének feltétele ezek után: a gerjesztett fény koherenciája az alkalmazott fényforrás keskeny sáv szélessége (hogy minél nagyobb legyen a koherenciaidő és -hossz), az egyes módusokra gyakorolt valamilyen szűrőhatás és ezen szűrőhatásnak időbeli változása. Mindhárom tényezőnek együttesen kell fennállni.

A keskeny sáv szélességet az impulzusjelek színezéséből származó eltorzulásának alacsony szinten tartása miatt általában kívánatosnak tartják. Ezt valósítják meg a más szempontból is előnyös tulajdonságú lézerek. Ezek sugárzása egyben meglehetősen koherensnek is tekinthető.

A jelenség létrejöttéhez szükséges szűrőhatást a vezeték mentén előforduló bármilyen inhomogenitás kiválthatja.

Az időbeni változás felléphet a szál állapotában vagy a fényforrás hullámhosszának a lézer melegedése következtében beálló változásától vagy éppen bekapcsolási jelenségek eredményeként. Ezt erősíti meg annak a mérési sorozatnak az eredménye is, mely szerint a lézer meghajtó áramának növelésével növekszik az időegységben bekövetkező ugrások száma is. A moduláció sebességének változtatásával változnak aztán az ugrások formájában kialakult kombinációk is.

A zavar okai kiküszöbölésére mutatkoznak lehetőségek is. Ami a fényforrást illeti, célszerű nem túl nagy koherenciaidejű eszközök választása: akár szélesebb spektrummal, akár több (természetesen közeli) spektrumvonallal. A két lehetőség közül az első mutatkozik előnyösebbnek: így rövidebb koherencia út adódik. Befolyásolja a zajviszonyt a lézer modulációjának a módja is. A lézernek a küszöb feletti állapotából való modulálása kevesebb módust eredményez, de több zajt okoz, mint a küszöb alatti állapotból való modulálása (éppen fordítva, mint az optikai visszacsatolásból származó zajnál láttuk). Hasonlóan előnyösebbnek mutatkozik az RZ modulációs eljárás az NRZ-hez képest. Bizonyos fokig megoldásnak mutatkozik a fényforrásra egy rövid darab olyan szállal csatlakozni, melyben nagyobb fokú módus keveredés állhat elő. Látható, hogy mind ezen megoldások egy jelentős része ellentétben van azokkal a tényezőkkel, melyeket az átviteli távolság növelése érdekében fontosnak tartottunk. Így alkalmazásuknál gondos mérlegelésre van szükség.

A vezetékekben fellépő szűrési jelenségek kiküszöbölésére első lehetőség a gondos munka. Érdekes, hogy a csatlakozásoknál fellépő hibák közül veszedelmesebbnek mutatkozik a hosszirányban való eltérés,

mint a keresztirányú hiba, amint a 12. ábra is mutatta. Az utóbbi ugyanis minden módon egyforma csillapítást jelent, amíg az előző egyes módusokat teljesen kizár és a lecsökkentett számú módusban bekövetkező változás már viszonylag nagyobb ugrást okoz.

Próbálkoztak a jel impulzusának egy nagyságrenddel nagyobb frekvenciával történő előmodulálásával is [14]. Lehetőség van a csatlakozások illeszkedése minőségének javítására az immerziós technika alkalmazásával [15], [16].

Időbeli változásnak minden eszközünk ki van téve. Hatásának kiküszöbölését az előzőekben említett valamennyi tényező figyelembevételével kell elérni. A modális zaj veszélyének alapvető kiküszöböléséül a monomodális átviteli rendszer látszik. Erre a fényvezető technikában amúgy is törekvés tapasztalható, mivel egyéb problémák megoldását is magával hozná.

Vizsgálatoknál a lézernek a reflexióból származó optikai visszacsatolási működési zavara meglehetősen nehezen választható el a móduszajoktól.

A koherencia definíciójára és a mérési módjára l. a [17] irodalmat.

A teljesség kedvéért említendőek csak meg (és mivel az irodalom is foglalkozik velük) a Raman- és a Brillouin-jelenségek, melyek a fényvezetők linearitását befolyásolják. Hatásuk azonban csak messze a jelenleg alkalmazott fényintenzitás felett kezd jelentkezni [18].

IRODALOM

- [1] *T. L. Paoli, J. E. Ripper, A. C. Morsoni and N. B. Patel*: Suppression of Intensity Self-Pulsation in CW Junction Lasers by Frequency-Selective Optical Feedback, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. QE-11 No. 7, July 1975.
- [2] *Oskar Krumpholz*: Signal/Rausch-Verhältnis bei Avalanche-Photodioden, *Wissenschaftliche Berichte AEG-Telefunken* 44 (1971) 2.
- [3] *Andreas Schlachtetzki and Jörg Müller*: Photodiodes for Optical Communication, *Frequenz* 35 (1979) 10.
- [4] *P. P. Webb, Mc. Intry, J. Conradi*: Properties of Avalanche Photodiodes, *RCA Review* 1974 June.
- [5] *W. M. Hubbard*: Utilization of Optical-Frequency Carriers for Low and Moderate-Bandwidth Channels, *The Bell System Technical Journal*, 1973 May – June.
- [6] *O. Hirota and Y. Suemanatsu*: Noise Properties of Injection Lasers Due to Reflected Waves, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. QE-15 No. 3, March 1979.
- [7] *T. Kanada and K. Nawata*: Injection Laser Characteristics Due Reflected Optical Power, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. QE-15 No. 7, July 1975.
- [8] *R. E. Epworth*: The Phenomenon of Modal Noise in Analogue and Digital Optical Fibre Systems, *Proceedings of Fourth European Conference on Optical Communication, Genoa, September 12–15, 1978*.
- [9] *J. W. Goodman*: Some fundamental properties of speckle, *J. Opt. Soc. Am.*, 1976 November.
- [10] *C. Baak et al.*: Analogue Optical Transmission of 26 t. v. channels, *Electronics Letters*, 1979 May 10.

- [11] *D. Daino, G. de Marchis and S. Piazzola*: Analysis and Measurement of Modal Noise in an Optical Fibre, *Electronics Letters*, 1980, Vol. 15, No. 23.
- [12] *C. Pask*: Analysis of optical fibre connectors and modal noise generation, *IEE Proc.*, Vol. 127, No. 5, October 1980.
- [13] *N. Morita*: Scattering and mode conversion of modes of a slab waveguide by a circular cylinder, *IEE Proc.*, Vol. 127, No. 5, October 1980.
- [14] *K. Sazo, K. Asatani*: Superimposed Pulse Modulation for Fibre Optic Analogue Video Transmission Using Semiconductor Laser Diodes, *Electronics Letters*, 1980, Vol. 16, No. 14.
- [15] *J. Vanderwall and J. Blackburn*: Suppression of some artifacts of modal noise in fibre-optic systems, *J. Opt. Soc. Am.*, 1979 September.
- [16] *C. Baack, G. Elze, B. Enning, G. Walf*: Modal Noise and Optical Feedback in High-Speed Optical Systems at 0,85 μm . *Electronics Letters*, 1980, Vol. 16, No. 15.
- [17] *R. E. Epworth*: The Measurement of Static and Dynamic Coherence Phenomena Using a Michelson Interferometer, *Proceedings of Fourth European Conference on Optical Communication*, Genoa, September 12–13, 1978.
- [18] *Rogers H. Stolen*: Nonlinearity in Fiber Transmission, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 68, No. 10, October 1980.

Az NDK híradástechnikai iparának fejlődése

Interjú Bernd Stieglerrel

Bernd Stiegler okl. közgazdász, a VEB Kombinat Nachrichtenelektronik vezérigazgató-helyettese, kereskedelmi igazgató. A hazai szakemberek közül igen sokan jól ismerik, szeretik szakértelme, embersége, közvetlensége miatt. Nagyon kedveli országunkat, még magyarul is megtanult, azért az NDK-ban barátai „magyarnak” mondják.

Az 1982. évi Lipcsei Tavaszi Vásáron lapunk felelős szerkesztője beszélgetést folytatott Bernd Stieglerrel. A feltett kérdésekre adott szíves válaszait tisztelettel köszönjük és alábbiakban tesszük közzé.

Kombinátunknak, a Nachrichtenelektroniknak két fő exportterülete van a világpiacra, Afrikában és a latin-amerikai országokban. Az elmúlt évben különösen jelentős eredményt értünk el Mexikóban, ahol egy nagy rádió-adóközpontot és egy vidéki mintatelefonhálózatot adott át Németország Egységpártjának főtitkára, Erich Honecker Lopez Portillo úrnak, Mexikó elnökének. Ezek a létesítmények jól mutatják kombinátunk teljesítőképességét, és kiemelkedő referenciát jelentenek különösen a rádiótechnika vonatkozásában.

Afrikában exporttevékenységünk azokra az országokra terjed ki, melyek a nem kapitalista fejlődés útját választották. Többek között Angola, Benin, Mozambik fejlődését támogatjuk szállításainkkal és szolgáltatásainkkal. Nagy objektumok létesítésére kötöttünk szerződést Zambiával és a Kongói Népköztársasággal is. E területünkre kombinátunk elsősorban drót nélküli rádiótechnikai termékeket exportál, mert ezekben az országokban nincs meg a telefonhálózat létesítéséhez szükséges infrastruktúra abban az értelemben, ahogy azt Európában megszoktuk. A vevőinknek olyan rádió adó-vevő berendezéseket tudunk felkínálni — ilyenek a SEG 15D és SEG 100D típusok —, melyek lehetővé teszik ponttól pontig terjedő összeköttetés esetén, vagy csillagszerű hálózatokban a telefon- és telexforgalom üzembiztos fenn tartását. Az utolsó években különösen koncentráltunk olyan berendezésekre, melyek vidéki telefonhálózatok létesítéséhez szükségesek. A ritkán lakott, nehezen megközelíthető, vagy földrajzilag kedvezőtlen fekvésű települések bekapcsolása a telefonhálózatba

az ott élők számára létkérdés. Tavaly Mexikóban, az idén januárban Zambiában adtunk át ilyen hálózatokat, és ezek működéséről a partnerek a legnagyobb elismerés hangján szólnak. Idevágó termékeinket most a tavaszi vásáron a belföldi és külföldi vevőinknek bemutattuk. Ezt a termékcsaládot állandóan továbbfejlesztjük, modernizáljuk és komplettírozunk.

A híradástechnika gyorsuló fejlődése két súlypont képzését teszi szükségessé. Először is a mikroelektronika termékeit be kell vinni a híradástechnika és rádiótechnika összes fontos készülékeibe, növelve ezzel ezek szolgáltatásait és tökéletesítve a felügyelet nélküli üzemeltetés lehetőségeit. A mikroelektronika fokozott alkalmazásától várjuk, hogy a berendezések áramfogyasztása drasztikusan csökken, ami fő exportterületeinken talán a legfontosabb igény. A másik súlypontot az a fejlődési irány jelöli ki, hogy a hírközlő hálózatokat átállítják digitális technikára. Most a vásáron bemutatjuk ebből a termékcsaládból a PCM 30 és PCM 120 berendezéseket, melyek lehetővé teszik telefonsatornák átvitelét fény segítségével. A fénykábeles átvitelnek számos előnye van, mert extrém széles frekvenciasávot lehet hasznosítani. De más gazdasági előnyök is jelentkezők: nagy mennyiségű rezet lehet megtakarítani, egyszerűbb a kábel fektetés, mert a fénykábel sokkal vékonyabb, mint a hagyományos koaxiális kábel. Különleges, állami hálózatokban további előny, hogy jelenlegi ismereteink szerint a fénykábel lehallgatásbiztos.

Egyéb fejlesztési tevékenységeink a meglévő gyártmányaink korszerűsítését szolgálják. Ez évtől gyártjuk a nyomógombos telefonkészülékeket mind hagyományos, mind hanghívásos hálózatokhoz. Bevált termékünk az elektronikus távgépíró, melyet a vevők nagyon kedvelnek és olyan nagy iránta a kereslet, hogy év végén a következő teljes évi termelés már el van adva. Az elektronikus távgépíró népszerűségének oka a zajtalansága, közvetlenül az irodába telepíthető és így integrálódik az ott folyó munkába.

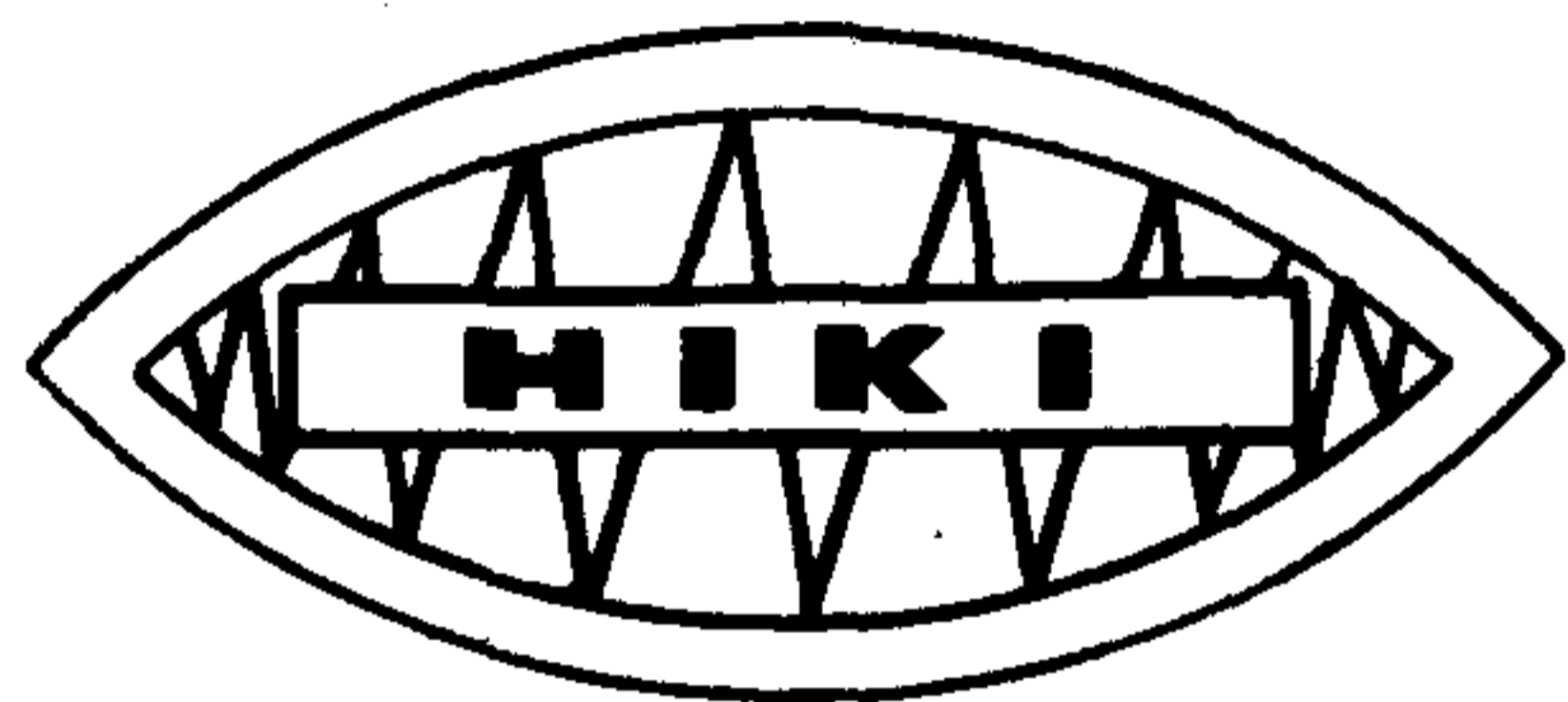
Az MNK-val együttműködésre vonatkozó kérdésére meg kell mondanom, hogy nekem személyesen

ehhez az országhoz különleges kötődéseim vannak, a nem gazdasági jellegű együttműködés ezzel az országgal a hobbim. Már múltbeli tevékenységeimből kifolyólag is szoros kapcsolatokat teremtettem budapesti vállalatokkal, mint pl. a BRG-vel. Ez a vállalat egyike azoknak, melyek együttműködnek a mi Funkwerk Köpenick vállalatunkkal.

Kérdésére válaszolva, mi nagyon érdekeltek vagyunk abban, hogy harmadik piacokon együttesen lépünk fel. E szempontból a legközelebbi lehetőséget abban látom, hogy fokozzuk az együttműködést az URH-technika területén. Különösen érdekeltek vagyunk URH-hálózatok központjainak előállítására vonatkozólag és szeretnénk, hogy a jövőben önök az URH-hálózatokra vonatkozó exportajánlatainkba fo-

kozottan bekapcsolódjanak. Áprilisban Budapesten a híradástechnikai együttműködés soros munkaülésén Stenczinger BRG vezérigazgató és köztem további konkrét megállapodások megkötésére kerül sor. Már meglévő egyéb területek kapcsolatai is továbbfejleszthetők, így az MM és a Fernmeldewerk Nordhausen közötti igen stabil kapcsolat még ez évben egy szakosítási szerződéssé alakul át. További törekvésünk arra irányul, hogy a magyar féllel megállapodást hozzunk létre, hogy az analóg átviteltechnikát jövőben közösen hasznosítsuk. Az NDK-ban még a 80-as évek közepéig fenn fognak állni ilyen szükségletek, más piacokon is felmerülhetnek és ezeket az igényeket magyarországi termékekkel szeretnénk kielégíteni.

B. Gy.



Mai fejlesztéssel a holnapi gyártmányokért

A műszaki haladás és annak meggyorsítása alapvető jelentőségű feltevéle a fejlett szocializmust építő munkánknak, a népgazdaságban szükséges változásoknak. A versenyképes, korszerű termékstruktúra kialakítása, a gazdaságos alkatrész- és részegységgyártó bázisok fejlesztése a legfontosabb feladatok közé tartozik. Országos és intézeti érdek egyaránt, hogy a fő tevékenységet és a hozzá kapcsolódó infrastruktúrát összhangban alakítsuk ki. A haladás egymást támogatni képes módszerei a termelési és termékszerkezet fejlesztése, valamint az értékelemzés. Ez utóbbi műszaki-gazdasági optimumra törekszik, így tehát kritériumot szolgáltat egy termék fejlesztéséhez, gyártásához és más esetben a gyártás leállításához.

A Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet munkájával hozzájárul, hogy az ipar új termékekkel jelenjék meg. A kutatás és fejlesztés eredményeként az igényeket többféle módon, más-más konstrukcióban, különböző gyártástechnológiával ki lehet elégíteni. A műszaki megoldások egymást helyettesítő lehetőségei kielézi a megoldások közötti versenyt. Csak az a vállalat tud helyáll-

ni, amely időben, jó paraméterekkel és ehhez képest elfogadható áron képes termékeit a piacra vinni. Az Intézet által kidolgozott mikroelektronikai alkatrészek, részegységek a híradás- és műszeripari termékek gyártásánál élömunika-csökkenést eredményeznek. Az egyre nagyobb bonyolultságú áramkörök alkalmazásával a berendezéscsőmunka áthelyeződik az alkatrész-előállítás területére. Ez kapcsolatban áll azzal, hogy a XX. század utolsó harmadára különösen jellemző a tudomány növekvő szerepe a termelésben.

A kutatás-fejlesztés eredményeként megszületett alkatrészek, részegységek, szerelést segítő műszerek gyártásának az iparnak évek óta folyik. Ennek ellenére, de különösen az új meg új konstrukciókból kísérleti gyártást végez az Intézet. A HIKI kutatáspolitikájában kezdettől fogva alapvető törekvés a kutatás és termelés hatékony kapcsolatát biztosító félüzemi gyártás. Itt elsősorban az elektronikai alkatrészek kisebb sorozatban igényelt típusai készülnek. Ezzel válik lehetővé az egyedi berendezésekben, műszerekben, oktatást segítő eszközökben szükséges alkatrészek előállítása a rendelések szerinti meny-

nyiségben. Az V. ötéves tervidőszakban végzett kutató-fejlesztő munka eredményei lehetővé teszik a hazai elektronikus ipar berendezéseinek előállításához berendezésorientált áramkörök gyártását. A kísérleti gyártás szükségképpen visszahat a kutatási-fejlesztési munkára. Ekkor derül ki ugyanis, hogy a konstrukciós és technológiai eljárások helyesek voltak-e. Fontos cél az is, hogy a kísérleti üzemben előállított termékek felhasználója, látva a gyakorlati eredményt, bátrabban forduljon az Intézethez kutatói munkát igénylő megbízásaival. Felismerve a felhasználók és áramkör-előállítók szoros együttműködésének kiemelkedő jelentőségét, az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság támogatásával létrejött a Híradástechnikai Alkalmazástechnikai Szolgálat, melynek feladata a hibridáramkörök hazai elterjesztése. Már a berendezések fejlesztési stádiumában lehetővé kell tenni személyes kapcsolat kialakulását a berendezést gyártó vállalat szakemberei és az Intézet áramkörtervezői között. Így megoldható, hogy egyes áramkörök specifikációját a funkciója határozza meg elsődlegesen, nem pedig a hagyományos mó-

don felépített áramkör specifikációja. Kialakítható a berendezés vagy egyes részegységeinek olyan új rendszertechnikája, mely a technológia által biztosított előnyöket maradéktalanul szolgáltatja, többek közt a hibrid áramkörökkel történő felépítés nagyfokú méretcsökkentést tesz lehetővé és a berendezés élesztését egyszerűsíti, meggyorsítja.

A módszerek korszerűsítése

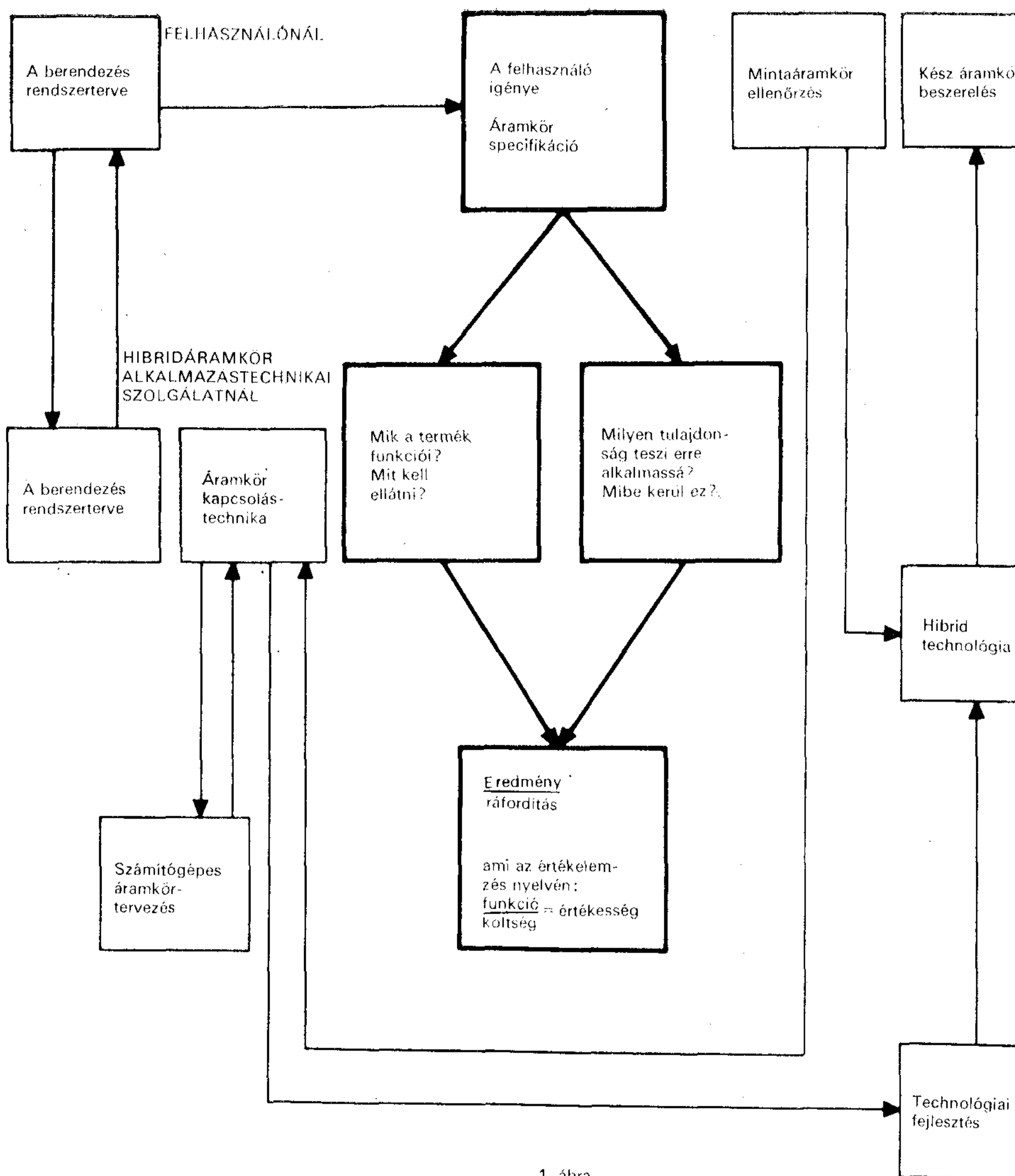
Az iparfejlesztés VI. ötéves tervidőszakban esedékes feladatait az importfeltételek nehezebbé válása mellett kell megoldani. Alapvetően érdekeltek vagyunk tehát az alkatrészellátás, általánosabban a háttérpar fejlesztésében — különösen az adottságokat figyelembe vevő célkitűzések megvalósításában. Közben fel kell ismernünk, hogy ugyanazon felhasználói igényt

- többféle konstrukcióval,
- más és más anyaggal,
- különböző technológiával

és ebből eredően eltérő költséggel is ki lehet elégíteni. Műszaki-gazdasági optimumra kell tehát törekedni, vagyis a szóbanforgó alkatrész rendeltetését, funkcióteljesítését kell vizsgálni a ráfordítások tükrében. Más szóval a felhasználók számára lényeges használati értéket kell összevetni az előállításához szükséges költségekkel. Különösen időszerű az alkatrészek, részegységek területén felvetni az értékelemzést, mert az alkatrészipar eszközigénye magasabb a feldolgozó ipar átlagánál. Viszont a hazai iparra a végtermékcentrikus fejlesztés a jellemző, ugyanis a gazdasági élet és ezen belül a vállalati tevékenység megítélése a végső felhasználás szükségleteinek kielégítése szerint történik.

A termelési- és termékszerkezet fejlesztésénél nem elég külön a minőségjavítás vagy az önköltségesökkentés szempontjait figyelni. Az iparvállalatnál gyártandó berendezéshez a már említett Alkalmazástechnikai Szolgálat segítségével kell megkeresni a funkcióteljesítés szempontjából megfelelő integrált áramkör konstrukciót. Más részről az ugyanezen funkciót teljesítő hagyományos megoldás alkatrész-költségei mellé kell összegyűjteni a gyártásnál fellépő szerelési, bemérési költségeket és így már érdemes az összehasonlítást elvégezni. Hasonlóképpen lehet a technológiai berendezéseknél eljárni, de lehet a komplexitást növelni azzal, hogy a technológiai funkcióteljesítés — költség összehasonlításnál a technológia gyártásközi ellenőrzéséhez és a végtermék-minősítéshez alkalmas mérőberendezések kihozatalnővelő hatását összevetjük a mérőberendezések költségével.

Ez a gondolatmenet tehát a felhasználó igényéből indul ki. A gon-



1. ábra

A felhasználó és az áramkör-technológus kapcsolata

dolatsor egyik ága a funkciót vizsgálja, a másik ág azt vizsgálja, milyen tulajdonság teszi alkalmassá a terméket a funkció ellátására és hogy mibe kerül ennek a tulajdonságnak a realizálása. Az értékelemzés szemlélete arra ösztönöz, hogy a felhasználó szemével nézzük a funkcióteljesítést és a költséget. Csak ami szükséges, arra legyen jó a termék, olyan olcsón, amennyiért ez egyáltalán lehetséges. Mindezt vázlatosan mutatja az 1. ábra.

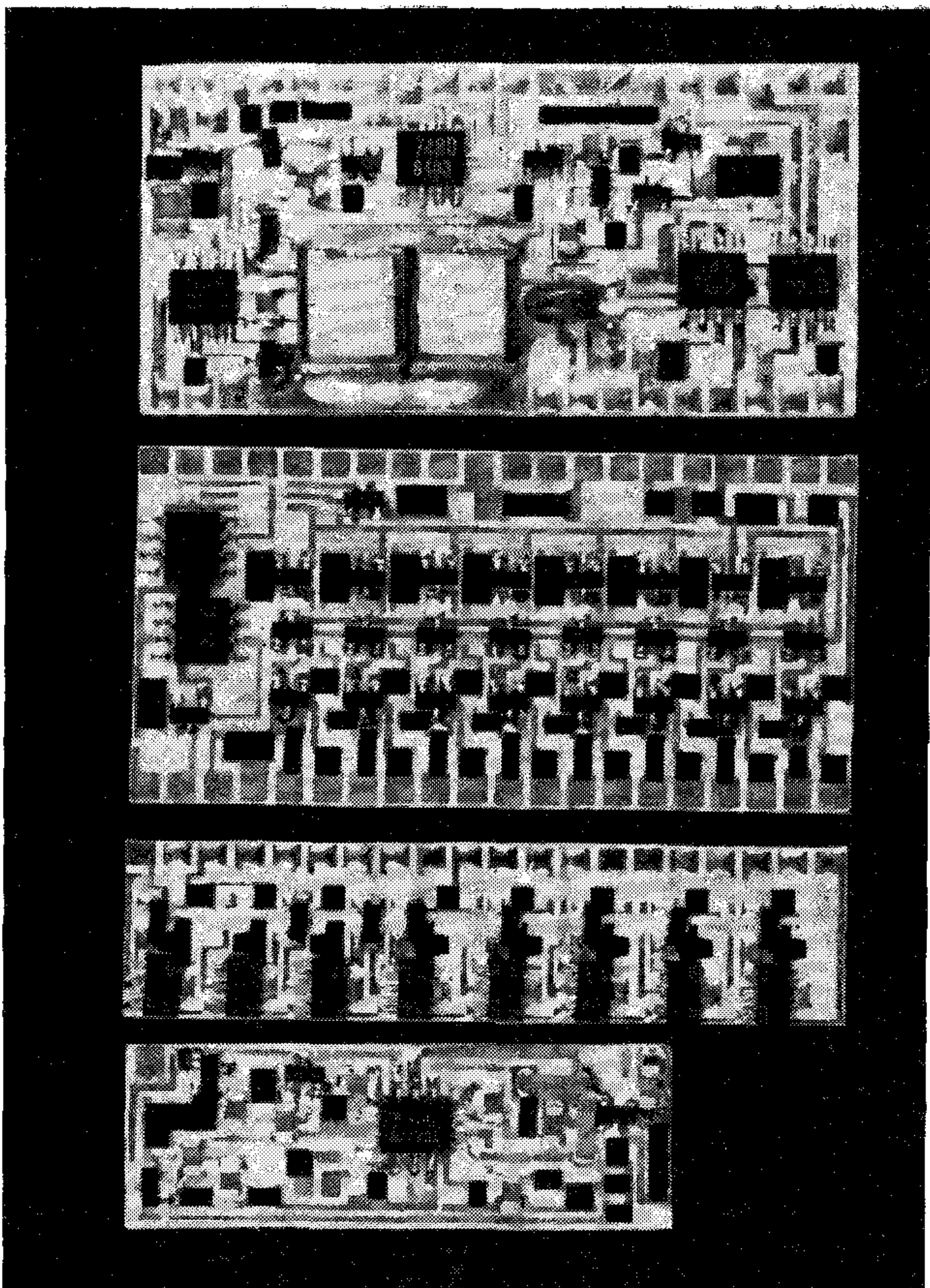
A felhasználó iparvállalat szakembereivel történt egyeztetés jelentős műszaki eredményekhez vezetett már az integrált áramkörök kezdeti szakaszában 1968–70 években. Akkor az ipari automatizálásban érdekelt vállalatok logikai áramkör igényeit külön-külön megismerve sikerült szintetizálni a kismértékben eltérő, de alapjában közös műszaki követelményeket. Így kialakult a DTLZ-rendszerű, nagy zajvédettségű ipari logikai rendszer. A jó tapasztalatok alapján bővült az együttműködés, amely egyrészt az egyes vállalatok berendezésorien-

tált áramköreinek kialakításához vezetett, másrészt a sok területen felhasználható úgynevezett katalógusáramkörökhöz. Az előbbi csoportban

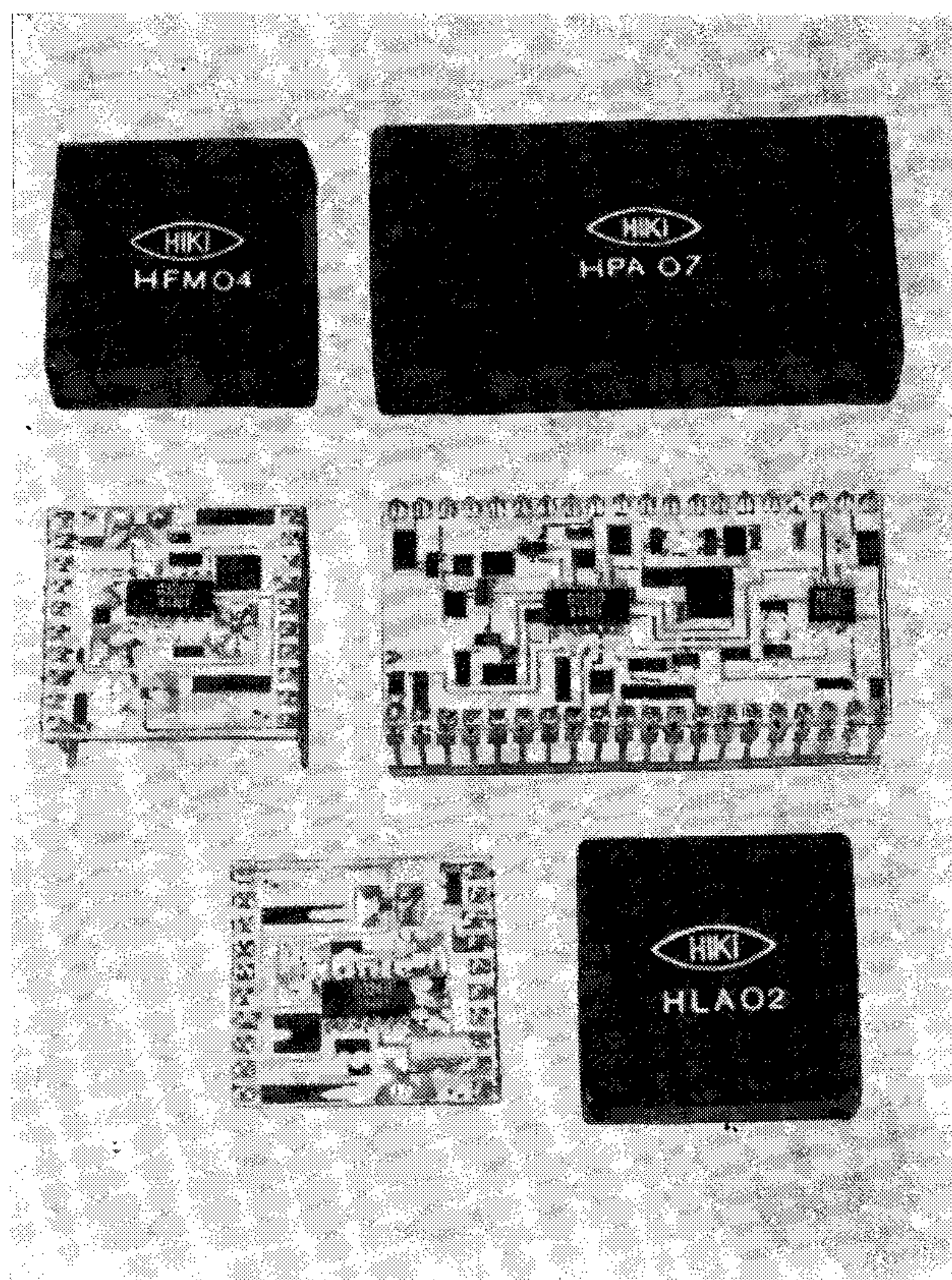
méréstechnikai,
átviteltechnikai,
szabályozástechnikai és
nagyfrekvenciás áramköröket

dolgozott ki az Intézet és az együttműködés kiterjesztése érdekében kézikönyv került kiadásra. Az utóbbi csoport áramköreiről évente katalógust ad ki az Intézet. Ebből az is következik, hogy az importkiváltást célzó választék kialakítása során esetleg csökken a szükséglet-kielégítés differenciáltsága, vagyis a felhasználó részére felesleges funkcióteljesítés vagy alulteljesítés adódik.

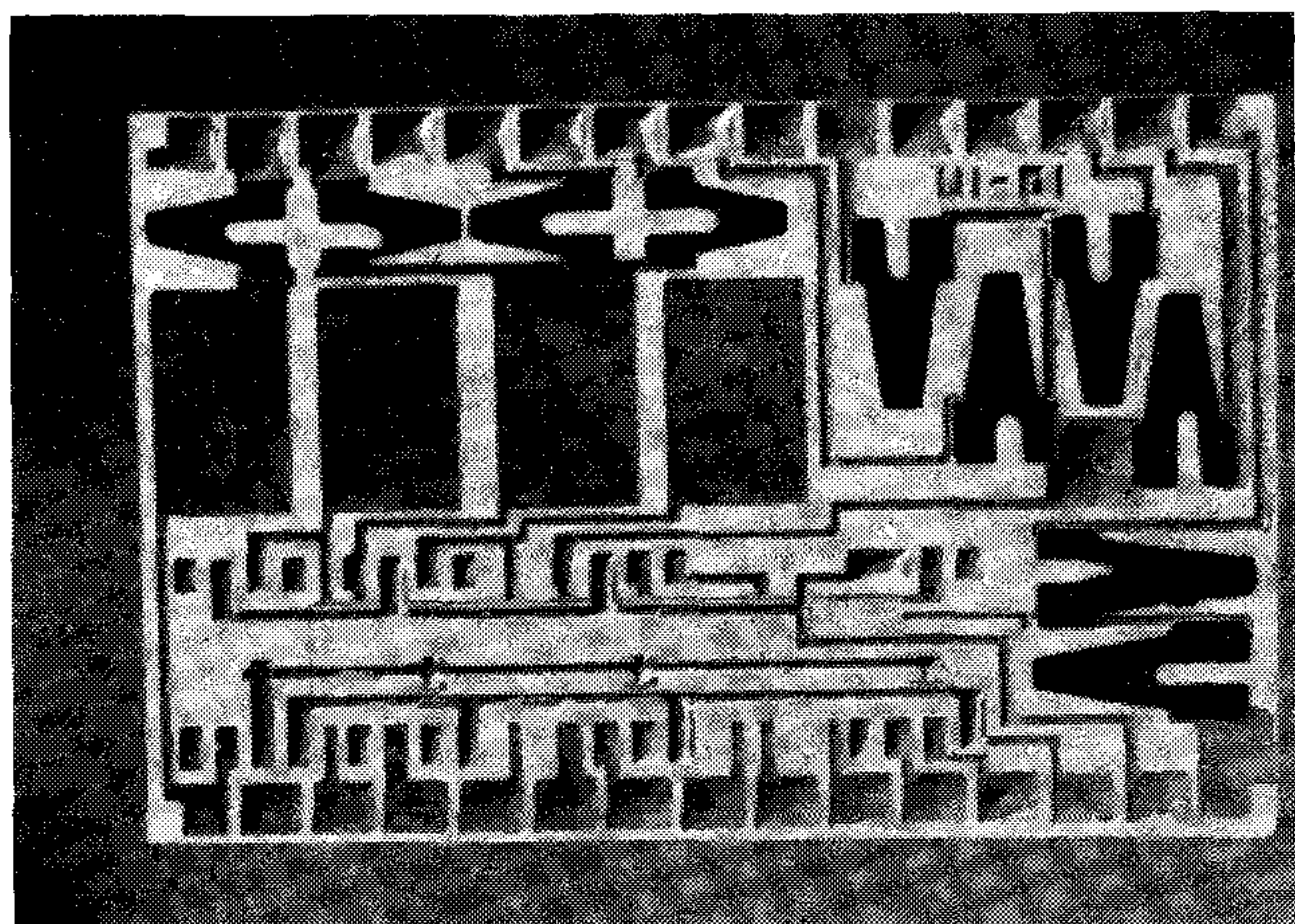
Ugyanakkor az egyedi gyártás helyett sorozatgyártás lép be, ami magasabb színvonalat és rövidebb szállítási határidőt eredményez, sőt még árscsökkentő hatása is van.



Konverter és szűrő áramkörök



Hibrid integrált áramkörök



Vastagréteg áramkör lapka

Aktív szűrők

A szűrőkapcsolásoknak alapvető szerepük van a hírközlő rendszerekben, mérőműszerekben, szabályozóberendezésekben és számos egyéb elektronikus rendszerben. A szűrők meghatározásánál lényegében két feladatot kell megoldani: meg kell keresni a specifikációt teljesítő hálózat átviteli függvényét és elő kell állítani az ilyen átviteli függvényt megvalósító hálózatot. Az aktív RC-szűrők alkalmazásának gondolata a kisfrekvenciás szűrők megvalósításánál merült fel, a nagy induktivitású

tekercek előállításának és alkalmazásának nehézségei miatt.

Aktív RC-szűrők optimális megvalósítását leginkább a hibrid integrált kivitel biztosítja:

- igen kicsi a helyszükséglete (ez elsősorban alacsony frekvencián szembeűnő),
- a szűrőkkel egyúttal a kívánt áteresztősávi erősítés is beállítható, külön erősítőre nincs szükség,
- szemben az LC-szűrőkkel az elvileg végtelen frekvencián számított véges csillapítás is könnyen megvalósítható,

- a szűrők többsége nem igényel külső hangolást és így mint áramköri részegység használható,
- a technológia biztosítja a frekvenciastabilitás számára oly fontos kis értékű RC hőmérsékleti együtthatót.

Az intézet által kifejlesztett szűrők a tervezés, felépítés és hangolás szempontjából kitűnő kaszkád kapcsolásra épülnek. A mindennapi feladatok megoldására általános tapasztalat szerint legalkalmasabbak az RC-elemekből és műveleti erősítők-ből felépített kaszkád szűrők, melyek alaptagként kerülnek felhasználásra. Magasabb fokszámú szűrők (nagy oldalmeredekség) esetén megfelelő számú hangolt alaptagot kell összekapcsolni.

Jellegzetes szűrőáramkörök

A HBP 15 hibrid integrált áramkör egy tizenkettőfokú aktív RC-sáv-szűrő. Ez az áramkör az 1200 Baudos modem adatsatornájának sáv-szűrője. Az egység teljesen hangolt kivitelű, külső alkatrészek nem szükségesek hozzá, csupán a tápfeszültség, a kimeneti és bemeneti pontok hozzávezetései és néhány külső rövidzár.

Tápfeszültség:	± 12 V
Áramfelvétel:	9 mA
Referencia frekvencia:	1800 Hz

Erősítés a referen-
cia frekvencián: $0 \text{ dB} \pm 0,5 \text{ dB}$
Futási idő a refe-
rencia frekven-
cián: $1,46 \text{ ms} \pm$
 $\pm 0,05 \text{ ms}$
Csillapítás: 450 Hz alatt
 $> 45 \text{ dB}$
 3300 Hz fe-
lett $> 35 \text{ dB}$

A HBP 12 vastagréteg hibrid in-
tegrált áramkör, amely a teljes vo-
nali sávból a CCITT-szabvány sze-
rinti, kétcsatornás FSK adatjelek
kiválasztására szolgál. A hatodfokú,
Inverz Csebisev karakterisztikájú
szűrő a HLP 07 alul- és a HHP 06
felüláteresztő áramkörökkel alkot
egységes kétcsatornás rendszert. Az
egység teljesen hangolt kivitelű, kül-
ső alkatrészek nem szükségesek hoz-
zá, csupán a tápfeszültség, a kime-
neti és bemeneti pontok hozzáveze-
tései és néhány külső rövidzár.

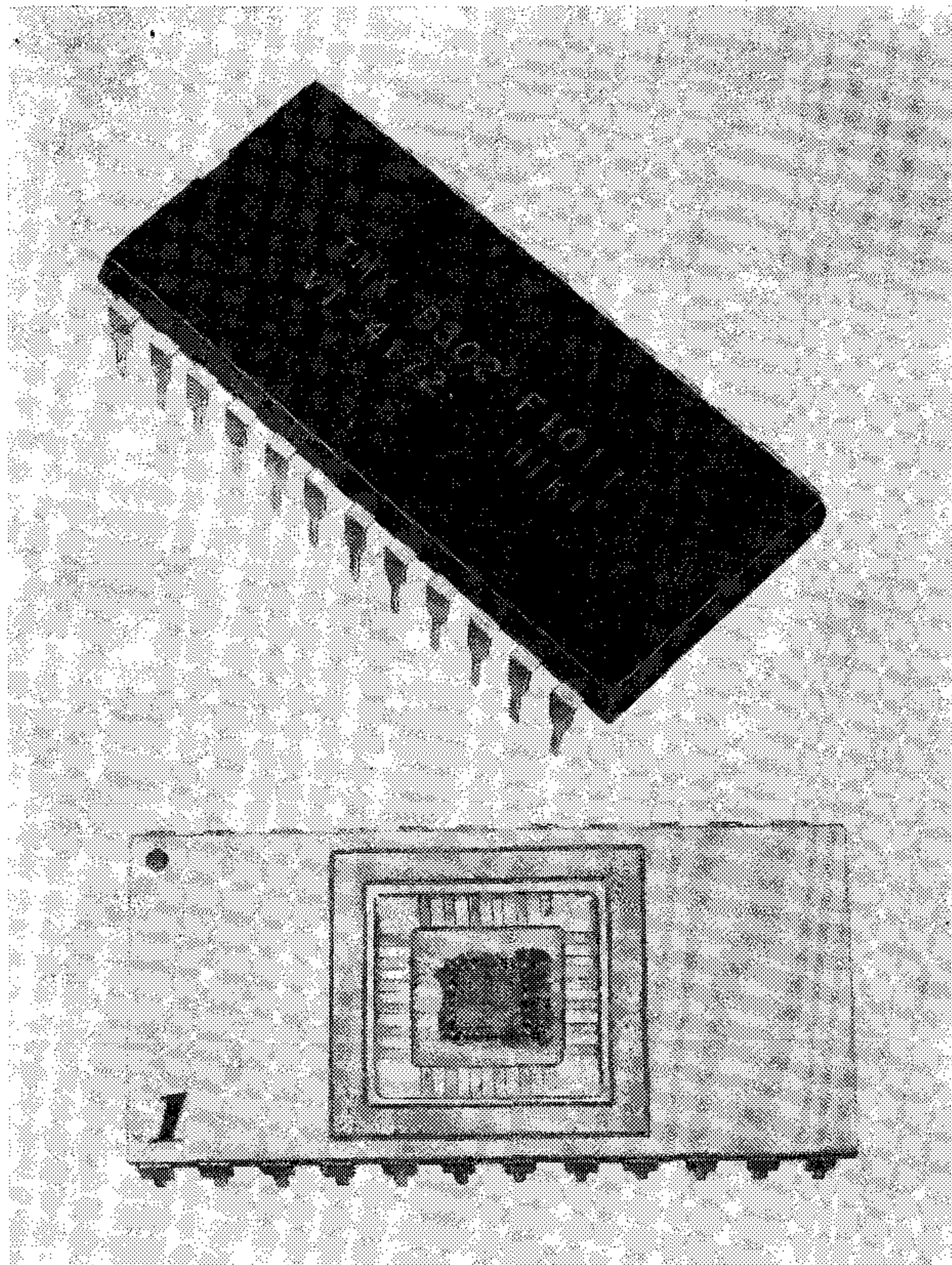
Tápfeszültség $\pm 15 \text{ V}$
Áramfelvétel: 4 mA
Átviteli frekven-
ciartartomány: $830 \dots 2000 \text{ Hz}$
Csillapításinga-
dozás az átvi-
teli sávban: $< 3 \text{ dB}$
Zárótartomány
alsó határa: 420 Hz
Zárótartomány
felső határa: 3950 Hz
Csillapítás a zá-
rótartományban: $> 35 \text{ dB}$
Erősítés 1290
Hz-en: $+ 8,6 \pm 2 \text{ dB}$

A HHP 06 vastagréteg hibrid
integrált áramkör, amely a CCITT-
szabvány szerinti, kétcsatornás FSK-
adatjelek felső csatornájának ki-
választására szolgál. A hatodfokú
Inverz Csebisev karakterisztikájú
szűrő a HBP 12 sáv- és a HLP 07
aluláteresztő áramkörökkel alkot
egységes kétcsatornás rendszert. A
HHP 06 áramkör bemenete a HBP
12 áramkör kimenetére csatlakoz-
tatandó. Az egység teljesen hangolt
kivitelű, külső alkatrészek nem szük-
ségesek hozzá, csupán a tápfeszül-
tség, a kimeneti és bemeneti pontok
hozzávezetései és néhány külső rö-
vidzár.

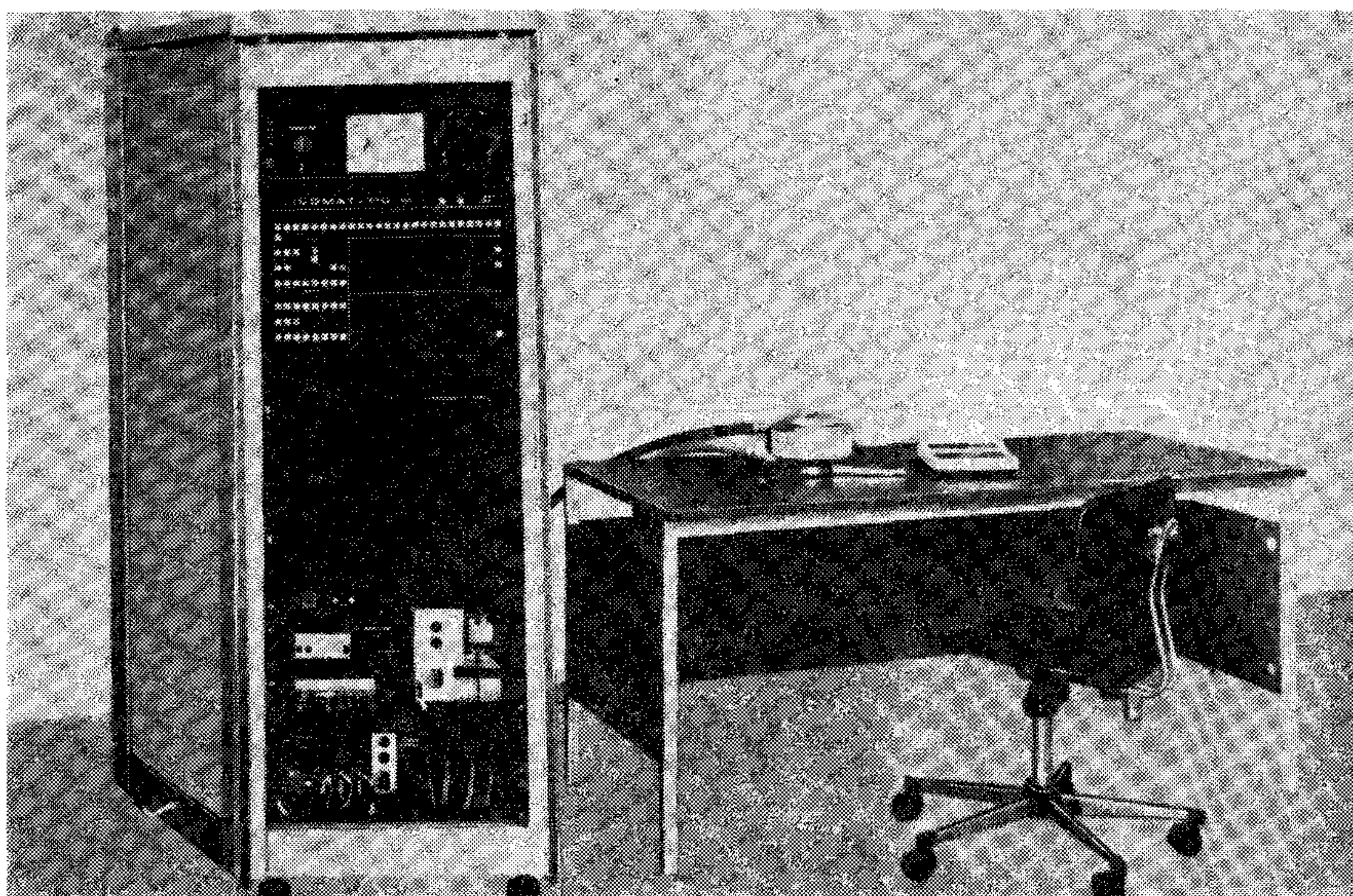
Tápfeszültség: $\pm 15 \text{ V}$
Áramfelvétel: 13 mA
Átviteli sáv alsó
határa: 1500 Hz
Csillapítás-
ingadozás az
átviteli sávban: $< 3 \text{ dB}$
Zárótartomány
felső határa: 1180 Hz
Csillapítás a zá-
rótartományban: $> 26,5 \text{ dB}$
Erősítés 10 kHz -
en: $0 \pm 2 \text{ dB}$

A HLP 07 vastagréteg hibrid
integrált áramkör, amely a CCITT-
szabvány szerinti, kétcsatornás FSK-
adatjelek alsó csatornájának ki-
választására szolgál. A hatodfokú,
Inverz Csebisev karakterisztikájú
szűrő a HBP 12 sáv- és a HHP 06
felüláteresztő áramkörökkel alkot

Memória áramkörök



Memória vizsgáló



egységes kétcsatornás rendszert. A
HLP 07 áramkör bemenete a
HBP 12 áramkör kimenetére csat-
lakoztatandó. Az egység teljesen
hangolt kivitelű, külső alkatrészek
nem szükségesek hozzá, csupán a
tápfeszültség, a kimeneti és bemeneti
pontok hozzávezetései és néhány
külső rövidzár.

Tápfeszültség: $\pm 15 \text{ V}$
Áramfelvétel: 6 mA
Átviteli sáv felső
határa: 1330 Hz
Csillapításinga-
dozás az átviteli
sávban: $< 3 \text{ dB}$

Zárótartomány
alsó határa: 1650 Hz
Csillapítás a zá-
rótartományban: $< 24,5 \text{ dB}$
Erősítés 100 Hz -
en $0 \pm 2 \text{ dB}$

A HHP 04 hibrid integrált áram-
kör vastagréteg technológiával meg-
valósított negyedfokú elliptikus
felüláteresztő aktív RC-szűrő. Az
áramkör a kétfrekvenciás jelzés-
átviteli berendezésben a 425 Hz -es
tárcahang kiszűrésére szolgál. Az
egység teljesen hangolt kivitelű,
külső alkatrészek nem szükségesek
hozá, csupán a tápfeszültség, a ki-

meneti és bemeneti pontok hozzávezetései és néhány külső rövidzár.

Tápfeszültség:	± 15 V
Áramfogyasztás:	12 mA
Átviteli frekvenciatartomány:	676...1660 Hz
Csillapításingadozás az átviteli sávban:	$< 0,5$ dB
Zárótartomány felső határa:	440 Hz
Csillapítás a zárótartományban:	> 33 dB
Erősítés értéke 710 Hz-en:	0 ± 1 dB
Futási idő az átviteli sávban:	max. 2,3 msec

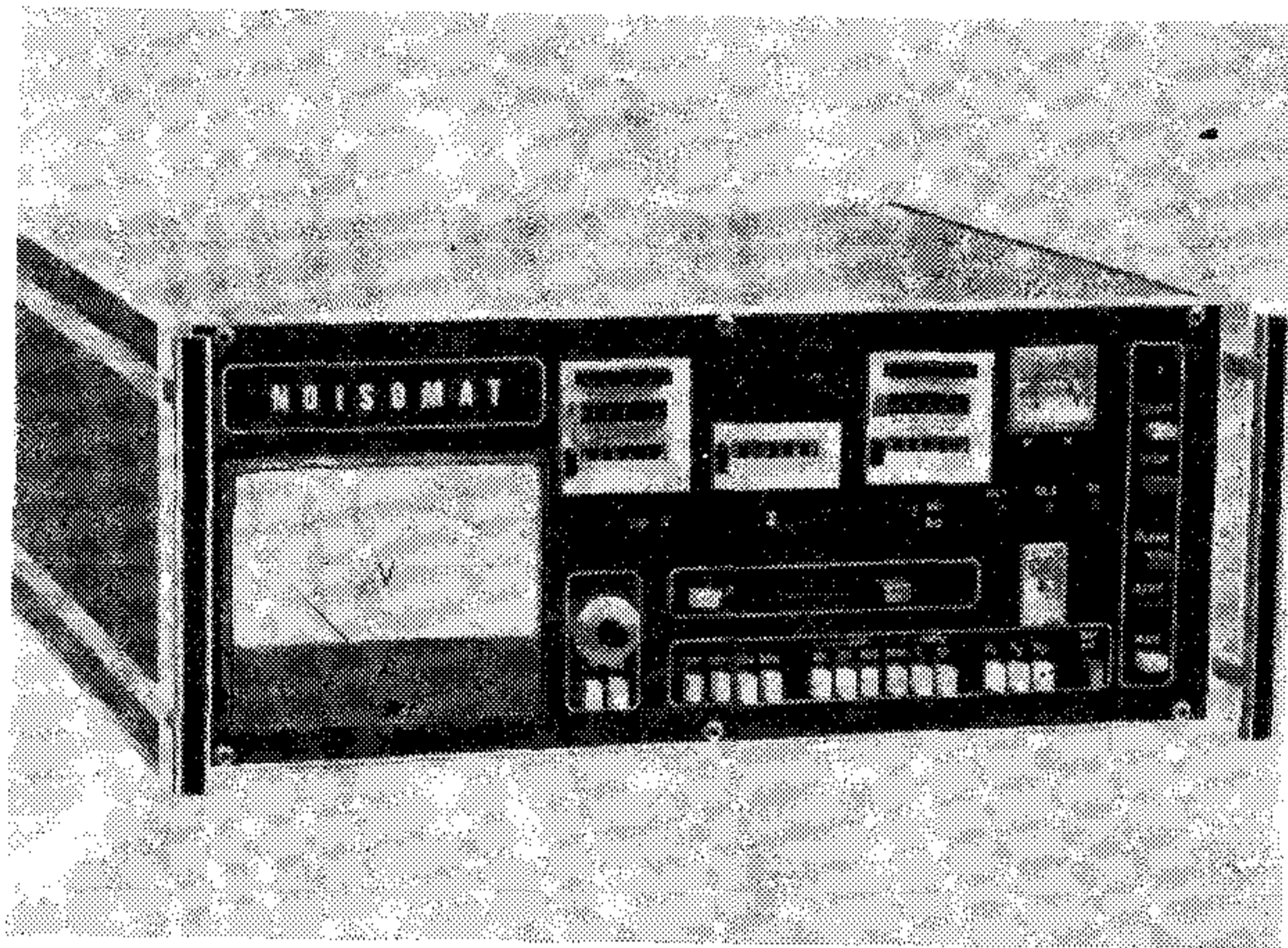
A HLP 04 hibrid integrált áramkör vastagréteg technológiával megvalósított negyedfokú elliptikus alul-

csupán a tápfeszültség, a kimeneti és bemeneti pontok hozzávezetései és néhány külső rövidzár.

Tápfeszültség:	± 15 V
Áramfogyasztás:	12 mA
Átviteli frekvenciatartomány:	1175...2000 Hz
Csillapításingadozás az átviteli sávban:	< 1 dB
Zárótartomány felső határa:	941 Hz
Csillapítás a zárótartományban:	< 25 dB
Erősítés értéke 1210 Hz-en:	0 ± 1 dB
Futási idő az átviteli sávban:	max. 1,9 msec

A HNF 01 típusú aktív szűrő egység olyan szinuszos elektromos

Ellenállás osztályozó



áteresztő aktív RC-szűrő. Az áramkör a kétfrekvenciás jelzésátviteli berendezés váltószűrőjének aluláteresztő fokozata. Az egység teljesen hangolt kivitelű, külső alkatrészek nem szükségesek hozzá, csupán a tápfeszültség, a kimeneti és bemeneti pontok hozzávezetései és néhány külső rövidzár.

Tápfeszültség:	± 15 V
Áramfogyasztás:	12 mA
Átviteli frekvenciatartomány:	600—970 Hz
Csillapításingadozás az átviteli sávban:	< 1 dB
Zárótartomány alsó határa:	1209 Hz
Csillapítás a zárótartományban:	< 25 dB
Erősítés mértéke 920 Hz:	0 ± 1 dB
Futási idő az átviteli sávban:	max. 2,2 msec

A HHP 03 hibrid integrált áramkör vastagréteg technológiával megvalósított negyedfokú elliptikus felüláteresztő aktív RC-szűrő. Az áramkör a kétfrekvenciás jelzésátviteli berendezés váltószűrőjének felüláteresztő fokozata. Az egység teljesen hangolt kivitelű, külső alkatrészek nem szükségesek hozzá,

jelek kiszűrésére szolgál, amelyek frekvenciája 50 Hz és annak igen szűk környezete. Az egység teljesen hangolt kivitelű, külső alkatrészek nem szükségesek hozzá, csupán a tápfeszültség, a kimeneti és bemeneti pontok hozzávezetései és néhány külső rövidzár.

Tápfeszültség:	± 15 V
Áramfogyasztás:	12 mA
Tipikus átviteli erősítés (0 Hz... 15 kHz):	0 dB

Célműszerek

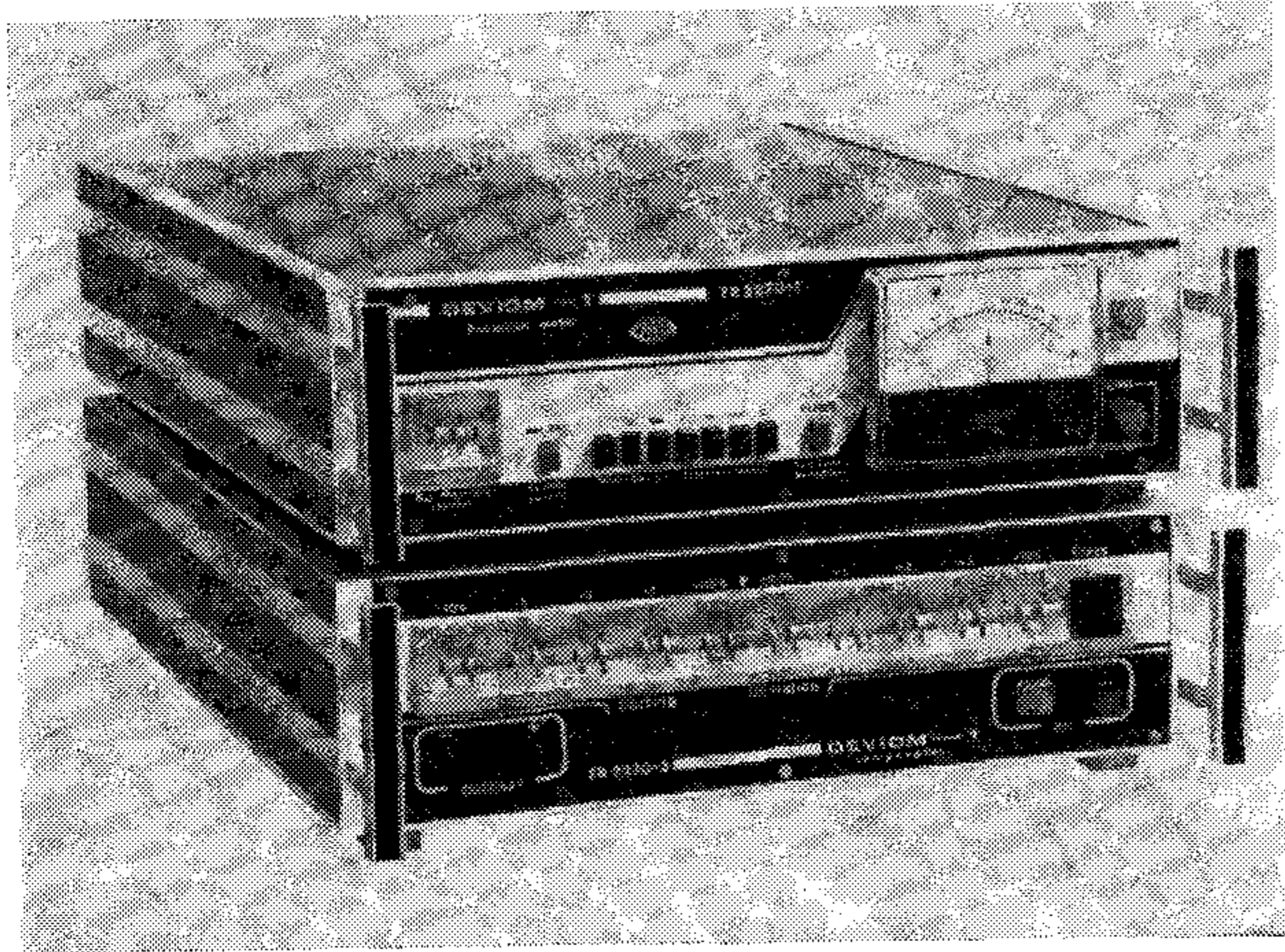
Az intézet mint az elektronikai alkatrészek előállítási technológiájának kutató intézete, gyártó- és mérőberendezéseit jelentős részben maga állítja elő. Az új technológiai műveletek berendezései még az iparilag fejlett államokban sincsenek sorozatgyártásban, akkor amikor az intézetben már szükség van rájuk a fejlesztési munkában. Másik oka a saját berendezés fejlesztésének, hogy az elektronikai ipar stratégiai és gazdasági jelentősége miatt a gyártóberendezések nem vásárolhatók meg. Az alkatrész-technológiai kutatómunka során alakul ki a mérés-technikai feladat és így a mé-

rőberendezés specifikációja. E mérés-technikai feladat megoldása a technológiához közel, érdekeltég légkörben előnyösen végezhető. Az intézet tudatosan törekszik teljes technológiai sorok kialakítására, automatikus mérőberendezések kifejlesztésére a felmerülő igények fokozott kielégítésére. A kezdeti, esetenkénti kapcsolatok mind tervszerűbbé váltak és ezek eredményei alapján az alkatrész-technológiai kutatáshoz tartozó berendezésfejlesztés komoly mértékű lett, így a termelési szerkezet változtatásának, egy korszerű termékcsoporthoz kialakításának bázisát teremtette meg. Az intézet mint az elektronikai alkatrész-kutatás és -fejlesztés hazai bázisa arra törekedett, hogy a nemzetközi fejlődéssel összhangban biztosítsa az elektronikai alkatrészgyártók és -felhasználók mérés-technikai igényeinek kielégítését. Ez két csoportban realizálódik az aktív alkatrészeket és a passzív alkatrészeket mérő berendezések családjában.

Jellegzetes típus az első csoportban az ICOMAT—110 megnevezésű és TR 9576 típusjelű automatikus mérőberendezés digitális integrált áramkörök funkcionális vizsgálatának elvégzésére, illetve különféle jelminták előállítására. A mérőberendezés algoritmikus jelminta generátort, típuskártyát és pin-elektronikát tartalmaz. Az áramkörvizsgálat történhet szeleten, vagy tokozott formában, adagolóval, vagy anélkül. A berendezés csatlakoztatható vizsgálókamrához, DC-mérőrendszerhez. A vizsgálható RAM-áramkörök maximális kapacitása $64k \times 16$ bit, a ROM-vizsgálat $2k \times 16$, illetve $32k \times 1$ bitig végezhető el tárolt mintával.

A mérőrendszer által megvalósított főbb funkciók:

- nagy sebességgel állít elő különféle, nemzetközileg elfogadott memória és egyéb LSI áramkör vizsgáló jelsorozatot;
- dinamikus áramkörök vizsgálatánál biztosítja a regenerálás vezérlési feltételeit;
- közvetlen vezérlő jeleket szolgáltat a vizsgálandó áramkör számára (Read, Write, Cycle), illetve a teszt végrehajtását maszkolja;
- szinkronjeleket szolgáltat cím és programszámláló szerint;
- a program megszakítása esetén gondoskodik az aktuális regisztertartalmak elmentéséről és biztosítja a visszatérés feltételeit;
- lehetővé teszi a vizsgált áramkör osztályozását;
- biztosítja a vizsgálandó áramkörök időzítési feltételeit, valamint táp- és logikai szintjeinek beállítását;
- nagy pontosságú- és sebességű pin-elektronikát tartalmaz;
- lehetőséget teremt DC-mérőegység csatlakoztatására;
- általános perifériacsatlakozási lehetőséget biztosít.



Potencióméter
csúszás-zaj mérő

— rendszeresen végez az Intézet hibaanalízist és meghibásodás-fizikai vizsgálatokat, mind passzív, mind pedig aktív alkatrészek gyártásfejlesztésének céljára.

Mikroprocesszoros
TK-mérő

A különböző elektronikai berendezések hibamentes üzemeltetése megköveteli a beépített alkatrészek működési jellemzőinek ismeretét. Az ilyen irányú vizsgálatok mind a berendezés tervezése során, mind az előkészítés fázisában támpontot nyújtanak a konstruktőröknek és technológusoknak arra vonatkozólag, hogy az alkalmazott elektronikai alkatrészek szélsőséges klimatikus viszonyok és különleges üzemmódok esetén is kielégítik-e a velük szemben támasztott követelményeket. Az Intézetben kifejtett kutató munka elsődleges célja, hogy az elektronikai berendezések konstruktőrei adatokat kapjanak:

A második csoport jellemzésül bemutatjuk a DEVIOM-1 megnevezésű TR 2270 típusjelű üzemi műszert, amely ellenállások névleges értékétől való százalékos eltéréseinek meghatározására, illetve ennek alapján tűrésérték szerinti osztályozásra szolgál.

A mérési tartomány:

ellenállásérték 1 Ohm...10 MOhm
százalékos
eltérés 0... ±10%

A százalékmérés

hibája: max. ±0,1%
A mérési terhelés: max. 6 mW
A százalékos eltérés
kijelzése: mutató
műszerrel

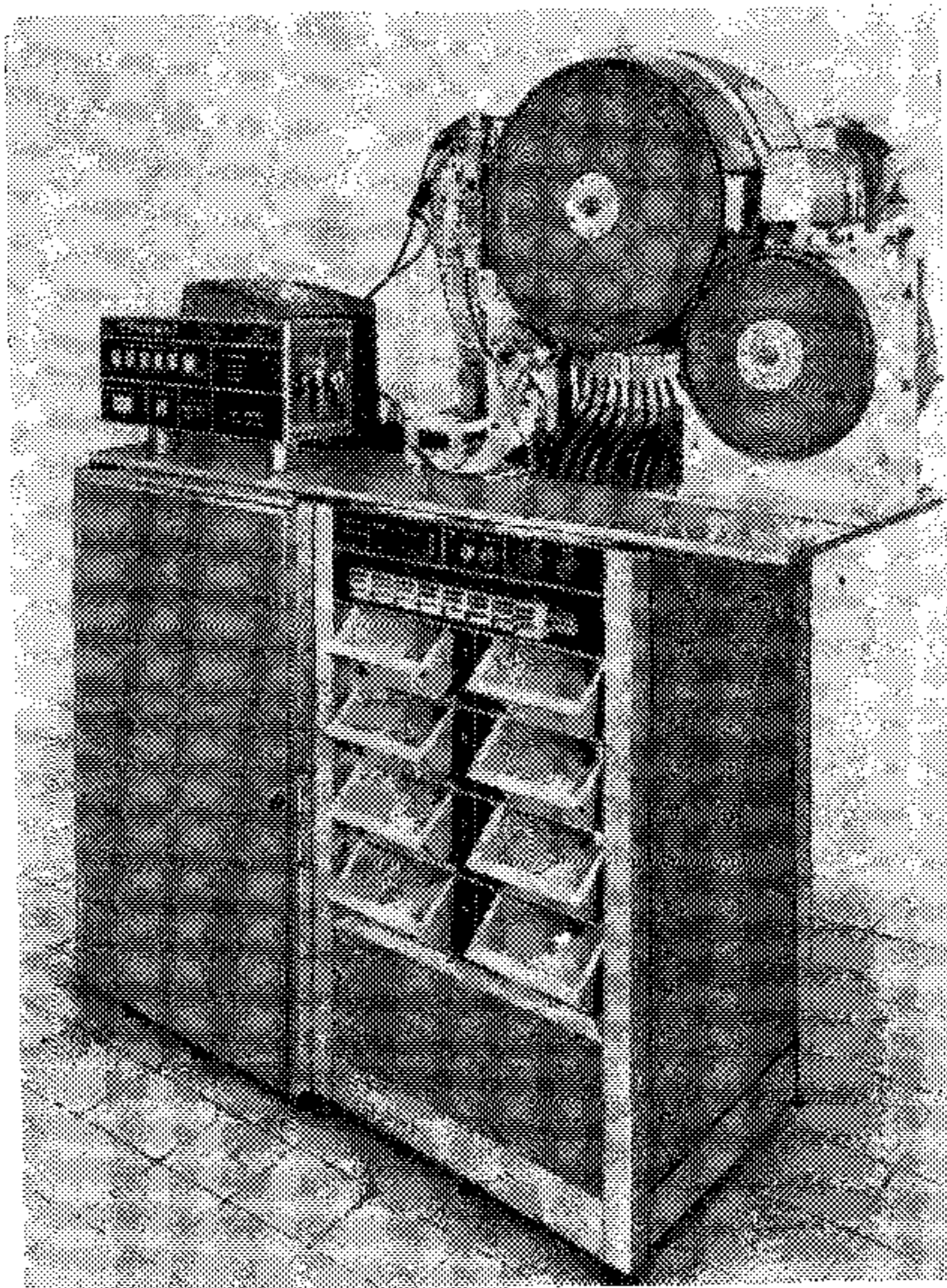
A komparátor az ellenőrzendő ellenállásokat a következő csoportokba osztályozza:

±0,5%; ±1%; ±5%; ±10% és
„selejt”

Valamennyi osztályhatár (+ és - oldalt egymástól függetlenül) 30%-os határon belül szűkíteni lehet. A mért ellenállás valamely csoportba tartozását a komparátor számjegyes formában, illetve pozíciókódban jelzi.

Megbízhatóság

A megbízhatóságvizsgálati módszerek és vizsgáló berendezések területén a nemzetközi tudományos köz-



vélemény által is elismert kutatások folynak az Intézetben. A kidolgozott vizsgálati módszerekkel és a rendelkezésre álló berendezésekkel diszkrét elektronikai alkatrészek és integrált áramkörök megbízhatósági jellemzőit lehet meghatározni. Fontos eredmények e területen:

- matematikai statisztikai becslési módszerek fejlesztése,
- rövid idejű szűrővizsgálatok kidolgozása, melyeknek eredményét közvetlenül lehet alkalmazni a gyártmányok minőségjavítására,

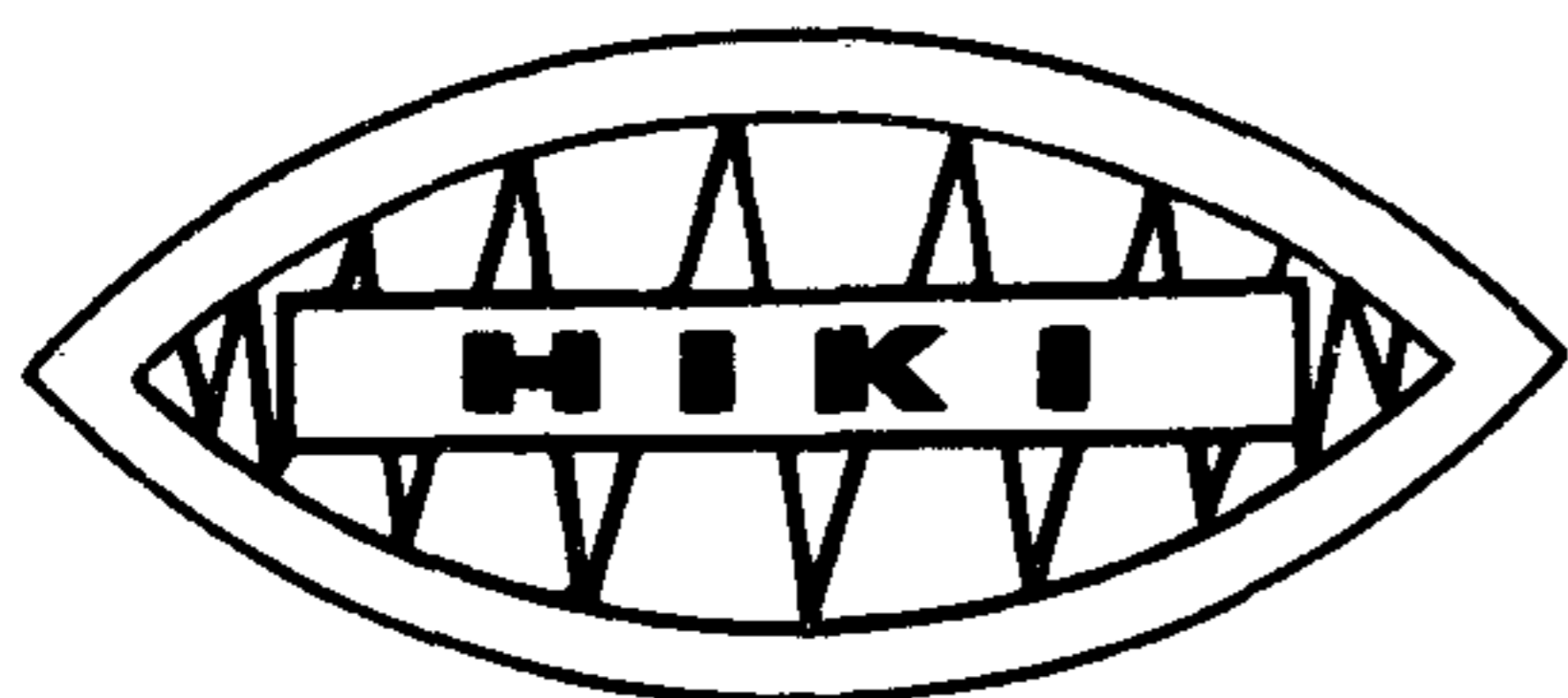
— a beépítésre kerülő elektronikai alkatrészek várható élettartamáról, továbbá arról, hogy a megbízhatóságot illetően mennyiben felel meg egy alkatrész az adott üzemi követelményeknek,

— milyen méretezési elvek alkalmazásával elégíthetők ki egy alkatrészrel szemben támasztott, előre meghatározott megbízhatósági követelmények,

— ezeknek az értékeknek ismeretében hogyan végezhető el a berendezések megbízhatóságának előrejelzése.

Elektronikai alkatrészek megbízhatósági vizsgálatai keretében mind a hazai, mind a külföldi gyártású diszkrét elektronikai alkatrészek, valamint szigetelő és félvezető alapú integrált áramkörök vizsgálatát vállalja az Intézet. A vizsgálati eredmények összehasonlítása lehetővé teszi, hogy a készletező vállalatok gazdaságosan elégítsék ki a felhasználók igényét.

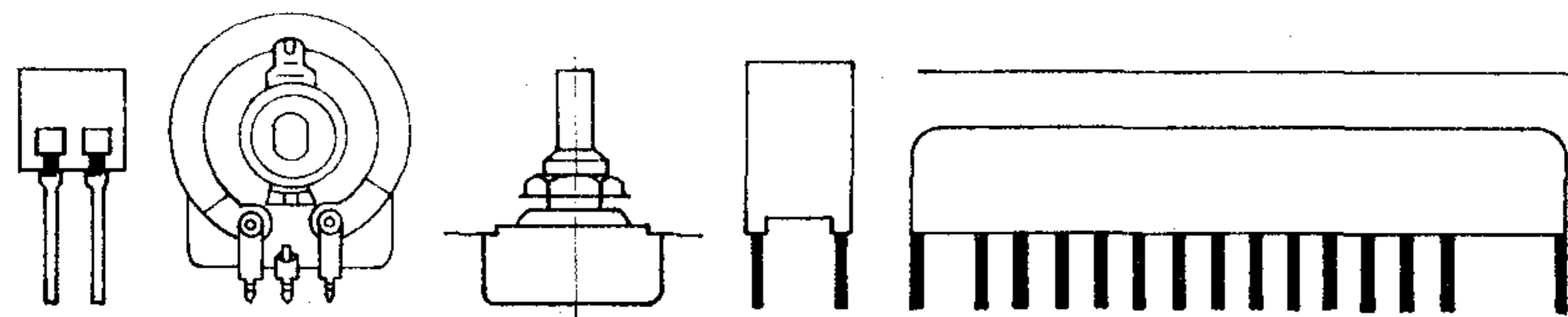
A mikroelektronika által kiváltott technikai forradalmat az olcsó alkatrészárakon kívül elsősorban az tette lehetővé, hogy a mikroelektronika vívmányai az élet minden területén használhatók és használatuk döntően befolyásolja az illető területen a hatékonyságot.



Mikroelektronikai alkatrészek megrendelésével forduljon az intézet

MŰSZAKI KERESKEDELMI OSZTÁLYÁHOZ

1393 Budapest, Postafiók 348



50

REMIX

1932-1982

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

P734x

Lakkréteg potenciométer

**KIVEZETŐK
BEÁLLÍTÁS**

ónozott fémforrcsúcsok
fém v. műanyag tengely-
csonk

Ajánlott felhasználás

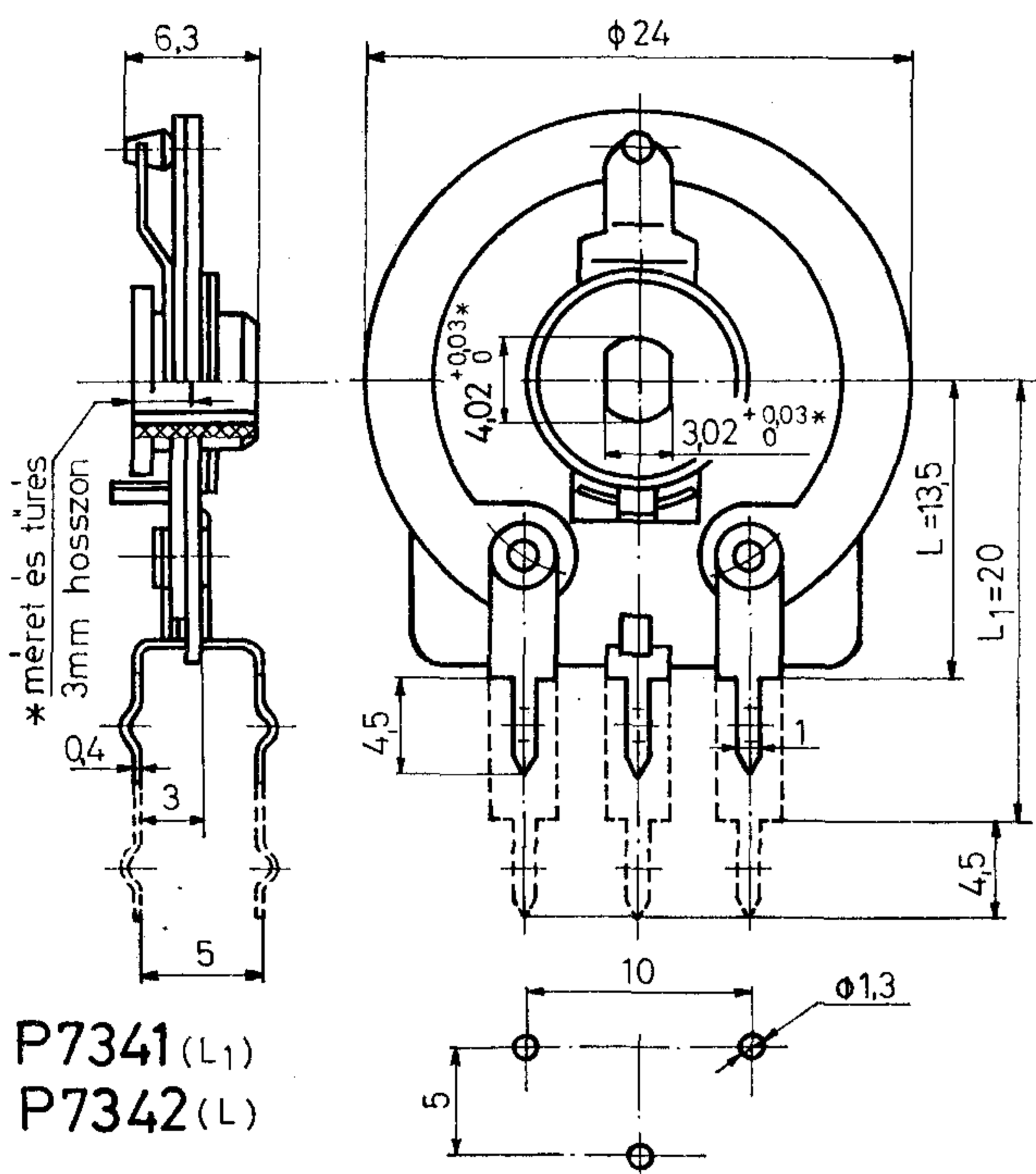
Közszükségleti híradásipari berendezésekbe.

Villamos jellemzők

NÉVLEGES
REZISZTENCIA (R) 680 Ω ... 220 k Ω
REZISZTENCIA SOR E6
REZISZTENCIA TŰRÉS $\pm 20\%$
KEZDŐ ÉS MARADÉK
REZISZTENCIA
R \leq 10 k Ω max 10 Ω
R > 10 k Ω max 50 Ω

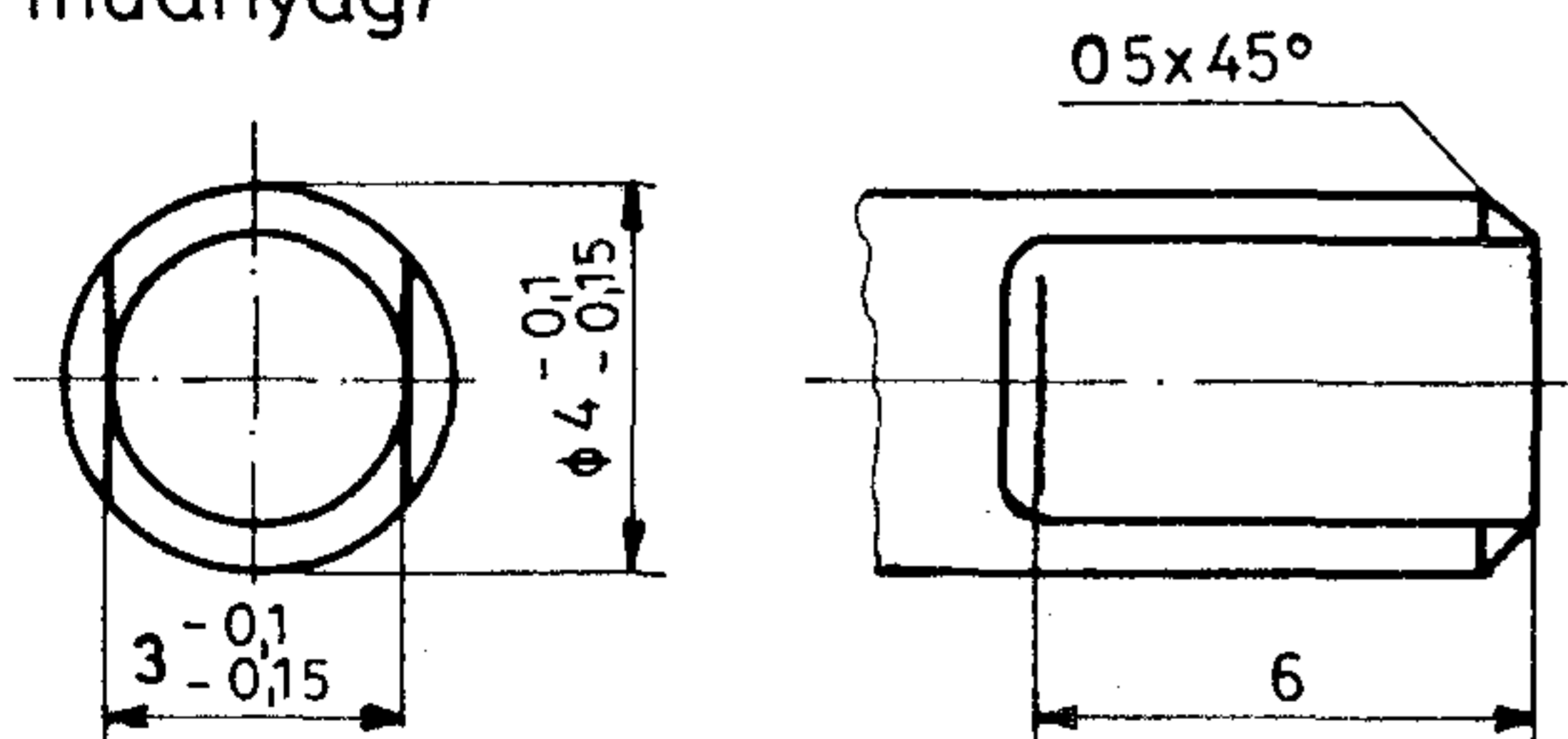
ÁTMENETI
REZISZTENCIA
(terhelő áram 1 mA) max $\pm 5\%$
NÉVLEGES
TERHELHETŐSÉG (P_n)
55 °C-nál 0,25 W

Méreték mm-ben



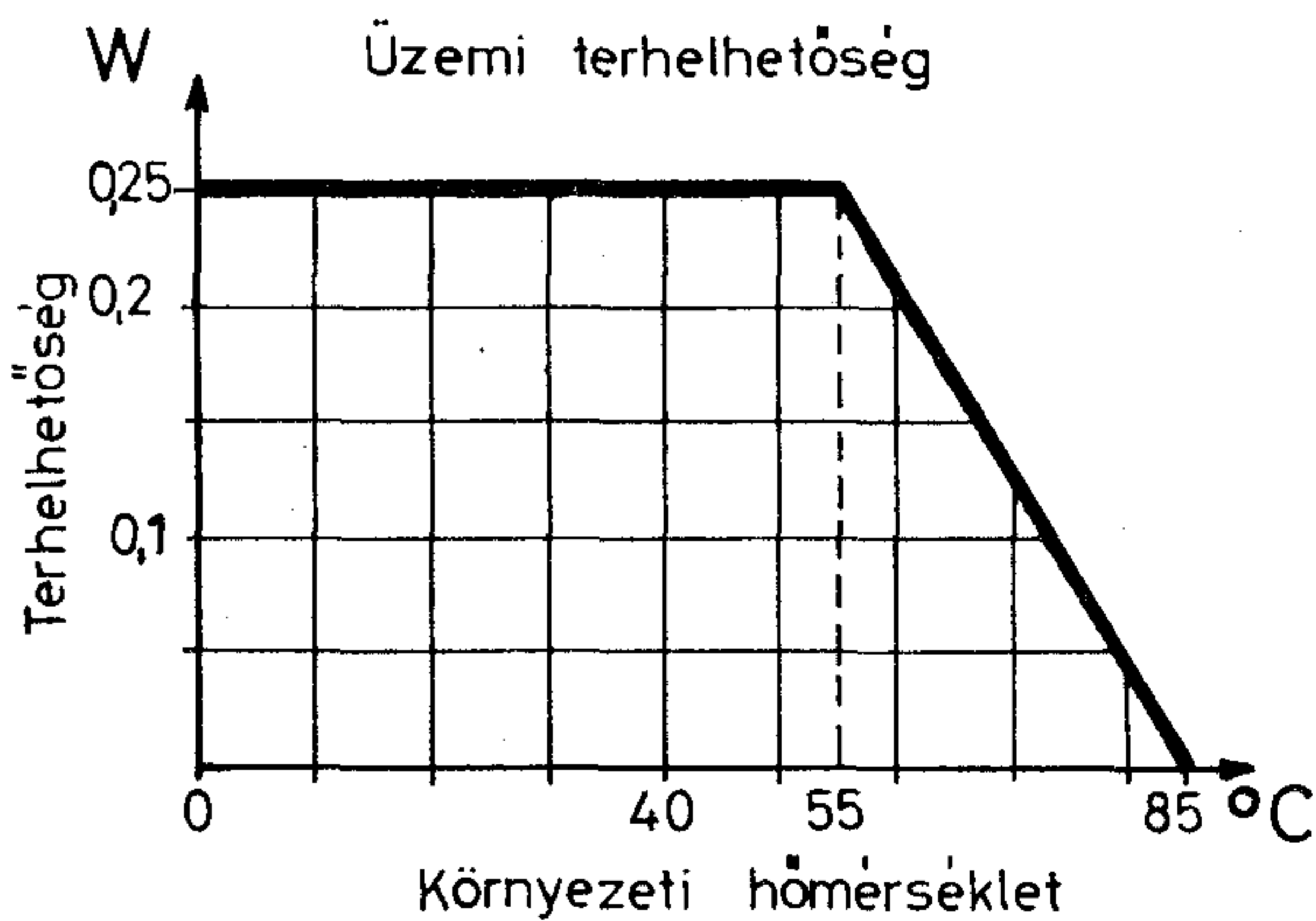
P7341 (L₁)
P7342 (L)

Működtető tengelycsonk java-
solt méretei: /Anyaga fém v.
műanyag/

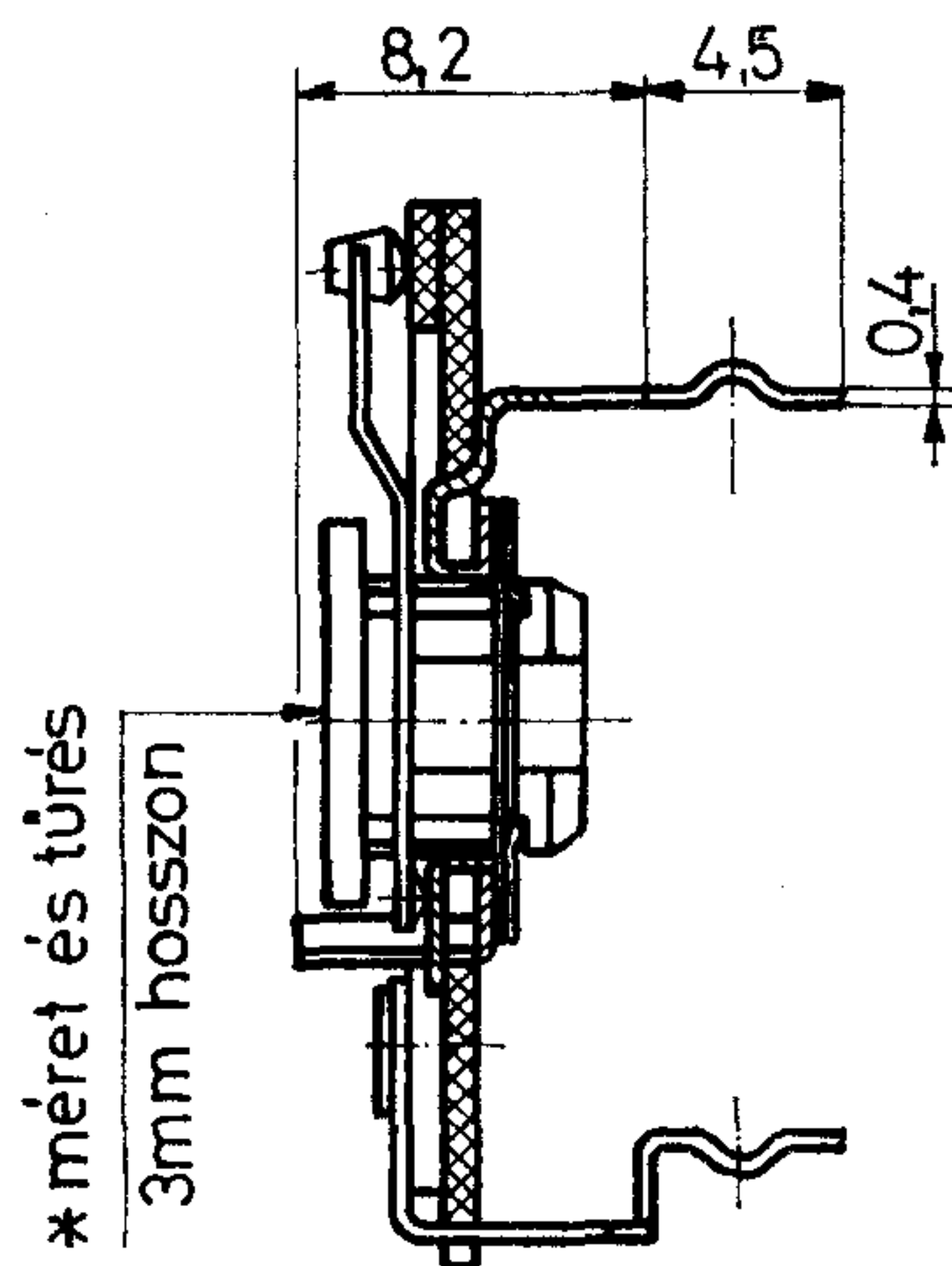


Szerkezeti felépítés

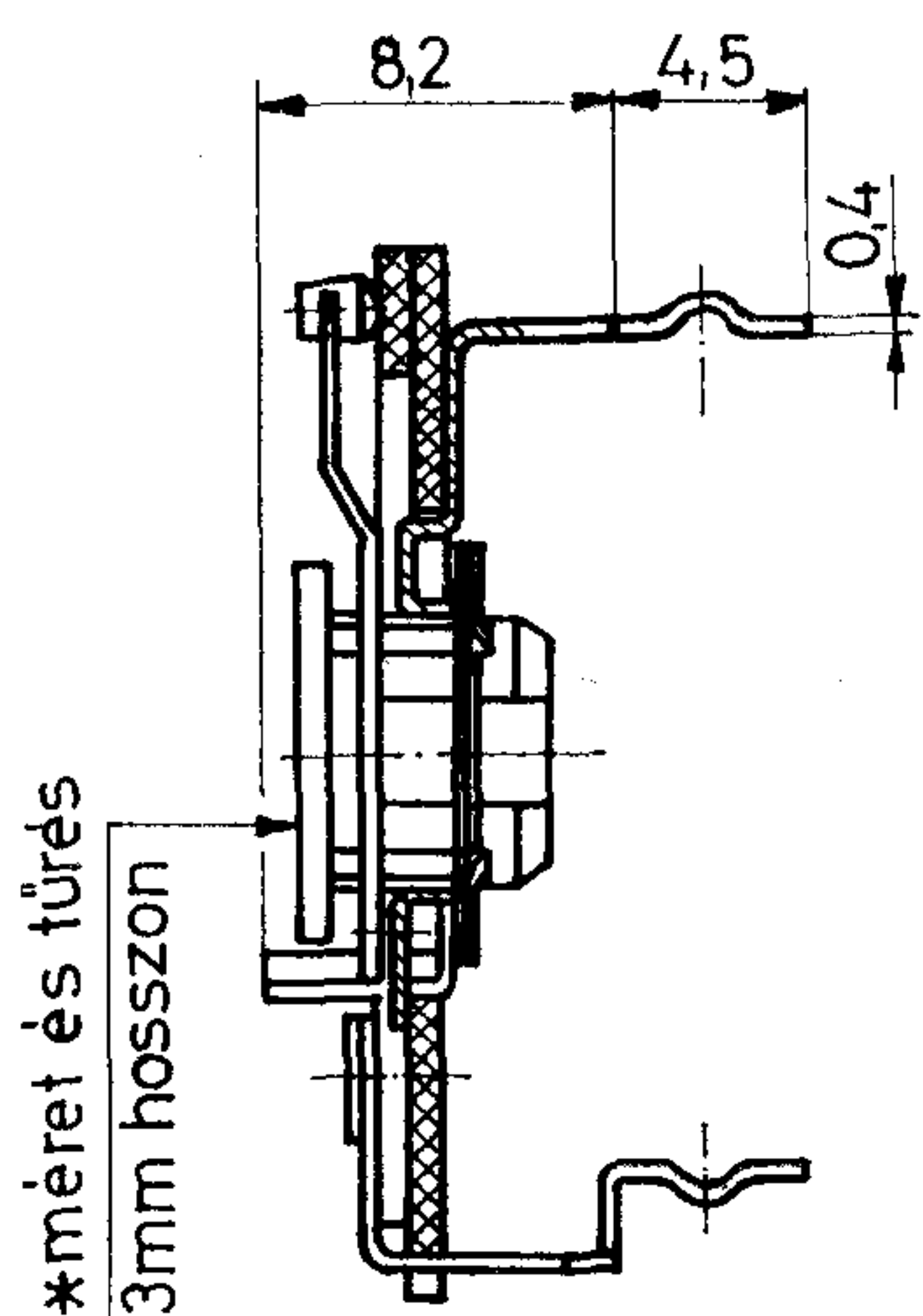
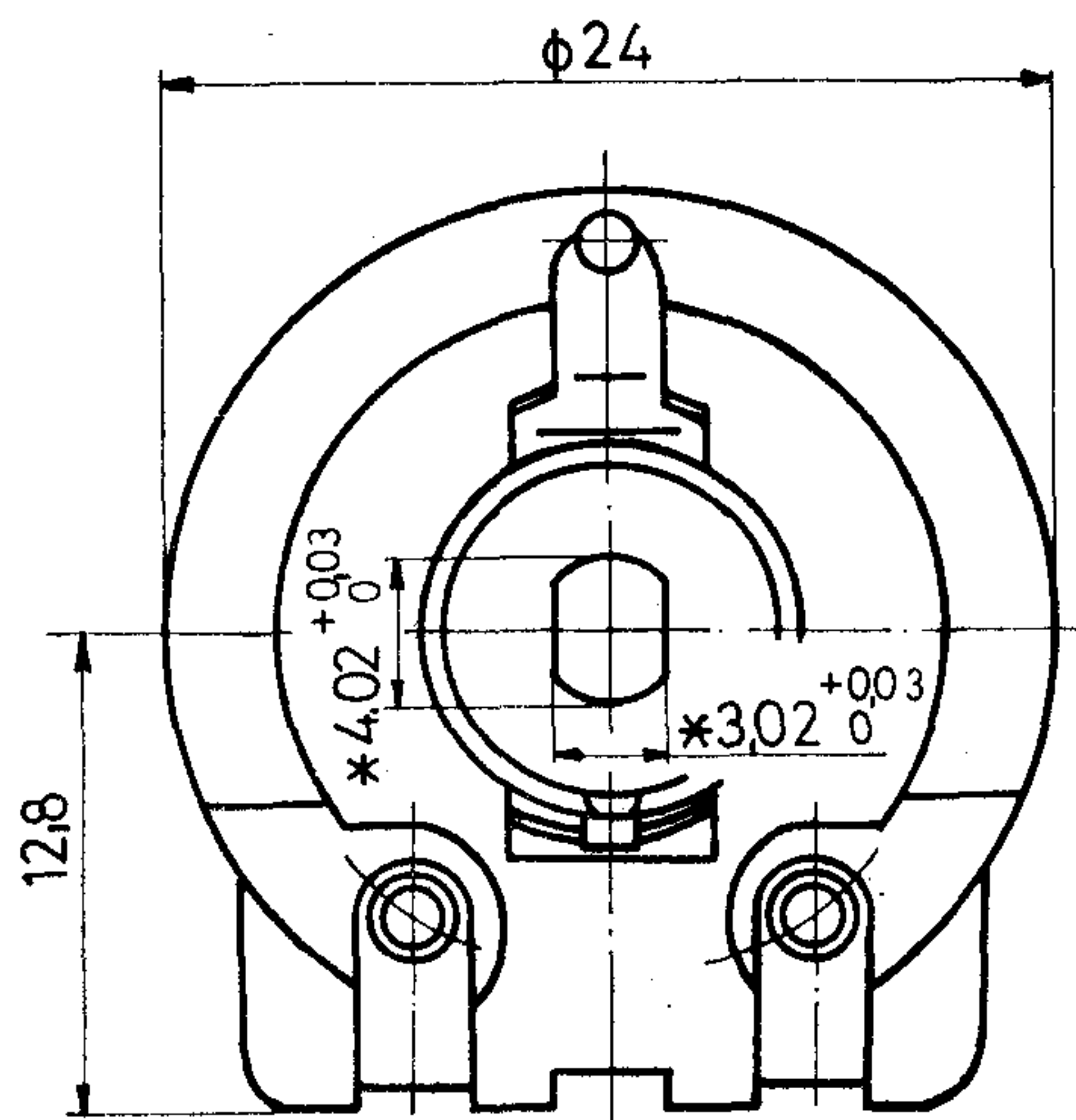
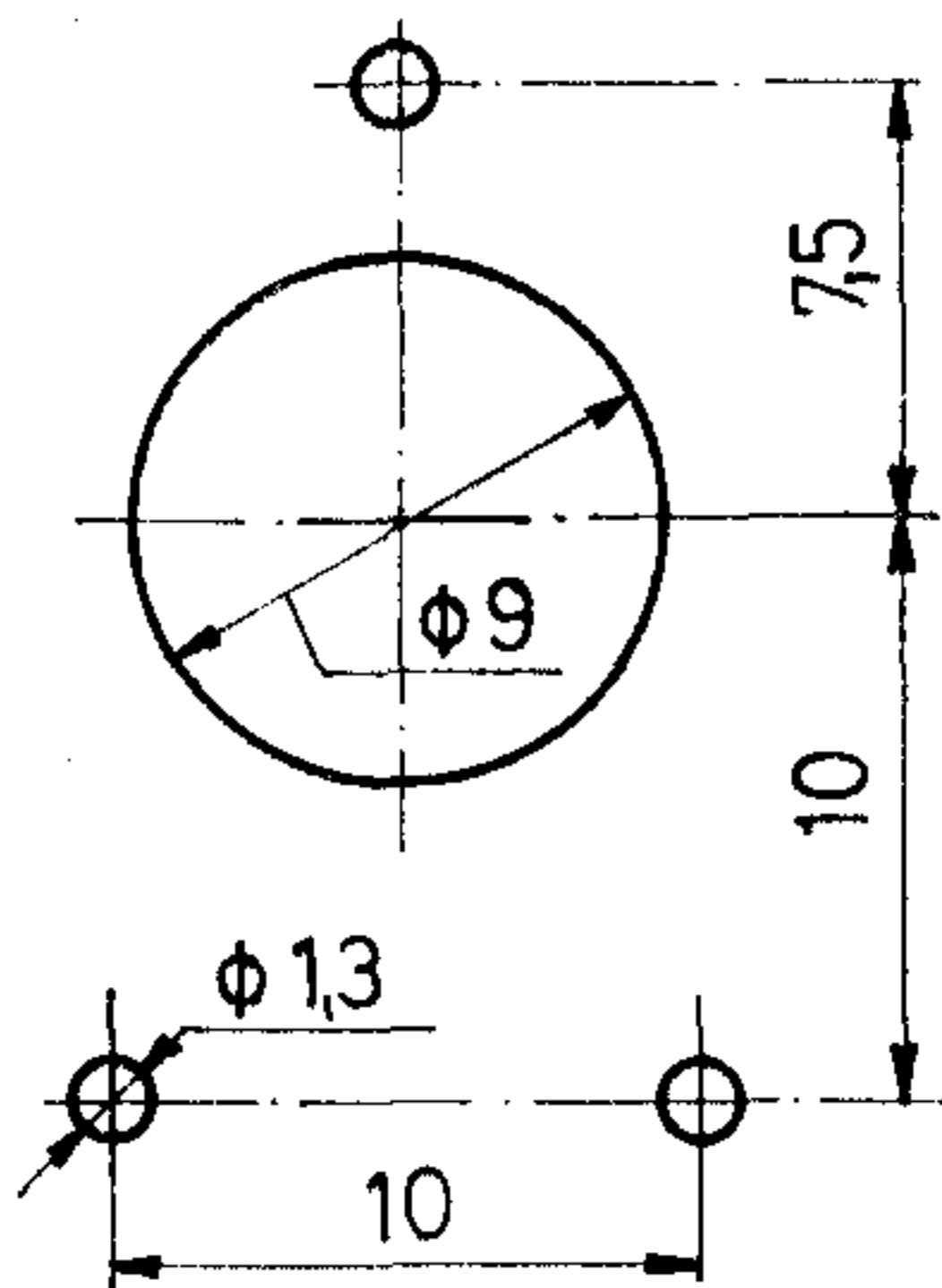
HORDOZÓ papírvázis rétegelt
műanyag lemez
ELLENÁLLÁS lakkréteg
LESZEDŐ szén



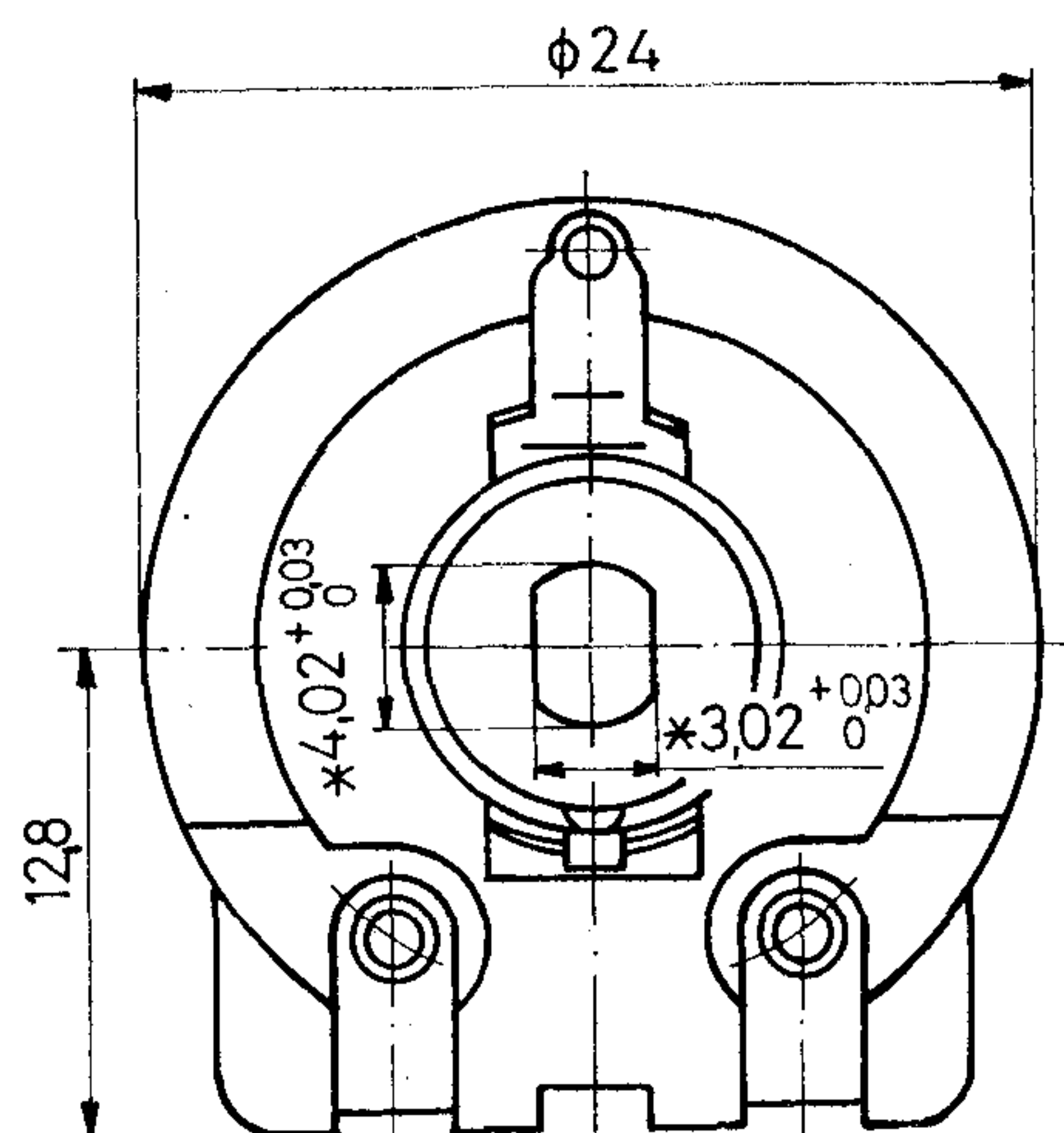
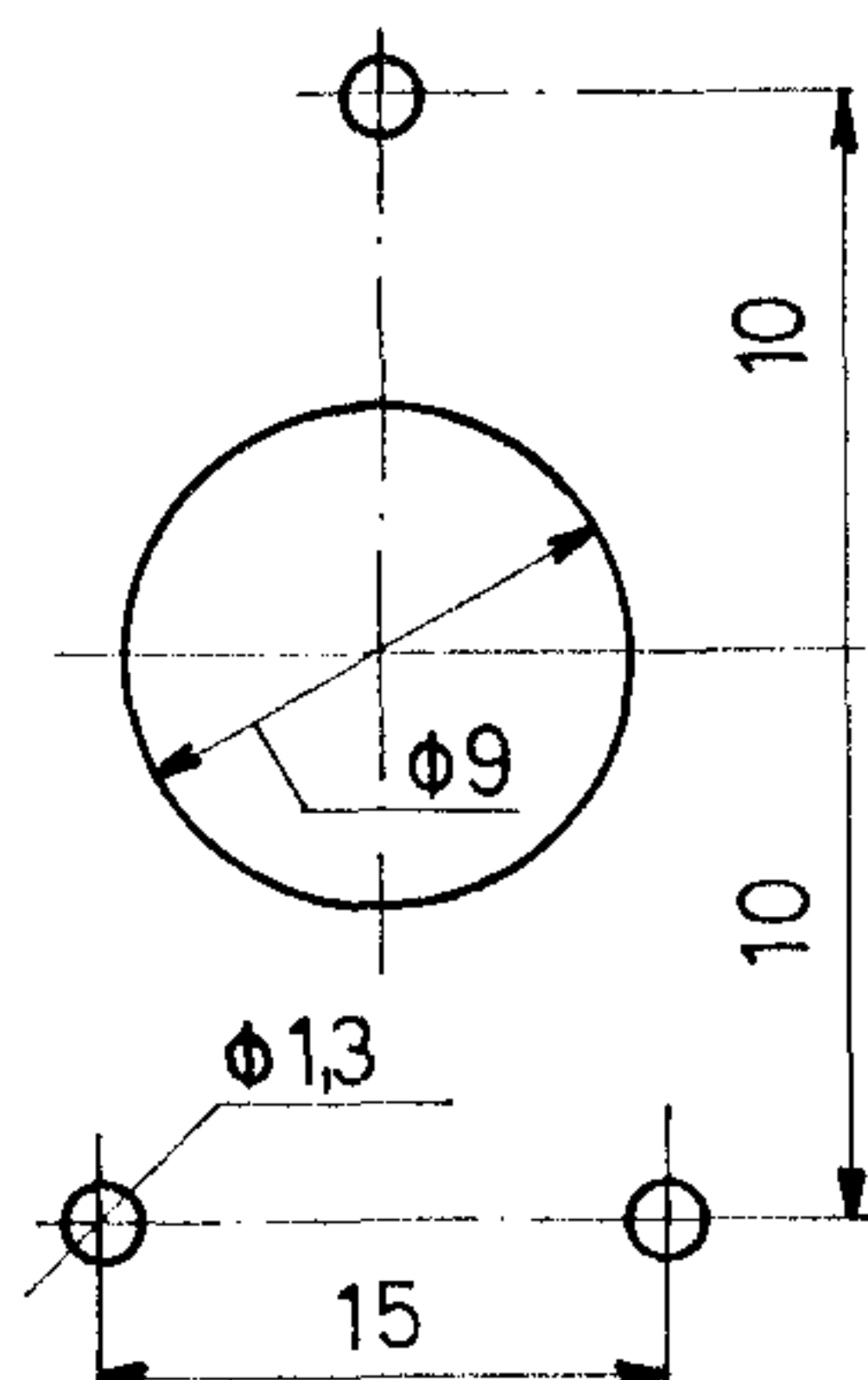
HATÁRFESZÜLTÉS
(U_b) 250 V 50 Hz
HŐMÉRSÉKLETI
TÉNYEZŐ
-25 °C... +85 °C max 2000·10⁻⁶/K
SZABÁLYOZÁSI
JELLEG „A”
SZIGETELÉSI
FESZÜLTÉS 250 V
FESZÜLTÉGPRÓBA 500 V 50 Hz
SZIGETELÉSI
ELLENÁLLÁS (R_{sz}) min 5 G Ω



P7343



P7344



Mechanikai jellemzők

TENGELY SZÖGELFORDULÁS	250° ± 10°
MŰKÖDTETŐ TENGELYCSONK FORGATÓ NYOMATÉK	3,5...35 Nmm
ÜTKÖZÉSI NYOMATÉK	50 Nmm
MŰKÖDTETŐ TENGELYCSONKRA HATÓ HÚZÓ-NYOMÓ-ERŐ	5 N

Környezetállóság

KULCSSZÁM	25/085/04
TARTÓS NEDVES MELEG napok száma	4
dR/R a-c kivezetők között R_{sz}	max ± 30% min 15 MΩ

Mechanikai tartósság

ciklusszám	10 000
ciklussebesség	10–15/perc
dR/R a-c kivezetők között	max ± 5%
forgató nyomaték R_{sz}	3,5–35 Nmm min 5 GΩ

Villamos tartósság

időtartam	1000 óra
terhelés	P_n
hőmérséklet	55 °C
dR/R a-c kivezetők között a vizsgált darabszám	
90%-nál	max ± 10%
10%-nál	max ± 20%
R_{sz}	min 5 GΩ
rezisztencia változás	folyamatos, egyirányú

Ezen alkatrészeinket az ELEKTROMODUL forgalmazza. Megkeresésükre küldünk katalógust. Kereskedelmi főosztályunk (telefon: 573-033) várja érdeklődésüket és készséggel áll rendelkezésükre.



Rádiótechnikai Vállalat Budapest, X. Pataki tér 20.

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

BHG

Laczkó Endre
Bernhardt Richárd
Dr. Eisler Péter
Dr. Gosztony Géza
Honti Ottó
Klug Miklós
Tölgyesi László

ORION

Jakubik Béla
Csernoch János
Froemel Károly
Sass Károly
Szabó Károly
Szász Gerő

TERTA

Bánsági Pál
Baján Tibor
Bendek Elek
Halmi Gábor
Hutter Mihály

PCM jelátvitelt biztosító mikrohullámú berendezések bevezetésének néhány problémája. I. rész

CSERNAK JÁNOS
ORION

Bevezetés

A digitális jelátvitel a vezetékes hírközlésben történő átvitelhez hasonlóan a vezeték nélküli hírközlésben is egyre terjed. Ez a térhódítás ami lassan az analóg hírközlés rovására is megy természetesen újabb műszaki és tudományos problémákat vet fel, melyek megoldása feltétlenül szükséges. A jelen dolgozatban ezen problémák egy részére vetünk néhány pillantást a rendelkezésre álló irodalom alapján.

1. Általános szempontok

1.1. Hullámterjedési és berendezési vázlattervezési szempontok

Az analóg összeköttetések digitalizálása két kényszerítő körülmény figyelembevételével történhet.

- Egyrészt olyan berendezéseket, illetve rendszereket kell kifejleszteni, melyek összeférhetőek (kompatibilisek) ugyanazon átviteli utat használó analóg berendezésekkel, annak érdekében, hogy a rendelkezésre álló infrastruktúra rentábilis legyen és a digitalizálást minden nagyobb zökkenő nélkül végre tudjuk hajtani.
- Másrészt a lehetőségekhez képest ötletes műszaki megoldásokkal csökkenteni kell azt a csekély kapacitáskülönbséget, mely az analóg átvitel javára fennáll.

Ami a mikrohullámú összeköttetésén átvinni kívánt adatsebességet illeti a 2, 8, 34 és 140 Mbit/sec-as adatsebesség jöhet számításba. A mikrohullámú jelátvitelre természetesen a már meglévő frekvenciaterveket és RF-csatornákat kell használni.

Adott esetben az átvihető kapacitást figyelembe véve sokszor kompromisszumot kell kötni.

A 4 GHz-es frekvenciasáv, melyet analóg átvitel esetén 1260 TF csatorna átvitelére alkalmaznak a

3,4–3,8 GHz-es, illetve a
3,8–4,2 GHz-es

frekvenciasávot foglalja el. Ebben a frekvenciasávban már elég jó iránykarakterisztikájú antennák készíthetők. Mindkét frekvenciaterv két 200 MHz-es félsávot foglal magában félsávonként 6–6 RF csatornával. (3+3 csatorna ellentétes polarizáció alkalmazásával.) Az RF-csatornák egymástól való távolsága 29 MHz. A frekvenciasáv hullámterjedési szempontból normális állomás telepítési körülmények között nem kritikus. Általában szelektív fading fordul elő. Ennek mélységét és gyakoriságát új kritikusnak látszó nyomvonal kitűzése esetén terjedési mérésekkel kell tisztázni.

Digitális berendezéssel ebben a frekvenciasávban 960 TF-csatornát visznek át 2×34 Mbit/s adatsebességgel 8 állapotú modulációval. A kapacitás csökkenés ennél fogva kisebb mint 25%. Ha a mikrohullámú összeköttetés adóteljesítményét 1 W-nak választjuk akkor 3,2 m átmérőjű antenna és 2×60 m tápvonalhossz figyelembevételével, 46 km-es hosszú RF-szakaszon a fading tartalék 42 dB-nek adódik. (10^{-4} hibaarány)

Természetesen az analóg és a digitális berendezések összeférhetőségét (kompatibilitását) minden tekintetben biztosítani kell, beleértve azt az esetet is, amikor két digitális csatorna egy analóg csatornát fog közre. Tapasztalat szerint ha mind a digitális, mind az analóg mikrohullámú adó teljesítménye 1 W akkor 25 dB-es polarizációs elválasztás mellett a jel/zaj viszony romlása egy analóg TF-csatornában nem több mint 1 dB.

Alacsonyan fekvő frekvenciatervek (2 GHz, 4 GHz, 6 GHz) digitális átviteli célokra való felhasználásánál, legtöbb esetben sajnos az a probléma lép fel, hogy ezek a sávok már telítve vannak analóg összeköttetésekkel.

A 11 GHz-es sáv ma viszonylag még szabad és ezen a sávon a 140 Mbit/sec-os jelsebesség az érvényes frekvenciatervet tekintve átvihető. A szóbanforgó frekvencia terve a 10,7–11,7 GHz-es frekvenciasávot foglalja magában két félsávval és félsávonként 8-8 frekvenciát tartalmaz. A szomszédos RF-csator-

nák egymástól frekvenciában való távolsága 40 MHz. A frekvenciában legközelebb eső adó-vevő távolság 90 MHz.

Az elmondottakat figyelembe véve ezzel a jelsebességgel ezen a frekvenciasávon már digitális gerincvonalat tudunk létesíteni. (A 8 RF-csatornán összesen $8 \times 1920 = 15360$ TF csatornát vihetünk át.)

A berendezés vázlattervezése alkalmával a tapasztalat szerint figyelembe kell venni azt, hogy a második moduláció 140 MHz-es középfrekvencián történik és 8 fázisú. Az adóteljesítményt 10 W-nak kell megválasztani amit csak haladóhullámú erősítőcső alkalmazásával érhetünk el.

A hibaarány romlásának egy részét ebben a frekvenciasávban a fading okozza. A fadingnek itt már mindkét komponense az esőcsillapítás is, és a többutas-terjedés is fellép.

Az alábbiakban táblázatosan összefoglaljuk egy Párizs környékére vonatkozó esőcsillapítás-statisztika felvételének eredményeit. (5)

Elhalkulás mértéke [dB]

Év idő hányada: 10^{-3}	10^{-4}		10^{-5}
	(50 perc)		(5 perc)
Távolság [km]			
5	1,4	5,3	13,5
10	2,2	11,3	21,0
15	3,0	14,8	26,5
20	4,0	15,5	31,0
30	5,2	21,3	36,5
40	6,5	24,8	40,5
50	7,9	26,5	43,0

Ami a többutas-terjedést illeti annak ebben a tartományban is két oka lehet:

- a földről való visszaverődés,
- anomális törésmutató-változás a felső légrétegekben.

A fading A_{MRES} [dB] mélysége és előfordulási időhányada tekintetében a tapasztalat szerint nyugat Európában a Morita összefüggés használható

$$E_M = kQ\varphi_0^B [6\text{Hz}] d_{RF}^{3,5} [\text{km}] \text{ nom } \log \frac{A_{MRES} [\text{db}]}{10}$$

ahol:

$$k = 1,4 \cdot 10^{-8}$$

$$B = 1$$

$$Q = 1$$

φ_0 [GHz] a frekvencia HGz-ben

d_{RF} [km] az RF szakasz hossza

Az összefüggés az év legrosszabb hónapjára vonatkozik és figyelembeveszi a föld felszínéről történő visszaverődéseket.

Digitális átvitel szemszögéből nem is annyira az elhalkulás mélysége, mint annak szelektivitása az érdekes. Az elhalkulás ezen fajtája ellen tér-diverziti vétellel és a vevőben elhelyezett fáziskiegyenlítővel lehet védekezni.

Ebben a frekvenciatartományban a mélyfading mellett bizonyos depolarizációs jelenségek is fellépnek. A kérdés ma még a tanulmányozás stádiu-

mában van. Az NDK-ban a 11 GHz-es frekvenciatartományban már több terjedésmérést végeztek a Calau—Kolberg-i szakaszon. (Rundfunk und Fernsehtechnisches Zentralamt. Aussenstelle Kolberg)

A mérés alkalmával az RF-szakasz 56 km hosszú és az első Fresnel-zóna szabad volt. A mérés kiértékelésének főbb eredményeit az alábbiakban foglaljuk össze. (1) (2) (3) (4)

- A 0,1%-os időhányadra vonatkozó elhalkulás átlagértéke egy teljes évre vonatkoztatva – 24 dB (Az egyik hónapban ez az érték a – 34 dB-t is elérte.)

Ezt az értéket egy 240 MHz-es frekvencia-diverziti csak 5 dB-lel javította, ami nem elegendő. A kapott eredmények kellemetlenebbek, mint ahogy ez a Morita összefüggés alapján várható lenne.

- A polarizáció – diverziti, teljesen hatástalan.
- Itt is megfigyelték a kisugárzott hullám bizonyos mértékű depolarizációját.

Hosszantartó esőzés alkalmával max. 10 dB-es csillapítást és rövid ideig tartó zivatar jellegű esőzés alkalmával max. 30 dB-es csillapítást is mértek.

Az elmondottakból nyilvánvaló, hogy 11 GHz-es új digitális vonalak kitűzése alkalmával feltétlenül terjedési mérést kell végezni.

A 13 GHz-es frekvenciatartományban az eső által okozott csillapítás a 11 GHz-es frekvenciatartományhoz viszonyítva már igen nagy értéket vehet fel. (6) A frekvenciatartomány 12,75 GHz-től 13,25 GHz-ig terjed. (CCIR Avis 497 – 1). Ebben a frekvenciatartományban RF-csatornánként vagy 34 Mbit/s-os jelsebességet (480 csatorna) vagy 2×34 Mbit/s-os jelsebességet visznek át ($2 \times 480 = 960$ csatorna)

A frekvenciaterv 34 Mbit/s-os jelsebesség esetén félsávonként 8 RF-csatornát tartalmaz és a csatornák egymástól frekvenciában való távolsága 28 MHz. (A teljes átviteli kapacitás $8 \times 480 = 3840$ TF csatorna)

2×34 Mbit/s-os jelsebesség esetén a frekvencia tartomány 6 RF-csatornát tartalmaz és a csatornák egymástól frekvenciában való távolsága 35 MHz. (A teljes átviteli kapacitás $6 \times 960 = 5760$ TF-csatorna.)

Miután a nagy esőcsillapítás miatt az átlag RF-szakasztávolság itt 23 km, az ebben a frekvenciatartományban kifejlesztett berendezések igen alkalmasak ún. csillagkonfiguráció létrehozására. Csillagkonfiguráció esetén a különböző városi telefonközpontok egy ún. csomóponti állomáson keresztül tartják egymással a kapcsolatot.

A csomóponti állomáson történik a primer, a szekunder és esetleg a terciér csoportok cseréje. A szomszédos RF-szakaszoktól való védelmet ilyen esetben az antennák iránykarakterisztikája és a keresztpolarizációs csillapítás biztosítja.

13 GHz-es új nyomvonal vagy hálózat kitűzése esetén terjedési mérés végzése feltétlenül szükséges, mert a rendelkezésre álló terjedési tapasztalat mennyisége igen csekély.

Végezetül meg kell említeni, hogy a 140 Mbit/s-nál nagyobb jelsebesség átvitelére előreláthatólag a

19 GHz-es frekvenciasávot jelölik ki mely 2 GHz széles (17,7–19,7 GHz).

Az RF-szakaszok átlagos távolsága előreláthatólag itt 5–7 km lesz.

1.2. A mikrohullámú adó spektruma (12)

A Fourier analízisből ismert az a tény, hogy egy τ impulzushosszúságú és U_0 amplitúdójú impulzus Fourier spektruma folytonos és matematikailag

$$a(f) = \frac{U_0 \tau}{\pi} \cdot \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} = \frac{U_0 \tau}{\pi} \cdot \frac{\sin \pi \frac{f}{f_0}}{\pi \frac{f}{f_0}} \dots 1,4/1$$

alakban fejezhető ki $\frac{1}{\tau} = f_0$ a spektrum első zérushelye. Az impulzus időbeli lefolyását és spektrumát 1. ábrán tüntettük fel. Sajnos a feltüntetett spektrum energiájának 99%-a 0 Hz frekvenciától kb. $20 f_D$ frekvenciáig terjed. Pl. 30 telefoncsatorna esetén ($\tau = T_B = \frac{1}{f_B}$) ez a mennyiség maximum $20 f_D = 20 f_B = 20 \cdot 2,048 = 40,96$ MHz értéket is kitehet.

Ilyen széles frekvenciasávot ma már kisugározni nem lehet. Feltétlenül módot kell találnunk a sáv szűkítésére. A kisugárzott spektrummal szemben támasztott követelményekkel kapcsolatos irányelveket a CCIR 328-as ajánlás tartalmazza.

A sávszűkítésnek egyik hagyományos módszere az, hogy az impulzussorozatot egy meghatározott f_c határfrekvenciájú végtelen meredek levágású ideális aluláteresztő szűrőn bocsátjuk keresztül. Az aluláteresztő szűrő az impulzust lekerekíti és tranziens jelenséget okoz.

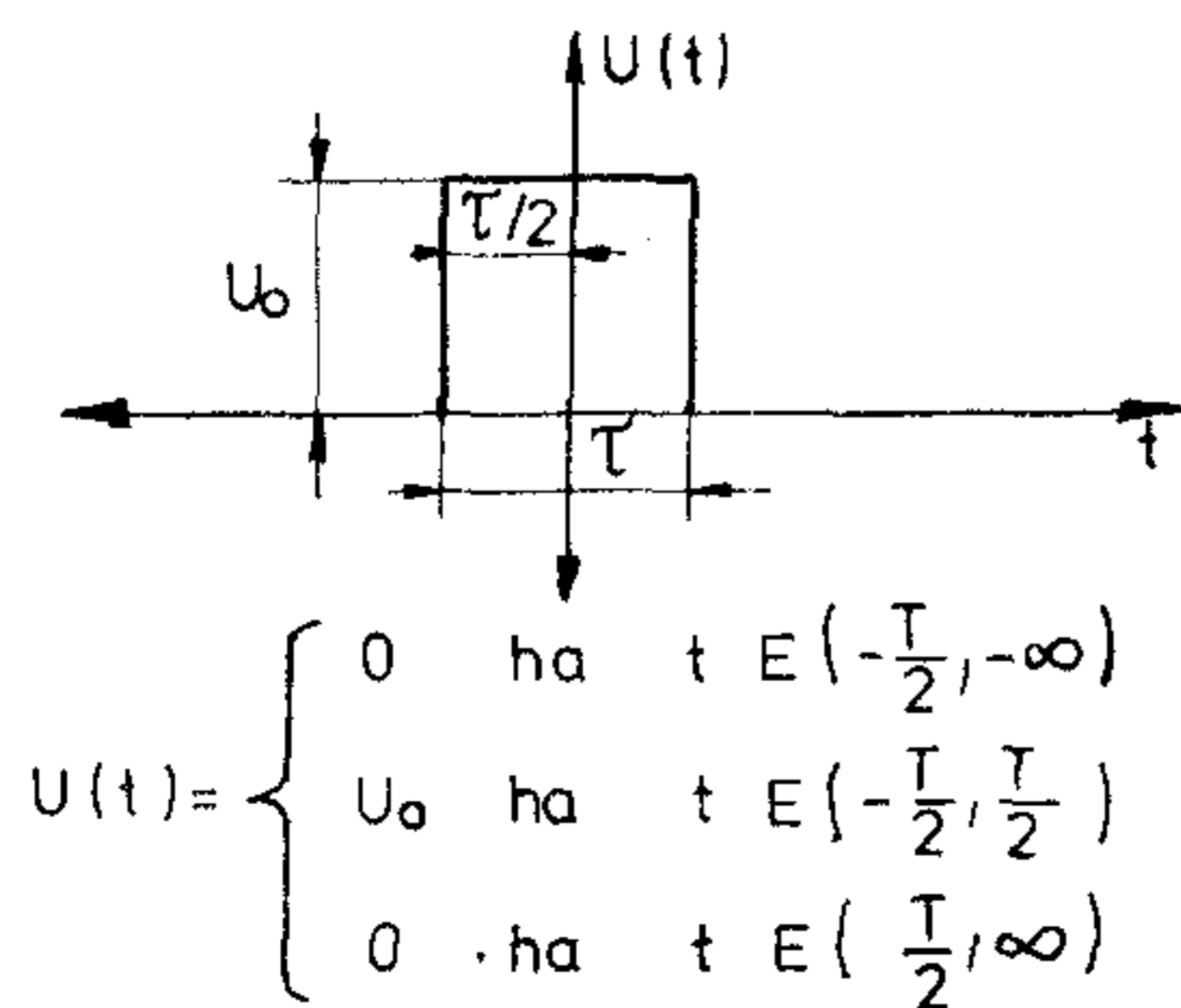
A probléma fontosságára való tekintettel érdemes ennek a kérdésnek mennyiségi oldalát is áttekinteni. (2. ábra)

Az aluláteresztő szűrő adatai legyenek a következők: Az amplitúdó átviteli görbe a frekvencia függvényében:

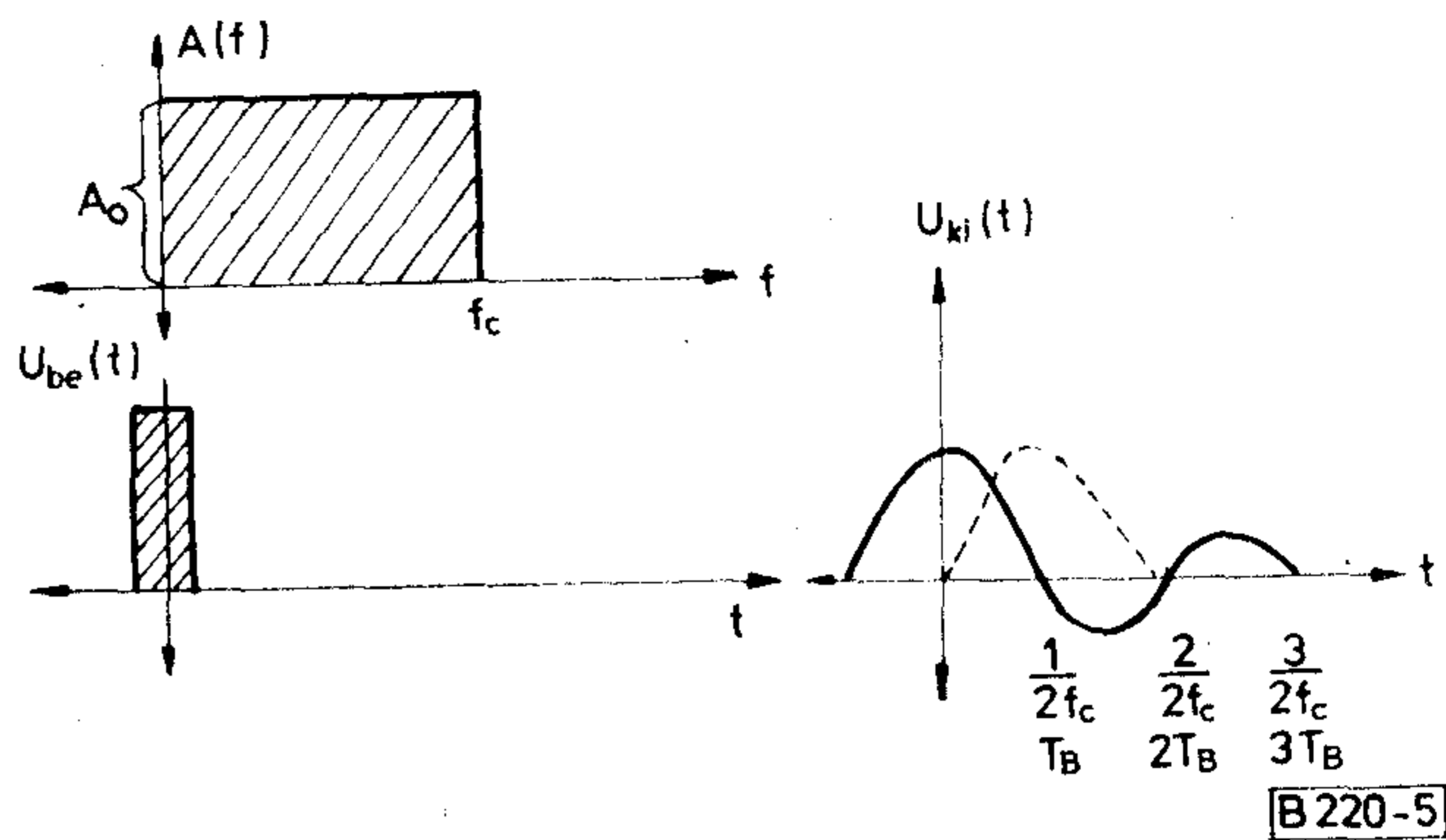
$$|A(\omega)| = \begin{cases} 0 & \text{ha } \omega \in (-\infty, 0) \\ A_0 & \text{ha } \omega \in (0, \omega_c) \\ 0 & \text{ha } \omega \in (\omega_c, \infty) \end{cases}$$

A csoportfutási idő a frekvencia függvényében:

$$\tau_{cs} = t_K = \frac{\varphi}{\omega} = \omega nst$$



1. ábra. Egyedülálló impulzus és spektruma



2. ábra. Keskeny impulzus áthaladása aluláteresztő szűrőn

(Itt φ az aluláteresztő szűrő fázis átvitele a frekvencia függvényében.)

A bemenő jel az idő függvényében

$$U_{be}(t) = \int_0^{\infty} a(\omega) \cos \omega t d\omega = \frac{U_0 \tau}{\pi} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}} \right) \cos \omega t d\omega$$

Ami a jel τ szélességét illeti az általában később tisztázandó mintavételezési okokból kisebb mint az információ részére biztosított T_B időrés. Az impulzus szélességet válasszuk most $\tau = T'_B$ -nek. ($T'_B < T_B$)

Így élhetünk a Dirac delta időfüggvénynél alkalmazott jól ismert

$$\frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}} \approx 1$$

közelítéssel.

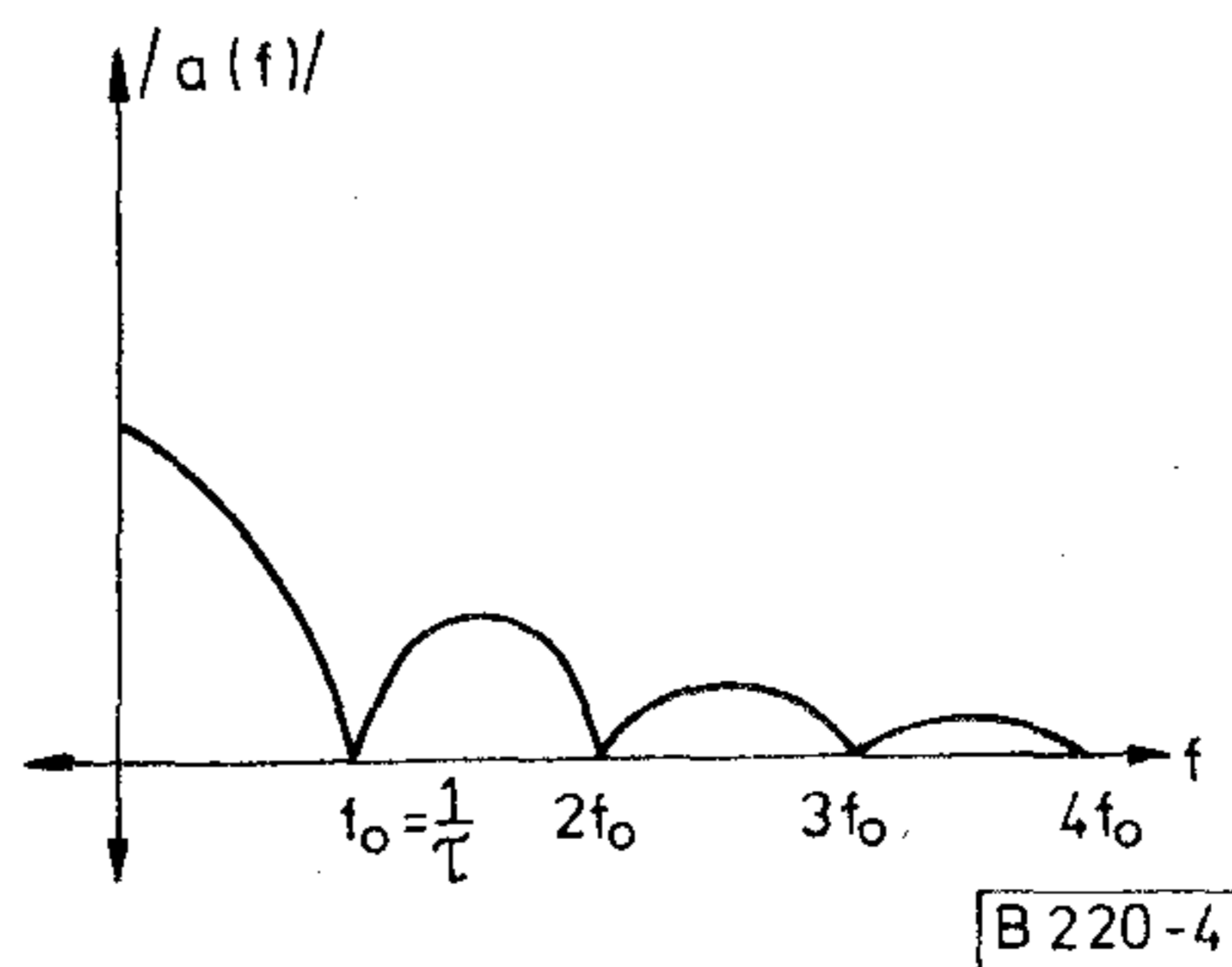
A bemenő jel matematikai kifejezése ennek megfelelően

$$U_{be}(t) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \int_0^{\infty} \cos \omega t d\omega$$

(A Dirac impulzus spektruma állandó a frekvencia függvényében)

Az aluláteresztő szűrő felső határfrekvenciáját

$$\omega_c = \frac{\omega_B}{2}, \text{ ill. } f_c = \frac{f_B}{2} \text{-nek}$$



B 220-4

választjuk meg ahol $f_B = \frac{1}{T_B}$ az információsebesség az $f_c = \frac{f_B}{2}$ frekvenciát Nyquist frekvenciának nevezük. A Nyquist frekvenciákat az alábbi táblázatokban foglaljuk össze:

Bináris adatsebesség (f_B , Mbit/sec)	Csatorna	Nyquist frekvencia (f_c , MHz)
0,064	1	0,032
2,048	30	1,024
8,448	120	4,224
34,368	480	17,184
52	720	26
139,264	1 920	69,632
600	7 680	300
900	11 520	450

Ha aluláteresztő szűrőt használunk, akkor a kimenő jel alakját az

$$U_{ki}(t) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} A_0 \int_0^{\omega_c} \cos \omega(t-t_k) d\omega,$$

illetve az

$$U_{\omega}(t) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} A_0 \omega_c \frac{\sin \omega_c(t-t_k)}{\omega_c(t-t_k)} = 2U_0 T'_B A_0 f_c \frac{\sin \omega_c(t-t_k)}{\omega_c(t-t_k)} \dots 1,4/2$$

összefüggésekkel lehet felírni.

A függvény első zérushelyét az

$$\omega_c(t-t_k) = \pi$$

figyelembevételével a

$$t-t_k = \frac{1}{2f_c} = \frac{1}{f_B} = T_B$$

adja. Az első zérushely időbeli távolsága a jel maximumától tehát pontosan egy időréshosszúság. Az ábrán feltüntettük az aluláteresztő szűrő „A” görbét a bemenő és kimenő impulzus alakját.

A kimenő impulzus esetén még feltüntettük a soron következő impulzust is. (Szaggatott vonal.)

Igen jól látható, hogy a soron következő impulzus maximuma elméletileg az előző impulzus zérushelyére esik. Ha tehát a mintavétel mindig pontosan a

$$T_B, 2T_B, 3T_B \dots$$

időpontokban történik és a mintavevő impulzusok igen keskenyek az egymás után így elhelyezett impulzusok kölcsönösen nem zavarják egymást, nincsen interszimbólum interferencia. Az ábrából még leolvasható az is, hogy az interszimbólum interferencia valószínűsége annál nagyobb minél nagyobbak a kimenő impulzus lecsengései a

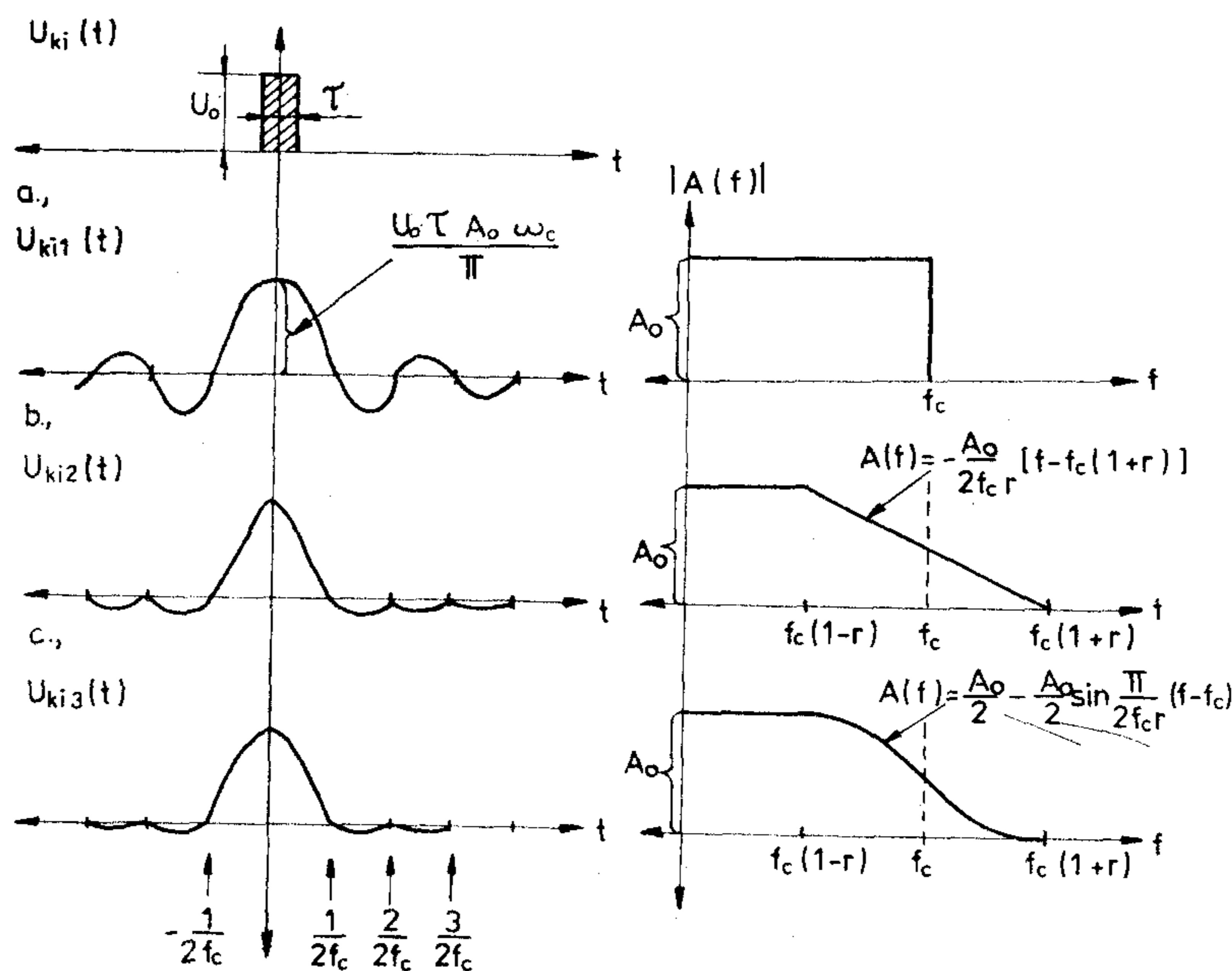
$$T_B, 2T_B, 3T_B$$

időpontok közötti időben. A cél tehát a kimenő impulzus lecsengéseit csökkenteni. Ennek további módja az aluláteresztő szűrő „A” görbét változtatni. Az 3. ábrán még két ilyen aluláteresztő szűrőtípus karakterisztikáját mutatjuk be. Mindkét szűrő karakterisztika realizálható. (b, c)

A 3c. ábrán az ún. félhullámú szinusz szűrő karakterisztikáját láthatjuk. A szűrő karakterisztikáját az alábbiakban adjuk meg.

$$\omega \in [0, \omega_c(1-r)] \quad A(\omega) = A_0$$

$$\omega \in [\omega_c(1-r), \omega_c(1+r)] \quad A(\omega) = \frac{A_0}{2} \left[1 - \frac{\sin \pi(\omega - \omega_c)}{2\omega_c r} \right]$$



[B 220-6]

3. ábra. Alapsávi szűrő

A kimenő jel alakját integrálással lehet meghatározni.

$$U_{ki}(t') = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \int_0^{\infty} A(\omega) \cos \omega t' d\omega$$

Itt $t' = t - t_k$ ahol t_k a jelnek négy póluson való áthaladási ideje. (Csoportfutási idő.)

A szűrő karakterisztikájának behelyettesítése után

$$U_{ki}(t') = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \left\{ A_0 \int_0^{\omega_c(1-r)} \cos \omega t' d\omega + \frac{A_0}{2} \int_{\omega_c(1-r)}^{\omega_c(1+r)} \cos \omega t' d\omega - \frac{A_0}{2} \int_{\omega_c(1-r)}^{\omega_c(1+r)} \sin \left[\frac{\pi(\omega - \omega_c)}{2\omega_c r} \right] \cos \omega t' d\omega \right\}$$

Egyszerű de hosszadalmas számítással igazolható, hogy

$$U_{ki}(t') = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \cdot A_0 \left\{ \frac{1}{t'} - \frac{1}{2} \left[\frac{1}{t' + T_s} + \frac{1}{t' - T_s} \right] \right\} \sin \omega_c t' \cos r \omega_c t'$$

Ha $t=0$

$$U_{ki}(0) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} A_0$$

Ez megegyezik az ideális aluláteresztő szűrő esetén nyert eredménnyel.

Válasszuk a $r = \frac{1}{2}$ értéket.

A függvény zérushelyei változatlanul

$$t' = \pm \frac{1}{2f_c}, \quad \pm \frac{2}{2f_c}, \quad \pm \frac{3}{2f_c}, \dots$$

csak azzal a különbséggel, hogy a páratlan tagok kétszeres zérushelyek. A függvények az $\left[\frac{1}{2f_c}, \infty \right]$ tartományban való diszkusziójával megállapíthatjuk, hogy a függvény abszolútértéke ebbe a tartományban mindig kisebb mint az ideális aluláteresztő esetében. Ennél fogva sikerült csökkenteni az impulzus lecsengéseit és az interszimbólum interferencia valószínűségét.

A következőkben kiszámítjuk a spektrumnak azon részét, mely az $\left(\omega_c, \frac{3}{2} \omega_c \right)$ tartományba esik. (Moduláció nélkül)

A Fourier analízisből ismeretes az, hogy az impulzus energiája

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |U_{ki}(t')|^2 dt' = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |c(\omega)|^2 d\omega$$

képlettel számítható ki. Itt

$$c(\omega) = \frac{a(\omega) - jb(\omega)}{2}$$

a komplex spektrumsűrűség. A $a(\omega)$ és $b(\omega)$ a megfelelő Fourier-integrál spektrumsűrűségei.

Az időszámítást mi úgy választottuk meg, hogy az impulzusok mindig mint páros függvények jelentkeznek. Így

$$b(\omega) = 0 \quad \text{és} \quad a(\omega) = \frac{U_0 T'_B}{\pi}$$

Az impulzus energiája ezt figyelembevéve

$$\int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt = \frac{2\pi}{4} \int_{-\infty}^{\infty} |a(\omega)|^2 d\omega = \frac{\pi}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |a(\omega)|^2 d\omega$$

A bemenő jel energiája könnyen számítható

$$P_{bc} = U_0^2 T'_B$$

Válasszuk meg most a szűrő feszültségátviteli tényezőjét az általánosság megsértése nélkül egységnyinek

$$A_0 = 1$$

A spektrum azon része, mely az $\left(\omega_c, \frac{3}{2} \omega_c \right)$ tartományba esik

$$\Delta P = \frac{\pi}{2} \int_{\omega_c}^{\frac{3}{2} \omega_c} |A(\omega)|^2 |a(\omega)|^2 d\omega$$

Az aluláteresztő szűrő karakterisztikája

$$A(\omega) = \frac{1}{2} \left[1 - \sin \frac{\pi(\omega - \omega_c)}{\omega_c} \right]$$

A sávon kívüli energia

$$\Delta P = \frac{\pi}{4} \int_{\omega_c}^{\frac{3}{2} \omega_c} \left[1 - \sin \frac{\pi(\omega - \omega_c)}{\omega_c} \right]^2 \frac{U_0^2 T_B'^2}{\pi^2} d\omega$$

$$\Delta P = \frac{\pi}{4} \frac{U_0^2 T_B'^2}{\pi^2} \int_{\omega_c}^{\frac{3}{2} \omega_c} \left[1 - 2 \sin \frac{\pi(\omega - \omega_c)}{\omega_c} + \frac{1 - \cos \frac{2\pi(\omega - \omega_c)}{\omega_c}}{2} \right] d\omega$$

$$\Delta P = \frac{1}{4} \frac{U_0^2 T_B'^2}{\pi} \left\{ \frac{\omega_c}{2} + \frac{\omega_c}{4} + 2 \left[-\frac{\cos \frac{\pi\omega}{\omega_c}}{\frac{\pi}{\omega_c}} \right]_{\omega_c}^{\frac{3}{2} \omega_c} \right\}$$

$$\Delta P = \frac{1}{4} \frac{U_0^2 T_B'^2 \omega_c}{\pi} \left\{ \frac{3}{4} - \frac{2}{\pi} \right\}$$

A sávon kívüli energiának a bemenő impulzus energiájához való viszonya

$$\frac{\Delta P}{P_{be}} = \frac{1}{4} \frac{U_0^2 T_B'^2}{\pi} \omega_c \left\{ \frac{3}{4} - \frac{2}{\pi} \right\} = \frac{1}{4} \frac{T_B' \omega_c}{\pi} \left\{ \frac{3}{4} - \frac{2}{\pi} \right\}$$

Legyen $T_B' = T_B = \frac{1}{f_B}$ és $f_c = \frac{f_B}{2}$

Ezt figyelembe véve kapjuk, hogy

$$\frac{\Delta P}{P_{be}} = 2,84 \cdot 10^{-2} \sim 2,84\%$$

A moduláció következtében ez a hányad tovább csökken. (A hányadot az r -nek a csökkentésével is lehet csökkenteni.)

Egy másik egyedülállóan igen szellemes megoldás a szintetizátor (13). Lényegében 5 impulzus generátorból áll, melyek ismétlődési frekvenciái

$$F_0 = \frac{f_c}{4}$$

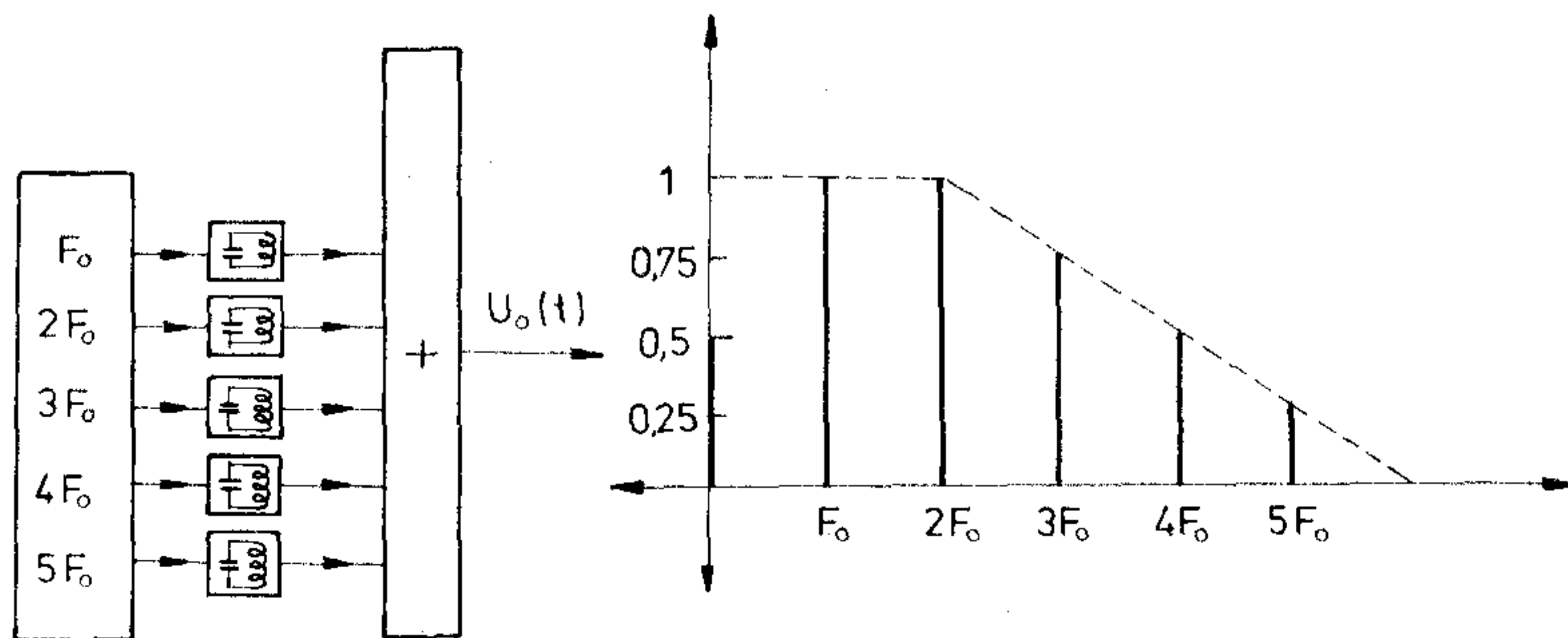
$$2F_0 = 2 \frac{f_c}{4}$$

$$3F_0 = 3 \frac{f_c}{4}$$

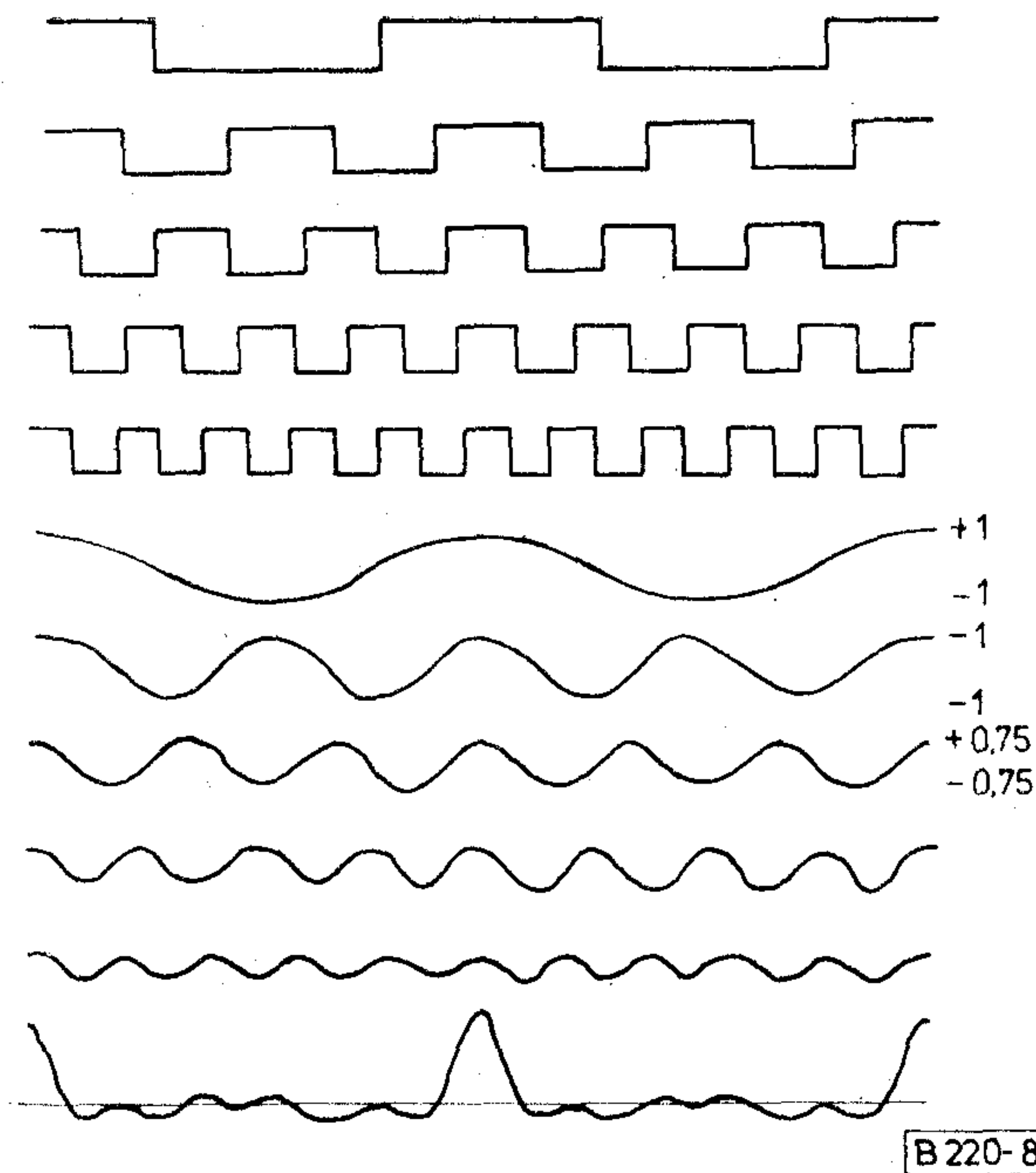
$$4F_0 = 4 \frac{f_c}{4} = f_c$$

$$5F_0 = 5 \frac{f_c}{4} \text{ (sávon kívüli frekvencia)}$$

Az impulzusgenerátor négyszögimpulzusai egy szelektív áramkörön keresztül vezetjük. (4. ábra.) A szelektív áramkörök kimenetén már szinuszhullámok jelennek meg. A szinuszhullámok amplitúdóját erre alkalmas értékűre választott potencióméterrel lehet beállítani. (A fázisállítást automatikusan, az itt nem részletezett óragenerátor végzi. A beállított szinuszhullámokat összegezzük. Az összegezés végeredménye az 5. ábrán látható. (Az összegezésbe egy egyenáramú komponens is fel kell venni.)



4. ábra. Szintetizátor és spektruma



5. ábra. Szintetizátor kimenő jelalakja

Az összegezett jel a relatív amplitúdó feltüntetésével matematikailag kifejezve a következő:

$$U_o(t) = 0,5 + 1 \cos(2\pi F_0 t) + \\ + 1 \cos(4\pi F_0 t) + \\ + 0,75 \cos(6\pi F_0 t) + \\ + 0,5 \cos(8\pi F_0 t) + \\ + 0,25 \cos(10\pi F_0 t)$$

(Az alapharmonikus amplitúdóját választjuk egységnek).

Látható, hogy az egyes amplitúdók $3F_0$ -tól kezdve lineárisan csökkennek, mintha egy eredetileg állandó amplitúdóból álló spektrumot (fésűgenerátor = comb generator) egy lineárisan csökkenő „A” görbéjű szűrőn eresztettünk volna át.

A sávon kívüli teljesítménynek az összteljesítményhez való viszonya a diszkrét spektrumot figyelembe véve

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{0,25^2}{0,5^2 + 1^2 + 1^2 + 0,75^2 + 0,5^2 + 20,5^2}$$

$$\frac{\Delta P}{P} = 2 \cdot 10^{-2} \sim 2\%$$

A moduláció következtében ez a hányad természetesen tovább csökken.

1.5. $\frac{x}{\sin x}$ szűrő alkalmazása az impulzus formálására (9)

A valóságban alkalmazott impulzusok nem Dirac impulzusok mivel véges T'_B impulzusszélességgel rendelkeznek. A T'_B véges impulzusszélességgel rendelkező impulzusból Dirac impulzust készíthetünk, ha a szóban forgó impulzust egy közelítőleg

$$A(\omega) = A_0 \frac{\frac{\omega T'_B}{2}}{\sin \frac{\omega T'_B}{2}}$$

„A” görbéjű speciális szűrőn bocsátjuk keresztül A szűrő bemenő jele matematikailag

$$U_{bc}(t) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin \frac{\omega T'_B}{2}}{\frac{\omega T'_B}{2}} \right) \cos \omega t d\omega$$

A kimenő jel

$$U_{\omega}(t) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \int_0^{\infty} A(\omega) \left(\frac{\sin \frac{\omega T'_B}{2}}{\frac{\omega T'_B}{2}} \right) \cos \omega(t - t_k) d\omega$$

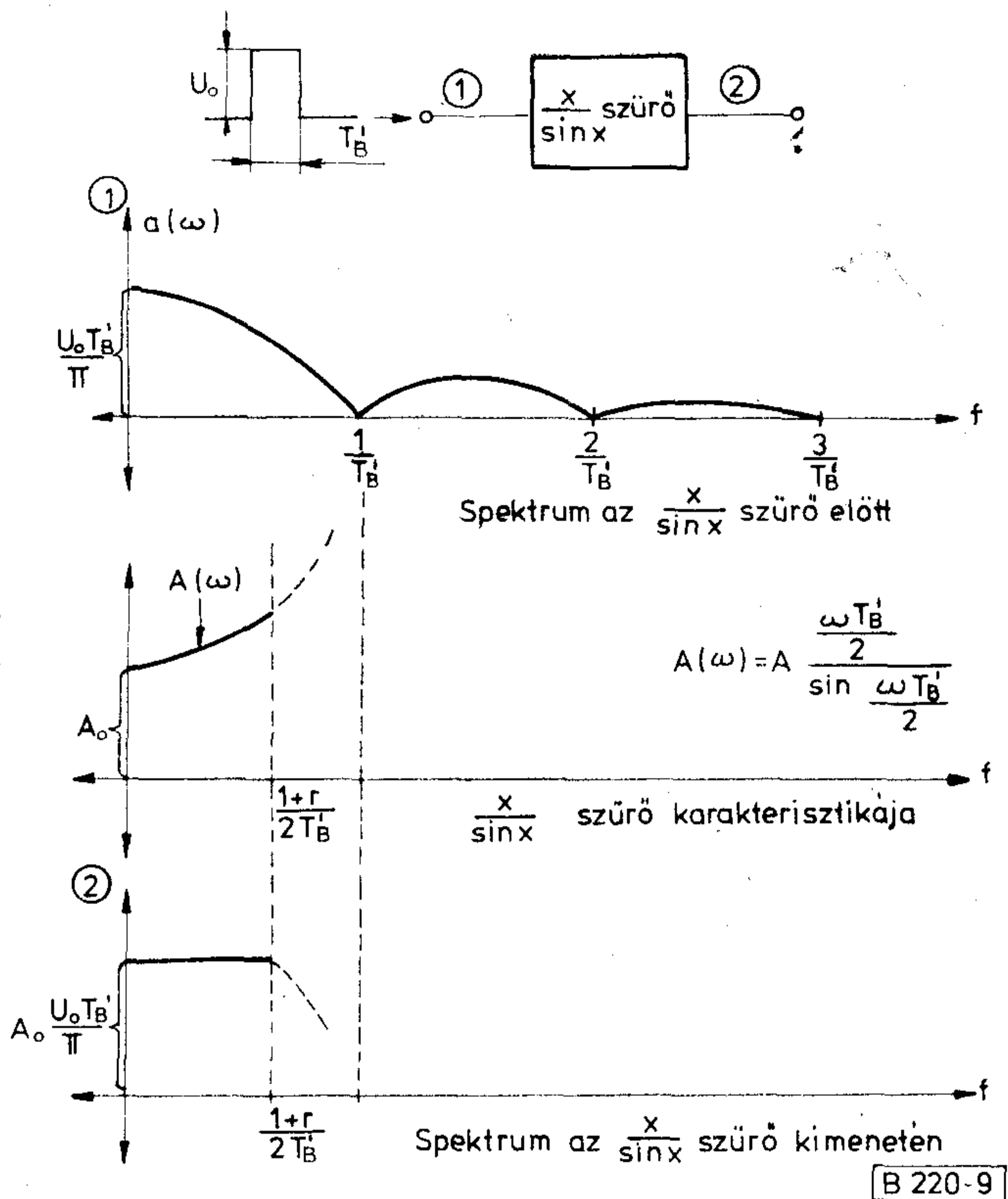
$$U_{\omega}(t) = \delta(t - t_k)$$

A folyamatot a frekvenciatartományban 6. ábrán tüntettük fel. Az eljárás $\frac{x}{\sin x}$ korrekció néven ismeretes.

2. Második moduláció és demoduláció digitális jelátvitel esetén (8) (9)

2.1. Általános megfontolások

Egy digitális jelfolyamatot elvben minden olyan mikrohullámú csatornán át lehet vinni, melynek csatornaszélessége elegendően nagy ($2f_c$, $f_c = \text{Ny-quist}$ frekvencia) és a csatorna A görbéje, és csoportfutási időingadozás görbéje az erre vonatkozó követelményeket kielégíti. Itt kell megemlíteni azt, hogy az eddigi tapasztalatok alapján a digitális csatorna ebből a szempontból bizonyos mértékben igénytelenebb szemben az azonos kapacitású analóg csatornával. Pl. 480 TF-csatorna átvitele esetén 3 nsec-os csoportfutási időingadozás és hullámosság is megengedhető, ami viszont analóg átvitel esetén már nem lehetséges.



6. ábra. $\frac{x}{\sin x}$ karakterisztikájú szűrő alkalmazása

A mikrohullámú csatorna sávszélességének megállapításánál figyelembe kell venni azt, hogy az analóg jelek digitális jellé való átalakítása során több műveletet hajtanak végre. Ezek a műveletek melyek lényegében három csoportba oszthatók a következők:

- Mintavételezés.
Itt a mintavételi frekvencia a maximális moduláló frekvencia kétszerese.
- Kvantálás.
- Kódolás

A „mikrohullámú berendezés” ezeket a műveleteket a PCM multiplex berendezésből természetesen készen kapja, de ennek ellenére később ismertetendő okokból a „mikrohullámú berendezés”-ben további műveleteket kell végrehajtani. Ezek a következők:

A modulátor oldalon:

- Bizonyos redundancia bevezetése
- Átkódolás
- Moduláció

A demodulátor oldalon

- Demoduláció
- Regenerálás
- Visszakódolás

Ennek megfelelően egy PCM jelfolyamat átvivő mikrohullámú berendezés adott hierarchia esetén két részből tevődik össze MODEM-ből és adó-vevőből.

2.2. M-fázisú moduláció (MPSK)

M-fázisú moduláció esetén az információt a fázis hordozza. Ilyenkor a hullám M fázisállapottal rendelkezik, melynek egymástól $k \frac{180^\circ}{M}$ -al különböznek. ($k=0, 1, 2, \dots, m-1$)

A modulációs módot általában fázisbillentyűzésnek nevezzük (PSK=Phase Shift Keying). Ez egy olyan sajátos fázismoduláció, melynél a moduláló jel digitális, tehát a modulációs termék a digitális moduláló jel M különböző állapotának megfelelően egy szinuszos vivőhullám. M különböző, diszkrét fázisértéke. (Egy azonos frekvenciájú referencia szinuszhoz képest.)

Az elkövetkező fejezetekben mi most a több fázisú modulációt rendszertechnikai szempontból vesszük vizsgálat alá.

2.3. Kétfázisú moduláció (2PSK)

2.3.1. Moduláció középfrekvencián

Ennél a modulációnál a hullám $M=2$ diszkrét fázis állapottal rendelkezik, melyek optimálisan egymástól 180° -al különböznek.

A kétfázisú modulációnak két változata van:

- Direkt moduláció
- Jelátmenet moduláció

A direkt moduláció esetén az $U_m(t)$ moduláló jelet és az $U(t)$ vivőt közvetlenül egy szorzó áramkörre vezetjük. A moduláció elvét az alábbi táblázat mutatja. (7. ábra.)

Szimbólum	Modulált vivő
„1”	$U_1(t) = U_v \cos(\omega_v t + \varphi)$
„0”	$U_1(t) = U_v \cos(\omega_v t + \varphi + \pi)$

Itt φ egy véletlen fázisállapotot jelent.

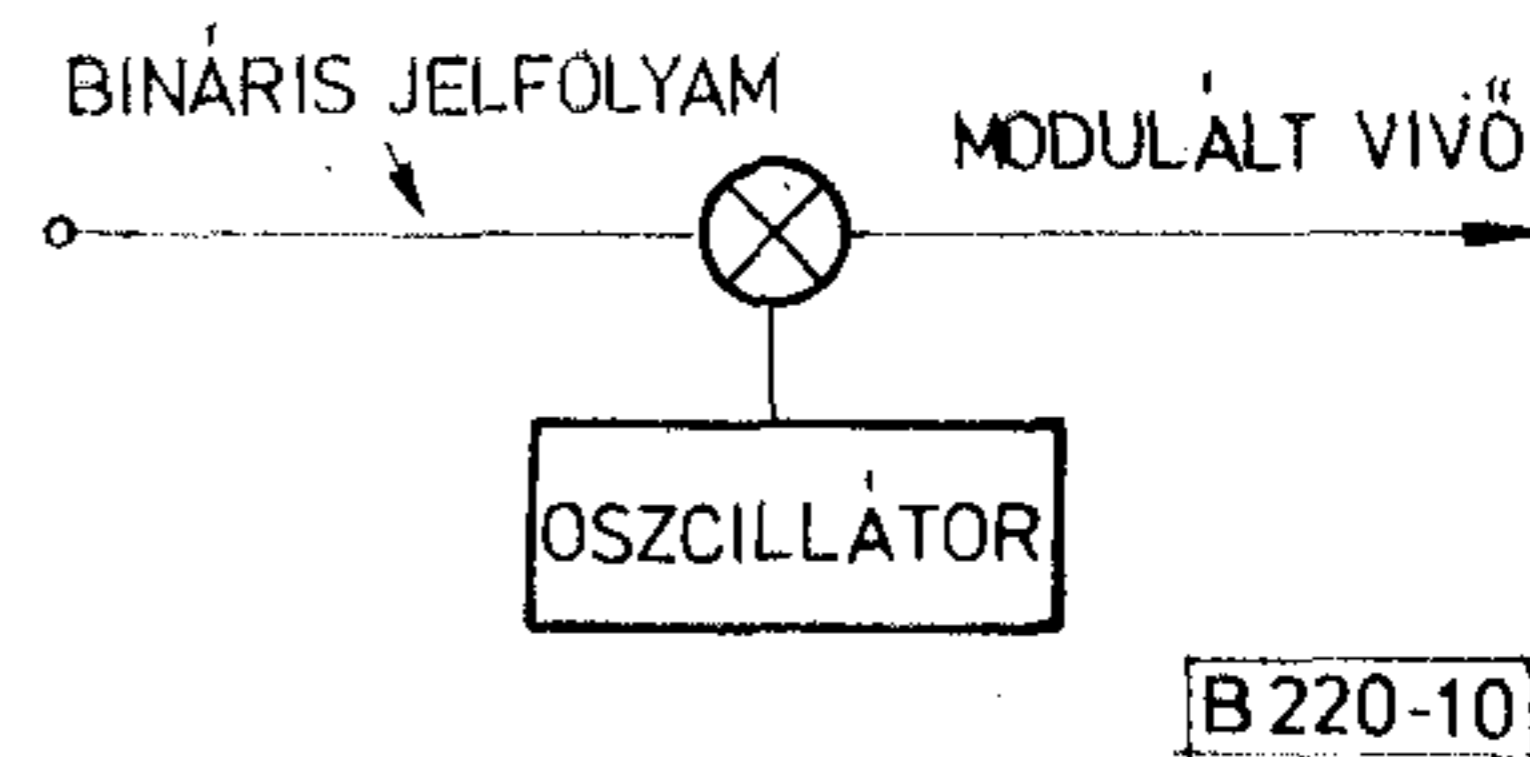
A moduláció lefolyását adott bejövő moduláló jelsor esetén a következő táblázatban foglaltuk össze:

Információ	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
Fázis	π	0	0	0	π	0	π	0	π	π

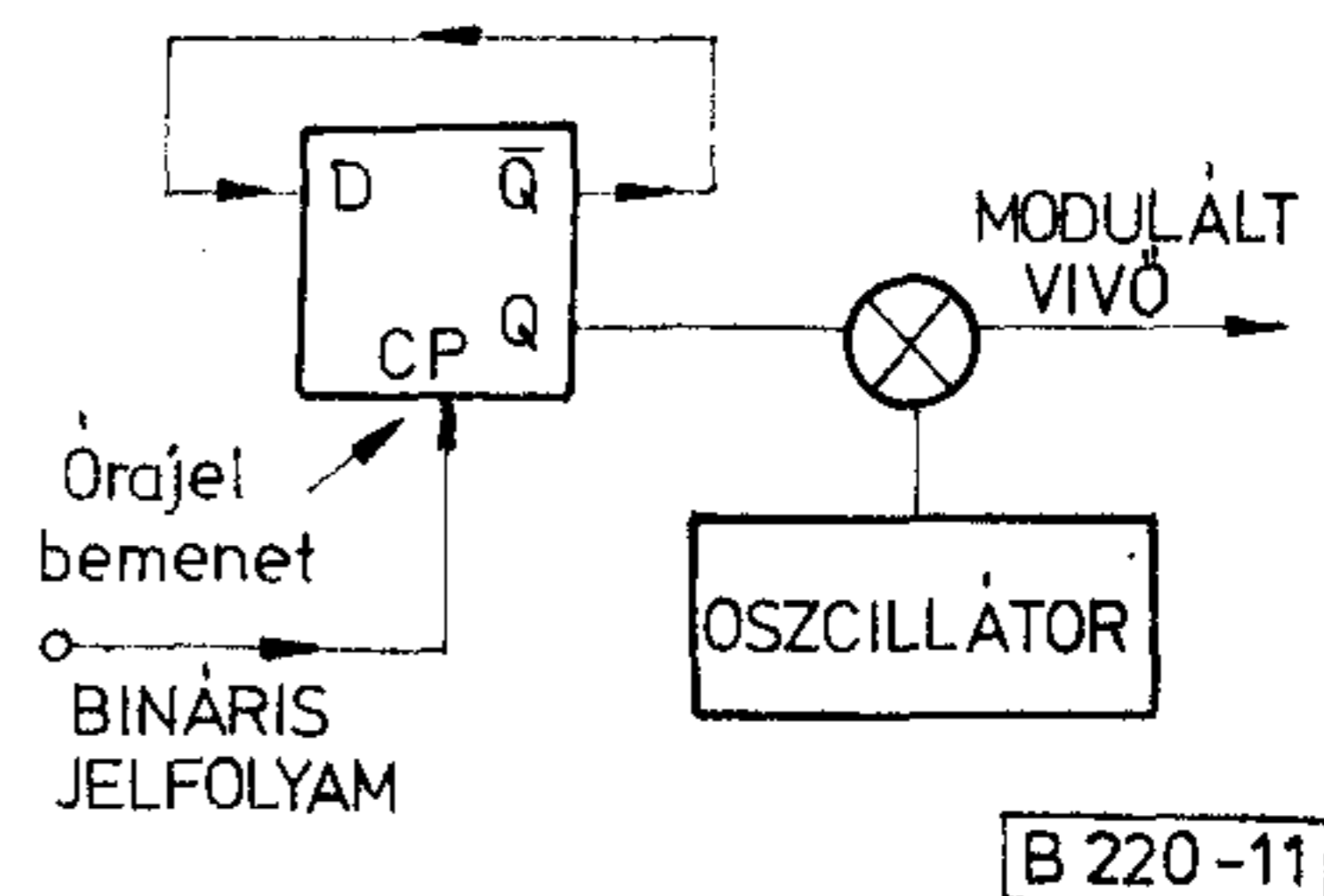
Jelátmenet — moduláció esetén ha a bejövő moduláló jel logikai „0” akkor vivő fázisa változatlan marad, ha a bejövő moduláló jel logikai „1” akkor a vivő fázisa 180° -ot ugrik. A moduláció elvét és lefolyását az alábbi táblázat szemlélteti

Szimbólum	Vivő fázisváltozása									
„1”	π									
„0”	0									
Információ	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
Fázis	0	π	0	π	π	0	0	π	π	π

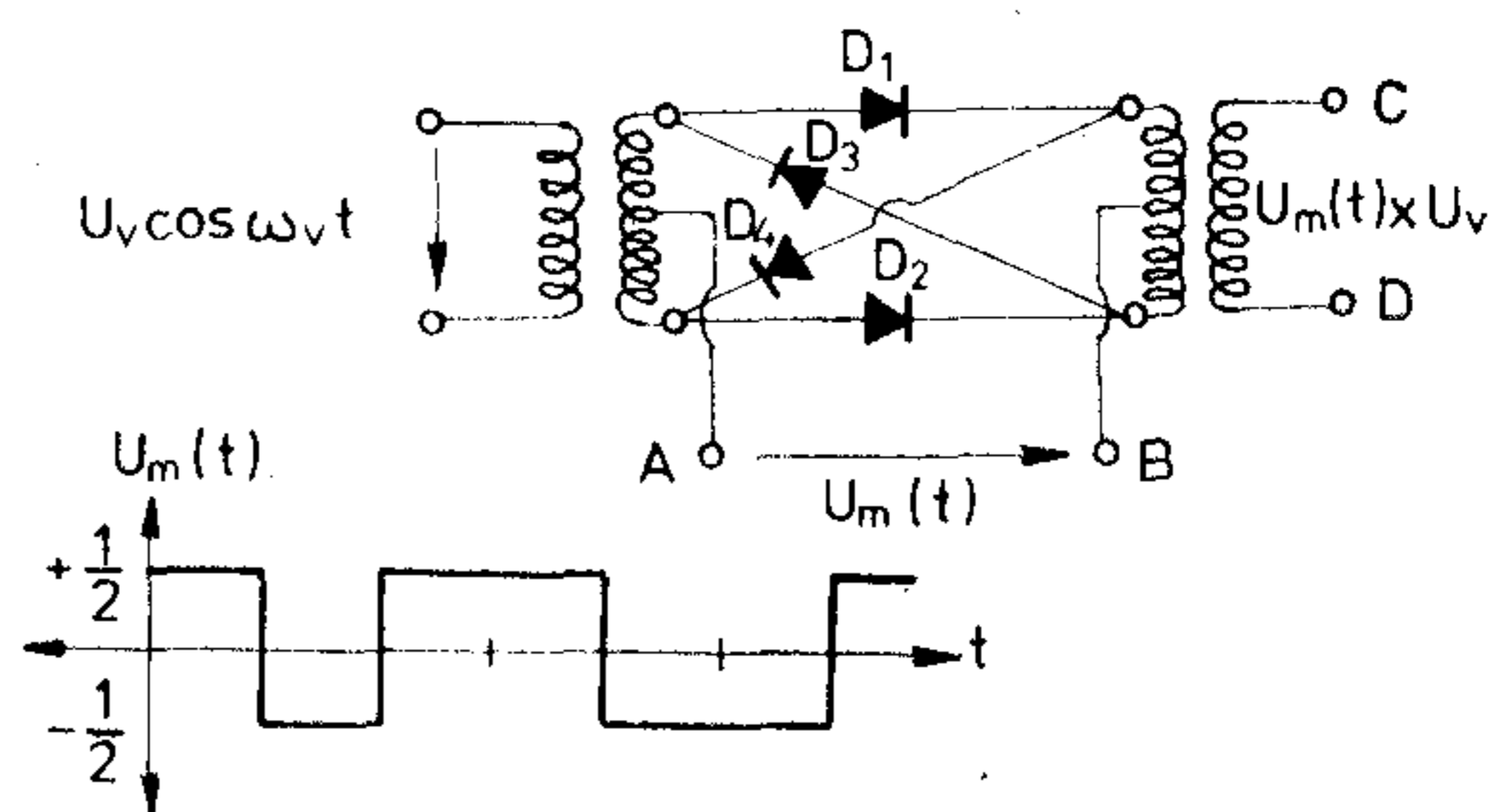
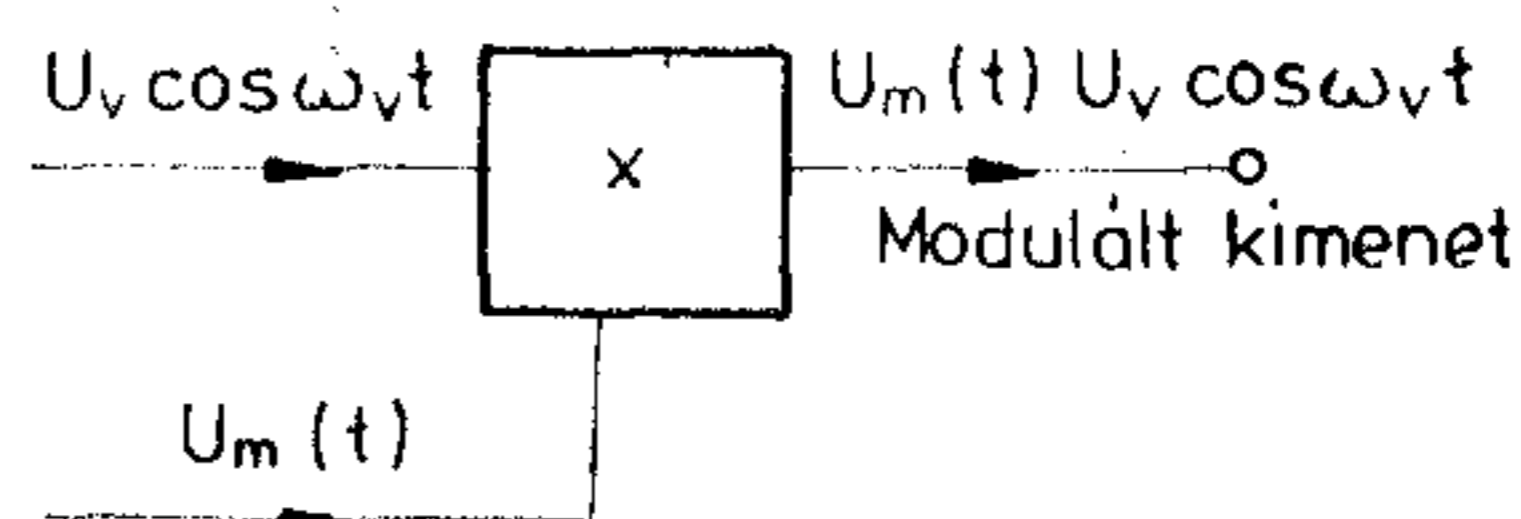
A jelátmenet — moduláció esetén a moduláló jelet (8. ábra) az órajelbemenetre adjuk. Ha az órajelbemeneten „0” van akkor a helyzet változatlan marad. Ha viszont az órajelbemenetre logikai



7. ábra. Direkt moduláció



8. ábra. Jelátmenet moduláció



9. ábra. Gyűrűs modulátor

„1”-et adunk akkor a jel pozitív felütő élének hatására a D -n levő állapot a \bar{Q} kerül az előző Q helyére, tehát jelváltás jön létre. (A jelsor RZ-jel.)

A szorzó áramkör egyik lineáris realizációja a gyűrűs modulátor. A gyűrűs modulátor elvi felépítése a 9. ábrán látható. A moduláló jel itt

„0” logikai érték esetén $-\frac{1}{2}$ és

„1” logikai érték esetén $+\frac{1}{2}$ normál értéket vesz fel.

(NRZ jel = non-returning-to-zero)

Ennek megfelelően tehát a bináris jelet (amelynek értékészlete két szimbólumból áll) elvben moduláció előtt egy kondenzátoron kell átvezetni. A váltakozó előjelű moduláló jelet a feltüntetett kapcsolásban az $A-B$ kapcsokra vezetjük.

Abban az esetben ha az A pozitív a B -hez képest, akkor a D_1 és D_2 diódák vezetnek és a C , D pontokon megjelenő jel

$$U_1(t) = \frac{1}{2} U_v \cos \omega_v t.$$

Ha az A negatív a B -hez képest akkor a D_3 és D_4 diódák vezetnek (a D_1 és D_2 diódák zárnak) és a C , D pontokon megjelenő jel

$$U_2(t) = -\frac{1}{2} U_v \cos \omega_v t.$$

Az eredményeink táblázatban összefoglalva a következők:

Szimbólum	Moduláló jel	Modulált jel
	$U_m(t)$ [V]	$U_i(t) = U_m + U_v \cos \omega_v t$
„1”	$+\frac{1}{2}$	$U_1(t) = +\frac{1}{2} U_v \cos \omega_v t$
„0”	$-\frac{1}{2}$	$U_2(t) = -\frac{1}{2} U_v \cos \omega_v t$

A modulált jelformát a 10. ábrán rajzoltuk fel. Látható, hogy a hullám amplitúdója állandó. Szimbólumváltás esetén a hullám fázisa 180° -al ugrik.

Miután a moduláló jel felfutása igen meredek ezért a modulált jel spektruma igen széles. Ilyen széles spektrumot nem lehet kisugározni. A Nyquist szűréssel a spektrumot gyakorlatilag a Nyquist sávon belül lehet tartani. A Nyquist frekvencia mint ismeretes

$$f_c = \frac{f_B}{2}.$$

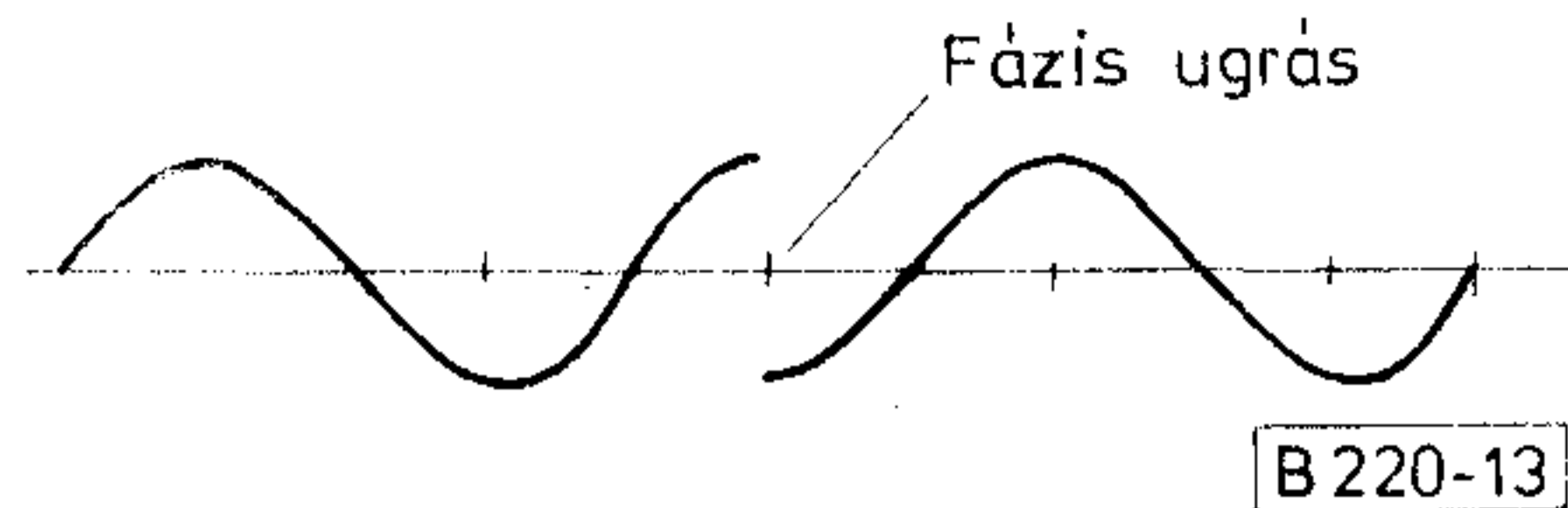
Itt f_B az információsebesség. A szűréssel két célt érünk el. Egyrészt a kisugárzott spektrum szélességét minimalizáljuk és ezzel csökkentjük ennek a mikrohullámú csatornának a káros hatását a szomszédos mikrohullámú csatornákra, másrészt csökkentjük a zajt is, mivel a zaj a csatornaszélességgel közel arányos.

A szűrőt elvben két helyre lehet elhelyezni:

- az alapsávban a modulátor előtt (11. ábra),
- a középfrekvenciás sávban a moduláció után (12. ábra).

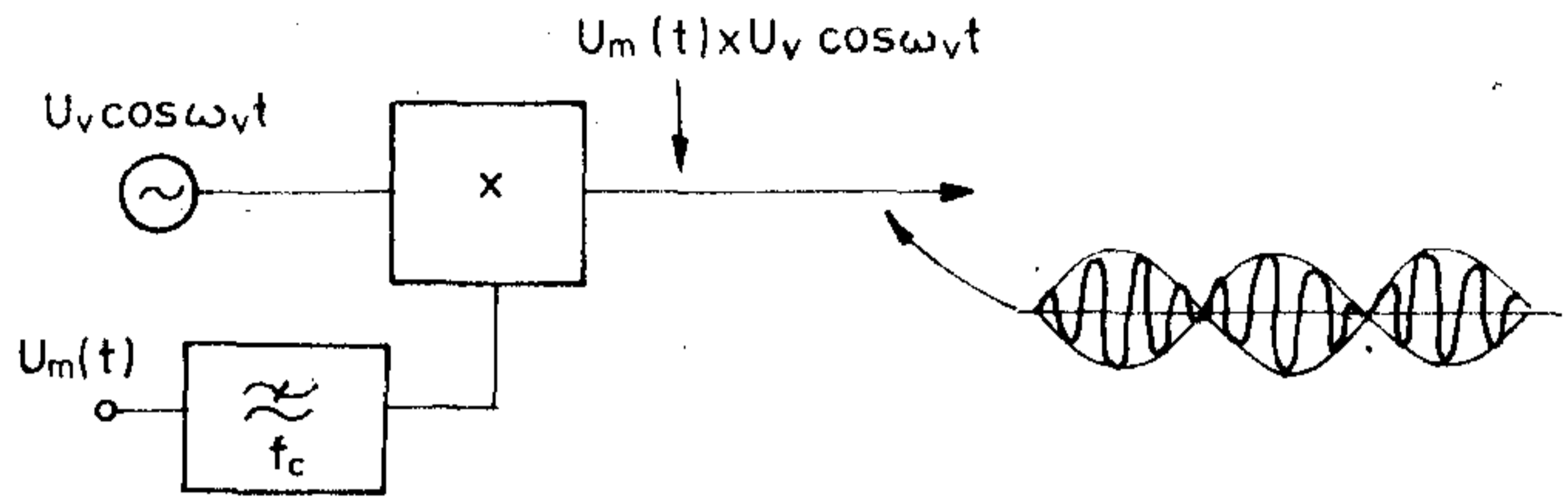
Ha a modulátor lineáris, akkor a két elhelyezés teljesen egyenértékű. A gyakorlatban a szűrőket egyidőben általában a következő helyekre helyezik el:

- az alapsávban a modulátor előtt,
- a középfrekvenciás sávban a modulátor után,
- az adóoldalon a mikrohullámú sávban (adószűrő-váltószűrő),
- a vevő oldalon a mikrohullámú sávban (vevőszűrő-váltószűrő),
- a vevő oldalon a középfrekvenciás sávban.



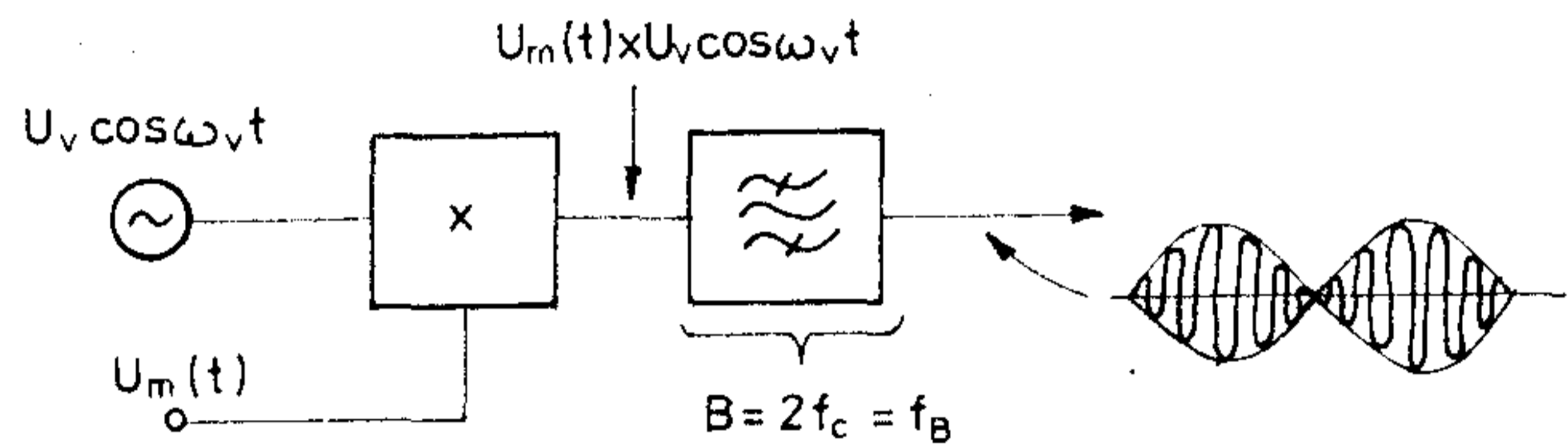
B 220-13

10. ábra. Modulált jelalak



B 220-14

11. ábra. Szűrő az alapsávban



B 220-15

12. ábra. Szűrő a középfrekvenciás sávban

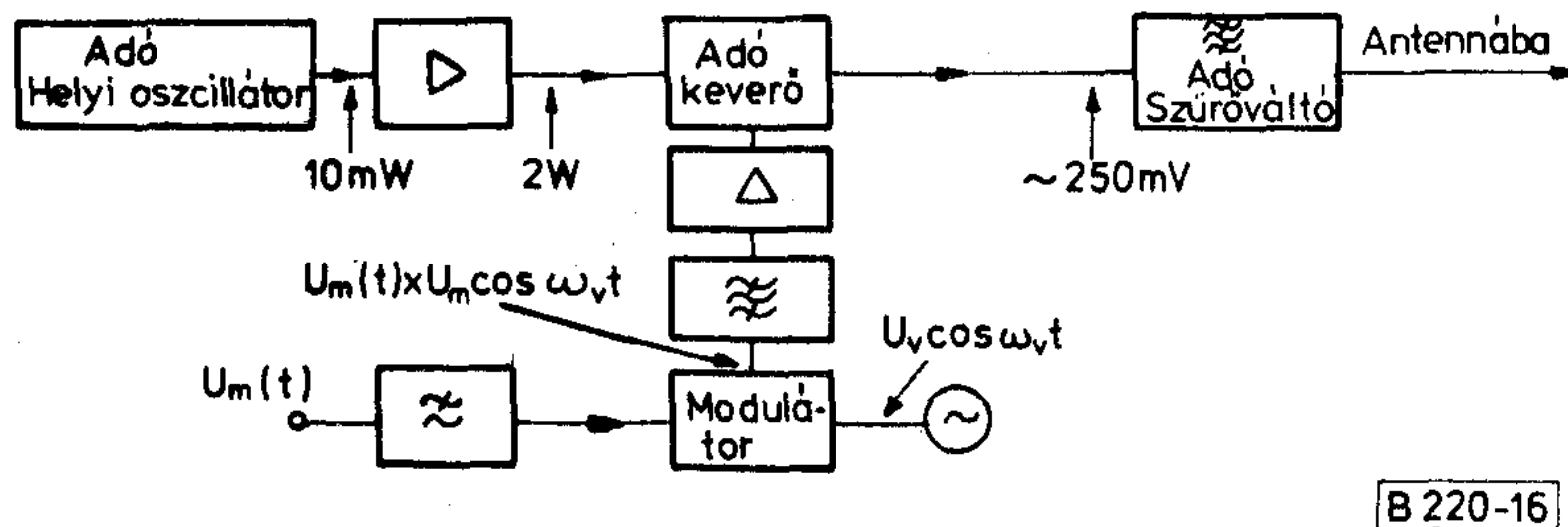
Szűrők egyidejűleg több ponton való elhelyezése természetesen több előnnyel jár. Az egyes szűrőkkel szemben kisebbek a követelmények és a különböző áramköri egységek (modulátor, adókeverő és vevőkeverő) torzításai külön korrigálhatók.

A középfrekvenciás sávban működő átmenő csillapítására nem kell túlzottan tekintettel lenni, mivel itt két szinten modulálunk és a modulátor után teljesítményerősítést alkalmazhatunk. A mikrohullámú adókeverő stb. 10 dB-es veszteségét a helyi oszcillátor teljesítményének növelésével lehet pótolni. Az adókeverővel szemben a követelmény az, hogy az amplitúdó — frekvencia karakterisztikája és AM/PM konverziója minél jobb legyen a minimális pótlólagos torzítás érdekében. Az elrendezést a 13. ábrán tüntettük fel.

2.3.2. Közvetlen moduláció mikrohullámú frekvenciákon (9) (10)

A közvetlen mikrohullámú modulátorok esetén érdemes a modulátor csillapítására ügyelni, különösen akkor, ha a modulátor bemeneti pontja az adó legnagyobb teljesítményű pontja. A követelményeknek megfelelő és elfogadható csillapítást lehet elérni a 14. ábra szerinti modulátorral. A modulátor egy cirkulátorból és egy a tápvonalban párhuzamosan elhelyezkedő diódából áll.

(Schottky dióda, PIN dióda, TUNNEL dióda vagy FET tranzisztor.)



13. ábra. Moduláció a középfrekvenciás sávban

A diódát a bináris jel a két szimbólumának megfelelően záró vagy áteresztő irányban feszíti elő.

Ennek megfelelően a két állapotban reflektált vi-vóhullámok fázisa különböző és szinte pedig gyakorlatilag állandó lesz. Kétfázisú moduláció esetén az „1” távolságot közel

$$l = \frac{\lambda_g}{4} \text{-nek}$$

válasszák meg.

(λ_g a tápvonalban mérhető hullámhossz)

Így a dióda záróirányú előfeszítése esetén a hullám a tápvonal-rövidzárról, nyitó irányú előfeszítés esetén pedig a hullám a diódáról verődik vissza. A két visszavert hullám közötti fáziskülönbség 180° .

A szóbanforgó megoldás alapvetően nem lineáris a diódák nem lineáris karakterisztikája miatt.

Az alkalmazott félvezetők a következők lehetnek:

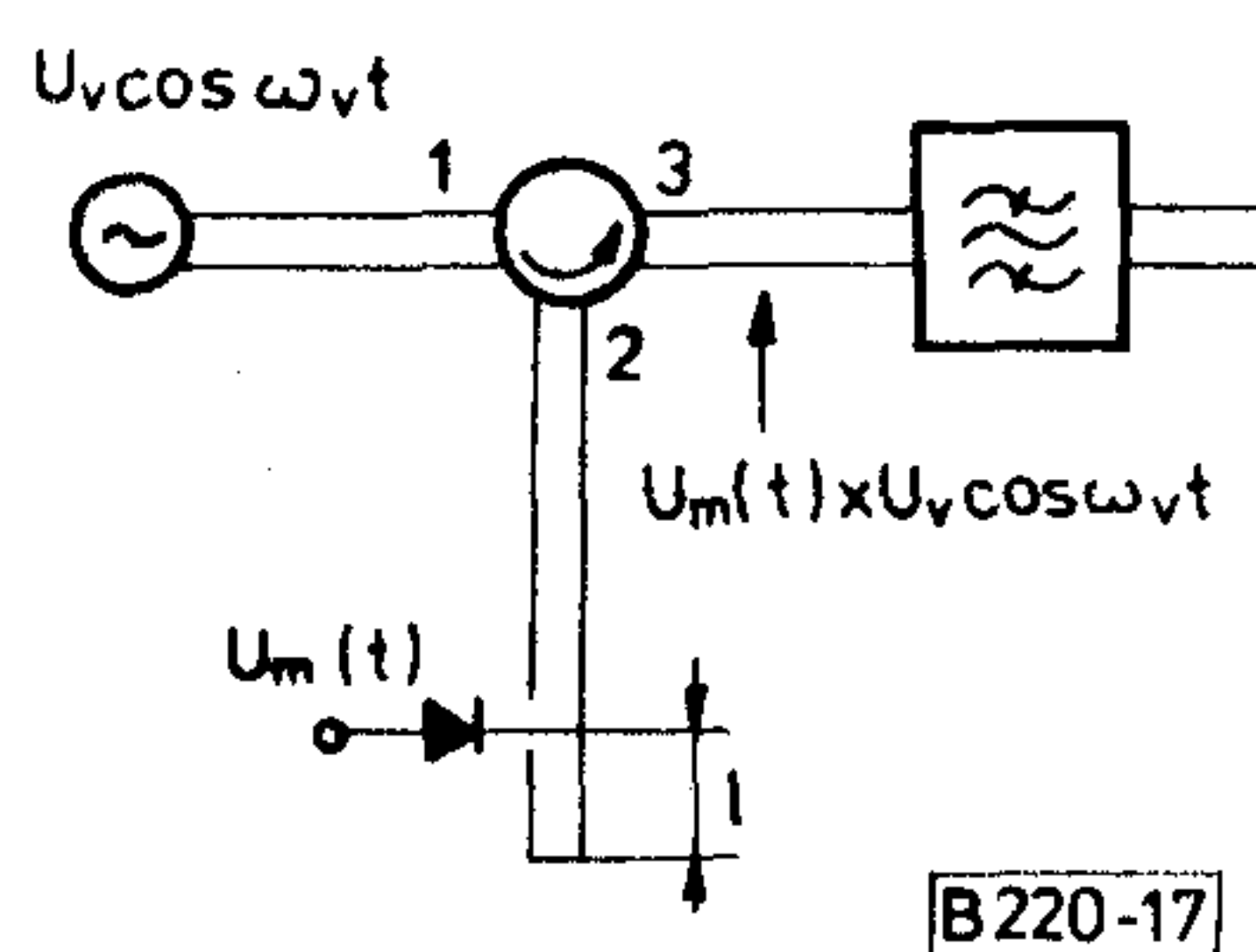
SCHOTTKY	dióda
PIN	dióda
TUNNEL	dióda
„FET”	tranzisztor

A kisugárzott spektrum alakját meghatározó szűrőt sávszűrő formájában csak a modulátor kimenetén lehet elhelyezni. (Ha szükséges $\frac{x}{\sin x}$ korrekció is alkalmazható.)

A modulátor bemenetén elhelyezett szűrő a modulátor nonlineáris torzítás miatt gyakorlatilag hatástalan.

A szűrőben levő mikrohullámú üregrezonátorok terhelt jósági tényezője realicációs okból nem lehet nagyobb mint 500

$$\frac{f_0}{B} < 500.$$



14. ábra. Közvetlen moduláció mikrohullámon

Ez azt jelenti, hogy $f_0 = 13$ GHz sáv középfrekvencia esetén

$$B > \frac{f_0}{500} = \frac{13000}{500} = 26 \text{ MHz.}$$

Ez az egyik oka annak, hogy a 11,2 GHz-es és a 13 GHz-es frekvenciasávban már csak 480 és annál több TF-csatornát visznek át mikrohullámú csatornánként. Emlékeztetni kell itt arra is, hogy a mikrohullámú szűrőt a rezonancia frekvenciának a hőmérséklettel való megváltozására is méretezni kell. A következő táblázat ebben a tekintetben nyújt tájékoztatást. $\Delta t = \pm 25^\circ \text{C}$ hőmérséklet változás esérére.

Üregrezonátor anyaga	Lineáris hőtagulási együttható	Frekvenciaváltozás hőfokváltozás hatására	
	$\propto \left[\frac{1}{^\circ\text{C}} \right]$	$\Delta f_t =$	
		$= f_0 \alpha \Delta t$ [MHz]	
		$f_0 = 11,2$ GHz	$f_0 = 13$ GHz
Alumínium	$2,37 \cdot 10^{-5}$	6,686	7,7025
Sárgaréz	$1,84 \cdot 10^{-5}$	5,152	5,98
Vörösréz	$1,635 \cdot 10^{-5}$	4,578	5,3175
Acél	$1,15 \cdot 10^{-5}$	3,22	3,7375
Invár (36% Ni)	$1,6 \cdot 10^{-6}$	0,448	0,52

Ha az adó helyi oszcillátorának stabilitását $2 \cdot 10^{-5}$ nek a vevő helyi oszcillátorának stabilitását 10^{-5} nek vesszük, úgy a frekvenciaváltozás az oszcillátorok instabilitása következtében:

$$\begin{aligned} f_0 = 11,2 \text{ GHz-en } \Delta f_{TS} &= 3 \cdot 10^{-5} & f_0 &= 0,336 \text{ MHz} \\ f_0 = 13 \text{ GHz-en } \Delta f_{TS} &= 3 \cdot 10^{-5} & f_0 &= 0,39 \text{ MHz} \end{aligned}$$

A mikrohullámon történő modulációnak két kivitelezési módja lehetséges:

- a) Nagy teljesítményszinten történő moduláció,
 - b) Kis teljesítményszinten történő moduláció
- a) A nagy teljesítményszinten történő moduláció esetén (15. ábra) az adó — helyi oszcillátor teljesítményt először nagy teljesítményszintre erősítik és a modulációt ezen a szinten hajtják végre. A modulátor vesztesége nem nagyobb mint 3 dB.
 - b) A kis teljesítményszinten történő moduláció esetén a moduláció után teljesítményerősítést

hajtanak végre annak érdekében, hogy a szükséges adóteljesítményt elérjék. (16. ábra.)

2.3.3 2 fázisú modulált jel demodulációja

A jel demodulációja általában két módon lehetséges:

- koherens demodulációval,
- Differenciál demodulációval.

A következőkben most ezeket vesszük vizsgálat alá.

a) Koherens demoduláció

A kétállapotú moduláció esetén a fázislököt értéke 180° . Ennélfogva ha a 2 PSK jelet frekvenciakétszerezésnek vetjük alá akkor egy kétszeres frekvenciájú modulálatlan vivőhullámot kapunk. Ez a jel már alkalmas lehetne arra, hogy egy megfelelően megválasztott kapcsolásban egy oszcillátor fázisát ehhez szabályozzuk.

A kétállapotú koherens demodulátor blokkvázlatát a 17. ábrán láthatjuk. Működése a következő:

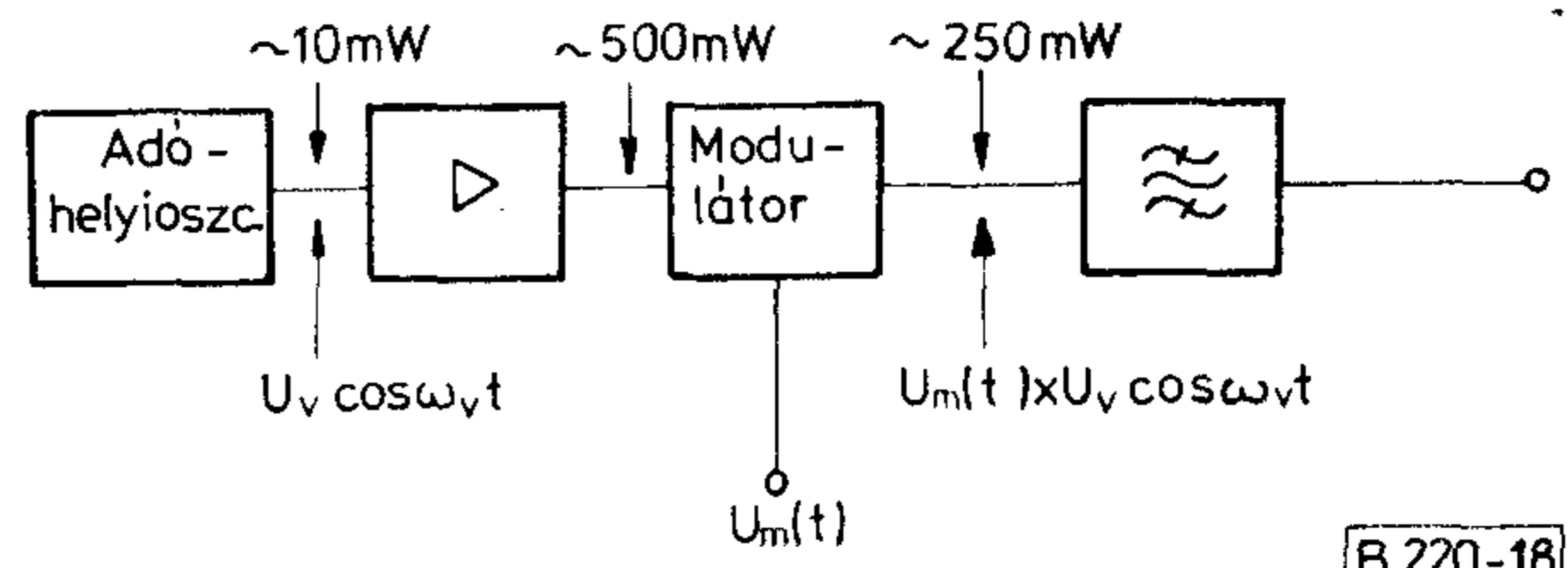
Az elektronikusan hibafeszültséggel hangolt oszcillátor (VCO) nyugalmi frekvenciája megegyezik a középfrekvencia értékével. A bejövő PSK-jelet frekvenciakétszerezünk, majd ezt a kétszeres frekvenciájú jelet zajcsökkentés céljából egy keskeny sávszűrőn vezetjük keresztül. (A keskeny sávú szűrőre és annak futási idejére a másodlagos moduláció szab határt. Pld. szolgálati csatorna.) Az így szűrt jelet a fáziskomparátor egyik bemenetére vezetjük. A fáziskomparátor másik bemenetére az elektronikusan hangolt oszcillátor frekvenciában ugyancsak kétszerezett jelét vezetjük. Ha a két jel fázisa megegyezik, akkor a fáziskomparátor kimenetén zérus hibafeszültség jelenik meg. Ha két jel között fáziskülönbség van, akkor ez az fáziskomparátor kimenetén hibafeszültséget hoz létre és ez egy alkalmas felső határfrekvenciájú aluláteresztő szűrőn keresztül visszabilentíti az oszcillátort a helyes fázisba. Az oszcillátor kimenő jele a vett 2 PSK-jelhez viszonyítva sokkal zajszegényebb és ennél fogva alkalmas a referencia vívó feladatának az ellátására.

A szabadonfutó oszcillátor mint ismeretes rossz hosszú idejű stabilitással rendelkezik. Rövid idejű stabilitásában mutatkozó hiba dzsitter forrása lehet.

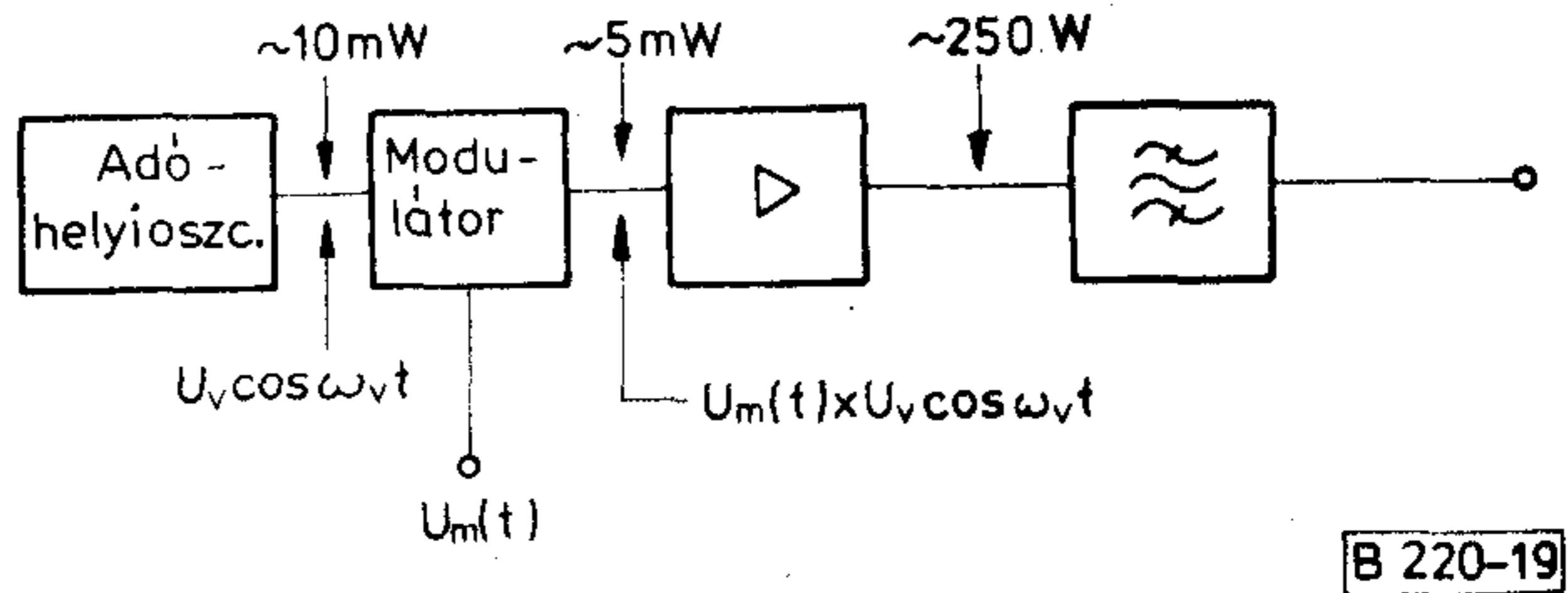
A hangolható oszcillátor jelét és a 2 PSK-jelet egy fázisdiszkriminátorba vezetjük. Ennek a kimenetén jelenik meg a moduláló alapsávi PCM-jel (18. ábra).

Az előbb tárgyalt rendszer két stabil állapottal rendelkezik. Ha az elektronikusan hangolt oszcillátor fázisa valamilyen okból megváltozik, akkor a frekvencia kétszerezett jel nem változik meg és a szabályozóhurokban levő fáziskomparátor továbbra is jól működik. Ezzel szemben a demodulált PCM-jelsor ellentétes előjelűre változik. A demodulátor kimenetén a venni kívánt jel negáltja jelenik meg.

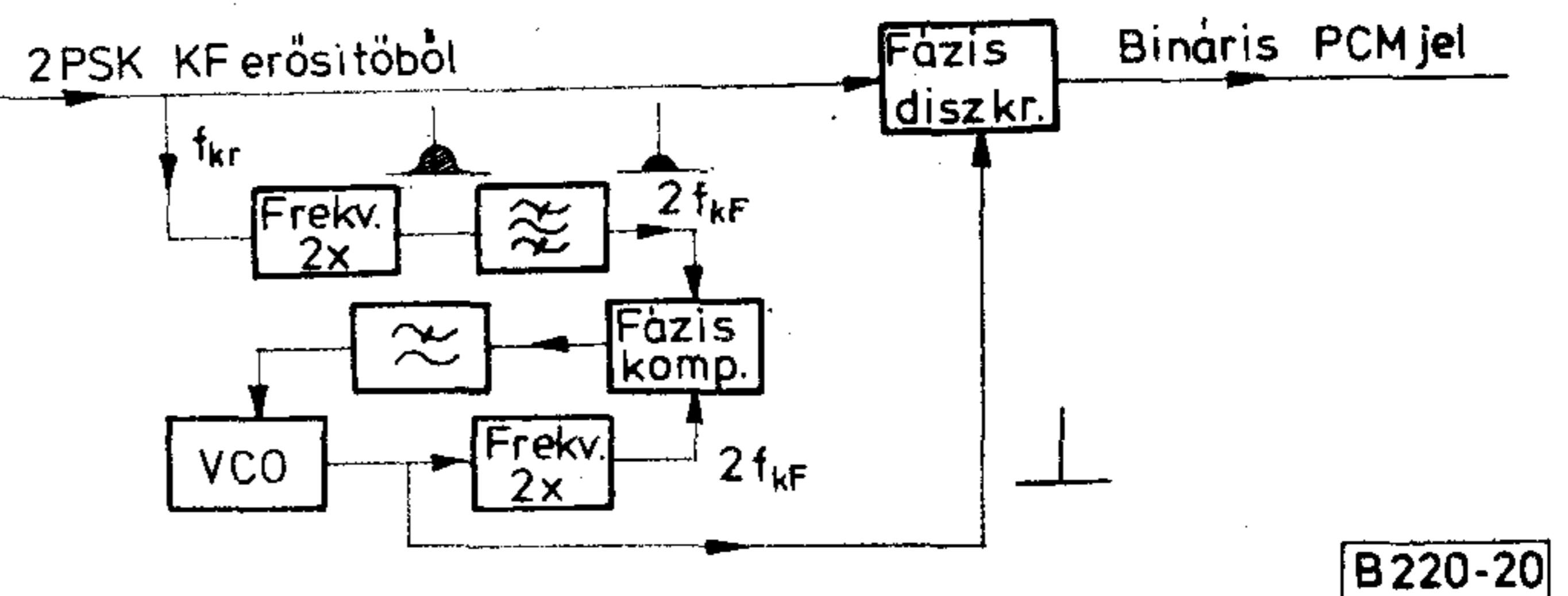
E határozatlanságot úgy lehet elkerülni, ha a modulátor oldalon a moduláció előtt és a demodulátor oldalon a demoduláció után a PCM bináris jelsoron olyan műveletet hajtunk végre, mely a negálással szemben invariáns. Ilyen logikai műveletet csak ket-
tőt ismerünk. Ezek a kizárólagos „vagy” és annak a



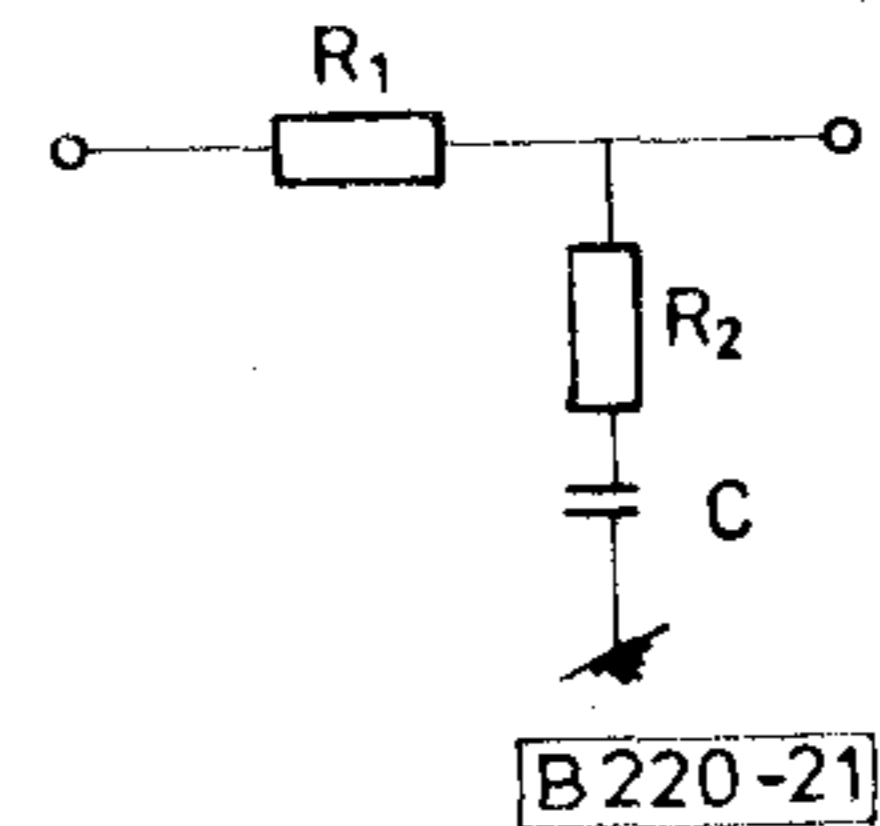
15. ábra. Nagy teljesítményszinten történő moduláció



16. ábra. Kis teljesítményszinten történő moduláció



17. ábra. 2 PSK jel demodulálása



18. ábra. Aluláteresztő szűrő a PSK vívóvisszaállító hurokban

negáltja. A feladatot az adó oldalon a differenciálkódoló áramkör és a vevőoldalon a differenciáldekódoló áramkör látja el. Annak érdekében, hogy a demodulált jel elvben a modulált jellel egyezzen meg a dekódoló áramkör által végrehajtott műveletet a kódoló áramkör által végrehajtott művelet inverze.

A differenciálkódoló áramkör blokkvázlatát a 19a. ábrán láthatjuk (10). Az ábrán feltüntetett visszacsatoló késleltető tag pontosan egy időrést késleltet és ennél fogva a kizárólagos „vagy” áramkör kimenetén a pillanatnyi bemenő jel D_{Ai} és egy T_B időréssel előtte haladó M_{i-1} jel kizárólagos „vagy” jele jelenik meg

$$M_i = D_{Ai} \oplus M_{i-1} = \bar{D}_{Ai} M_{i-1} + D_{Ai} \bar{M}_{i-1}$$

Ennek igazságtáblázata a következő

D_{Ai}	M_{i-1}	$M_i = \overline{D_{Ai}} \oplus \overline{M_{i-1}}$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

A differenciáldekódoló áramkör blokkvázlatát a 19b. ábrán láthatjuk. Az ábrán levő késleltető tag ugyancsak egy időrést késleltet. Az áramkör kimenetén megjelenő jel

$$D_{vi} = M_i \oplus M_{i-1} = \overline{M_i} M_{i-1} + M_i \overline{M_{i-1}}$$

A művelet igazságtáblázata a következő.

M_{i-1}	M_i	D_{vi}
0	0	0
1	1	0
0	1	1
1	0	1

Érdeemes a folyamatot fontossága miatt egy konkrét jelfolyam példáján is végigkövetni. (A bejövő PCM-jelfolyamot most szándékosan azonosnak vesszük a „kétfázisú” moduláció c. fejezetben idézettel.)

D_{Ai}	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
M_{i-1}	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1
$M_i = D_{Ai} \oplus M_{i-1}$	0	1	0	1	1	0	0	0	1	1
$D_{vi} = M_i \oplus M_{i-1}$	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0

Látható, hogy a moduláció előtti nem kódolt jel megegyezik a demoduláció után kapott dekódolt jellel.

$$D_{Ai} = D_{vi}$$

b) Differenciál-demoduláció

Ezen demoduláció alkalmával a modulált vivő két egymás utáni állapotát hasonlítjuk össze. A szóbanforgó demoduláció az egymásutáni állapotok különbségét adja és csak jelátmenet-moduláció esetén használható.

A differenciál-demodulátor blokkvázlatát a 20. ábra tünteti fel. Itt a késleltető tag T_1 késleltetését úgy kell méretezni, hogy $\omega_v T_1 = 2k\pi$, ahol $T_1 \approx T$. A közvetlen jel a szorzó áramkör előtt

$$U_1(t) = U_v \cos(\omega_v t + \Phi_1) \quad \Phi_1 = 0 \text{ vagy } \pi.$$

A késleltetett jel

$$U_2(t) = U_v \cos(\omega_v t + \omega_v T_1 + \Phi_2) \quad \Phi_2 = 0 \text{ vagy } \pi.$$

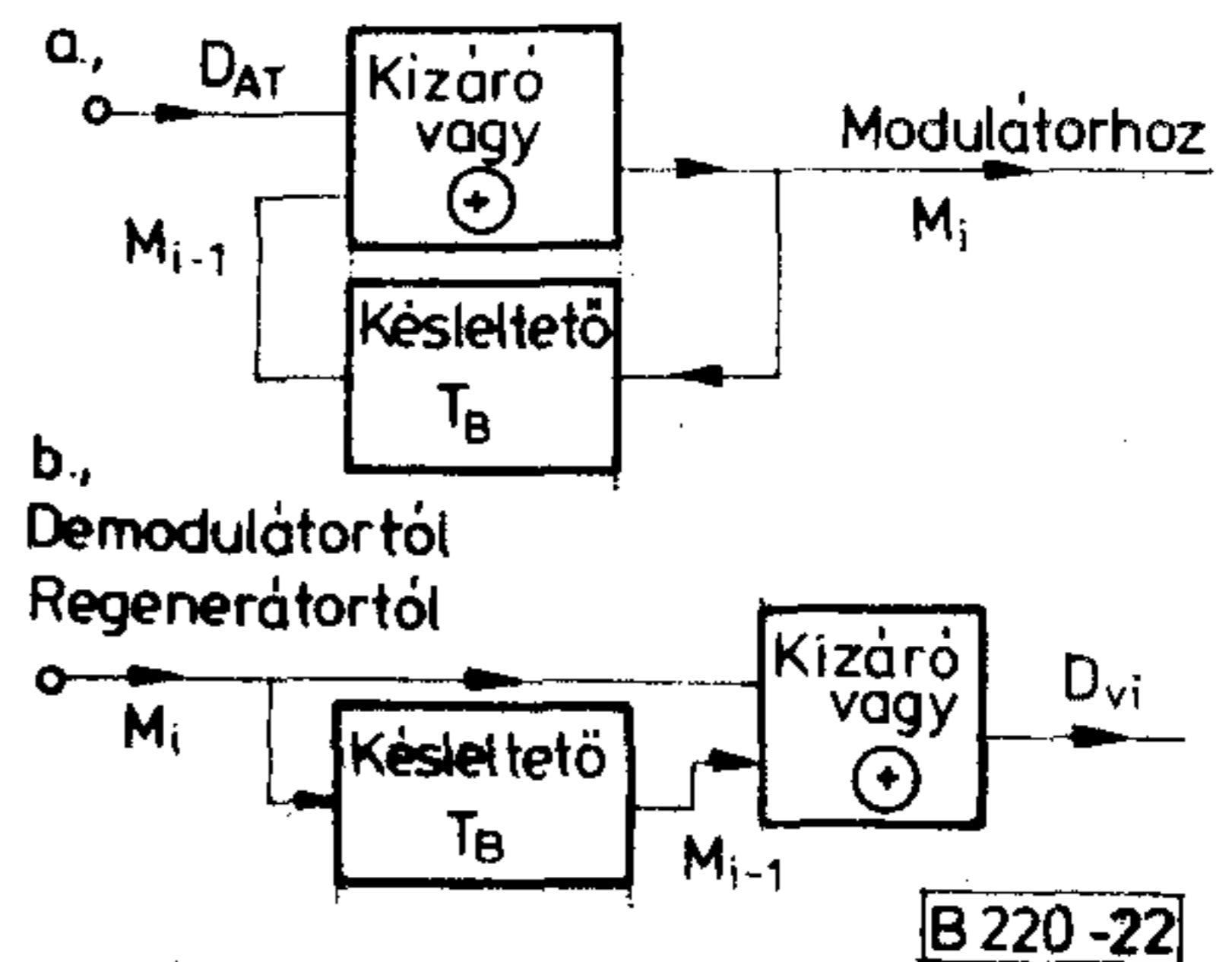
A jel a szorzó áramkör kimenetén

$$U_{ki}(t) = K U_1(t) U_2(t) = K U_v^2 \cos(2\omega_v t + \Phi_1 + \Phi_2) + K U_v^2 \cos(\Phi_1 - \Phi_2).$$

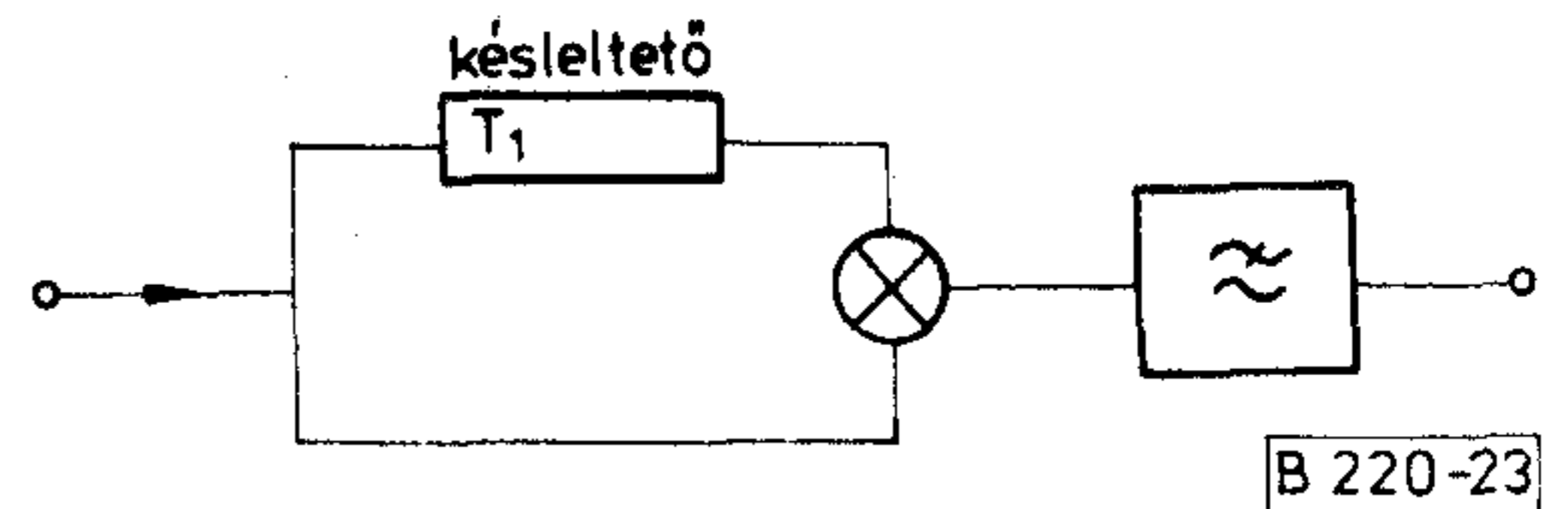
A jel az aluláteresztő szűrő kimenetén

$$U_{dem} = K_1 \cos(\Phi_1 - \Phi_2).$$

Megkaptuk a két fázisállapot közötti különbséget.



19. ábra. Differenciálkódolás (a) és differenciáldekódolás (b)



20. ábra. Differenciál-demoduláció

A differenciálkódolás és -dekódolás hatására a hibaarány megnő. Ekkor ugyanis az M_i szimbólum kapcsolatba kerül az M_{i-1} és M_{i+1} -el.

Legyen a hibaarány differenciálkódolás és dekódolás nélkül P_v

Hiba akkor keletkezik, ha

M_i hibás (ennek valószínűsége P_v)

és

M_{i-1} nem hibás és (ennek valószínűsége $1 - P_v$)

vagy

M_i hibás (ennek valószínűsége P_v)

és

M_{i+1} nem hibás és (ennek valószínűsége $1 - P_v$).

Az eredő hibaarány a kódolás esetén

$$2P_v(1 - P_v) \approx 2P_v. \quad (10)$$

2.3.4. Digitális jelek regenerálása (9)

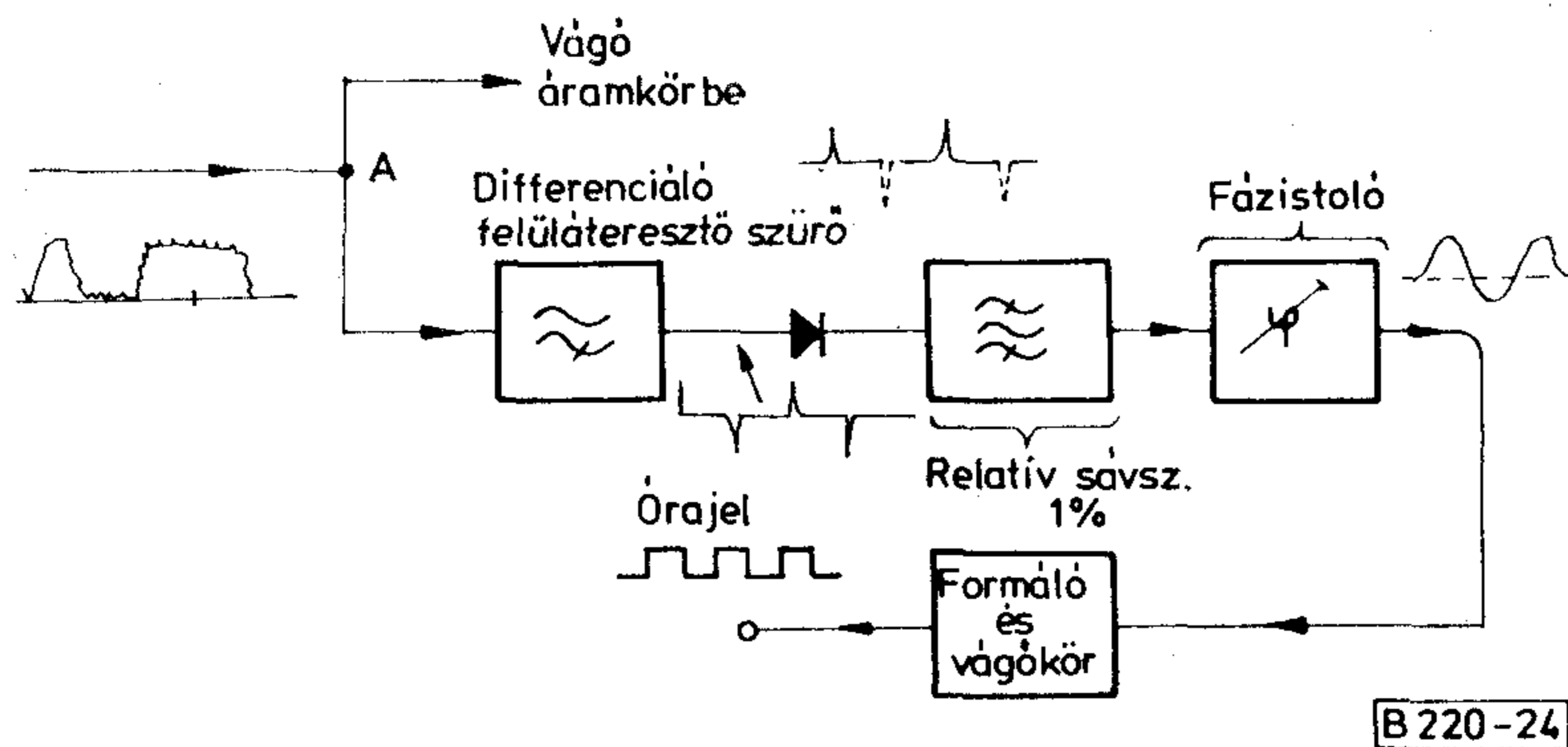
A demodulátor kimenetén megjelenő PCM-jelsorozat kétféle torzítást szenved;

1. Jeltorzulás a szelektív áramkörök miatt.
2. Zaj megjelenése a PCM-jelsorozatban.

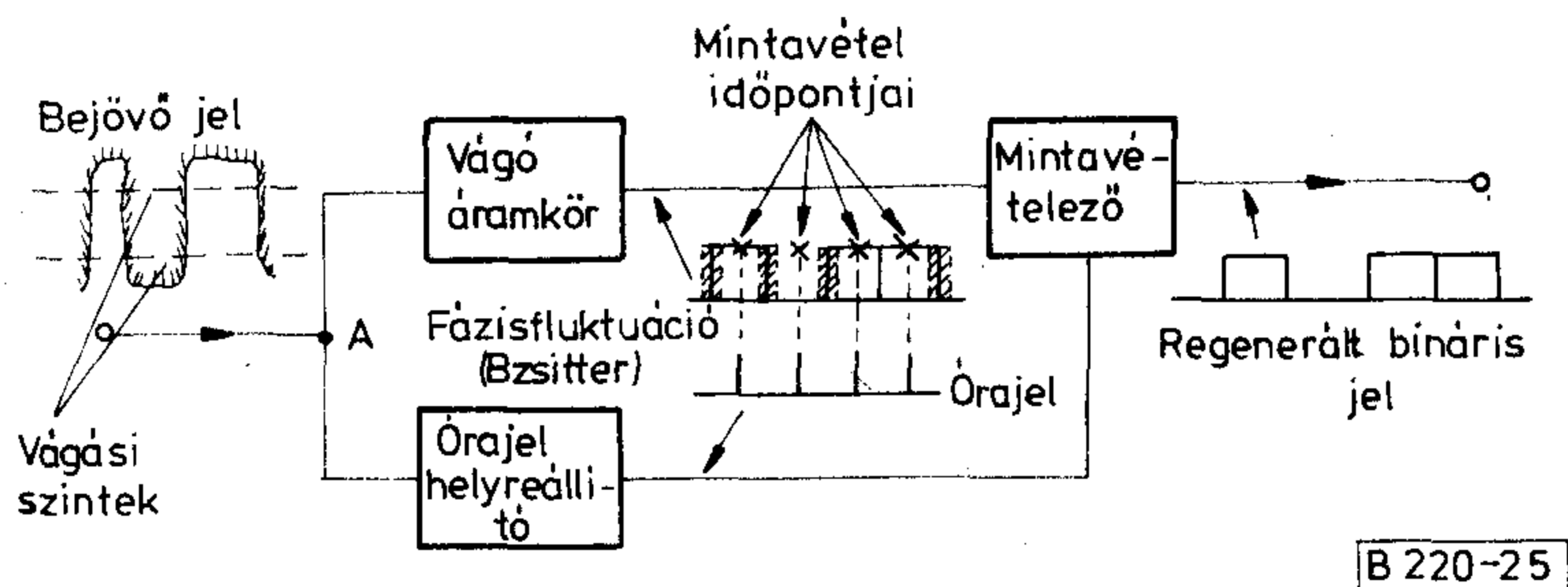
Ezeknek a torzításoknak a gyakorlatban az lenne a következménye, hogy több RF-szakasz megtétele után az impulzusok igen nagy mértékben eltorzulnának és a zaj nagyon megnőne. Megnövekedne a bit tévesztések száma.

Ezért minden állomáson szükséges a jelsorozat regenerálása. A jelgenerálás három műveletből áll.

1. Az órajel kinyerése a demodulált jelsorozatból.
2. Az impulzusok amplitúdójának a behatárolása.
3. A zajok és az RF-áramkörök által okozott dzsitter eltüntetése a demodulált jelsorozatból.



21. ábra. Órajel kinyerése



22. ábra. Jelregenerálás

Az órajelkinyerésnél a demodulált jelsorozatnak azt a tulajdonságát használjuk ki, hogy a „0” és az „1”-es szimbólumok órajel-szabályossággal követik egymást. Az első lépésben a vett PCM-jelsorozatot egy alkalmasan szerkesztett felüláteresztő szűrővel differenciálják, (21. ábra.) A differenciált jelet előbb egyenirányítják majd egy keskeny sávú sávszűrőn engedik át. A sávszűrő sáv szélessége az órajel frekvencia 1%. Ez az oszcillátor frekvenciastabilitását tekintve elegendő. A sávszűrő kimenetén megjelenő szinuszelet egy fázistoló segítségével olyan fázisba állítjuk, hogy a később ismerttetendő mintavételezés lehetővé váljék. A helyesen fázisbeállított szinuszelet ezután vágó áramkör segítségével négyzetesítik. Ezzel rendelkezésünkre áll az órajel. Fontos tudni azt, hogy az egyenirányító nonlineáris karakterisztikája következtében az órajelben bizonyos torzulás állhat be, mely annál kisebb minél keskenyebb az egyenirányítót követő sávszűrő. A

bejövő PCM-jelfolyam torzulása dzsitter forrása lehet. A sávszűrő sáv szélességének szűkítésével ez a hiba is csökkenthető.

A jelregenerátor blokkvázlatát 22. ábrán láthatjuk. A generálás első lépéseként a jelet formáló és vágó áramkörbe vezetjük. Ez a vágó áramkör az impulzusokat alul-felül lenyeli olyan módon, hogy a „0” és „1”-es logikai szint zajmentessé válik. Így a PCM-jelfolyamban a logikai szintek már határozottan felismerhetők csupán az impulzusok fázisfluktuációja marad meg. A fázisfluktuáció (dzsitter) megszüntethető, ha ún. keskeny középponti helyzettől mintavételezést alkalmazunk. Ebből a célból az órajel-helyreállító áramkör fázistolóját úgy kell beállítani, hogy a mintavételezés mindig az impulzus közepére essék. (Pointing operation) Az impulzus közepén ugyanis a legnagyobb a valószínűsége annak, hogy a nevezett eljárással tévesztés mentes regenerálást tudunk végrehajtani.

Különleges elektróda elrendezések kapacitásának numerikus számítása

DR. NAGY JÁNOS
KKVMF

Bevezetés

Elektromágneses terek gépi analizisére kidolgozott módszerek állnak rendelkezésre [1]. A széles körűen elterjedt momentum módszerek mellett egyre inkább terjed a végelemek módszerének alkalmazása is [2]. A végelemek módszere a műszaki feladatok széles körében alkalmazható, bár elsősorban szilárd-ságtani vizsgálatokra fejlesztették ki [3].

Először a végelemek módszerének lépéseit mutatjuk be egy konkrét feladat megoldása kapcsán, majd a megoldásból viszonylag egyszerűen nyerhető kapacitás kiszámításának algoritmusát tárgyaljuk.

A Laplace egyenlet megoldása végelemek módszerével

Feladatként az 1. ábrán bemutatott, ún. centrális elrendezésű elektródák potenciál terének meghatározását tűzzük ki. A megoldás differenciál egyenlete:

$$\nabla^2 \Phi = 0 \quad (1)$$

A Φ_1 és Φ_2 potenciálok az A_1 és A_2 kontúrok mentén felvett peremfeltételeket adják.

A Laplace differenciál-egyenlet helyett a problémát egyértelműen leíró variációs funkcionál minimalizálását valósítjuk meg [4]. Adott differenciál-egyenlethez tartozó variációs funkcionál megkeresése a matematikusok feladata, a mérnöknek csupán a műszaki feladat megoldásához szükséges mértékben kell megértenie.

A Laplace-egyenlethez rendelt funkcionál

$$I = \int_S |\nabla \Phi|^2 ds, \quad (2)$$

ahol: S az A_1 és A_2 kontúrok által határolt felület.

A probléma (2)-ben adott, integrál alakban megfogalmazott formája azért alkalmas a végelemek módszerével való megoldáshoz, mert az integrálás résztartományonként — végelemekként — végezhető el. Ennek jelentőségét a végelemek módszerének legfontosabb jellegzetességei alapján tudjuk értékelni.

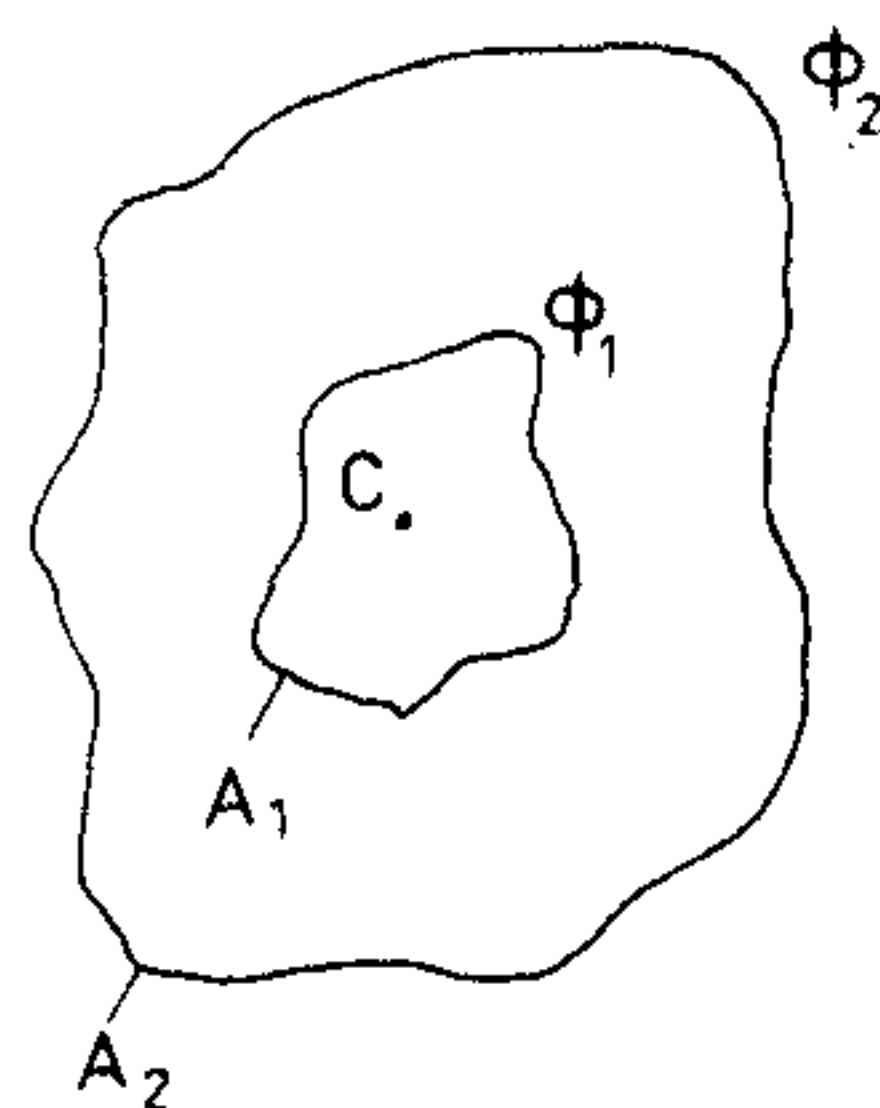
Ismeretes, hogy a numerikus módszerek a matematikai értelemben folytonos függvények helyett azok diszkrét pontokban felvett értékeit használják. A

végelemek módszerének első lépése a megoldási tartomány véges, általában tetszőleges alakú és nagyságú elemekre való bontása. Kitűzött feladatokban ezt a 2. ábrán bemutatott módon valósíthatjuk meg.

Centrális elrendezésű elektródák közötti térrész végelemekre osztásának egy lehetséges változata.

A végelemekre bontás végeredményben egy háló megszerkesztésével jár. A háló csomópontjainak koordinátáit általában numerikus módszerekkel határozzuk meg. A kitűzött feladat megoldását megadó program ismertetésekor erre visszatérünk.

A problémát akkor tekinthetjük megoldottnak, ha a potenciál értékét a kitűzött csomópontokban ismerjük és ezekből a potenciált az elemen belül tetszőleges pontban valamely általunk felvett interpolációs függvény, segítségével meghatározhatjuk. Az elemekre vonatkozó interpolációs függvények számos fajtáját alkalmazzák [3], mi a legegyszerűbb, a lineáris közelítést használjuk. Megemlítjük, hogy az interpolációs függvényt a szakirodalomban sokszor az elemre vonatkozó alakfüggvénynek is neve-



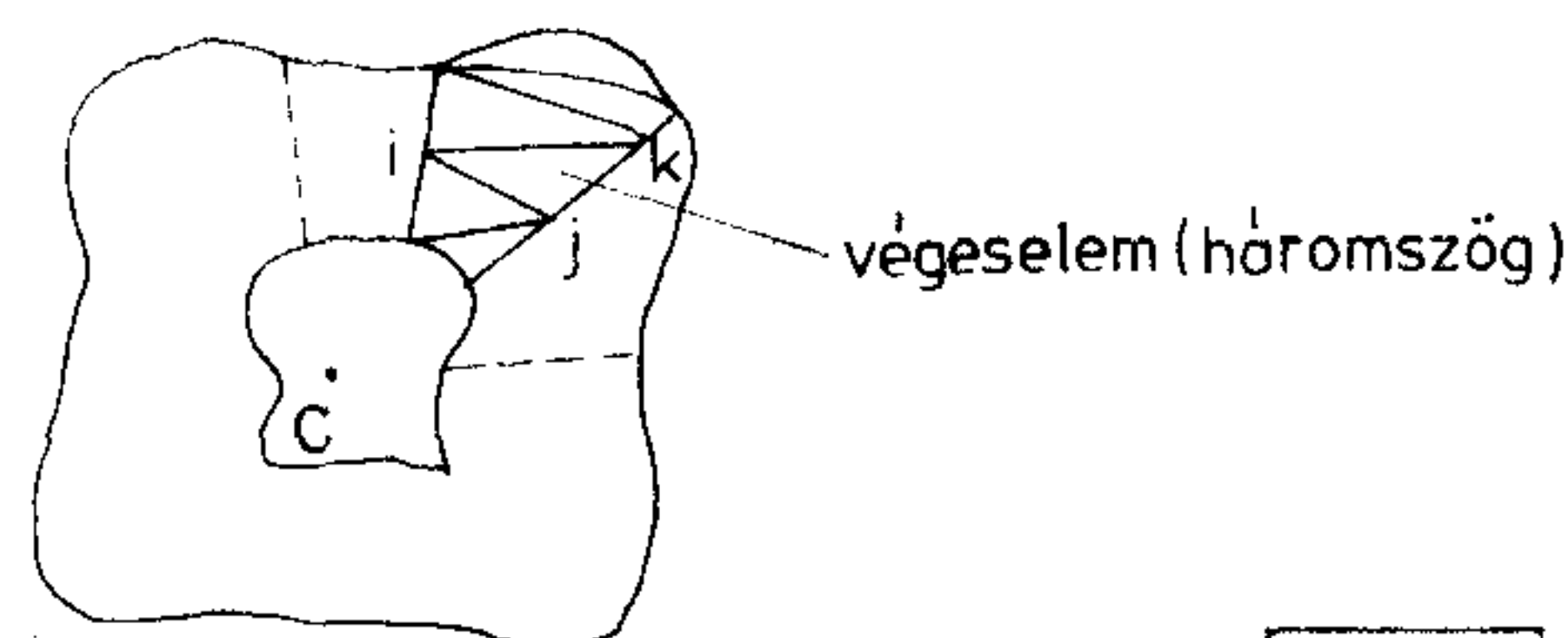
Ennélfogva, Φ_1 és Φ_2 az A_1 és A_2 jelölt felületek mentén felvett peremfelületeket is jelöli.

$$\nabla^2 \phi = 0 \quad (1)$$

az elektródák között,
 Φ_1 és Φ_2 előírt potenciálok az A_1 és A_2 tetszőleges kontúrok mentén
 S az A_1 és A_2 kontúrok közötti felület

B 224-1

1. ábra. Centrális elrendezésű elektródák



B 224-2

2. ábra. Centrális elrendezésű elektródák közötti térrész végelemekre osztásának egy lehetséges változata

zik. Egyetlen elemre a választott lineáris interpolációs függvény [3].

$$\Phi^{(e)}(x, y) = \bar{N}^{(e)T} \cdot \bar{\Phi}^{(e)} = N_i \Phi_i + N_j \Phi_j + N_k \Phi_k, \quad (3)$$

ahol:

$$N_i = \frac{a_i + b_i x + c_i y}{2\Delta}$$
 az i -ik csomópontához tartozó alak-

függvény, Φ_i az i -ik csomópont potenciálja, a T felső index pedig transzponáltat jelöl. Az a_i , b_i és c_i állandók a végelemet alkotó háromszög csúcsainak koordinátáiból számíthatók, Δ a háromszög területét jelöli.

Az N_i -ben szereplő állandók

$$a_i = x_j y_k - x_k y_j; \quad b_i = y_j - y_k; \quad c_i = x_k - x_j \quad (4)$$

és (x_i, y_i) , (x_j, y_j) , (x_k, y_k) a végelem háromszög csúcspontjainak a koordinátái.

Az összefüggések a végelem csúcspontjainak az áramutató járásával ellentétes értelmű körüljárása esetén helyesek. Az egyes csúcspontokhoz tartozó interpolációs függvények az adott csúcsponthoz 1, a szomszédos csomópontokban zérus értéket vesznek fel, amint ez behelyettesítéssel belátható [3]. Látható, hogy (3) segítségével a végelemen belül a csúcspontokban felvett értékekből a függvényértéket lineáris interpolációval határozzuk meg. A háromszög oldalai mentén nyert függvényértékek csak az adott oldal végpontjaiban felvett értékektől függenek [4]. A (2) integrált résztartományonként kiértékelve

$$I = \sum_{e=1}^L \int_{(e)} |\nabla \Phi|^2 ds. \quad (5)$$

A (3) függvények ismeretében (5) kiszámítható [4].

Az egyes végelemekre vonatkozó integrálok az adott végelem csúcspontjainak egyelőre ismeretlen potenciál értékeitől függenek. Ha ezen ismeretlen potenciálok szerinti parciális deriváltakat képezzük és zérussá tesszük, megkapjuk az egyes végelemekhez tartozó alapegyenleteket, melyekben a Φ_i csomóponti potenciálok a meghatározandó ismeretlenek [4].

$$\bar{K} \cdot \bar{\Phi}^{(e)} = 0 \quad (6)$$

ahol:

$$K_{ij} = \frac{b_i b_j}{2\Delta} + \frac{c_i c_j}{2\Delta}$$

Ezzel a lépéssel a (2) funkcionál extrémizálását hajtottuk végre [4].

Az egyes végelemekre nyert alapegyenletekből az egész rendszerre érvényes csatolt egyenletrendszeret azon általánosan alkalmazott elv [3] alapján szerkeszthetjük meg, hogy egy csomópont potenciáljának értéke ugyanaz bármelyik végelemre, amelyik ezt a csomópontot tartalmazza. A rendszermátrix kitöltése numerikus módszerekkel végezhető [3].

A rendszermátrix adott peremérték adatok melletti megoldására bármilyen lineáris egyenletrendszer megoldó program alkalmazható.

Az elmondottakat összegezve az eljárás a következő lépésekből áll:

1. Hálószerkesztés a vizsgált elrendezésre.
2. Alakfüggvény (interpolációs függvény) kiválasztása.
3. A végelemekhez tartozó alapegyenletek meghatározása a variációs funkcionálból.
4. A rendszeregyenlet megszerkesztése.
5. A peremértékek figyelembe vétele, a rendszeregyenlet megoldása.

Megemlítjük, hogy a rendszeregyenlet kitöltöttsége erősen függ az adott háló csomópont számozási módjától. Az általunk választott ún. centrális elrendezésben a csomópontokat sugaranként számozva olyan együttható mátrix adódik, ami megfelelő egyenletrendszermegoldó módszert választva még az ABC 80 asztali számítógépen is kb. 110 csomópontos rendszer megoldását teszi lehetővé.

A megoldó program

Az 1. ábrán adott elrendezésben az A_1 és A_2 kontúrok célszerűen polár koordinátákban adhatók meg. Természetesen a kontúrokon annyi pont értékét kell csak specifikálni amennyit a 2. ábrán vázolt háló szükségessé tesz. A program ellenőrzésére az ismertetésben az A_1 és A_2 kontúrokat R1 és R2 sugarú körökkel helyettesítjük, így a nyert numerikus eredmények közvetlenül ellenőrizhetők az ismert analitikus megoldás segítségével. A program lépései az ABC 80-ra érvényes BASIC nyelven a következők

```

10 REM VÉGESELEM MÓDSZER KOAXIÁLIS
RENDSZERRE
20 REM R1 A KISEBB, R2 A NAGYOBB SUGÁR
30 REM N1 A SZÖG SZERINTI OSZTÁSOK
SZÁMA
40 REM N2 A SUGÁRMENTI OSZTÁSOK
SZÁMA
50 REM U LOGIKAI VÁLTOZÓ ÉRTÉKE 0
(FALSE)
60 DATA 1.0, 2.0, 36, 3, 0
70 READ R1, R2, N1, N2, U
80 DIM X(2*N2), Y(2*N2), N3(2*N2)
90 DIM B1(3), C1(3), D1(3)
100 DIM B(N1*N2)
110 Q=2*N2-1+(N1-2)*N2*(N2+1)+
+N2*((N1-1)*N2+1)
120 DIM A(Q)
130 DIM J1(N1*N2)
140 N=N1*N2
150 IF U THEN 190
160 H1=0
170 H2=LOG(2)
180 GOTO 220
190 H1=1234
200 H2=5678
210 REM

```

Az A tömbben helyezkednek el sorfolytonosan a rendszeregyenlet együtthatói. Méretének megállapításához ismerni kell a zérustól különböző együtthatóknak a rendszeregyenletben való helyzetét, vagyis a rendszermátrix kitöltöttségi alakját. Ezt teljes egészében a csomópont számozási rendszer határozza meg.

A 220–290 címeken a J1 tömb elemeinek adunk

értéket. Ez a tömb mutatja, hogy az oszlopfolytonosan tárolt rendszermátrix együtthatók, melyek az A tömbben helyezkednek el, hányadik helyen diagonálemek. Részletes ismertetése [3]-ban megtalálható az ACTCOL nevű szubrutin leírásánál. Ennek BASIC-re átírt változatát használjuk a most ismertetett programban.

```
220 J1(1)=1
230 FOR J=2 TO N2
240 J1(J)=J1(J-1)+2:NEXT J
250 FOR J=N2+1 TO (N1-1)*2
260 J1(J)=J1(J-1)+N2+1:NEXT J
270 J1((N1-1)*N2+1)=J1((N1-1)*N2)+
  +(N1-1)*N2+1
280 FOR J=(N1-1)*N2+2 TO N1*N2
290 J1(J)=J1(J-1)+(N1-1)*N2+1:NEXT J
300 REM
```

A 310–730 címeken a rendszermátrix feltöltése történik. Ennek első fázisaként a zérus szöghöz tartozó sugárral kezdve feltölti a sugár feletti réteg X, Y változóit és kiszámítja az N3 csomópont számot. Ezek az utasítások a 310–410 címeken helyezkednek el.

```
310 F1=2*PI/N1
320 FOR Q=1 TO N1
330 FOR M=Q TO Q+1
340 F2=F1*(M-1)
350 FOR J=1 TO N2
360 R=R1+(J-1)*(R2-R1)/(N2-1)
370 X(J+(M-Q)*N2)=R*COS(F2)
380 Y(J+(M-Q)*N2)=R*SIN(F2)
390 N3(J+(M-Q)*N2)=J+(M-Q)*N2+
  +(Q-1)*N2
400 NEXT J
410 NEXT M
420 REM
```

Az utolsó réteg elérésekor figyelembe veszi a zérus szöghöz tartozó sugár már előírt csomópont számait (430–460 címek).

```
430 IF Q=N1 THEN 450
440 GOTO 480
450 FOR I=1 TO N2
460 N3(N2+I)=I:NEXT I
470 REM
```

A 480–590 címeken két sugár közötti rétegben az alsó sugárhatáron fekvő háromszögeknek megfelelő együtthatókat beírja a rendszermátrixba a 900-on kezdődő szubrutin segítségével.

```
480 FOR I=1 TO (N2-1)
490 S=X(I+1)*Y(I+N2)-Y(I+1)*X(I+N2)-
  -X(I)*(Y(I+N2)-Y(I+1))+Y(I)*
  (X(I+N2)-X(I+1))
500 B1(1)=Y(I+1)-Y(I+N2)
510 B1(2)=Y(I+N2)-Y(I)
520 B1(3)=Y(I)-Y(I+1)
530 C1(1)=X(I+N2)-X(I+1)
540 C1(2)=X(I)-X(I+N2)
550 C1(3)=X(I+1)-X(I)
560 D1(1)=N3(I)
570 D1(2)=N3(I+1)
```

```
580 D1(3)=N3(I+N2)
590 GOSUB 900:NEXT I
600 REM
```

A 610–730 címeken két sugár közötti rétegben a felső sugárhatáron fekvő háromszögeknek megfelelő együtthatókat beírja a rendszermátrixba a 900-on kezdődő szubrutin segítségével.

```
610 FOR I=N2+1 TO 2*N2-1
620 S=X(I-N2+1)*Y(I+1)-Y(I-N2+1)*
  X(I+1)-X(I)*(Y(I+1)-Y(I-N2+1))+
  +Y(I)*(X(I+1)-X(I-N2+1))
630 B1(1)=Y(I-N2+1)-Y(I+1)
640 B1(2)=Y(I+1)-Y(I)
650 B1(3)=Y(I)-Y(I-N2+1)
660 C1(1)=X(I+1)-X(I-N2+1)
670 C1(2)=X(I)-X(I+1)
680 C1(3)=X(I-N2+1)-X(I)
690 D1(1)=N3(I)
700 D1(2)=N3(I-N2+1)
710 D1(3)=N3(I+1)
720 GOSUB 900:NEXT I
730 NEXT Q
740 REM
750 REM
```

A 760–820 címeken a kontúrokon $H1=0$ és $H2=\text{LOG}(2)$ értékeket írunk elő. Más peremértékekhez a 190 és 200 címeken levő értékeket kell beállítani és U-nak -1, (true) értéket adni a 60 cím DATA utasításában.

```
760 FOR I=1 TO N1*N2
770 B(I):NEXT I
780 REM
790 FOR I=N2 TO N1*N2 STEP N2
800 A(J1(I))=A(J1(I))*1E+20
810 B(I)=A(J1(I))*H2
820 A(J1(I-N2+1))=A(J1(I-N2+1))*1E+
  +20:NEXT I
830 REM
```

A 840–890 címeken az egyenletrendszert megoldó szubrutint hívja és kiírja a kiszámított potenciálokat az első sugáron.

```
840 GOSUB 1010
850 REM
860 FOR I=1 TO N2
870 ;B(I):NEXT I
880 STOP
890 REM
```

A 900–1000 címeken az egyes végelemekre kiszámított alapegyenletek együtthatóit beírja az A rendszeregyenlet együttható tömbbe.

```
900 FOR J=1 TO 3
910 FOR K=J TO 3
920 L1=D1(J)
930 M1=D1(K)
940 IF M1<L1 THEN 950 ELSE 960
950 L1=D1(K):M1=D1(J)
960 IF M1=1 THEN 970 ELSE 980
970 W=1:GOTO 990
980 W=J1(M1-1)-(M1-(J1(M1)-J1(M1)))+L1
```

```

990 A(W)=A(W)+(B1(J)*B1(K)*C1(J)*
      C1(K))/(2*S)
1000 NEXT K:NEXT J:RETURN

```

Az 1010–1640 címeken a 3 hivatkozásban ACTCOL néven ismertett szimmetrikus profil mátrix megoldó program BASIC nyelvre átírt változata helyezkedik el.

```

1010 REM EGYENLETMEGOLDÓ PROGRAM
      SZIMMETRIKUS PROFIL – MÁTRIXHOZ

```

```

1020 R=0
1030 FOR J=1 TO N
1040 D=J1(J)
1050 H=D-R
1060 S=J-H+2
1070 IF(H-2)<0 THEN 1400
1080 IF(H-2)=0 THEN 1260
1090 IF(H-2)>0 THEN 1100
1100 E=J-1
1110 K=R+2
1120 D1=J1(S-1)
1130 FOR I=S TO E
1140 R1=D1
1150 D1=J1(I)
1160 IF(D1-R1-1)<(I-S+1) THEN 1190
1170 H1=I-S+1
1180 GOTO 1200
1190 H1=D1-R1-1
1200 IF H1>0 THEN 1210 ELSE 1240
1210 FOR M=1 TO H1
1220 A(K)=A(K)-A(K-H1+M-1)*A(D1-
      H1+M-1)
1230 NEXT M
1240 K=K+1
1250 NEXT I
1260 R1=R+1
1270 E1=D-1
1280 K=J-D
1290 FOR I=R1 TO E1
1300 D1=J1(K+I)
1310 IF A(D1)=0 THEN 1350
1320 D2=A(I)
1330 A(I)=A(I)/A(D1)
1340 A(D)=A(D)-D2*A(I)
1350 NEXT I
1360 FOR M=1 TO H-1
1370 B(J)-A(R+1+M-1)*B(S-1+M-1)
1380 NEXT M
1390 R=D
1400 NEXT J
1410 REM
1420 FOR I=1 TO N
1430 D1=J1(I)
1440 IF A(D1)<>0 THEN 1470
1450 ; "ZÉRUS DIAGONÁLELEM A", I, '-IK
      HELYEN'
1460 STOP
1470 B(I)=B(I)/A(D1)
1480 NEXT I
1490 J=N
1500 D=J1(J)
1510 D2=B(J)
1520 J=J-1
1530 IF J<=0 THEN 1540 ELSE 1550

```

```

1540 RETURN
1550 R=J1(J)
1560 IF(D-R)<=1 THEN 1620
1570 S=J-D+R+2
1580 K=R-S+1
1590 FOR I=S TO J
1600 B(I)=B(I)-A(I+K)*D2
1610 NEXT I
1620 D=R
1630 GOTO 1510
1640 END

```

Az egyenletrendszer megoldó programot a rendszermátrix kiszámítása után használjuk csak, ezért nem okoz zavart, hogy néhány változó név már korábban felhasználásra került. Egyéb BASIC programban szubrutinként történő felhasználásakor azonban feltétlenül egyeztetni kell a felhasznált azonosítókat.

Az ismertett program 108 csomópontból álló rendszerre a 60 címkén beírt adatokkal a következő eredményt adja a potenciál sugármenti eloszlására.

$$\begin{aligned}
r=1 & \quad \Phi_1 = 5.19574 E - 22 \\
r=1.5 & \quad \Phi_2 = 0.404388 \\
r=2 & \quad \Phi_3 = 0.693153 = \ln 2
\end{aligned}$$

Látható, hogy még ilyen durva háló esetén is az $r=1.5$ sugáron a közelítés megfelelő ($\ln 1.5 = 0.405465$). Ezekkel az adatokkal a program futási ideje 2 perc 15 mp.

A kapacitás meghatározása

A Laplace egyenletnek végeselemek módszerével nyert közelítő megoldásából a háló csomópontjainak potenciál értékeit nyerjük. A számítás során nyert adatokból azonban az elrendezés kapacitása is közvetlenül kiszámítható.

A hosszegységre eső kapacitás variációs funkcionál kifejezése [5]

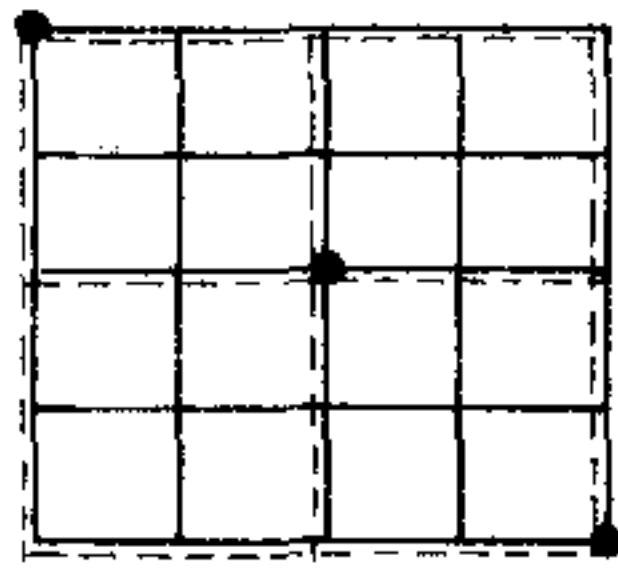
$$\frac{C}{\epsilon_0} = \frac{1}{\Phi_0^2} \int_S |\nabla \Phi|^2 ds \quad (7)$$

ahol: Φ_0 az A_2 kontúron felvett potenciál (az A_1 kontúr potenciálja zérus).

Ennek kiszámításához a $\bar{\Phi}^T \bar{A}_0 \bar{\Phi}$ másodfokú forma meghatározása szükséges [5]. A számítás során kihasználjuk, hogy \bar{A}_0 bármely sorában ill. oszlopában szereplő elemek összege zérus, valamint azt, hogy \bar{A}_0 szimmetrikus. Nevezzük kijelölt sornak ill. oszlopnak azokat a sorokat ill. oszlopokat melyek megadott peremértékek diagonál eleméhez tartoznak. Hasonlóképpen nem-kijelölt sor és oszlop az, amely nem-kijelölt, tehát a többi potenciál diagonál eleméhez tartozik.

A 3. ábrán ennek szemléltetésére feltüntettük a kijelölt sorokat és oszlopokat egy egyszerűsített példán.

Ha összesen m csomópontból d potenciálja adott, akkor $(m-d)$ a nem-kijelölt sorok (oszlopok) száma (jelen esetben $m-d=2$). Ezek bármelyikére igaz, hogy a nem-kijelölt potenciált tartalmazó tagok ösz-



B224-3

3. ábra. A kijelölt sorok és oszlopok szemléltetése egyszerűsített (5 pontos) hálóban. Az 1., a 3. és az 5. csomópont potenciálja megadott peremérték, tehát kijelölt sor és oszlop.

szege egyenlő a kijelölt potenciál és a hozzátartozó együtthatók negatív összegének szorzatával

$$b_i = S_{i,d+1}\Phi_{d+1} + S_{i,d+2}\Phi_{d+2} + \dots + S_{i,m}\Phi_m = - (S_{i,1} + S_{i,2} + \dots + S_{i,d})\Phi_0 \quad (8)$$

ahol: az i -ik nem-kijelölt sorban a $(d+1)$ -től m -ig indexeltek a nem-kijelölt, az i -től d -ig indexeltek a kijelölt tagok, S_{ik} pedig az \bar{A}_0 mátrix elemeit jelöli.

A $\bar{\Phi}^T \bar{A}_0 \bar{\Phi}$ másodfokú formában $\bar{\Phi}^T$ -ben csak a kijelölt potenciálokot vesszük figyelembe. Ez az $\bar{A}_0 \bar{\Phi} = 0$ összefüggés fennállása miatt tehető meg [5]. Az így nyert kifejezés transzponáltja.

$$[\Phi_1 \dots \Phi_m] \cdot \bar{A}_r^T \cdot \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \Phi_d \end{bmatrix} \quad (9)$$

A baloldali sorvektor az összes, a jobboldali oszlopvektor csak a kijelölt potenciálokot tartalmazza. \bar{A}_r^T oszlopai \bar{A}_0 kijelölt sorai, amelyek természetesen összes elemüket tartalmazzák.

Ha \bar{A}_r^T -t jobbról szorozzuk két eset lehetséges. Amennyiben \bar{A}_r^T sora \bar{A}_0 nem-kijelölt oszlopából tevődik össze, [összesen $(m-d)$ esetben] megkapjuk a (8)-ban definiált b_i tényezők negatív értékét. Amennyiben \bar{A}_r^T sora \bar{A}_0 kijelölt oszlopából tevődik össze, (összesen d esetben), akkor ezeket a sorokat a bennük szereplő többi együttható negatív összegével helyettesítjük.

A baloldali sorvektort a nem-előírt és előírt potenciálok szerint felbontva az előző szakaszban leírt két lehetséges esetet különválaszthatjuk. A második lehetséges esetben kapott másodfokú formát a transzponáltak fordított sorrendű szorzataként felírva belátható, hogy az így kapott szorzat baloldali két tényezője a (8)-ban definiált b_i tényezőket adják [5].

Mindezek alapján

$$\frac{C}{\epsilon_0} = \frac{1}{\Phi_0^2} \sum_{i=1}^p b_i (\Phi_0 - \Phi_i) \quad (10)$$

ahol: Φ_0 az A_2 kontúr (célszerűen egységnyinek választott) potenciálja, p az összes nem-kijelölt potenciálú csomópontok száma (a korábbi jelölések értelmében $p = m - d$).

A (10) kifejezés azt mondja ki, hogy sorra kell venni a nem-kijelölt potenciálokot és $(\Phi_0 - \Phi_i)$ -t meg kell szorozni a hozzátartozó b_i -vel, majd a (10) szummából C/ϵ_0 értékét kapjuk.

Ennek megvalósításához a Laplace egyenlet megoldására adott programot a 740 címtől a következőképpen módosítottuk.

A 740 címen dimenzionálunk egy S2 vektort, amely tartalmazza a nem-kijelölt oszlopok összesen N1 kijelölt sorában levő együtthatók összegét és egy B2 vektort ami a (10) kifejezés b_i együtthatóit tárolja.

A korábbi jelölések és a program jelölései között az alábbi összefüggés áll fenn.

$$m - d = N1 * N2 - N1 \quad (11)$$

A 750–760 címen B2 elemeit zérusra állítjuk. A 770–1000 címen a J és K indexekkel adott oszlopokban kiszámítjuk S2 értékeit és a 950–960 címen levő ciklusban betöltjük B2 megfelelő értékébe. Az L8 változó a kijelölt oszlopok átugrását biztosítja.

```

740 DIM S2(N1), B2(N1 * N2 - N1)
750 FOR I=1 TO (N1 * N2 - N1)
760 B2(I)=0.0: NEXT I
770 L8=1
780 FOR J=1 TO N1
790 FOR K=1+(J+1)*N2 TO N2-1+(J-1)*
      N2
800 FOR I=1 TO N1
810 S2(I)=0.0: NEXT I
820 FOR I=N2 TO N1 * N2 STEP N2
830 L5=(I-N2)/N2+1
840 IF K>I THEN 900
850 IF J1(I)-J1(I-1)<(I-K)+1 THEN 880
860 S2(L5)=A(J1(I)-(I-K))
870 GOTO 940
880 S2(L5)=0.0
890 GOTO 940
900 IF J1(K)-J1(K-1)<(K-I)+1 THEN 930
910 S2(L5)=A(J1(K)-(K-I))
920 GOTO 940
930 S2(L5)=0.0
940 NEXT I
950 FOR M=1 TO N1
960 B2(K-(L8-1))=B2(K-(L8-1))+
      +S2(M): NEXT M
970 IF K+1=N2 * L8 THEN 990
980 GOTO 1000
990 L8=L8+1
1000 NEXT K: NEXT J

```

Az 1010–1100 címek megegyeznek az eredeti program 740–830 címével.

Az 1110–1230 címeken az egyenletrendszer megoldása, egy sugáron számított potenciálok kiírása, a kapacitás (10) alapján való kiszámítása és kinyomtatása történik.

```

1110 GOSUB 1360
1120 REM
1130 FOR I=1 TO N2
1140 ;B(I): NEXT I

```

```

1150 C3=0:K=1
1160 FOR I=1 TO N1*N2-N1
1170 C3=C3-B2(I)*(1-B(I+K-1))
1180 IF I+K=K*N2 THEN 1200
1190 GOTO 1210
1200 K=K+1
1210 NEXT I
1220 ;'C3=', C3
1230 STOP

```

Ettől folytatva az eredeti program 890 címétől kezdődő utasítások szerepelnek. A címek eltolódása miatt az eredeti program 590 és 720 címén levő szubrutin hívások hivatkozása a következőképpen módosul

```

590 GOSUB 1250
720 GOSUB 1250

```

A kapacitás kiszámítása a Laplace egyenlet megoldóprogramhoz képest viszonylag egyszerű módosítást igényel. Az ABC80 REN utasítása az utasítások átcímzését nagyon egyszerűvé teszi [6].

A koaxiális rendszer hosszegységre számított kapacitása

$$\frac{C}{\epsilon_0} = 2\pi \frac{1}{\ln \frac{b}{a}} \quad (12)$$

ahol: $b=R_2$, $a=R_1$.

A 60 cím DATA utasításában ezek, valamint N1 és N2 értéke beállítható. Ha $b=2$ és $a=1$ akkor (12)-ből $C/\epsilon_0=9.06468$ adódik.

A program ellenőrzésére a következő numerikus kísérleteket végeztük.

N1	N2	Futási ideje	C/
25	4	3'30''	9.155 84
4	12	3'10''	11.522 7
4	3	15''	11.666 5
8	3	32''	9.664 99
16	3	1'10''	9.282 04
16	5	3'	9.205 95
26	4	3'38''	9.152 12
27	4	3'50''	9.148 92

Látható, hogy a háló sűrűbbé és egyenletesebbé tételével a számított és elméleti érték közel azonos.

Megvizsgáltuk, hogy b értékének 3, 4, 5 és 1.2 választásával $N1=27$ és $N2=4$ esetén tehát a legpontosabb közelítést adó hálónál, milyen eltérés mutatkozik a (12)-ből számított és a numerikusan előállított érték között

b=3 b=4 b=5 b=1.2

Analitikus érték	5.719 16	4.532 34	3.903 95	34.4620
Numerikus érték	5.825 21	4.666 22	4.065 61	34.6257

Összefoglalás

A végelemek módszerével centrális elrendezésű hálók potenciál értékeit célszerűen szervezett programmal, asztali számítógéppel is meg lehet határozni a gyakorlatban felhasználható méretű feladatokra. Az elemek alapegyenleteinek kiszámítása után ezek együtthatóiból közvetlenül a rendszeregyenlet együtthatókat állítjuk össze. A centrális elrendezés csomópont számozási rendszere meghatározza a rendszer-mátrix közel sávós kitöltöttségét. Ennek ismeretében az együtthatók tárolása és az egyenletrendszer megoldása lényegesen egyszerűsödik. A számítás eredményeiből a program egyszerű kiegészítésével az elrendezés kapacitása is számolható.

I R O D A L O M

- [1] Dr. Zombory László—Dr. Koltai Mihály: Elektromágneses terek gépi analízise. Műszaki Könyvkiadó, 1979.
- [2] M. V. K. Chari—P. P. Silvester: Finite Elements in Electrical and Magnetic Field Problems. John Wiley & Sons, 1980.
- [3] O. C. Zienkiewicz: The Finite Element Method. Third Edition McGraw Hill, 1977.
- [4] K. H. Huebner: The Finite Element Method for Engineers John Woley & Sons, 1975.
- [5] P. Daly—J. D. Helps: Direct Method of Obtaining Capacitance from Finite-Element Matrices. Electronics letters 9 th March 1972. Vol. 8. No. 5.
- [6] Az ABC 80 kazettás adatgyűjtő, kezelési leírás BRG-KKVMF; Szerkesztette Tick József és Nagy Sándor.

MINDENNAPUNK

ELEKTRONIKÁJA

Rovatvezető:
Dr. Hetényi László

Aktuálissá vált CB-s műszerleírások

MALCSINER FERENC
BHG

Az íróasztalom alsó fiókjában gyűjtöm össze azokat a folyóiratokat, melyek műszakilag érdekes cikkeket tartalmaznak, de pillanatnyilag nem aktuálisak sem az ipar, sem a szakemberek számára. Időnként aztán átnézem ezt az „elfektetett” irodalmat. Vannak cikkek, melyek továbbra sem tarthatnak érdeklődésre számot. Ezeket kiselejtezem. Más cikkek viszont szinte megelevenednek, mert akár a gyártástechnológiai, akár a kereskedelmi követelmények időközben megváltoztak és az új gazdasági körülmények között hirtelen aktuálissá váltak.

Jó példa erre a R&S néhány műszerének leírása, melyek rádiótelefonok és különféle vevőkészülékek sorozatgyártásánál automatikus, előre programozható mérőszorozatok elvégzését teszik lehetővé.

Két évvel ezelőtt még nem volt igény ilyen készülékek iránt, így azok ismertetése sem volt időszerű. Időközben azonban elterjedt a CB-berendezések széles körű alkalmazása. Jelenleg legalább 15 000 készülék van forgalomban szerte az országban. Ezeknek legalább 95%-a külföldi gyártmányú, melyekért valamilyen formában kemény valutát kellett adnunk. Az ipar kissé megkésve ébredt tudatára a belföldi keresletnek. A környező népi demokratikus országok még eddig nem kapcsolódtak be a CB-forgalomba, de várhatólag néhány éven belül ott is elterjednek ezek a készülékek. Érdemes tehát felkészülni a hazai iparnak olyan korszerű gyártástechnológiára, mely lehetővé teszi nagy mennyiségű, versenyképes berendezés piacra dobását.

Ilyen szempontok figyelembevételével válogattam össze néhány leírást az alábbi cikkben.

Rádiótelefon bemérőműszer. SMDU-Z

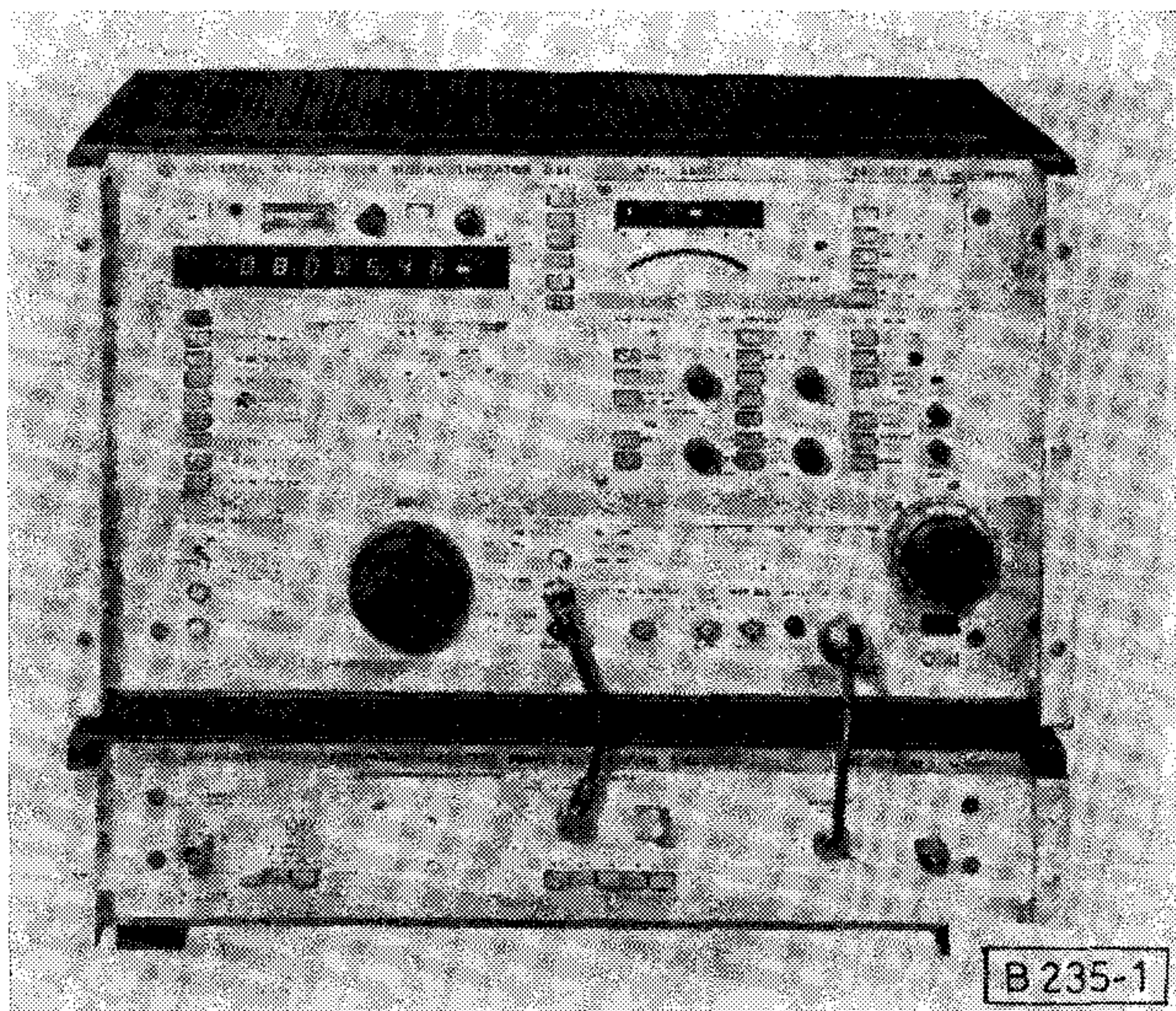
Az SMDU mérőberendezéseknek többféle változata ismeretes. Már 1974-ben megjelent az első egyszerűbb kivitele, mely egy mérőadót tartalmazott a 140 kHz–10,5 GHz közötti frekvenciasávban. Ezt az alapkészüléket bővítették ki később a navigációs berendezések mérésére alkalmas műszerekkel, majd két évvel ezelőtt nyerte el jelenlegi formáját azzal, hogy rádiótelefonok gyors sorozatmérésére is alkalmassá tették. A kiegészítő műszerek az eredeti SMDU-hoz kapcsolhatók, így kiegészítik alkalmazási lehetőségét (1. ábra).

A rádiótelefonok mérőhelyének összeállításakor az alapkészülethez egy SMDU–Z2 kiegészítést lehet csatlakoztatni, mely a teljesítménymérést, különféle nagyfrekvenciás méréseket és a modulációs jellemzők mérését teszi lehetővé. Hasonló célt szolgál az SMDU–Z1 kiegészítő műszer is, csak más teljesítményhatárok között.

A nagy pontosságú mérőszorozat lehetővé teszi az egyes országok saját előírásainak és a nemzetközi normák paramétereinek ellenőrzését és a külön rendszert képező, de a készülékhez csatlakoztatható periferiális berendezések által az adatok tárolását és dokumentálását.

Az SMDU-Z mérőberendezés az alábbi műszerekből tevődik össze:

- Nagyfrekvenciás generátor 140 kHz-től 525 MHz-ig, mely kibővíthető 1,05 GHz-ig. A mérőgenerátor akár amplitúdóban, akár frekvenciában modulálható.
- Hanggenerátor 30 Hz–30 kHz frekvenciahatárok között. Ezen sávon belül hat fix frekvencia előre beállítható és gombnyomással üzembe helyezhető.



1. ábra. Mérőműszer rádiótelefonok sorozatméréséhez. SMDU-Z

- Frekvenciamérő hétszámjegyes kijelzővel, 15 Hz-től 525 MHz-ig (Kibővíthető 1,05 GHz-ig).
- Lökétmérő a hasznos jelek és a zajeffektusok mérésére.
- Hangfrekvenciás Voltmérő 1 mV-tól 10 V-ig értékig, automatikus méréshatár átkapcsolással.
- Torzításmérő a nonlinearis torzítások mérésére 1%–100% között.
- Nagyfrekvenciás teljesítménymérő, SMDU-Z1-nél 25 W és 50 W méréshatárral, az SMDU-Z2-nél 30 Watt méréshatárral.
- Modulációs százalék-mérő (csak az SMDU-Z1-nél).

Programozható automatikus vevőmérő berendezés

Rádióvevő-készülékek, személyhívó-berendezések és rádiótelefonok vevőrészének gyors és teljesen automatikus mérése végezhető el az SMPU mérőberendezéssel. Gyárak és szervizállomások részére készült ez a műszer, mely mérési összeállítás formájában lehetővé teszi a vizsgálandó készülékek rutin-tesztelését, előre beprogramozott lépésekben.

A mérőkészülékhez csatlakoztatott perifériális egységek alkalmasak a kapott adatok mágnesszalagos, ill. lyukkártyás tárolására. Ilyen vevőmérő munkahelyet mutat be a 2. ábra. Magát az SMPU berendezést a 3. ábra mutatja. Felül maga a műszer, alatta a mikroprocesszor egység, mely a mérési sorrendet és a szükséges műszereket kapcsolja az előre beprogramozott terv szerint.

Az SMPU mérőberendezés az alábbi egységekből áll:

- Szignálgenerátor 50 kHz–500 MHz frekvencia-körzettel. A jelgenerátor változtatható szintű amplitúdomodulációval, illetve változtatható lökétű frekvenciamodulációval van ellátva.
- Hangfrekvenciás szintmérő, 3 mV–10 V méréshatárral, automatikus méréshatár-átkapcsolással.
- Torzításmérő 0,1–99% között.
- Hangfrekvenciás generátor 30 Hz–30 kHz frekvenciahatárral.
- Nyolc digitális frekvenciamérő akár belső, akár külső jelek mérésére.

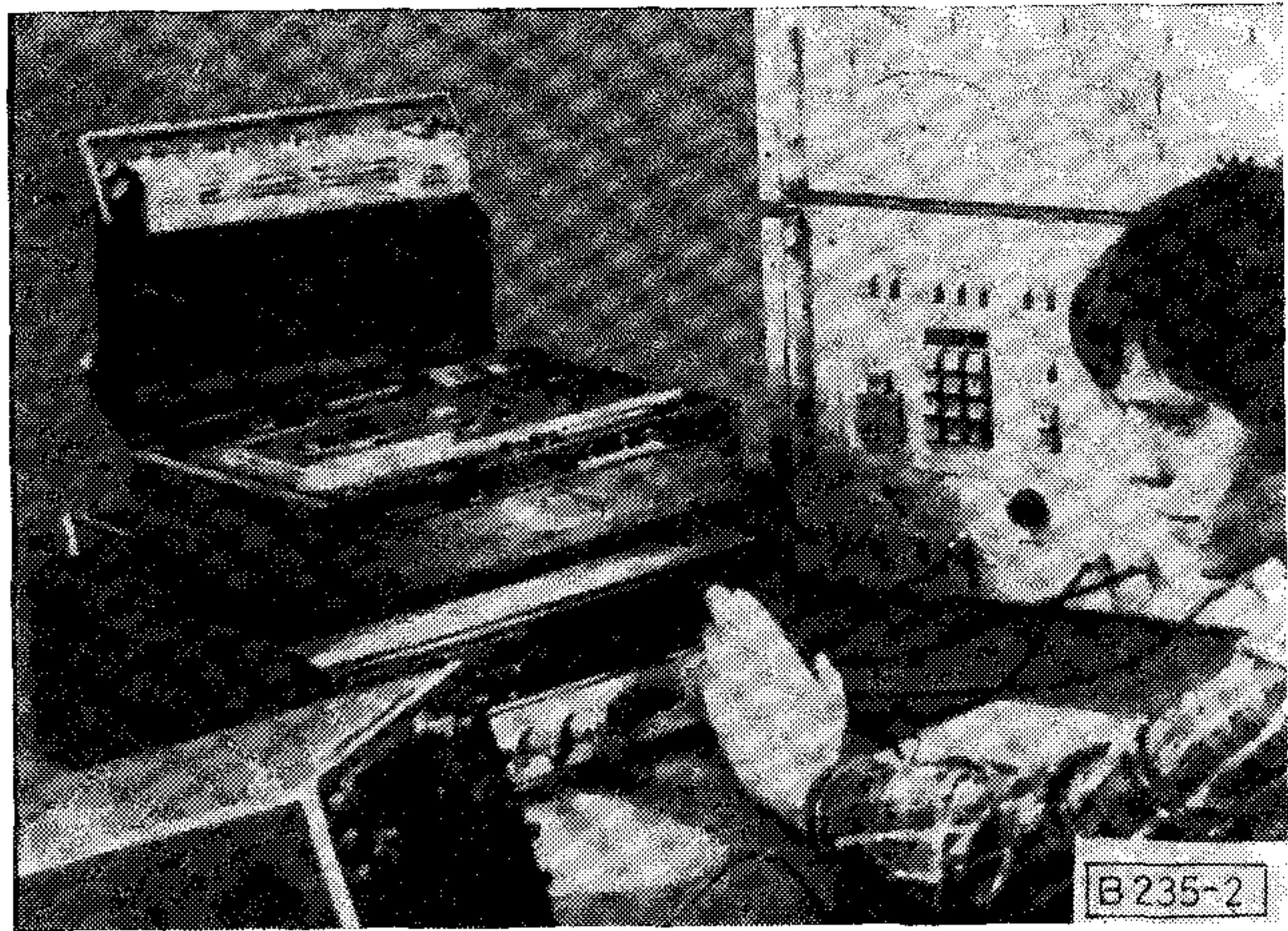
Az SMPU-műszer a beépített mikroprocesszor segítségével lehetőséget biztosít a fenti műszerekkel történő bármilyen mérés automatikus elvégzésére a betáplálásnak megfelelő sorrendben. Ezenkívül még az alábbi mérések is elvégezhetők ugyancsak automatikusan:

- vevő érzékenység;
- sáv szélesség;
- jel/zaj viszony.

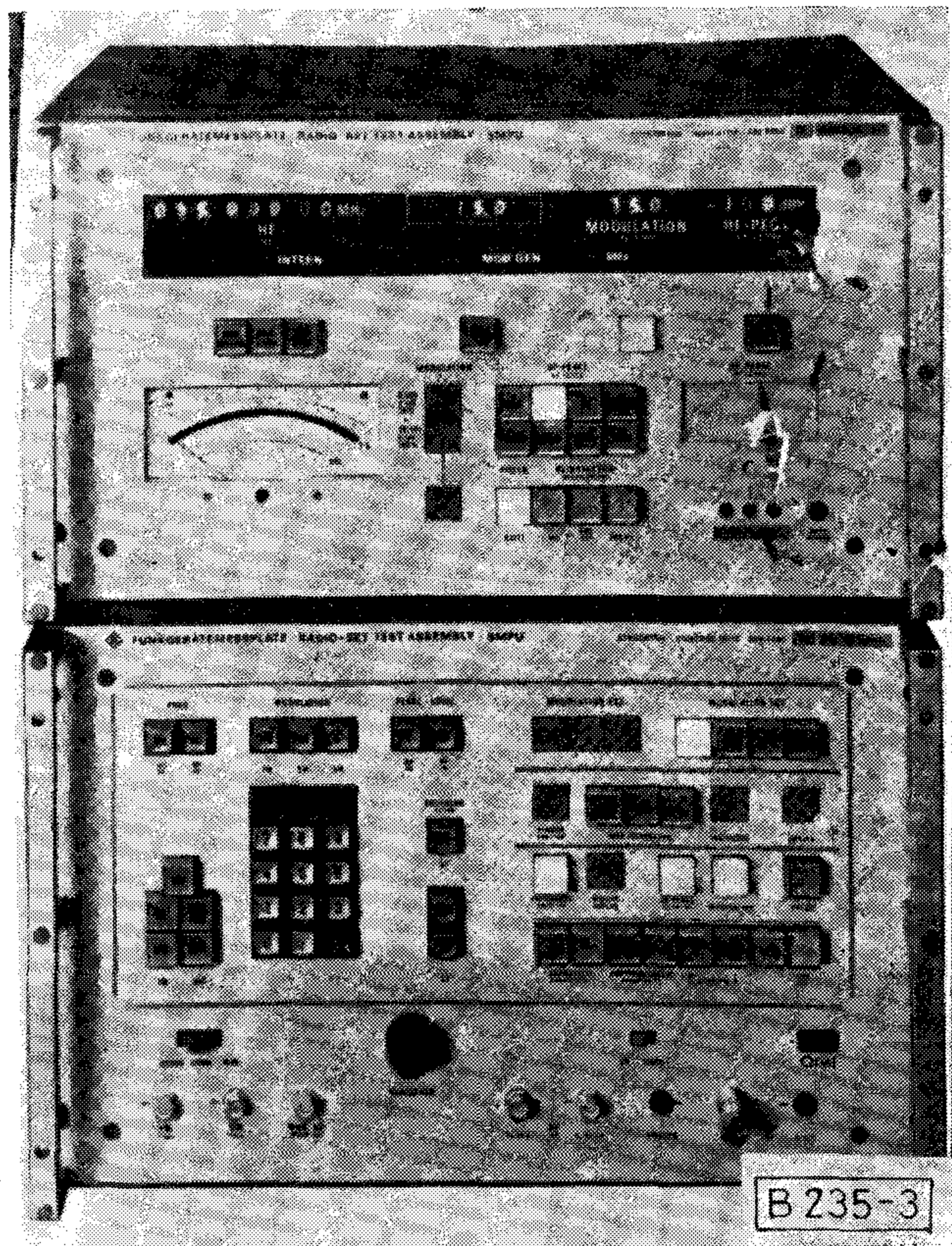
A munkafolyamat beprogramozását egy IEC-Bus végzi, mely a csatlakoztatott műszereket és az SMPU részegységeit optimális sorrendben kapcsolja és a kapott eredményeket a memóriaegységben tárolja.

Az SMPU kutatási célokra kibővíthető egyéb berendezésekkel is, pl. a Tektronix TEK 31 asztali számítógéppel.

Az SMPU műszerről és az IEC-Bus történetéről érdekes leírás és irodalomjegyzék található a „Neues von Rohde & Schwarz 72” füzet 28. és 38. oldalán.



2. ábra. Mikroprocesszorral vezérelt vevőmérő munkahely



3. ábra. SMPU automatikus vevőmérő műszer

Aktív vevőantenna 20 MHz-től 200 MHz-ig

Szokatlan megjelenési formájú szélessávú dipol leírását közli a R&S gyártmányismertető füzet a 72/30. oldalon.

Az aktív antenna ismertetésének az ad aktualitást, hogy közületi szerveink, — pl. a tűzoltók, mentők, taxi stb. — az elmúlt években helyezték üzembe hírközlő rendszereiket a 80–160 MHz közötti frekvenciasávban. A városi, az ún. „emberek által okozott” zajok és zavarok gyakran károsan befolyásolják

a hírközlő rendszerek üzemét. Az itt közölt antennát azért fejlesztették ki, hogy az ipari és a légköri zavarokat a lehetőség szerint csökkentse, ezáltal a rádióforgalmat üzembiztosabbá tegye (4. ábra). A különös alakú aktív vevődipol horizontális hossza nem haladja meg a 0,5 m-t. Típuszáma: HE 101. Frekvencia-terjedelme a leírás szerint 20–200 MHz között helyezkedik el. Az adatok szerint ideális megoldás akár stabil akár mobil megfigyelőállomások részére.

Az antenna két részből áll. A passzív rész egy — mindkét végén kapacitással terhelt — dipol. Ennek talppontjához csatlakozik az elektronikus rész, mely a dipolokat tartó fémhengerben nyert elhelyezést. Az elektronika félvezetőkből felépített erősítőt, lezáróellenállásokat, balunt, sávszűrőt és impedanciaillesztő transzformátorokat tartalmaz.

Az antenna, részben a geometriai méreteinél fogva, részben az alkalmazott elektronika révén erősen csillapítja a nagy térerejű hírszóró állomások jeleit, anélkül hogy keverés folytán újabb zavarójeleket állítana elő. A légköri, elektromos kisülések-ből származó zajok iránt teljesen érzéketlen. A 10 MHz alatti frekvenciaspektrumban helyezkednek el ugyanis a kisülésektől származó elektromos zajok, melyre a HE 101 antenna teljesen érzéketlen.

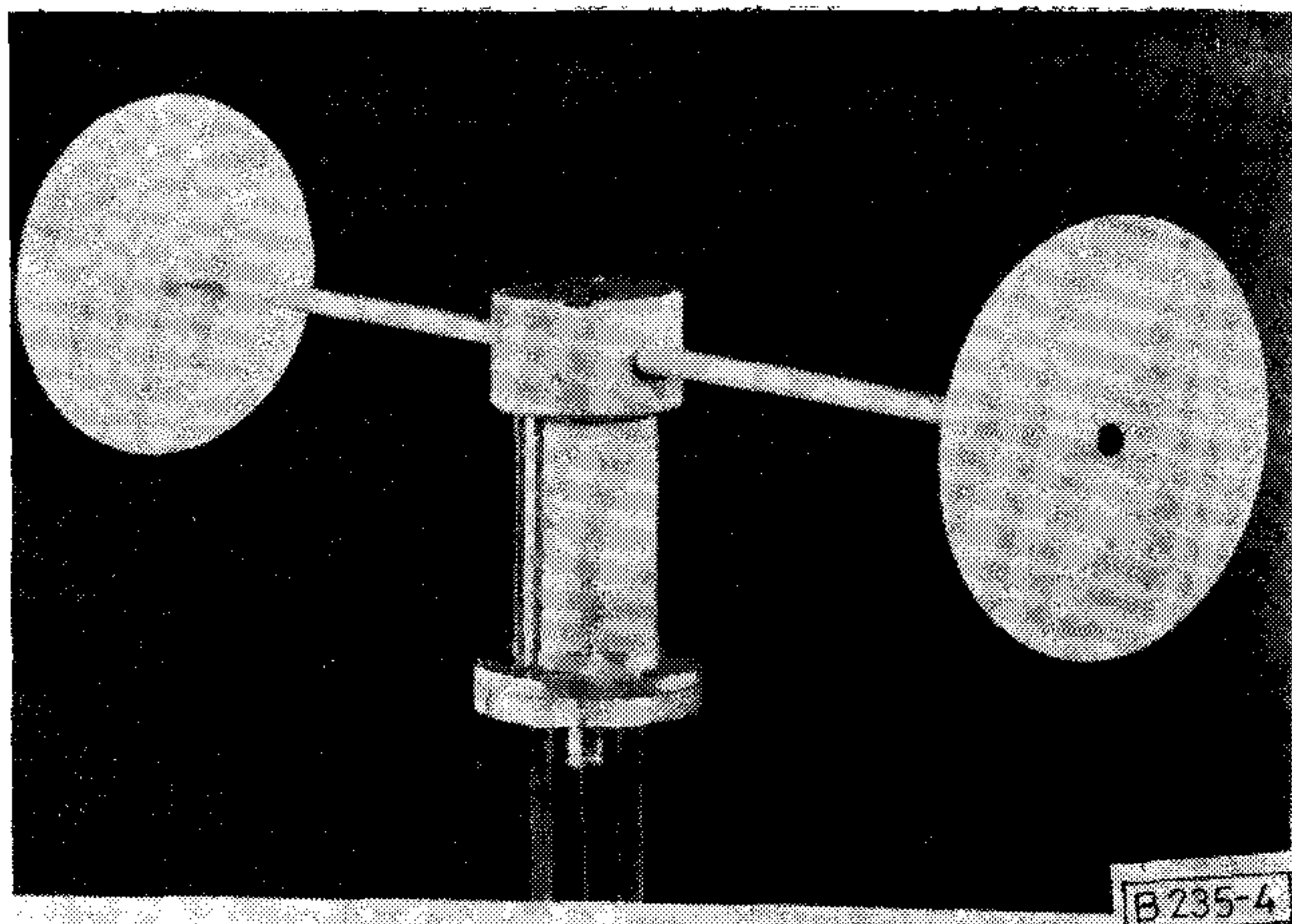
Az antennába beépített elektronika a dinamika határokat erősen komprimálja, mert a nagyszintű jelekre limiterként működik, a kisszintű jeleket viszont felerősíti. A dinamika alsó határát a légköri zajok határozzák meg, melyek a határérzékenység közelében helyezkednek el.

A beérkező zajok általában két csoportra oszthatók:

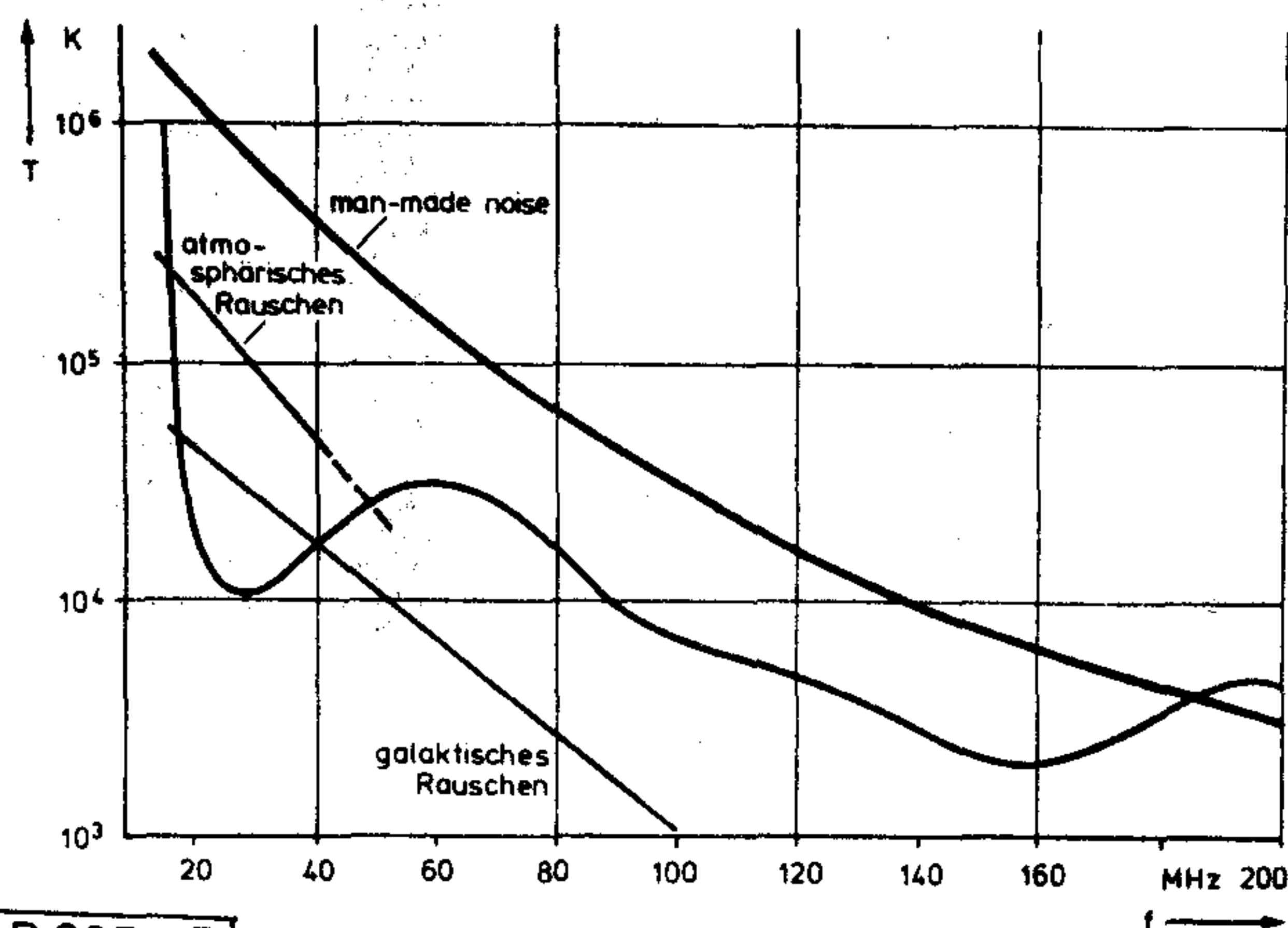
1. Ipari berendezések által okozott, — a leírás szerint „emberek által keltett” — zajok, és
2. atmoszferikus és galaktikus zajok.

Az 5. ábra tünteti fel a zajspektrumokat. A felső görbe az ipari eredetű zajok spektrumát tünteti fel, mely bár erősen frekvenciafüggő, de 200 MHz-ig mindenütt megtalálható. Az ábra alsó részén levő egyenes a galaktikus zajokat, a felette levő meredek egyenes az atmoszferikus zajokat tünteti fel. E két utóbbi — az 5. ábra szerint — 100 MHz-nél nagyobb frekvenciákon már nem kell figyelembe venni. E görbe-sereg között helyezkedik el a HE 101 dipolantenna kimenetén megjelenő zaj. Mint látható, 20 MHz alatt az antenna zajkomponense meredeken megnövekszik. E tartományban tehát az antenna már nem használható. A többi frekvenciákon viszont erősen csökkenti az ipari zavarokat. Az inflexiós pont 180 MHz körüli frekvenciánál adódik. A dipolantenna hatásos használatát az ábra szerint kb. 30 MHz és 180 MHz közötti frekvenciasávban találhatjuk.

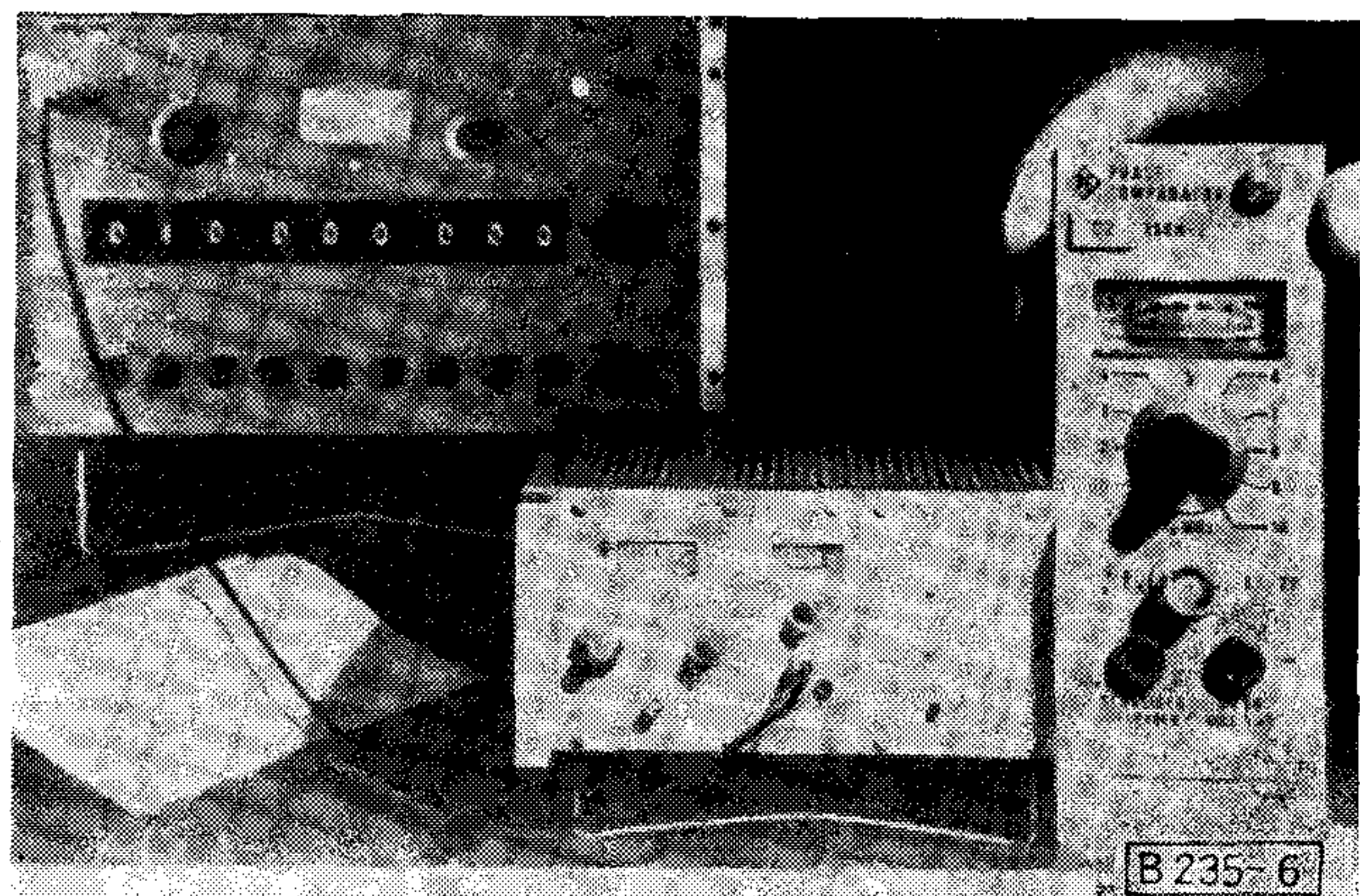
A dinamika felső határát az antennaelektronika nemlineáris karakterisztikája határozza meg. A gyakran túlságosan nagy beérkező jel megköveteli az áramkör megfelelő kialakítását és bizonyos mértékű dinamika kompresszió alkalmazását. A zaj mibenléte és az antenna méretei ezt a törekvést negatív irányban befolyásolják. Ezért alkalmaztak a HE 101 antennánál olyan áramköröket, melyek ezt a hatást bizonyos mértékig kompenzálni képesek.



4. ábra. Szélessávú aktív dipol vevőantenna. HE 101



5. ábra. Az aktív dipol kimeneti pontján mérhető zaj, összehasonlítva az ipari és légköri zajokkal



6. ábra. Fáziskomparátor az XSRM atom-jelgenerátorhoz

Végül a dipol legfontosabb adatai: Az antenna hatásos hossza (hatásos magassága) $H=1\pm 0,3$ m. Impedancia: 50 Ohm aszimmetrikus. Állóhullámarány az egész sávban $SWR \leq 2$. Az erősítérről vagy nyereségről a cikk nem tesz említést, de az adatlap diagramja szerint a nyereség maximális értéke a sáv-középen eléri az 50 dB-t.

Fáziskomparátor kvarcevezérelt berendezések ellenőrzésére

Az „Elektronik” (Würzburg) 13/75 száma rövid ismertetést adott a nagy pontosságú R&S gyártmányú fáziskomparátorról.

Az XSRM — ugyancsak Rohde—Schwarz gyártmányú — miniatűr atomfrekvencia etalon, rendkívül nagy pontossággal rendelkezik. A havi eltérés nem haladja meg az $5 \cdot 10^{-11}$ értéket, ezért igen alkal-

mas kvarcevezérelt berendezések összehasonlítással történő ellenőrzésére. Az XSRM-hez külön egységként kapható a kisméretű fáziskomparátor, mely összehasonlítja a frekvencia normát a mérendő berendezés frekvenciájával. A frekvenciaeltérés a műszeren közvetlenül leolvasható egészen $1 \cdot 10^{-9}$ értékig.

Főként helyi kvarc etalonok, hírszóró adóállomások kvarcevezérelt oszcillátorai, navigációs és csillagászati órák, szintetizátorok stb. működésének ellenőrzésére szolgál (6. ábra)

HÍREK ÜZEMEINKBŐL

Az AM—12TD MODEM az IBUSZ-nál

Az AM—12TD sikert aratott a tavaszi lipcsei és a budapesti vásáron. A gyár egyik legújabb „gyermek” folytatja diadalútját — ezúttal már a felhasználók beszélnek működéséről felsőfokon. Az egyik első megrendelőik között jelentkezett az IBUSZ. Ma már nyolc fővárosi és négy vidéki utazási irodában használja a modemeket az ADP—2000-es display-kkel együtt.

Miért pont az Orion termékre gondoltak, mire tudják alkalmazni, és mik az eddigi tapasztalatok? — kérdeztük Ordas Istvánt, az IBUSZ számítástechnikai és szervezési osztályának a vezetőjét és Boráros Andrást, az osztály műszaki csoportvezetőjét.

— Évekkel ezelőtt vásároltuk meg az amerikai Datapoint ARC rendszerű számítógépet. Ez a berendezés fokozatosan tovább bővíthető. Az idei évre terveztük számítógépes információs rendszerünk kidolgozását. Jó híreket hallottunk az Orion modemről, felvettük a gyárral a kapcsolatot és megkötöttük az üzletet. Az orionos szakemberek maximális segítséget nyújtottak, ott voltak a próbaüzemnél, hasznos tanácsokkal láttak el bennünket.

— Nyolc pár modemet és tizenhat display-t vetünk, ezt követően már megrendeltünk 12 display-t és húsz pár modemet. Tervezzük, hogy 1982 második felévéől már húsz vidéki nagyvárosban és húsz budapesti utazási irodában működik majd modem.

Nyolc pesti utazási irodában — a Keleti pályaudvaron, a József Attila utcában, a Lenin körúton, a Bástya mozi mellett, a Tanács körút 17-ben, a Sugár üzletközpontban — és négy vidéki városban — Győrött, Pécsen, Kecskeméten és Szolnokon — működik már az AM—12TD. Ha például bejön az utas és érdeklődik, hogy milyen utat tudnánk ajánlani december tizedikétől mondjuk ötezer forintért, akkor az ügyintéző a központi adattárból lehívja a megfelelő adatokat, s a display-n az ügyfél személyesen is láthatja, mi közül választhat. Jelenleg a társasutazásokat dolgoztuk fel, a későbbiekben tervezzük a szolgáltatások bővítését. Arra is jó a rendszer, hogy a sokat emlegetett protekciót, az asztal alatti áleladá-

sokat kiszűrje, hiszen az utas a képernyőn azt is látja, mennyi hely szabad még az általa kiválasztott társasutazáson, nem kaphatja azt a választ — ha valóban van még hely —, hogy „sajnálom kérem, de minden helyünk betelt.”

Eddigi gyakorlat szerint az ügyfél kért valamit, s mondtuk neki, nézzen be egy-két nap múlva, majd akkor tudunk válaszolni. Ez most megszűnt, néhány perc után megkapja a kért felvilágosítást. Meg kell említeni azt is, hogy mivel a gép gyorsabban dolgozik, mint az ember, csökkent a telefonszámlánk is, s ez sem mellékes szempont. (Az AM—12TD telefonösszeköttetéssel működteti a számítógépet — A szerk.) S fontosnak tartjuk azt is, hogy nem kellett a berendezésért dollárt kiadnunk, devizát takarítottunk meg. Nekünk nagyon jók az eddigi tapasztalataink, s ígérjük, hogy a többi Datapoint felhasználónál is népszerűsítjük az AM—12TD-t, mert valóban nagyon hasznos berendezés.

A szovjet OMF-küldöttség a Telefongyárban

A múlt év végén egy hetet töltött a Telefongyárban a szovjet Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság küldöttsége. Látogatásuk során egyeztették és aláírták a VI. ötéves terv idejére szóló műszaki-tudományos együttműködési szerződést. Ugyanakkor több telefongyári munkahely tevékenységével is megismerkedtek.

Rubik-kocka milliós tételben

A Telefongyár nagykátai gyáregysége a Polimer szövetkezet részére bér munkaként elvállalta a Rubik-féle bűvös kocka egyes részeinek gyártását. Három nagyértékű gépen, két műszakban folyik a munka. Éves szinten a középidejűből 10 millió darab készül itt, de egyéb alkatrészek gyártására is sor került. Így sarkított zártlapból kb. 30 milliót, míg az ún. nagyzárlatból 38 millió darabot készítenek.

Ez egyúttal megoldja a gyáregység gondját, mivel a fröccsöntő gépek eddig nem voltak kihasználva.

TARTALOM

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

ETO 621.372.54.001.2:621.397.62

Dr. Püspöki S.:

Akusztikus felületi hullámú TV KF szűrő tervezése analitikus közelítő módszerrel

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 6. sz.

A cikk egy kvázi analitikus módszert ismertet aszimmetrikus amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikájú AFH szűrők tervezésére. A hossz-súlyozott interdigitális átalakító súlytényezőinek meghatározása — az ismert eljárásoktól eltérően — az amplitúdó és futásiidő-karakterisztikák sorfejtésén alapul. A módszer lehetővé tette a hazai előírásoknak megfelelő akusztikus felületi hullámú TV KF szűrő megtervezését.

ETO 621.391.63:621.391.82/83:681.7.068

Dr. Somogyi J.:

Fényvezető összeköttetések zaj- és torzításforrásai

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 6. sz.

A fényvezetőket alkalmazó összeköttetések fejlődése során már részletesebben vizsgálták az ilyen rendszerekben keletkező zajokat. Ezek egy része hasonló a hagyományos rendszerekéhez, de vannak köztük olyanok is, amelyek az újfajta rendszerek különlegességének tekinthetők. A zajforrásoknak az irodalomban fellelhető elemzése és egyes kiküszöbölési lehetőségek.

ETO 621.376.56:621.396.43

Csernoch J.:

PCM jelátvitelt biztosító mikrohullámú berendezések bevezetésének néhány problémája I. rész

HÍRADÁSTECHNIKA, 1982. 6. sz.

A szerző a cikk első részében a PCM jelátvitel szükségességét és ennek keretében a mikrohullámú berendezés szerepét tárgyalja. Ebben a fejezetben a fő téma a kisugárzott adóspektrum korlátozásának problémája. A cikk második részében a legújabb kifejlesztett ún. második modulációs módszerek összehasonlítását láthatjuk.

ETO 621.3.011.4.001.24:621.3.032.2:681.3.06

Dr. Nagy J.

Különleges elektrodaelrendezések kapacitásának numerikus számítása

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. 6. sz.

Adott elektrodarendszer sztatikus elektromos terének meghatározásához a Laplace egyenletet kell megoldani az előírt peremértékek mellett. Ez a feladat általános geometriájú elektrodaelrendezésekre csak numerikusan oldható meg. Az asztali számítógépek elterjedésével számos feladat a mindennapi mérnöki gyakorlat részévé válik. Ennek a közleménynek az a célja, hogy bemutasson egy olyan numerikus eljárást, amelyet ABC 80 asztali számítógépen sikeresen alkalmaztunk.

ДК 621.372.54.001.2:621.397.62

Др. Пушпеки, Ш.:

Проектирование телевизионных промежуточно-частотных фильтров поверхностных акустических волн методом аналитического приближения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1982. г. № 6.

Статья излагает почти аналитический метод проектирования телевизионных промежуточно-частотных фильтров поверхностно-акустических волн асимметрической амплитудной характеристикой и времени замедления. Определение коэффициента веса интерцифрового преобразователя в расхождении от общепринятого метода базируется на амплитудно-частотной характеристике и времени замедления. Метод обеспечивает проектирование ТВ ПЧ фильтров акустических поверхностных волн, удовлетворяющих национальным предписаниям.

ДК 621.391.63:621.391.82/83:681.7.068

Д-р Шомоди, Й.:

Источники помех и искажений опто-волоконной связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1982. г. № 6.

При развитии связи по опто-волоконным линиям проведены подробные исследования шумов, возникающих в таких системах. Часть упомянутых шумов аналогична шуму традиционных систем, но среди них имеются и такие шумы, которые могут быть учтены в качестве уникальных особенностей новых видов систем. Статья по литературе дает анализ источников помех и некоторые возможности их устранения.

ДК 621.376.56:621.396.43

Чернох, Я.:

Некоторые проблемы введения микроволновых оборудований для передачи сигналов ИКМ. Часть 1.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1982, г. № 6.

Автор в первой части данной статьи рассматривает необходимость передачи сигналов ИКМ и в рамках этого роль микроволновой аппаратуры. В данной статье основной темой является проблема ограничения излучаемого спектра передачи. Во второй части данной статьи продемонстрирует сопоставление вновь разрабатываемой так называемой второй модуляционной системы методов.

ДК 621.3.011.4.001.24:621.3.032.2:681.3.06

Др. Надь Й.

Нумерический расчет емкости систем электродов специального расположения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1982. г. № 6.

Статическое электрическое поле данной системы электродов определяется решением уравнения Лапласа при предписанных величинах параметров. Данная задача в отношении электродов с общим геометрическим расположением может быть решена численно. Распространением настольных ЭВМ несколько задач входят в рамки повседневной инженерной практики. Цель настоящего сообщения продемонстрирование такого численного метода, который был успешно использован нами на настольной ЭВМ типа ABC 80.

DK 621.372.54.001.2:621.397.62

Dr. Püspöki S.:

**Projektierung des TV-MF Filters
auf akustischer Flächenwellenbasis,
mittels approximativer analytischer Methode**

HÍRADÁSTECHNIKA (BUDAPEST) 1982 Nr. 6.

Der Artikel macht eine quasi-analytische Methode bekannt für die Projektierung von akustischen Flächenwellenfiltern mit asymmetrischer Amplitudo- und Laufzeitcharakteristik. Die Feststellung der Gewichtsfaktoren des nach der Länge gewogenen Umwandlers beruht abweichend von den allgemein gekannten Verfahren — auf der Reihenentwicklung der Amplitudo- und Laufzeitcharakteristiken. Diese Methode ermöglichte die Projektierung des TV-MF Filters auf akustischer Flächenwellenbasis.

DK 621.391.63:621.391.82/83:681.7.068

Dr. Somogyi, J.:

**Geräusch- und Verzerrungsquellen von Lichtleiter-
verbindungen**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 6.

Im Laufe der Entwicklungsperiode von Verbindungen, wo Lichtleiter verwendet werden, sind schon die in solchen Systemen entstandenen Geräusche ausführlich geprüft worden. Ein Teil dieser Erscheinungen ist den Geräuschen der herkömmlichen Systeme ähnlich. Es gibt aber auch solche darunter, die als Spezialitäten der neuartigen Systeme betrachtet werden können. Im Artikel können wir auch über die in der Fachliteratur befindliche Analyse der Geräuschquellen und über einige Beseitigungsmöglichkeiten lesen.

DK 621.376.56:621.396.43

Csernoch J.:

**Einige Probleme der Einführung
von Mikrowellenanlagen für PCM-Signalübertragung
Teil I.**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982 Nr 6.

Im ersten Teil des Artikels erörtert der Verfasser die Notwendigkeit der PCM-Signalübertragung und im Rahmen dessen die Rolle der Mikrowellenanlage. In diesem Teil des Artikels gilt das Problem der Einschränkung des ausgestrahlten Sendespektrums als Hauptthema. In der zweiten Hälfte des Artikels können wir den Vergleich der neu entwickelten, sogenannten zweiten Modulationsmethoden kennenlernen.

DK 621.3.011.4.001.24:621.3.032.2:681.06

Dr. Nagy, J.:

**Numerische Berechnung der Kapazität
von besonderen Elektrodenanordnungen**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 6.

Zur Bestimmung des statischen elektrischen Feldes eines gegebenen Elektrodensystems muss man die Laplace-Gleichung bei vorgegebenen Grenzwerten lösen. Diese Aufgabe kann für Elektrodenanordnungen genereller Geometrie, nur numerisch gelöst werden. Mit der Verbreitung des Tischrechners werden zahlreiche Aufgaben zum Teil der alltäglichen Ingenieurpraxis. Das Ziel dieser Veröffentlichung besteht in der Vorführung eines numerischen Verfahrens, welches mit einem Tischrechner „ABC 80“ erfolgreich durchgeführt wurde.

UDC 621.372.54.001.2:621.397.62

Dr. Püspöki, S.:

**A quasi analytical method for acoustic surface
wave tv filter's design**

HÍRADÁSTECHNIKA (BUDAPEST) 1982. No. 6.

A quasi analytical design method is presented here for SAW filters with asymmetrical amplitude and group delay responses. The determination of the tap weights for the apodised interdigital transducer elements is based on series expansions of the amplitude and group delay responses and it is different from the generally used numerical methods. Applying this method an acoustic surface wave TV IF filter having our domestic specifications has been designed.

UDC 621.391.63:621.391.82/83:681.7.068

Dr. Somogyi, J.:

Noise and distortion sources in optical wave guide links

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 6.

In the development of optical wave guide links the noises in such systems have always been examined in details. Some of these are similar to those in traditional systems, but there are such ones among them, which can be considered as the speciality of the new kinds of systems. Analysis of noise sources occurring in literature and their eliminating possibilities.

UDC 621.376.56:621.396.43

Csernoch, J.:

**Questions of the introduction of microwave equipment
for PCM signal transmission Part I.**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982 No 6.

In the first part of the article the author discusses the necessity of PCM signal transmission and within this the part of microwave equipment. In this chapter the main problem is the limitation of radiated transmitter spectrum. In the second part of the article the newly developed, so called second modulation methods are compared.

UDC 621.3.011.4.001.24:621.3.032.2:681.06

Dr. Nagy, J.:

**Numeric computing of capacity of special electrode
arrangements**

HÍRADÁSTECHNIKA, Budapest 1982. No. 6.

For to determine the static electric field of a given electrode system a Laplace-equation should be solved with prescribed limiting values. For electrode arrangements of general geometry this task can be solved numerically only. By spreading out of desktop computers a lot of tasks become the part of engineer's everyday practice. The aim of this paper is to introduce a numeric process, which successfully was applied on a desktop computer Typ ABC 80.

MOBIL TÁVBESZÉLŐKÖZPONT

A távbeszélőközpont létesítéséhez szükségszerűen hozzátartozó kommunális, szociális, kiszolgáló létesítmények növekvő költségnyada, valamint a központok mobilizálhatóságának igénye tette szükségessé a konténerben elhelyezhető automata távbeszélőközpontok létesítését. A BHG kifejlesztette az ARF 102 tip. központok konténerizált univerzális változatát, mely a megrendelő igényének megfelelően illeszkedik az adott helyi hálózatba.

Alapszolgáltatások

Az ARF 102 típusú mobilközpontban 1—16 hívóoldali és 1—16 hívott oldali szolgáltatási osztály áll rendelkezésre a különböző kategóriájú előfizetők megkülönböztetésére.

PBX előfizetők

80 db PBX-jelfogó szolgál PBX-csoportok képzésére.

Kétkeresztponos iker vonal

Díjszámlálás

A mobilközpont rendelkezik az időszerinti számlálás szerelvényeivel, nappali és éjszakai tarifa átváltás lehetőségével, továbbá önállóan képes különböző díjöknek megfelelő tarifaimpulzusok kiadására.

A központokban 1000 előfizető részére számláló jelfogó, további 100 db számláló jelfogó pedig statisztikai számlálás céljára kapott helyet.

Kiegészítő szolgáltatások

- Pénzbedobó készülék
- Rosszakaratú hívás levezetése
- Üres emelet

Nem létező szám tárcsázása esetén a csoportválasztó vezérlő egység a hívást az üres emelet (REF) áramkörre irányítja mely a hívó felé üres vonal jelzést ad.

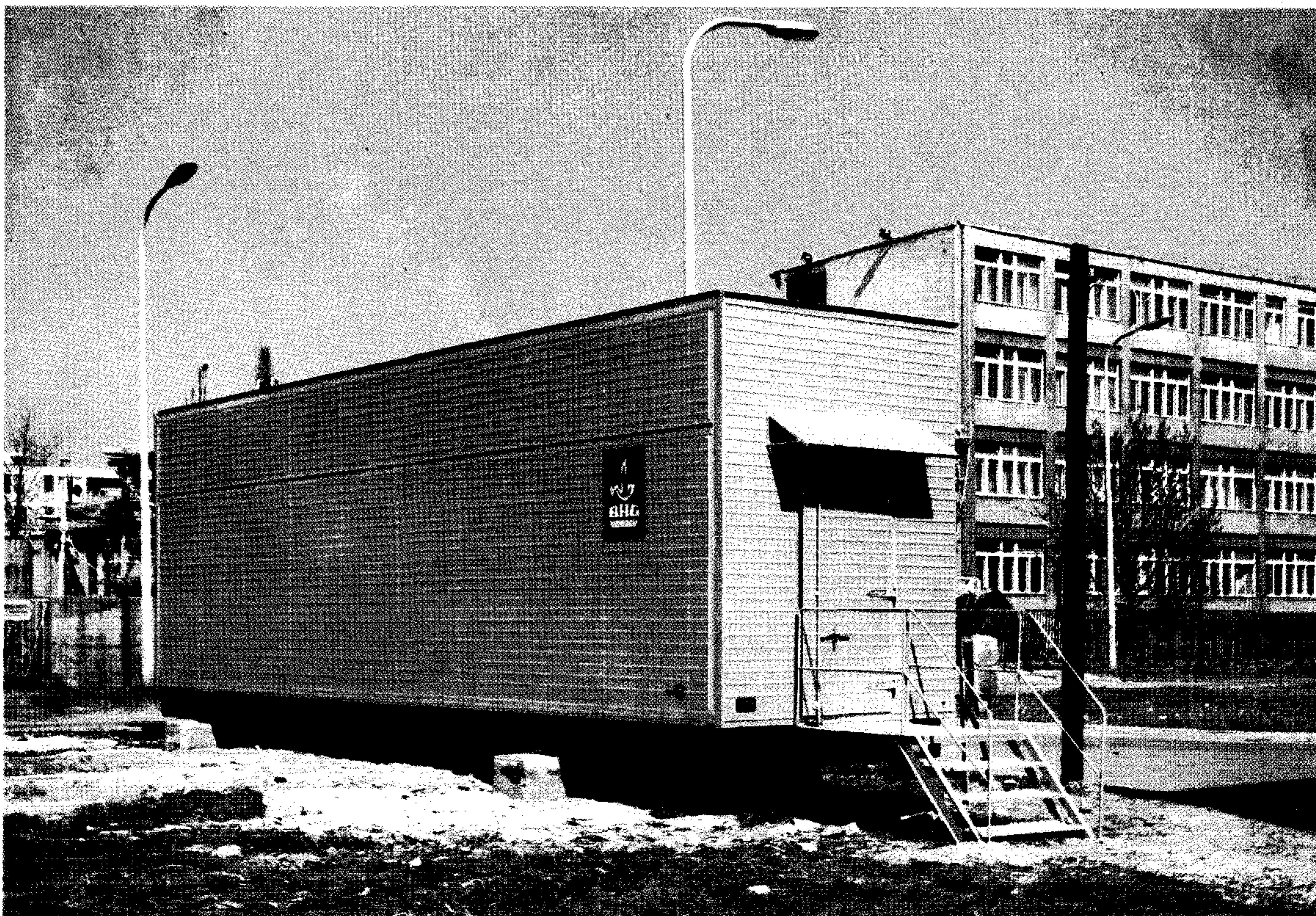
Műszaki adatok

Előfizetők száma max.	1000
Fajlagos kezdeményezett forgalom	0,05 E/előf.
Kezdeményezett összforgalom	45—50 E
Végződő összforgalom max.	45—58 E
Tápfeszültség	=48 V ±10%
Áramfelvétel	60 A
Egyenirányító berendezés hálózati adatai:	220 V ±15% 50 Hz
	12,9KVA

Egyenáramú adatai:	=49 V ±1% 100 A
Zajfeszültség telep nélkül	2 pmV
Konverter egyenáramú adatai:	=39—52,5 V
	64 A 2 pmV

Akkumulátor kapacitása	520 Aó
Előfizetői vonal huzalellenállása max.	1800 Ohm
A vonal szigetelési ellenállása min.	20 kOhm

Átviteltechnikai adatok megfelelnek a CCITT vonatkozó ajánlásainak.



BHG Híradástechnikai Vállalat

1509 Budapest Pf. 2.

Telefon: 453-390

Exportálja BUDAVOX H—1392

Budapest P.O.B. 267.

