

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

11

HÍRADÁS- TECHNIKA

1974. november, XXV. évfolyam 11. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAITUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

| | |
|--|-------|
| BALLA GÁBOR: Egyszerű PIN-diódás reflexiós kapcsolók tervezése | 321 |
| NULCHIS LUCIANÓNÉ—DR. SZILÁGYI MIKLÓS: Párologatott ellenállásrétegek pontosságának növelése | 330 |
| Szemle | 332 |
| DR. RÖSNER BÉLA—DR. PÜSPÖKI SÁNDOR—ANDRÁSI ANDORNÉ: Akusztikus felületi hullám-szűrő-struktúrák vizsgálata | 333 |
| A Műszaki Sajtó Szerkesztőinek 13. Nemzetközi Konferenciája | 337 |
| A napsugárzás hatásának vizsgálata (Dr. Dékány Lászlóné) | 338 |
| DR. KERPÁN ISTVÁN: A vezetékes jelátvitel idődimenziójú jellemzőiről | 340 |
| DR. FÖLDVÁRI RUDOLF—DR. GORDOS GÉZA: Az emberi hangmagasság-felismerés új hipotetikus modellje | 344 |
| Egyesületi hírek | 349 |
| Tartalmi összefoglalások | 351 |
| Обобщения | 351 |
| Zusammenfassungen | 352 |
| Summaries | 352 |
| Résumés | B/III |

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL, DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, DR. RUPPENTHAL PÉTER, DR. SÁRKÖZY GÉZA. — Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLŐSI GYÖRGYNE, telefon: 495-098

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1096 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 74.2564 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató.

Index: 25.375

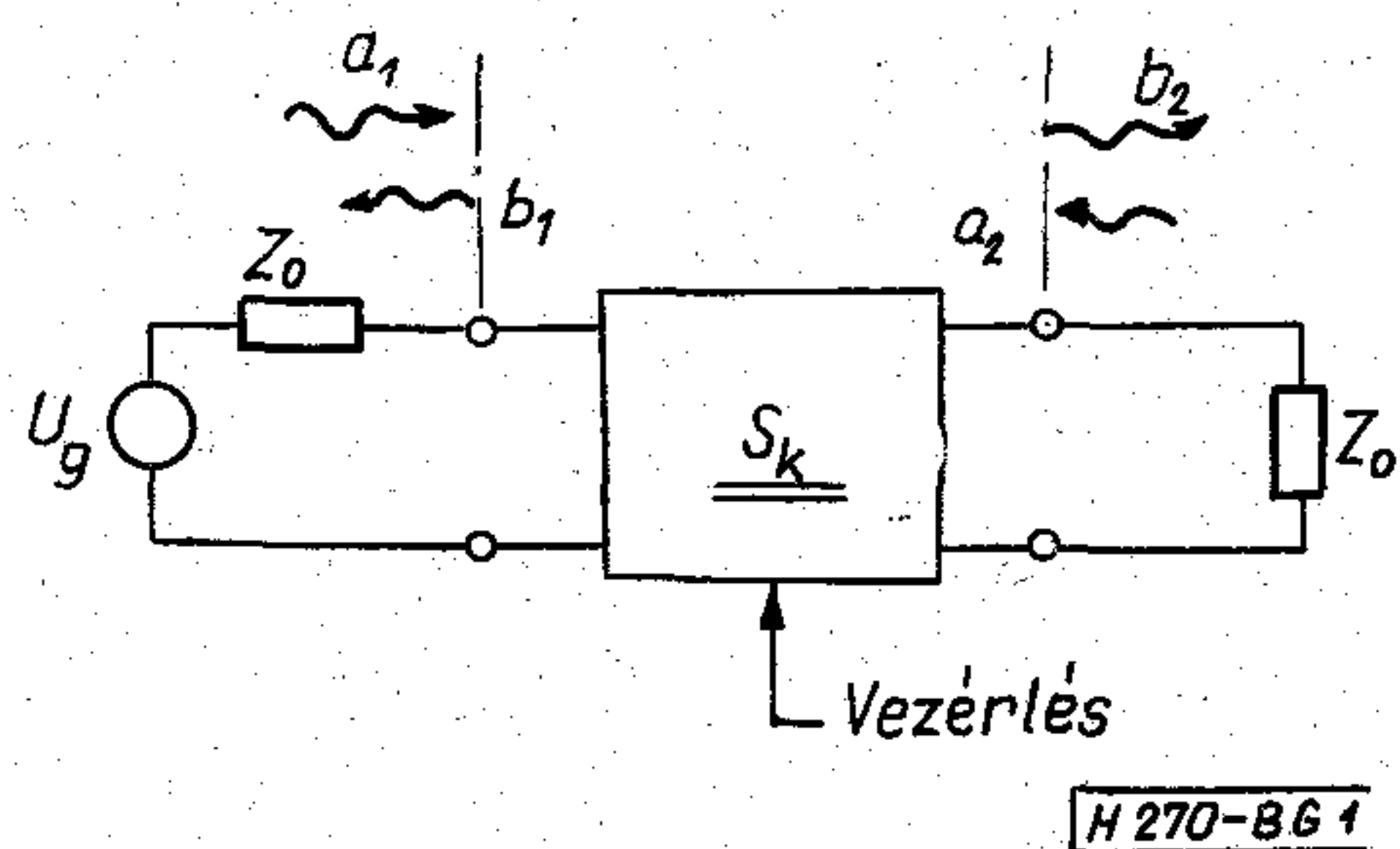
BALLA GÁBOR

Távközlési Kutató Intézet

Egyszerű PIN-diódás reflexiós kapcsolók tervezése

ETO 621.372.837.2:621.382.2

A mikrohullámú technikában használatos kapcsoló áramkörök alapeleme olyan kétkapu, melynek csillapítása két meghatározott értéket vehet fel. Ideális esetben az egyik állapotban a csillapítás nulla, a másikban végtelen, a valóságban azonban mindkét csillapításérték véges. A legegyszerűbb kapcsoló egy ilyen kétkapuból áll, egy bemenete és egy kimenete van. A bemenetre adott nagyfrekvenciás jel a kapcsoló állásától függően erősen csillapítva, vagy kis csillapítással jelenik meg a kimeneten. Több kétkapu megfelelő összekapcsolásával olyan kapcsolókat készíthetünk, melyeknek több be- és kimenete van. Mivel ezek működési elve megegyezik az először említett, ún. SPST (Single Port Single Throw) kapcsolóéval, így elegendő, ha csak ezt vizsgáljuk.



1. ábra. Szimmetrikus lezárások mellett működő kapcsoló

Működjön kapcsolónk szimmetrikus lezárások mellett, mint azt az 1. ábra mutatja és legyen adott a kétkapu szórési mátrixa:

$$S_k = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Az áramkör legfontosabb jellemzői a következők:

- Áteresztőcsillapítás, vagyis a nyitott állapotban levő kétkapu beiktatási csillapítása:

$$A_a^{[dB]} = 10 \lg \frac{|a_1|^2}{|b_2|^2} \Big|_{\text{át}} = 10 \lg \frac{1}{|S_{21}|^2} \Big|_{\text{át}}$$

- Zárócsillapítás, vagyis a kétkapu csillapítása záró állásban:

$$A_z^{[dB]} = 10 \lg \frac{1}{|S_{21}|^2} \Big|_{\text{zár}}$$

A zárócsillapításnak két összetevője van, a reflexiós és a disszipatív csillapítás, s attól függően, hogy melyik dominál, beszélhetünk reflexiós és disszipatív típusú kapcsolóról.

- Bemeneti reflexiós tényező:

$$|\Gamma| = \frac{|b_1|}{|a_1|} = |S_{11}|$$

A reflexiós és a disszipatív típusú kapcsoló éppen abban különbözik, hogy a reflexiós kapcsoló záró állapotában $|\Gamma|$ értéke nagy, a disszipatívnál mindkét állapotban alacsony értékű. Ahol tehát lényeges, hogy a záró állapotban se okozzon nagy reflexiót a kapcsoló, ott a disszipatív típust használják.

- Maximális kapcsolható teljesítmény.
- Átkapcsoláshoz szükséges teljesítmény.
- Kapcsolási idők.

Meg kell adni ezenkívül a fenti jellemzők frekvenciafüggését, hőmérsékletfüggését és stabilitását.

A különböző követelmények általában csak egymással ellentmondó feltételek mellett teljesíthetők. Egyes kapcsolók jellemzésénél ezért külön kiemeljük a domináns tulajdonságot, így beszélünk például gyors kapcsolóról, nagyteljesítményű kapcsolóról stb.

Jelen cikkben a PIN-diódás reflexiós kapcsolók tervezéséhez szükséges fogalmakat, összefüggéseket foglaljuk össze. Mint a későbbiekben látni fogjuk, ezek egyszerű felépítésük miatt jól használhatók közepes követelmények mellett, másrészt sok esetben a szigorúbb előírásokat teljesítő disszipatív kapcsolók elemeiként.

1. Mikrohullámú kapcsolók

A kapcsolóeszköztől függően a gyakorlatban használatos mikrohullámú kapcsolók három csoportba oszthatók:

1.1 Mechanikus kapcsolók

Készülhet TEM hullámvezetőbe és csőtápvonalba is. Gondos konstrukció esetén zárócsillapítása igen nagy, áteresztőcsillapítása és bemeneti reflexió tényezője alacsony. Közepes és nagy teljesítmények kapcsolására is alkalmas. A kapcsoláshoz viszonylag nagy teljesítmény szükséges és a kapcsoló lassú. Leginkább a mérés technikában használják.

1.2 Ferrites kapcsolóeszközök

A ferritnek azt a tulajdonságát használják ki, hogy gerjesztő mágneses térbe helyezve permeabilitása és veszteségei függenek a mágneses tér erősségétől és polarizációjától. Megfelelő kialakítás esetén, a ferrit tápvonalba helyezve, az eszköz csillapítása a gerjesztéssel változtatható. Nagy teljesítmények kapcsolására is alkalmasak, a mechanikus kapcsolóknál gyorsabb működésűek. Hátrányuk a nagy méret, a nagy vezérlő teljesítményigény, valamint az, hogy a ferrit tulajdonságai elég erősen függenek a hőmérséklettől.

1.3 Félvezetős kapcsolók

Legsokoldalúbban a diódás mikrohullámú kapcsolók használhatók. Működésük azon alapul, hogy a dióda nagyfrekvenciás ellenállása az egyenáramú előfeszítéssel széles határok között változtatható. A diódás kapcsolók legfontosabb tulajdonsága a gyors kapcsolás és a kis vezérlő teljesítményigény. Előnyük még a megbízhatóság, a stabilitás. Különleges diódával igen nagy teljesítmények kapcsolhatók.

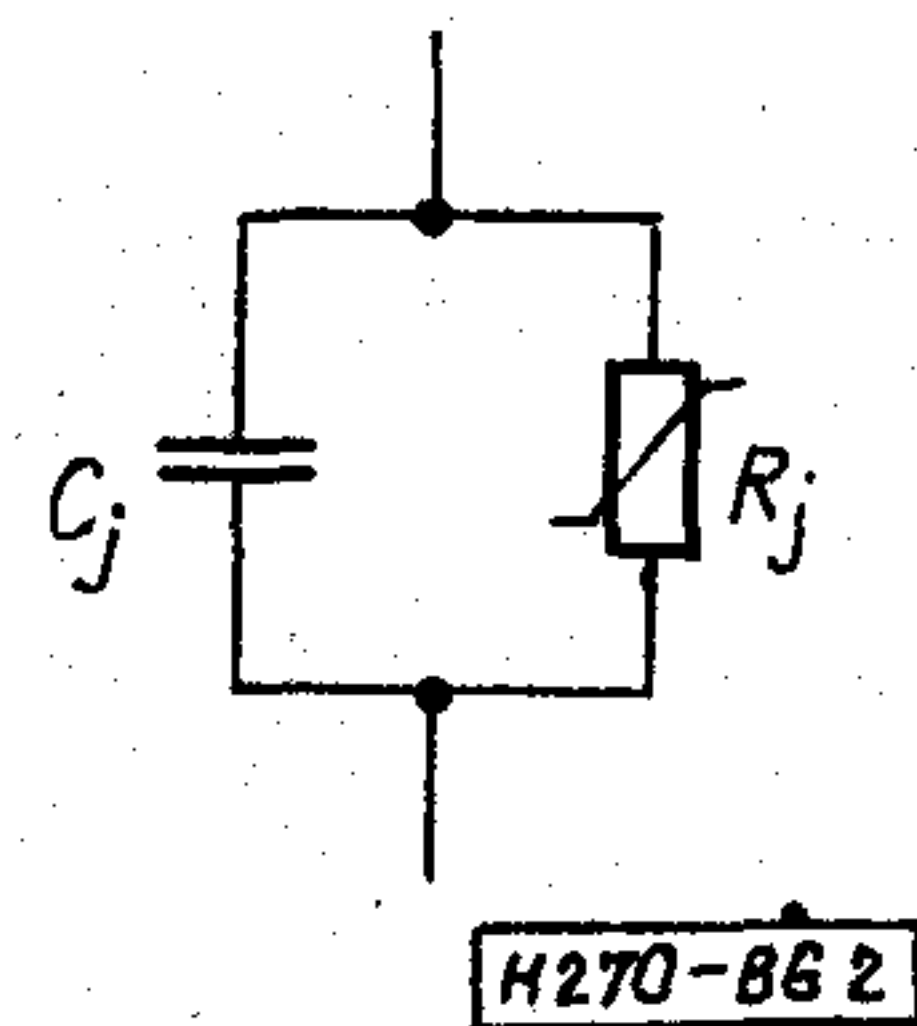
2. Diódás mikrohullámú kapcsolók

Mint az előzőekben láttuk, mikrohullámú kapcsoló alatt olyan kétkaput értünk, melynek csillapítása külső beavatkozás hatására két szélsőséges értéket

vesz fel. Diódás kapcsolónál a beavatkozás a dióda előfeszítésének változtatásával történik.

Egy PN-dióda egy legegyszerűbb helyettesítő képét a 2. ábra mutatja. A diódaáram változásakor mind a rétegellenállás, mind pedig a rétegek kapacitása változik, a különböző diódatípusoknál ez a változás más és más. Varaktor-dióda esetében a kapacitásváltozást használjuk ki, tús diódánál és PIN-diódánál a rétegellenállás értéke határozza meg alapvetően a dióda-impedanciát. Minél nagyobb a különbség a nyitó és a záró impedancia között, annál jobb kapcsoló készíthető egy diódával.

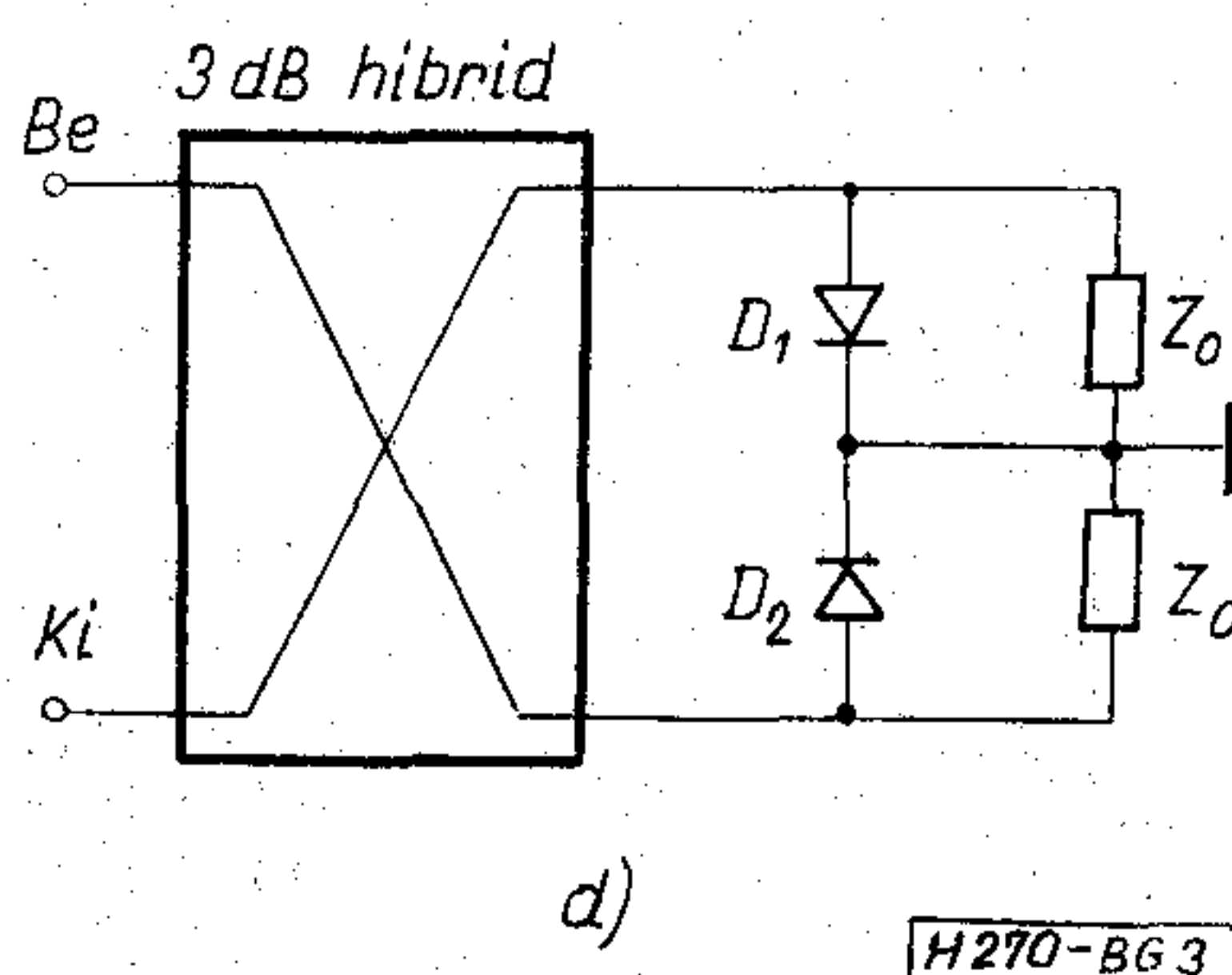
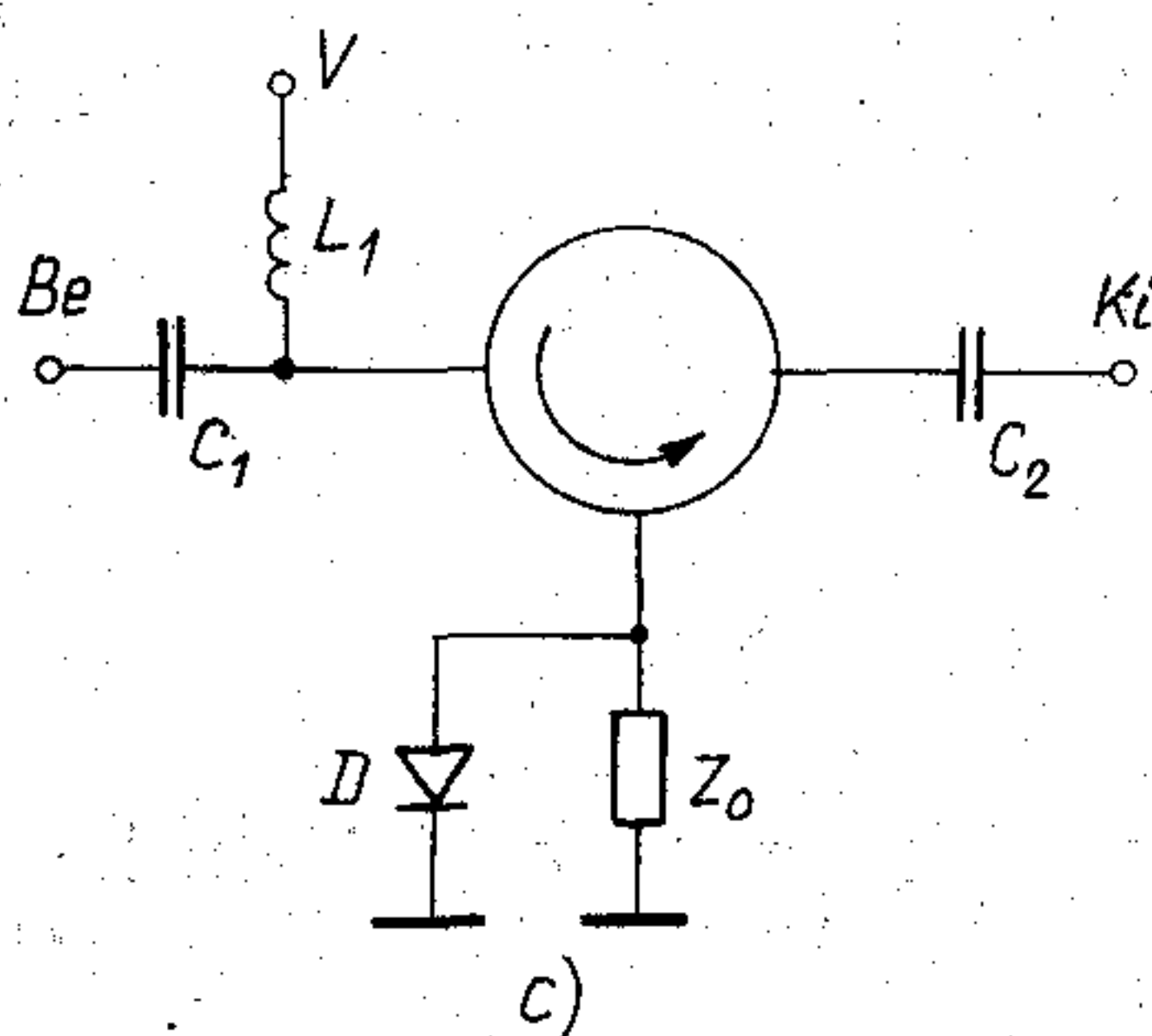
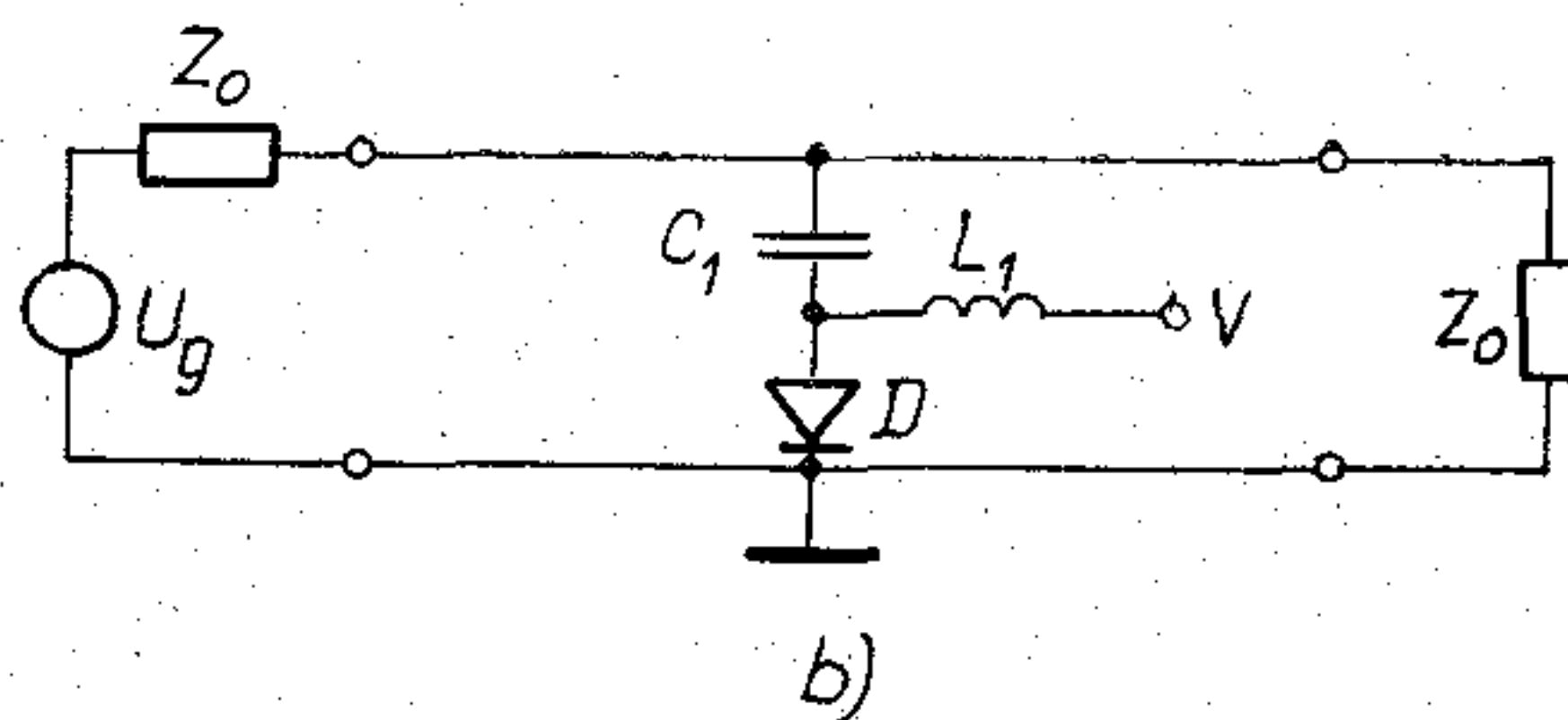
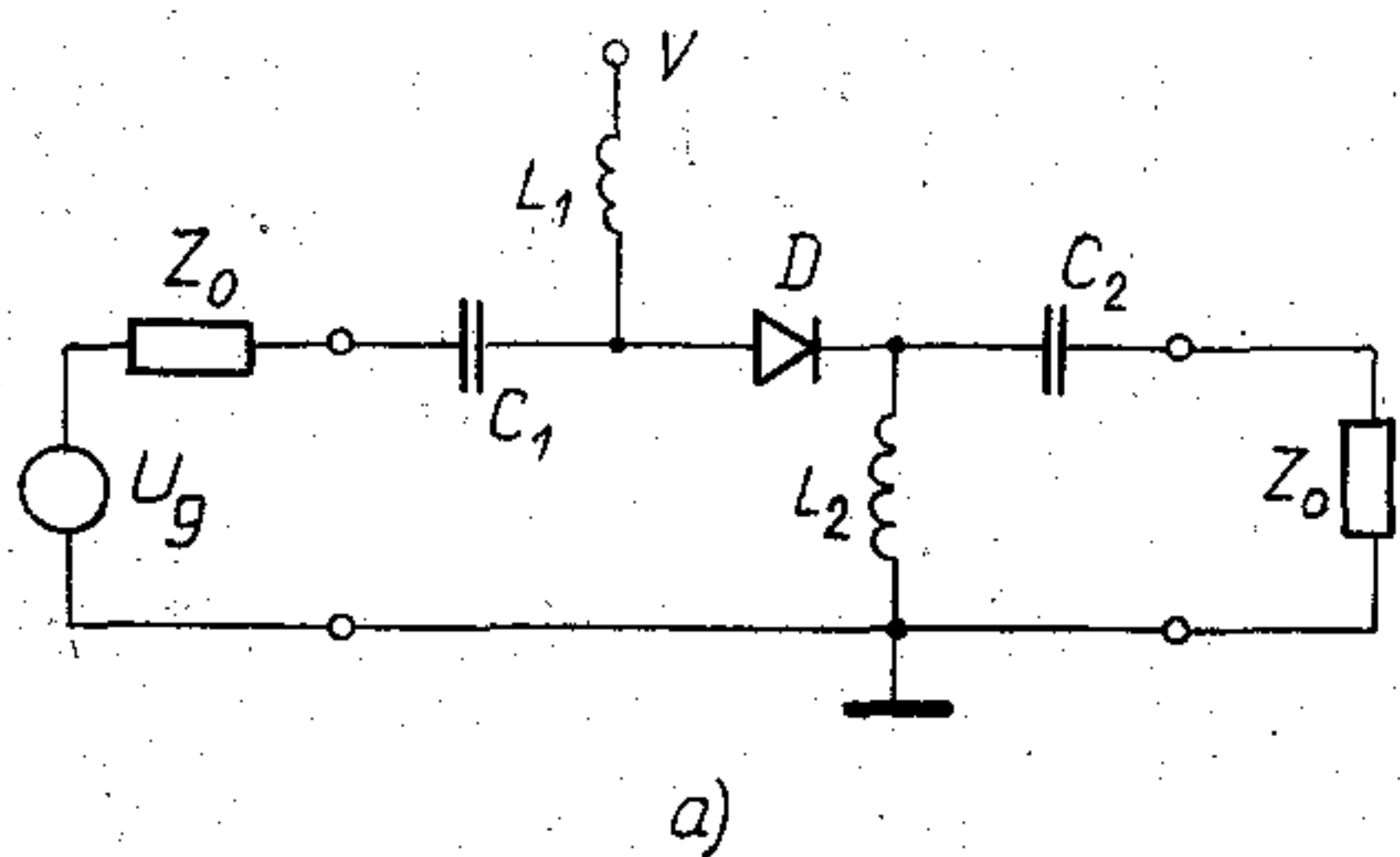
A 3. ábrán feltüntettük a gyakrabban használt kapcsolótípusok alapkapsolását. A 3a) és b) ábra a legegyszerűbb, egydiódás, reflexiós megoldást



2. ábra. PN dióda egyszerű helyettesítő képe

mutatja. A dióda előfeszítése, tehát a kapcsoló vezérlése a V pontokon történik. A feltüntetett L-C elemek az egyenáramú kör záródását és az AC-DC körök szétválasztását szolgálják. Különleges követelmények esetén — nagy csillapítás, nagy sávszélesség, nagy teljesítmény stb. — több diódát használhatunk. Disszipatív típusú kapcsolóra mutat példát a 3c) és d) ábra. Mindkét megoldásnál a bemeneti és kimeneti impedancia állandó, a kapcsoló állapotától független.

Kapcsolóeszközként legelterjedtebben a már említett három diódafajtát, a tús-, varaktor- és PIN-diódát használják. Ezek közül is kiemelkedik a kü-



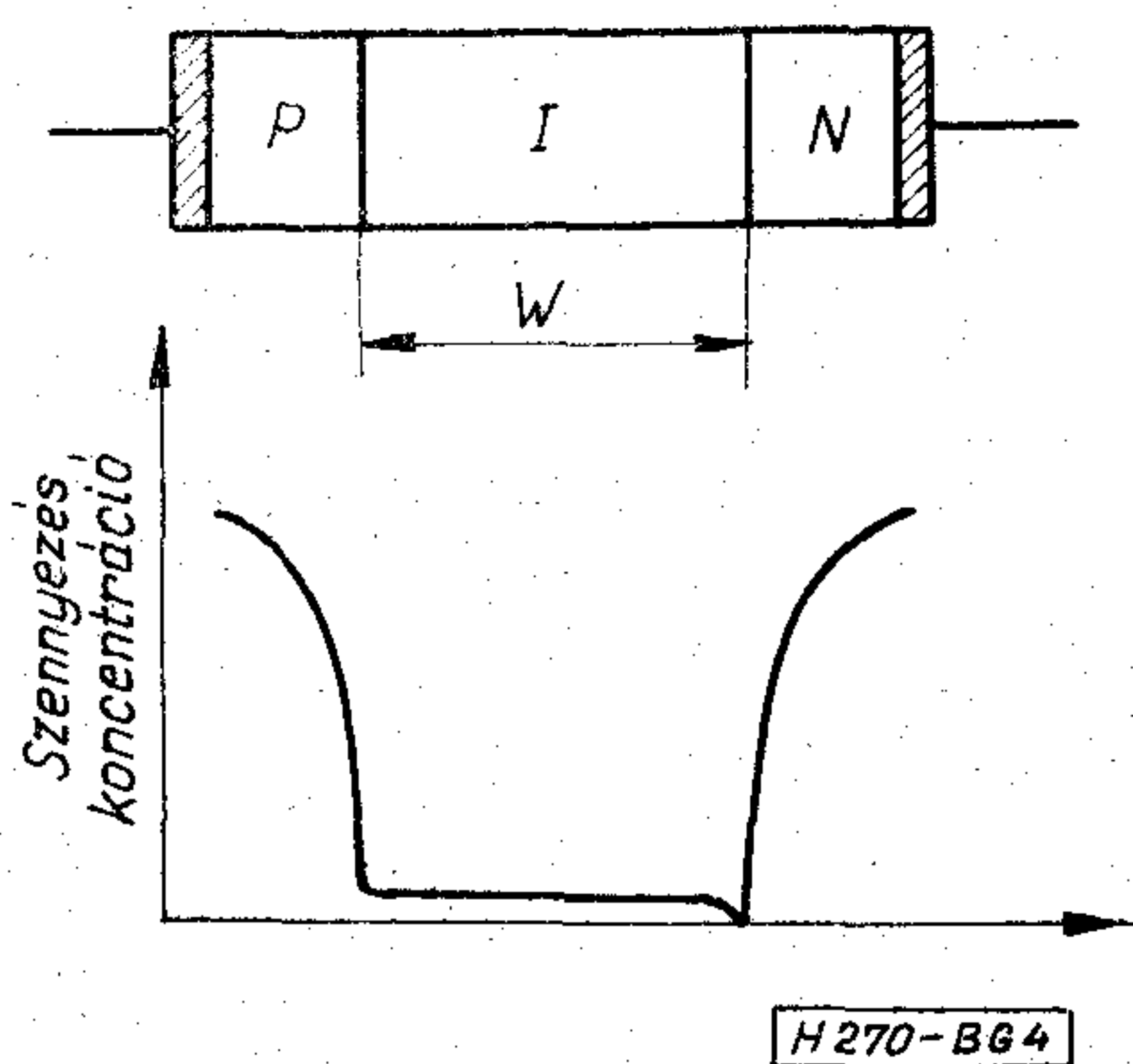
3. ábra. Néhány gyakrabban használt kapcsolótípus

lönösen jó tulajdonságú és sokoldalú PIN-dióda, ezért célszerű röviden áttekinteni ennek a félvezető eszköznek főbb jellemzőit, működését.

3. A PIN-dióda felépítése, működése

A PIN-dióda kifejezetten a nagy teljesítményű kapcsoló, osztó és modulátor áramkörök céljára kifejlesztett félvezető eszköz. Szilícium alapú, háromréteges felépítésű. A kristálykeresztmetszet vázlatos rajza és a szennyezéseloszlás a 4. ábrán látható [1]. Az erősen szennyezett P és N réteg között nagy tisztaságú intrinsic réteg helyezkedik el, melynek vastagsága w viszonylag nagy, 10–200 μm között változik. Nézzük meg, hogyan viselkedik ez az eszköz a kapcsaira adott egyenfeszültség hatására.

Nyitóelőfeszítés esetén 0,7–1 V diódafeszültségnél indul meg hirtelen az áram. A P rétegből lyukak, az N rétegből elektronok injektálódnak az I rétegbe.



4. ábra. PIN-dióda kristálykeresztmetszete

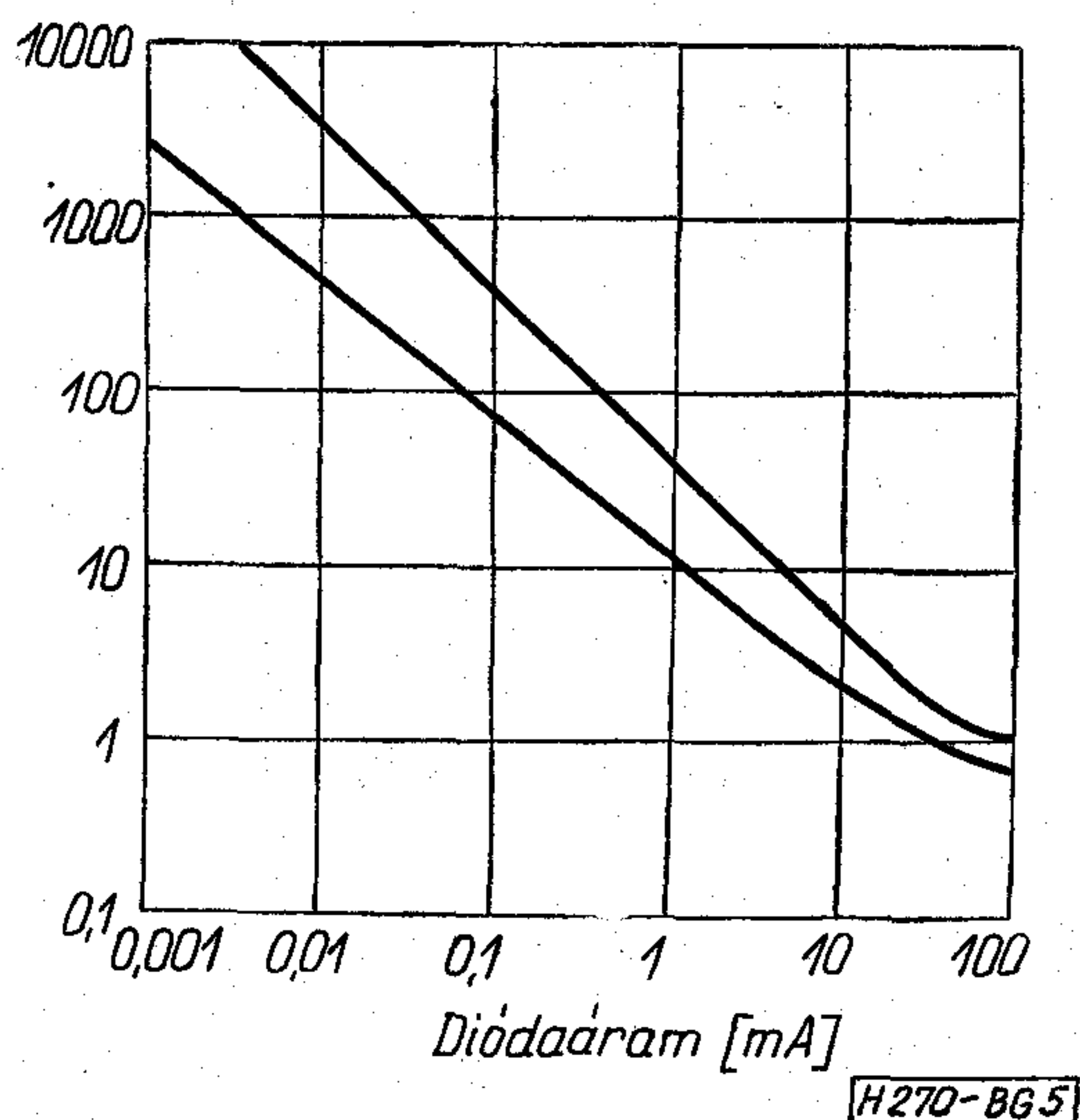
A két oldalról történő injekció már viszonylag kis áramnál azt eredményezi, hogy a középső rétegben jelentősen megnő a töltéshordozók koncentrációja. Rekombináció lényegében csak az I rétegben történik, a diódaáram a rekombinálódó töltések pótlását szolgálja. A dióda ellenállását majdnem kizárólag csak az I réteg ellenállása határozza meg, egyrészt nagy méretei, másrészt a P és N oldal erős szennyezése miatt. Jó közelítéssel mondhatjuk, hogy a diódaellenállás nyitóelőfeszítés esetén

$$R_d \cong K/I_0^2$$

alakban írható, ahol K és α a diódára jellemző állandók, I_0 a diódaáram [2].

A diódaellenállás változására mutat példát az 5. ábra diagramja. Látható, hogy kis diódaáramnál is igen alacsony a rétegellenállás. Ez a kis ellenállás sőtöli a rétegkapacitást, így a PIN-dióda nyitóelőfeszítéskor ohmos ellenállásnak tekinthető.

Záróelőfeszítés esetén a PI és IN átmeneteken kiürített réteg keletkezik, a P és N rétegben azonban ezek vastagsága igen kicsi az erős szennyezés miatt. Egy bizonyos feszültség felett a középső réteg teljesen kiürül, a dióda ohmos ellenállása állandó nagy értékűnek tekinthető, egészen addig, míg egy kritikus feszültségnél be nem következik a lavina-



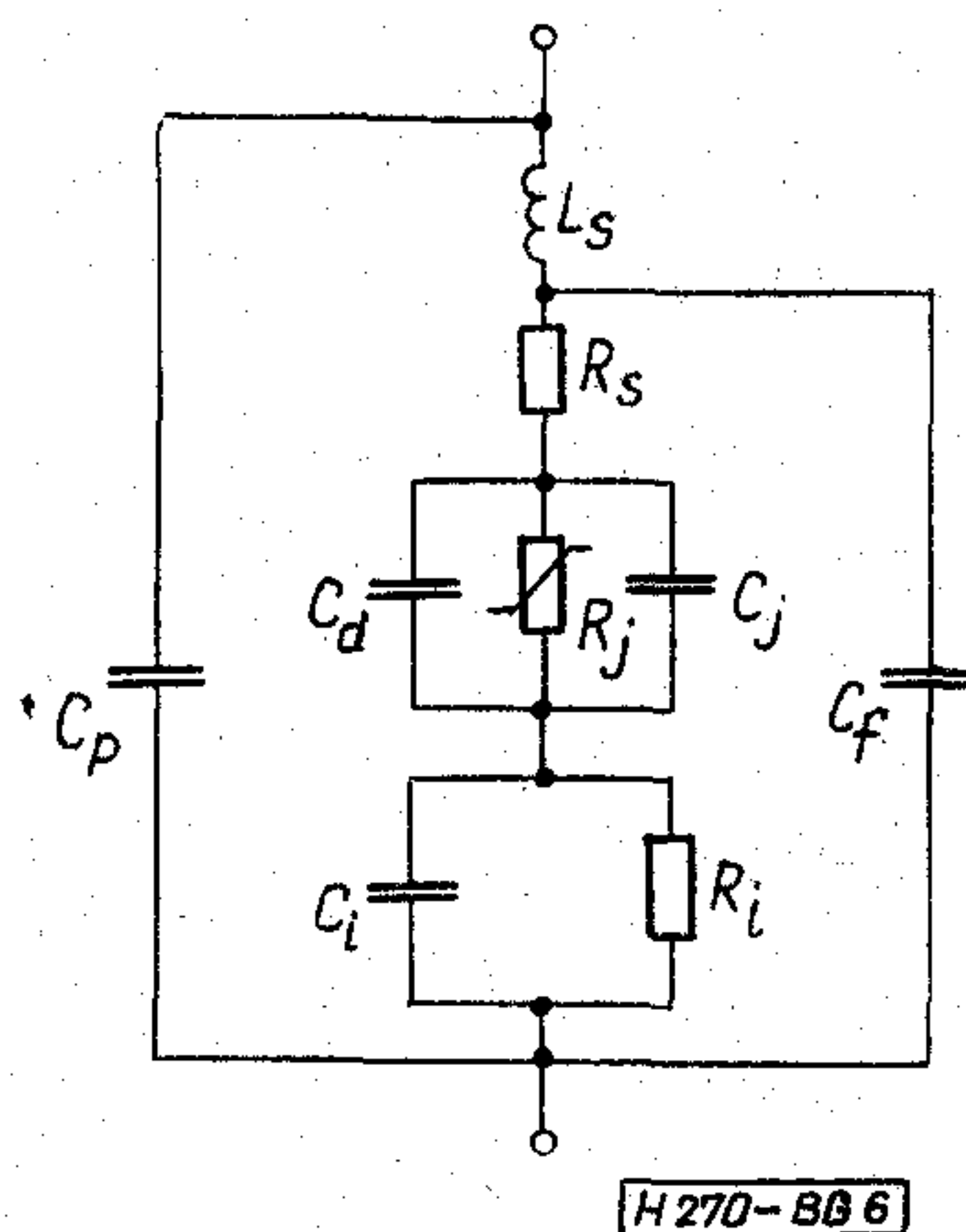
5. ábra. Diódaellenállás változása a nyitóáram függvényében

letörés. Lezárt diódánál már figyelembe kell venni a rétegkapacitást is, ami $C_j = \epsilon A/S_j$ alakban számolható. Itt ϵ a kristály dielektromos állandója, A a kristálykeresztmetszet, S_j a kiürített réteg vastagsága. A kiürítési feszültség felett $S_j = w$, így $C_j = \epsilon A/w$ is állandónak tekinthető. A záróirányban előfeszített P–I–N struktúra tehát parallel RC taggal egyenértékű a kiürítési és a letörési feszültség közötti tartományban.

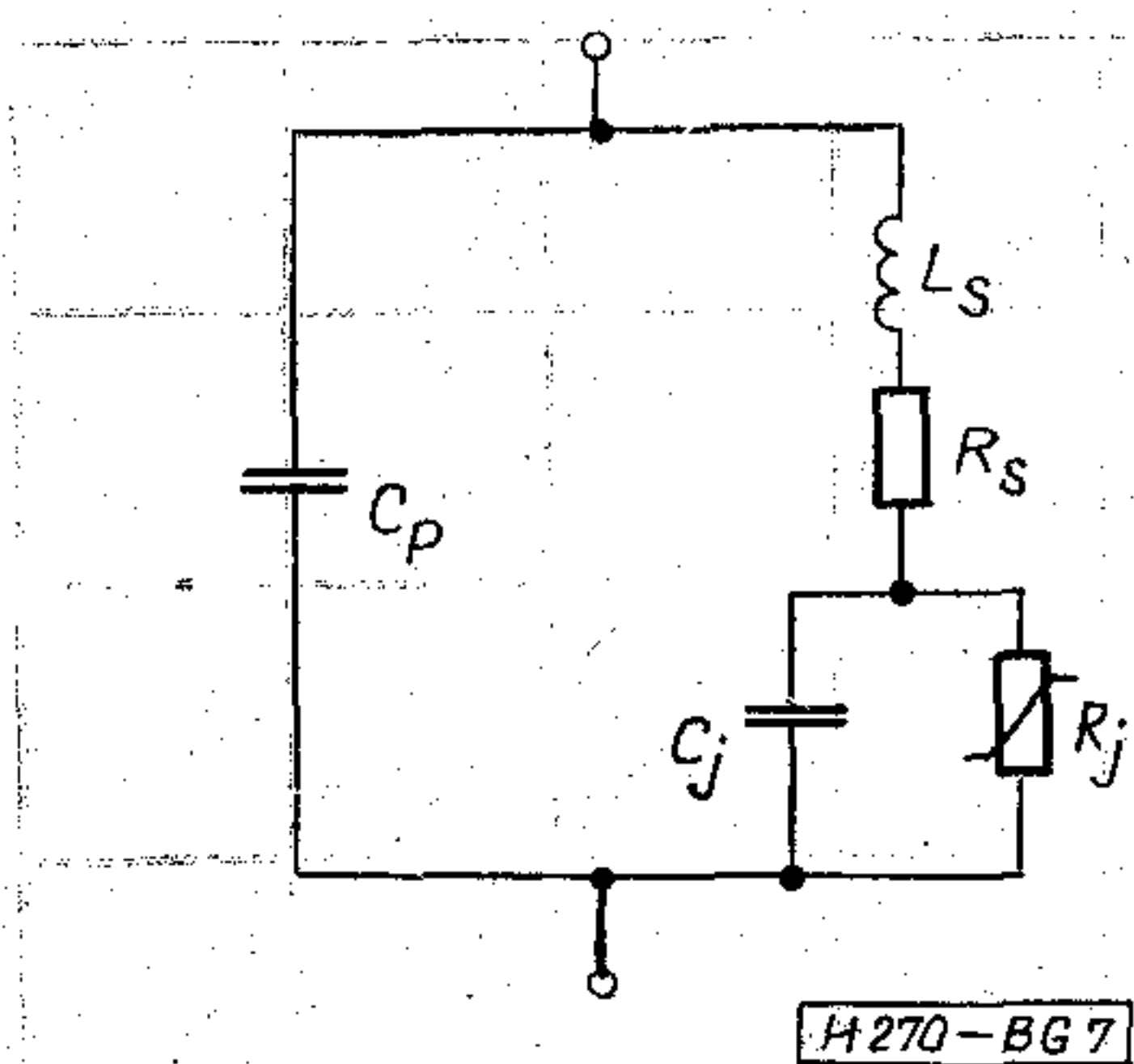
3.1 A PIN-dióda helyettesítő képe

A PIN-dióda váltóáramú viselkedése a ráadott feszültség frekvenciájától függ. Egy, a diódára jellemző f_0 frekvencia alatt és környezetében a dióda ugyanúgy viselkedik, mint az egyszerű P–N átmenet, jóval f_0 felett pedig lineáris ellenállásnak tekinthető. Az f_0 frekvencia jelenlegi diódáknál megahertz nagyságrendű, értéke $f_0 = 1/2\pi\tau$, ahol τ a töltéshordozók élettartama az I rétegben [2].

Az eddig elmondottakat tokozott dióda esetére még ki kell egészíteni. A kisméretű kristálylapocskát ugyanis hőátadás, mechanikai védelem, elektromos hozzávezetés céljából tokozással kell ellátni, ami viszont parazita elemekkel járul hozzá a dióda he-



6. ábra. PIN-dióda helyettesítő képe



7. ábra. PIN-dióda helyettesítő képe kapcsolóként való alkalmazás esetén

lyettesítő képéhez. Egy egészen általános, mind alacsony, mind magas frekvencián, változó előfeszítési viszonyok mellett jól leíró helyettesítő képet mutat a 6. ábra [1].

Kapcsolóként való alkalmazás esetén a 7. ábra egyszerűbb helyettesítő képét használhatjuk, ahol [3]

L_s a tokozás és a hozzávezetések inuktivitása, értéke 0,2–2,0 nH,

C_p a tokozás kapacitása, értéke 0,1–1,0 pF,

R_s a hozzávezetések, valamint a P és N réteg ellenállása, értéke 0,5–5,0 ohm,

C_j a kiürített réteg kapacitása, értéke 0,05–5,0 pF,

R_{ja} a nyitott dióda rétegellemállása, értéke 0,1–10 ohm,

R_{jz} a lezárt dióda rétegellemállása, értéke 10^3 – 10^5 ohm.

3.2 Teljesítménykorlátozások PIN-diódánál

A diódára adható teljesítményt három tényező korlátozza:

- a dióda maximális feszültsége,
- a maximális diódaáram,
- a maximális megengedhető disszipáció.

Legyen a nyitott diódán eső feszültség U_1 , az áram I_1 , a disszipált teljesítmény P_{d1} , ugyanezek zárt diódánál U_2 , I_2 és P_{d2} . Ezekre fenn kell állni a következő egyenlőtlenségeknek:

$$\begin{aligned} |U_1| &\leq U_{max} & |U_2| &\leq U_{max} \\ |I_1| &\leq I_{max} & |I_2| &\leq I_{max} \\ P_{d1} &\leq P_{dmax} & P_{d2} &\leq P_{dmax} \end{aligned}$$

Ezek a korlátozások nem függetlenek egymástól, azonkívül a hat egyenlőtlenség kényelmetlenül kezelhető. Egyszerűbb leírást kapunk a következő módon [4]. Foglaljuk egy-egy vektorba a nyitott és a zárt dióda áramát és feszültségét, valamint vezessük be az

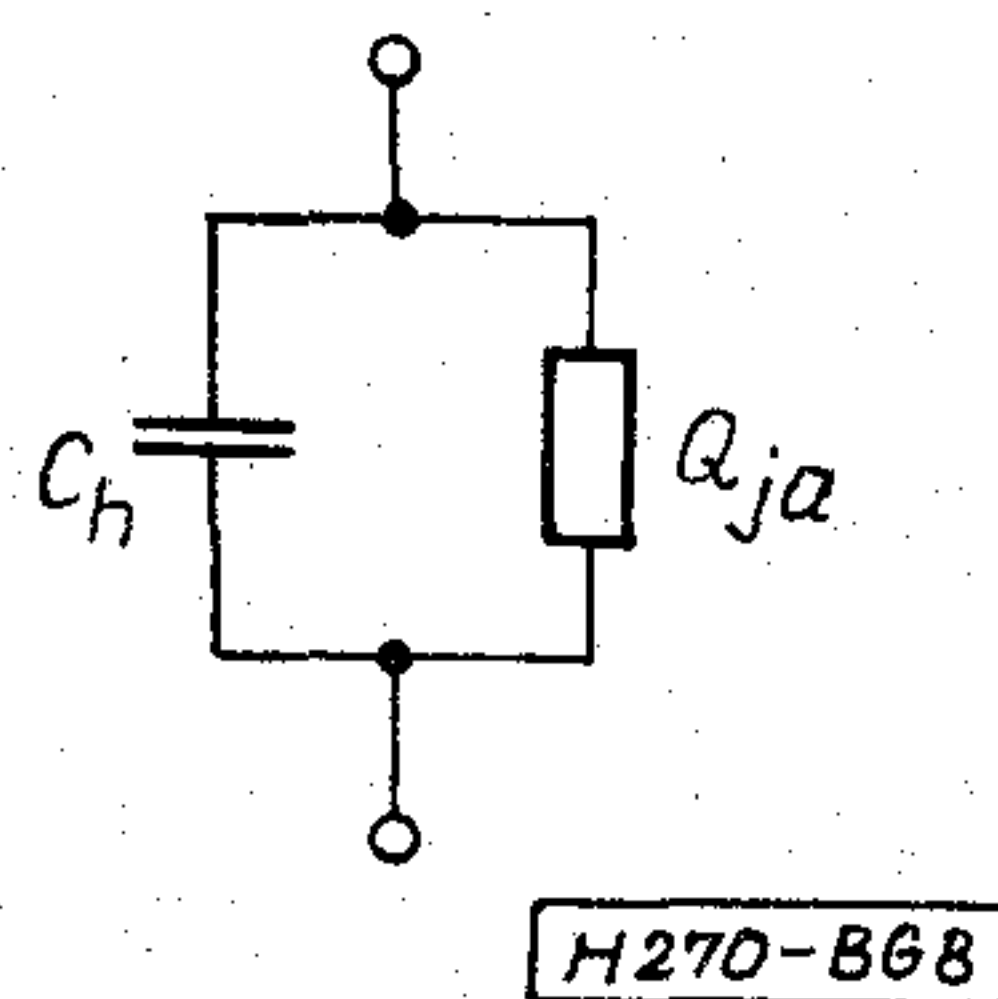
$$\alpha' = \begin{bmatrix} \alpha'_{11} & \alpha'_{12} \\ \alpha'_{12} & \alpha'_{22} \end{bmatrix} \text{ és } \alpha'' = \begin{bmatrix} \alpha''_{11} & \alpha''_{12} \\ \alpha''_{12} & \alpha''_{22} \end{bmatrix}$$

mátrixokat. Fejtsük ki a következő szorzatot:

$$\begin{aligned} [U_1^x I_1^x] \begin{bmatrix} \alpha'_{11} & \alpha'_{12} \\ \alpha'_{12} & \alpha'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} &= \\ = \alpha'_{11} |I_1|^2 + \alpha'_{22} |U_1|^2 + 2\alpha'_{12} P_d &\leq 1 \end{aligned}$$

A korlátozások miatt ennek értéke nem lehet nagyobb egy bizonyos értéknél, ami az α' mátrix elemeinek megfelelő választásával egységnyi lehet. Hasonló eredményt kapunk a lezárt dióda esetére.

A PIN-dióda letörési feszültsége az I réteg miatt igen magas, jelenlegi típusoknál nem ritka az 1000 V sem. A maximális disszipációs teljesítményt a réteg felmelegedése korlátozza, ami szilícium alapú diódánál 150–200 °C lehet. A réteg hőmérsékletét (T_j) a disszipált teljesítmény (P_d), a hőleadó felület hőmérséklete (T_a), valamint a réteg és a hőátadó felület közti hőellenállás (Q_{ja}) határozza meg. Impulzusszerű terhelés esetén a réteg hőkapacitását (C_h) is figyelembe kell venni. A maximális disszipációs teljesítményt a 8. ábrán látható egyszerű termikus helyettesítő kép alapján számíthatjuk, ha feltételezzük, hogy a disszipáció a réteg felületén egyenle-



8. ábra. Dióda kristály termikus helyettesítő képe

tesen történik. A dióda által eldisszipálható folytonos teljesítmény:

$$P_{dmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{Q_{ja}} \quad (1)$$

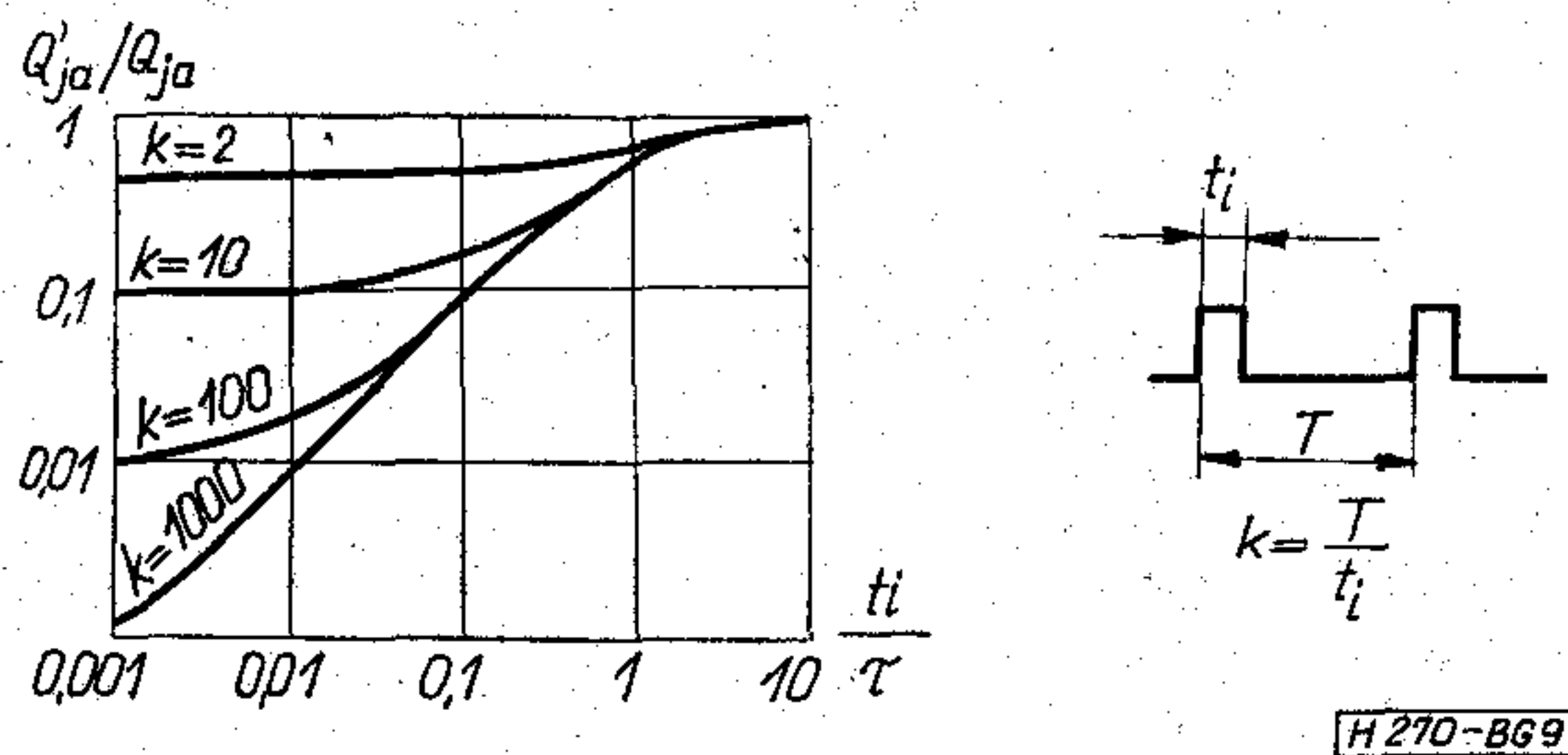
Impulzusterhelés esetén az impulzusszünetekben a réteg hűlni tud. Ezt figyelembe vehetjük úgy, mintha a Q_{ja} hőellenállás egy [1]:

$$Q'_{ja} = Q_{ja} \frac{1 - e^{-t_i/\tau}}{1 - e^{-kt_i/\tau}} \quad (2)$$

értékre csökkenne. A képletben t_i az impulzusszélesség, k a kitöltési tényező, $\tau = Q_{ja} C_h$ a termikus időállandó, ami néhány száz mikroszekundum, illetve milliszekundum nagyságrendű. A 9. ábrán grafikusán mutatjuk be a látszólagos hőellenállás-csökkenést.

Végül foglaljuk össze azokat a fő tulajdonságokat, melyek a PIN-diódát különösen alkalmassá teszik mikrohullámú kapcsolókban való alkalmazásra:

- a nagyszintű ambipoláris injekció igen alacsony nyitóellenállást eredményez,



9. ábra. Hőellenállás változása impulzusterhelés esetén

- záróelőfeszítésnél az I réteg jelenléte miatt rendkívül nagy a diódaellenállás,
- a réteggkapacitás még nagy kristálykeresztmetszet esetén (nagy teljesítmények kapcsolásakor) is alacsony,
- magas a letörési feszültsége.

A nagyméretű I réteg beiktatásának hátránya, hogy a töltéstárolási idő igen nagy. Megfelelő vezérlőáramkörrel azonban így is igen jó kapcsolási idők érhetők el.

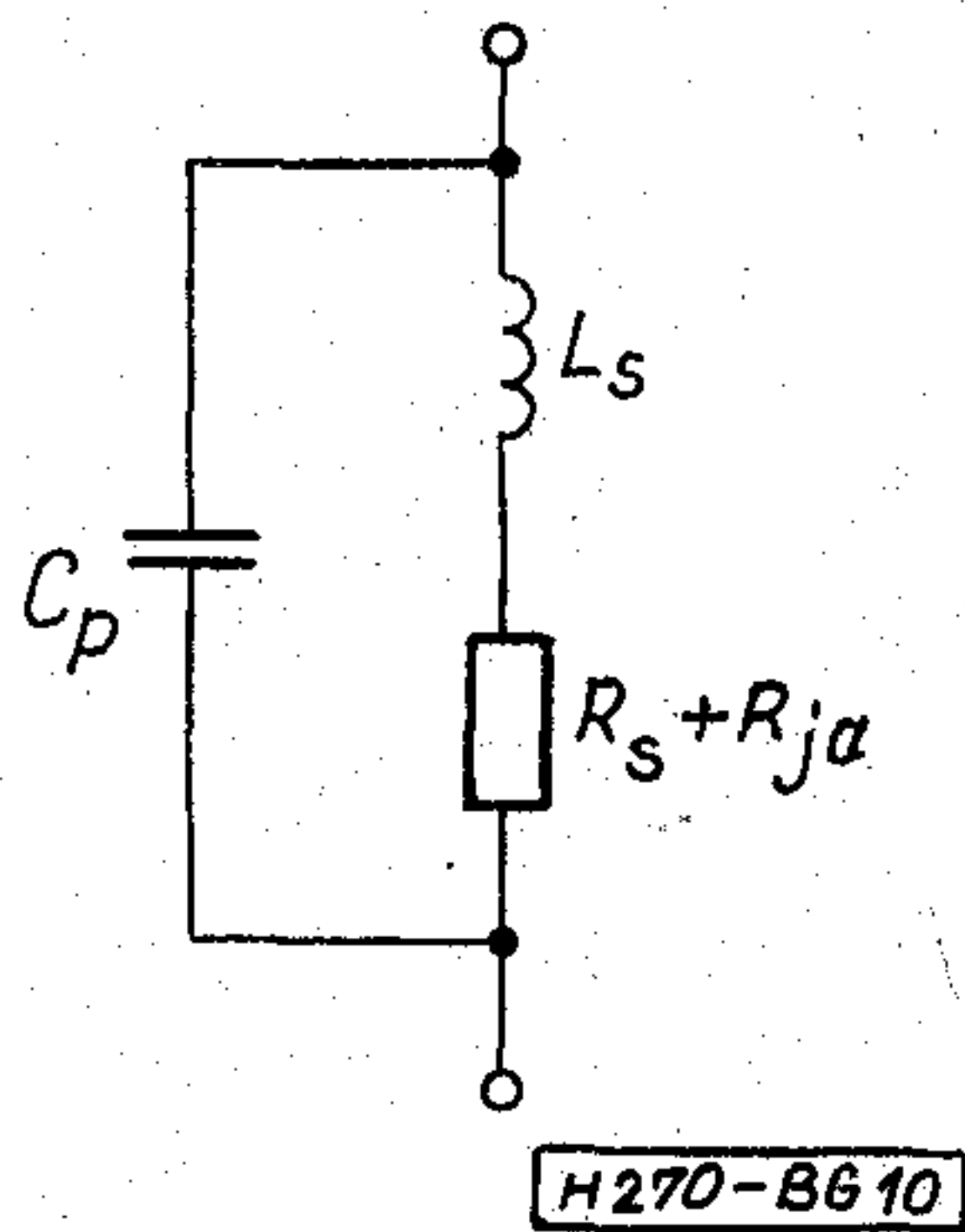
4. PIN-diódás reflexiós kapcsolók

Ebben a részben bemutatjuk a leggyakrabban használt PIN-diódás kapcsolótípusokat, kiszámítjuk fontosabb jellemzőiket. A számításokat a 7. ábra helyettesítő képe alapján végezzük, figyelembe véve, hogy kapcsolóként való felhasználás esetén a diódaelőfeszítés két értéket vehet fel [1].

a) Viszonylag nagy nyitóáram

A réteggellenállás lesöntöli a réteggkapacitást, így (10. ábra):

$$Y_a = G_a + jB_a = \frac{R_s + R_{ja}}{(R_s + R_{ja})^2 + \omega^2 L_s^2} + j \left(\omega C_p - \frac{\omega L_s}{(R_s + R_{ja})^2 + \omega^2 L_s^2} \right)$$



10. ábra. Nyitóirányban előfeszített PIN-dióda

Ha az üzemi frekvenciára igaz, hogy $\omega \ll 1/\sqrt{C_p L_s}$, akkor

$$Y_a \cong \frac{R_s + R_{ja}}{(R_s + R_{ja})^2 + \omega^2 L_s^2} - j \frac{\omega L_s}{(R_s + R_{ja})^2 + \omega^2 L_s^2} \quad (3)$$

$$Z_a \cong (R_s + R_{ja}) + j\omega L_s \quad (4)$$

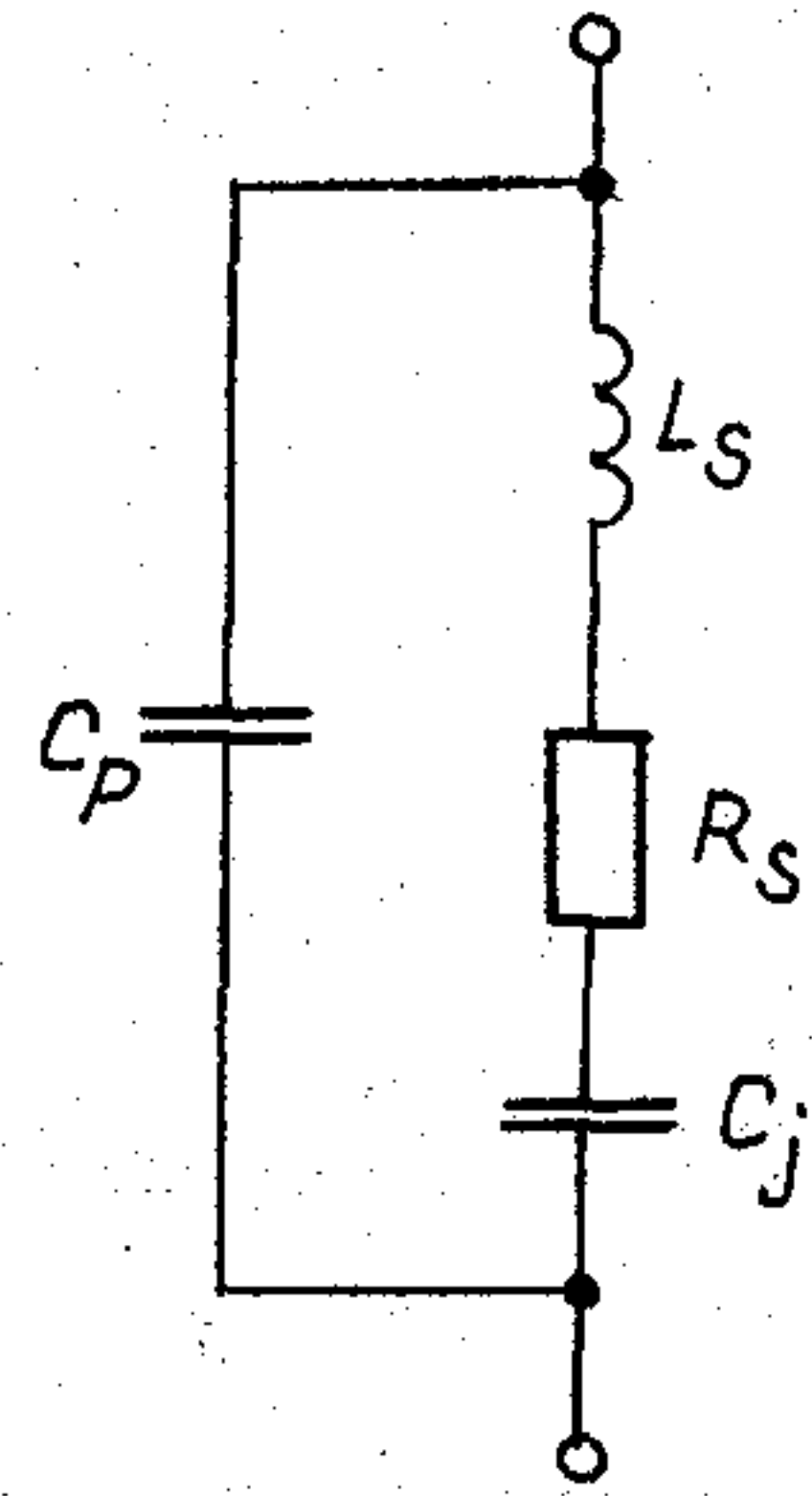
b) Záróelőfeszítés

Diódahelyettesítő képünk ekkor a 11. ábra szerint egyszerűsödik. Bevezetve az $\omega_c = 1/R_s C_j$ és $\omega_0^2 = 1/L_s C_j$ frekvenciákat, a zárt diódára írhatjuk, hogy

$$Y_z = G_z + jB_z = \frac{1}{R_s} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 + \frac{\omega C_j \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2}$$

$$+ j \left(\omega C_p + \frac{\omega C_j \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2} \right)$$

Ha az üzemi frekvenciára teljesül, hogy $\omega \ll \omega_0$,



H270-B6 11

11. ábra. Záróirányban előfeszített PIN-dióda

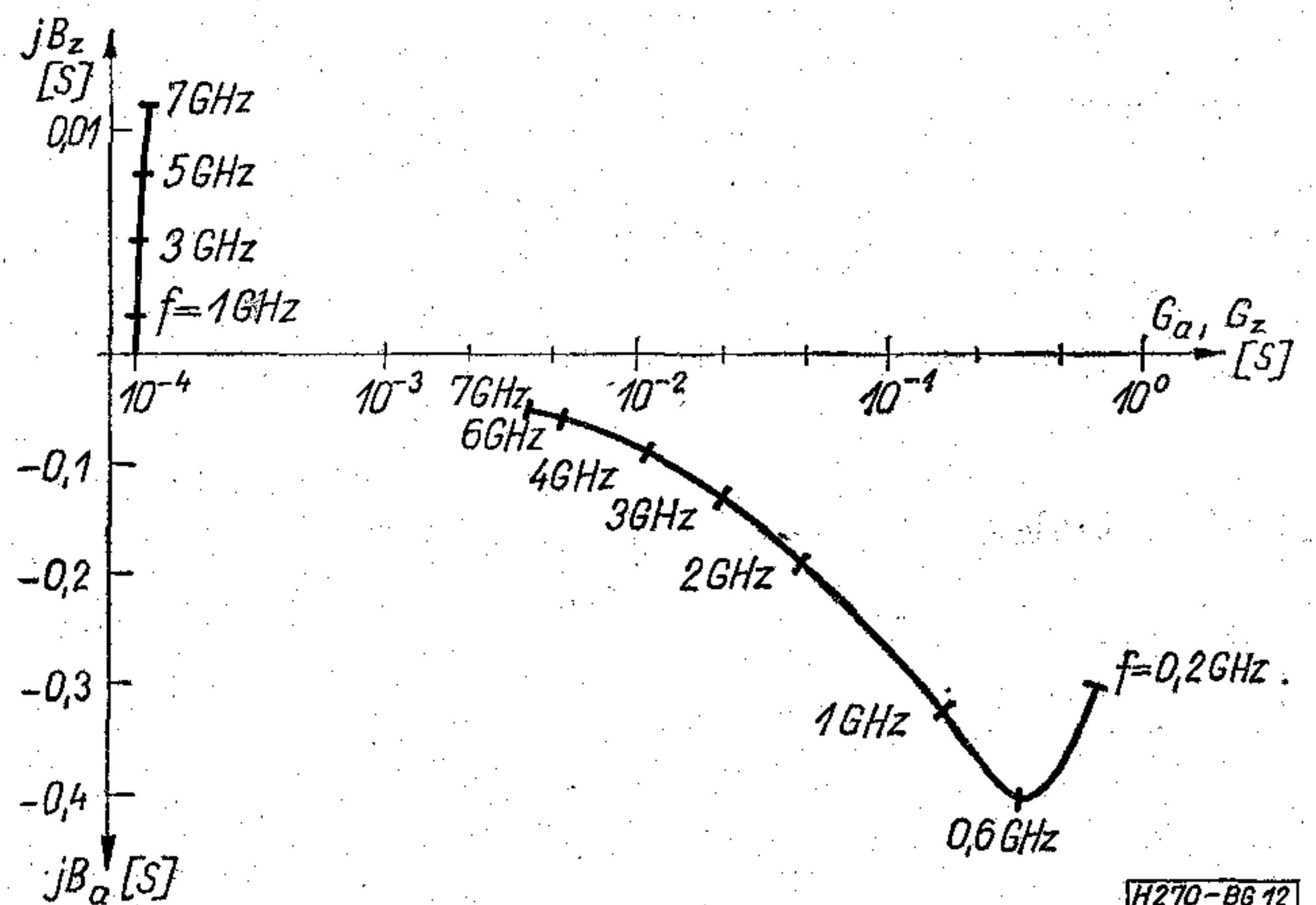
valamint figyelembe véve, hogy ω_c jelenlegi diódatípusoknál igen nagy értékű, akkor

$$Y_z \cong \frac{1}{R_s} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 + j\omega(C_p + C_j) \quad (5)$$

$$Z_z = \frac{G_z}{G_z^2 + B_z^2} - j \frac{B_z}{G_z^2 + B_z^2} \quad (6)$$

A 12. ábrán példaképpen megrajoltuk egy átlagos közepes teljesítményű PIN-dióda (pl. HP 5082-3002) admittanciájának frekvenciafüggését, nyitott és zárt állapotban. A számítás alapját szolgáló helyettesítőkép elemei a következő értékűek:

| | |
|-----------------|--------------------------|
| $L_s = 0,4$ nH | $R_s = 0,6$ Ω |
| $C_p = 0,15$ pF | $R_{ja} = 0,6$ Ω |
| $C_j = 0,1$ pF | $R_{jz} = 10^4$ Ω |



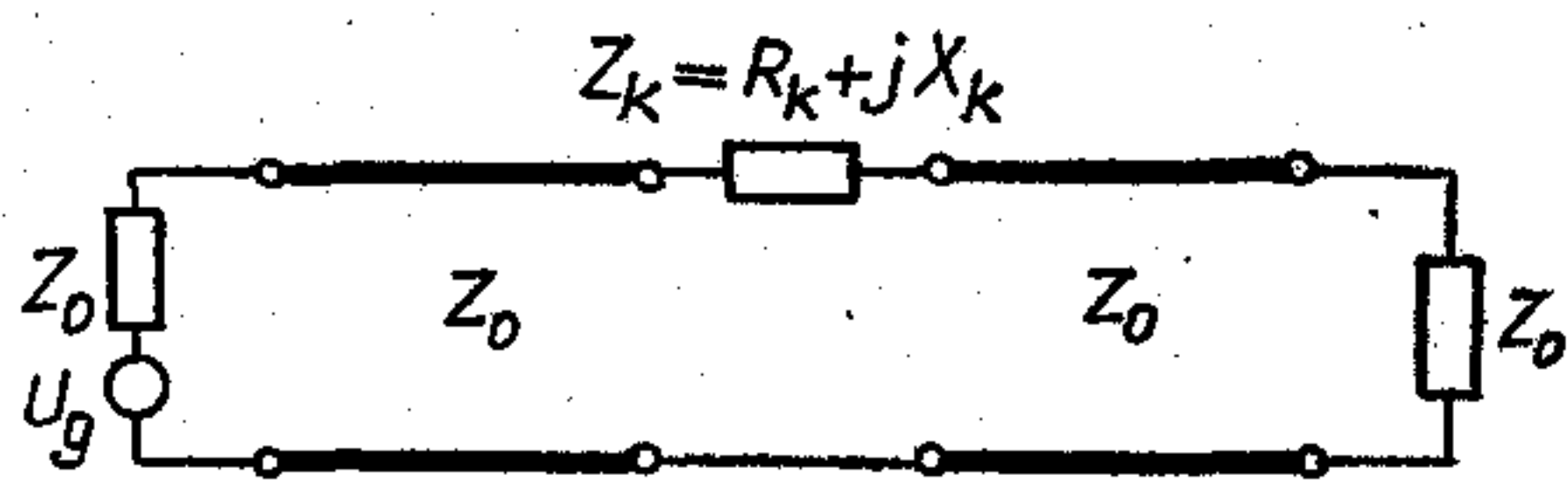
12. ábra. HP 5082-3002 típusú dióda admittanciájának frekvenciafüggése

4.1 Egydiódás reflexiós kapcsolók

Alapkapcsolásuk a 3a) és 3b) ábrán látható. Hogy a hangolatlan és hangolt kapcsolókra egyaránt alkalmazható eredményeket kapjunk, vezessük be a $Z_k = R_k + jX_k$ kapcsolóimpedancia, illetve az $Y_k = G_k + jB_k$ kapcsolóadmittancia fogalmát. Hangolatlan esetben $Z_k = Z_d$ és $Y_k = Y_d$, egyébként pedig tartalmazzák a hangolóelemeket is.

A kapcsoló bemeneti reflexiós tényezőjét és csillapítását a kétkapú szórási mátrixából írjuk fel. Z_0 hullámimpedanciájú vonalba kapcsolt Z_k soros impedancia (13. ábra) reflexiós mátrixa [5]:

$$S_s = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_k + 2Z_0} \begin{bmatrix} Z_k & 2Z_0 \\ 2Z_0 & Z_k \end{bmatrix}$$



H270-B6 13

13. ábra. Soros kapcsolóimpedancia

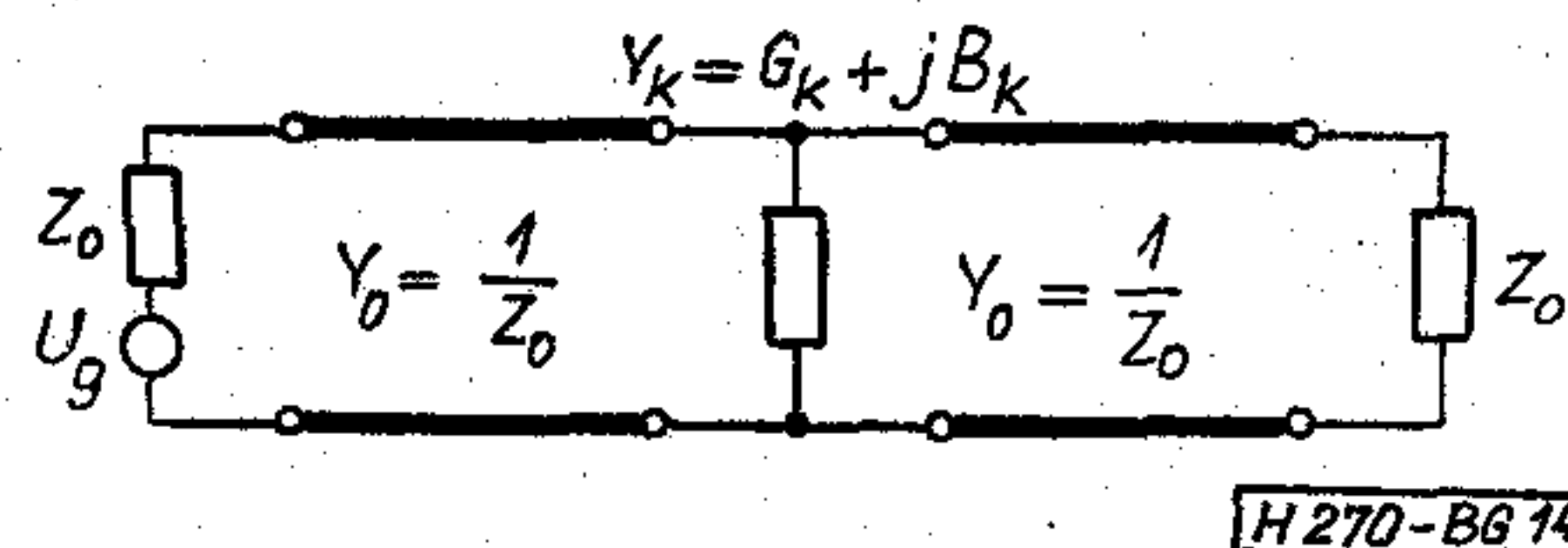
Ennek alapján a soros diódás kapcsolóra

$$|\Gamma_{be}| = \left| \frac{Z_k}{Z_k + 2Z_0} \right| \quad (7)$$

$$A_1^{[dB]} = 10 \lg \left| \frac{2Z_0 + Z_k}{2Z_0} \right|^2 = 10 \lg \left[\left(1 + \frac{R_k}{2Z_0} \right)^2 + \left(\frac{X_k}{2Z_0} \right)^2 \right] \quad (8)$$

Párhuzamos diódánál az Y_0 hullámadmittanciájú vonalba helyezett Y_k admittancia (14. ábra) szórási mátrixából indulunk ki:

$$S_p = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{Y_k + 2Y_0} \begin{bmatrix} -Y_k & 2Y_0 \\ 2Y_0 & -Y_k \end{bmatrix}$$



H270-B6 14

14. ábra. Párhuzamos kapcsolóadmittancia

Hasonlóan a soros diódás esethez írható:

$$|\Gamma_{be}| = \left| \frac{Y_k}{Y_k + 2Y_0} \right| \quad (9)$$

$$A_1^{[dB]} = 10 \lg \left| \frac{2Y_0 + Y_k}{2Y_0} \right|^2 = 10 \lg \left[\left(1 + \frac{G_k}{2Y_0} \right)^2 + \left(\frac{B_k}{2Y_0} \right)^2 \right] \quad (10)$$

Ezek az eredmények egész általánosan igazak az egydiódás kapcsolókra. Könnyebben használhatóak viszont az 1. táblázatban összefoglalt képletek.

A soros és párhuzamos diódás kapcsoló összehasonlítása érdekében a 15. ábrán felrajzoltuk a már említett HP 5082-3002 dióda csillapítás-frekvencia karakterisztikáit.

4.2 Kétdiódás reflexiós kapcsoló

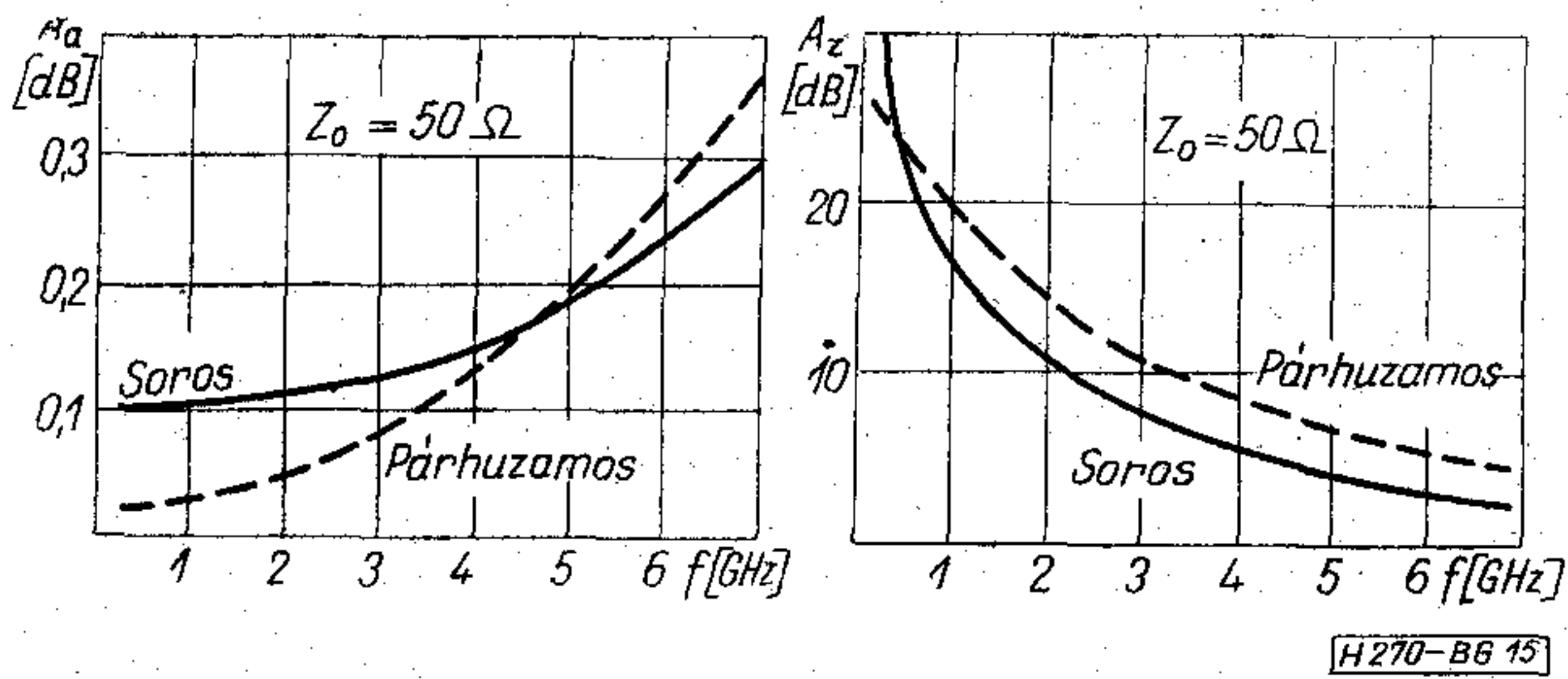
A több diódás reflexiós kapcsolók közül most csak azt az esetet nézzük meg, amikor két diódát helyezünk el egymástól l távolságban, a tápvonalba párhuzamosan kapcsolva (16. ábra). Ha feltételezzük, hogy a két dióda azonos Y_k admittanciájú, tehát egyforma, akkor a kapott kétkapú reflexiós mátrixának S_{21} eleme a következő [6]:

$$S_{21} = \frac{4Y_0^2}{(2Y_0 + Y_k)^2 e^{j\beta l} - Y_k^2 e^{-j\beta l}}; \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (11)$$

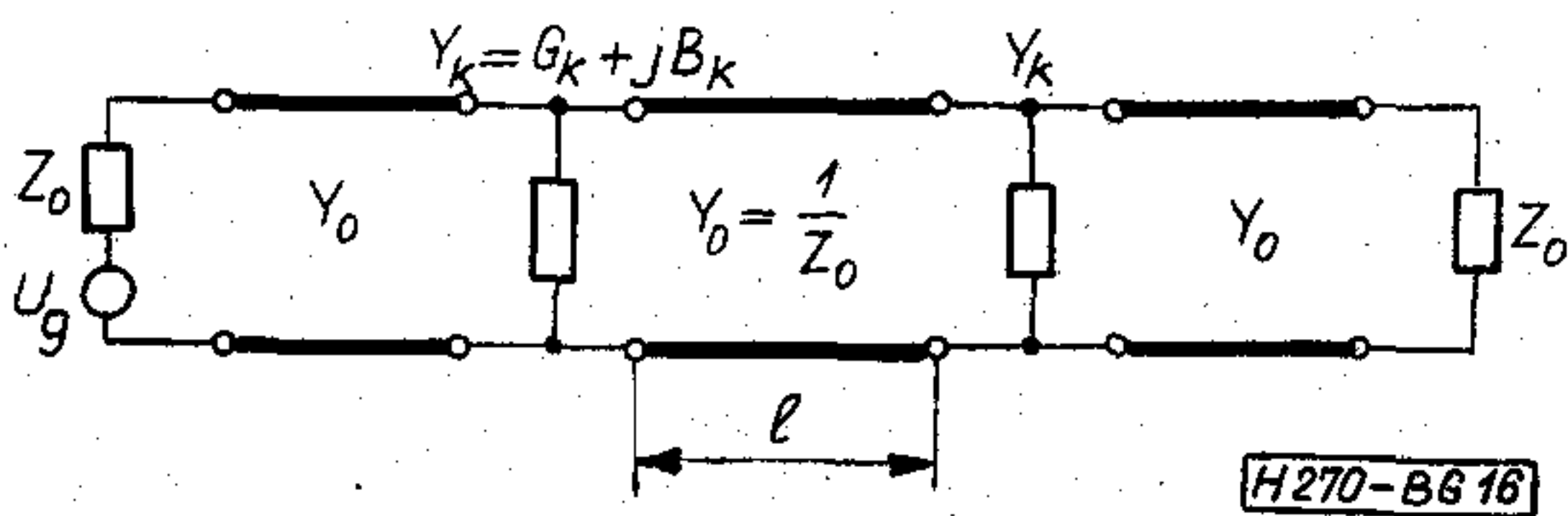
1. táblázat

| Dióda | Áteresztőcsillapítás [dB] | Zárócsillapítás [dB] | 3 dB-es relatív sávzélesség | Disszipáció által korlátozott max. teljesítm. |
|------------|--------------------------------------|---|--|---|
| Soros | Nyitva $R_k = R_a$ $X_k = X_a$ | $20 \lg \left(1 + \frac{R_s + R_{ja}}{2Z_0} \right)$ | $\frac{2Z_0 + R_s + R_{ja}}{2\pi L_s}$ | |
| | Zárva $R_k = R_z$ $X_k = X_z$ | $20 \lg \left(1 + \frac{R_{jz}}{2Z_0} \right)$ | $\frac{1}{2\pi R_{jz}(C_j + C_p)}$ | $P_{dM} \left(1 + \frac{Z_0}{R_z} \right) *$ |
| Párhuzamos | Zárva $R_k = R_z$ $X_k = X_z$ | $20 \lg \left(1 + \frac{Z_0}{2R_{jz}} \right)$ | $\frac{Z_0}{8\pi L_s} \left(\sqrt{1 + \frac{16L_s}{C_j Z_0^2}} - 1 \right)$ | |
| | Nyitva $R_k = R_a$ $X_k = X_a$ | $20 \lg \left(1 + \frac{Z_0}{2(R_s + R_{ja})} \right)$ | $\frac{R_s + R_{ja}}{2\pi L_s}$ | $P_{dM} \left(1 + \frac{Y_0}{G_a} \right) *$ |

* P_{dM} a diódára megengedett maximális disszipáció.



15. ábra. HP 5082-3002 dióda csillapítás-frekvencia karakterisztikái



16. ábra. Kétdiódás párhuzamos kapcsoló

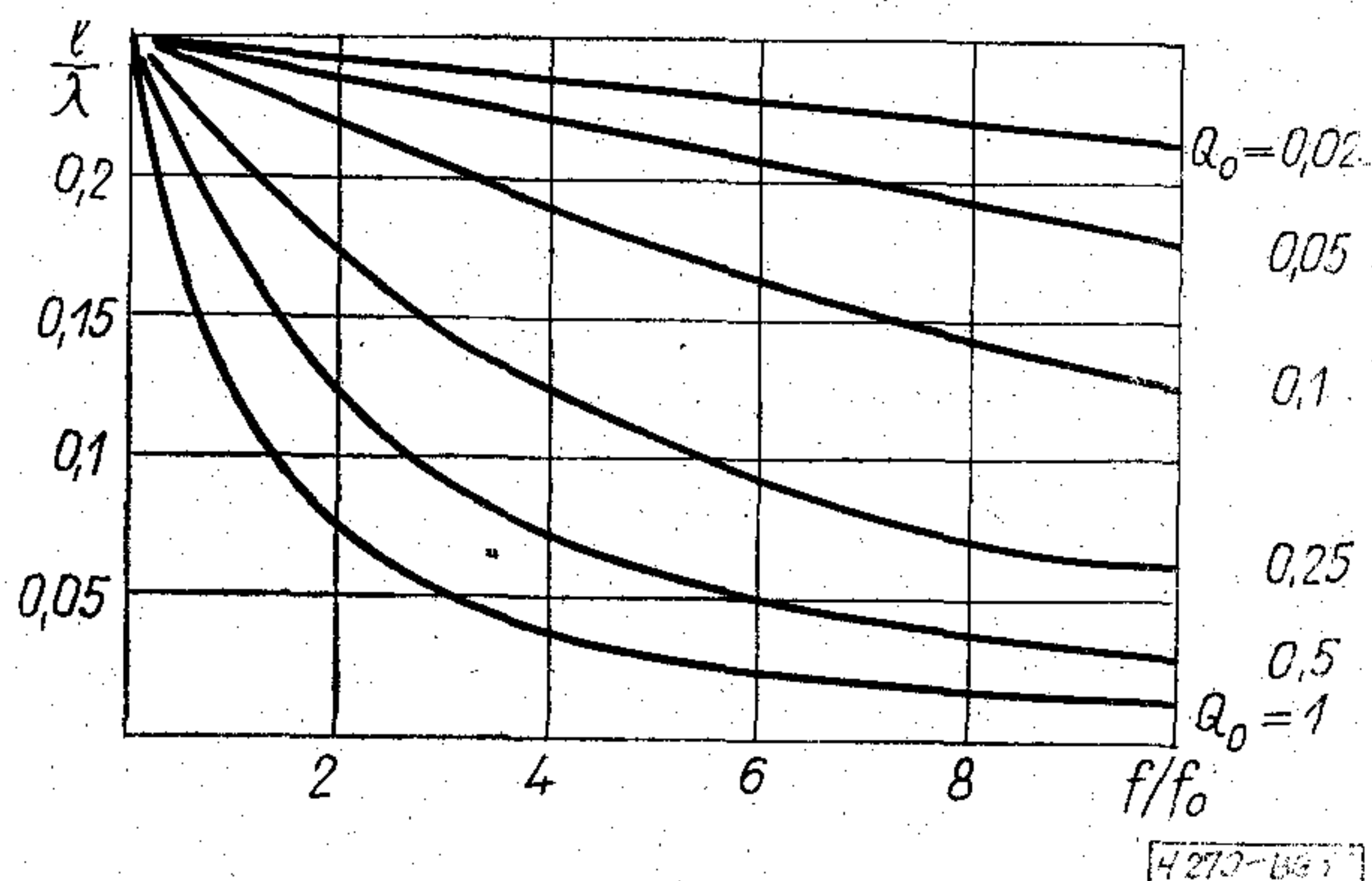
Ebből a csillapítás az ismert kifejezéssel

$$\left. \begin{aligned} A_2^{[dB]} &= 20 \lg \left| \frac{2Y_0 + Y_k}{2Y_0} \right|^2 + 20 \lg \left| 1 - \left(\frac{Y_k}{2Y_0 + Y_k} \right)^2 e^{-j2\beta l} \right| \\ &= 2A_1^{[dB]} + \Delta A^{[dB]} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Az egyszerű átalakítások után kapott (12) kifejezés első tagja (10) szerint az egydiódás kapcsoló csillapításának kétszerese, a második tag pedig arra jellemző, milyen fázisban találkoznak a diódák reflexiói. Az optimális diódatávolság hullámhosszra normalizált értékét a 17. ábrán tüntettük fel. A Q paraméter:

$$Q = \frac{2\pi f_0 L_s}{R_s + R_{ja} + \frac{Z_0}{2}} \quad (13)$$

ahol az f_0 frekvencia tetszőlegesen választható. Megjegyezzük még, hogy $\Delta A^{[dB]}$ maximálisan +6 dB lehet.



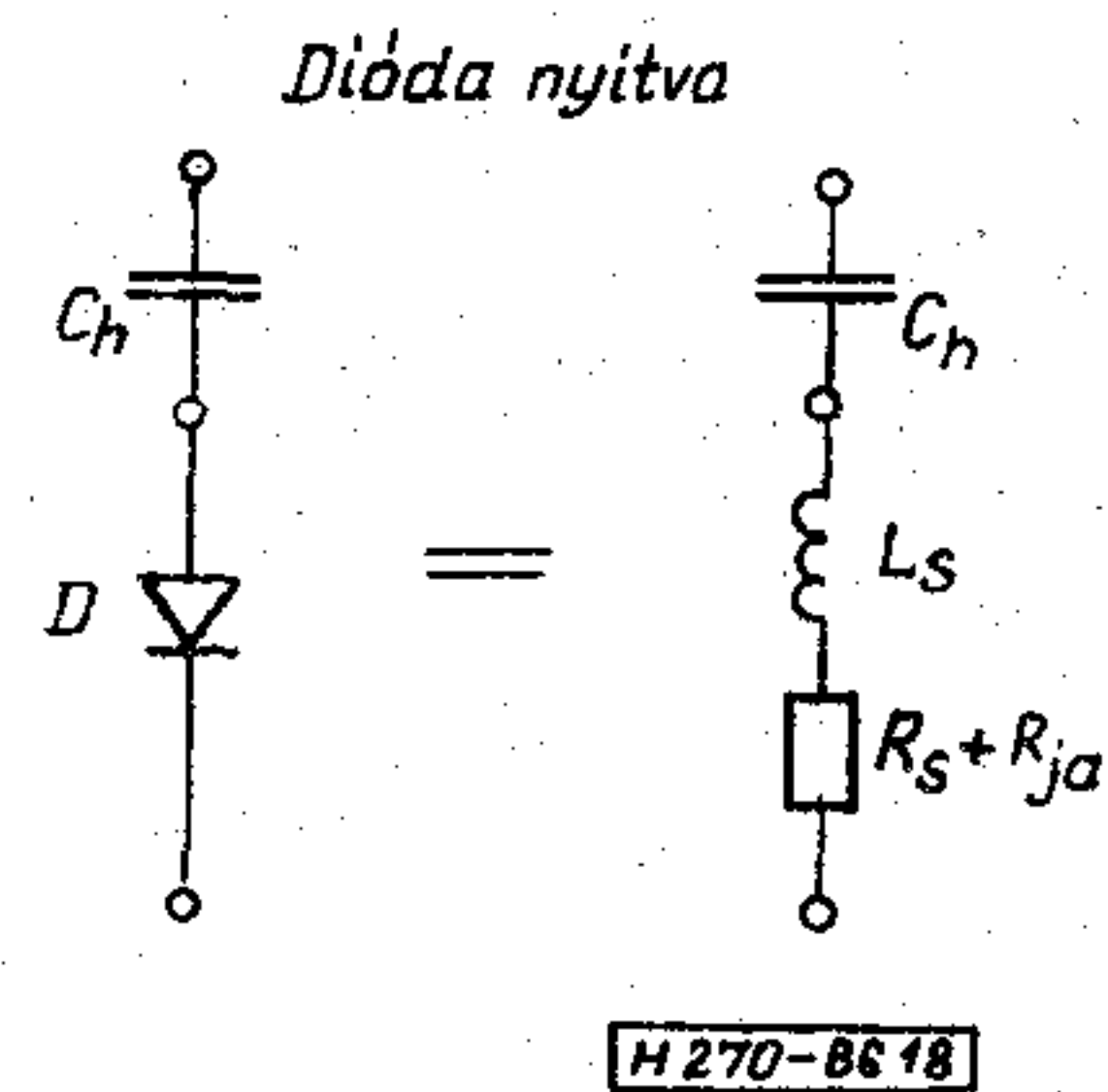
17. ábra. Optimális diódatávolság kétdiódás párhuzamos kapcsolónál

4.3 Hangolt kapcsolók

Jó tulajdonságú kapcsolónál az áteresztő és záró csillapítás minél nagyobb különbsége a cél. Ezt csak akkor lehet elérni, ha az alkalmazott kapcsolóimpedancia széles határok között változik. A diódaimpedancia reaktáns elemei a frekvencia növekedésével a nyitó- és záróimpedancia különbségének csökkenését eredményezik. Kézenfekvő az a megoldás, hogy a diódához megfelelően kapcsolt kiegészítő elemekkel kompenzáljuk a parazita elemek hatását. Néhány gyakrabban használt megoldás a következő:

1. A 18. ábra az egyik legegyszerűbb, párhuzamos diódás kapcsolóknál használt hangolási mód vázlatát mutatja. A C_h hangolókapacitás értéke olyan, hogy a nyitott dióda induktivitásával soros rezgőkört képezzen, a kívánt működési frekvencián:

$$C_h = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_s} \quad (14)$$



18. ábra. Hangolás soros kapacitással

A sávközépi frekvencián ekkor $Z_k = R_s + R_{ja}$, a zárócsillapítás pedig maximális:

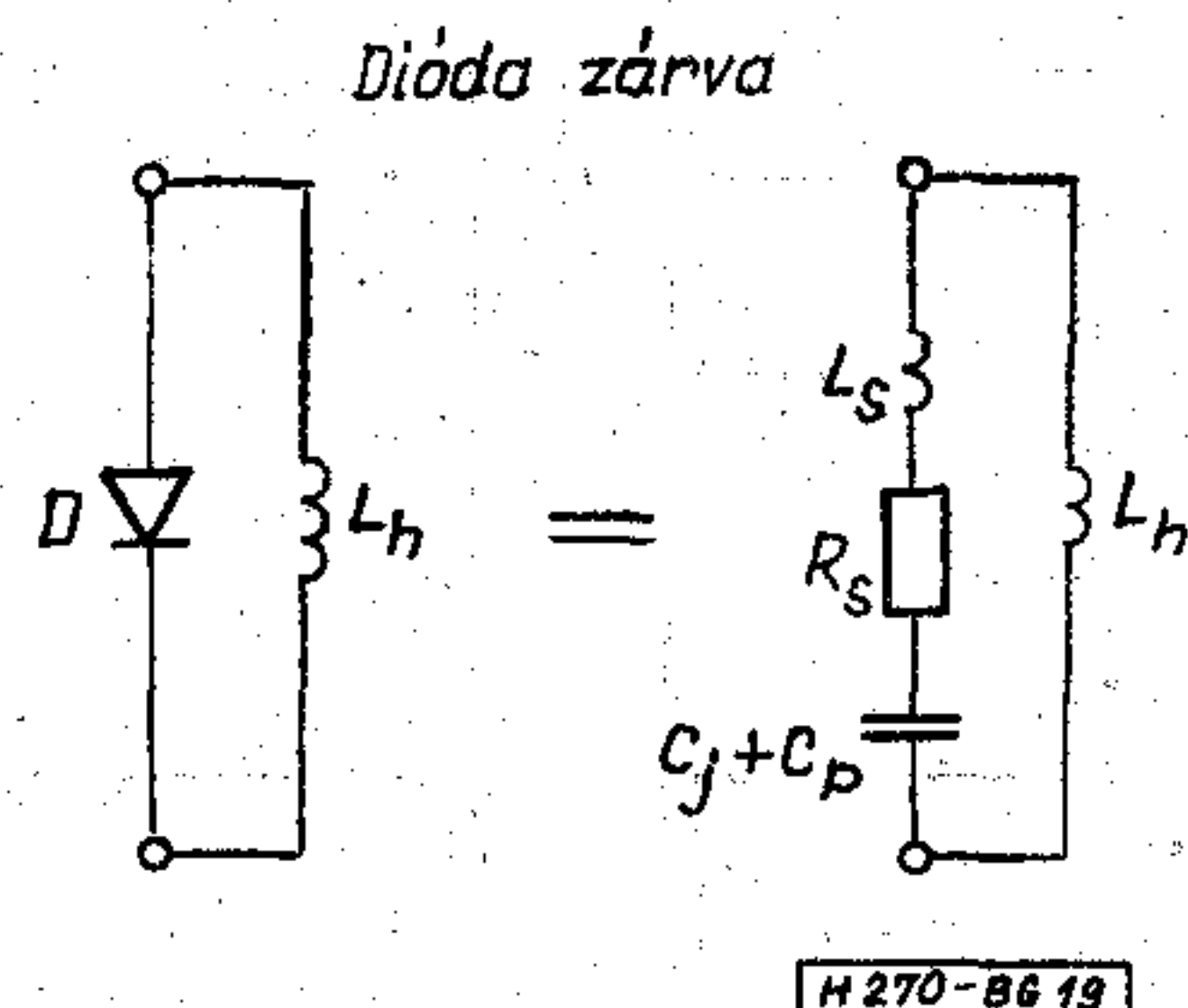
$$A_{pmax}^{[dB]} = 20 \lg \left(1 + \frac{Z_0}{2(R_s + R_{ja})} \right) \quad (15)$$

A zárócsillapítás 3 dB-es csökkenéséhez tartozó relatív sáv szélesség:

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{R_s + R_{ja}}{2\pi f_0 L_s} = 2\pi f_0 C_h (R_s + R_{ja}) \quad (16)$$

A hangolókapacitás az áteresztőcsillapítást nem befolyásolja lényegesen.

2. Soros diódás kapcsolóknál használható a 19. ábra szerinti hangolás. Az L_h hangolóinduktivitás a



19. ábra. Hangolás párhuzamos induktivitással

lezárt dióda kapacitásával párhuzamos rezgőkört alkot a kívánt frekvencián:

$$L_h = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 (C_j + C_p)} \quad (17)$$

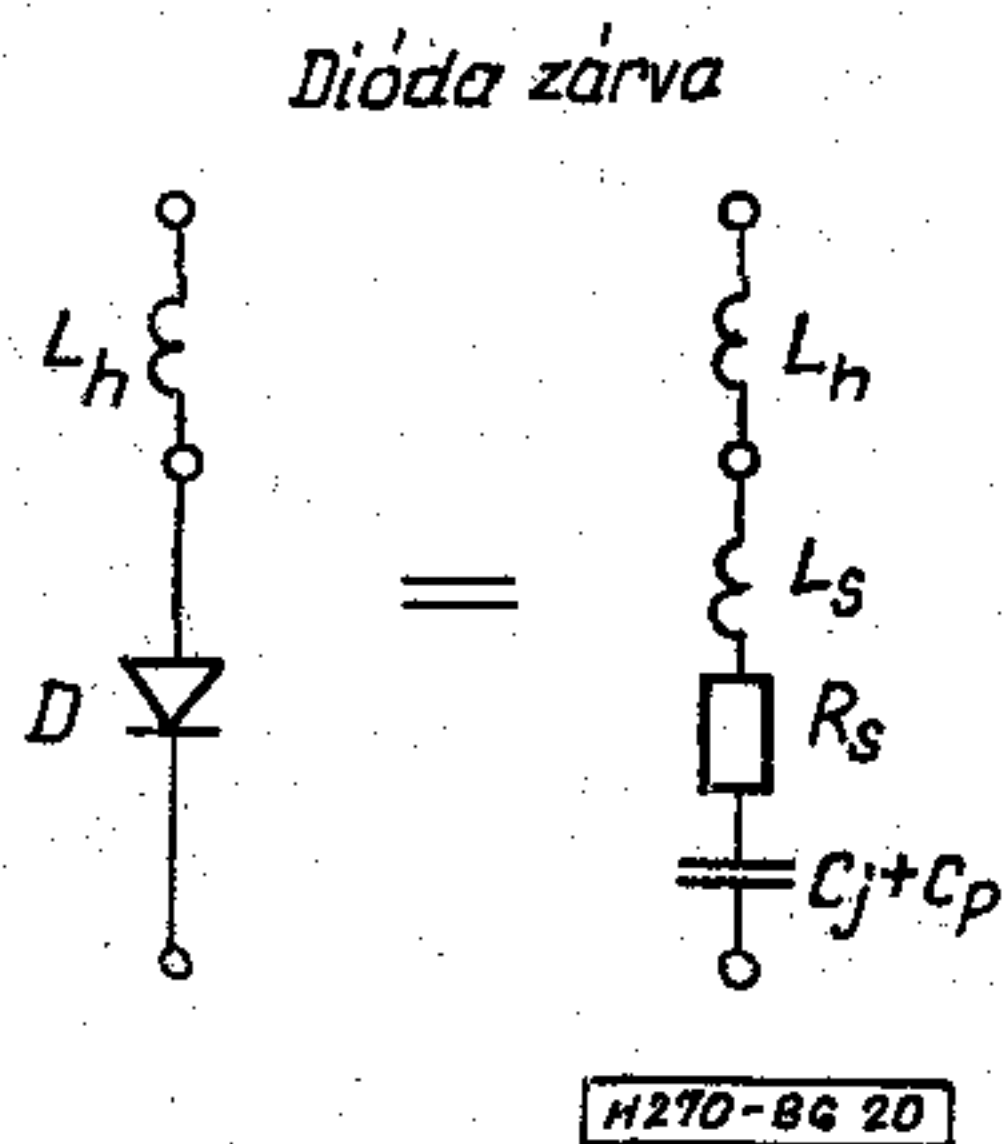
A rezonanciafrekvencián $Z_k = R_{jz}$, és a maximális zárócsillapítás ekkor

$$A_{s \max}^{[dB]} = 20 \lg \left(1 + \frac{R_{jz}}{2Z_0} \right) \quad (18)$$

A zárócsillapítás 3 dB-es csökkenéséhez tartozó relatív sávzélesség:

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2\pi f_0 (C_j + C_p) R_{jz}} = \frac{2\pi f_0 L_h}{R_{jz}} \quad (19)$$

3. Párhuzamos diódás kapcsolóknál néha használják a 20. ábra szerinti hangolást. Itt a zárt dióda kapacitásával és egy L_h soros induktivitással alkotunk rezgőkört. Most tehát a kapcsoló inverz üzem-



20. ábra. Hangolás soros induktivitással

módban dolgozik: zárt diódánál a kapcsoló is zár, nyitott diódánál pedig átereszt. A hangolóinduktívitás értéke:

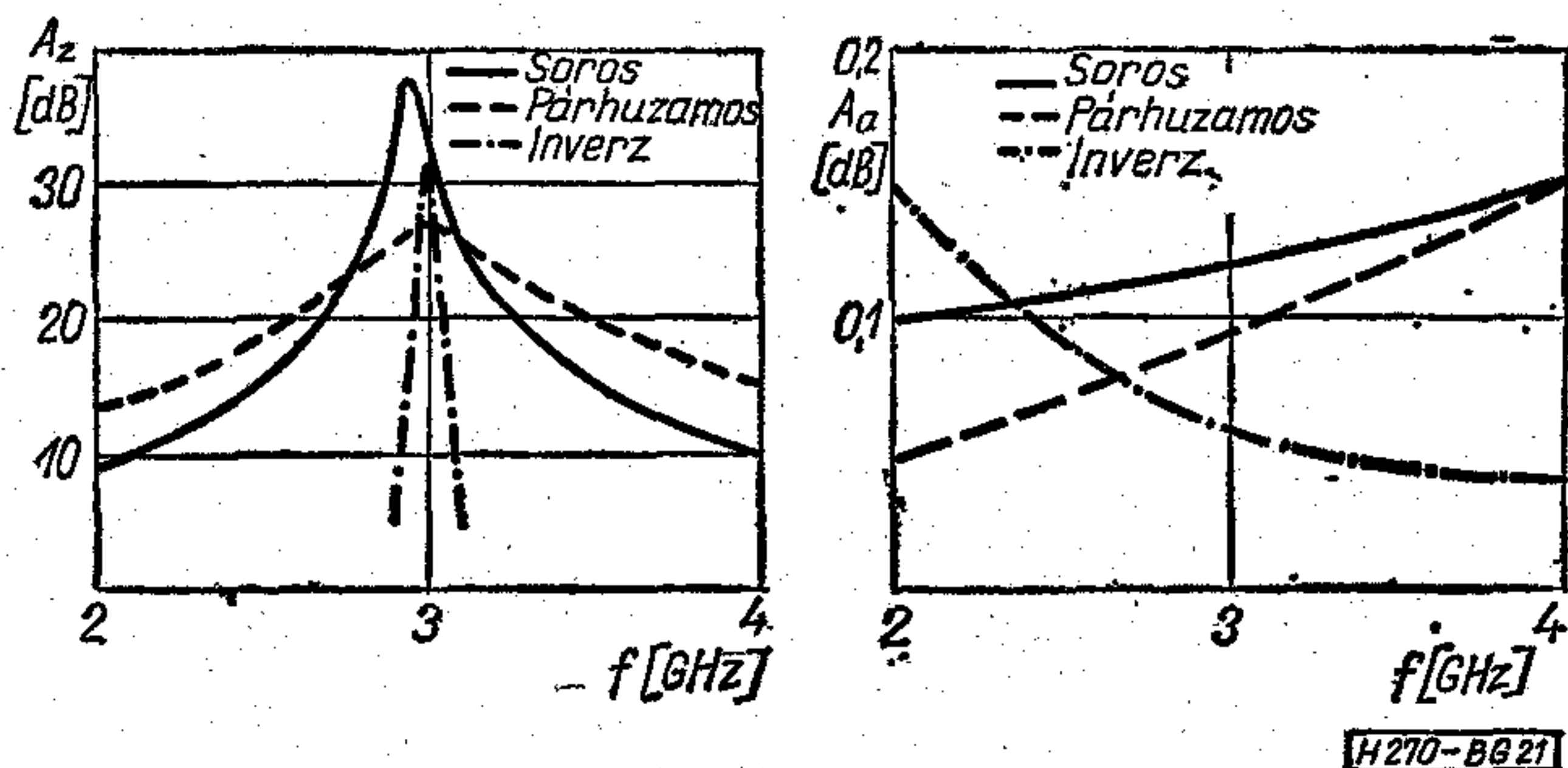
$$L_h = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 (C_j + C_p)} - L_s \quad (20)$$

Sávközépen a kapcsolóimpedancia $Z_k = R_s$, a maximális csillapítás pedig

$$A_{p \max}^{[dB]} = 20 \lg \left(1 + \frac{Z_0}{2R_s} \right) \quad (21)$$

A zárócsillapítás 3 dB-es sávzélessége:

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{R_s}{2\pi f_0 (L_s + L_h)} = 2\pi f_0 (C_j + C_p) R_s \quad (22)$$



21. ábra. Hangolt diódás kapcsolók csillapításkarakterisztikái

Mivel ebben az esetben az áteresztőcsillapítást a soros induktívitas határozza meg, ez a megoldás csak magasabb frekvenciákon használható.

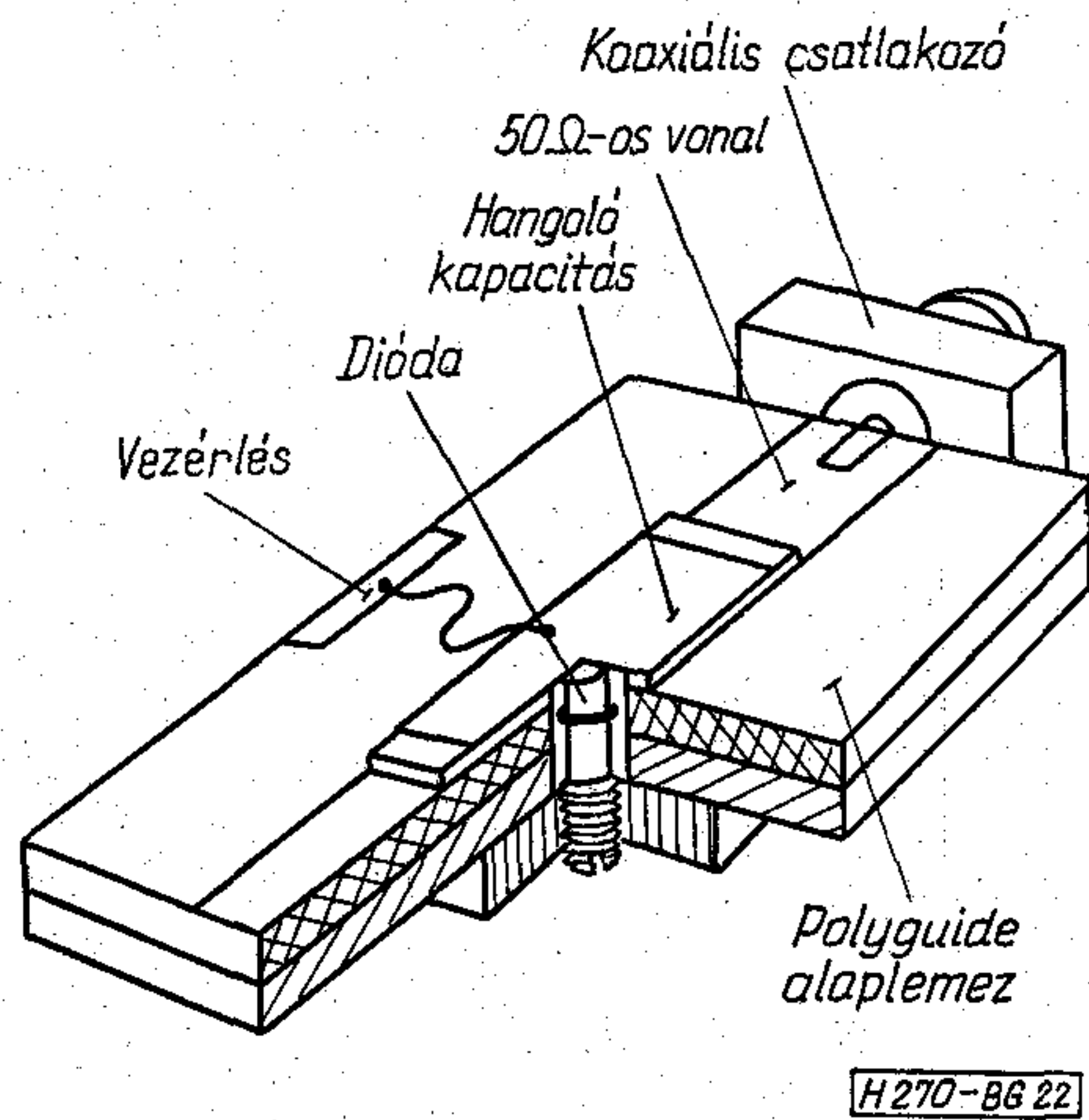
A hangolt diódás kapcsolók tulajdonságainak szemléltetésére a 21. ábrán az említett típusok csillapításkarakterisztikáját tüntettük fel, ugyancsak a HP 5082-3002 diódát véve alapul, a sávközépi frekvenciát pedig $f_0 = 3$ GHz értékűre választva.

5. Egydiódás kapcsoló tervezési szempontjai

Az egydiódás reflexiós kapcsolók jellemzőinek vizsgálata azt mutatja, hogy átlagos diódaparaméterek mellett a zárócsillapítás értéke és frekvenciamenete a leginkább meghatározó tényező a tervezés során. Ezért a kapcsolótípus (soros vagy párhuzamos dióda, hangolás) kiválasztásánál is főleg a zárócsillapítást vesszük figyelembe. A 15. ábrán feltüntettük egy adott diódára vonatkozóan a csillapítások frekvenciafüggését, amiből látható, hogy a hangolás nélküli esetben a soros és párhuzamos diódás kapcsoló egyaránt csak az alacsonyabb mikrohullámú frekvenciáig ad elegendően nagy zárócsillapítást. A hangolóelemek hiánya viszont az egészen alacsony frekvenciákon való működést is lehetővé teszi. Az összehasonlításból kitűnik az is, hogy alacsony frekvencián a soros dióda ad nagyobb csillapítást, a frekvencia növekedtével azonban a párhuzamos diódánál kapunk jobb eredményt. Abban a frekvenciasávban, ahol a hangolatlan kapcsoló használható, az áteresztőcsillapítás értéke igen alacsony.

Magasabb frekvenciákon az egydiódás kapcsoló csak hangolással ad jó eredményt. Ez viszont a korlátozott sávzélességet eredményezi. A 21. ábrán néhány egyszerűbb hangolási mód összehasonlítását tüntettük fel. Látható, hogy a párhuzamosan hangolt soros dióda nagyobb zárócsillapítást ad, mint a soros kapacitással hangolt párhuzamos dióda. Az utóbbi viszont szélesebb sávban használható. Az inverz működésű kapcsoló, mint azt már említettük, csak néhány magasabb frekvenciás alkalmazásban fordul elő, és nem is ad túl jó eredményt.

A kapcsolótípus ismeretében a megfelelő dióda kiválasztása a diódajellemzők (a helyettesítőkép



22. ábra. Egydiódás szalagvonalas kapcsoló

elemei) szerint, valamint a kapcsolni kívánt teljesítmény figyelembevételével történik.

Az alkalmazott tápvonal hullámimpedanciája is beleszól a csillapításba, és a kapcsolható teljesítménybe, értékét azonban csak indokolt esetben célszerű a csatlakozó tápvonalakétól eltérőre választani.

Az esetleges hangolóelemek értékét a (14), (17), (20) képletek szerint számíthatjuk, a pontos behangolás azonban általában méréssel való ellenőrzés segítségével történik.

Egy szalagvonalas konstrukciójú kapcsoló felépítését mutatjuk be a 22. ábrán. A $Z_0=50$ ohm hullámimpedanciájú vonalba párhuzamosan kapcsolódik a már említett HP 5082-3002 típusú dióda, amit soros kapacitással hangolunk a kívánt $f_0=1,3$ GHz frekvenciára. A hangolókapacitás értéke (14) szerint

$$C_h = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1,3^2 \cdot 10^{18} \cdot 0,4 \cdot 10^{-9}} = 37 \text{ pF}$$

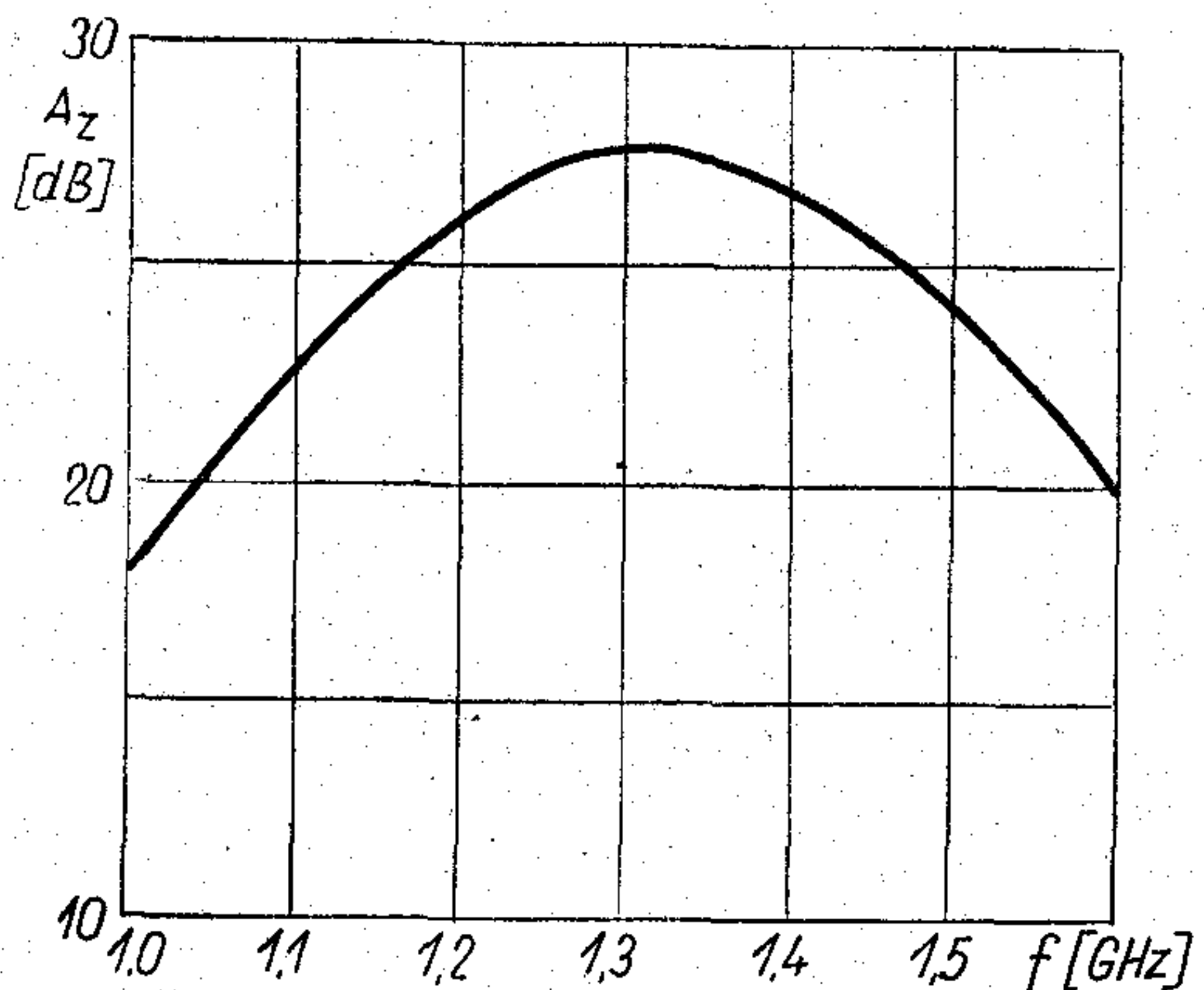
A sávközépi zárócsillapítás (15) szerint

$$A_{pmax}^{[dB]} = 20 \lg \left(1 + \frac{50}{2(0,6 + 0,6)} \right) = 27 \text{ dB}$$

A (16) képlettel számítható sávszélesség

$$2\Delta f = \frac{0,6 + 0,6}{2\pi \cdot 0,4 \cdot 10^{-9}} = 470 \text{ MHz}$$

A megépített kapcsoló zárócsillapításának frekvenciamenete a 23. ábrán látható. Az áteresztőcsillapítás 2 GHz-ig kisebb, mint 0,3 dB.



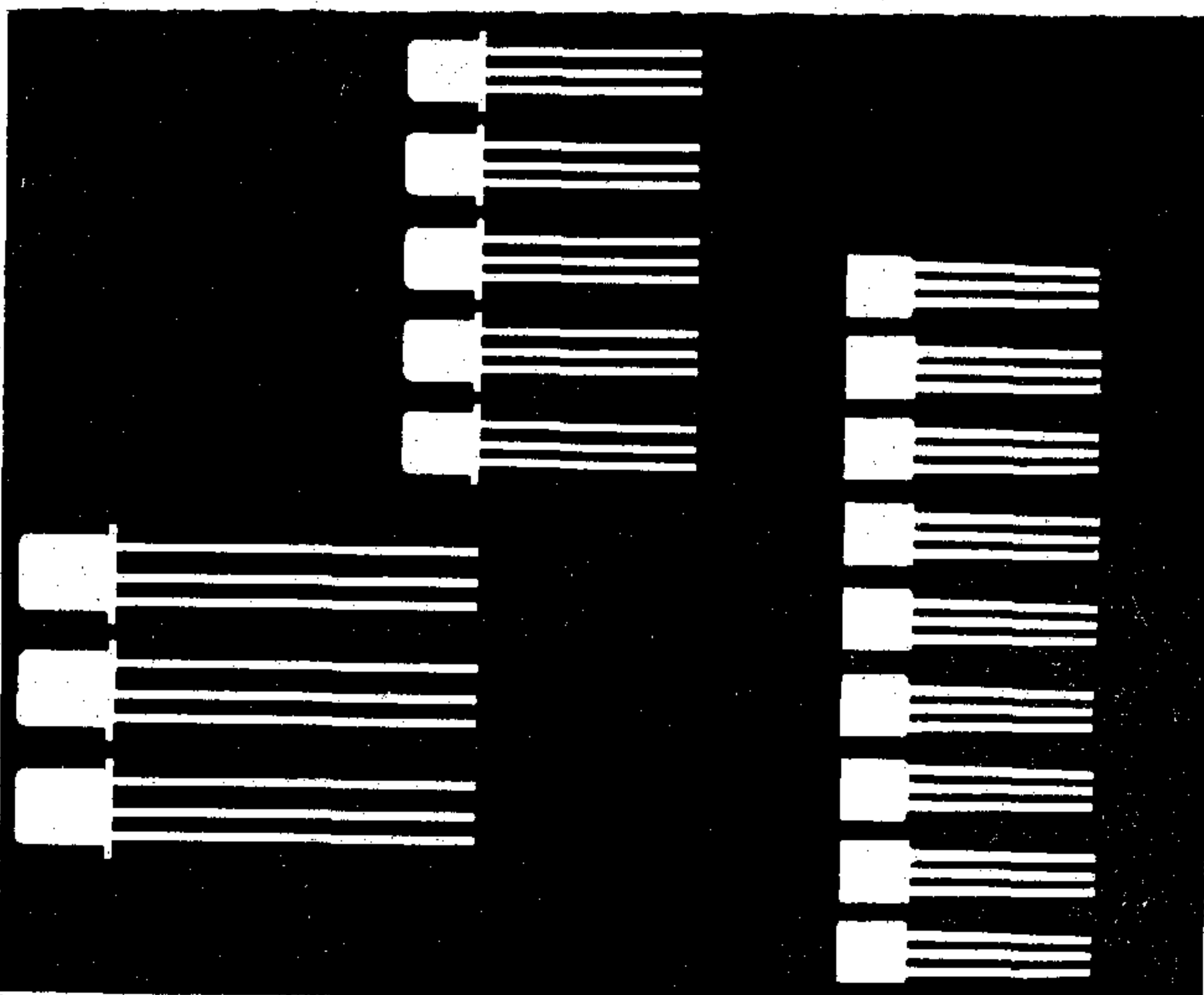
H 270-BG 23

23. ábra. Szalagvonalas kapcsoló zárócsillapítása

A szerző köszönetét fejezi ki dr. Kása Istvánnak a munkájában nyújtott értékes segítségért.

IRODALOM

- [1] Watson: Microwave Semiconductor Devices and Their Circuit Applications. McGraw Hill, 1969.
- [2] Applications of PIN Diodes. Hewlett Packard Application Note 922.
- [3] The PIN Diode. Hewlett Packard Application Note 904.
- [4] Csurgay, Youla: Design of Optimum Imbedding for two State Devices Subject to Power Limitations. Kézirat.
- [5] Csurgay Á.—Markó Sz.: Mikrohullámú passzív hálózatok. Tankönyvkiadó, 1965.
- [6] Balla G.: PIN-diódás mikrohullámú kapcsoló. Diplomaterv, 1971.



Sokoldalú a modern félvezető-alkatrészek alkalmazási területe. Bő gyártmányválasztékot készítünk és szállítunk: integrált áramköröket a rádió- és TV-készülék gyártáshoz, TTL- és MOS-áramköröket a számítógépipar részére, gyors működésű diódákat, egyenirányítókat 250 A-ig és szilícium-tranzisztorokat az ipar és a szórakoztató elektronika számára SF 121/123 planár-tranzisztorok széles sávú és nagyfrekvenciás erősítőkhöz (600 mW, 20-66 V)

SF 126/129 epitaxiális planár-tranzisztorok széles sávú erősítőkhöz és közepesen gyors kapcsolóként (600 mW, 33-120 V)

SF 131/132 planár-tranzisztorok széles sávú erősítőkhöz és gyors kapcsolóként (300 mW, 20/40 V)

SF 136/137 epitaxiális planár-tranzisztorok nagyfrekvenciás erősítőkhöz (300 mW, 20/40 V)

SC 206/207 műanyagházas kisfrekvenciás tranzisztorok (200 mW, 20 V)

SF 225 epitaxiális planár-tranzisztorok műanyagházban nagyfrekvenciás erősítőkhöz, valamint előkörökhöz és KF-fokozatokhoz

SF 235 epitaxiális planár-tranzisztorok műanyagházban nagyfrekvenciás erősítőkhöz és URH-előfokozatokhoz

SF 240/245 műanyagházas nagyfrekvenciás tranzisztorok szabályozott és nem szabályozott TV KF-erősítő fokozatokhoz

SF 150 planár-tranzisztor video-végfokozathoz

Kérjen tájékoztatást a részletes műszaki adatok és az egyedi szállítási lehetőségek felől. Tapasztalt szakmérnökök adnak tanácsot az összes alkalmazási kérdésben.

Szilícium tranzisztorok az ipar és a szórakoztató elektronika számára

Exportálja az

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

RET

electronic

Tájékoztatást nyújt az
NDK Magyarországi
Nagykövetsége
27. Kereskedelem-
politikai Osztály
Budapest XIV.,
Népstadion út 101-103

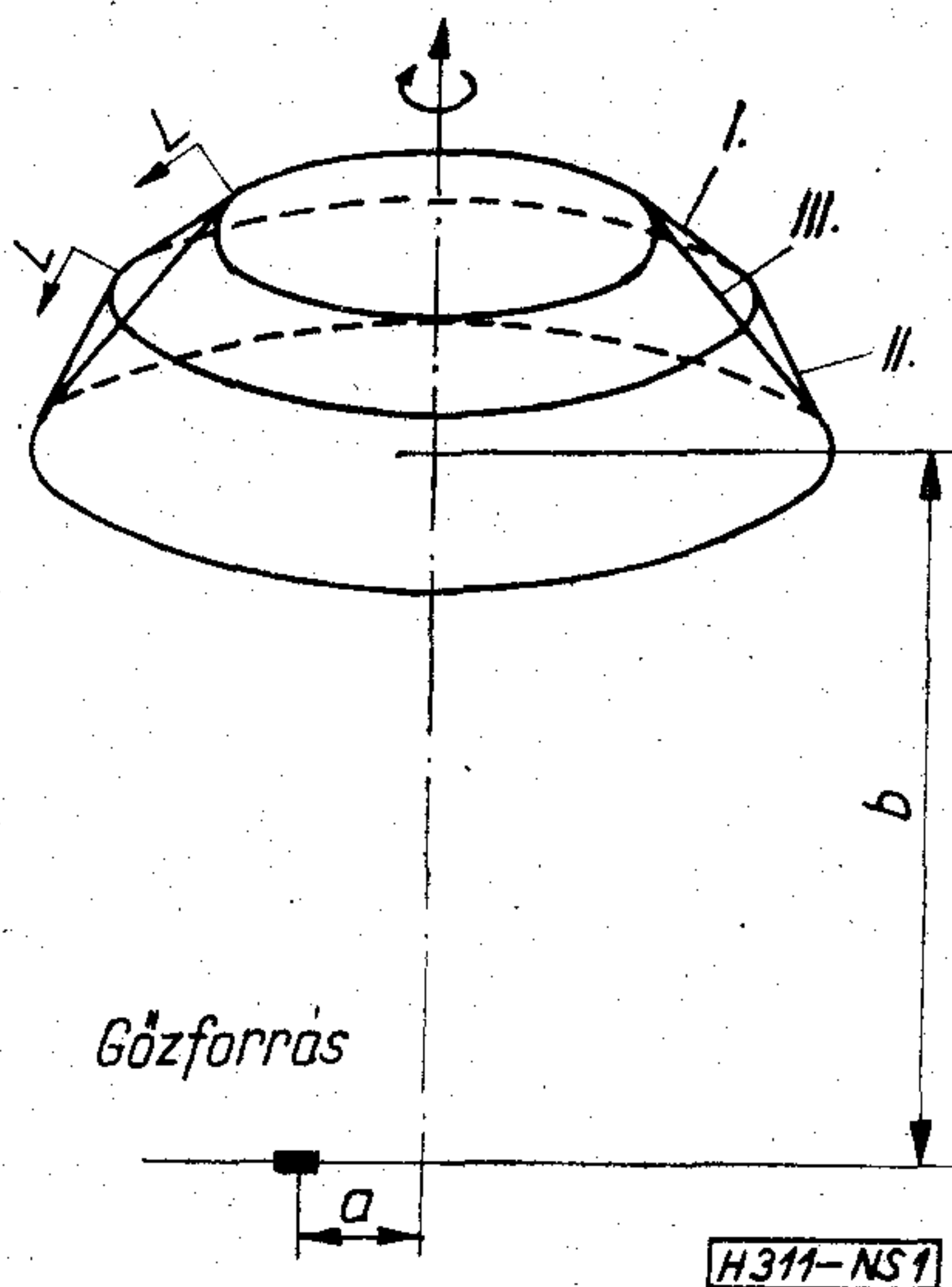
Párolgatott ellenállsrétegek pontosságának növelése

ETO 621.316.849:621.793.14

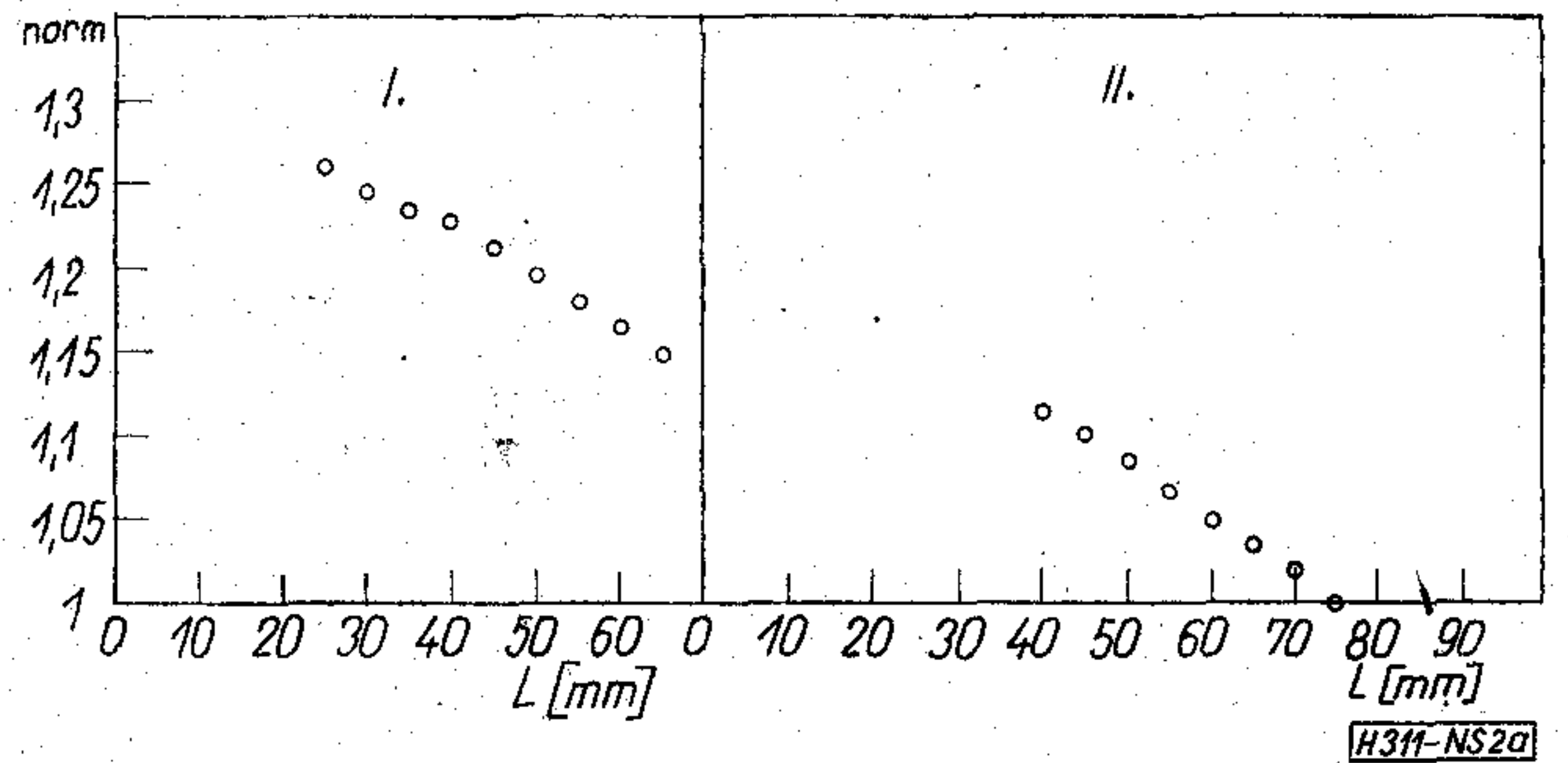
A vékonyréteg technikával előállított ellenállások gyártási pontosságát és a kihozatalt igen erősen befolyásolja az előállított réteg négyzetes ellenállása. Korábbi közleményünkben [1] összefoglaltuk a négyzetes ellenállás értékét befolyásoló tényezőket. A réteg előállítása során ezeket kell kézben tartani ahhoz, hogy megfelelő pontosságú és reprodukálható ellenállásokat, illetőleg ellenálláshálózatokat készíthessünk.

Részletesebben foglalkoztunk a rétegvastagság kérdésével és ezt két alapvető szempontból vizsgáltuk. Egyrészt az egymás utáni párolgatások során a rétegvastagság mennyire reprodukálható, másrészt a párolgatási folyamaton belül, a gőztérben különböző helyen levő hordozókon kialakuló réteg vastagsága milyen mértékben változik. A rétegvastagság tényleges eloszlásának vizsgálatára kísérleteket végeztünk, ugyanakkor az adott geometriájú elrendezésre (1. ábra) meghatároztuk az elméleti rétegeloszlást is számítógépes program segítségével. A karusszel két csonkakúpfelületén (1. ábra. I. és II.) elhelyezkedő hordozókon a rétegvastagság eloszlását mutatja be a kísérleti adatok alapján a 2a ábra. Mint korábbi cikkünkben már bemutattuk, az elméleti számítások és a kísérleti adatok alapján nyert eloszlásgörbék erősen eltérnek egymástól, de elméletileg is indokolható módon a kísérleti adatok kisebb szórásúak, ami kedvező számukra. Látható azonban, hogy még a kísérleti adatok is jelentős rétegvastagságbeli szórást mutatnak, ezért egyenletes gyártás így nem valósítható meg.

Beérkezett: 1974. V. 21.



1. ábra. A karusszel és a gőzfórrás helyzetének vázlata (a hordozók az I. és II. csonkakúpfelületek mentén helyezkednek el)

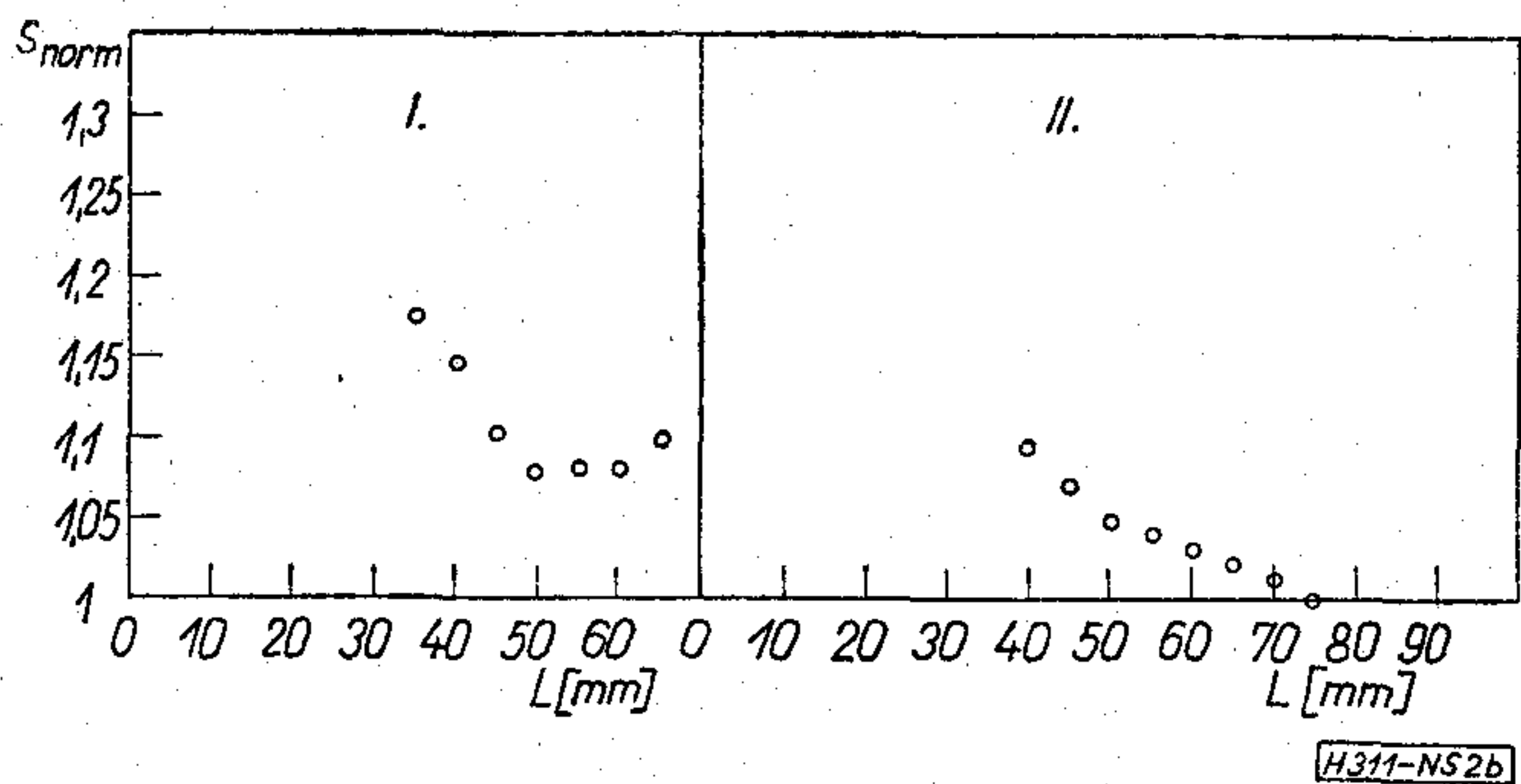


2a ábra. A normalizált rétegvastagság változása a karusszel mentén, takarólemez nélkül

A párolgatott réteg egyenletes vastagságát azáltal kívántuk biztosítani, hogy a hordozókat körpályájuk bizonyos ívén a gőzfórrástól takarólemez segítségével leárnyékoljuk. Ezt a takarólemezt úgy terveztük, hogy az árnyékolás a minimális párolgatási vastagságot adó körív mentén ne takarja a forrást, másutt a takarás végül is azonos rétegvastagságot eredményezzen. A takarólemez tényleges megtervezése igen sok számítási művelettel járó folyamat: egy-egy körív mentén a kívánt pontosságtól függően több bonyolult, csak numerikusan meghatározható integrált kell kiszámítani. Ezért a takarólemezt számítógép segítségével terveztük, ahol a kiinduló eloszlást a kívülről bevitt mérési adatok jelentik. Az említett [1] közleményünkben bemutattuk a számítógépes program tömbvázlatát és a számítógép által megtervezett takarólemez alakját is.

Takarólemez alkalmazásával elért eredmények

Különböző geometriai elrendezéseknél (a forrás és a karusszel egymáshoz viszonyított helyzetének változtatásával) többször megismételtük a rétegvastagság eloszlásának kísérleti meghatározását alapesetben, takarólemez nélkül. Az így nyert kísérleti adatok alapján a számítógépes program segítségével megterveztük a takarólemezt. Ezután újabb, takarós párolgatással és az így nyert rétegek vastagságeloszlásának mérésével ellenőriztük a takarás eredményét. Egyik ilyen vizsgálatunk mérési adatait a 2b ábrán mutatjuk be. Az egyszerűbb összehasonlítási lehetőség érdekében az összes ábrán — a vastagsággal közelítőleg arányos — vezetőképességet ábrázoltunk, a takarólemez-tervezés szempontjából a minimális vezetőképesség értékre normalva. A gőzfórrás és a karusszel kölcsönös helyzetét jellemző adatok az 1. ábrának megfelelően: $a=10$ cm, $b=34$ cm.

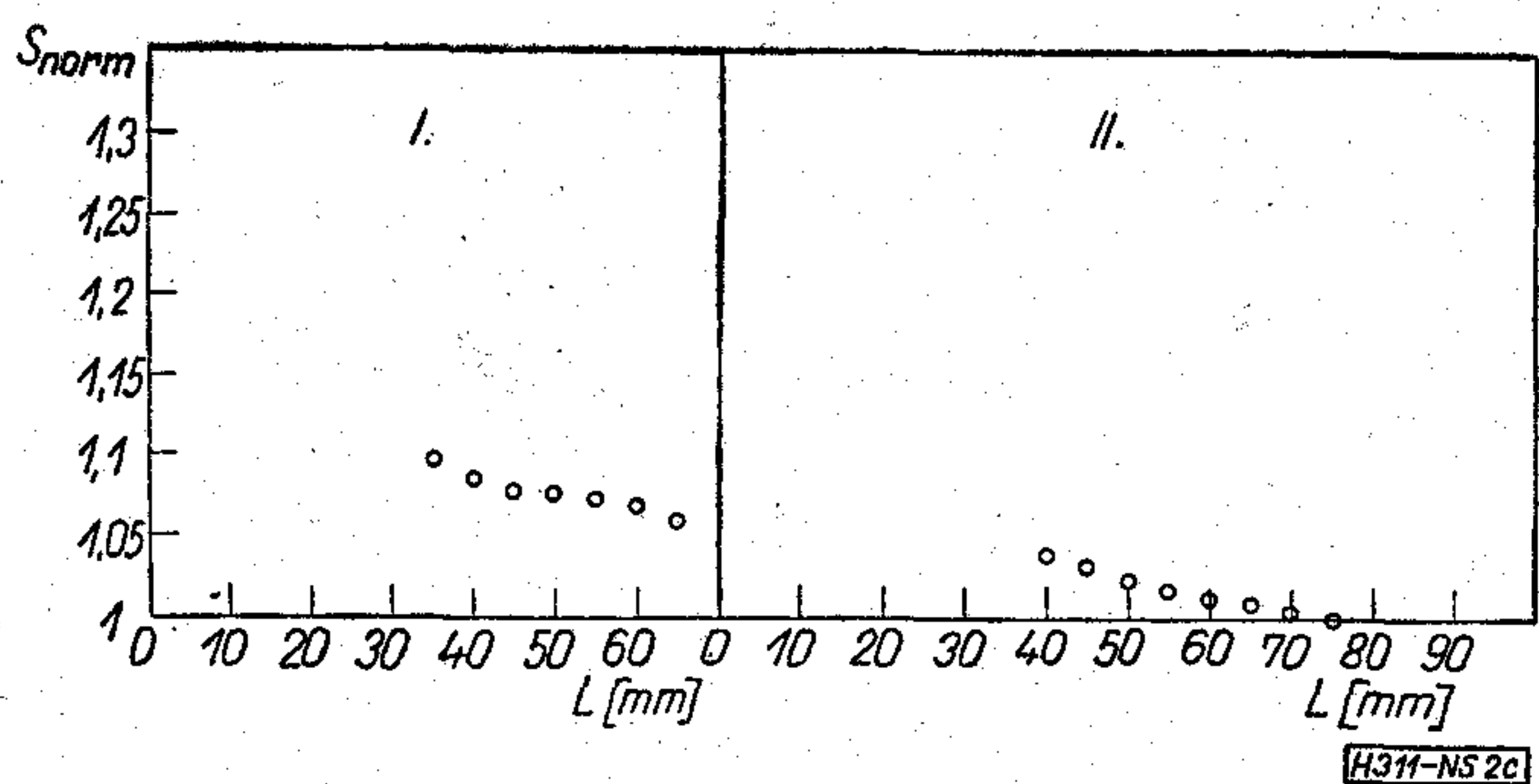


2b ábra. A számítógépes programmal tervezett takarólemezt alkalmazva

Az ábra eredményei alapján látható tehát, hogy a takarólemez hatására a párologtatott réteg vastagságbeli homogenitása lényegesen javult. Más geometriai elrendezések esetén is a javulás hasonló mértékű volt, így az ábrán látható eredmény tipikusnak tekinthető.

A kívánt rétegeloszlást biztosító takarólemez végleges alakja nem egyszeri tervezés eredménye. Mint ahogy az várható volt — és előző közleményünkben is jeleztük — a megfelelő gyártási kihozatalhoz szükséges pontosságot egy lépésben nem sikerült biztosítani. Az első megtervezett takarólemezzel szerzett tapasztalatok lehetővé teszik azonban az újabb takarás pontosabb megtervezését, és erre az újratervezésre is fel lehet használni az eredeti számítógépes programot. Mindemellett lényegesen egyszerűbb és tapasztalataink szerint megfelelő pontosságot ad az a módszer is, hogy bonyolult összefüggések helyett az újratervezésnél már lineáris közelítést alkalmazunk és a takarólemez méreteit eszerint módosítjuk. Ezzel a módszerrel újratervezett takarólemez alkalmazásával nyert rétegvastagság eloszlási képet a 2c ábra mutatja. Tehát a többszöri újratervezéssel sikerült a geometriai elhelyezkedésből származó hibát jelentősen lecsökkenteni (értéke kisebb mint $\pm 5\%$).

Az általunk alkalmazott elrendezés esetén a takarólemez újratervezése által történő pontosságnövelésnek az szabott határt, hogy nem volt kielégítő a takarólemez és a karusszel közötti visszahelyezési (illesztési) pontosság (maximálisan ± 5 mm az alkotó irányában). Pontosabb mechanikai megmunkálás és robusztusabb felépítés esetén azonban a pontosság még jelentősen növelhető.



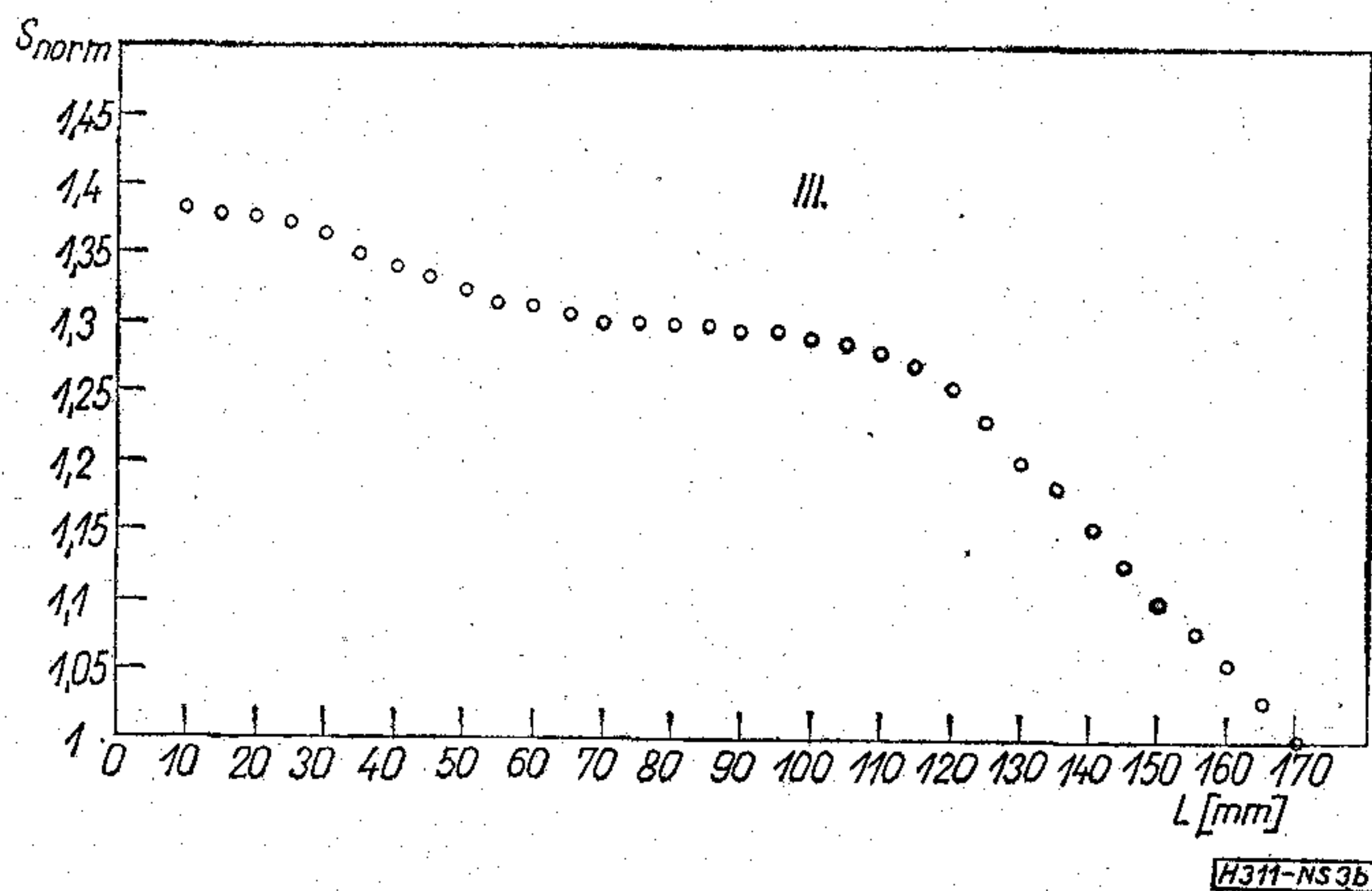
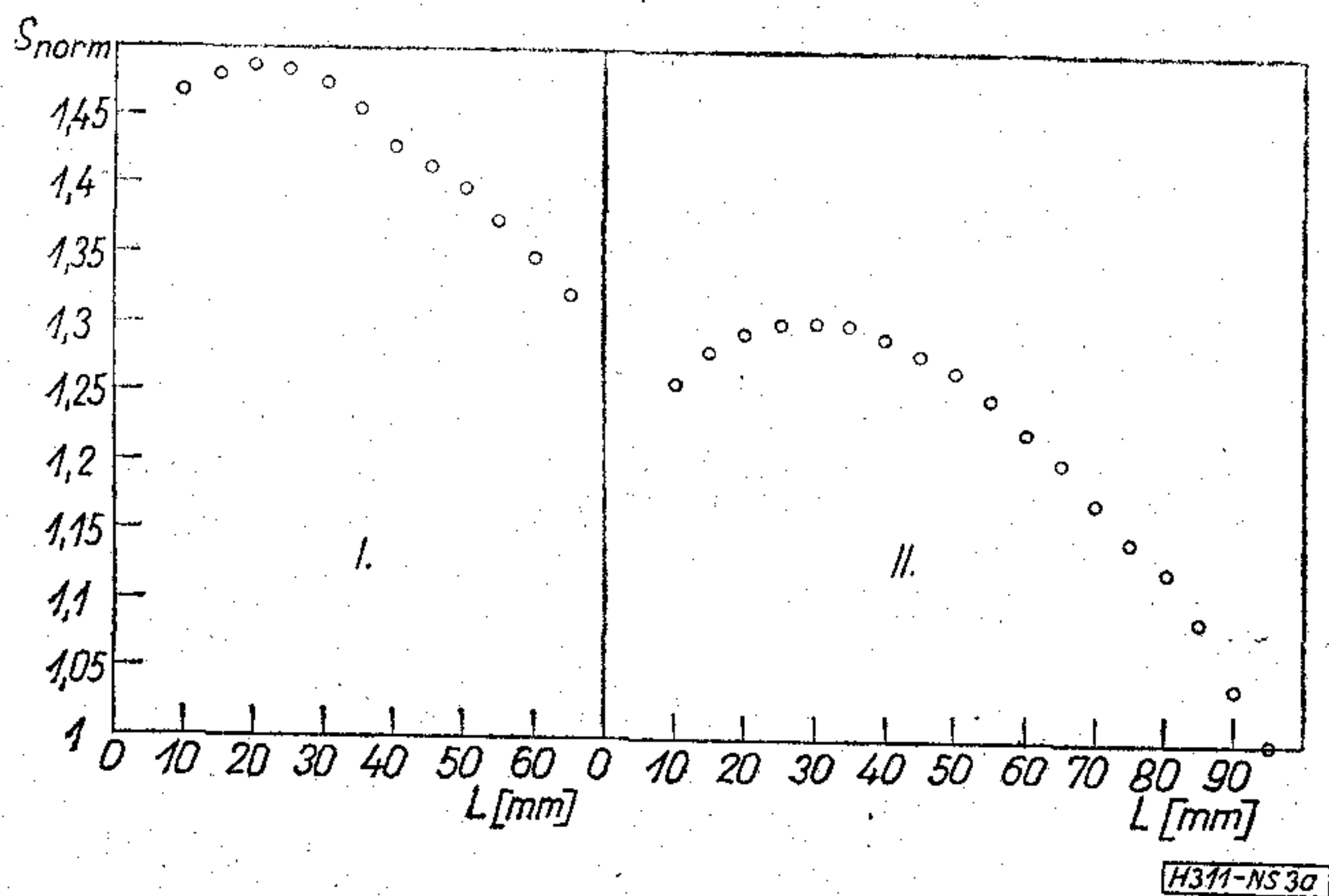
2c ábra. Módosított takarólemezt alkalmazva

A karusszel-geometria és a takarásos módszer kapcsolata

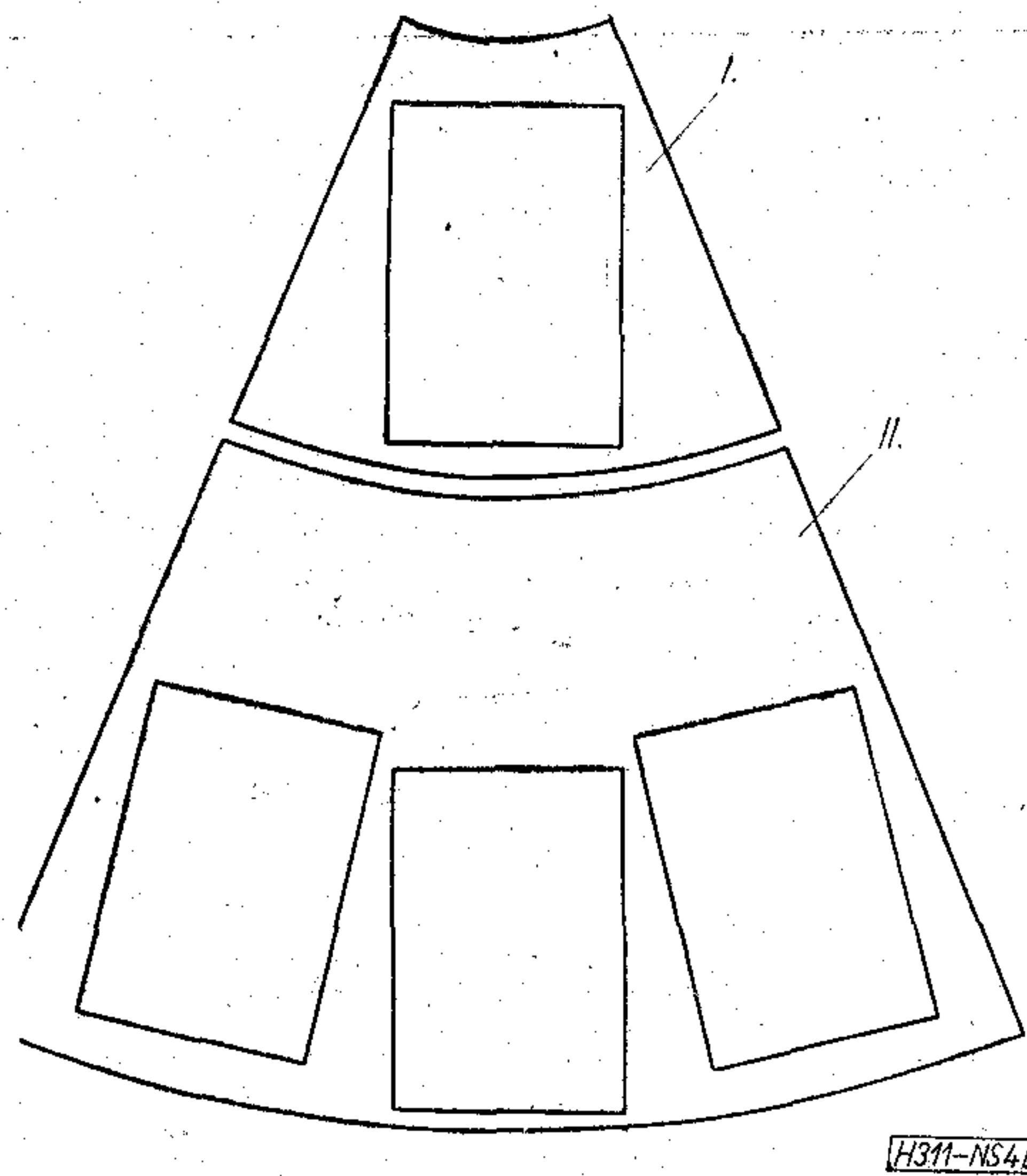
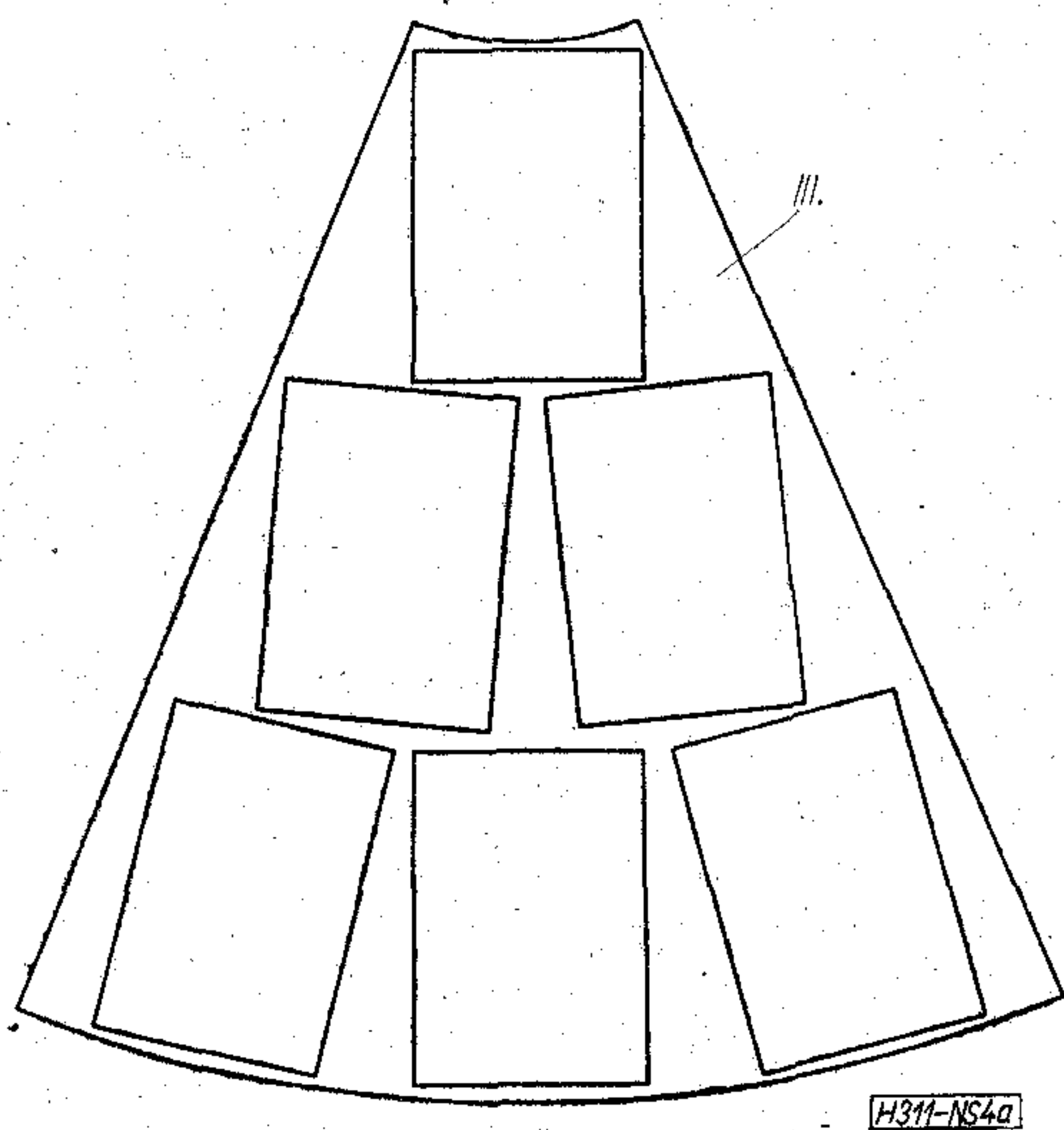
A karusszel és a takarólemez mechanikai illesztésének nehézségeit nagymértékben növelte és ugyanakkor a számítógépes tervezést is bonyolultabbá tette az a tény, hogy a hordozók két, egymásba csatlakozó csonkakúp felületen helyezkednek el, azaz a karusszel kontúrvonala megtörik.

A kettős csonkakúp indokoltnak látszik abban az esetben ha arra törekszünk, hogy a forrás és a hordozó kölcsönös helyzete minél jobban megközelítse a szimmetrikus, gömbszerű elrendezést. A könnyebb mechanikai kialakíthatóság érdekében azt a gömbsüveget amelynek felületén a hordozókat el kellene helyeznünk két csonkakúppal közelítjük. Amennyiben azonban egyéb okok (a gőzölő berendezés vákuumterének belső adottságai) arra kényszerítenek, hogy a gömbszimmetriáról lemondjunk (az 1. ábra alapján $a \neq 0$ eset) a kettős kúp felület előnye igen kérdésessé válik.

E kérdés további vizsgálatára újabb párologtatási kísérleteket végeztünk, hogy összehasonlítsuk a kettős és egyszerű kúp felületen adódó rétegvastagság-eloszlást, a lehetőség szerint azonos geometriai viszonyok között. A két különböző módon elhelyezett hordozón a rétegvastagság eloszlására jellemző mérési adatok a 3a és a 3b ábrán láthatók. Az ábra alapján megállapítható, hogy az adott esetben az egyszerű kúp felület mentén még kedvezőbb az



3. ábra. A normalizált rétegvastagság változása a karusszel teljes magassága mentén. a) az I. és II. kettős csonkakúp felületen; b) a III. egyszerű csonkakúp felületen (az 1. ábrának megfelelően)



4. ábra. A karusszel helykihasználása: a) egyszeres csonkakúpfelületen; b) kétszeres csonkakúpfelületen (az 1. ábrán feltüntetett I., II. illetve III. felületek 1/8-a síkba terítve)

eloszlás, azaz homogénebb a rétegvastagság, mint a kettős kúpfelületnél.

A kettős kúpfelület alkalmazása ellen szólhat még az a tény is, hogy itt kedvezőtlenebb a helykihasználás, mivel adott hordozó és karusszelméret esetén a két kúpfelület találkozásánál jelentkező törésvonal szükségszerű helykiagyást okoz az alkotó mentén behelyezhető hordozók között. Egyszerű kúpfelület esetén elmarad a törésvonal, tehát több hordozó helyezhető el, amint azt a 4a és 4b ábra is mutatja. Az ábrán a kétfajta karusszel 1/8-ának síkban kiterített képe látható 60×40 mm-es hordozókkal a lehető legsűrűbben beborítva.

A továbbiakban az egykúpos elrendezésre vonatkozó kísérletsorozatot kívánjuk folytatni. Első lépésként érdemesnek látszik az adott nem szimmetrikus elrendezésre először elvi úton, számítógépes program segítségével meghatározni a leghomogénebb eloszlást biztosító kúpszöveget. Az így kapott kúp-

felületnél a rétegeloszlás homogenizálására újabb kísérletsorozatba kezdünk majd megtervezzük a szükséges takarólemezt. Az eddigi tapasztalataink alapján azt reméljük, hogy 2–3-szoros takarólemez újratervezéssel 1%-os pontosságot sikerül biztosítani. Véleményünk szerint ennél nagyobb párologtatási pontosság elérésére törekedni nem érdemes, mert részben az egymás utáni párologtatások reprodukálási hibája ennél nagyobb, másrészt normál méretű (30 mm×40 mm-es, vagy annál nagyobb) síklapú hordozó esetén már hasonló nagyságrendű hibát okoz az, hogy a hordozólemez szélei nagyobb sugarú körpályán mozognak mint a lemezek középpontja.

IRODALOM

- [1] Nulchis Lné.—Ripka G.—dr. Szilágyi M.: Vékonyréteg ellenállások pontosságának egyes kérdései; Finommechanika — Mikrotechnika, 12. évf. 10—11. szám.

SZEMLE

A brnói vásár idején a KOVO, Csehszlovák Külkereskedelmi Vállalat és a BUDAVOX Híradástechnikai Külkereskedelmi Rt. két szerződést írt alá híradástechnikai berendezések szállítására mintegy 30 millió Rbl értékben. Az egyik szerződés, melynek értéke 4 millió Rbl, a Ceskie Budejovicei ARM típusú tranzit központra vonatkozik, mely már a negyedik ilyen típusú központ, melyet a Csehszlovák Posta részére szállít a Budavox. Ez gyakorlatilag azt jelenti, hogy a Csehszlovák Posta a svéd LM Ericsson licensze alapján a Budavox által szállított berendezések mellett döntött az or-

szágos tranzithálózat kiépítésére, ami további hasonló típusú központok szállítását vonja maga után.

A másik, ennél lényegesen nagyobb volumenű szerződés egy 1980-ig terjedő hosszú lejáratú megállapodás átviteltechnikai berendezések szállítására vonatkozólag 25 millió Rbl értékben. A Csehszlovák Posta a Budavox által szállítandó 300, 960 és 2700 csatornás koaxiális kábeleken üzemelő berendezésekből kívánja felépíteni országos gerinchálózatát. (Budavox, 41)

Akusztikus felületi hullámszűrő- struktúrák vizsgálata

ETO: 534.28:621.372.543.2

Mint ismeretes az integrált áramköri technikában induktivitás előállítására — a technológiai sajátosságok folytán — csak igen ritkán kerülhet sor. Következésképpen az egyes áramkörökhöz szükséges szűrő és késleltető elemeket vagy aktív áramkörökkel valószínűsítik meg, vagy kívülről csatlakoztatják. Az akusztikus felületi hullámok (AFH) gerjesztési és terjedési tulajdonságainak felhasználása új lehetőségeket nyitott meg az integrálható szűrők, késleltető vonalak, és más funkcionális eszközök megvalósítása terén [1, 2].

A felületi hullámok ún. inhomogén síkhullámok. Amplitúdójuk a terjedési felület közelében maximális és exponenciálisan csökken a test belseje felé mutató irányban [3].

Az AFH eszközök alapanyagaként főleg piezoelektromos anyagok jöhetnek számításba, mert ezeken a legegyszerűbb a felületi hullámok gerjesztése az ún. interdigitális (ID) átalakítók segítségével.

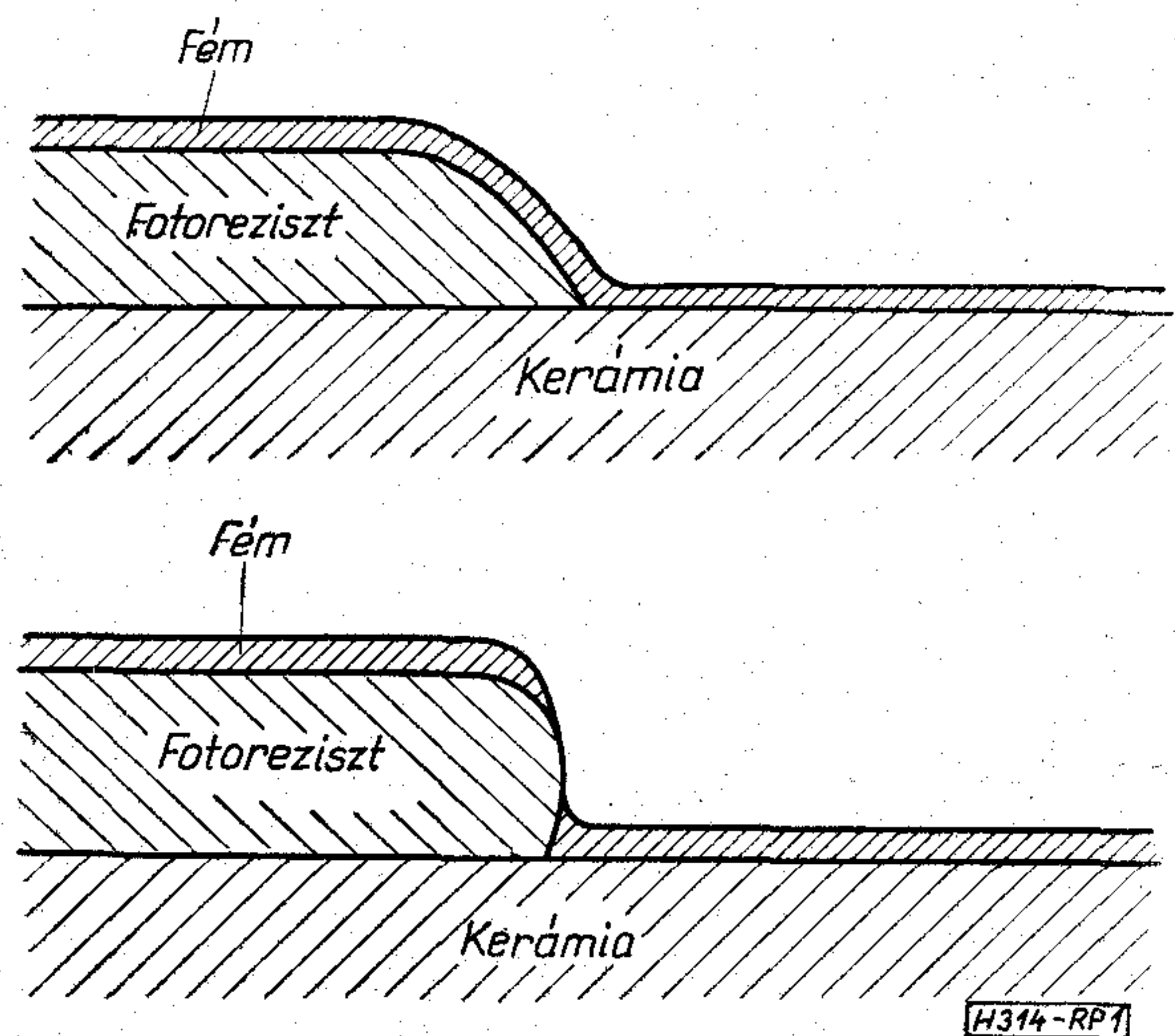
Jelen dolgozat piezokerámiákon kialakított AFH sávszűrő struktúrák impedancia-viszonyainak és átviteli tulajdonságainak kísérleti vizsgálatával foglalkozik. Nem térünk ki részletesen az AFH eszközök általános ismertetésére, mert az a kiterjedt nemzetközi irodalmon [4] kívül ezen folyóiratban is ismertetésre került [5]. Tekintettel a minta készítési technológiai fontosságára a kísérleti eredmények ismertetése előtt összefoglaljuk annak főbb lépéseit.

1. Szűrőstruktúrák készítési technológiája

Az eszközök alapanyaga a FIM Kőbányai Porcelángyár által előállított piezoelektromos ólomcirkónát-titanát (PZT) kerámia. Az ID fémelektrodákat polírozott kerámiafelületre kell felvinni. Ehhez a szokásos fotolitográfias technikát kívántuk alkalmazni.

A fémelektrodák marással történő kialakítása a pórusos kerámia felületen nem lehetséges a félvezető technikában szokásos módon. Fotolakkos fedésnél és kémiai marásnál ugyanis, a marószert a kerámia kapillárisaiba felszívódva, a fedett részeket belülről megtámadja. Ezért a fordított módszert alkalmaztuk. A felületen megfelelő maszk segítségével fotoreziszt-lakkból kialakítottuk a kívánt ábra negatívját. Ezután fémeztünk, majd a lakkot oldószerével eltávolítva megkaptuk az elektródarendszert.

Ahhoz, hogy kis méreteknél (magasabb frekvenciákon működő eszközök) is megfelelő minőségű rajzolatot nyerjünk, az eljárás részleteit is megfelelően kellett módosítani. Így olyan fotoreziszt-lakkot alkalmaztunk, amelynek nedvesítési szöge nagy a kerámia felületén. Ekkor a kialakított „lépcső” mentén a kioldáskor felszakadó fémréteg egyenes, határozott vonalat képez — 1. ábra. Erre igen alkalmasak a Shipley-cég pozitív fotolakkjai: az 1350 és az 1350 H. Szükséges továbbá, hogy a fémréteg vastagsága lényegesen kisebb legyen, mint a fotolakké. A fotolakk maximális vastagságát — annak fényabszorpciója



1. ábra. A nedvesítési szög hatásának szemléltetése

miatt — a megvilágító fényforrás korlátozza. UV megvilágításnál a vastagság kb. $5 \mu\text{m}$. Kedvező esetben a fémréteg nem vastagabb, mint ennek 10%-a. Ezért elektromosan jól vezető fémet kellett választani, hogy a réteg ohmos ellenállása (az átalakító soros ellenállása) ne legyen jelentékeny — alumíniumot alkalmaztunk. Az Al-réteg alá krómot párologtattunk a kerámia- és fémkötés javítására. Ez az alumíniumréteg mechanikai sajátosságát kedvezően befolyásolta. A réteg ridegebb lett, ami az alkalmazott technológia szempontjából előnyös. A kerámia-szemcsék közötti üregek áthidalása így vált lehetségessé.

Jelenleg a méretek csökkentésének a kerámia porozitása szab határt. Ettől eltekintve ez a módszer alkalmas a szokásos fotoreziszt technikával elérhető legkisebb méretek ($2-3 \mu\text{m}$) előállítására, tehát néhány 100 MHz-es átalakítók készítésére.

Beérkezett: 1974. VI. 4.

* Készült a 7211/3 sz. MFI—OMFB—FIM Kőbányai Porcelángyár szerződés keretében. A „Mikroelektronikai Alkatrész Anketé”-on 1973. október 23-án elhangzott előadás bővített anyaga.

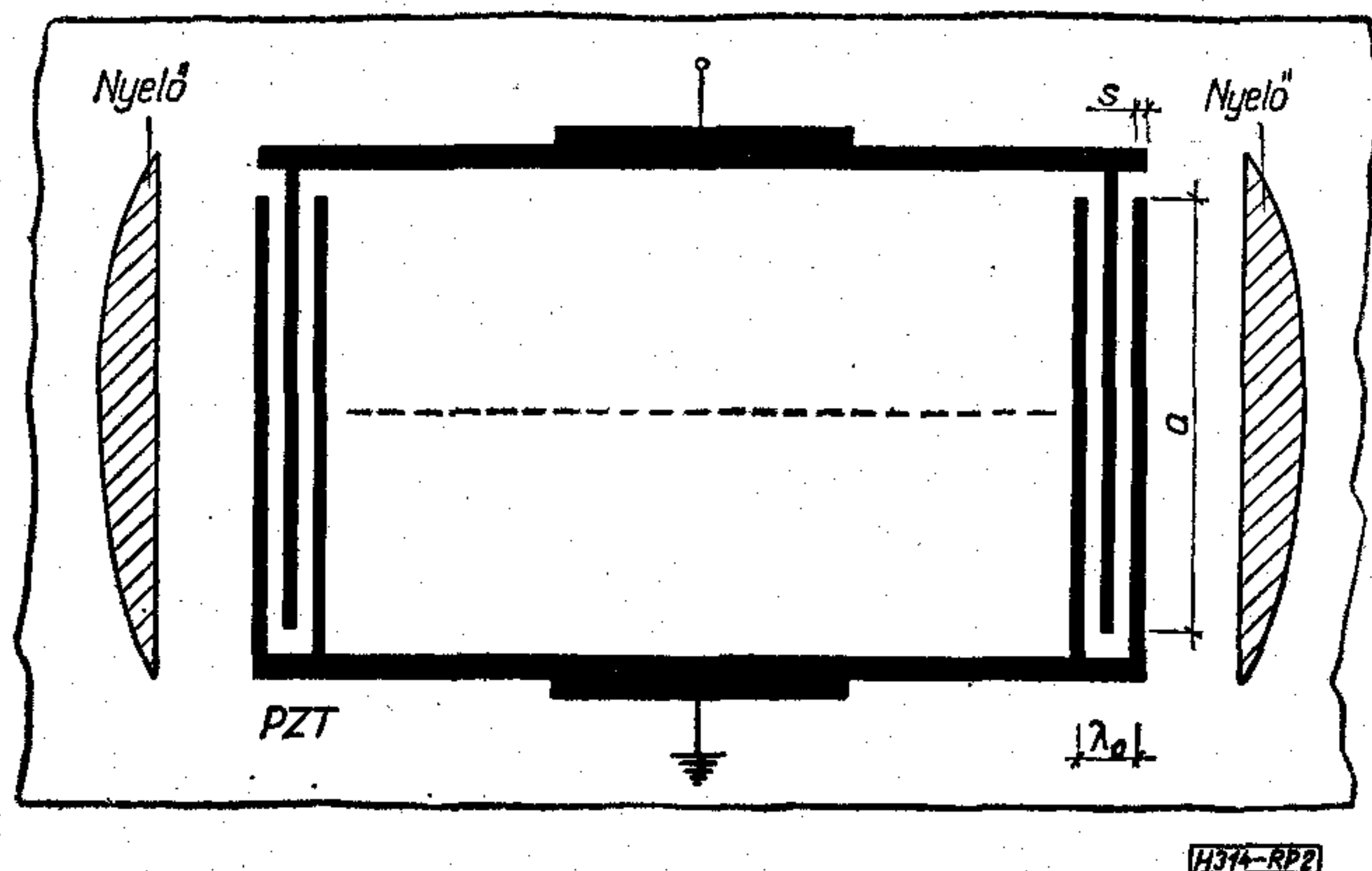
2. Interdigitális átalakító bemeneti admittanciájának vizsgálata

Az ID átalakítók elektromos bemeneti admittanciáját először Smith és munkatársai [6] határozták meg. Számításukban az ID átalakítót hatpólusnak tekintették, amelynek egy elektromos és két akusztikus kapuja van. Az admittanciát arra az esetre számították ki, amikor az akusztikus kapuk hullámellenállással vannak lezárva (pl. elnyelőközeg az akusztikus kapukon). Ennek a speciális esetnek a vizsgálata döntő fontosságú a szűrőrendszerek tulajdonságainak megismerésében.

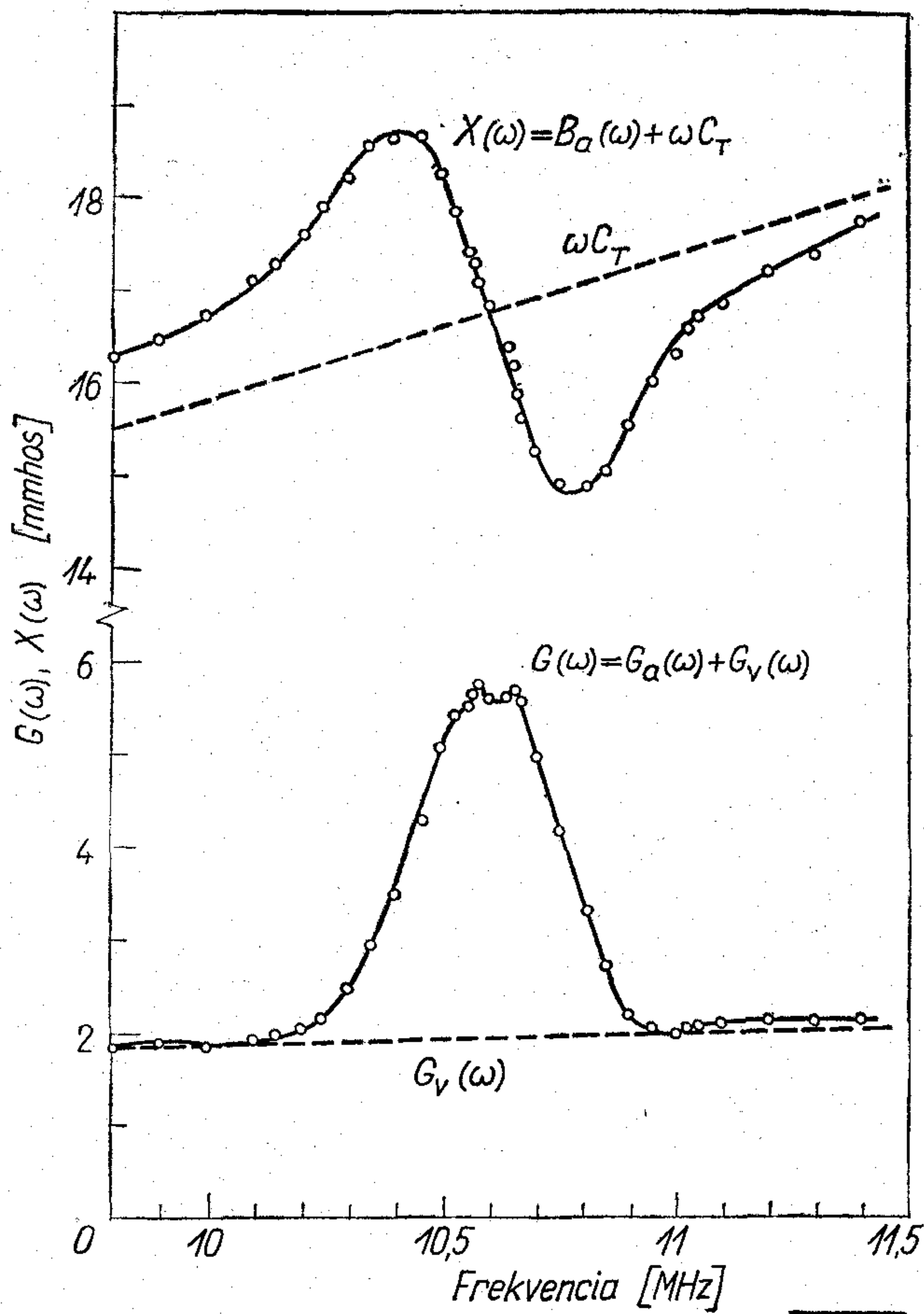
Az ID rendszer működésének általános matematikai tárgyalása túlságosan bonyolult. A gyakorlati esetek többségében lehetőség van két közelítő modell alkalmazására. Az ún. keresztirányú tér (crossed field) modell esetén az akusztikus hullám energiája jó közelítéssel a felületre merőleges elektromos térkomponenshez kapcsolódik. A vonalirány (in-line) modellnél viszont az energia a felülettel párhuzamos térhez csatolódik [6].

A terjedési felületre merőlegesen polarizált PZT kerámiákra a keresztirányú térmodell érvényes. Erről kísérletileg is meggyőződünk. A rezonanciafrekvencián mért sugárzási admittancia valós részét, a (6) összefüggésnek megfelelően, arányosnak találtuk az ID periódusok számának (N) négyzetével.

Feladatul tűztük ki, a PZT anyagon létrehozott ID átalakító admittanciájának kísérleti meghatározását és az elmélettel történő egybevetését. A PZT kerámiákra kialakítható AFH eszközök közepes frekvenciája, az anyag fizikai sajátságai következtében, a néhány MHz és néhányszor 10 MHz intervallumra korlátozódik. Az FM rádióvevő-készülékek közep-frekvenciás szűrőinek modellezése céljából a vizsgált szűrőstruktúrák közepes frekvenciáját a 10,7 MHz környékén választottuk meg. Az elektródarendszert és annak geometriai méreteit a 2. ábra ismerteti. A bemeneti admittancia frekvenciafüggését nagyfrekvenciás híddal mértük. A komplex admittanciát valós és képzetes részre bontva a 3. ábra szemlélteti. Az elmélet [6] és a kísérlet összevetése céljából a valós és képzetes részeket az ekvivalens áramköri modellnek — 4. ábra — megfelelően tovább részletezzük.



2. ábra. Homogén interdigitális átalakító. $\lambda_0 = 190 \mu\text{m}$, $s = 30 \mu\text{m}$, $a = 2,6 \text{ mm}$, $N = 28$



3. ábra. A bemeneti admittancia frekvenciafüggése

A bemeneti admittancia két részből tevődik össze:
1. akusztikus sugárzási admittancia;

$$Y_1 = G_a(\omega) + jB_a(\omega) \quad (1)$$

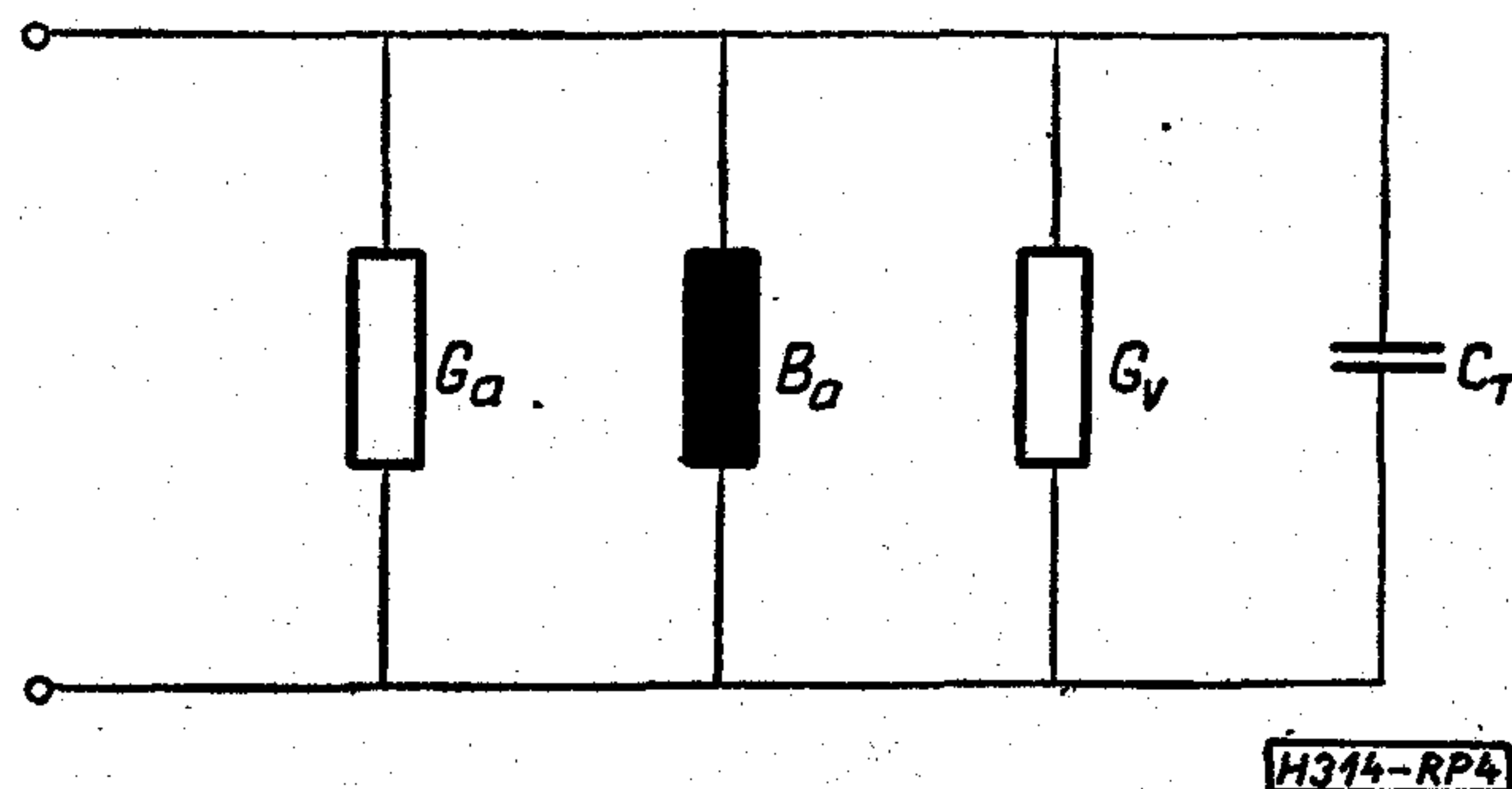
2. az átalakító veszteséges kapacitásának admittanciája;

$$Y_2 = G_v(\omega) + j\omega C_T \quad (2)$$

Alkalmazott jelölések;

$$G_a = \hat{G}_a \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 \quad (3)$$

$$B_a = \hat{G}_a \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2} \quad (4)$$



4. ábra. Az ID átalakító elektromos helyettesítő képe

$$x = N\pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad (5)$$

$$\hat{G}_a = G_a(\omega = \omega_0) = \frac{4}{\pi} K^2 \omega_0 C_s N^2 \quad (6)$$

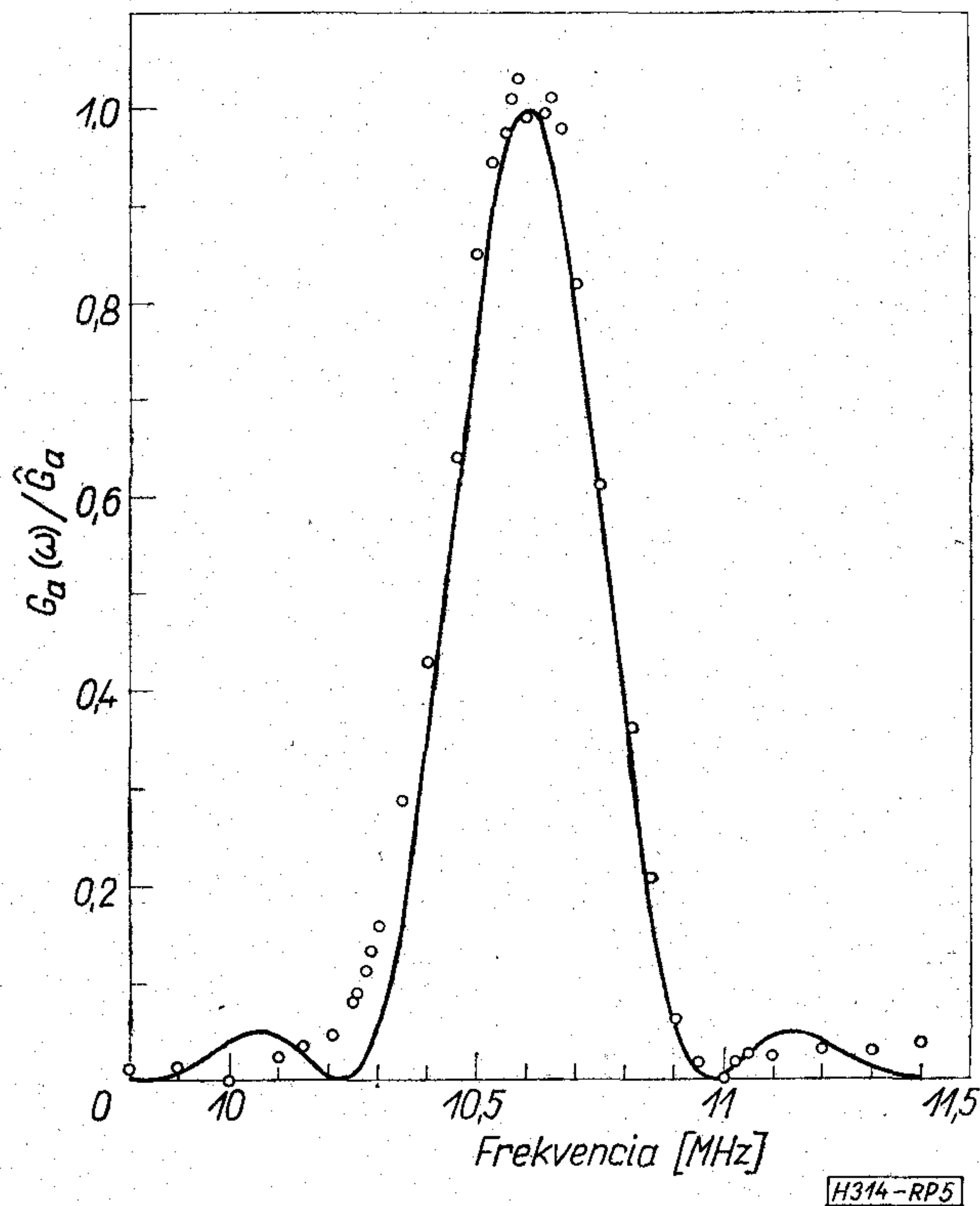
$$C_T = NC \quad (7)$$

$$\omega_0 = 2\pi \frac{v}{\lambda_0} \quad (8)$$

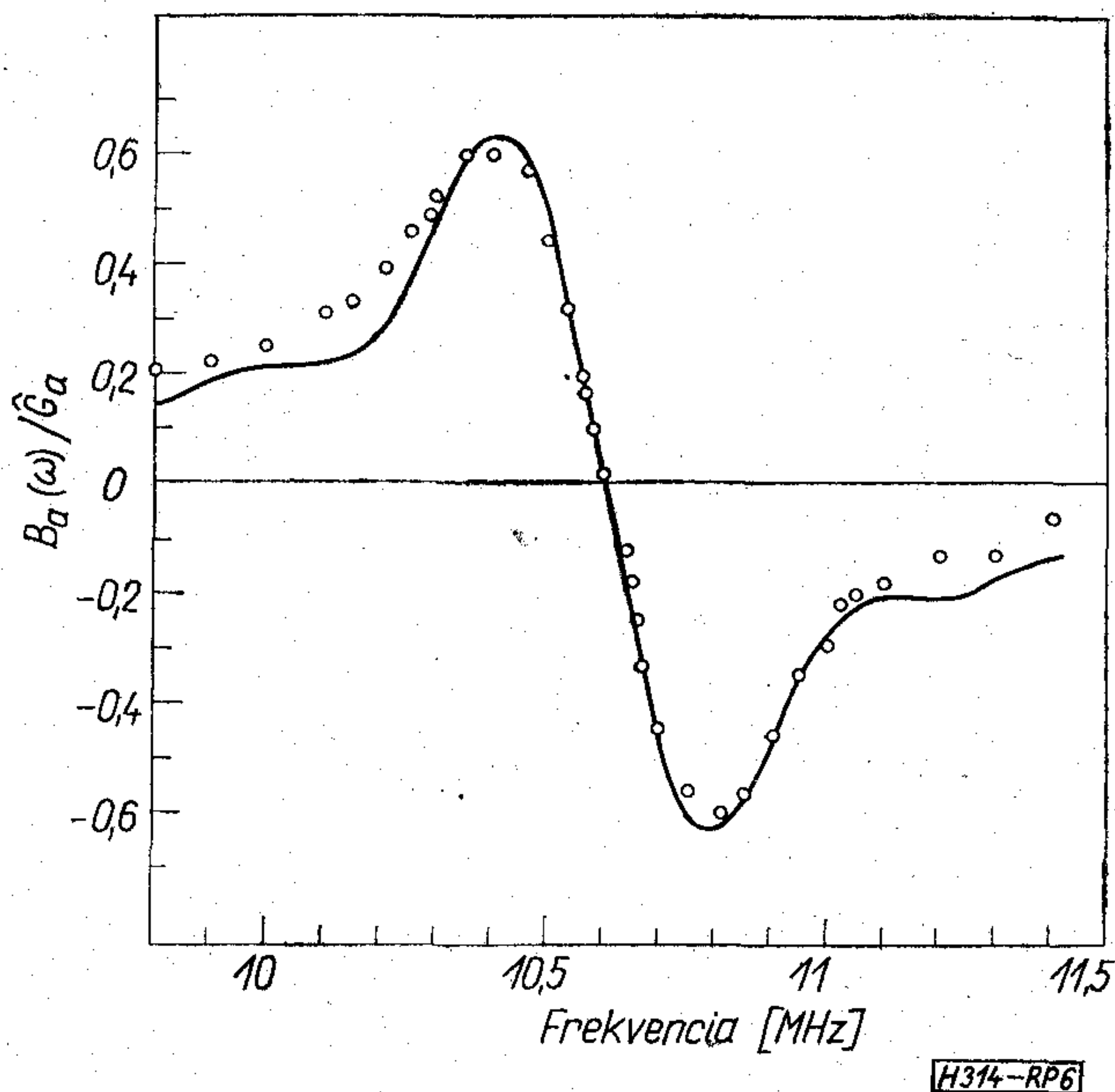
ahol G_v a dielektrikum veszteségét reprezentáló ekvivalens vezetőképesség, C_s egy ID periódus kapacitása, C_T az átalakító teljes kapacitása, K^2 a felületi hullám elektromechanikai csatolási állandója, v a felületi hullám terjedési sebessége.

A [6]-ban megadott ekvivalens képet szükséges volt G_v -vel kiegészítenünk, mert az általunk vizsgált anyagokban G_v értéke G_a mellett nem volt elhanyagolható. G_v frekvenciafüggését — tekintettel a keskeny frekvenciasávra — lineárisnak vettük. Két pontját a $G_a(\omega)$ függvény első zérushelyeinek ismeretében határoztuk meg. Eljárásunk konzekvens voltát a kerámia depolarizációját (ekkor $G_a = B_a = 0$) követő G_v frekvenciafüggésének mérésével igazoltuk.

A kísérletileg meghatározott akusztikus sugárzási admittancia valós és képzetes részét az elméleti eredményekkel együtt [(3) és (4) összefüggések] az 5. és 6. ábrán szemléltetjük. Figyelembe véve az elméleti és kísérleti eredmények jó egyezését, módunk volt az alkalmazott piezoelektromos anyag csatolási állandóját is meghatározni. A (6) összefüggés alapján meghatározott K^2 érték $6 \cdot 10^{-3}$ -nak adódott.



5. ábra. Az akusztikus admittancia valós részének frekvenciafüggése (O kísérlet, — elmélet)



6. ábra. Az akusztikus admittancia képzetes részének frekvenciafüggése (O kísérlet, — elmélet)

3. Sáváteresztő szűrőstruktúrák átviteli függvényének vizsgálata

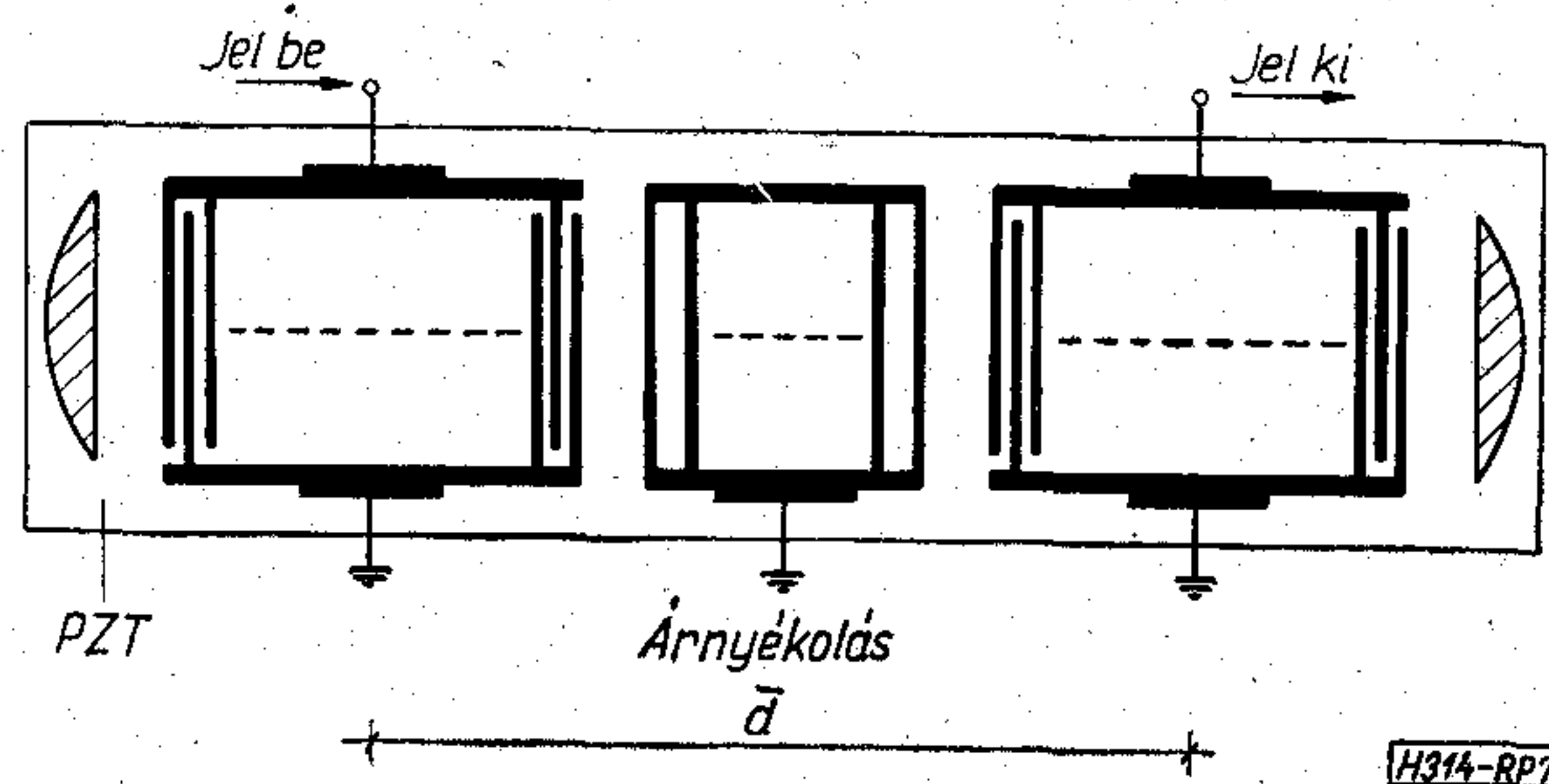
A szűrők működési elve az ID rendszerek szelektív akusztó-elektromos átalakításán alapul. Az átalakító elektro-akusztikus válasza akkor maximális, ha az elektromos jel frekvenciájára teljesül a (8) egyenlet. Ebben az esetben egy kiszemelt elektródáról a jel okozta deformáció fázishelyesen érkezik a következő elektródához. Az általunk vizsgált sáváteresztő szűrők elrendezési vázlatát a 7. ábra szemlélteti.

A rendszer rezonancia-frekvenciájára vonatkozott átviteli függvény:

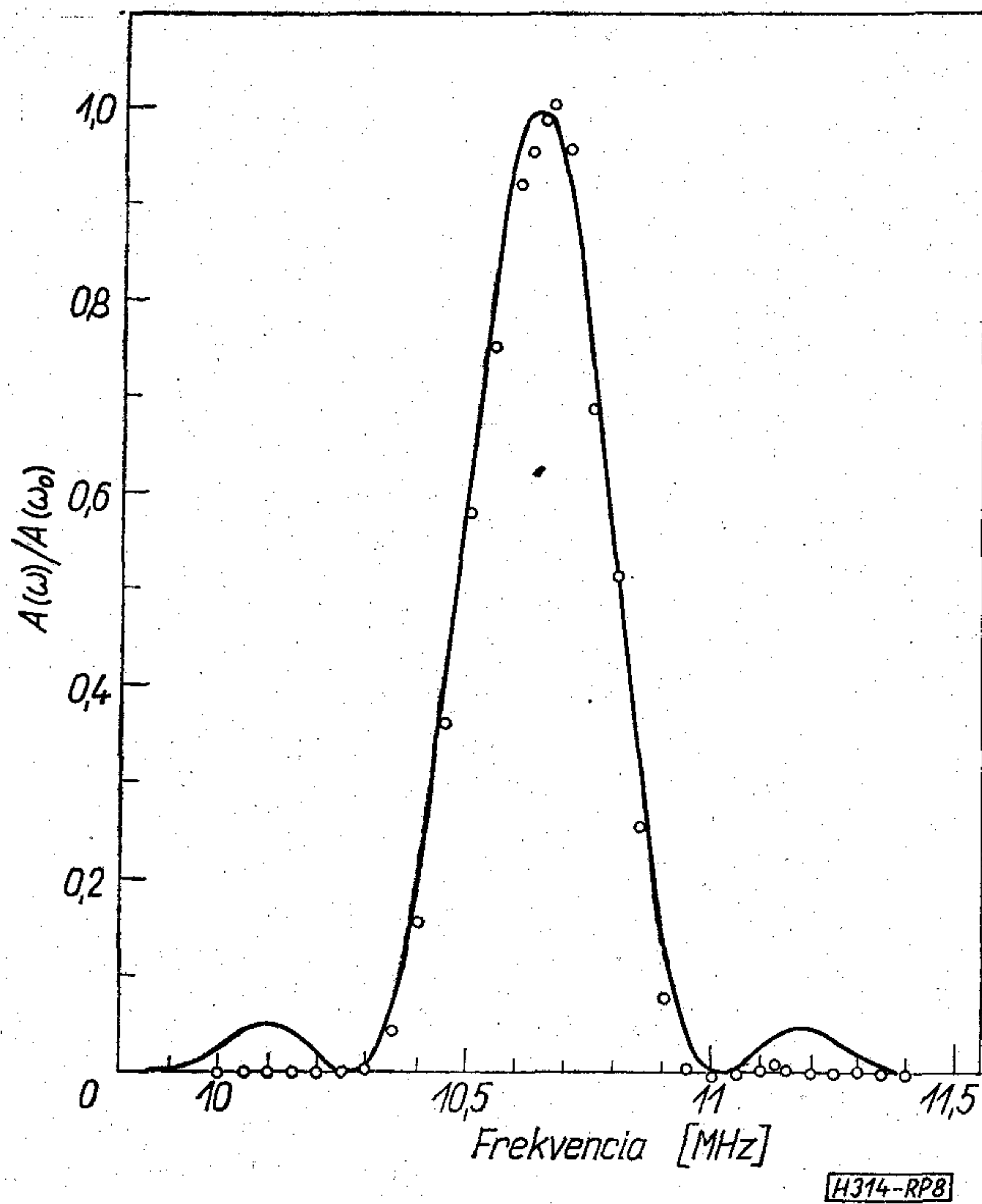
$$\frac{U_2(\omega)}{U_1(\omega)} \bigg|_{U_2(\omega_0)} = \frac{A(\omega)}{A(\omega_0)} e^{-jA\varphi(\omega)} \quad (9)$$

Ha $\left| \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right| \ll 1$ és a kimenet közel terheletlen, akkor [7, 8]:

$$\frac{A(\omega)}{A(\omega_0)} \approx \left[\frac{\sin \left(N\pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)}{N\pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}} \right]^2 \quad (10)$$



7. ábra. Sáváteresztő szűrő elrendezés. $\lambda_0 = 190 \mu\text{m}$, $s = 30 \mu\text{m}$, $a = 2,6 \text{ mm}$, $d = 13,5 \text{ mm}$, $N = 28$



8. ábra. A rezonancia-frekvenciára vonatkoztatott amplitúdó-karakterisztika (O kísérlet — elmélet)

és

$$\Delta\varphi = \varphi(\omega) - \varphi(\omega_0)$$

$$\varphi(\omega) = \omega\tau + \arctan \left(\frac{B_a(\omega) + \omega C_T}{G_a(\omega) + G_v(\omega)} \right) \quad (11)$$

ahol $\tau = \bar{d}/v$ futási idő.

A (10) egyenletnek megfelelő és a kísérletileg meghatározott amplitúdó-karakterisztikát a 8. ábrán hasonlítjuk össze. Az átvitel első mellék maximumainál a relatív csillapítás (rezonanciafrekvenciára vonatkoztatva) nagyobb, mint az elméletből várható 26 dB. A mérést szélesebb frekvenciaintervallumra (4–24 MHz) végeztük el. Az első zérushelyeken ($f_0 \pm \pm 0,4$ MHz) kívüleső tartományban ismeretlen eredetű hullámzást tapasztaltunk az átvitelben. A relatív csillapítás minimális értéke — a lokális maximumok helyein is — meghaladta a 25 dB-t.

Az eddigiek során a relatív csillapítással foglalkoztunk. Külön ki kell térnünk a rendszer abszolút csillapítására, mely a rezonanciafrekvencián is különbözik a zérustól. Az abszolút csillapítás két részből tevődik össze: az elektro-akusztikus átalakítási és a hullámterjedési veszteségekből. A rezonancia frekvencián mért abszolút csillapítás 20 dB.

A (11) egyenletnek megfelelő és a kísérletileg meghatározott fáziskarakterisztikát a 9. ábrán hasonlítjuk össze. Tekintettel a mérés pontosságára (a mérést oszcilloszkóppal végeztük), valamint, hogy esetünkben a (11) függvény a lineáristól csak kevéssé eltérő fáziskarakterisztikát ad, a függvényt a függvényértékeket határoló egyenesekkel helyettesítettük.

Az előbbieken kívül vizsgáltuk az elektródapárok száma és a sáv szélesség közötti kapcsolatot is. A kísérleti adatok a (10) egyenletnek megfeleltek, azaz a sáv szélességet N -nel arányosnak találtuk.

Összefoglalás

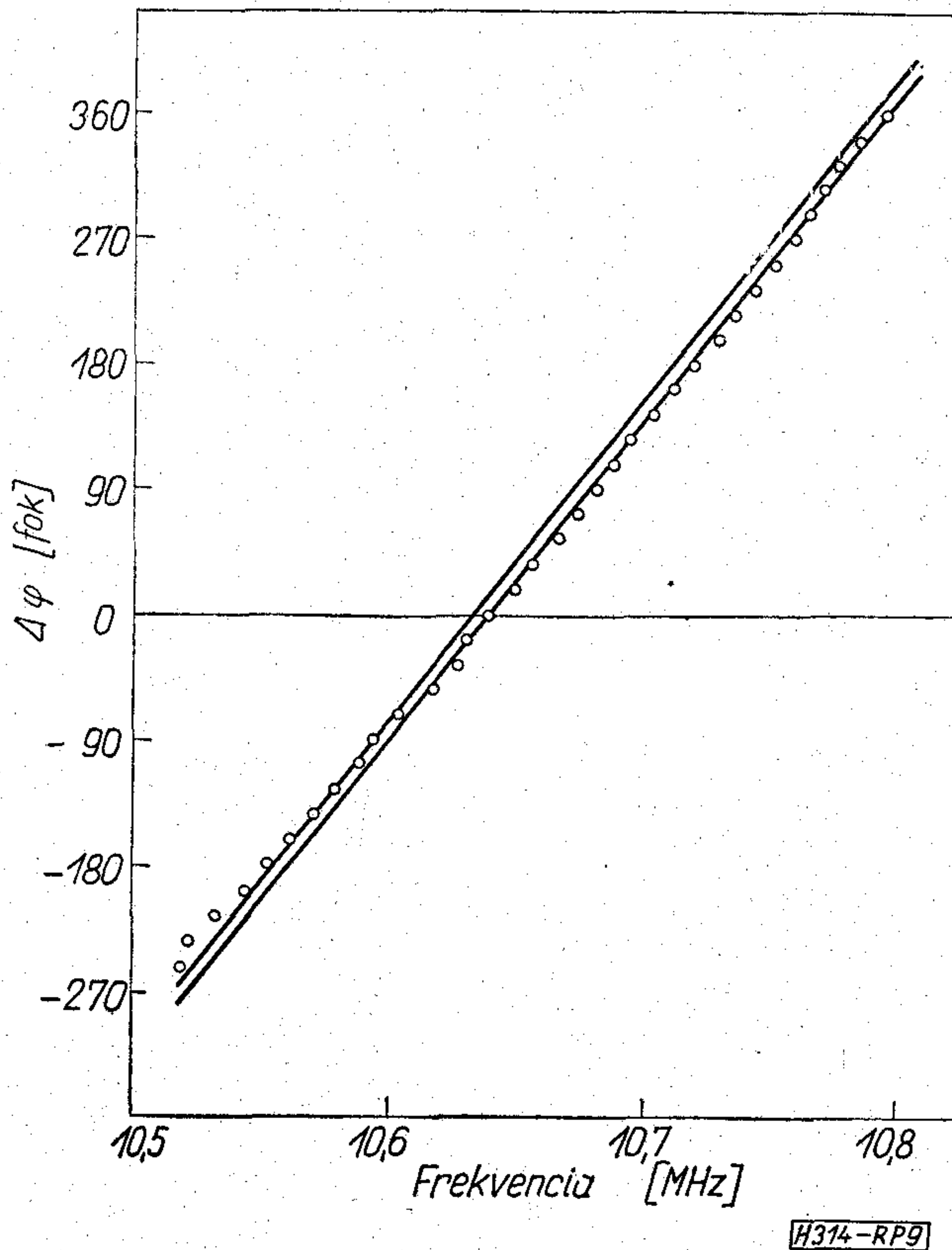
Ezen munka az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézetében folytatott AFH kísérletek egyik fázisát ismertette.

Célunk volt:

1. az URH sávszűrő modellezése;
2. a FIM Kőbányai Porcelángyár tömbhullámú célokra kifejlesztett PZT kerámia alapanyagának vizsgálata AFH eszközök szempontjából.

Az eredmények szerint a kívánt sáv szélesség — rezonanciafrekvencia viszony (1:50) homogén átalakítókkal is elérhető (2. ábra). Az amplitúdó karakterisztikával kapcsolatos további követelményeket (karakterisztika menete az átviteli sávban, csillapítás a zárósávban) csak inhomogén átalakítókkal lehet kielégíteni. Inhomogén átalakítóknál változhat az elektródapárok átfedése, periódusa vagy mindkettő [9]. A hossz méret (cm nagyságrend) miatt ez a rendszer integrálásra nem alkalmas, ugyanakkor az alapanyag ára, a technológia egyszerűsége lehetővé teszi ilyen típusú szűrők felhasználását.

A hazai kerámia alkalmasnak bizonyult felület-hullámú kísérletekre. Az eszköz szintű felhasználáshoz azonban szükséges az AFH csatolási állandó növelése és a kerámia porozitásának csökkentése.



9. ábra. A rezonancia-frekvenciára vonatkoztatott fáziskarakterisztika (O kísérlet — elmélet)

A PZT anyagon kívül kísérleteket végeztünk lítium-niobát (LiNbO_3) és kadmiumsulfid (CdS) egységkristályokon is. Utóbbiak — fizikai sajátságaik folytán — költséges előállításuk ellenére is egyre nagyobb szerepet kapnak a felülethullámú technikában.

Köszönetnyilvánítás

Köszönetünket fejezzük ki Pozsonyi János főmunkatársnak (Kőbányai Porcelángyár) a megfelelő minták rendelkezésre bocsátásáért. Szedlacek Zoltánnak a kísérleti vizsgálatok során kifejtett hasznos közreműködéséért, Lovicska Lászlónénak a fotolitográfiai technikában nyújtott gondos munkájáért.

IRODALOM

[1] R. M. White: Surface Elastic Waves, Proc. IEEE Vol. 58. No. 8. 1970.

- [2] J. H. Collins, P. J. Hagon: Surface Wave Delay Lines Promise Filters for Radar, Flat Tubes for Television, and Faster Computers, Electronics Vol. 43. No. 2. 1970.
- [3] G. W. Farnell: Properties of Elastic Surface Waves. Physical Acoustics Vol. 6. Ed. by W. P. Mason and R. M. Thurston, Academic Press, New York, London 1970.
- [4] Special Issue on Microwave Acoustic Signal Processing. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, Vol. SU-20, No. 2.
- [5] Nagy János: Mikrohullámú Akusztika. Híradástechnika 26. köt. 12. sz. 1973.
- [6] W. R. Smith et al.: Analysis of Interdigital Surface Wave Transducer by Use of an Equivalent Circuit Model. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. MTT-17. No. 11. 1969.
- [7] J. DeVries et al.: Characteristics of Surface Wave Integrable Filters (SWIFS). IEEE Transactions Broadcast and Television Receivers, Vol. BTR-17. No. 1. 1971.
- [8] A [6]-ban ismertetett modell alapján számított nem közölt eredmény.
- [9] R. H. Tancrell, M. G. Holland: Acoustic Surface Wave Filters. Proc. IEEE Vol. 59. No. 3. 1971.

A Műszaki Sajtó Szerkesztőinek 13. Nemzetközi Konferenciája

A XVI. Brnói Nemzetközi Gépipari Vásár idején, 1974. szeptember 11–13. között került megrendezésre a Műszaki Sajtó Szerkesztőinek 13. Nemzetközi Konferenciája Brnóban. A konferenciát a következő szervezetek rendezték:

Csehszlovák Műszaki-tudományos Társaság,
Vásárok és Kiállítások Brno,
Technikai és Beruházási Fejlesztés Szövetségi Minisztériuma,
Kohászat és a Nehéz-gépipar Szövetségi Minisztériuma,
Általános Gépipari Szövetségi Minisztérium,
Csehszlovák Újságíró Szövetség, Rapid.

Lapunk felelős szerkesztője a rendező szervek meghívására, azok vendégeként, részt vett a konferencián és megtekintette a brnói vásárt, valamint egy rövid üzemlátogatást tett a brnói Zbrojovka gyárban.

A brnói vásárt a Janaček-Operaházban Vlastimil Ehrenberger miniszterelnökhelyettes nyitotta meg.

A brnói vásár megnyitása alkalmából rendezett sajtófogadáson a Csehszlovák Szocialista Köztársaság külkereskedelmi minisztere, Andrej Barčák tartott tájékoztatót. Az idei brnói vásár középpontjába a számítástechnikát állították. Az ESZR kiállítói két nagy pavilonban kaptak helyet és még több más helyen is szerepeltek számítástechnikai gyártmányokat kiállítók. Andrej Barčák rámutatott, hogy a CSSZSZK-nak tradíciói vannak a számítógépek fejlesztésében és gyártásában: már az ötvenes évek elején, Európában az elsők között, számítógépet fejlesztettek ki, a relékkel működő SAPO-t, majd még az ötvenes évek első felében kifejlesztették a részben tranzistorizált számítógépet, az EPOS-t. Beszédében kiemelte a KGST és a kétoldalú együttműködések előnyeit a CSSZSZK népgazdaságának fejlesztésében. 1973-ban a KGST-országok részesedése a CSSZSZK külkereskedelmében több mint 65% volt. Az ipar és a technika fejlesztésében fontos kérdésnek tekintik a nemzetközi munkamegosztásban való részvételt, licenzek eladását és vételét. Az elmúlt 15 évben kereken 450 licenst vettek és kb. ugyanennyit adtak el. A műszaki tudományos ismeretek magas fokát mutatja, hogy 30 afrikai, ázsiai és latin-amerikai országnak nyújtanak segítséget, részben szakemberek kiküldésével, részben szakemberek kiképzésével. A brnói vásár, mely a nemzetközi ipari kapcsolatok igen fontos láncszeme, ezidei nagyságára jellemző: 30 résztvevő országból, 1600 kiállító, 25 000 kiállítási tárgy.

A Műszaki Sajtó Szerkesztőinek a 13. Nemzetközi Konferenciáját Prof. Milan Kubát miniszterhelyettes nyitotta meg, „Az elektronika, mint a nemzetközi gazdasági és műszaki-tudományos együttműködés integráló tényezője” című előadásával. A CSSZSZK-ban a 60-as évek végén a gépipari fejlődés 7,4%-os volt, míg az elektronikaé 14,5–20%-os. Ez a gyors fejlődés lényegében ma is fennáll. Különösen gyorsan

fejlődik a számítógépek, az átviteltechnikai berendezések és a mikroelektronikai termékek gyártása. Elemezte a KGST-megállapodások és együttműködés, valamint az ESZR program végrehajtásával kapcsolatos nemzetközi együttműködésnek az elektronikai ipar fejlődésére gyakorolt rendkívül nagymérvű fellendítő hatását. Az ESZR program keretében a CSSZSZK-ban kifejlesztésre került az EC 1021 számítógép, melyet már gyártanak. Jelentős a csehszlovák export perifériák terén, főleg a SZU-ba irányul. Exportgyártmányok: írógépek, lyukkártyaolvasók és -lyukasztók, lyukszalagolvasók és rajzgépek. A lyukszalagolvasók terén a CSSZSZK mind az elért műszaki paraméterek, mind a gyártási volumen tekintetében a világ legjelentősebbjei közt van. Ugyanakkor számos berendezést a szocialista és más országokból importálnak is. A CSSZSZK az egyetlen szocialista ország, ahol az ESZR-program összes jelenleg rendelkezésre álló számítógéptípusai már üzemelnek. A miniszterhelyettes nagyon jelentősnek mondta a híradástechnika és a rádióhírközlési technika terén folyó nemzetközi együttműködést. A multilaterális együttműködés keretében egységes automatizált komplex telefonrendszer feladatait oldják meg. Kétoldalú szerződések keretében folyó munka CSSZSZK és SZU együttműködés harmadik generációs helyi hálózatok univerzális rendszerének kifejlesztésére. Jelentős a csehszlovák cégek és kapitalista vállalatok együttműködése is, így a Tesla licenst vett a Honeywell Bull cégtől a Gamma Bull 140 számítógép gyártására és az utóbbi időben a számítástechnikai kutatás és fejlesztés terén NSZK cégekkel, név szerint a Siemens céggel való kapcsolatok fejlesztésében előrehaladás történt.

Dr. Miroslav Frk miniszterhelyettes a „Csehszlovák elektronikai kutatás, fejlesztés és gyártás terén elért eredmények” címmel tartott előadást. Jelenleg Csehszlovákiában több mint 100 ezren dolgoznak az elektronikai és gyengeáramú ipar területén. A kutató és fejlesztő munka zömét a Tesla laboratóriumaiban végzik. Elsősorban szem előtt tartják a tudományos-technikai prognózisokat, melyek 1990-es időhorizonttal minden jelentős szakterületre rendelkezésre állnak. Prioritást élvező fejlesztési programok:

- félvezető-gyengeáramú technika és mikroelektronika,
- elektronikus mérő rendszerek,
- modern hírközlési rendszerek,
- szerszámok numerikus vezérlő rendszerei,
- számítástechnika.

A következő 15–20 évben a gyártási volument több mint ötszörösére, a termelékenységét négyszeresére kell emelni. A tudományos kutatóbázisok munkahelyeinek kapacitását kétszeresére kell emelni.

A hírközlési rendszerek fejlődésével szemben a követelmények igen nagyok, mert az adatátvitel és a nagytávolságú hírközlés igen gyorsan fejlődik. Teljesen elektronikus automata telefon és távíró központokat, valamint nyilvános autonóm adatátviteli hálózatot létesítenek. A számítógépek fejlesztése extrém nagy és extrémén kicsi számítógépekre koncentrálódik. Így egyrészt hatalmas központi adatbankok jönnek létre, másrészt a zseb-számítástechnika személyi munkaeszközzé válik. A közfogyasztási elektronika is fellendül, új applikációk: játékok, játékautomaták, közlekedési eszközök, környezetellenőrző rendszerek. Részletesen foglalkozott a miniszterhelyettes a KGST keretében folyó együttműködéssel.

A vezetékes hírközlés eszközeit a CSSZSZK-ban alapjában véve saját fejlesztés alapján és részben a KGST államok egyes szervezeteivel való együttműködésben biztosítják. Nemzetközi együttműködéssel kifejlesztettek egy félautomata nemzetközi távbeszélő rendszert (MN 60), mely jelenleg Berlinben, Bukarestben, Moszkvában, Prágában, Szófiában és Varsóban különböző verziókban üzemben van. Az átviteltechnikában a CSSZSZK a rövidtávú berendezésekre specializálódott. A vivőáramú berendezéseket (KNKG és KNK 12) igen nagy számban exportálják. Ezt a területet fejlesztik és új, időosztásos rendszerekre térnek át. A KGST-szakosítás szerint a csehszlovák ipar, a nagyfeszültségű vezetékeken való hírközlés, jelzésátvitel, távmérés és távvezérlés berendezéseire specializálódott, ezeket folyamatosan fejlesztik és a felmerülő igényeket kielégítik. A nagyteljesítményű TV adók közül a deciméteres hullámúakat saját gyártású klystronokkal szállítják KGST-országoknak. A csehszlovák ipar földi panoráma radarberendezésekre és leszálló-radarberendezésekre specializálódott, ezenkívül gyárt radarberendezéseket a folyami hajózás számára. Továbbiakban az alkatrészfejlesztés és gyártás kérdéseit ismertette dr. Miroslav Frk. A rétegellenállások és elektrolit kondenzátorok terén jó világszínvonalat érnek el. Számítógéppel vezérelt, teljesen automatizált gépsoron gyártott fémrétegellenállásaik a világ élvonalában állnak, mind hő- és időbeli stabilitás, mind pontosság tekintetében. A kifejlesztett technológiát a legfejlettebb kapitalista országokban kívánják értékesíteni. A kiváló minőséget azzal érték el, hogy a számítógépes vezérlésű gyártóvonalon egymásba hurkolt visszacsatolási utakat hoztak létre, melyek a technológiai folyamatokat szabályozzák. Automatizálva van ezeknél a soroknál a csomagolás és a rendelési ügyintézés is.

A félvezetők terén számos területen folyik intenzív kutatómunka. Gyártanak diódákat, tranzisztorokat, beleértve a

nagyfrekvenciás teljesítménytranzisztorokat, tirisztorokat, diac és triac alkatrészeket. A bipoláris integrált áramkörök gyártása 1970-ben indult, ma széles választékot gyártanak a digitális áramkörökből és megkezdik az unipol-MOS alkatrészek gyártását. Jelentős az operátorerősítő-gyártás. Modernizálják az elektromechanikus alkatrész választékot. Licenzeket vásárolnak, így például Franciaországból. A saját fejlesztésük eredményességét mutatja elektroakusztikus átalakító licenz eladása az USA-ba. A további fejlesztés során az elektrolit- és kerámias kondenzátorokat, valamint a potenciometereket fejlesztik. Gyártásba veszik a félvezető elektrolumineszcenciás megjelenítőket és a folyadékkristályosakat is. A félvezetőágazat új gyártmányai a kontaktus nélküli kapcsolók. Fontos helyet foglal el az elektronikában a műszer-gyártás, melynek nagy hagyományai vannak a CSSZSZK-ban. A híradástechnika terén új berendezés a PCN 32/30 jelű PCM berendezés, mely jelenleg üzemi kipróbálás alatt áll. Az adatátviteli berendezések közül a 200 és 600/1200 baudos, valamint a 24 csatornás 200 baudos gyártásban van. Az 1500 kW-os kh, 500 kW-os rh, 10 kW-os urh és 50 kW-os TV-adók a gyártás dominánsai. Ezenkívül stúdióberendezéseket is gyártanak.

Fejlesztési feladat a nyomógombos távbeszélőkészülék bevezetése és ezzel kapcsolatos számos lehetőség kiaknázása, átviteltechnika terén az alapfőcsoportos 60 csatornás berendezés kifejlesztése, PCM terén a szekunder multiplex kifejlesztése. Rádióberendezések terén az egységes távbeszélő-hálózathoz csatlakozó rádiótelefonberendezések létrehozása, színes TV-stúdiók létesítése. A soros feladatok egyik legkiemeltebbje a szatellit hírközlés és a direkt szatellit hírközlés.

A konferencia következő előadója, *prof. Zdenek Prusa* miniszterhelyettes az ESZR-program CSSZSZK-beli fejlesztési eredményeit és jövőbeli feladatait ismertette. Erre az előadásra és a témához kapcsolódóan a Zbrojovka Brno gyárlátogatás ismertetésére egy későbbi számunkban visszatérünk.

A konferencia rendezése, lebonyolítása példászerű és igen nagy elismerést érdemlő volt. Az előadásokat szinkron tolmácsolták, az elhangzottak írásban, több nyelven azonnal rendelkezésre álltak és egyéb téren is a sajtóanyagok jók voltak. Külön köszönet illeti a brnói vásár Sajtó irodájának munkatársait, annak vezetőjét *Anna Burianovát*, akik a megjelent kb. 170 újságíró sokszor igen nehéz feladatokat jelentő kívánságait mindig ki tudták elégíteni.

Boglár Gyula

KÖRNYEZETÁLLÓSÁGI VIZSGÁLATOK

A napsugárzás hatásának vizsgálata

A napsugárzás hatását reprodukáló módszerek a napsugárzás spektrális (hullámhossz) eloszlásához hasonló, nagyintenzitású mesterséges fényforrások és a vizsgálat céljától függően ciklikus vagy folyamatos besugárzás alkalmazásával dolgoznak szabályozott hőmérsékleti és légnedvességi feltételek mellett. A napfény spektrumának jó megközelítésére elsősorban a hosszú ívű nagynyomású xenon-lámpák alkalmasak, bár ezek sugárzását is szűrőkkel kell korrigálni az ibolyántúli és az infravörös tartományban egyaránt. Ha a vizsgálat célja elsősorban a sugárzás hőhatásának vizsgálata, akkor más spektrális eloszlású fényforrás is alkalmazható. Ez esetben is biztosítani kell azonban az adszorpció következtében előálló melegedés azonosságát.

A vizsgálatnál — a vizsgálat meggyorsítása érdekében — olyan sugárzási szintet használnak, hogy a felületegységre eső sugárzási energia egyenlő legyen a Föld felszínén tapasztalható legerősebb sugárzásával, vagy megközelítse azt. Ez az érték 1120 kW/m².

Ha a vizsgálat célja csak a fotokémiai degradáció vizsgálata, akkor kisebb energia szintű besugárzás is alkalmazható. Ez esetben azonban biztosítani kell a besugárzott dózis azonosságát.

A másik általánosan alkalmazott gyorsítási tényező a sugárzási idő meghosszabbítása a természetben előforduló 24 óránkénti 8 órás napsugárzással szemben (a reggeli és alkonyati órákban lehetséges kis beesési szögű, ezért kis intenzitású sugárzást nem számítva). Ez egészen a folyamatos besugárzás alkalmazásáig lehetséges, de figyelembe kell venni azt is, hogy a természetben a sugárzási és a sugárzásmentes szakaszok (borultság, sötét) ciklikusan változtatják egymást és igen gyakran ennek a ciklikus változásnak is degradáló hatása van, mivel periodikusan felmelegednek a sugárzásnak kitett tárgyak, majd a sugárzásmentes időszakokban lehűlnek.

A vizsgálat tér hőmérséklete, amelyben a vizsgált minta a besugárzást kapja ugyancsak jelentősen befolyásolja az igénybevétel hatásosságát. A különböző szabványokban előírt hőmérsékletek 25—55 °C között váltakoznak.

A környezet hőmérsékletén, a besugárzás intenzitásán, természetesen a minta hőtani sajátságain (mint színe, hőkapacitása, saját és környezetének hővezető képessége) kívül, a minta hőmérsékletét és hőmérsékleti eloszlását még jelentősen befolyásolja a vizsgálat térben uralkodó légcirku-

láció. Pl. 1 m/sec sebességű légáramlás 20% fölötti hőmérséklet-csökkenést okozhat.

A vizsgálat szigorúságának növelése szempontjából tehát célszerű minél kisebb megengedett légsebesség előírása. Figyelembe véve azonban azt is, hogy a természetben erős napsugárzás ritkán fordul elő teljes szélsőséggel együtt, a korszerű vizsgálati módszerek csak arra hívják fel a figyelmet, hogy a légsebesség értékét a vizsgálat során szabályozni és ellenőrizni kell, annak konkrét értékének előírását azonban a vizsgálat tárgyát ismerő termékszabvány készítőjére bíz-
zák.

Végül nagyon fontos környezeti tényező lehet még a mesterséges napsugárzásállósági vizsgálatnál a minták nedvesítése. A különböző nemzeti vizsgálati szabványok, attól függően, hogy alkotójuk a napfény melyik típusú hatását vette elsősorban figyelembe a megoldások igen nagy variációját tartalmazzák. A nedvesítés módszerei e szerint lehetnek permetezés (az eső hatásának utánzására) harmatképzés a mintákon (a minták hűtésével) vagy a vízgőz abszorpció diffúziós úton nagy relatív légnedvességű térben. A nedvesítés időpontjának, időtartamának és gyakoriságának megválasztása legalább ilyen változatos képet mutat. A különböző szabványok előírják vagy megengedik a nedvesítés alkalmazását a sugárzás alatt vagy a sugárzási szünetben, óránként vagy naponként vagy egy napnál hosszabb ciklusok alkalmazása esetén néhány naponként — néhány perctől, néhány óras időtartamig.

Hasonlóan a légmozgási viszonyokhoz a nedvesítési viszonyokat is csak a vizsgálat tárgyának ismeretében lehet helyesen megválasztani, ezért a korszerű nemzetközi előírások ezek szabályozását is a termékszabvány készítőjére bíz-
zák.

A napsugárzás hatásának vizsgálata elsősorban a szabad-
téri alkalmazású berendezéseknél, az azoknál alkalmazott felületen elhelyezett elemeknél jelentős.

Magyarországon jelenleg csak lemez minták felületeinek vizsgálatához alkalmas vizsgálóberendezések vannak, kiterjedt elemek és különösen nagyberendezések vizsgálatához nincs.

A napsugárzás hatására lejátszódó degradációs folyamatok

A napsugárzás legfontosabb ható tényezői a hőhatása — elsősorban az infravörös spektrumú sugárzás következtében, és fotókémiai hatás — elsősorban az ultraibolya spektrumú sugárzás következtében. A látható tartományban ható sugárzás mindkét hatást kismértékben befolyásolhatja, továbbá a két különböző hatás együttesen és gyakran szinergizmust (egymás hatásának kölcsönös fokozását) mutatva jelentkez-
zik.

A hőhatás túlmelegedésként — hősokeként (*stressz*-szerű hőmérséklet-változásként) vagy degradációs (hőbomlás) tényezőként érvényesülhet. A hősokek és hődegradáció hatását a vizsgálat ciklikus vagy folyamatos jellege, a minta nedvesítésének módja és gyakorisága is befolyásolja.

A fotókémiai hatás a szerves anyagok (pl. műanyagok, festékek) szerkezeti bomlását okozza. Hatását elsősorban a besugárzott energia dózisa határozza meg. Jelentős befolyásoló tényező a minta nedvességtartalma részben az adszorbeált vagy abszorbeált víz jellemző — a minta eredeti tulajdonságaitól jelentősen eltérő — fény abszorpciója, részben a sugárzás hatására bekövetkező hirtelen felmelegedésnél kitáguló és távozni igyekvő vízgőz által okozott mechanikai feszültség miatt.

A fentiek alapján a napsugárzás hatására a következő típusú hibák lehetségesek híradástechnikai berendezéseknél:

- Vizuálisan észlelhető elváltozások a felületen. Pl. feliratok, kábelek színének fakulása, vándorlása, festékbevonatok krétásodása (letörölhető kifehéredett réteggé alakulása) lepusztulása, az általuk nyújtott korrózió elleni védelem csökkenése, megszűnése, műanyagok felületi repedése.
- Mechanikai tulajdonságok változása. Pl. különböző hőtágulású anyagokból felépített komplexumok szerkezetének meglazulása, szerves anyagok — elsősorban a műanyagok — mechanikai szilárdságának csökkenése szerkezeti lebomlás, re-

pedezés következtében, vagy rugalmasságuk elvesztése a lágyító migrációja v. szerkezet térhálósodása miatt, előfeszített elemek — rugók — relaxációja helyi túlmelegedés miatt.

— Villamos tulajdonságok változása.

Pl. Szigetelési sajátságok leromlása a szigetelőanyagok repedezése miatt, áramvezetési, mágneses sajátságok leromlása helyi túlmelegedés miatt, zárt rendszerek hermetikusságának megszűnése túlmelegedés vagy hőmérséklet-változás következtében.

A módszer szabványosításának helyzete és várható fejlődése az irodalom alapján

A napfényállóság hatásának vizsgálatát mindkét e kérdéssel foglalkozó nemzetközi szervezet (az IEC és a KGST SZÁB) a közelmúltban korszerűsítette, és a módszer mindkét fórumon a publikáció, ill. ajánlás kiadásának stádiumában van. Az utolsó munkaanyagok az IEC 50 (Central Office) 170, (alapszabvány) és IEC 50 (Central Office) 171 (alkalmazási irányelv) 1973. június, illetőleg a KGST SZÁB 5.14 témája keretében a 444.2703—73 munkatervi pont szerint kidolgozott egyeztetett tervezet; 1973 szeptember. A két nemzetközi szervezet által kidolgozott módszer tartalmilag tökéletesen konform és jelenleg átdolgozás alatt áll az MSZ 8888/17 lap a fenti nemzetközi szabványokkal való egyeztetés céljából.

Az egyeztetett módszer a következőkkel jellemezhető:

Az alkalmazható besugárzás intenzitása a Föld felszínén mérhető max. intenzitás, a spektruma a napfényhez jó közelítéssel hasonló. A vizsgálat végezhető ciklikus és folyamatos besugárzással a következő 3 módszer szerint:

- A — módszer: 24 órás ciklusok 8 órás besugárzási és 16 órás sötét szakaszokkal. A besugárzott energia dózisa ciklusonként 8,96 kWó/m². Ezzel a módszerrel lehet szimulálni a Föld felületén előforduló legszigorúbb napsugárzási viszonyokat. Elsősorban, akkor kell ezt a módszert használni, ha a vizsgálat tárgya elsősorban a sugárzás hő hatására létrejövő melege-
dési viszonyok vizsgálata. Ennek megfelelően rövidebb vizsgálati idők (kisebb ciklus számok) alkalmazása indokolt.
- B — módszer: 24 órás ciklusok 20 órás besugárzási és 4 órás sötét szakaszokkal. A besugárzott energia dózisa 24,4 kWó/m² ciklusonként. Ez a módszer alkalmas a sugárzás hatására létrejövő degradációs folyamatok komplex vizsgálatára. Ennek megfelelően hosszabb vizsgálati idő (nagyobb ciklus szám) alkalmazása indokolt.
- C — módszer: folyamatos besugárzás szükség szerint. Összehasonlításként közöljük, hogy a 24 óránként besugárzott energia dózisa 26,9 kWó/m².

Ez az egyszerűsített vizsgálat elsősorban akkor alkalmazható, ha a vizsgálat célja elsősorban vagy kizárólag a fotókémiai degradáció megfigyelése.

Mindhárom vizsgálati eljárásnál a besugárzási szakaszban a vizsgálati légkör hőmérséklete 40 v. 55 °C körül választható, a sötét szakasz hőmérséklete 25 °C. Előírható a minták nedvesítése a besugárzás vagy a sötét szakaszban egyaránt, ennek módját azonban a nemzetközi ajánlások nem rögzítik.

A hazai gyakorlat szerint a legtöbb esetben megfelelő eredményt ad a következő nedvesítés alkalmazása:

- A és B módszernél a sötét szakaszban 25 °C vagy 40 °C 95% relatív légnedvességű tér alkalmazása;
- C módszernél óránkénti 1 perces permetezés.

A módszer továbbfejlesztése a hazai viszonyok között a fenti egyeztetett nemzetközi ajánlások adaptálását jelenti. Nemzetközi szinten a módszer legalkalmasabb variációinak kidolgozása, a vizsgálati eljárást jellemző paraméterek ellenőrzésére leginkább alkalmas mérési módszerek kidolgozása várható.

Dr. Dékány Lászlóné

Beloianisz Híradástechnikai Gyár

A vezetékes jelátvitel idődimenziójú jellemzőiről

ETO 519.272:621.391.814.092

A téma minden lényeges részletében elméletileg kidolgozott, az irodalomban megtalálható. E cikkben megkíséreljük viszonylag egyszerű módon bevezetni, értelmezni és rendszerezni a jelátvitel idődimenziójú jellemzőit egy körülhatárolt — s a közleményből kitűnő —, gyakorlati céllal, kiegészítve a terminológiára tett javaslatokkal (lásd a T_d , T_k , T_s jelű mennyiségek megnevezéseit).

*

A jelek az információt általában valamely elektromos paraméter meghatározott időbeli lefutásával kódolva hordozzák. Egy konkrét jel $S(t)$ időfüggvénye helyettesíthető meghatározott (ω) frekvenciájú, (S_ω) amplitúdójú, $(\varphi\omega)$ fázisszögű, $\bar{S}(\omega) = S_\omega \cdot \sin(\omega t + \varphi_\omega)$ alakú, a $(-\infty < t < \infty)$ tartományban értelmezett (állandósult) harmonikus időfüggvények általunk $\{\bar{S}(\omega)\}$ -val jelölt (folytonos vagy diszkrét) halmazával. A halmaznak, azaz $S(t)$ frekvenciaspektrumának a jellemzőit a Fourier-analízis valamely módszerével lehet (elvben, s igen sok fontos esetre a gyakorlatban is) meghatározni.

A vezetékes jelátvitel idődimenziójú jellemzőinek a megvilágításához a jel időfüggvénye mellett annak frekvenciaspektrumát is tekintetbe kell venni.

Az idődimenziójú jellemzők két csoportját fogjuk tárgyalni.

Az első csoportba soroljuk a *terjedési időket*, úgy mint:

- a (kinematikai) definíció szerinti *terjedési időt* (T_d),
- a (valamely kitüntetett fázisú pontra tett) konvención alapuló *terjedési időket* (T_k) és
- a (keresztkorreláció alapján értelmezett) *statisztikus terjedési időt* (T_s).

A második csoportba soroljuk a *futási időket*, úgy mint:

- a csoportfutási időt (T_c) és
- a fázisfutási időt (T_f).

A két csoport tagjai között általában legfeljebb statisztikus kapcsolat állapítható meg, egyszerű függvényyszerű kapcsolat csak különleges feltételek mellett.

Tárgyalásunkban kizárólag egységnyi hosszúságú, hullámimpedanciákkal lezárt szimmetrikus vezetőket tartunk szem előtt, s így az összes tárgyalásra kerülő mennyiség (T_d , T_k , T_s , T_c , T_f , $\Delta\alpha$, ΔT_c) az egységnyi hosszúságú szimmetrikus vezető hullámjellemei.

Ismertnek tételezzük fel az egységnyi hosszú vezeték $\alpha(\omega)$ hullámcsillapítását (mértékegysége: néper/hosszegység), valamint

$\beta(\omega)$ hullám-fázisforgatását (mértékegysége: radián/hosszegység).

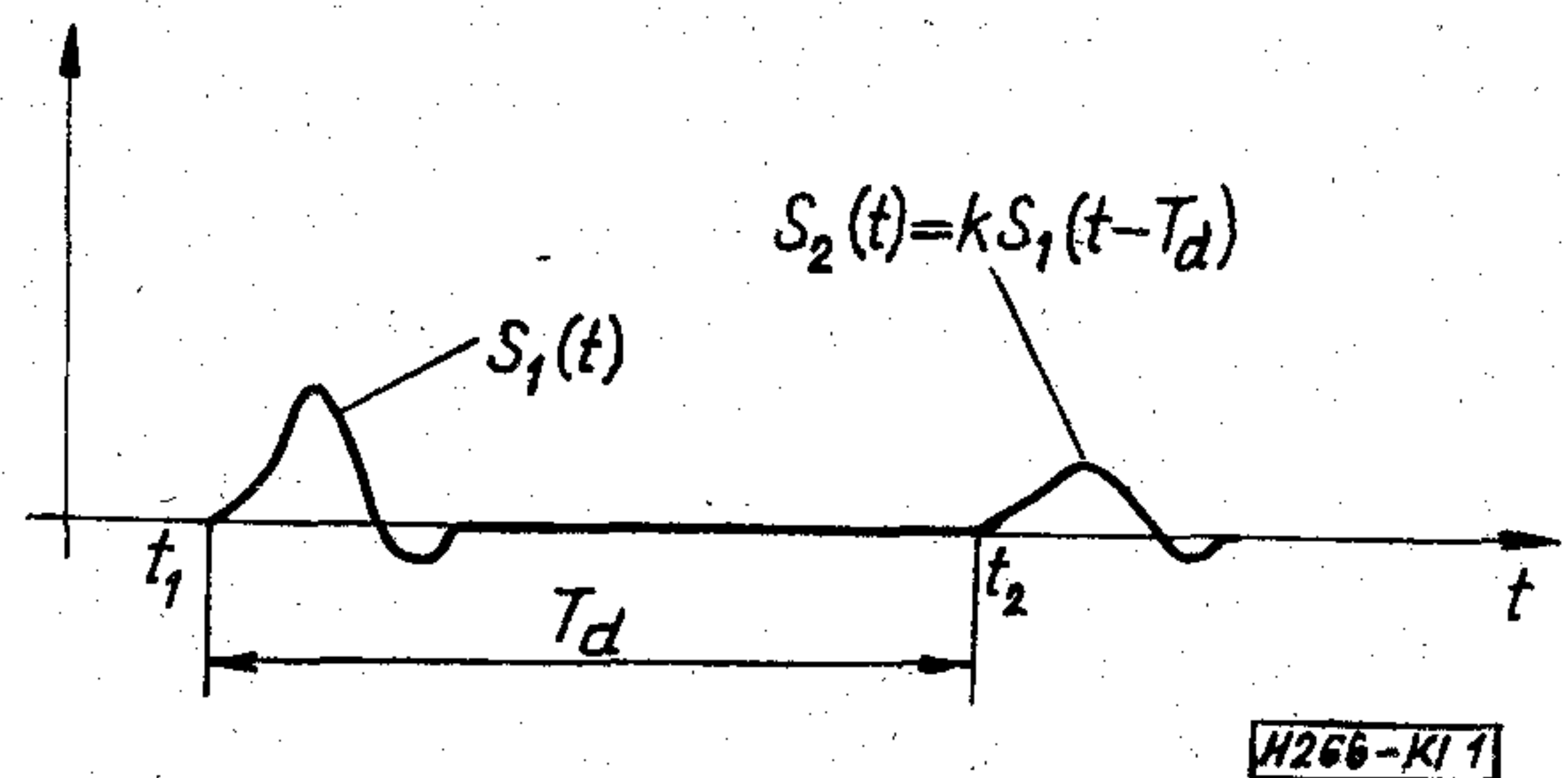
Az L hosszúságú, de ugyancsak hullámimpedanciákkal lezárt vezeték megfelelő jellemzői az egységnyi hosszúságú vezeték jellemzőiből L mérőszámmal való szorzással nyerhetők. A hullámimpedanciától eltérő üzemi lezárás esetén viszont az üzemi jellemzőket külön meg kell határozni.

A kinematikailag definiálható terjedési idő

Torzításmentesnek tekintjük a jelátvitelt az áramkör (esetünkben: egységnyi hosszúságú, hullámimpedanciákkal lezárt szimmetrikus vezető) bemenetére adott $S_1(t)$ jel és kimenetén megjelenő $S_2(t)$ jel közötti lineáris kapcsolat esetén, nevezetesen ha

$$S_2(t) = kS_1(t - T_d) \quad (1)$$

Lásd az 1. ábrát.



1. ábra

Ekkor a k konstansnak megfelelő erősítés (vagy csillapítás) alkalmazásával $S_2(t)$ -ből $S_1(t)$ visszaállítható, természetesen T_d időbeli késedelemmel, mivel T_d időre egységnyi vezeték hossz befutásához volt szükség, T_d nem más, mint a jel tényleges terjedési sebességének (v) a reciproka, azaz a kinematikai definíciónak megfelelő terjedési idő.

Az (1) összefüggést „felboríthatják”

- a zajok,
- az áramkör nemlineáris torzítása és
- az áramkör lineáris torzítása.

A lineáris torzítás hatásaként is megváltoznak a jel harmonikus összetevői amplitúdóinak az arányai és/vagy megváltozik az összetevők kölcsönös fázishelyzete — a jel eredeti frekvenciaspektruma diszperziót szenved.

Vizsgáljuk meg a diszperziómentes jelátvitel feltételeit. A zajok és a nemlineáris torzítás hatásától itt eltekintünk.

Amplitúdó feltétel

A jel spektrumában a harmonikus összetevők amplitúdójának változatlan arányai megkövetelik, hogy az áramkör csillapítása frekvencia független legyen. Tehát:

$$\alpha(\omega) = \text{konstans.} \quad (2)$$

Fázisfeltétel

Ragadjuk ki a jel spektrumának ω_1 és ω_2 frekvenciájú összetevőit, melyek az áramkörön állandósult állapotban jelen vannak és az időben harmonikus függvényként változnak.

A (radián/szekundum mértékegységű) frekvencia (ω) a harmonikus jel szögargumentumának (radiánban kifejezett) egységnyi idő alatti megváltozását adja meg. Az $(\omega_2 - \omega_1)$ különbség két harmonikus jel szögargumentumának relatív megváltozását, vagyis a két jel relatív fázisváltozását adja meg egységnyi idő alatt. T_d idő alatt pedig $(\omega_2 - \omega_1) \cdot T_d$ relatív fázisváltozás következik be a két összetevő között.

A (radián/hosszegység mértékegységű) $\beta(\omega)$ vezeték jellemző ω frekvenciájú jel radiánban kifejezett fázistolását adja meg egységnyi vezetékhozzon. $\beta(\omega_2) - \beta(\omega_1)$ pedig a két harmonikus összetevő relatív fázisváltozása egységnyi vezetékhozzon mentén.

Ha egységnyi vezetékhozzon „bemenetéről” a „kimenetére” előre pillantva a vezeték mentén ugyanolyan relatív fázisváltozást találunk a két harmonikus összetevő között, mint amekkora a teljes jel egységnyi hozzon való áthaladásának T_d ideje alatt észlelhető az áramkör bármely pontján, akkor — mint belátható — a harmonikus összetevők relatív fázishelyzete a kimeneten minden pillanatban ugyanolyan, mint a bemeneten. E felismerésből:

$$(\omega_2 - \omega_1) T_d = \beta(\omega_2) - \beta(\omega_1). \quad (3)$$

Ha két változó differenciái között lineáris a kapcsolat — mint (3)-ban, T_d konstans lévén —, akkor a változók között is lineáris kapcsolatnak kell fennállnia. Tehát:

$$\beta(\omega) = \omega \cdot T_d + \beta(0)$$

Tudjuk, hogy szimmetrikus vezetékeknel $\beta(0) = 0$, s ezzel a diszperziómentes jelátvitel fázisfeltétele:

$$\beta(\omega) = \omega \cdot T_d = \omega \cdot \text{konstans} \quad (4a)$$

A (4a) feltétel $\beta(0) = 0$ kikötéssel így is megfogalmazható:

$$\frac{d\beta}{d\omega} = T_d = \text{konstans.} \quad (4b)$$

És így is:

$$\frac{d\beta}{d\omega} = \frac{\beta}{\omega}. \quad (4c)$$

A nyert összefüggések az egységnyi vezetékhozzonra vonatkoztatott hullám-terjedési idő meghatározására is alkalmasak, ha (legalább a jel frekvenciasávjában) teljesülnek a diszperziómentes átvitel (2) és (4) feltételei.

Ha $\alpha \neq$ konstans és/vagy $\beta \neq \omega$ konstans, akkor az áramkörnek lineáris torzítása van, a jel diszperziót szenved a vett jel alakja eltér (és nem csak egy konstans erősítés, vagy csillapítás erejéig!) az adott jel alakjától és (a kinematikailag definiált) T_d terjedési idő nem értelmezhető.

A futási időkről

A (4b)-ben megjelenő differenciálhányados létezik akkor is, ha T_d nem értelmezhető.

Ez a differenciálhányados a csoportfutási-idő:

$$T_c = \frac{d\beta}{d\omega} \quad (5)$$

A (4c)-ben megjelenő hányados — mely csak a (2) és (4) kikötések teljesülése mellett egyenlő T_c -vel, egyébként nem — a fázisfutási idő:

$$T_f = \frac{\beta}{\omega} \quad (6)$$

A $\beta(\omega)$ -ból meghatározott T_c és T_f éppen úgy az egységnyi hozzú vezeték hullámjellemezője, mint $\beta(\omega)$.

Ha lineáris torzítás nincs [és $\beta(0) = 0$], akkor — és csakis akkor —

$$T_d = T_c = T_f = \text{frekvencia független konstans.} \quad (7)$$

A konvencionális jelterjedési idő

Lineáris torzítás esetén az átvindó jel frekvenciasávjában

$$\alpha(\omega) \neq \text{konstans}$$

és/vagy

$$T_c \neq \text{konstans.}$$

A lineáris torzítás mértékeként (egyéb mértékek, pl. a „szem-ábra” jellemzői vagy a PAR-szám mellett) a csillapításnak és a csoportfutási időnek az átvindó jel (ω_{\min} ; ω_{\max}) frekvenciasávján belüli legnagyobb változását szokás használni. Ezen mértékek megnevezése:

csillapítás-torzítás

$$\Delta\alpha = \alpha_{\max}(\omega) - \alpha_{\min}(\omega), \quad \text{ha: } \omega_{\min} < \omega < \omega_{\max} \quad (8)$$

illetve

futási-idő-torzítás

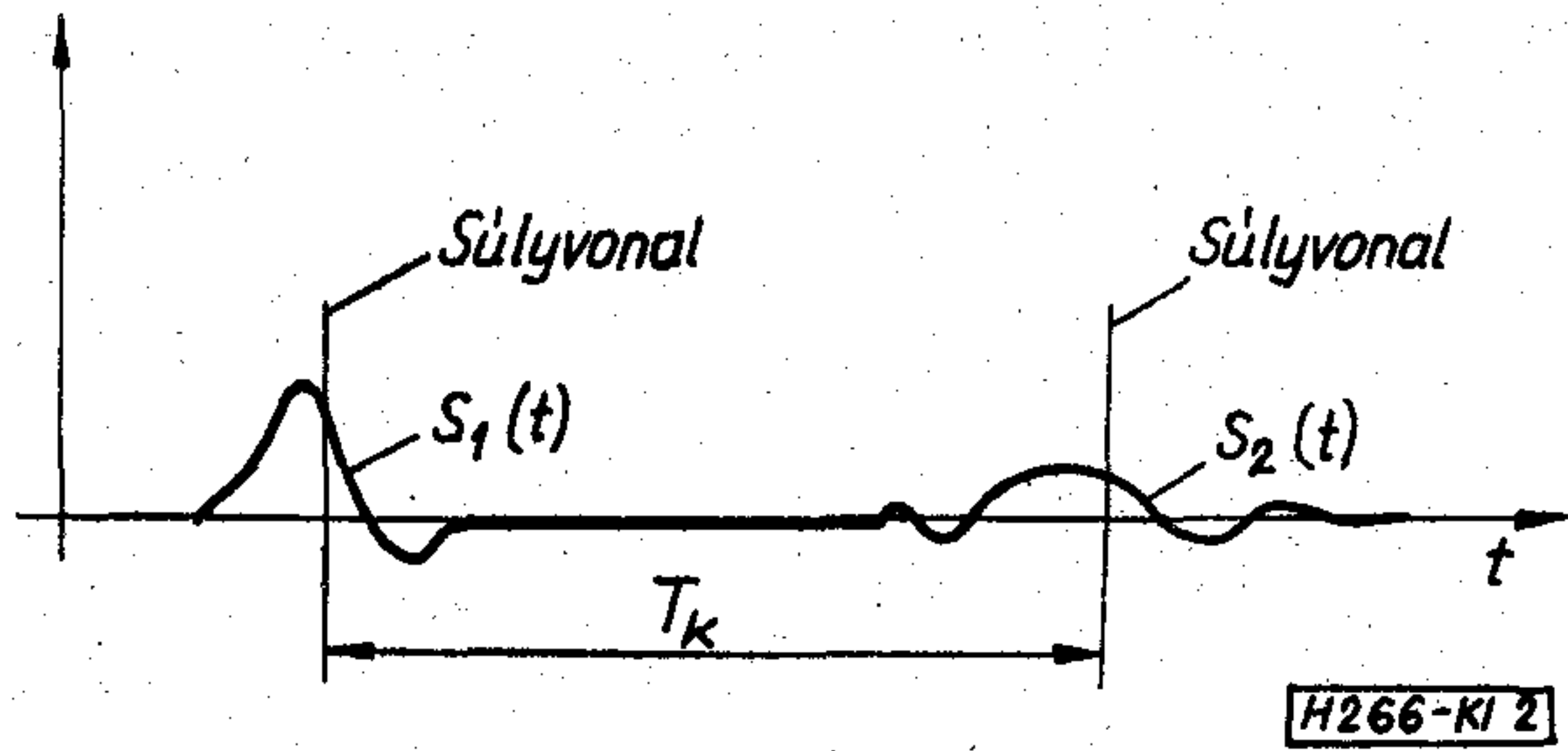
$$\Delta T_c = T_{c\max}(\omega) - T_{c\min}(\omega), \quad (9)$$

ha:

$$\omega_{\min} < \omega < \omega_{\max}$$

$\Delta\alpha$ és ΔT_c szintén az egységnyi hozzú, hullám impedanciákkal lezárt szimmetrikus vezeték jellemzői.

A lineáris torzítás diszperziót okoz: az adott jelhez képest a vett jelben megváltoznak a harmonikus összetevők arányai és/vagy relatív fázishelyzetük, a



2. ábra

vett jel nemlineáris függvénye (1) értelmében az adott jelnek (lásd 2. ábra). A jel terjedési idejét ilyen körülmények között csak úgy értelmezhetjük, ha megállapodásszerűen $S_1(t)$ és $S_2(t)$ valamely azonosítható fázishelyzetű pontját kitüntetjük. A kitüntetett fázishelyzetű pont terjedési idejét neveztük el a T_k -val jelölt *konvencionális terjedési időnek*.

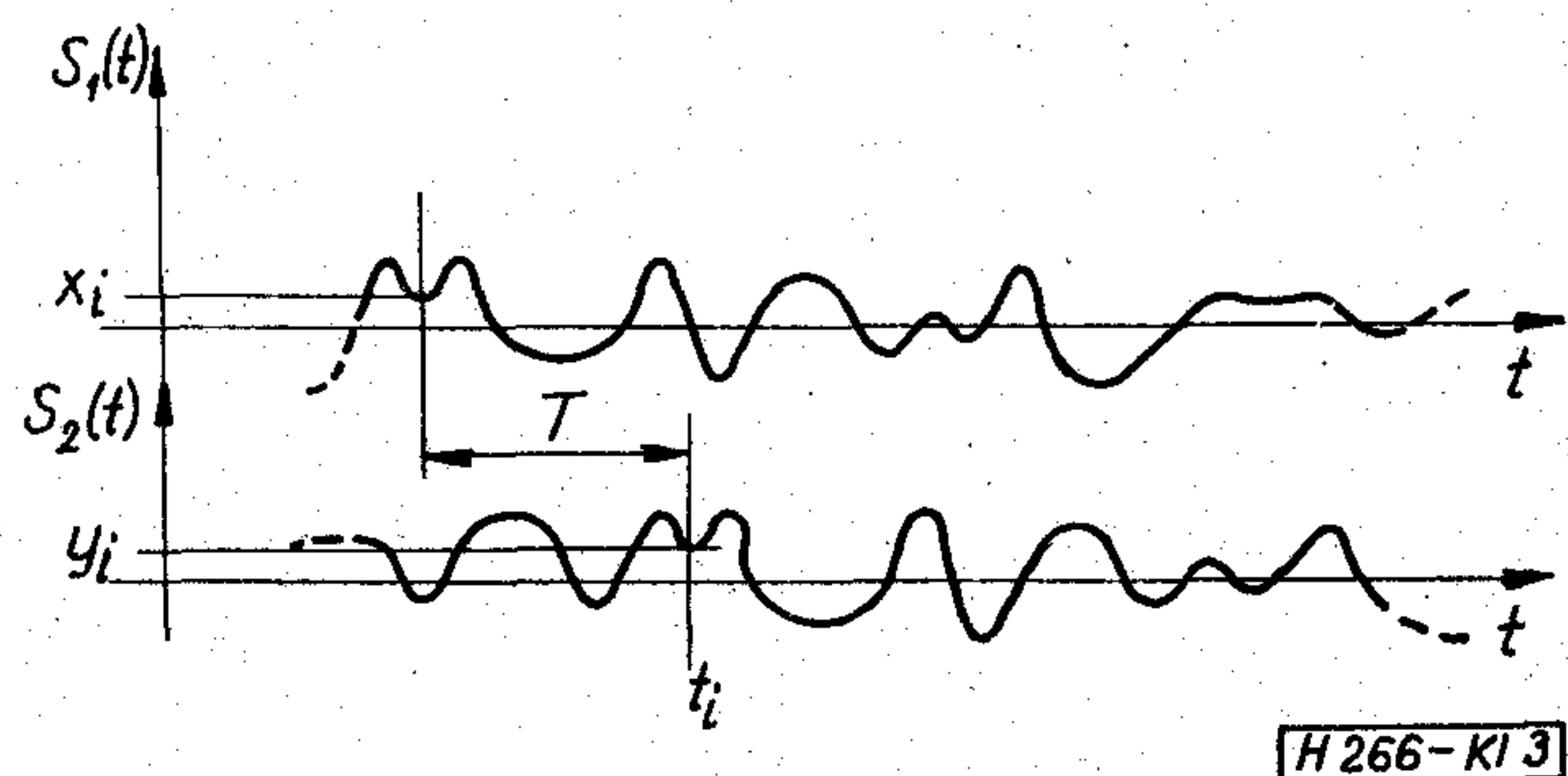
T_k -t szokásos a jel súlyvonalának terjedési idejeként értelmezni. Azonban lehet kitüntetni a jel más fázishelyzetű pontjait is.

Azt, hogy adott $S_1(t)$ -ből pontosan milyen lefutású $S_2(t)$ lesz, a lineáris torzítás mértékeiből még ún. determinisztikus jelekre sem lehet pontosan megállapítani. Ha $S_1(t)$ ismert paraméterű egyszerűbb impulzusjel vagy bekapcsolási folyamat, akkor $\alpha(\omega)$ és $\beta(\omega)$ ismeretében pl. a Laplace-transzformáció segítségével lehet $S_2(t)$ -t meghatározni. Véletlensztochasztikus jeleknek pedig legfeljebb a statisztikus jellemzőire (pl. véletlen impulzuskombinációk impulzushiba arányára) lehet statisztikus jellegű (1-nél kisebb valószínűséggel érvényes) megállapításokat tenni a nemlineáris torzítás jellemzőiből (pl. a futási idő-torzításból és a csillapítás-torzításból).

Véletlenszerű jelsorozatra nézve a konvencionális futási idő is véletlen ingadozásokat mutat (adott lineáris torzítású hálózaton). Ez esetben T_k is csak statisztikus jellemzőként értelmezhető (meghatározható pl. súlyozott középértéke, ingadozása stb.)

A statisztikus terjedési idő — a keresztkorreláció alapján

Véletlen jelsorozat elemeinek véletlen ingadozást mutató T_k értékeit statisztikusan felvenni és értékelni igen nehézkes. A digitális számítástechnika és a korrelátor-műszerek megjelenése nyomán célszerűbb a



3. ábra

keresztkorreláció alapján értelmezett T_s statisztikus terjedési idő megállapítása.

Pillantsunk a 3. ábrára. $S_1(t)$ -nek $(t_i - T)$ időpontokban mutatott értékeit x_i -vel, S_2 -nek (t_i) időpontokban felvett értékeit y_i -vel jelöljük.

Ha kellően nagy (N) számú t_i időpontot kiválasztunk (akár véletlenszerűen, akár oly módon, hogy elég kicsiny Δt lépésekként az időtengelyen előre haladunk), s mindegyikhez (az előbbieik szerint) megállapítjuk az x_i és y_i értékeket, akkor két számhalmazt, nevezetesen

$$\{x_i\} \text{ és } \{y_i\} \text{ halmazokat nyerjük.}$$

A tapasztalat szerint aktív hírközlőcsatornák jelei ún. stacionárius jelek. Tulajdonságaik közé tartozik az, hogy bármikor kezdjük is el a vizsgálatot (feltéve, hogy elég hosszú ideig folytatjuk azt és elég sok pillanatérték mintát veszünk), adott N mintaszám és T időköz mellett csaknem ugyanolyan x_i , ill. y_i tagokból álló $\{x_i\}$, ill. $\{y_i\}$ halmazokat kapunk (csak a konkrét x_i , ill. y_i értékek sorrendjei változnak). Továbbá: a T mintavételi időköz nagysága sem változtat az $\{y_i\}$ halmaz elemein, legfeljebb az elemek sorrendjén.

Más a helyzet az összetartozó x_i és y_i értékek szorzatának $\{x_i \cdot y_i\}$ halmazával, ezen halmaz tagjainak $\sum_i x_i \cdot y_i$ összegével és az $x_i \cdot y_i$ szorzatok

$$R_{xy}(T) = \frac{1}{N} \sum_i x_i y_i \tag{10}$$

átlagával. Mindezek (változatlan t_i időpontok és N mintaszám mellett) már függenek a T mintavételi időköz nagyságától.

Tekintsük az $\{x_i\}$ és az $\{y_i\}$ halmazok összetartozó (t_i , illetve $t_i - T$ időpontban felvett) elempárjainak mindegyikét egy-egy derékszögű parallelogramma egymásra merőleges két oldalának. Ismeretes, hogy (két, egymásra merőleges oldal összegének azonossága mellett) a legnagyobb területet akkor kapjuk, ha a két (x_i és y_i nagyságú) oldal egyenlő (a négyzet a maximális területű derékszögű parallelogramma). Arra az egyszerű esetre, melyben

$$S_2(t) = S_1(t - T_d),$$

fentiek alapján közvetlenül belátható:

$$R_{xy}(T) = \frac{1}{N} \sum_i x_i y_i \text{ akkor maximális, ha } T = T_d.$$

Ha:

$$S_2(t) = k S_1(t - T_d)$$

és

$$k \neq 1,$$

akkor megfelelő erősítés (csillapítás) alkalmazásával visszajutunk az iménti egyszerű esethez.

Mi a helyzet akkor, ha a lineáris torzítás és a véletlen zajok miatt (de itteni vizsgáldásunk szempontjából elhanyagolhatóan kismértékű nemlineáris torzítás mellett)

$$S_2(t) \neq k S_1(t - T_d)?$$

Ebben az esetben T_d nem értelmezhető és az

$$R_{xy}(T) = \frac{1}{N} \sum x_i y_i \text{ maximális értékéhez tartozó}$$

$$T = T_s$$

időközt nevezzük *statisztikus terjedési időnek*.

Igazolható: T_s az az időintervallum, mellyel $S_2(t)$ -t az időtengelyen visszatolva $S_1(t)$ és $S_2(t)$ különbségei négyzeteinek az átlagértéke a legkisebb, vagyis $S_2(t)$ „statisztikusan” akkor hasonlít leginkább $S_1(t-T)$ -hez, ha $T = T_s$.

Bizonyítás

$S_1(t-T)$ -t pillanatértékeinek $\{x_i\}$ diszkrét halmaza, $S_2(t)$ -t pedig pillanatértékeinek $\{y_i\}$ diszkrét halmaza reprezentálja ($i=1, 2, \dots, N$, és a statisztikus kiértékelés szempontjából N elég nagy).

Keressük annak a feltételét, hogy $S_1(t-T)$ és $S_2(t)$ különbségei négyzetének az átlaga, vagyis az

$$\frac{1}{N} \sum_i (x_i - y_i)^2 = \frac{1}{N} \sum_i (x_i^2 + y_i^2) - 2 \frac{1}{N} \sum_i x_i y_i$$

kifejezés minimális legyen. Vizsgáljuk a kifejezésnek az egyenlőség jobb oldalán álló alakját. Ez (adott x_i és y_i értékek mellett) akkor minimális, ha az (első tagból levonandó) második tagban szereplő

$$\frac{1}{N} \sum_i x_i y_i = R_{xy}(T)$$

mennyiség maximális. Márpedig (definíciónk alapján) $T = T_s$, ha $R_{xy}(T)$ maximális.

Az $R_{xy}(T)$ mennyiség az $S_1(t)$ és $S_2(t)$ (esetünkben: adott és vett jel) közötti keresztkorrelációs függvény. Felvételére, regisztrálására (változó T érték mellett) alkalmas korrelátorok a világpiacon néhány év óta kereskedelmi forgalomba kerültek. Segítségükkel a T_s statisztikus jelterjedési idő a

$$T = T_s,$$

feltéve, hogy:

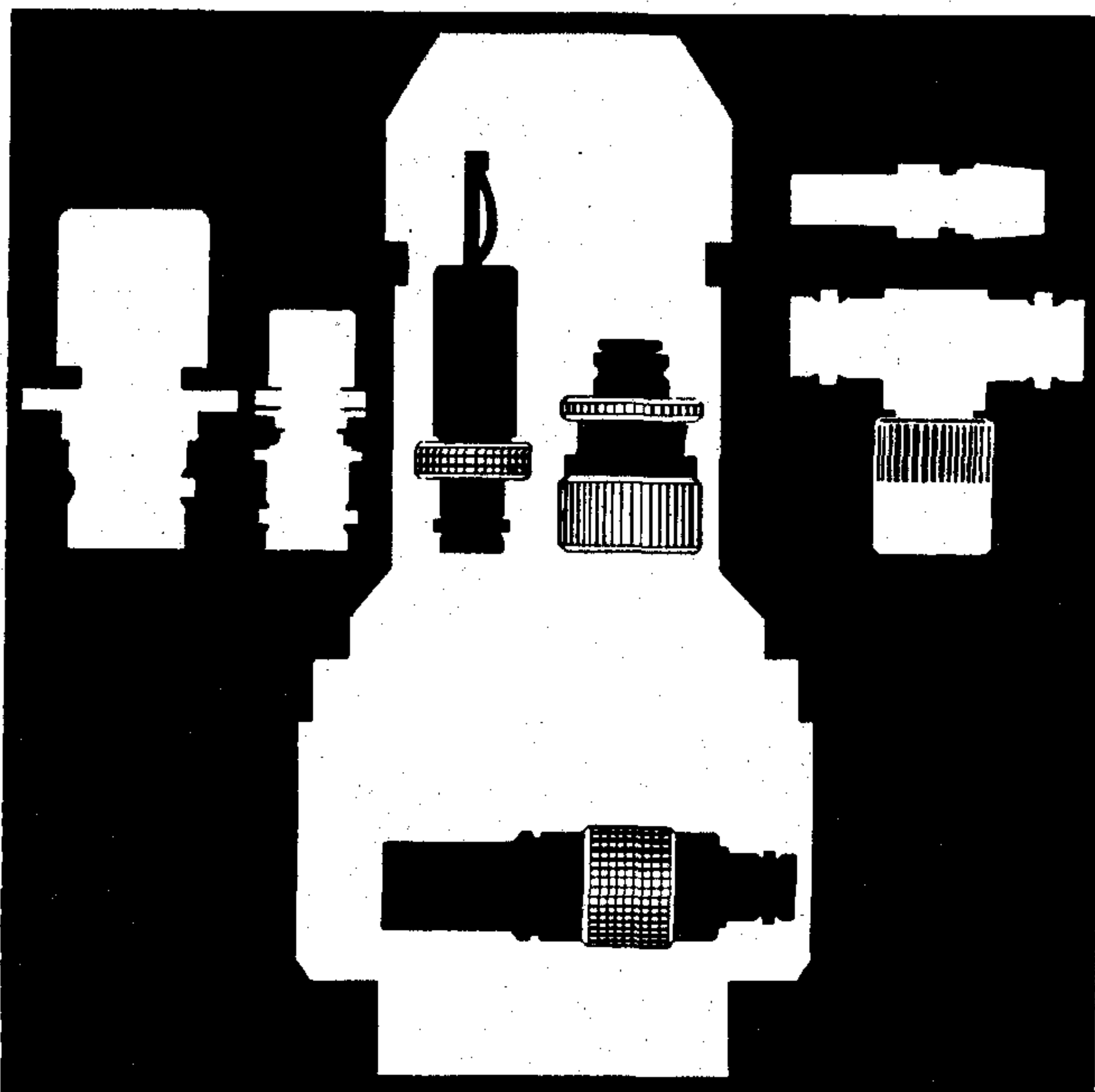
$$R_{xy}(T_s) = [R_{xy}(T)]_{\max} \quad (11)$$

összefüggés alapján közvetlenül leolvasható.

T_s ilyen méréséhez mind az adott, mind a vett sztochasztikus véletlen jelet be kell vezetni a korrelátorba.

I R O D A L O M

- [1] *Simonyi Károly*: Elméleti villamosságtan. Tankönyvkiadó, 1955.
- [2] *Géher Károly*: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, 1968.
- [3] *Lajtha György*: Távközlő-hálózatok elmélete és tervezése. Műszaki Könyvkiadó, 1968.
- [4] *R. W. Lucky—J. Salz—E. J. Weldon*: Adatátvitel. Műszaki Könyvkiadó 1973.
- [5] *Csernoch János*: Csoportfutási idő mérés technikája. BHG Műszaki Közlemények, 1968. 4. sz.
- [6] *Mezőcsáti Lászlóné*: Hullámforma-torzulás mérése PAR mérővel. Posta Kísérleti Intézet Közleményei, XI/2. kötet, 1971.
- [7] The Model 3721A Correlator. Field Training Manual. Hewlett-Packard Limited. May 1970.



Szimmetrikus csatlakozók nagyfrekvenciás és alacsony frekvenciás alkalmazásokra

Nagyfrekvenciás csatlakozók

Mindegyik nagyfrekvenciás csatlakozótípus állandó értékű hullámellenállással (50 és 75 ohm) készül és a teljes elektronikai területen árnyékolt összeköttetések létesítésére alkalmas, az 1/3, 3 és a 2/6, 6 típusorozat (BNC, TNC) készülékek egymás közötti összeköttetésére való, míg a dugaszolható kivitelű csatlakozók betétegységek csatlakoztatására. Mérési célokra, illetve a magasabb frekvenciákra a 3/7 (N) és a 7/16 típusorozat alkalmazható. Az 1,8/6,2; 1,6/9,7 (C); valamint a 3/9,7 (C) sorozat tagjai gyorsan összekapcsolható nagyfrekvenciás csatlakozók. Közepes teljesítmények átvitelére alkalmas a 8/28 típusorozat.

Alacsonyfrekvenciás csatlakozók

Információtechnikai alkalmazásuk mellett az 5/21 és 6/10 típusorozat tagjai elsősorban a híradástechnikában és a mérés technikában, a 7/25 és 8/25 sorozat a magfizikában, a 32/22 típusorozat tagjai pedig az adatfeldolgozás területén nyertek alkalmazást.

Kérjen tájékoztatást a részletes műszaki adatokról és a speciális szállítási lehetőségekről. Nagy tapasztalatú szakmérnökök adnak tanácsot minden alkalmazási kérdésben.

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN-ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Exportálja az
Elektrotechnik
Export-Import Külker. V.
DDR 102 Berlin,
Alexanderplatz 6
Német Demokratikus
Köztársaság

RFET

electronic

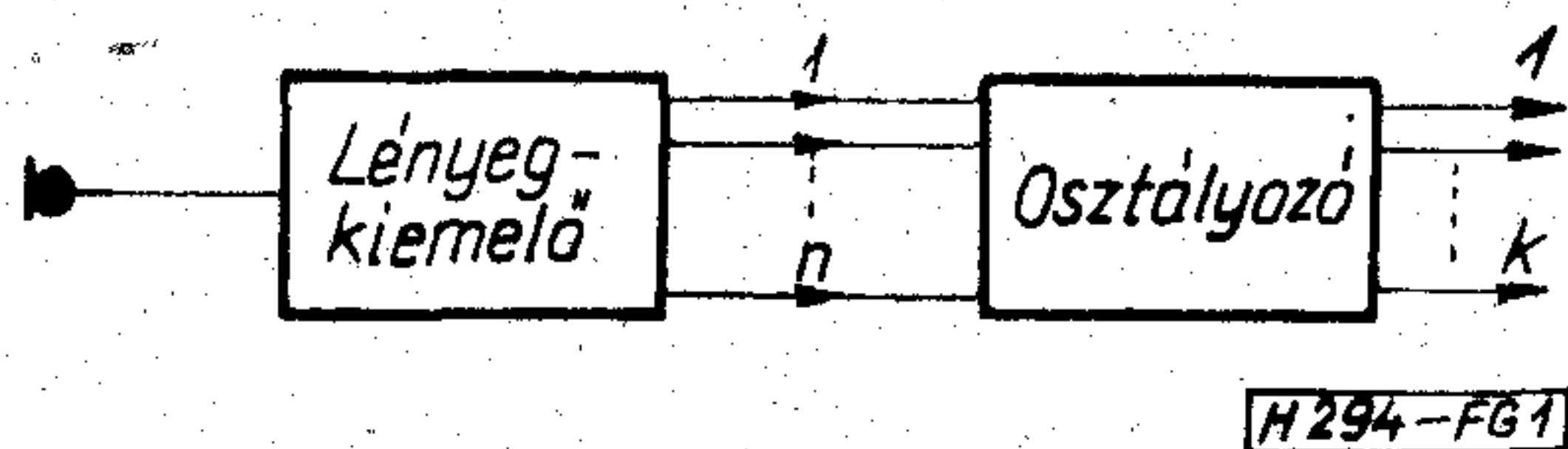
megbízható és nagy teljesítményű elektronikus alkatrészek

Tájékoztatást nyújt az
NDK Magyarországi
Nagykövetsége
27. Kereskedelempolitikai
Osztály
1143 Budapest XIV.,
Népstadion út 101-103

Az emberi hangmagasság-felismerés új hipotetikus modellje

ETO 534.784.072

A beszéd felismerési eljárások során szinte minden esetben felhasználásra kerülnek a hangmagasságot meghatározó adatok. A felismerés folyamata két fő részre, lényegkiemelésre és osztályozásra osztható (1. ábra).

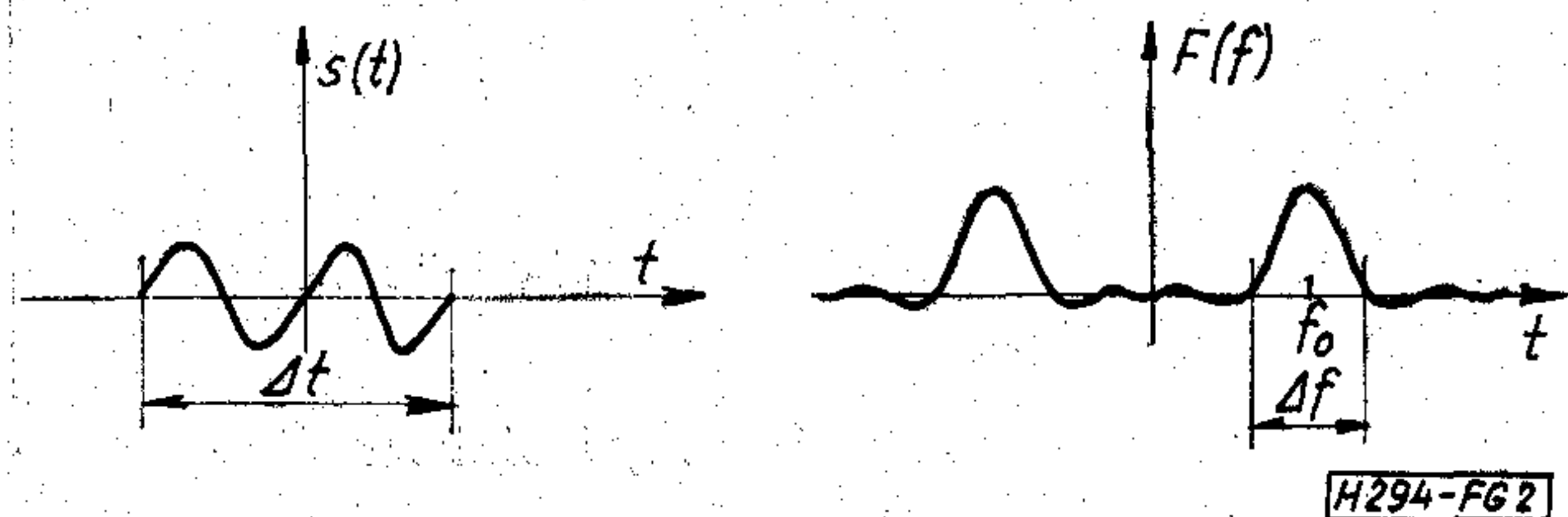


1. ábra

A lényegkiemelő feladata a beszédjel kb. 30000 illetve 50000 bit/sec információsebességének lecsökkentése, és ezzel együtt olyan paraméterek előállítására, melyek az akusztikai alakzatra (pl. szó vagy fonéma) a legjellemzőbbek, illetve a különböző alakzatok szempontjából a legkülönbözőbbek. Az így előállított n paraméter alapján az osztályozónak kell az alakzatot a k osztály valamelyikébe sorolni. A lényegkiemelés elvégzésére egyenes eljárás nem ismeretes, csak ad hoc úton valósítható meg, azonban hasznos lényegkiemelési módszerek már kialakultak. A lényegkiemelő által előállított paraméterek közül az egyik legfontosabb paraméter a hangmagasságot meghatározó adat. A hangmagasság-paraméter előállítására több módszer került kidolgozásra, azonban az emberi hangmagasság meghatározó képesség egyikkel sem magyarázható maradéktalanul.

Az emberi hallás hangmagasság meghatározására az első tudományos hipotézis 1843-ból Ohmtól származik, és akusztikai Ohm-törvény néven ismeretes [1]. Ohm feltételezi, hogy a fül Fourier-analízist végez, és a hangmagasságot a legalacsonyabb frekvenciájú Fourier-komponens határozza meg. Helmholtz is csatlakozik Ohm elméletéhez, és úgy képzei, hogy a Corti-szerv igen sok rezonátort tartalmaz, melyeknek mindegyike meghatározott frekvenciájú, és meghatározott idegszálat ingerel [2]. Békésy György kísérletileg kimutatta, hogy ilyen független rezonátorok a belső fülben nincsenek. A belső fület követő idegi feldolgozás sem képzelhető

Beérkezett: 1974. V. 21.



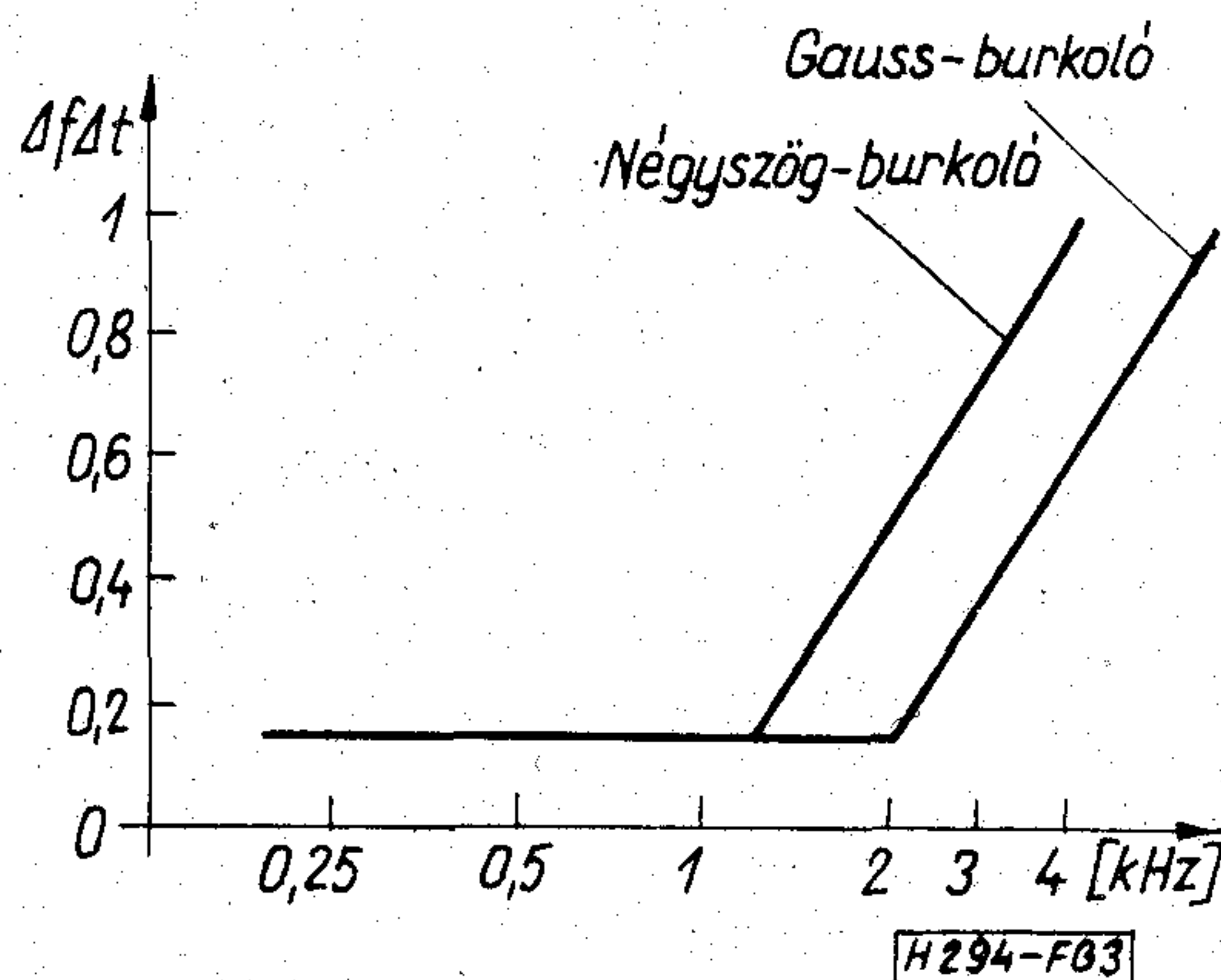
2. ábra

el a Helmholtz-féle rezonanciaelmélet, azaz kizárólag frekvenciatartományban történő feldolgozás alapján, ugyanis meglepően rövid idejű jelek is határozott hangmagasságérzetet alakítanak ki, és az emberi hallásnak ez a tulajdonsága nem modellezhető egy egyszerű sávszűrő rendszerrel.

Az elmondottak könnyen beláthatók a 2. ábra alapján, melyen egy Δt hosszúságú és f_0 frekvenciájú jelet, valamint Fourier-transzformáltját láthatjuk. Ha f_0 értékét annak alapján határozzuk meg, hogy a spektrum energiájának zöme a Δf sávon belül helyezkedik el, tehát f_0 is ebben a sávban van, akkor a meghatározás bizonytalansága a

$$\Delta f / \Delta t \geq 1 \quad (1)$$

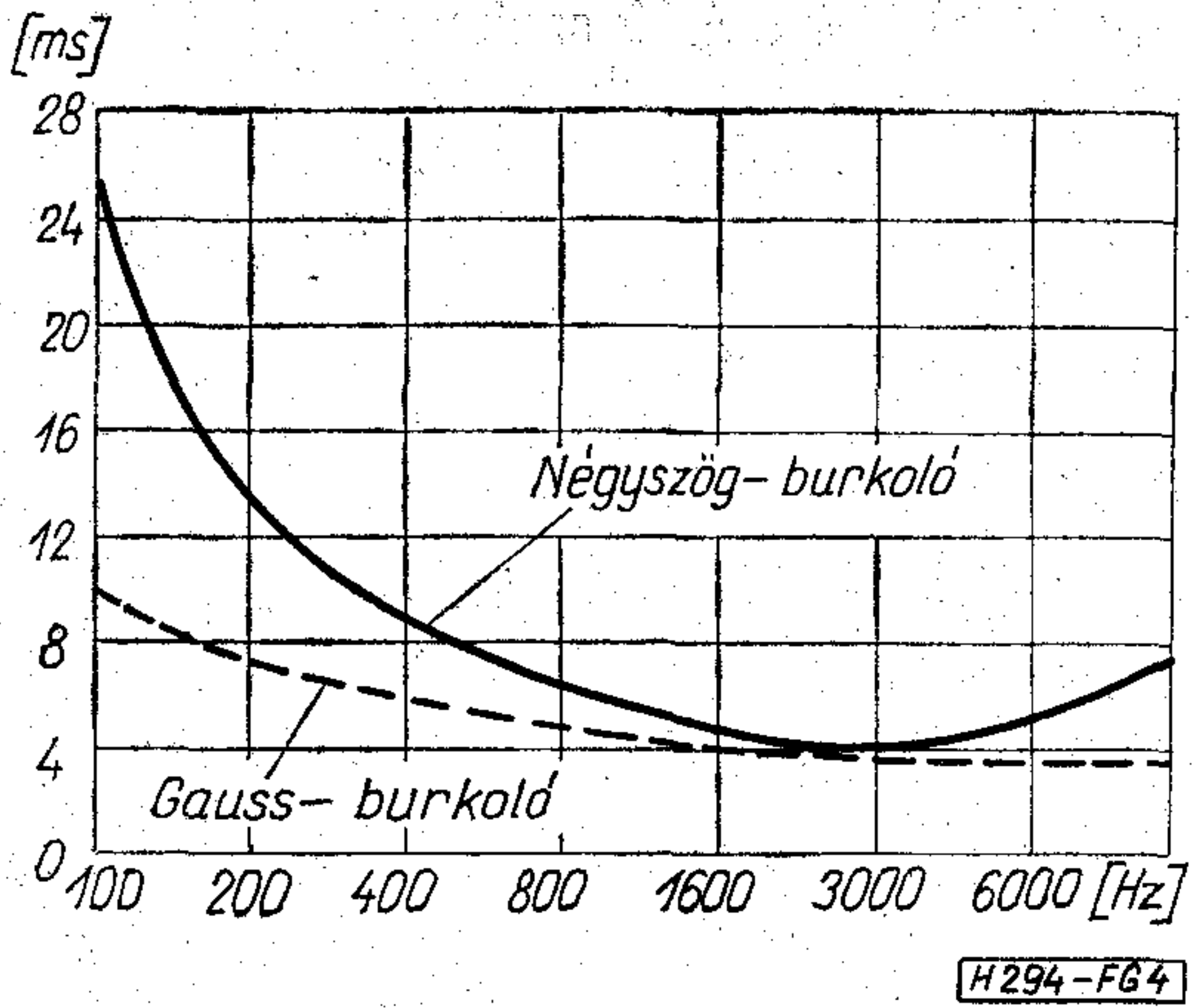
Gábor-féle összefüggésből számítható. A $\Delta f / \Delta t$ szorzat konstans, és értéke Δt és Δf definiálásától, valamint az időfüggvény burkolójától függ. Az emberi hallás idő- és frekvenciatartományban való viselkedését, azaz a $\Delta f / \Delta t$ szorzat értékét a 3. ábra mutatja [3].



3. ábra

Mint az a 3. ábrából látható, Gauss-burkoló esetén kb. 2000 Hz-ig $\Delta f / \Delta t \approx 0,13$. Ez az összefüggés érvényes, ha $\Delta t < 100$ ms, azonban testszólegesen kicsi sem lehet, mert a hangmagasságérzet kialakulásához szükséges a 4. ábrán látható minimális idő [4]. Meglepő, hogy Gauss-burkoló esetén 1 kHz-nél 4 periódus, 100 Hz-nél pedig mindössze 1 periódus elegendő a hangmagasságérzet kialakulásához.

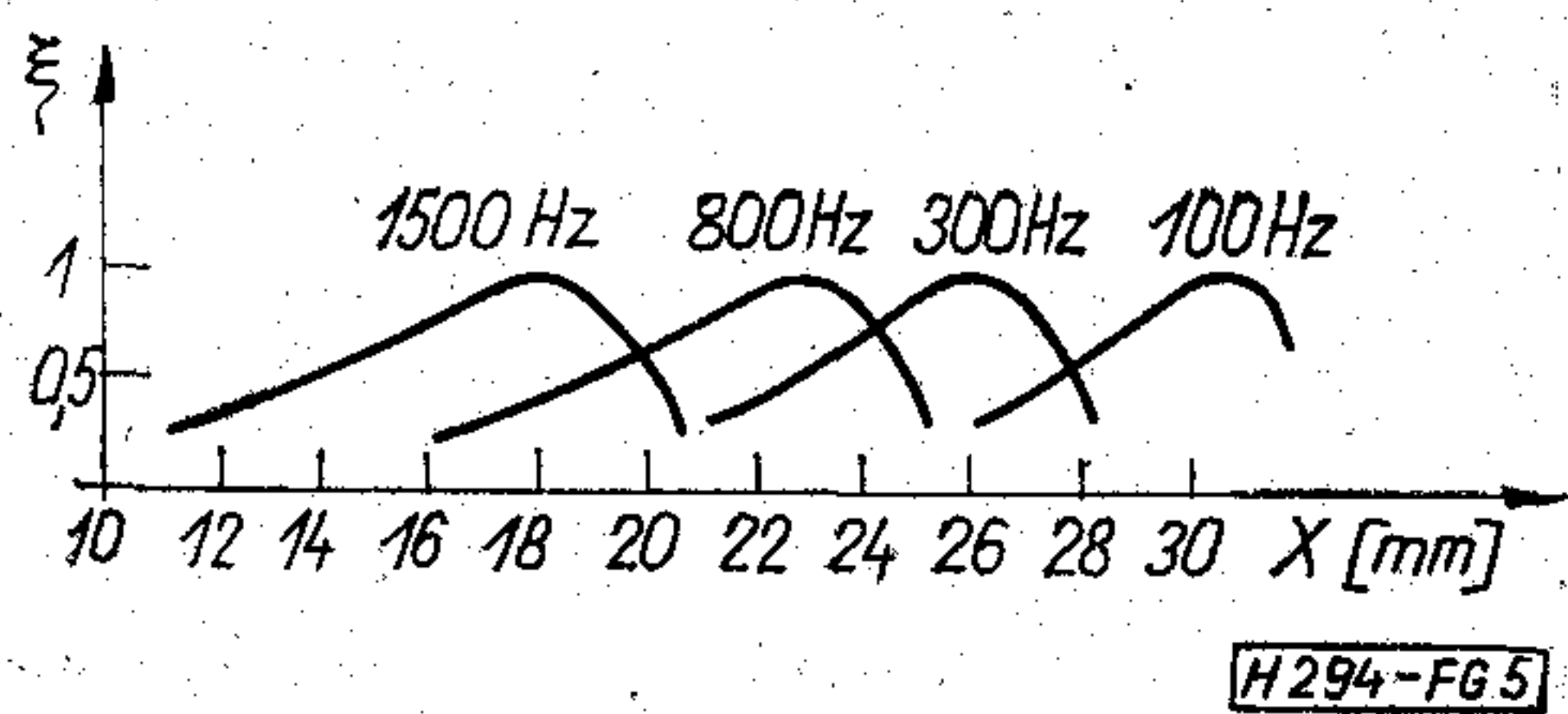
Hosszú idejű hangok hangmagasság-érzékelése sem magyarázható Fourier-analízissel, ugyanis a szubjektív hangmagasság nem mindig egyezik meg a hangspektrum legmélyebb összetevőjével, sőt lehetséges, hogy egyik komponenssel sem. Ha egy gazdag harmónikustartalmú hangból kiszűrjük az alacsony frekvenciát, akkor továbbra is ezt a hiányzó alacsony frekvenciát fogjuk hangmagasságnak hallani. Ez a jelenség a fül nonlinearitásával nem magyaráz-



4. ábra

ható meg megnyugtatóan, mert léteznek olyan hangok, melyeknél a komponensekből adódó kombinációs termékek sem esnek egybe a szubjektív hangmagassággal. Ebben az esetben az időfüggvény burkolójának kváziperiodikusságát halljuk hangmagasságnak [5].

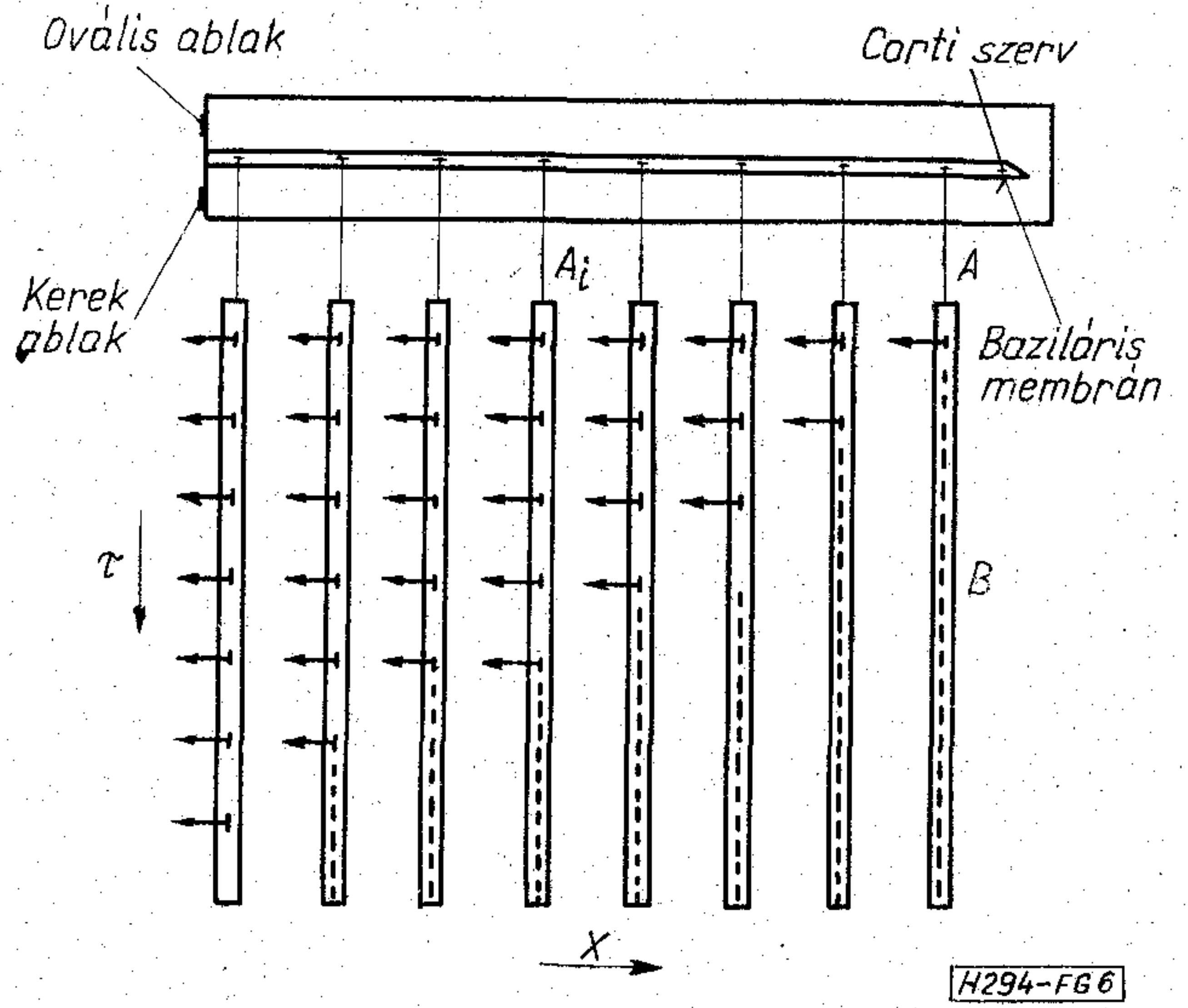
A különböző modellek az emberi hallás eddig tárgyalt tulajdonságait csak részben közelítik. Stationer szinuszos jel esetén sem indokolható a hallás frekvencia megkülönböztető képessége a belső fülben kialakuló hullámformával. A hanginger a külső fülön keresztül a középfülben levő hallócsontok, majd az ovális ablak közvetítésével jut a belső fülbe, azaz tulajdonképpen a csigába. A csigában levő baziláris membránon — a membránon található Corti szervvel együtt — a hanginger hatására haladó hullám jön létre [6]. A membrán rezgésének amplitúdója a hely függvénye, melynek maximuma igen lapos (5. ábra). Az ábrán X az ovális ablaktól való távolság mm-ben, ξ a membrán kitérésének relatív amplitúdója, a görbéken található paraméter pedig a gerjesztés frekvenciája. A baziláris membrán mozgásából nem következik a fül éles analízis képessége, és a fiziológiai vizsgálatokból megállapítható, hogy a Corti-szervből az agy felé haladó idegpályák között keresztirányú összeköttetések is léteznek, melyek a gyengébben ingerelt idegpályákat gátolják (laterális inhibíció) [7]. Továbbá megállapították, hogy minél közelebb fekszik a megfigyelési hely a központi idegrendszerhez, annál élesebben koncentrálódik egy szűk frekvenciatartományra az egyes idegek ingerelhetősége [8]. Ezt a jelenséget Zwicker úgy modellezte, hogy a jelet paralel sávszűrőkkel analizálta, majd a szűrők után szelektivitásnövelést alkalmazott, azaz a jelszegény csatornában az erősítést csökkentette [9]. A modell felépítését tekintve követi eddigi fiziológiai ismereteinket, azonban teljesen azonosan működik akár



5. ábra

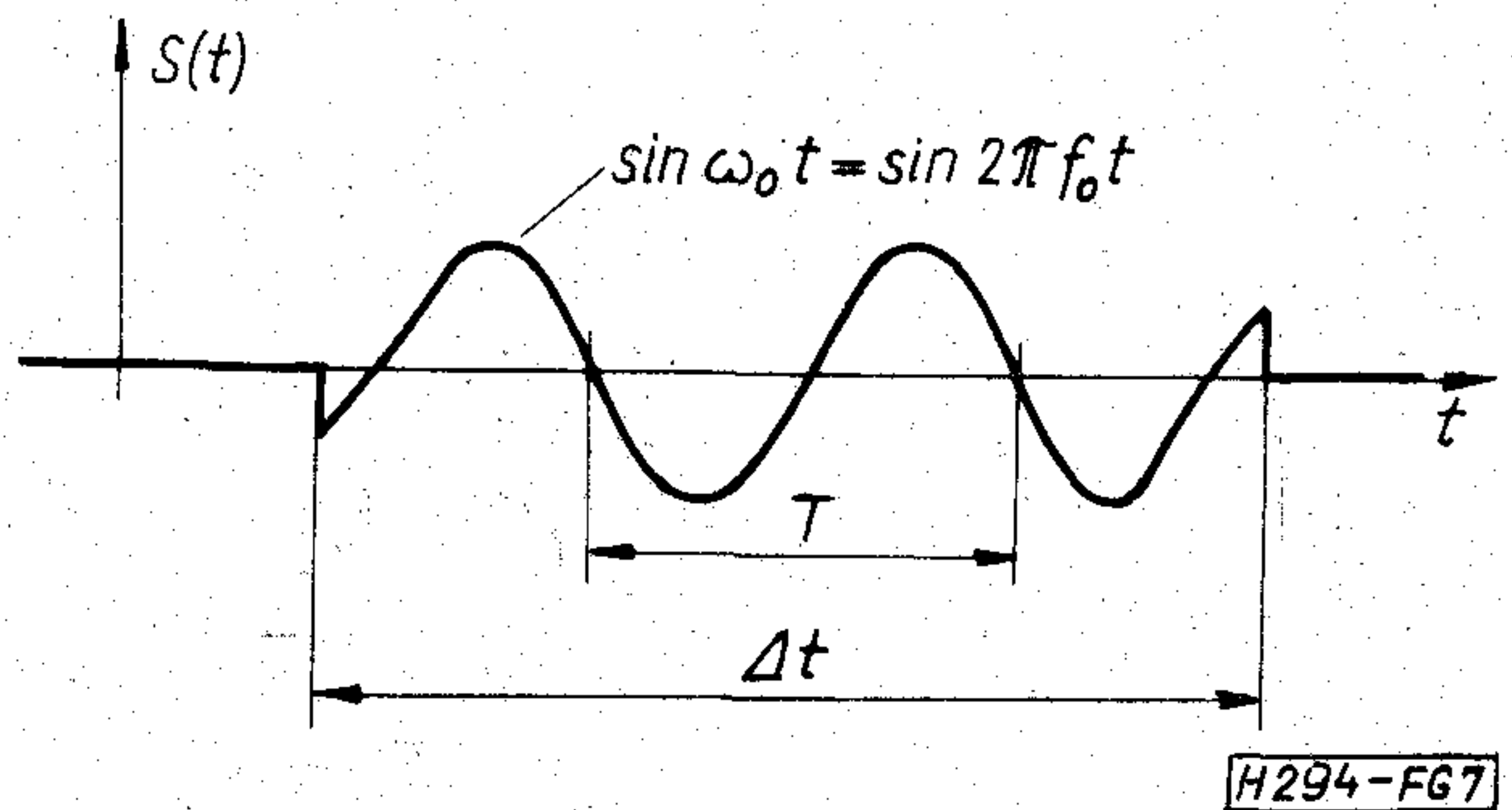
koherens akár inkoherens komponensekből áll az analizálandó jel.

Licklider egy lényegesen bonyolultabb modellt készített, mely azon a feltételezésen alapul, hogy a hangmagasság-megkülönböztetés a hallás idegi részében autokorrelátorokkal történik. Ez a feltételezés lehetővé teszi a burkoló periodicitásának felismerését is [10]. A modell a 6. ábrán látható. A B autokorrelátorok mindegyike a Corti-szerv X_i helyéről induló A_i idegszál akcióspotenciálját korrelálja. A hangkép teljesítményspektruma az X irányban, a periodicitása pedig a τ irányban ismerhető fel. A modell szemléletes, a hangkép egy hálózatra képződik le. Ennek ellenére ezzel a modellel sem lehet a fül idő-frekvencia felbontóképességét indokolni. Az X irányú teljesítménysűrűség spektrum pontosan ugyanolyan tulajdonságokkal rendelkezik, mint az a 2. ábrán látható, továbbá az autokorrelációs függvényből számítható teljesítménysűrűség spektrum is azonos tulajdonságú, azaz továbbra is érvényes a $\Delta f \Delta t \geq 1$ bizonytalansági reláció [11].

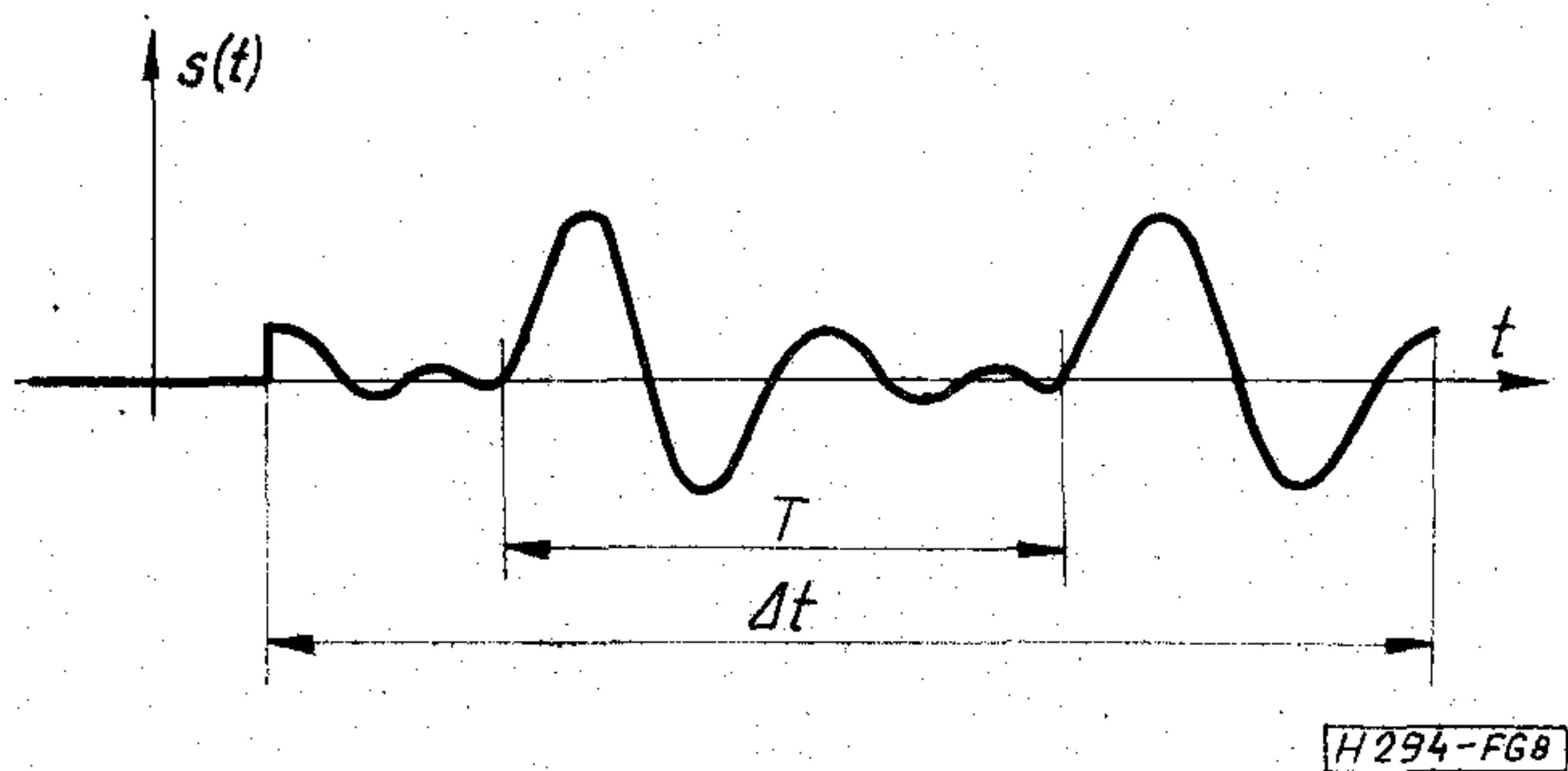


6. ábra

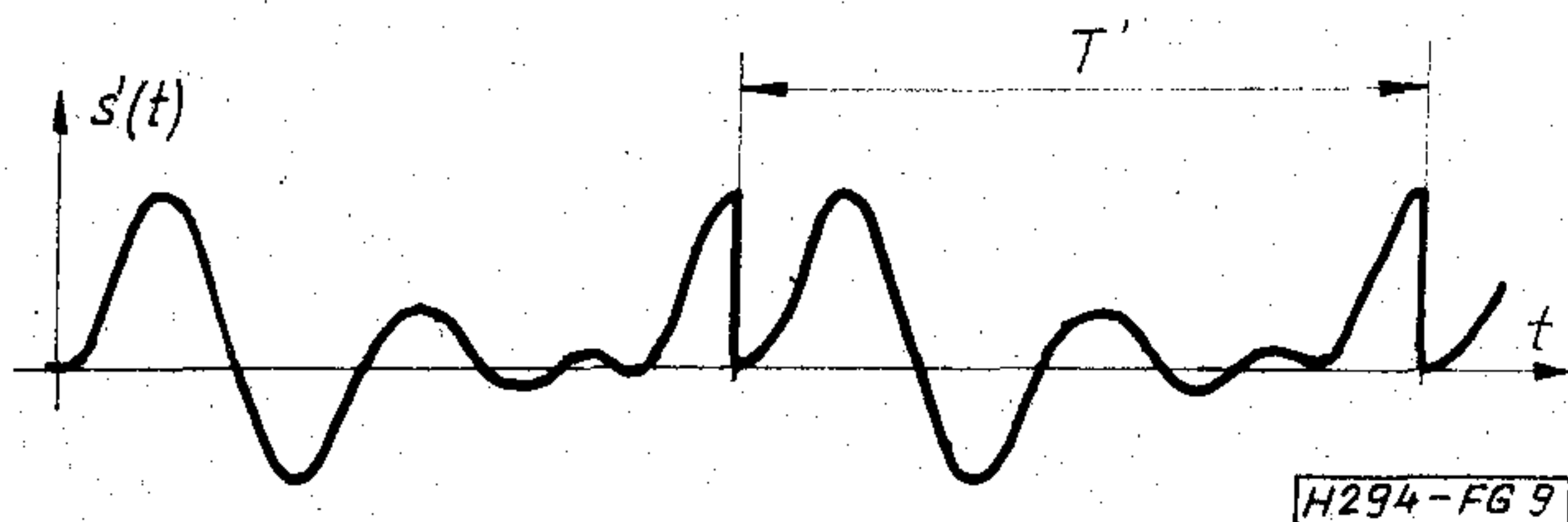
Az idő- és frekvenciatartomány kapcsolatát kifejező bizonytalansági reláció érvényességi területe megkerülhető, ha a frekvenciatartományra vonatkozó adatot (vagy adatokat) is az időtartományban való mérésrel állapítjuk meg. Vizsgáljuk meg először a legegyszerűbb esetet, azaz legyen a hangkép egyetlen szinuszos jel (7. ábra). A megfigyelésre rendelkezésre álló Δt idő alatt szinte tetszőleges pontossággal lemérhető a T periódusidő, illetve



7. ábra



8. ábra

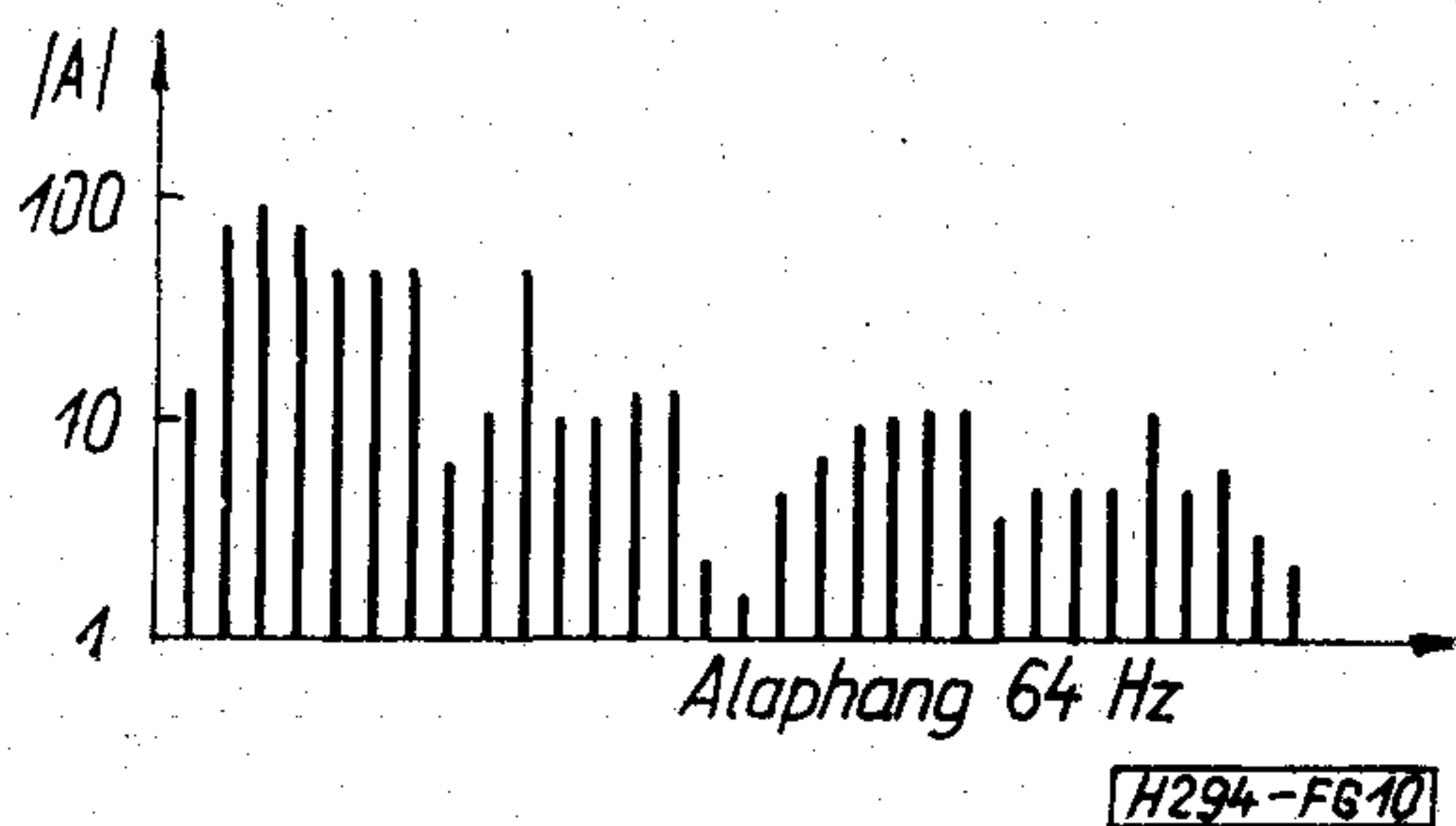


9. ábra

f_0 értéke. A frekvenciamérés hibáját, a Δf -et kizárólag az időmérés pontossága szabja meg. Ha az időmérés abszolút hibája állandó, akkor jó közelítéssel továbbra is érvényes a $\Delta t \Delta f \cong \text{konst.}$, ahol a konstans értéke tetszőlegesen kicsi lehet. A periódusidő mérésének ezt az elvét minden digitális műszer kihasználja.

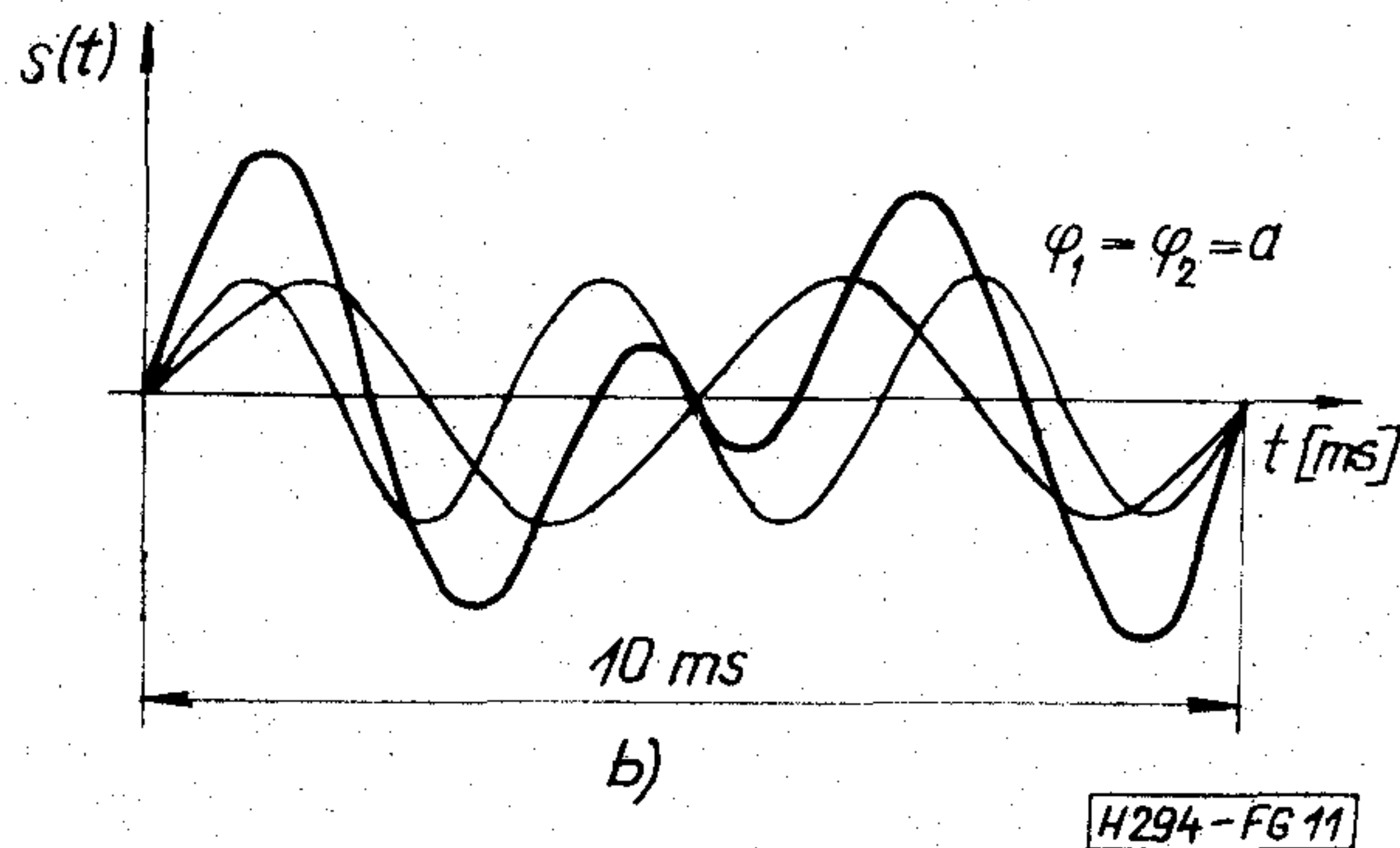
Ha az $s(t)$ időfüggvény periodikus, és nem egyetlen szinuszos jelből, hanem több komponensből áll, akkor az időfüggvény egy periódusánál hosszabb szakasz és a periódusidő ismeretében Fourier-sorfejtéssel meghatározható a komponensek értéke (8. ábra). Az ábrán felrajzolt időfüggvény természetesen nem csak a T szerint fejthető Fourier-sorban, hanem T' idővel is képezhető egy periodikus folytatás (9. ábra). A T' idővel képzett periodikus folytatásból számított komponensek azonban nem az eredeti, hanem a 9. ábrán látható időfüggvényt közelítik. A kétféle módon nyert komponensekből visszatranszformált időfüggvény T időn belül meg egyezik, azonban ha a felbontást felismerésre akarjuk felhasználni, akkor a két közelítés között lényeges különbség van. Tételizzük fel, hogy a 8. ábrán látható Δt ideig megfigyelt jel egy gordonkán megszólaltatott hang stacioner része. A végtelen hosszúnak tekinthető hang spektruma a [12] irodalomból átvéve a 10. ábrán látható.

Tételizzük fel továbbá, hogy a jel sávkorlátozott, azaz a frekvenciatartománya véges. Ha egy ilyen időfüggvény Δt ideig figyelhető meg, és az idő-



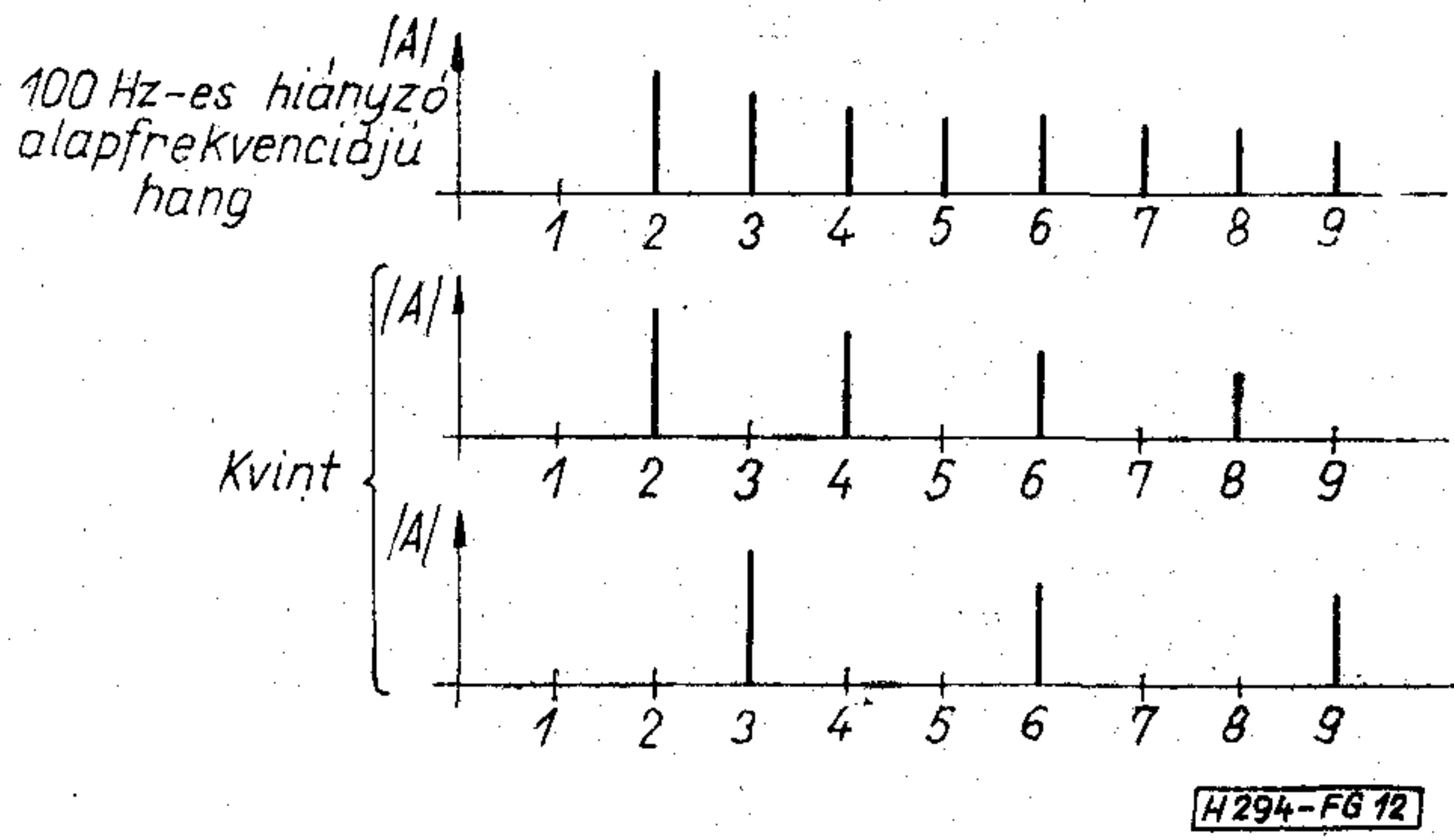
10. ábra

függvény T periódusidejű szakaszát Fourier sorba fejthetjük, akkor megkapjuk a 10. ábrán látható komponenseket. Ezek a komponensek nemcsak közelítik, hanem pontosan megadják az $s(t)$ időfüggvényt. A célszerűtlenül felvett T' idővel való sorfejtés eredménye egy végtelen sok komponensből álló spektrum lesz, mely az eredeti időfüggvényt T' időn belül is csak négyzetes értelemben közelíti. Ezenkívül a megszólaltatott hang leglényegesebb információját, a hang magasságát a spektrum nem tartalmazza. A következőkben vizsgáljuk egy alaphang frekvenciát nem tartalmazó hangot. (11a és 11b ábrák) Az időfüggvény periodikus, a periódusidő fázishelyzettől függetlenül 100 Hz periódusidejével, azaz 10 ms-al egyenlő. Ezt a jelet azonban nem 100 Hz-nek, hanem két hangnak halljuk (kvint). Ha az időfüggvényben további komponensek is jelen vannak, (400, 500, 600 Hz stb.), akkor egyre pregnásabb lesz a periodicitása, és nem különálló frekvenciákat, hanem egy 100 Hz-es hangot hallunk. Ezzel szemben ha két harmonikusokban gazdag 200 Hz-es és 300 Hz-es hangot hallgatunk, akkor az időfüggvény 100 Hz-es periodicitása elle-

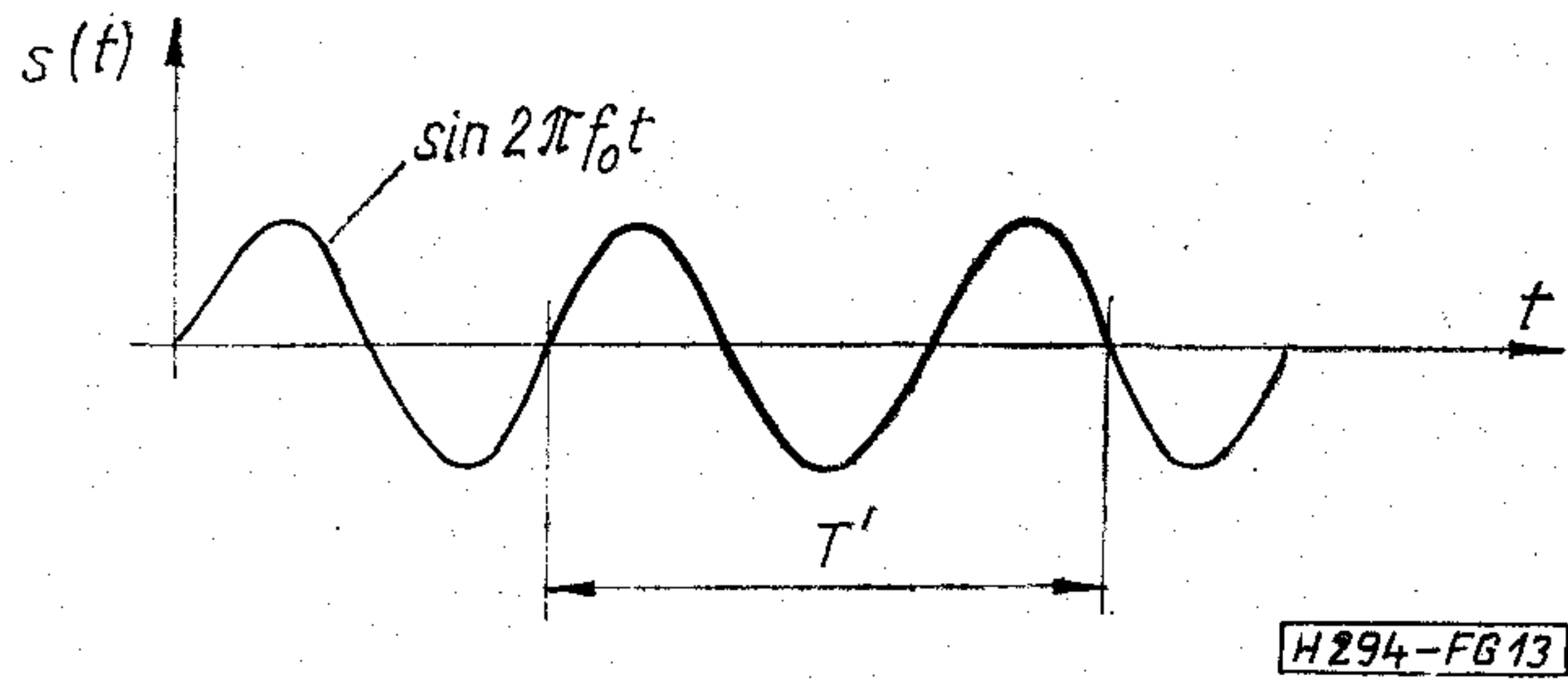


11. ábra

nére is kvintet hallunk. Önmagában az időfüggvény periodicitásával tehát az alaphang hallása nem magyarázható. Feltételezve, hogy a T időt, továbbá a spektrumot is ismerjük, már különbséget tehetünk az alaphang nélküli 100 Hz és a harmonikusokban gazdag, együttesen megszólaló 200 Hz és 300 Hz között. A 12. ábrán felrajzolt spektrumokból jól látható, hogy a kvint spektrumából a 100 Hz-en kívül még további komponensek is hiányoznak (500 Hz és 700 Hz). Természetesen a felsorolt példákban is megtehetjük, hogy a Fourier-komponenseket nem a T periódusidővel, hanem egy T' idővel periodikussá tett időfüggvényből származtatjuk, azonban így semmiféle összefüggést nem kapunk az időfüggvény eredete, és a Fourier komponensek között. Az elmondottakra talán a legjellemzőbb példa a 13. ábrán látható, ugyanis a T' idővel képzett periodikus folytatás az f_0 frekvenciát nem tar-



12. ábra



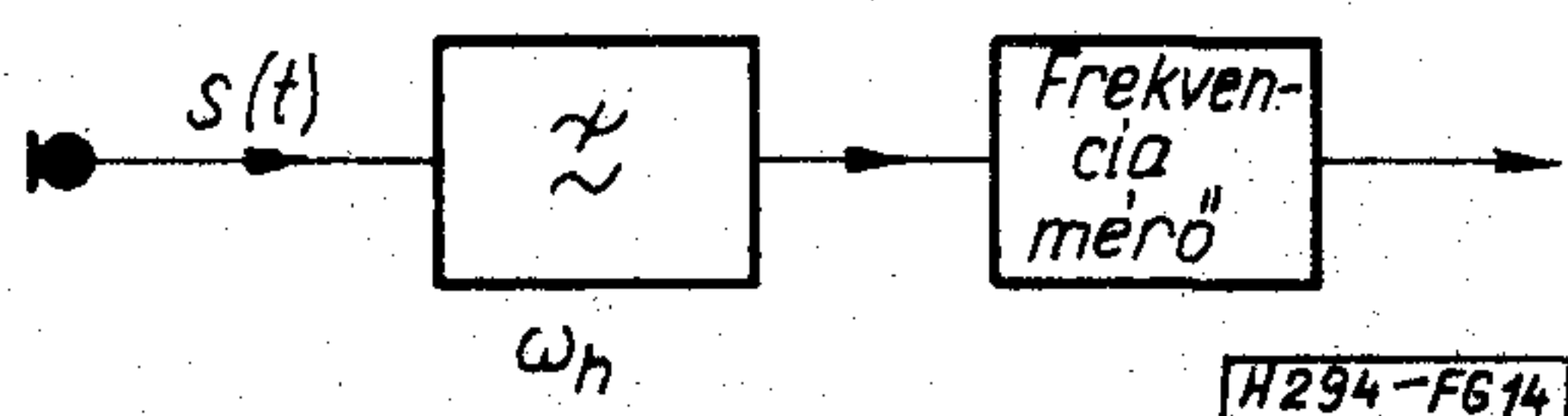
13. ábra

talmazza. Megállapíthatjuk tehát, hogy akár zenei hangok, akár beszédhangok kvázistacioner részleteinek feldolgozásához (lényegkiemeléshez) először meg kell állapítani a T periódusidőt, majd ennek ismeretében kell elvégezni a Fourier-transzformációt. Ezt az eljárást az irodalomban szinkron Fourier-transzformációnak nevezik.

Zöngés beszédhangok szinkron Fourier-transzformációval történő analizálásának legnagyobb nehézsége a periódusidő megállapítása. Folyamatos beszédben a zöngés részleteken belül a zöngé frekvenciája, azaz a T periódusidőnek megfelelő frekvencia változik, továbbá változnak a jelet előállító komponensek amplitúdói is. A változások különösen a különböző fonémák kapcsolódási helyén nagymértékűek, de a fonéma közepe környékén sem teljesen egyformák a T idejű szakaszok. Az $s(t)$ időfüggvény regisztrátumának ismeretében a T idejű szakaszok „ránézéssel” történő felismerése semmiféle nehézséget nem jelent, azonban a folyamat gépi megvalósítása nem könnyű feladat.

A periódusidő megállapítására több eljárás ismeretes. A következőkben röviden ismertetünk néhány módszert, melyek különböző elven alapulnak:

a) Az egyik legegyszerűbb megoldás a periódusidő meghatározására, ha az $s(t)$ jelből egy aluláteresztő szűrővel az alaphfrekvenciát kiszűrjük, és frekvenciáját digitális elven lemérjük (14. ábra). Ez az egyszerű megoldás több hátránnyal rendelkezik. Legnagyobb hibája, hogy minden beszélőhöz illeszteni kell, mert a határfrekvenciának az első

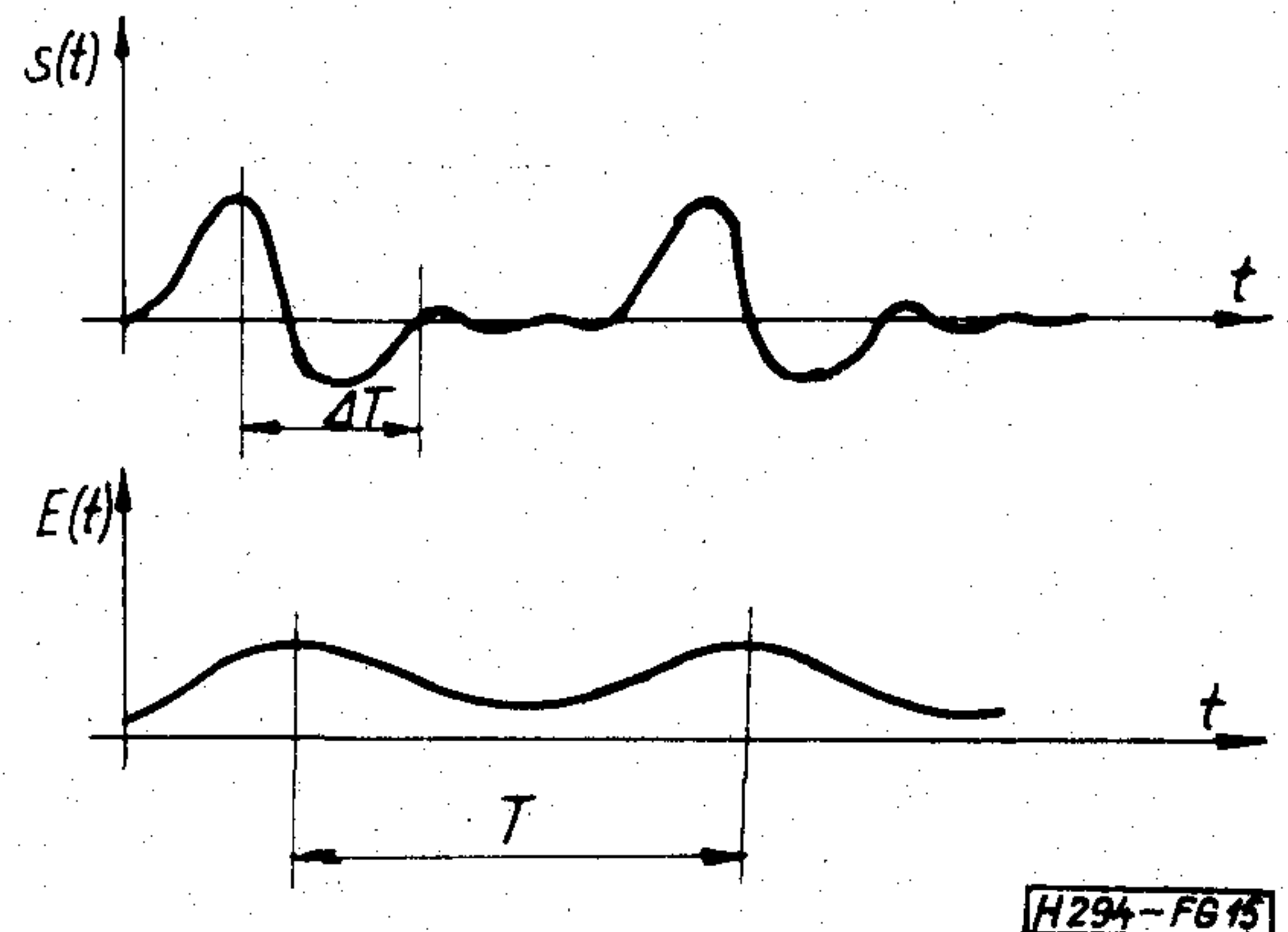


14. ábra

és a második komponens közé kell esnie. (Az egy beszélő jelében előforduló változások maximálisan 10–20% nagyságúak.) Ezenkívül olyan jelek periódusidejének meghatározására, melyek nem rendelkeznek alaphfrekvenciával, nem alkalmas. A telefoncsatornán átvitt jel az esetek döntő többségében nem tartalmaz alaphfrekvenciát, ugyanis a zöngé frekvenciája 75 Hz és 400 Hz közé esik. (Férfi beszélők átlaga kb. 125 Hz.)

b) Egy másik megoldás az $s(t)$ kváziperiodikus jelnek azt a tulajdonságát használja ki, hogy a jel rövid idejű energiája a periódusidővel együtt változik (15. ábra). Az $s^2(t)$ -et ΔT ablakidőre integrálva, és az ablakot a t időtengely mentén folytonosan eltolva az $E(t)$ jelet kapjuk. A ΔT időre számított energia maximumai megadják a T periódusidőt. Az eljárás nehézkes a ΔT idő helyes megválasztása miatt, ugyanis rövid ΔT idő esetén az $E(t)$ függvény több helyi maximummal rendelkezik, túl hosszú ΔT idő esetén pedig nem kapunk határozott maximumokat.

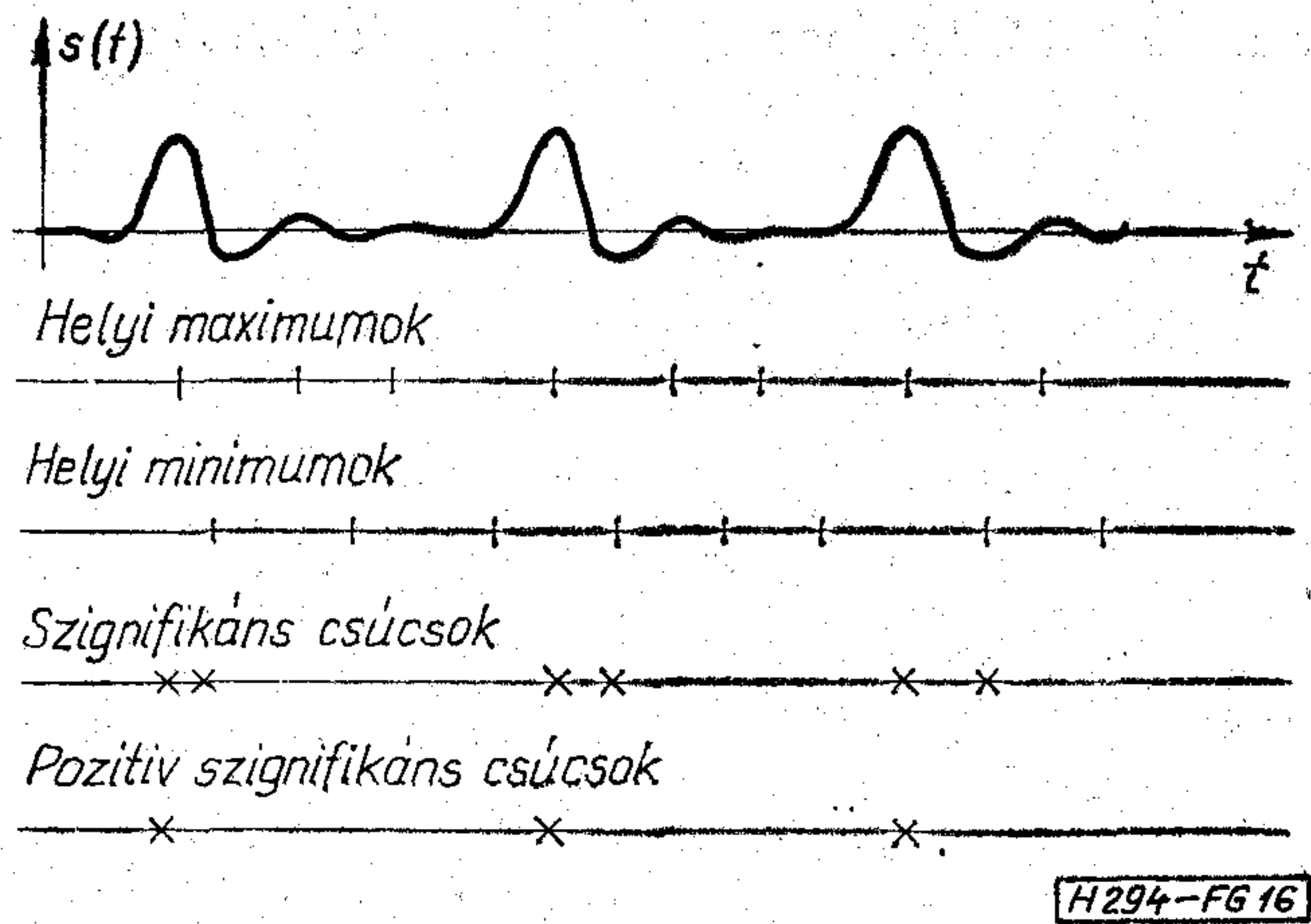
c) A periódusidő meghatározását még úgy is megvalósíthatjuk, hogy megpróbáljuk utánozni azokat a funkciót, melyeket az időregisztrátum ismeretében tulajdonképpen mi is elvégzünk a periódusidő „ránézéssel” történő megállapításánál. Az időfügg-



15. ábra

vény helyi maximumainak, illetve helyi minimumainak meghatározása után különböző feltételek segítségével meghatározzuk a szignifikáns csúcsokat, és a pozitív szignifikáns csúcsok közötti távolságot tekintjük periódusidőnek (16. ábra). A szignifikáns csúcsok meghatározásához szükséges feltételek megköveteléseket tartalmaznak az abszolút értékre (pl. nagyobb az abszolút maximum 90%-ánál), továbbá az időtengelyen mért távolságokra (pl. szignifikáns pozitív illetve negatív csúcsok között legalább 2,5 ms a távolság). A feltételek számának növelésével egyre biztonságosabbá tehetjük a periódus felismerését. E módszer hatásossága zajos beszéd analizálása esetén erősen romlik.

Az a), b), c)-vel jelölt és vázlatosan bemutatott módszerek közül az a)-val jelölt megoldás már akkor is használható, ha a megfigyelésre rendelkezésre álló idő a periódusidőnél hosszabb, de nem szükséges két teljes periódus. Mint már említettük hiányzó alaphangú jel analizálása esetén nem használható, továbbá nem tudjuk előre, hogy a szűrő



16. ábra

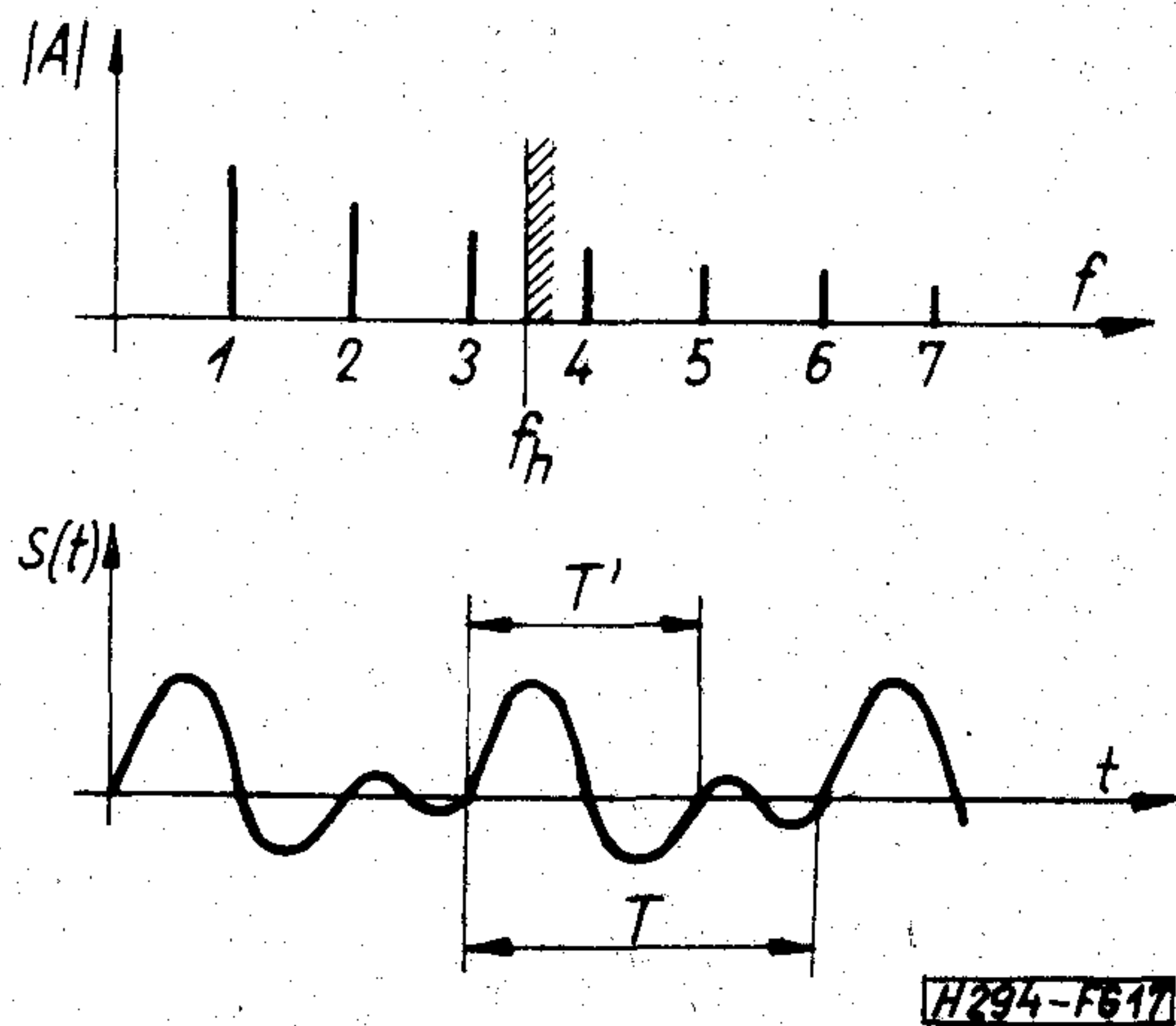
határfrekvenciáját hová kell választani. A *b)* és *c)* eljárások alkalmazásához legalább két teljes periódus szükséges, ugyanis a periódusidő meghatározásának éppen az az alapja, hogy az ismétlődés felismerését oldja meg gépi úton.

A továbbiakban az eddig ismertett eljárások előnyeit egyesítő új periódusidő meghatározó módszert kívánunk bemutatni.

Tételezzük fel, hogy egy periodikus jel a 17. ábrán látható komponensekkel rendelkezik, és a jelet egy f_h határfrekvenciájú aluláteresztő szűrővel megszűrjük. A szűrő kimenetén nyert jelet jelöljük $s(t)$ -vel. Az $s(t)$ jelről biztosan tudjuk, hogy f_h frekvencia feletti komponenseket nem tartalmaz, azaz ha két tetszőleges pozitív nullátmenet közötti szakasz (pl. az ábrán T' -vel jelölve) periodikus folytatását Fourier-sorba fejtjük, akkor a sorfejtés eredményeként f_h feletti komponenseket is kapunk, tehát a T' nem lehet periódusidő. Távolabb pozitív nullátmeneteket választva, és az így képzett periodikus folytatásra a sorfejtést újból elvégezve, a 17. ábrán felrajzolt esetben már f_h felett nem kapunk zérustól különböző komponenseket, tehát az így felvett idő periódusidő.

Az eljárás nem használja ki az egymásutáni szakaszok hasonlóságát, ezért ha a megfigyelésre rendelkezésre álló idő egy periódusnál hosszabb, akkor már megállapítható a periódusidő.

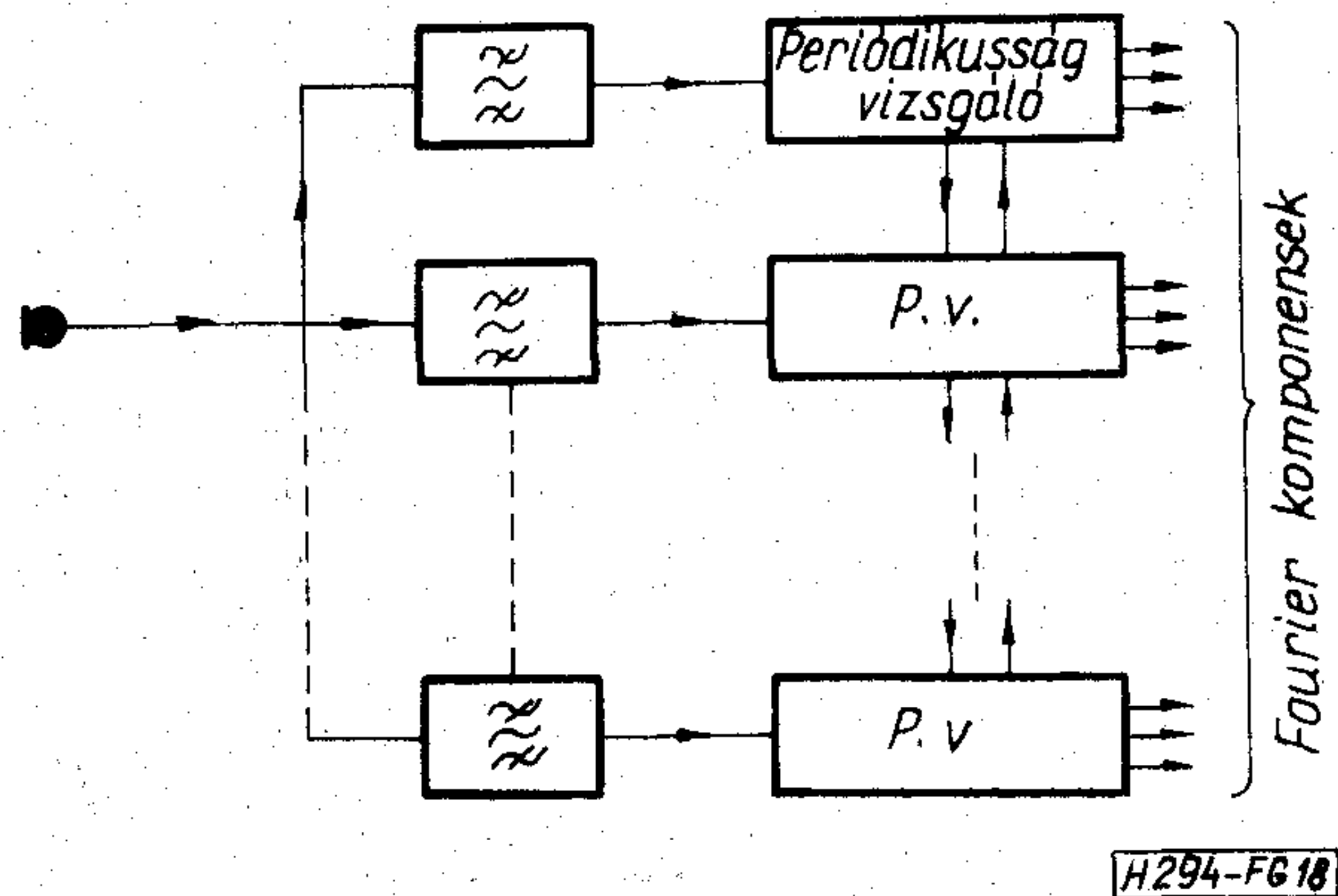
Ha feltételezzük, hogy az emberi hallás hasonló eljárással dolgozza fel a hangingert, természetesen



17. ábra

nem egy aluláteresztő szűrő, hanem egy sávszűrő rendszer felhasználásával, (18. ábra) akkor ezzel a modellel jól magyarázható az alaphanggal nem rendelkező hangok, a kváziperiodikus hangok, valamint az eredőben nem periodikus, de frekvenciában távoli periodikus hangok érzékelése. A modellben célszerű feltételezni, hogy a szomszédos frekvenciasávok periodikusság vizsgálatai között kölcsönös kapcsolat van.

Véleményünk szerint az eljárás zöngétlen hangok esetén is használható. A sávszűrő frekvenciasávján kívül eső komponensek ebben az esetben növekvő T idővel sem lesznek nullák, de tetszőlegesen közelíthetők. Így az eljárás nemcsak periódusidő meghatározására, hanem lényegkiemelésre is használható. Várható, hogy az eljárás viszonylag kevés, és jól szeparálható paramétert eredményez. Sajnos a rendelkezésre álló eszközökkel a modellt nem tudtuk megvalósítani, ezért egyelőre az elérhető információcsökkentés mértékéről, és ezen az úton történő felismerés hatékonyságáról nem tudunk beszámolni.



18. ábra

Végezetül megjegyezzük, hogy az emberi hallásra jellemző, és Püthagorasz óta ismert oktáv kapcsolatot ezzel a modellel sem lehet megnyugtatóan megmagyarázni.

I R O D A L O M

- [1] G. S. Ohm: Ann. der Physik 59. (1843) 497.
- [2] H. v. Helmholtz: Die Lehre von den Tonempfindungen. Braunschweig 1913.
- [3] L.M. Grobber: Appreciation of short tones. Seventh international congress on acoustics, Budapest 1971 Vol. 3. 329—332.
- [4] Türk, W.: Über physiologisch-akustischen Kennseiten von Ausgleichsvorgängen. Akust. Z. (1940) 129.
- [5] J. Pfundner: Der Einfluss nichtlinearer Verzerungen beim gleichzeitigen erklingen zweier oder einer grössen Zahl Harmonischer ohne Grundfrequenz. Seventh international congress on acoustics, Budapest 1971. Vol. 3. 673—676.
- [6] G. v. Békésy: Experiments in Hearing Mc Graw Hill. 1960.
- [7] Reichardt, W., G. MacGinitie: Zur Theorie der lateralen Inhibition. Kybernetik 1 (1962).
- [8] G. v. Békési: J. Aconst. Soc. Amer 31 (1959).
- [9] Zwicker, E.: Über ein einfaches Funktionsschema des Gehörs. Acustica 12 (1962).
- [10] Licklider, J. C. R.: Experientia 7 (1951).
- [11] R. M. Fano: Short-Time Autocorrelation Functions and Power Spectra. J. Acoust. Soc. Am. 22 (1950). 546—550.
- [12] Meyer, E., G. Buchmann: Die Klangspektren der Musikinstrumente. Berl. Berichte (1931).

EGYESÜLETI HÍREK

Beszámoló az „Alkatrészek alkalmazási kérdései a híradástechnikában” konferenciáról

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Alkatrész- és Alapanyag Szakosztályának rendezésében tartották meg Pécsen, 1974. október 1—3. között az

„Alkatrészek alkalmazási kérdései a híradástechnikában” konferenciát. A konferencia megrendezésében hatékony segítséget nyújtott a MTESZ pécsi szervezete és a HTE most megalakult pécsi tagozata.

A konferenciát *Kincses István*, az MHE elnöke nyitotta meg, hangsúlyozva a konferencia megrendezésének aktualitását és fontosságát.

Bráda Ferenc, az Alkatrész és Alapanyag Szakosztály elnöke bevezető előadásában ismertette, hogy a konferencia tematikáját előzetes felmérés és kerekasztal-vitákban elhangzott javaslatok alapján választották meg, a különböző vállalatok és intézmények szakembereinek véleményét figyelembe véve. Ezért a konferencia tematikája egyes igen fontos problémákat emelt ki, mint például az integrált áramkörök alkalmazási kérdéseit, a hazai alkatrészpolitikát stb. Más hasonló fontosságú témák, mint például alapanyag-kérdések, megbízhatóság, a Szakosztály 1974. évi munkatervében szerepelnek és klubdelutánok, előadások és kerekasztal viták keretében kerülnek feldolgozásra.

A konferencia egyik igen fontos tématerülete az integrált áramkörök gyártmányismertetése és alkalmazási kérdései voltak.

Göblös János (REMIX) a hibrid integrált áramkörök legfontosabb jellemzőit és alkalmazási előnyeit ismertette előadásában. Rámutatott arra, hogy a hibrid integrált áramkörök egyik legfontosabb jellemzője, hogy a legkritikusabb kötések igen nagy megbízhatósággal állíthatók elő. Ezen túlmenően az áramkörök alkalmasak az aktív elemek beültetésére és a hibrid áramköri technológia alkalmazásával igen finom struktúrájú, bonyolult hálózatok hozhatók létre. Az alkalmazási előnyök közül kiemelendő, hogy az áramköri elemek értékének tetszőleges beállítása biztosítja az áramkör optimális működését. A szigetelő alapú hibrid áramköri technika, szemben a monolit technikával, de annak segítségével, eleget tud tenni az egyes vevők különleges kívánságainak. Az előadó ismertette a REMIX 1976—80. évi távlati feladatait, ez idő alatt a termelési volumen kb. négyszeresére fog növekedni az 1975. évi szintre vonatkoztatva.

Wollitzer György (HIKI) a hibrid integrált áramkörökkel kapcsolatos kutatási és fejlesztési kérdések tárgyalása során rámutatott arra, hogy ezen áramkörökkel számos olyan feladat oldható meg, amely a félvezető integrált technikával nem kivitelezhető, például szélsőséges klimatikus feltételek mellett üzemelő áramkörök, valamint kis fogyasztású áramkörök előállítása. A HIKI-ben előállított hibrid integrált áramkörökön elvégzett megbízhatósági vizsgálatok eredményei azt mutatták, hogy az egység megbízhatóságát a beépített aktív elemek határozzák meg. A hibrid áramköri technika jellegének következtében az eddig kifejlesztett áramkörök nagy része felhasználási igény alapján készült. A technológiakutatások két fő iránnyal jellemezhetők: az egyszerűbb kivitelű, kevésbé igényes és alacsonyabb árú konstrukciók és típusok fejlesztésével, valamint a bonyolultabb áramkörtípusok előállításával. Az egyszerűbb típusok közfogyasztású készülékekben használhatók fel, a nagy bonyolultságú áramkörök pedig professzionális berendezésekben alkalmazhatók. Az előadó végezetül rámutatott arra, hogy a hibrid technika iránti igények legutóbbi alakulásából arra lehet következtetni, hogy az integrált áramköri technikanak ezen ága hazánkban rövidesen eléri a külföldön tapasztalható szintet.

Huvé István (EIVRT) a félvezető integrált áramkörök gyártmányismertetésével és alkalmazási kérdéseivel foglalkozott. A hazai félvezetőeszköz-ellátással kapcsolatban megállapította, hogy az importált félvezető eszközök típusféleségének száma igen nagy. Az EIVRT ennek a problémának megoldására a szükséges intézkedéseket megtette a szilícium diszkrét félvezető- és integráltáramkör-gyártó kapacitás létre-

hozására. Az EIVRT véleménye az, hogy a hazai félvezető-igények két alapvető forrásból elégíthetők ki: az EIVRT termelésből, illetve az ezzel biztosított gyártási kooperációval és a KGST-országokból származó szakosítással. Az EIVRT fejlesztési tervét ismertette ezután az előadó, megemlítve az integrált áramkörök területén a TTL—SSI áramkörök néhány reprezentatív típusának tömeggyártását, az EIVRT—HIKI együttműködés keretében, a számítástechnikai programhoz kifejlesztésre kerülő integráltáramkör-típusokat.

Ugray László (HIKI) a félvezető alapú integrált áramkörök kutatási és fejlesztési problémáit tárgyalva rámutatott arra, hogy a nagy bonyolultságú integrált áramkörök előállítása egy integrált áramkört gyártó és egy berendezést gyártó vállalat együttműködésének eredményeként lehetséges. Ezért létre kell hozni a hazai integrált áramkört gyártó bázist. A HIKI Félvezető Főosztályán az integrált áramkörök fejlesztése és kutatása a bipoláris és MOS integrált áramkörök területén folyik. A bipoláris integrált áramkörök területén kidolgozták a TTL kompatibilis interface-áramkörök, valamint a TTL MSI és memóriaáramkörök laboratóriumi technológiáját. A MOS integrált áramkörök területén megkezdődött a TTL kompatibilis p-csatornás Silicon—gate technológia kutatása. Mivel a hazai berendezésgyártók körében a MOS áramkörök elterjedése még kezdetén van, a felhasználók igényeiket ma még úgy alakíthatják ki, hogy az alkalmazandó típusok kiváltása előbb-utóbb megtörténhessék. Ezért a HIKI időközönként tájékoztatja a felhasználó vállalatok műszaki vezetőit a fejlesztés alatt álló technológiákról és javaslatot tesz a típusválaszték kialakítására. A továbbfejlődés mindkét területen a nagyobb bonyolultságú és berendezés-orientált áramkörök irányába halad.

Az integrált áramkörökkel foglalkozó előadásokat élénk vita követte, amely kiterjedt az alkalmazási és megbízhatósági kérdéseken túlmenően a típusválaszték problémájára is.

A konferencia másik igen nagy érdeklődést kiváltó témája a hazai alkatrészpolitika, ár-, minőség- és választékkérdések megvitatása volt. A témát kerekasztal-vita formájában tárgyalták meg. *Bonyhádi Elek* (KGM), a vita vezetője, ismertette a KGM fejlesztési előirányzatát az 1967—80. évekre a hazai híradástechnikai alkatrészgyártás területén, hangsúlyozva, hogy elsősorban a belföldi igények kielégítésére kell törekedni.

A kerekasztal-vita bevezető előadását az Elektromodul képviselőjében *Kukity Alajos* tartotta meg. Az előadás rávilágított arra, hogy az EMO által forgalmazott elektronikai alkatrészek területén a belföldi források részaránya az 1967. évi 85%-ról 1974-ben 50%-ra csökkent, az import-részarány pedig ennek megfelelően emelkedett. Ennek következtében a hazai berendezésgyártó ipar egyre jobban importfüggővé válik. Az importnak versenytámasztási készsége legtöbbször ár formájában jelentkezik. Ennek helyes alkalmazása általában az alkatrész-felhasználók érdekeit szolgálja. Az alkatrész-árpolitika következtében az exportálandó alkatrészek nagyobbik részénél nem tartható a belföldre jóváhagyott ár. A jelenlegi közgazdasági szabályozók a belföldi termelés irányába hatnak. Az alkatrész-import területén nehézségeket okoz a nyílt piacon mutatkozó erős áremelkedés és a gyakran változó valuta-árfolyam. Az EMO sajtószámlás forgalmazást folytat, ezzel lehetősége van rendelőknek bizonyos védettségét biztosítani. Az ellátási helyzet javítására a felhasználási választék szűkítését javasolta. A jövőbeli megoldások legfontosabb tényezőjeként a nemzetközi együttműködés kiszélesítését emelte ki az előadó.

A bevezető előadást követő vita igen élénk és kiterjedt volt. A vitában részt vettek az alkatrészgyártó és felhasználó vállalatok képviselői. A vita során felvetődtek többek között annak szükségessége, hogy a hazai alkatrészek felhasználását közvetlen ösztönzőkkel kell elősegíteni. A hazai alkatrészgyártóknak műszakilag megalapozottan kell termékeiket felajánlani a felhasználó vállalatoknak. Az alkatrészgyártók ösztönzési rendszerének felülvizsgálata és új szabályozó rendszer kidol-

gozása is szükséges. Az integrált áramkörök kutatása és fejlesztése területén a berendezés-orientált típusok fejlesztése válik a jövőben központi jelentőségű kérdéssé. A típusválaszték kialakítását tudományos megalapozottsággal, szakaszosan kell elvégezni. A hozzászólók hangsúlyozták a megbízhatósági követelmények ellenőrzésének szükségességét, valamint a megbízhatósági adatok gyakorlati felhasználásának jelentőségét. A vita részben kiterjedt a diszkrét alkatrészek alkalmazási tapasztalatainak, megbízhatóságának és korszerűségének megvitatására is, mivel annak előzetes program szerinti megvitatására időhiány miatt nem volt lehetőség. A függőben maradt kérdések felülvizsgálatára és megvitatására az Alkatrész és Alapanyag Szakosztály novemberben megtartandó rendezvényein fog sor kerülni.

A konferencia kerekasztal-vita formájában tárgyalta meg az elektromechanikai alkatrészek alkalmazási, megbízhatósági és korszerűségi kérdéseit is. *Házman István* (OMFB) vita-vezető bevezetője után *Csuri László* (Kontakta) tartott bevezető előadást. Megállapította, hogy a professzionális elektromechanikai alkatrészeket reprezentáló legfontosabb gyártmánycsaládok 70%-a korszerű termék. A sorozatgyártásra közvetlenül előkészített termékeket figyelembe véve ez a mutató 82%-ra javul. Az előadó által ismertetett széles körű fejlesztési program megvalósításának előfeltétele biztosított a vállalatnál folyamatban levő rekonstrukció által. Az egyes alkalmazási kérdések és tapasztalatok ismertetésén túlmenően az előadó kitért a HIKI-ben végzett megbízhatósági vizsgálatok pozitív eredményeinek ismertetésére is. Az előadást követő vita nemcsak az alkalmazási tapasztalatokra tért ki, hanem felölelte az elektromechanikai alkatrészek szabványo-

sításával, megbízhatósági vizsgálatával kapcsolatos kérdéseket is. A felhasználó vállalatok részéről több javaslat hangzott el az elektromechanikai alkatrészek területén végzendő további tevékenységre vonatkozóan. Ezeket a javaslatokat a későbbiekben a konferencia határozati javaslatainak összeállításánál fogják figyelembe venni.

Összefoglalva megállapítható, hogy a konferencián nagyon sok olyan kérdés hangzott el, amely közérdeklődésre tart számot. Az érdeklődések jellege széles skálán mozgott, mivel az alkatrészek alkalmazásával kapcsolatos részletkérdésekről általában iparpolitikai kérdésekig terjedtek.

Az évenként megrendezésre kerülő konferencia szükségességét a résztvevők nagy száma mellett az egyes kérdések kapcsán kialakult élénk viták is bizonyítják. Az elhangzott hozzászólások nemcsak az alkatrészek alkalmazási kérdéseinek információcseréjét biztosította, hanem az alkatrészek fejlesztésének irányvonaláról és azok lehetőségéről is hasznos tapasztalatcserére került sor.

A konferencián tapasztalt élénk aktivitás azt igazolta, hogy helyesnek bizonyult a témák megválasztása és a kötetlenebb formákat biztosító kerekasztal-viták megszervezése. A konferencián felmerült, de idő hiányában le nem tárgyalt — függőben maradt — kérdések részletes megvitatására folyamatosan kerül sor a HTE rendezvényein. A konferencia határozati javaslatainak összeállítását és pontos megfogalmazását az érdekeltek bevonásával az Alkatrész és Alapanyag Szakosztály vezetősége végzi el. A határozati javaslatokról lapunk hátsólapján külön kívánunk beszámolni.

Balogh Albert

Jubileumi szovjet—magyar rendezvény

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület, a Kohó- és Gépipari Minisztérium és a Távközlési Kutató Intézet a Magyar Népköztársaság és a Szovjetunió közötti tudományos-műszaki együttműködésről szóló Kormányközi Egyezmény aláírásának 25. évfordulója alkalmából f. évi szeptember hó 23-án műszaki napot rendezett.

Az ünnepi rendezvényen *Bogdanovnak*, a Szovjetunió Postaügyi Minisztériuma Rádiótudományos Kutató Intézete igazgatóhelyettesének vezetésével 9 főből álló szovjet delegáció vett részt. A műszaki nap programját *Dr. Váradi Imrének*, a TKI vezérigazgatójának megnyitó előadása vezette be, majd *Dr. Bognár Géza* akadémikus, a TKI tudományos igazgatója tartott előadást a szovjet—magyar együttműködésről, melyet a mikrohullámú rádióösszeköttetések témakörében mutatott be.

Ezt követően *V. S. Bogdanov* felolvasta a betegsége miatt távolmaradt *A. D. Fortusenko* professzor, a műszaki tudományok doktora, a Szovjetunió Postaügyi Minisztériuma Rádiótudományos Kutató Intézete igazgatójának a műholdas távközlő rendszerről szóló előadását.

A program következő pontjaként *Battistig György*, a TKI főkonstruktorra tartott előadást a mikrohullámú rendszerek fejlesztéséről a szovjet—magyar együttműködés keretében, majd

a program befejezésekként *V. V. Grigorjev*, a műszaki tudományok kandidátusa, a 2 és 4 GHz-es frekvenciasávokban működő egységes rádiórelé-berendezésről és *Dr. Almásy György*, a TKI tudományos főosztályvezetője, a mikrohullámú mérőműszerek fejlesztéséről a szovjet—magyar együttműködés keretében, tartott előadást.

Az előadótermet a több mint 250 főnyi hallgatóság zsúfolásig megtöltötte. Az előadásokat a hallgatóság, melynek körében részt vettek a mikrohullámú technikával foglalkozó intézmények (pl. TKI) és gyárak (pl. Orion, FMV stb.) vezetői és legkiválóbb szakemberei, nagy érdeklődéssel hallgatta meg.

Az elhangzott előadások áttekintő jellegűek voltak és eddig nem publikált összefoglaló információkat nyújtottak. A történelmi fejlődés értékelései útmutatásként a fejlesztési célkitűzések meghatározásához is felhasználhatók. Az előadások anyaga a magyar híradástechnika, különösen a mikrohullámú technika történetének megrásához hézgapótló egyedülálló irodalmi forrásként használható.

A szovjet előadások időszerűségét hangsúlyozza az a tény, hogy hazánkban a műholdas hírközlő rendszer szovjet gyártmányú földi állomása jelenleg telepítés alatt van.

Az előadásokat a Távközlési Kutató Intézet Közleményeinek külön kötetében magyar és orosz nyelven tervezik kiadni.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.837.2:621.382.2

Balla G.:

Egyszerű PIN-diódás reflexiós kapcsolók tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 11. sz.

A cikk rövid áttekintést ad a mikrohullámú technikában használt kapcsolóeszközökről, valamint a jó kapcsoló tulajdonságokkal rendelkező PIN-dióda működéséről, jellemzőiről. Bemutatja az egyszerűbb PIN-diódás kapcsolótípusokat, ezen belül vizsgálja a reflexiós kapcsolók tulajdonságait. Összefoglalja az egydiódás reflexiós kapcsolók tervezési szempontjait, majd egy szalagvonalas megoldás kísérleti eredményeit ismerteti.

ETO 621.316.849:621.793.14

Nulchis Lucianóné—dr. Szilágyi M.:

Párolgatatott ellenállásrétegek pontosságának növelése

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 11. sz.

Vákuumpárolgatatott ellenállásrétegek vastagsága a hordozó és a gőzforrás kölcsönös helyzetétől függ. Az egyenletes rétegvastagság biztosítására a hordozólemezeket karusszélre helyezik, ez azonban nem szünteti meg a vastagságbeli inhomogenitást. Ez megfelelő alakú takarólemez segítségével jelentősen csökkenthető. A cikk a takarólemez számítógépes tervezéssel, megvalósításával és az elérhető eredményekkel foglalkozik.

ETO 534.28:621.372.543.2

Dr. Rösner B.—dr. Püspöki S.—Andrási A.-né:

Akusztikus felületi hullámszűrő struktúrák vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 11. sz.

A cikk ismerteti a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Fizikai Kutató Intézetében végzett kísérleteket akusztikus felületi hullámokkal működő sávszűrők kidolgozására vonatkozóan.

ETO 519.272:621.391.814.092

Dr. Kerpán I.:

A vezetékes jelátvitel idődimenziójú jellemzőiről

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 11. sz.

A közlemény szimmetrikus vezetékek példáján áttekinti a különböző terjedési időket és futási időket. Ennek során a szerző egyszerű módszerekkel vezeti be a diszperziómentes átvitel amplitúdó és fázisfelvételeit, s világítja meg a keresztkorrelációs függvényt, mint a statisztikus jelterjedési idő lehetséges értelmezésének, s egyben mérési módszerének az alapját.

ETO 534.784.072

Dr. Földvári R.—dr. Gordos G.:

Az emberi hangmagasság-felismerés új hipotetikus modellje

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 11. sz.

A szerzők ismertetik az emberi hangmagasság-felismerés eddigi modelljeit és ezek kritikai elemzése után egy javított modellre tesznek javaslatot.

Обобщения

ДК 621.372.837.2:621.382.2

Балла, Г.:

Проектирование простых включателей отражения с диодами p-i-n

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 11

Статья кратко рассматривает средства включения, примененные в микроволновой технике, а также работу и параметры диодов p-i-n имеющих хорошие свойства включения. Показываются простые типы включателей с диодами p-i-n а внутри этих испытываются свойства включателей отражения. Обобщаются точки зрения проектирования включателей отражения с одним диодом, потом показываются результаты опытного образца полосковой линии.

ДК 621.316.849:621.793.14

Нулхис, Л.—д-р Сплади, М.:

Увеличение точности испаренных слоев сопротивлений

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 11

Толщина слоев сопротивлений испаренных в вакууме зависит от взаимного положения носителя и источника пара. С целью обеспечения ровной толщины слоя носителя размещаются на каруселе, но это не устраняет неоднородности толщины. Эта может быть значительно уменьшена с помощью применения покрывающей пластинки. Статья рассматривает проектирование ЭВМ, осуществление и полученные результаты.

ДК 534.28:621.372.543.2

Д-р Резнер, Б.д-р Пышпеки, Ш., А. Андраши

Испытание акустических поверхностных структур

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 11

Статья излагает эксперименты выполненные в Исследовательском Институте по технической физике Академии Наук ВНР с целью разработки полосковых фильтров работающих с акустическими поверхностными волнами.

ДК 519.272:621.391.814.092

Д-р Керпан, И.:

О временных параметрах передачи сигналов проводной связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 11

Статья рассматривает различные времена распространения и задержки по примеру симметричных проводов. В ходе этого автор вводит простыми методами амплитудные и фазовые условия передачи без дисперсии, объясняет функцию перекрестной корреляции, как основу возможной интерпретации статистического времени распространения сигналов, а также методы ее измерения.

ДК 534.784.072

Д-р Фельдвари, Р.—д-р Гордош, Г.:

Новая гипотетическая модель опознания человеческого голоса

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 11

Авторы излагают модели опознания человеческого голоса, известные до сих пор и после критического анализа этих предложат новую-улучшенную модель.

Summaries

UDC 621.372.837.2:621.382.2

Balla, G.:

Design of Simple PIN Diode Reflexion Switches

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 11

A short review is given on the switching devices used in the microwave engineering and the function of PIN diodes having good switching properties and its characteristics. The simple PIN diode types of switches are presented and within this subject the properties of the reflection switches are examined. The design aspects of the single diode reflection switches are summarized and further the experimental results of a solution with strip-line is explained.

UDC 621.316.849:621.793.14

Mrs. Nulchis, L.—dr. Szilágyi, M.:

Increasing the Accuracy of Evaporized Resistance Films

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 11

The thickness of vacuum-evaporized resistance films depends on the mutual situation of the substrate and the vapour source. To assure the uniform film thickness the substrate elements are put on a carousel but this does not eliminate the inhomogeneity of the thickness. This can be considerably reduced by cover plates of adequate form. In the paper the computer-aided design of cover plates, their realization and the results are presented.

UDC 534.28:621.372.543.2

Dr. Rösner, S.—dr. Püspöki, S.—Mrs. Andrási:

Examination of Structures of Acoustic Surface Wave Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 11

In the paper experiments regarding band-pass filters operating with acoustic surface waves carried out in the Research Institute for Technical Physics of the Hungarian Academy of Sciences, are presented.

UDC 519.272.:621.391.814.092

Dr. Kerpán, I.:

Time Dimension of Characteristics of Wire-Bound Signal Transmission

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 11

Different propagation times and delay times are surveyed on the example of balanced wires. In the course of this the author introduces with simple methods the amplitude and phase conditions of dispersion-free transmission and elucidates the cross-correlation function as the basis of the possible interpretation of the statistical signal propagation time and also of its method of measurement.

UDC 534.784.072

Dr. Földvári, R.—dr. Gordos, G.:

New Hypothetic Model for the Recognition of the Pitch of Human Voice

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 11

The authors present the models developed up to now for the recognition of the pitch of human voice and after their critical analysis they make a proposal as to an improved model.

Zusammenfassungen

DK 621.372.837.2:621.382.2

Balla, G.:

Entwurf von einfachen Reflexionsschalter mit PIN-Dioden

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 11

In dem Artikel wird ein kurzer Überblick über die, in der Mikrowellentechnik angewendeten Schaltvorrichtungen, über die Funktion der PIN-Dioden, welche gute Schalteigenschaften haben und deren Kennwerte gegeben. Es werden die einfachen Schaltertypen mit PIN-Dioden erörtert und besonders werden die Eigenschaften der Reflexionsschalter untersucht. Es werden die Entwurfs Gesichtspunkte der Reflexionsschalter mit einer Diode zusammengefasst und zuletzt die Versuchsergebnisse einer Lösung mit Bandlinie erörtert.

DK 621.316.849.621.793.14

Frau Nulchis,—dr. Szilágyi, M.:

Steigerung der Genauigkeit der vaporisierten Widerstandsschichten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 11

Die Dicke der in Vakuum verdampften Widerstandsschichten hängt von der gegenseitigen Lage der Trägers und der Dampfquelle ab. Zur Sicherung einer gleichmässigen Schichtdicke werden die Trägerplatten auf ein Karussell gelegt, dies behebt aber nicht die Inhomogenität der Dicke. Diese Dicke kann aber mit Hilfe einer Deckplatte von entsprechender Form bedeutend vermindert werden. Ferner werden in dem Aufsatz der Entwurf der Deckenplatte mit Rechenmaschine, deren Ausführung und die erreichbaren Ergebnissen beschrieben.

DK 534.28:621.372.543.2

Dr. Rösner, B.—dr. Püspöki, S.—Fr. Andrási:

Untersuchung der Strukturen von akustischen Oberflächen Wellenfiltern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 11

In dem Aufsatz werden die, in dem Forschungsinstitut für technische Physik der Ungarischen Akademie der Wissenschaften ausgeführten Versuche bezüglich Bandfilter, die mit akustischen Oberflächenwellen funktionieren, erörtert.

DK 519.272:621.391.814.092

Dr. Kerpán I.:

Über die Zeitdimensionscharakteristiken von drahtgebundenen Signalübertragungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 11

In dem Aufsatz werden die verschiedenen Ausbreitungszeiten und Verzögerungszeiten auf dem Beispiel der symmetrischen Drähte überblickt. In diesem Zusammenhang leitet der Verfasser mit einfachen Methoden die Amplituden- und Phasenbedingungen der dispersionsfreien Übertragung ein und schildert die Kreuzkorrelationsfunktion, als Grund der möglichen Erklärung der statistischen Signalausbreitung und deren Messmethode.

DK 534.784.072

Dr. Földvári, R.—dr. Gordos, G.:

Neues hypothetisches Modell zur Erkennung der Höhe der menschlichen Stimme

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 11

Die Verfasser erörtern die bisherigen Modelle der Erkennung der Höhe der menschlichen Stimme und nach einer kritischen Analyse derselben machen sie einen Vorschlag auf ein verbessertes Modell.

Résumés

CDU 621.372.837.2:621.382.2

Balla, G.:

Projet des connecteurs simples à réflexion avec diodes PIN

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 11

L'article donne un bref résumé des moyens de connexion pour microondes, ainsi que de fonctionnement et caractéristiques des diodes PIN ayant des bonnes qualités de connexion. Les types de connecteurs plus simples à diodes PIN sont présentés et dans ce domaine les qualités des connecteurs à réflexion sont examinées. Une récapitulation des points de vue pour projeter des connecteurs à réflexion avec une diode, ensuite les résultats expérimentaux d'une réalisation de ligne à bandes parallèles sont exposés.

CDU 621.316.849:621.793.14

Mme Nulchis, L.—dr. Szilágyi, M.:

Augmentation de la précision des couches de résistance évaporées

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 11

L'épaisseur des couches de résistances évaporées en vide dépend de la position mutuelle du porteur et de la source de la vapeur. Pour assurer une épaisseur homogène les plaques porteuses sont placées sur un carrousel, mais l'inhomogénéité de l'épaisseur ne peut pas être arrêtée tellement. Cette inhomogénéité peut être réduite considérablement par une plaquette de couverture convenable. L'article traite le projet de cette plaquette par un calculateur, sa réalisation et les résultats obtenus.

CDU 534.28:621.372.543.2

Dr. Rösner, B.—dr. Püspöki, S.—Mme András:

Essais des structures des filtres d'ondes superficielles acoustiques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 11

L'article expose les essais faits dans l'Institut de recherche pour la physique technique de l'Académie des sciences de la Hongrie pour développer filtres passebande fonctionnant par ondes superficielles acoustiques.

CDU 519.272:621.391.814.092

Dr. Kerpán, I.:

Caractéristiques à dimension de temps de la transmission des signaux par fil

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 11

L'article examine, par l'exemple des conducteurs symétriques, les différents temps de propagation et de retard. Au cours de cette examination l'auteur déduit, par méthodes simples, les conditions d'amplitudes et de phases de la transmission sans dispersion et dérive la fonction de corrélation croisée, comme la base d'une interprétation possible du temps de propagation statistique des signaux, ainsi que de la méthode de mesure de celui-ci.

CDU 534.784.072

Dr. Földvári, R. — dr. Gordos G.:

Un nouveau modèle hypothétique de la reconnaissance de la voix humaine

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 11

Les auteurs exposent les modèles de la reconnaissance de la voix humaine, connus jusqu'au présent et font une proposition concernant un nouveau modèle amélioré après une analyse critique des modèles existants.

AUTOMATIKUS TÁVFELÜGYELETI- ÉS ELLENŐRZŐ RENDSZEREK

A rendszerek lehetővé teszik távolból az automatikus vagy manuális mérési-, jeltovábbítási, illetve ellenőrző műveleteket egy vagy több operatív központtal felszerelt hálózatokon, melyek kapcsolatban állnak számos körzeti állomással. — A berendezés és alapegységének modulrendszer, az összeállítási lehetőség és a részegységek magas fokú szabványosítása elősegíti az optimális ellátottságot bármely kapacitás, műveleti mód, átviteli sebesség részére és bármilyen megkívánt teljesítményhez. — Az automatikus távfelügyeleti és ellenőrző rendszerek képesek a távolból műveletek elvégzésére olyan komplex rendszerekkel, mint például:

- Távközlési hálózatok
- Mozdó rádióösszeköttetések berendezései
- Légi, vasúti és közúti hálózatok
- Energia-elosztó hálózatok
- Víz-elosztó vezetékek
- Olajvezetékek



ITALTEL

Olasz Távközlési Társaság
20149 Milan (Olaszország)
12, P. le Zavattari
Telefon: 4388.1

