

HÍRADÁS- TECHNIKA

2



XXVIII. ÉVFOLYAM, 2. SZÁM, 3

1977, FEBRUÁR

HÍRADÁS- TECHNIKA

1977. február, XXVIII. évfolyam, 2. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

GEFFERTH LÁSZLÓ: Egyszeres hibák lokalizálása lineáris áramkörökben	33
ANDRÁSI ANDORNÉ—BARNA ÁRPÁD—BARNA B. PÉTER—BELEZNAY FERENC—MOJZES IMRE—PÓDÓR BÁLINT—SEBESTYÉN TIBOR—STARK GYULA—SZENTPÁLI BÉLA—SZÉP IVÁN: GaAs alapú Gunn diódák a 7—10 GHz-es frekvenciasávra	42
FERENCZ CSABA: Elektromágneses hullámterjedés inhomogén közegekben: Az inhomogén alapl módusok módusok	50
S. SCHMIDTMANN: Vivőfrekvenciás átviteltechnika nagyfeszültségű távvezeték szigetelt földvezetékén az FB 441-es berendezéssel Z 12 F—TFE üzemmódban	56
Egyesületi hírek	41, 49, 61
Tartalmi összefoglalások	63
Обобщения	63
Zusammenfassungen	64
Summaries	64
Résumés	B/3

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

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja:
a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1906 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi
Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Köz-
ponti 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

Készült az Egyetemi Nyomda fennállásának 400. évében

76.5929 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

GEFFERTH LÁSZLÓ

Budapesti Műszaki Egyetem
Híradástechnikai Elektronika Intézet

Egyszeres hibák lokalizálása lineáris áramkörökben

ETO 519.876.5:621.3.011.71:621.3.004.6

Az elektronikus áramkörök gyártásának végső és igen fontos része az áramkörök ellenőrzése, bemérése. Az áramkörök méretének és bonyolultságának növekedésével az ellenőrző mérések kézi módszerekkel való elvégzéséhez szükséges idő rohamosan nő. A hibák felismerését hibadetektálásnak nevezzük. Az előírt specifikációt nem teljesítő, hibás áramkör javításához szükséges a hiba lokalizálása, behatárolása, más szóval a hiba helyének a meghatározása is. A bonyolultság növekedésével a hiba lokalizálása a tapasztalat alapján, heurisztikus módszerekkel, szintén egyre nehezebbé, gyakran lehetetlenné válik. A gazdaságos gyártás tehát mindinkább megköveteli az automatikus mérő és diagnosztizáló berendezések alkalmazását, amelyek a hiba detektálása után a hibát lokalizálják is.

A digitális áramkörök diagnosztikájára már többekévesé kifarított módszerek állnak rendelkezésre [2]. Az analóg áramkörök esetében a kutatás kiterjedten folyik és a témakörben megjelenő cikkekben különböző módszereket ismertetnek.

A tapasztalat azt mutatja, hogy a meghibásodások meglehetősen nagy hányada egyszeres hiba, a hibát egyetlen áramköri elem hibája, azaz a megtervezett névleges értéktől való nagy eltérése okozza. Többszörös hibáknak azokat a hibákat nevezzük, amelyeket több hibás elem okoz.

Ebben a cikkben áttekintjük azokat a módszereket, amelyek lineáris, koncentrált paraméterű, időinvariáns áramkörök egyszeres hibáinak lokalizálására alkalmasak.

A diagnosztizáló eljárások két részből állnak. Az első részben előzetes számításokat végzünk a megtervezett áramkör, a kapcsolási rajz és az elemek névleges értékének ismeretében. Ezek például olyan számítások lehetnek, amelyek alapján majd a mért értékeket is felhasználva a hibabehatárolás elvégezhető. De lehet hibaszimuláció is. Ilyenkor valamelyik áramköri elem értékét megváltoztatva, hibássá téve, vizsgáljuk az áramkör működését. Az eredményeket

a névleges értékekkel összehasonlítjuk, kódoljuk és tároljuk. Mivel ezeket a számításokat csak egyszer kell elvégezni, ezért sem a számítógép memóriájával, sem a program futási idejével nem kell különösebben takarékoskodni.

A második részben a mért eredményekből az előzetes számítások felhasználásával meg kell határozni a hibás elemet. Mivel az automatikus diagnosztizáló berendezések általában miniszámítógépet használnak, fontos, hogy ezek a számítások minél kisebb helyet foglaljanak el a memóriában és minél rövidebb ideig tartsanak.

A számításoknál előnyös, ha a hálózatfüggvényt szimbolikus, betűs formában ismerjük. A hálózatfüggvény betűs felírására, az ún. szimbolikus analízisre különböző módszerek ismeretesek [6]. Ha az áramkörben csak egyetlen elem értéke változik meg, akkor hatásosan alkalmazható a nagyváltozású érzékenység számításánál bevezetett helyettesítő áramgenerátoros módszer, amely frekvenciatartománybeli programhoz könnyen illeszthető [4].

Az eljárások általában csak a be- és kimeneten mért jellemzőket használják fel a hiba lokalizálására. Mérőpontok alkalmazása különösen nagyfrekvenciás áramköröknél problematikus, mert maga a mérőműszer változtathatja meg az áramkör működését (pl. a szórt kapacitás). Mérőpontok alkalmazása akkor indokolt, ha az elem rövidrezárása vagy szakadása miatt nem jut jel a kimenetre, vagy ha ez elősegíti a gyorsabb és hatásosabb hibakeresést. Így a be- és kimeneti jellemzőket mérve ellenőrizhetjük az áramkört, és a hiba detektálása után ugyanezeket a mérési eredményeket használhatjuk fel a hibás elem lokalizálására.

A cikk első részében áttekintjük azokat a módszereket, amelyek valamilyen módon a Bode-féle bilineáris összefüggésen alapulnak. Elsőnek a bilineáris transzformáció alkalmazását mutatjuk be, amely a transzformáció körtartó tulajdonságát használja ki. A következő módszer ennek speciális esete, mely ellenállás- és reaktánsálózatoknál alkalmazható. Ennek a résznek utolsó módszere a diffe-

renciális és a nagyváltozású érzékenységek kapcsolatán alapszik és többkapuk esetében használható előnyösen.

A második részben a hibaszimuláció két lehetséges alkalmazását ismertetjük. Az egyik módszer a hibaszótár „klasszikus” esete, míg a másik, az ún. szavazásos módszer, egy speciális hibaszótár alapján állapítja meg a hibás elemet.

1. Bilineáris összefüggésen alapuló módszerek

Kétpólusú elemekből és vezérelt generátorokból felépített áramkör hálózatfüggvénye és az áramköri paraméterek között az ún. Bode-féle bilineáris összefüggés teremt kapcsolatot [1].

Az x_i paraméterű hibás áramköri elemet az áramkör kapcsain mérhető értékekből szeretnénk meghatározni. A diagnosztika céljára tehát olyan hálózatfüggvényt kell választani, amely x_i -nek (bilineáris) függvénye:

$$F(p, x_i) = \frac{A(p)x_i + B(p)}{C(p)x_i + D(p)}, \quad (1)$$

ahol p a komplex frekvencia,

x_i a kérdéses áramköri paraméter, $i = 1, 2, \dots, N$, N az áramköri elemek száma, A, B, C, D p változójú polinomok és $AD - BC \neq 0$.

Rögzítsük a frekvencia értékét, azaz $p = \text{állandó}$. Az (1) egyenlet az alábbi alakba írható:

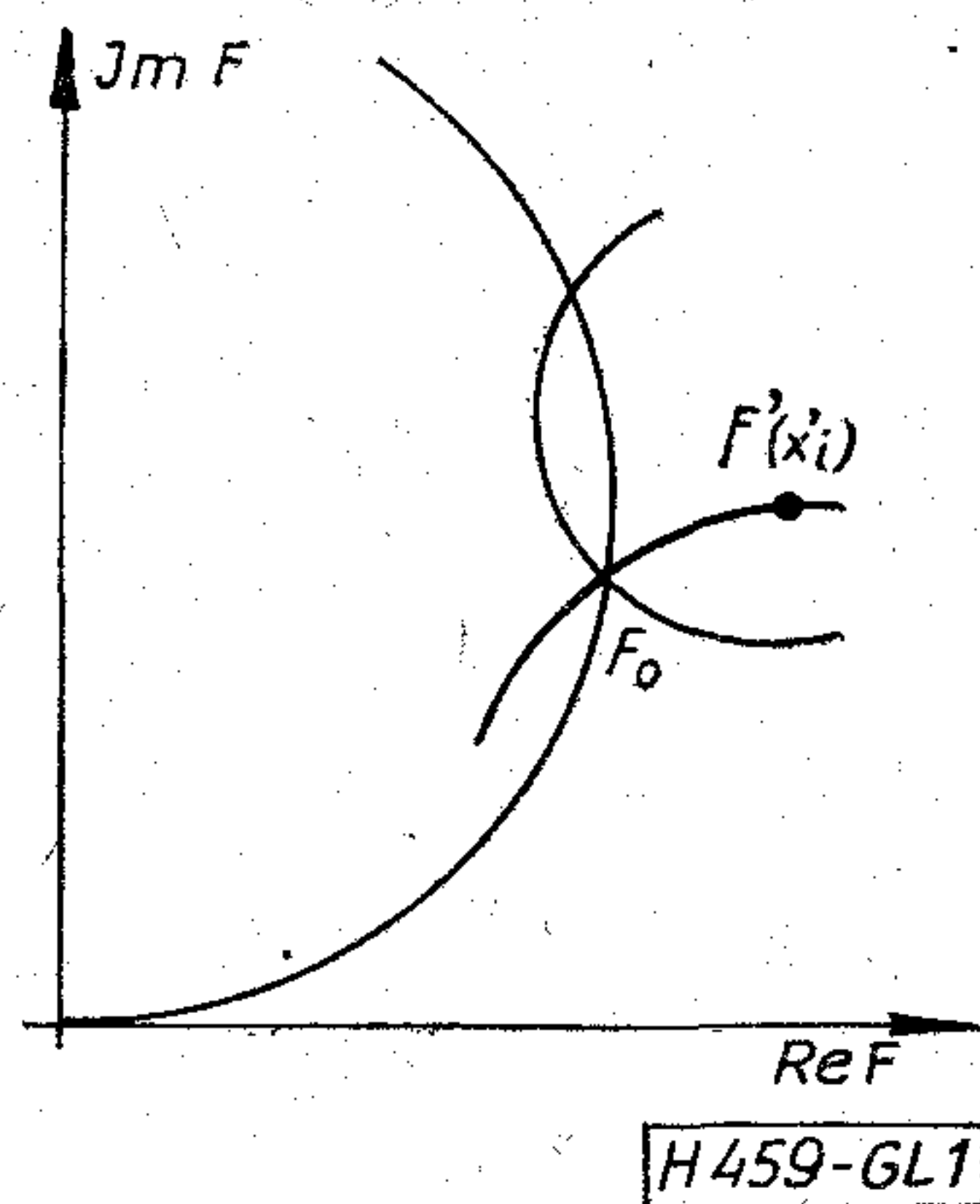
$$F(x_i) = \frac{Ax_i + B}{Cx_i + D}. \quad (2)$$

A rögzített frekvencia miatt az A, B, C, D polinomok komplex konstanssá változtak. Ezzel a (2) egyenlettel definiált bilineáris transzformációt kaptuk meg, mely körtartó, kört és egyenest körbe vagy egyenesbe transzformál át. Az áramköri elemek pozitív értékei mellett a leképzéskor körívet vagy fél-egyenest kapunk, ha feltételezzük, hogy eközben az összes többi áramköri elem értéke a névleges, tehát változatlan.

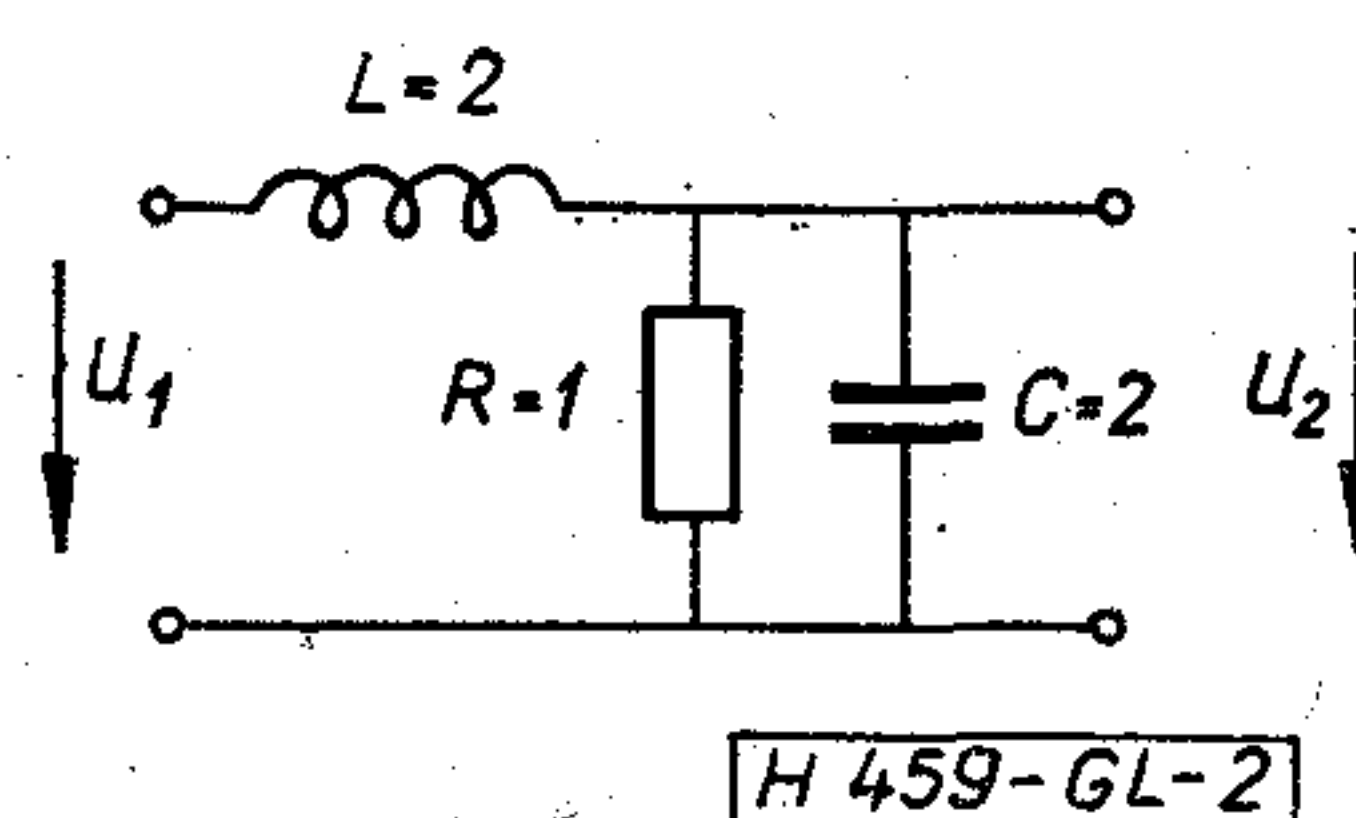
1.1 A bilineáris transzformáció alkalmazása

A módszer azt használja ki, hogy az egyes elemekhez tartozó, a (2) egyenletben szereplő A, B, C, D konstansok különböznek, s ezért az egyes áramköri elemekre kapott görbék különbözni fognak egymástól. Az F komplex síkon tehát egy görbesereget kapunk. Az áramköri elemek névleges értékének megfelelő pontban a görbék metszik egymást (1. ábra). Ez a pont a hálózatfüggvény névleges értéke.

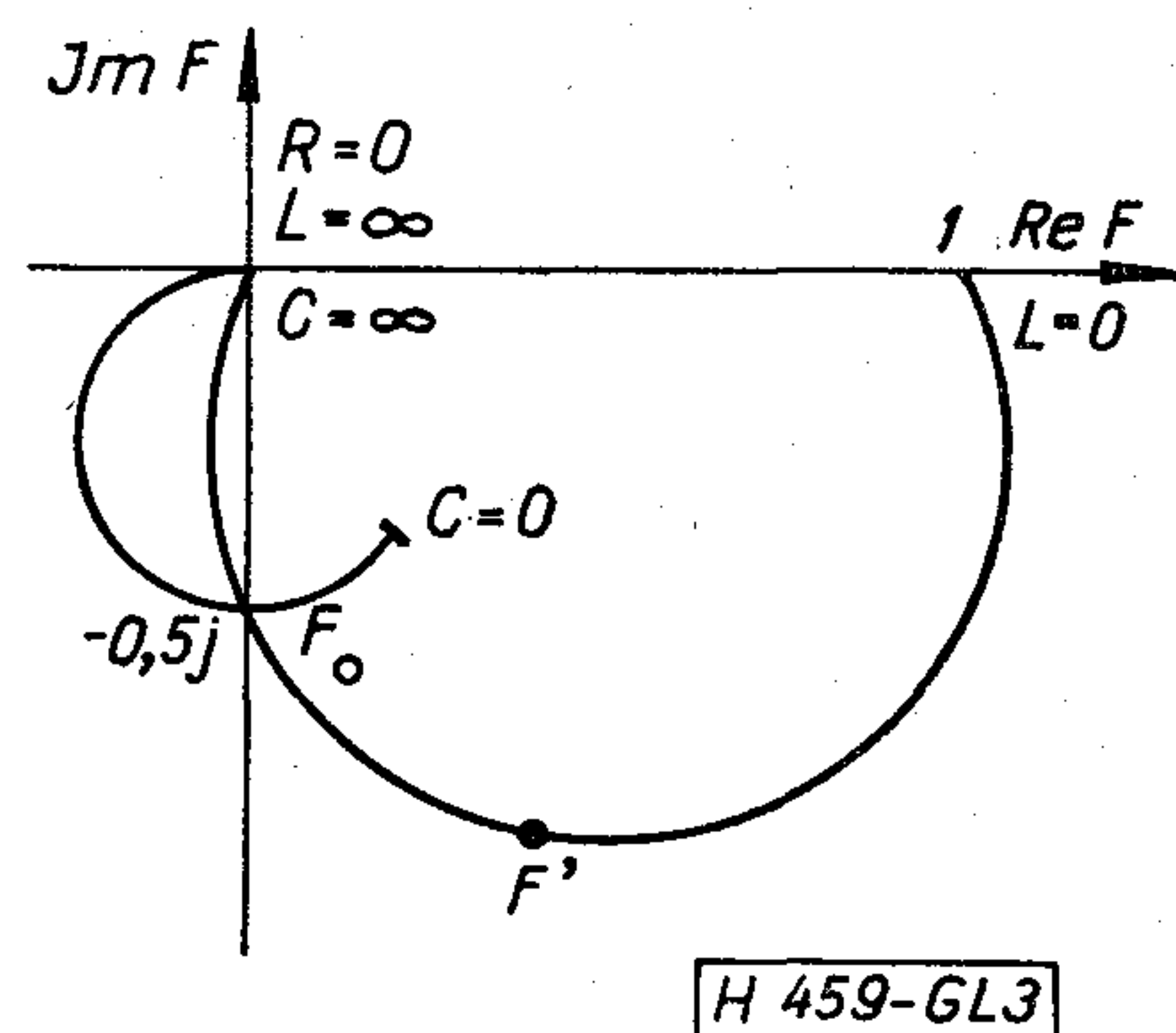
Ha valamelyik áramköri elem értéke a névlegestől eltér, akkor a hálózatfüggvény értéke az egyik görbe mentén mozdul el. A vizsgálandó áramkör F hálózatfüggvényének valós és képzetes részét lemérve (vagy az abszolút értékből és a fázisból kiszámolva), a kapott értékeket az F síkon ábrázolva egy pontot kapunk. A kapott pont a mérési hibától eltekintve



1. ábra. A bilineáris transzformáció alkalmazásával nyert körök



2. ábra. 1. mintaáramkör



3. ábra. A 2. ábra áramköréhez tartozó körök

valamelyik görbére esik (az 1. ábrán az F' jelű pont). Ismervén, hogy a görbe melyik áramköri elemhez tartozik, a hibás elem azonnal kiválasztható [7].

Példa

A módszer szemléltetésére tekintsük a 2. ábra egyszerű áramkörét. Az áramkör jellemzésére a feszültség transzfer függvényt választottuk:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{R + pL + p^2RLC}$$

A vizsgálati frekvencia relatív értéke 1. Itt a hálózatfüggvény névleges értéke $-0,5j$. A bilineáris transzformáció alkalmazásával kapott köröket a 3. ábra mutatja.

Egy hibás áramkör feszültség transzfer függvényére $0,4 - 0,8j$ értéket kaptunk, ami jó közelítéssel az induktivitáshoz tartozó körre esik.

Elvileg egyetlen frekvencián felvett görbesereg is elegendő a hiba lokalizálásához. Azonban pusztán a mérési hiba miatt is lesznek olyan görbék, melyeket nem lehet egymástól megkülönböztetni, mert túl közel futnak egymáshoz. De más probléma is adódhat. Pl. egy csatoló kondenzátor megváltozásának hatása magasabb frekvenciákon elhanyagolható, a hozzá tartozó kör is kicsi lesz. Alacsonyabb frekvenciákon azonban a hatás nagyobb és így a kör is nagyobb. Egy csatoló kondenzátor hibája tehát alacsony frekvencián mutatható ki. Látható, hogy a hatásos diagnosztikához több frekvenciát célszerű választani, mégpedig annyit és úgy, hogy lehetőleg minden elem jól megkülönböztethető körökkel rendelkezzen (l. a 2.1. pontot).

1.2. Hibalokalizálás ellenálláshálózatokban és reaktánshálózatokban

Az előző pontban leírt módszer nem alkalmazható abban az esetben, ha a hálózatfüggvénynek csak valós vagy csak képzetes része van. Ellenálláshálózatokban csak valós részt, reaktánshálózatokban csak képzetes részt kapunk. Ilyenkor az összes kör egyetlen egyenessé válik, amelyik vagy a valós vagy a képzetes tengellyel esik egybe.

Válasszuk meg az $F_1(x_i)$ és az $F_2(x_i)$ hálózatfüggvényeket oly módon, hogy a két függvény egyazon mátrix két eleme legyen. Pl. a Z üresjárású impedancia mátrix két eleme: Z_{11} és Z_{12} vagy Z_{11} és Z_{22} ; vagy az S reflexió mátrix két eleme: valamelyik reflexió tényező és az átviteli tényező. Legalább az egyik függvénynek függenie kell az x_i áramköri elemtől. Reaktáns áramköröknél válasszunk megfelelő vizsgálati frekvenciát.

Ha az áramköri elem változik, akkor a két függvény között az alábbi összefüggés áll fenn [11]:

$$F_1(x_i) = mF_2(x_i) + c, \quad (3)$$

ahol c és m állandók.

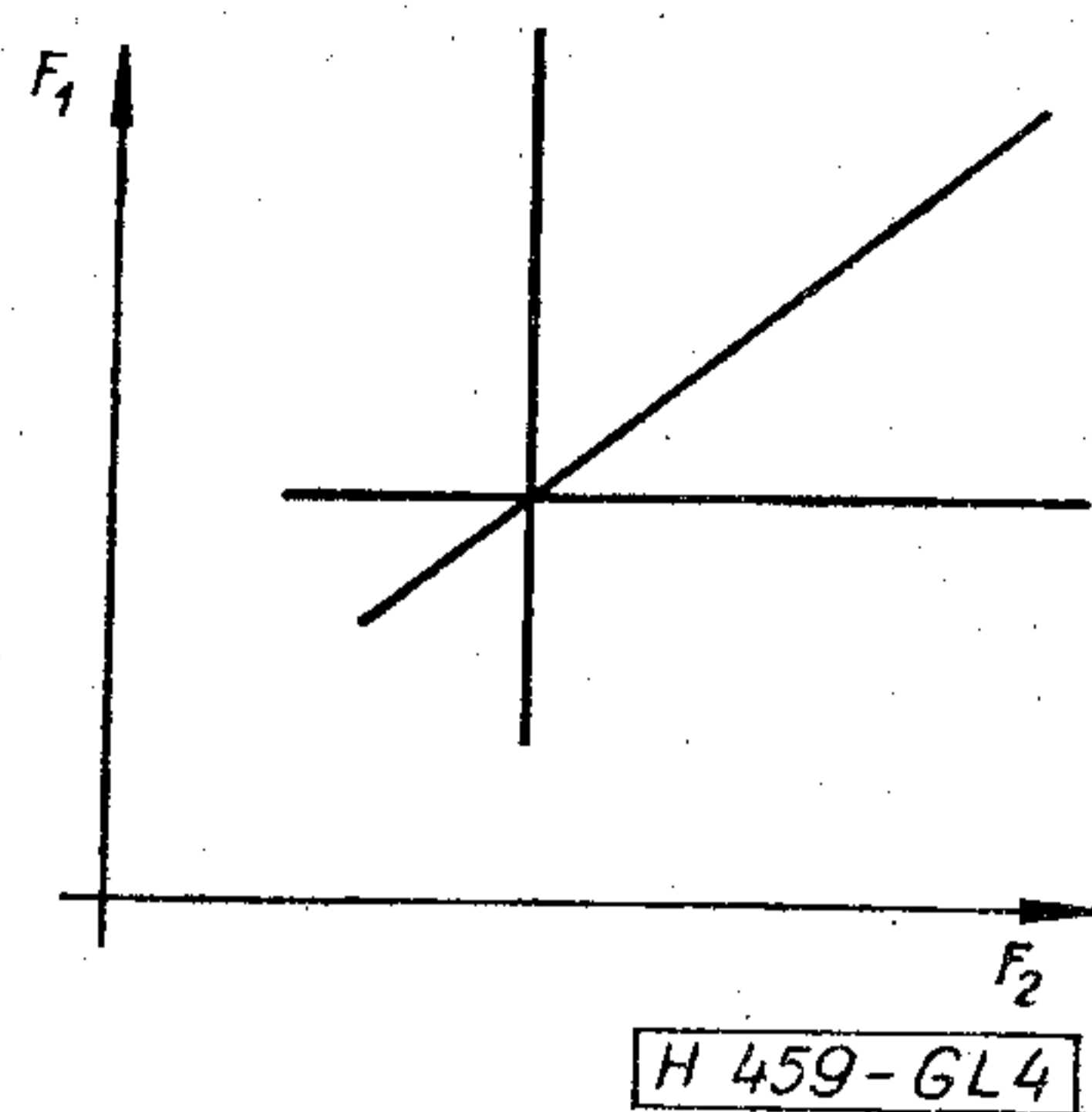
Tehát a két hálózatfüggvény között lineáris kapcsolat van akkor, ha az áramkörben egyetlen elem értéke változik, míg az összes többi elem értéke változatlan.

Vegyünk fel egy olyan koordinátarendszert, ahol az egyik tengelyre az F_1 , a másikra az F_2 függvényt visszük fel. Ebben a koordinátarendszerben ábrázolva a (3) összefüggést a különböző x_i áramköri elemekre, N darab egyenest kapunk, melyek egy pontban, a hálózatfüggvények névleges értékénél metszik egymást (4. ábra).

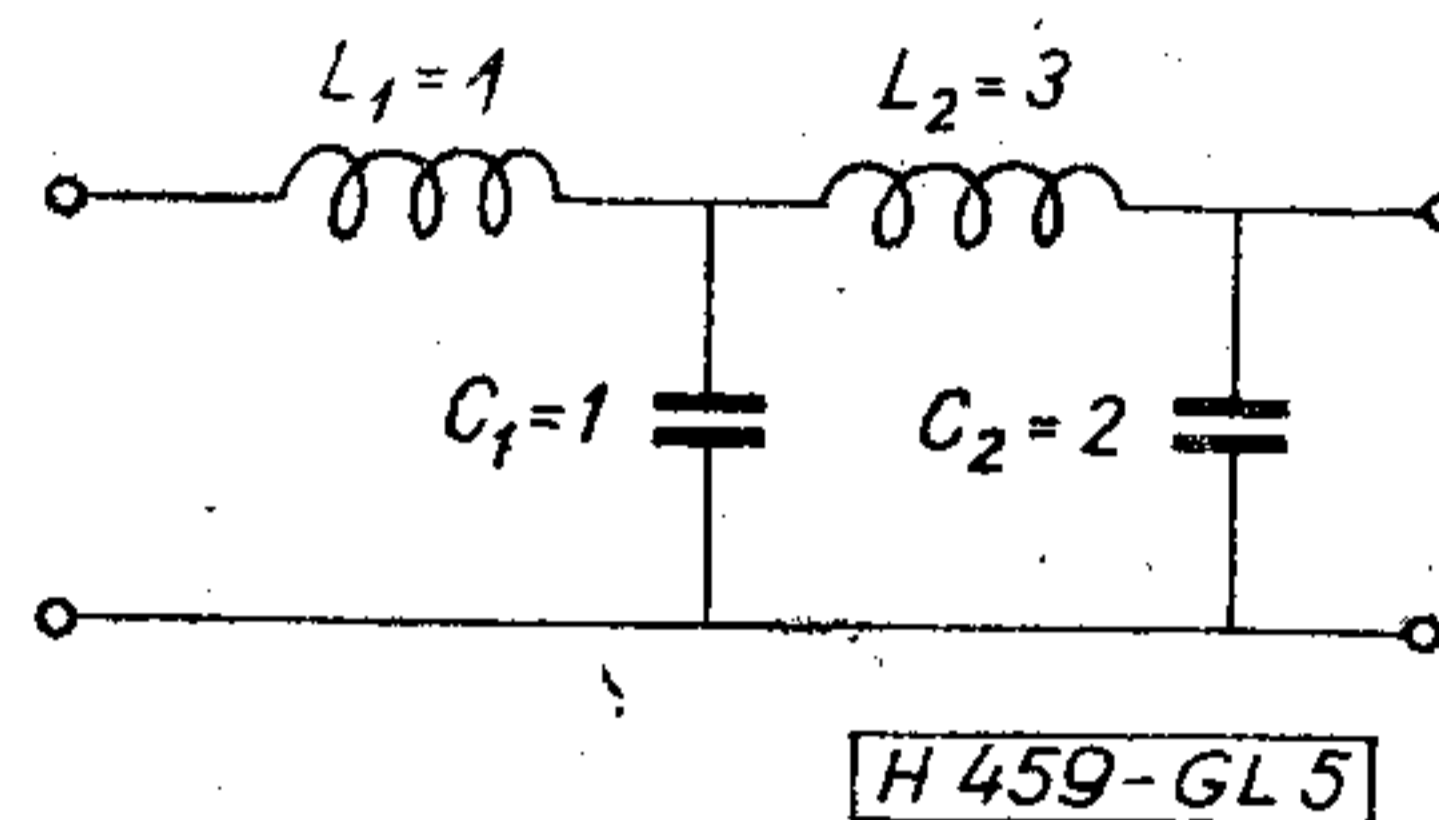
A hibás elem azonosítása az előbbieken alapján a következő. Lemérjük a két hálózatfüggvényt. A két mért érték a koordinátarendszerben egy pontot ad meg, amely valamelyik egyenesre esik, ha a mérési hibától eltekintünk. A hibás elem azonnal azonosítható, mert tudjuk, hogy a kérdéses egyenes melyik elemhez tartozik [5].

Példa

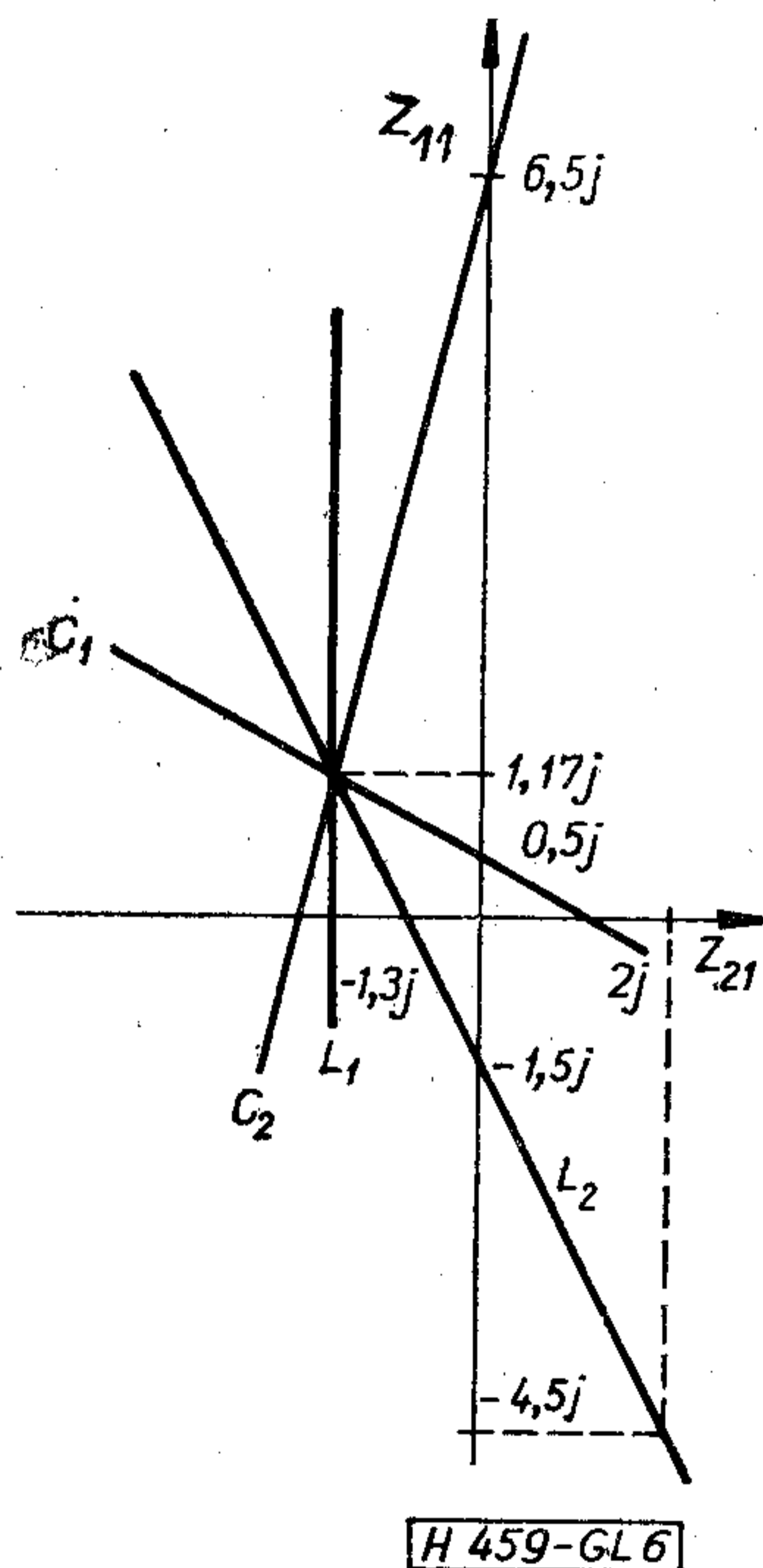
Tekintsük az 5. ábrán felrajzolt reaktáns áramkört. Válasszuk az egyik függvénynek a Z_{11} üresjárású



4. ábra. Két hálózatfüggvény közötti lineáris kapcsolat illusztrálása



5. ábra. 2. mintaáramkör



6. ábra. Az 5. ábra áramköréhez tartozó egyenesek

bemenő impedanciát:

$$Z_{11} = \frac{1 + p^2(L_1C_1 + L_1C_2 + L_2C_2) + p^4L_1L_2C_1C_2}{p(C_1 + C_2) + p^3C_1C_2L_2}$$

Legyen a másik függvény a transzfer impedancia:

$$Z_{21} = \frac{1}{p(C_1 + C_2) + p^3C_1C_2L_2}$$

Az elemek névleges értékét behelyettesítve az egyeneseket a 6. ábrán ábrázoltuk. A vizsgálati frekvencia értéke $p = j 1/\sqrt{2}$.

Egy hibás áramkör mért értékei:

$$Z_{11} = -j 4,5 \quad \text{és} \quad Z_{21} = j 2.$$

Mivel a kapott pont $(2j; -4,5j)$ az L_2 induktivitáshoz tartozó egyenesre esik, ezért az L_2 induktivitás a hibás elem.

1.3. Diagnosztikai érzékenységek segítségével

Az F_j hálózati függvény x_i elemre vonatkoztatott differenciális érzékenységét a (2) kifejezés differenciálásával kapjuk:

$$S'_i = \frac{\partial F_j(x_i)}{\partial x_i} = \frac{A(Cx_i + D) - (Ax_i + B)C}{(Cx_i + D)^2} = \frac{AD - BC}{(Cx_i + D)^2}. \quad (4)$$

Definiáljuk a nagyváltozású érzékenységet az alábbi módon [9]:

$$S'_{i\Delta} = \frac{\Delta F_j}{\Delta x_i}, \quad (5)$$

ahol $S'_{i\Delta}$ az F_j hálózati függvény nagyváltozású érzékenysége az x_i elem véges megváltozása esetén, Δx_i az x_i elem véges megváltozása, ΔF_j az F_j hálózati függvény megváltozása Δx_i hatására: $\Delta F_j = F_j(x_i + \Delta x_i) - F_j(x_i)$. Helyettesítsük be a (2) egyenletbe x_i valamint $x_i + \Delta x_i$ értékeket és fejezzük ki $S'_{i\Delta}$ -t:

$$S'_{i\Delta} = \frac{AD - BC}{(Cx_i + C\Delta x_i + D)(Cx_i + D)}. \quad (6)$$

Ha Δx_i nullához tart, visszkapjuk a differenciális érzékenységet. A két érzékenység között az összefüggés [3]:

$$\frac{S'_i}{S'_{i\Delta}} = 1 + \Delta x_i \frac{C}{Cx_i + D}. \quad (7)$$

Osszuk el a (7) egyenlet mindkét oldalát Δx_i -vel:

$$\frac{S'_i}{\Delta F_j} = \frac{1}{\Delta x_i} + \frac{C}{Cx_i + D}. \quad (8)$$

A (8) egyenlet bal oldalán számítható (S'_i) és mérhető (ΔF_j) mennyiség áll, a jobb oldal értéke pedig Δx_i mellett csak a hálózati függvény nevezőjétől és annak x_i szerinti deriváltjától függ. Egy hálózati jellemző mátrix elemeinek nevezője azonos, tehát a (8) egyenlet jobb oldalának második tagja konstans a különböző F_j függvények esetén, más szóval független F_j -től:

$$\frac{S'_i}{\Delta F_j} = \frac{1}{\Delta x_i} + k. \quad (9)$$

Ha a differenciális és a nagyváltozású érzékenységet nem azonos elemekre vonatkoztatjuk, akkor a (4) és (6) egyenletekben szereplő A, B, C, D állandók egymástól különbözni fognak, ezért a (7) kifejezést sem kaphatjuk meg ilyen egyszerű formában, az egyszerűsítéseket nem lehet elvégezni.

A két érzékenység hányadosa csak akkor konstans, ha ugyanazon elemre vonatkozik. Egyébként a különböző függvények esetén más és más lesz. Ezt a tulajdonságot használjuk ki a diagnosztika céljára [8].

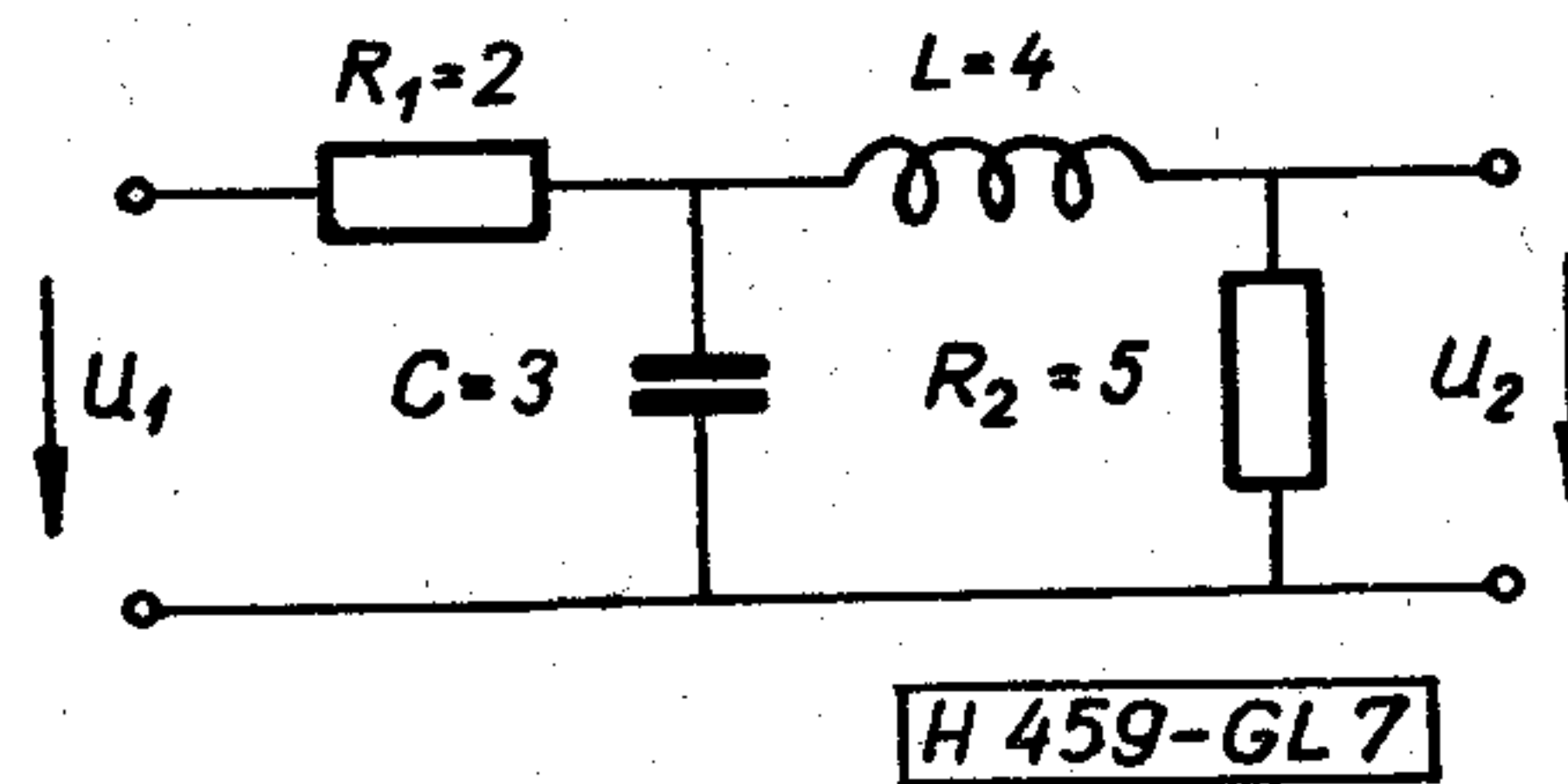
Vegyük fel a J érzékenységmátrixot, legyen M sora és N oszlopa. A sorok a hálózati függvényeknek, az oszlopok az áramköri paramétereknek felelnek meg. A mátrix elemei a sor által meghatározott hálózati függvénynek az oszlop által meghatározott paraméter szerinti differenciális érzékenysége.

Mérjük le a hibás áramkör M számú hálózati függvényét és a kapott értékekkel osszuk el a J mátrix megfelelő sorait. A hibás elemnek megfelelő oszlopban a hányadosok értéke azonos lesz. Ha a hibás elem értékét is ki akarjuk számolni, akkor az a (9) egyenletből kifejezhető:

$$\Delta x_i = \frac{1}{\frac{S'_i}{\Delta F_j} - k}. \quad (10)$$

Példa

Tekintsük a 7. ábrán felrajzolt kapcsolást. Az áramkör jellemzésére az inverz hibrid (D) mátrixot vá-



7. ábra. 3. mintaáramkör

lasztottuk:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{11} & -D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

A D_{11} paraméter üresjárási bemeneti admittancia:

$$D_{11} = \frac{1 + pCR_2 + p^2LC}{R_1 + R_2 + p(L + CR_1R_2) + p^2LCR_1}.$$

A D_{21} paraméter feszültség transzfer függvény:

$$D_{21} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + p(L + CR_1R_2) + p^2LCR_1}.$$

Mivel a hálózat reciprok $D_{12} = D_{21}$.

$$D_{22} = \frac{R_1R_2 + pLR_2 + p^2LCR_1R_2}{R_1 + R_2 + p(L + CR_1R_2) + p^2LCR_1}$$

A D_{22} paraméter rövidzárási kimeneti impedancia. Az inverz hibrid mátrix választásával elértük, hogy mindegyik áramköri elem szerepel a mátrix mindegyik elemében.

Az érzékenységmátrix első sorához a D_{11} paraméter értékei, a másodikhoz a D_{21} , a harmadikhoz a D_{22} paraméter értékei tartoznak. Az első oszlop az R_1 ellenállás, a második oszlop az R_2 ellenállás, a harmadik az L induktivitás, a negyedik pedig a C kapacitás szerinti érzékenységeket tartalmazza. Az érzékenységmátrix a 0,5 vizsgálati frekvencián a következő értékeket veszi fel:

$$\begin{bmatrix} -0,166 - 0,12j & 0,0034 + 0,0004j & -0,0002 + 0,0017j & 0,038 - 0,32j \\ -0,048 + 0,12j & 0,0144 - 0,0052j & -0,0266 + 0,0056j & 0,043 + 0,08j \\ 0,085 - 0,01j & -0,047 + 0,049j & 0,217 + 0,372j & -0,019 + 0,17j \end{bmatrix}$$

Egy hibás áramkör mért értékei:

$$D_{11} = 0,435 + 0,138j \quad D_{21} = 0,102 - 2,286j \\ D_{22} = 0,194 - 0,092j$$

$$\begin{bmatrix} -28 - 12,7j & 0,5 - 0,046j & 0,025 + 0,25j & 4,56 - 5,83j \\ -2,6 + 3,5j & 0,5 - 0,046j & -0,9 - 0,04j & -2 + 2,56j \\ 0,43 + 0,47j & 0,5 - 0,046j & 0,59 + 3,16j & 0,94 + 0,86j \end{bmatrix}$$

A kapott mátrix második oszlopának elemei azonosak. Mivel tudjuk, hogy ehhez az oszlophoz az R_2 ellenállás tartozik, a hibás elem az R_2 ellenállás.

2. Hibaszimuláció

A hibaszimulációs módszereknél az áramköri elem értékét a névlegestől eltérően, „hibásnak” vesszük fel, s így analizáljuk az áramkört. Megvizsgáljuk, hogy a hálózatfüggvény értéke hogyan tér el a névlegestől, ezt az eltérést valamilyen módon kódoljuk és tároljuk. Az összes lehetséges vagy szimulálni kívánt hibára az analízist, kódolást és tárolást elvégezve egy táblázatot kapunk, amelyben az áramköri elemek hibája és a hálózatfüggvény eltérése, hibája van kölcsönösen egymáshoz rendelve. Az alkalmazáskor a mért értékeket összehasonlítjuk a tárolt értékekkel, s az egymáshoz rendelés alapján megkapjuk, hogy melyik áramköri elem a hibás.

A hibaszimuláció elve nem új és a műszaki élet bármely területén alkalmazható. Különösen ott van jelentősége, ahol egyéb módszerek nem, vagy csak igen nehezen alkalmazhatók. Az előzetes számításokra fordítódik a munka igen nagy része, a felhasználáshoz alig van szükség számításra.

2.1. Hibaszótár

A hibaszótár ismert hibák esetén fellépő mérési eredmények rendszerezett összeállítása.

A módszer bemutatásához válasszuk hálózatfüggvénynek a feszültség transzfer függvényt: $F = U_2/U_1$, amelynek csak abszolút értékére van előírás [10].

Koncentrált paraméterű, lineáris, idővariáns áramkör hálózatfüggvénye racionális törtfüggvény, amelyet egy konstanssal és gyökeivel, a pólusokkal és zérusokkal jellemezhetünk. Ha egy áramköri elem megváltozik, akkor ennek hatása jelentkezik a Bode-diagramban is: megváltozhat a konstans nagysága, a gyökök helye. Ha a gyök egy kör mentén mozdul el, akkor a törésponti frekvencia nem változik a Bode-diagramban, de a törésponti frekvencián és környezetében a függvény értéke megváltozik.

Általában az egyes elemek a Bode-diagramot különféleképpen változtatják meg. Ezt használjuk ki a hibás elem lokalizálására.

A hálózatfüggvények megváltozásait kiszámolva és az első sort ΔD_{11} -gyel, a másodikat ΔD_{21} -gyel, a harmadikat ΔD_{22} -vel elosztva az alábbi mátrixot kapjuk:

A Bode-diagramot nem teljes egészében vizsgáljuk, hanem a vizsgálati frekvenciákat választunk a függvény jellemzésére. Legyenek a frekvenciák a töréspontok, a töréspontok között egy-egy, a legalsó alatt egy és a legfelső fölött egy [10, 12].

Állítsuk össze a hibaszótárt.

Először a hálózatfüggvény névleges értékét számítsuk ki a vizsgálati frekvenciákon. Ezután egyetlen elem értékét változtassuk meg, míg az összes többi értékét a névlegesen tartjuk. Számítsuk ki a hálózatfüggvény értékeit, s tároljuk. Végezzük el ezt az összes lehetséges hibás esetre valamennyi elemnél.

Míg digitális áramköröknél az állapotok száma véges, addig analóg áramköröknél végtelen. Ezért szükséges, hogy a szimulált állapotok számát észszerű módon csökkentjük.

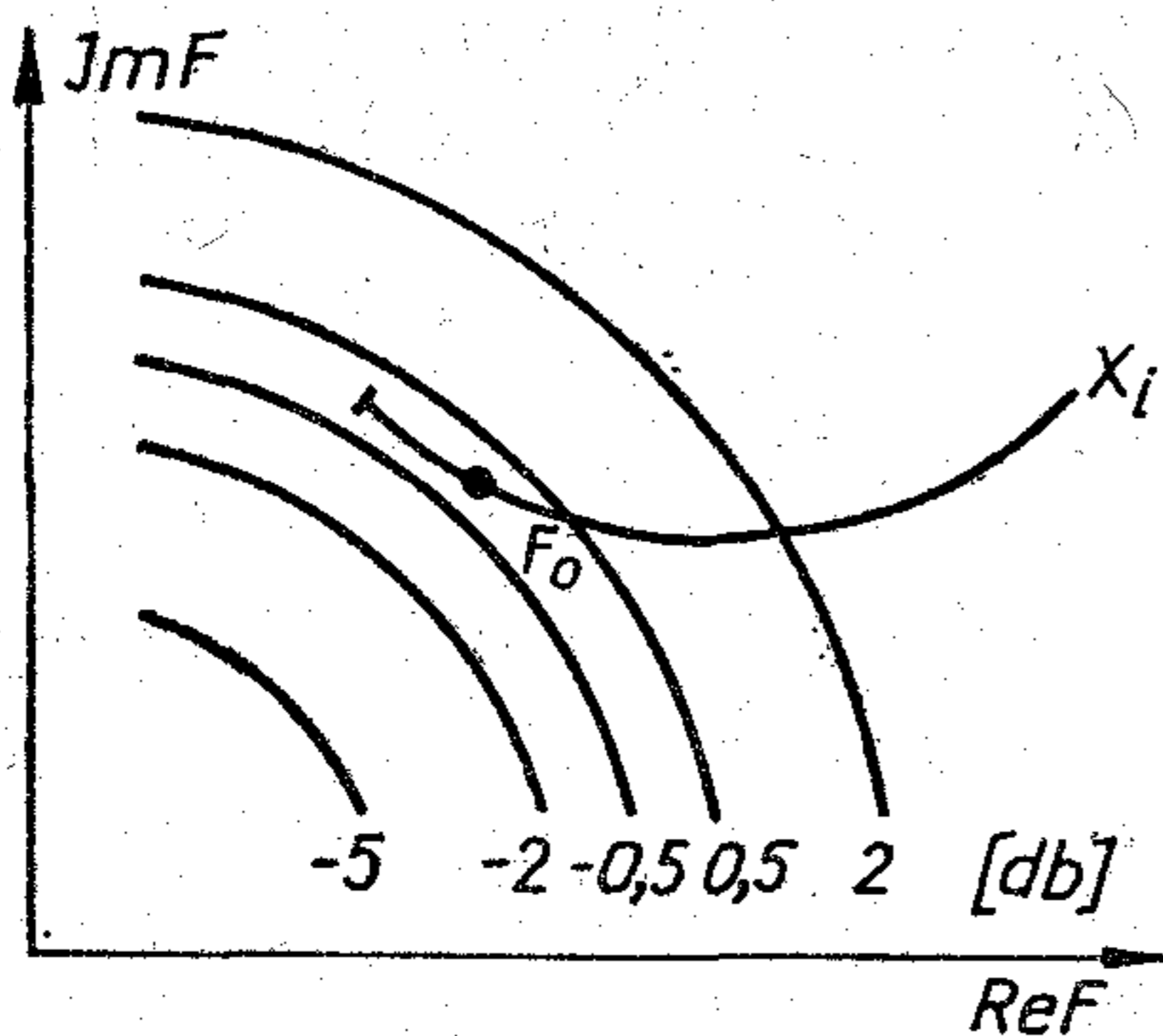
Osszuk fel a hálózatfüggvény értékeit pl. az alábbi módon. Legyen a hálózatfüggvény megengedett toleranciája $\pm 0,5$ dB. Ha a hálózatfüggvény értéke ebbe az intervallumba esik, akkor az áramkör hibátlan, független attól, hogy esetleg valamelyik elem értéke a megengedett toleranciáját túllépi. Az elem ilyen hibája tehát nem jelentkezik az áramkör hibájaként. A többi intervallum legyen a következő: az eltérés nagyobb, mint -10 dB, az eltérés -10 dB és -5 dB közé esik, az eltérés -5 dB és -2 dB közé esik, az eltérés -2 dB és $-0,5$ dB közé esik. Valamint ugyanezek az intervallumok pozitív értékekre is. Az intervallumokhoz rendeljünk hozzá nullától kezdve növekvő egész számokat, mint kódszámokat. A mért értékeket eszerint kódoljuk, azaz nem a pontos értéket tároljuk, hanem azt, hogy melyik intervallumba esik. A kódszó annyi kódszámból áll, ahány vizsgálati frekvencia van.

Egy kódszó azt mutatja meg, hogy a vizsgálati frekvenciákon a hálózatfüggvény értéke melyik intervallumba esik.

Határozzuk meg, hogy egy-egy kódszóhoz az áramköri elemek milyen értéktartománya tartozik.

Az 1. pontban láttuk, hogy ha egy áramköri elem értéke megváltozik, akkor az F hálózatfüggvény értéke egy kör mentén („elemkör”) mozdul el a komplex F síkon. A hálózatfüggvény eltéréseinek fenti felosztása ugyanezen a síkon origóközéppontú körökkel („toleranciakör”) ábrázolható (8. ábra).

Az F_0 pont a hálózatfüggvény névleges értékét jelenti. A „toleranciakörök” és az „elemkörök” metszéspontjából kiszámolható az elem értéke. Így meg-



H 459-GL8

8. ábra. „Toleranciakörök” és egy „elemkör”

kapjuk, hogy egy-egy frekvencián a hálózatfüggvény egyes tolerancia-intervallumaihoz az áramköri elemek milyen értéktartományai tartoznak. Az intervallumok közös területei megadják, hogy az áramköri elem milyen értéktartománya jellemezhető egyetlen kódszóval. A kódszavak a hozzájuk tartozó értéktartományokkal alkotják a hibaszótárt.

A szótár alkalmazásakor lemérjük egy tényleges áramkör hálózatfüggvényét a vizsgálati frekvenciákon. Ha az áramkör hibás, akkor az eltéréseket a fenti módon kódoljuk és a szótárból kikeressük a megfelelő esetet.

Példa

Vizsgáljuk újra a 7. ábrán felrajzolt kapcsolást. Az áramkör jellemzésére a feszültség transzfer függvényt választottuk. Vizsgálati frekvenciáknak 0,2 valamint 0,3 és 0,5 értékeket választottunk. Az előbbieken részletezett intervallumokhoz az 1. táblázat szerint rendeltünk kódszámokat.

A 8. ábrán felvázolt elvnek megfelelően a „tolerancia-körök” és az „elem-körök” metszéspontjaihoz tartozó elemértékeket a 2. táblázatban foglaltuk össze. Ezen elemértékek mellett a hálózatfüggvény ér-

A hibaszótár felvételénél alkalmazott intervallumok és kódszámok

A hálózatfüggvény eltérése dB-ben	-10	-5	-2	-0,5	0,5	2	5	10	
Kódszámok	4	3	2	1	0	5	6	7	8

téke az intervallumok határára esik. A kódszavak előállítására a C kapacitás értékeivel mutatunk példát. Ha a kapacitás értéke 4,61 és 6 relatív értékek között van, akkor a hálózatfüggvény értéke -2 és -5 dB közé esik mindhárom vizsgálati frekvencián. Az 1. táblázat szerint a kódszó 222 lesz. Ha a kapacitás értéke 6 és 6,23 relatív értékek között van, akkor a 0,2 és 0,3 relatív frekvencián a hálózatfüggvény értéke változatlanul -2 és -5 dB közé esik, de a 0,5 relatív frekvencián már a hálózatfüggvény értéke -5 és -10 dB közé esik, ezért a kódszó 223 lesz. A teljes hibaszótárt a 3. táblázat mutatja. A 30 hibás esetből 17 olyan, hogy a hiba egyértelműen azonosítható. A többi esetben már nem egyetlen elem tartozik a kódszóhoz. Hatásosabb hibaszótárt más frekvencia, más függvény vagy több frekvencia és több függvény alkalmazásával érhetünk el.

2.2. Szavazásos módszer

A klasszikus hibaszótár nagy hátránya, hogy csak a hiba és valamelyik kódszó azonosítására van lehetőség, s ha ez nem sikerül, akkor semmilyen további információt nem nyerünk a tényleges hibára vonatkozóan. Ezt a hátrányt kiköszöböli ki az ún. szavazásos módszer, amelynél a hibás elem kiválasztásához csak a hálózatfüggvény eltéréseinek előjelét használjuk fel.

Az előzetes számítások során felépítjük az alább részletezett felismerési mátrixot, amely a hibaszimu-

2. táblázat

A 7. ábra áramkörénél az intervallumok határán a hálózatfüggvény értéke (Pozitív elemértékeknél az üres mezőkbe nem eshet)

x_i	frekvencia	-10	-5	-2	-0,5	0,5	2	5	10 [dB]
R_1	0,2	8,76	4,53	2,88	2,18	1,84	1,31	0,047	
	0,3	7,6	4,07	2,7	2,18	1,84	1,31	0,62	
	0,5	6,81	3,76	2,59	2,18	1,84	1,51	0,94	
R_2	0,2	0,31	0,77	1,77	3,52	8,28			
	0,3	0,22	0,56	1,33	3,05	13,5			
	0,5	0,45	0,94	1,8	3,32	16,25			
L	0,2	92	47,7	27,1	15,14				
	0,3	57,6	29,7	16,9	9,34				
	0,5	33,6	17,3	9,9	5,8				
C	0,2	13,9	7,34	4,61	3,4	2,58	0,95		
	0,3	11,5	6,23	4,14	3,27	2,75	1,93		
	0,5	10	6	3,88	3,27	2,75	2,26	1,3	

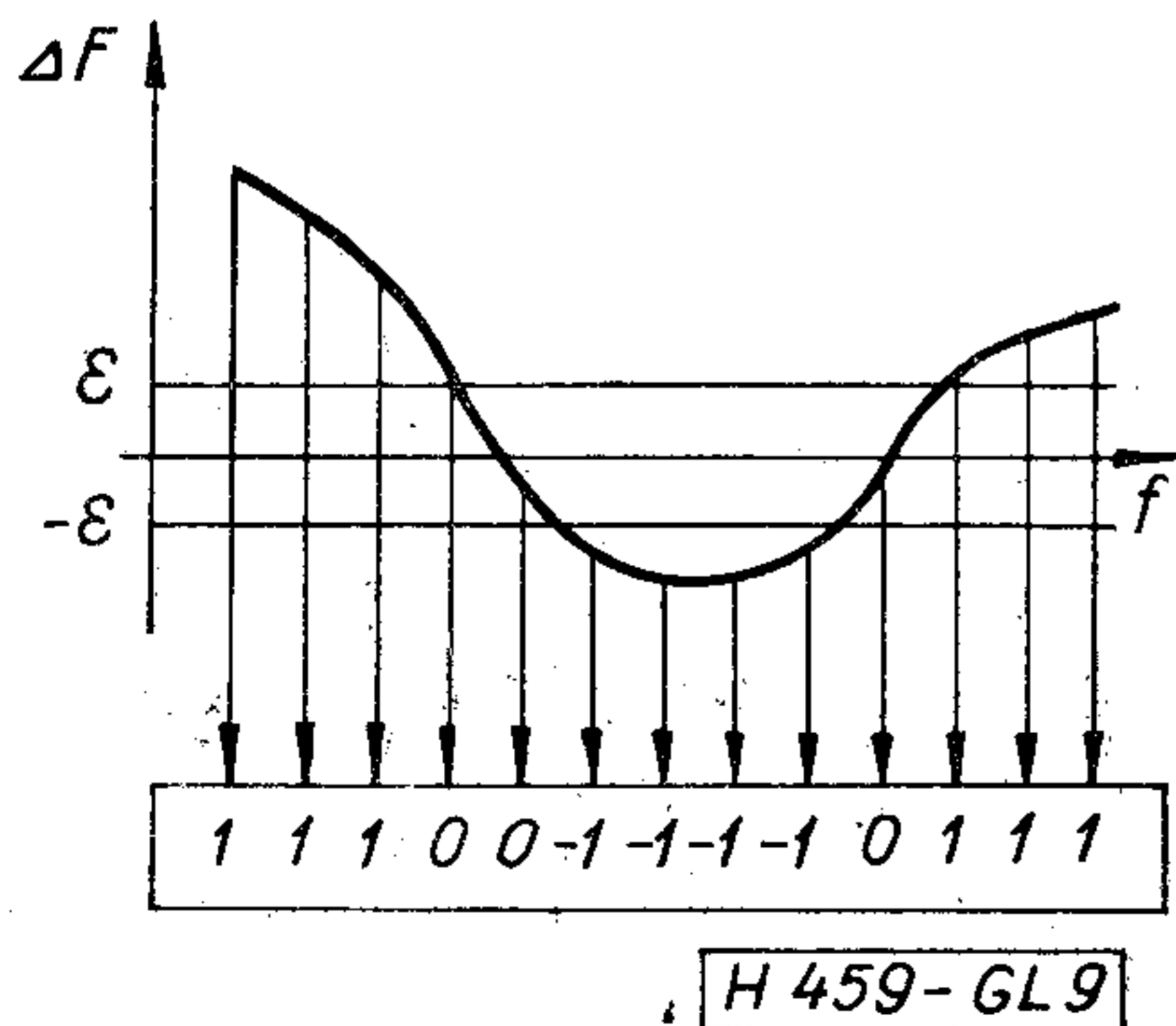
A hibaszótár

3. táblázat

0 0 0	$R_1: 1,84-2,2; R_2: 3,52-8,28; L: 0-5,8;$ $C: 2,75-3,27$
0 0 1	$L: 5,8-9,34$
0 1 1	$L: 9,34-9,9; C: 3,27-3,4$
0 1 2	$L: 9,9-15,14$
1 0 0	$R_2: 3,32-3,52$
1 0 1	$R_2: 3,05-3,32$
1 1 1	$R_1: 2,2-2,59; R_2: 1,8-3,05; C: 3,4-3,88$
1 1 2	$R_1: 2,59-2,7; C: 3,88-4,14; R_2: 1,77-1,8;$ $L: 15,14-16,9$
1 2 2	$R_1: 2,7-2,88; C: 4,14-4,61; L: 16,9-17,3$
1 2 3	$L: 17,3-27,1$
2 1 2	$R_2: 1,33-1,77$
2 2 2	$R_1: 2,88-3,76; R_2: 0,94-1,33; C: 4,61-6$
2 2 3	$R_1: 3,76-4,07; R_2: 0,77-0,94; L: 27,1-29,7;$ $C: 6-6,23$
2 3 3	$R_1: 4,07-4,53; L: 29,7-33,6; C: 6,23-7,34$
2 3 4	$L: 33,6-47,7$
3 2 3	$R_2: 0,56-0,77$
3 3 3	$R_1: 4,53-6,81; R_2: 0,45-0,56; C: 7,34-10$
3 3 4	$R_1: 6,81-7,6; R_2: 0,31-0,45; L: 47,7-57,6;$ $C: 10-11,5$
3 4 4	$R_1: 7,6-8,76; L: 57,6-92; C: 11,5-13,9$
4 3 4	$R_2: 0,22-0,31$
4 4 4	$R_1: 8,76-\infty; R_2: 0-0,22; L: 92-\infty;$ $C: 13,9-\infty$
0 5 5	$C: 2,58-2,75$
5 0 0	$R_2: 8,28-13,5$
5 5 0	$R_2: 13,5-16,25$
5 5 5	$R_1: 1,51-1,84; R_2: 16,25-\infty; C: 2,26-2,58$
5 5 6	$R_1: 1,31-1,51; C: 1,93-2,26$
5 6 6	$C: 1,3-1,93$
5 6 7	$C: 0,95-1,3$
6 6 6	$R_1: 0,94-1,31$
6 6 7	$R_1: 0,62-0,94; C: 0-0,95$
6 7 7	$R_1: 0,047-0,62$
7 7 7	$R_6: 0-0,47$

lációból nyert eredmények kódolt formáját tartalmazza.

Növeljük meg az i -edik elem értékét annyira, hogy a hálózatfüggvény értékét észrevehetően megváltoztassa. Tételezzük fel, hogy a névlegesnél kisebb értékhez ellenkező előjelű eltérés tartozik. A 9. ábra a frekvencia függvényében a hálózatfüggvény megváltozását mutatja. A felismerési mátrix i -edik osz-



9. ábra. A felismerési mátrix egy oszlopának felvétele

lopához rendeljük hozzá az i -edik elem által okozott megváltozásokat, a soraihoz pedig a vizsgálati frekvenciákat. Az i -edik oszlop valamely eleme akkor 0, ha a hálózatfüggvény eltérése a megengedett $\pm \epsilon$ között van. Ha az eltérés ϵ -nál nagyobb és pozitív, a mátrix eleme 1, ha negatív, akkor -1 . Körülbelül háromszor annyi frekvenciapontot kell választani, mint ahány elem van [13].

Alkalmazáskor lemérjük a hibás áramkör hálózatfüggvényét a vizsgálati frekvenciákon. Az előzőekkel összhangban a kapott mérési eredményekhez is hozzárendelünk 0, 1 vagy -1 értéket. Minden elemhez két változó tartozik: H_i és J_i . A H_i változóban gyűjtjük azokat a szavazatokat, amelyekkel arra szavazunk, hogy a szóban forgó vizsgálati frekvencián az i -edik elem hibás. A J_i változó értékét növeljük akkor, ha az i -edik áramköri elemet jónak minősítjük a szavazáskor. Ha a felismerési mátrix elemének és a mért érték kódjának előjele megegyezik, akkor ez arra mutat, hogy ezen a frekvencián az i -edik elem létrehozhatta a hibát. Ezért arra szavazunk, hogy ez az elem hibás, H_i értékét növeljük eggyel. Ha az előjelek nem egyeznek, akkor H_i értékét csökkentjük eggyel. Ha a mátrix eleme nulla, akkor nem szavazunk. Ha a mátrix eleme nem nulla, de a mért érték kódja nulla, akkor arra szavazunk, hogy az i -edik elem jó, J_i értékét növeljük eggyel (4. táblázat).

Szavazási séma

4. táblázat

	A mért adat kódja			
A mátrix eleme		-1	0	1
-1		$H_i + 1$	$J_i + 1$	$H_i - 1$
0		-	-	-
1		$H_i - 1$	$J_i + 1$	$H_i + 1$

Az összes elemre a választott vizsgálati frekvenciákon elvégezve a fentieket, minden elemhez kiszámítjuk V_i -t:

$$V_i = |H_i| - J_i \quad (11)$$

Az az elem a hibás, amelyre V_i a legnagyobb. H_i előjele a megváltozás irányába mutat. Természetesen azzal a feltételezéssel, hogy az áramköri elem növekedéséhez és csökkenéséhez a hálózatfüggvény ellentétes előjelű megváltozásai tartoznak. Ha ez nem igaz, akkor külön hibának kell tekinteni az áramköri elem növekedését és csökkenését. Ha az így kiválasztott elem mégse lenne hibás, akkor vesszük a következő legnagyobb V_i -t, és az ehhez tartozó elemet nézzük meg.

Példa

A módszer bemutatására tekintsük újra a 7. ábrán felrajzolt kapcsolást. Hálózatjellemezőnek megint a feszültség transzfer függvényét választottuk. A vizsgálati frekvenciák: 0,01 0,02 0,05 0,1 0,2 0,3 0,35 0,4 0,45 0,5 0,7 1 2 4 8. Az egyszerűség kedvéért

5. táblázat

Felismerési mátrix a 7. ábra áramköréhez és egy hibás áramkör mért adatai

Frekvencia	R_1	R_2	L	C	Mért adat
0,01	-1	1	0	0	1
0,02	-1	1	0	0	1
0,05	-1	1	0	-1	1
0,1	-1	1	0	-1	1
0,2	-1	1	0	-1	0
0,3	-1	0	-1	-1	0
0,35	-1	0	-1	-1	0
0,4	-1	0	-1	-1	0
0,45	-1	0	-1	-1	0
0,5	-1	1	-1	-1	0
0,7	-1	1	-1	-1	1
1	-1	1	-1	-1	1
2	-1	1	-1	-1	1
4	-1	1	-1	-1	1
8	-1	1	-1	-1	1

A legnagyobb értéke V_{R_2} -nek van, tehát a hibás elem az R_2 ellenállás.

3. Problémák

Az ismertett algoritmusok egyik kiinduló feltételezése, hogy csak egyetlen áramköri elem értéke változik meg és az összes többi elem értéke pontosan a névleges. Ekkor az összefüggések valóban teljesen igazak. A valóságban azonban a többi elem értéke is megváltozhat, a névleges értéktől a megengedett tolerancián belül eltérhet. Ez azt eredményezi, hogy pl. az 1.1. és 1.2. pontban leírt görbék elmosódnak, sávokká szélesülnek. Az 1.3. pontban ismertett módszerrel az érzékenységek hányadosa nem lesz azonos. Az eddig megkülönböztethető elemek egy része tehát megkülönböztethetetlené válik.

Ezért nem azt vizsgáljuk, hogy a mért pont ráesik-e valamelyik görbére, vagy hogy az érzékenységhányadosok azonosak-e, hanem az eltérések négyzetét összegezzük, s azt az elemet tekintjük hibásnak, amelynél ez az összeg minimális. A jobb megoldás érdekében célszerű több frekvenciát és több hálózatfüggvényt választani. Így ezeknél a módszereknél is egy sorrendet lehet összeállítani.

Egy másik probléma, hogy lesznek eleve megkülönböztethetetlen elemek is. Ezeket az elemcsoportokat a módszerek egyetlen elemként kezelik, s hiba esetén a csoportra mutatnak rá, amelyből a hibás elem egyéb módszerekkel választható ki (pl. kiforrasztás és külön mérés).

4. Összefoglalás

Ebben a cikkben olyan diagnosztikai módszereket ismertettünk, amelyekkel analóg, lineáris, koncentrált paraméterű, idővariáns áramkörök egyszeres hibái lokalizálhatók. Az első részben azokat a módszereket tekintettük át, amelyek a Bode-féle bilineáris összefüggésen alapulnak. Az egyik módszer a bilineáris transzformáció körtartó voltát használja ki, a másik azt, hogy egy hálózatjellemező mátrix két eleme között a kapcsolat lineáris. Ezek a módszerek lineáris hálózatokban előnyösen alkalmazhatók. Az elvileg szükséges egyetlen vizsgálati frekvencia helyett többet (ellenálláshálózatok esetén több függvényt) választva a hiba megbízhatóan lokalizálható. A harmadik módszer a differenciális és a nagyváltozású érzékenység közötti kapcsolaton alapul, s többkapuknál alkalmazható előnyösen, ahol több függvény is mérhető.

A második részben a hibaszimuláció két lehetséges alkalmazását mutattuk be, a hibaszótár klasszikus esetét, valamint a szavazásos módszert, amely a hibaszótár speciális esete. A hibaszótár felvételére olyan új módszert ismertettünk, amely kihasználja a bilineáris összefüggést, s lehetővé teszi, hogy az áramköri paraméter értékét nullától végtelenig változtathassuk.

Végezetül köszönetemet fejezem ki *Dr. Géher Károly*-nak, a műszaki tudományok doktorának értékes tanácsaiért.

6. táblázat

A szavazás menete

Frekvencia	$H_{R1} J_{R1}$	$H_{R2} J_{R2}$	$H_L J_L$	$H_C J_C$
0,01	-1 0	1 0	- -	- -
0,02	-2 0	2 0	- -	- -
0,05	-3 0	3 0	- -	-1 0
0,1	-4 0	4 0	- -	-2 0
0,2	-4 1	4 1	- -	-2 1
0,3	-4 2	- -	0 1	-2 2
0,35	-4 3	- -	0 2	-2 3
0,4	-4 4	- -	0 3	-2 4
0,45	-4 5	- -	0 4	-2 5
0,5	-4 6	4 2	0 5	-2 6
0,7	-5 6	5 2	-1 5	-3 6
1	-6 6	6 2	-2 5	-4 6
2	-7 6	7 2	-3 5	-5 6
4	-8 6	8 2	-4 5	-6 6
8	-9 6	9 2	-5 5	-7 6

csak a pozitív irányú megváltozást vizsgáljuk. A felismerési mátrix összeállításához az R_1 ellenállás értékét 5-re, az R_2 -ét 15-re, az L induktivitását 10-re, a C kapacitását pedig 6-ra változtattuk külön-külön, s közben a többi elem értéke mindig a névleges volt. A felismerési mátrixot az 5. táblázat mutatja. Példánkban $\epsilon: 0,5$ dB.

Egy hibás áramkör mért eredményeinek kódolt formáját szintén az 5. táblázat tartalmazza. A 6. táblázat mutatja az egyes elemekhez hozzárendelt H_i és J_i változók értékeit a vizsgálati frekvenciákon a szavazás után. Végül az alábbi értékeket kapjuk a különböző V_i -kre a (11) kifejezés felhasználásával:

$$V_{R1} = |-9| -6 = 3$$

$$V_{R2} = |9| -2 = 7$$

$$V_L = |-5| -5 = 0$$

$$V_C = |-7| -6 = 1$$

I R O D A L O M

- [1] H. W. Bode: Network Analysis and Feedback Amplifier Design. Princeton, N. J. Van Nostrand, 1945.
- [2] Bohus Miklós, Dr. Géher Károly: Logikai hálózatok számítógépes vizsgálata. Híradástechnika XXIII. évf. 7. szám, 199—203 oldal, 1972 július.
- [3] J. K. Fidler, C. Nightingale: Differential-incremental relationships. Electronics Letters vol. 8. pp. 626—627. 1972.
- [4] Gefferth László: A nagyváltozású érzékenység és alkalmazása. Híradástechnika XXVI. évf. 6. szám, 169—176 oldal, 1975 június.
- [5] L. Gefferth: Fault Identification in Resistive and Reactive Networks. Int. J. of Circuit Theory and Applications vol. 2. No. 3. Sept. 1974. pp. 273—277.
- [6] P. L. Lin: A Survey of Applications of Symbolic Network Functions. IEEE Tr. on Circuit Theory vol. CT—20. No. 6. Nov. 1973. pp. 732—737.
- [7] G. O. Martens, J. D. Dyck: Fault Identification in Electronic Circuits with the Aid of Bilinear Transformation. IEEE Tr. on Reliability vol. R—21. No. 2. May 1972. pp. 99—104.
- [8] E. C. Neu: A New n-port Network Theorem. The Proc. of the 1970 Midwest Symposium on Circuit Theory, May 1970. pp. IV. 5. 1.—IV. 5. 10.
- [9] S. R. Parker, E. Peskin, P. M. Chirlian: Application of a Bilinear Theorem to Network Sensitivity. IEEE Tr. on Circuit Theory vol. CT—12. No. 3. Sept. 1965. pp. 448—450.
- [10] S. Seshu, R. Waxman: Fault Isolation in Conventional Linear System — A feasibility study. IEEE Tr. on Reliability vol. R—15. No. 1. May 1966. pp. 11—16.
- [11] J. Shekel: Some Properties of Networks with One Variable Element. IEEE Tr. on Circuit Theory vol. CT—14. No. 1. March 1967. pp. 89—92.
- [12] W. J. Stahl, J. Maenpa, C. J. Stehman: Fault Isolation in Conventional Linear System — A progress Report. IEEE Tr. on Rel. vol. R—18. No. 1. Febr. 1969. pp. 12—14.
- [13] H. Sriyananda, D. R. Towill: Fault Diagnosis Using Time Domain Measurements. The Radio and El. Eng. vol. 43. No. 9. Sept. 1973. pp. 523—533.

EGYESÜLETI HÍREK

A HTE, MATE és NJSZT Mikroprocesszorok Alkalmazása Munkabizottságának megalakulásáról

A mikroprocesszorok és kapcsolódó LSI áramkörök alkalmazása hazánkban is megkezdődött. Ez már kezdeti szakaszában is jelentős befolyást gyakorol az ipar, a kutatás, az oktatás számos fontos területére. Szakembereink egyre több intézményünkben ismerik fel ennek jelentőségét, így az alapok lerakása, az alkalmazási feltételek megteremtése számos helyen — egymástól többé-kevésbé függetlenül — megkezdődött.

Szakembereink körében ugyanakkor megfogalmazódott az igény egy, a mikroprocesszorok alkalmazásával kapcsolatos fórum létrehozására. Munkabizottságunk, amely a Híradástechnikai Tudományos Egyesület, a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület és a Neumann János Számítógéptudományi Társaság közös szerve, ennek a javaslatnak az alapján alakult meg. Felhívásunkra nagyszámú válasz érkezett az érdeklődő szakemberektől. Az ezután kibocsájtott kérdőíveinkre adott válaszokból, illetve első klubnapunkon felvetett javaslatokból kialakítottuk azokat a témaköröket, amelyeket 1977. évi munkatervünkben is rögzítettünk.

Ennek megfelelően a munkabizottság tevékenysége a következő fő területek, illetve témacsoportok szerint oszlik meg:

- Eredmények ismertetése (előadások, konferenciák, ill. azok szekcióinak szervezése)
- Oktatás (felsőfokú oktatás és továbbképzés)
- Kerekasztal megbeszélések
- Külkapcsolatok (külföldi cégek bemutatói, külföldi előadók meghívása, nemzetközi konferenciák)
- Társadalmi véleményezés (tervek, szabvány- és ajánlás-tervezetek)
- Információ gyűjtés és közrebocsájtás (cégek információi, bibliográfiák és programok)
- Mikroprocesszor- és LSI-gyártás (szoc. országok tervei és eredményei, state of art)

Rendvezvényeinkről a felhívásra jelentkezetteket közvetlenül fogjuk értesíteni, mások az egyesületi rendezvénynapláron keresztül szerezhetnek ezekről tudomást.

Az EUROMICRO harmadik mikroprocesszor és mikroprogramozás témakörű szimpoziuma 1977. október 3—6. között lesz Amszterdamban.

Az előadások (max. 20 oldal és 200 szavas összefoglaló) beiktatásának határideje: 1977. március 14.

Érdeklődők vagy a programbizottság vezetőjéhez (J. D. Nicoud LCD-EPFL Bellerive 16, CH—1007 Lausanne Switzerland) vagy a bizottság magyar tagjához (Vajda Ferenc KFKI. 1525 Budapest, PF. 49) fordulhatnak.

A HTE jelentése a MTESZ Végrehajtó Bizottsága előtt

A MTESZ Elnökségének Végrehajtó Bizottsága rendre megvitatta a tagegyesületek tevékenységét. A Kémikusok Egyesülete után a Végrehajtó Bizottság, 1976. december 22-i ülésén a Híradástechnikai Tudományos Egyesület helyzetéről és működéséről szóló jelentést hallgatta és vitatta meg. A jelentés — amelyet egy e célra létrehozott szűkkörű bizottság állított össze — bevezetésként rámutatott a híradástechnikai-elektronikai műszaki tudományok és ipar sajátos szerepére és perspektívájára, majd felvázolta az egyesület működésének tudományos és ipari hátterét, ismertette az egyesület tevékenységét, kiemelve annak új vonásait (szemináriumok, vándoroktatás, klubok szervezése stb.)

A MTESZ Elnökségének Végrehajtó Bizottsága a jelentést jóváhagyólag tudomásul vette és elismerését fejezte ki az egyesület vezetőinek és tagságának eredményes működésükért, egyben kilátásba helyezte az egyesület elhelyezési és létszám-problémáinak megoldását.

GaAs alapú Gunn-diódák a 7—10 GHz-es frekvenciasávra

ETQ 546 681'19:621 373 51 029 64:621.382.2

A mikrohullámú rendszerekkel szemben támasztott növekvő minőségi követelmények új típusú áramköri elemek kifejlesztését igénylik. A félvezető technológia eredményeire támaszkodva ezeknek az igényeknek a kielégítésére egyrészt a hagyományos félvezető eszközök működési tartományát terjesztették ki a mikrohullámú sávokra, másrészt a vegyületfélvezetők kutatása és gyártástechnológiája terén elért eredmények lehetővé teszik a hagyományos eszközök működési elveitől eltérő, új elveken működő eszközök létrehozását. A Gunn által felfedezett, majd a róla elnevezett effektus egyike azon új jelenségeknek, amelyek elvileg új, igen nagy frekvenciás félvezető eszközök készítésére nyújtanak módot. A Gunn-jelenség elméletét, s a Gunn-eszközök fizikai alapjait az [1—3] irodalmi források ismertetik.

Az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézet célul tűzte ki a hazai elektronikai ipar igényeinek megfelelően GaAs alapú Gunn-diódák kifejlesztését, és ezzel kapcsolatos alapvető kutatómunka elvégzését, az eszköz technológiájának kidolgozását és realizálását. E munka első fázisa sikeresen lezárult, s eredményéről, a munka során nyert tapasztalatokról, a kifejlesztett Gunn-diódák főbb tulajdonságairól e helyen számolunk be. A kidolgozott technológia és berendezések biztosítják az igényeknek megfelelő paraméterekkel rendelkező GaAs alapú Gunn-dióda előállítását, mely folyamatos üzemben minimálisan 30 mW mikrohullámú teljesítményt szolgáltat 1—6% hatásfokkal a 7—10 GHz-es sávban.

Az alapanyagok előállításáról, egyes fizikai, illetve technológiai problémák vizsgálatáról, illetve megoldásáról a [5—24] közleményekben számoltunk be.

1. Gunn-diódák konstrukciós kérdései

A Gunn-dióda a GaAs és a hasonló sávszerkezetű félvezető anyagoknak azt a tulajdonságát hasznosítja, hogy elegendően nagy térerősség hatására (≈ 3 kV/cm) negatív differenciális ellenállással rendelkeznek. Ismeretes, hogy a negatív differenciális ellenállás azt eredményezi, hogy az anyagban keletkező fluktuációk erősödnek, és az egyébként homogén anyagban nagy és kis elektronkoncentrációjú tartományok, domének alakulnak ki. Ezek az anyagban az elektronok drift sebességével haladnak, és a minta két végén található kontaktusokat elérve, azokon áramingadozásokat okoznak. A fenti jelenség, a Gunn-effektus, a homogén anyag sajátossága, független az áram bevezetésére szolgáló kontaktu-

soktól, bár azok tulajdonsága a jelenséget erősen befolyásolhatja. Az elektronok drift sebessége $v_d \approx 10^7$ cm/s. Így az áramingadozás frekvenciája l cm hosszú minta esetén v_d/l -nek adódik, 7 GHz frekvencia esetén az aktív réteg hosszúságú tehát ≈ 14 μ m. Így a két végén kontaktussal ellátott, megfelelő vastagságú GaAs kristály mikrohullámú oszcillátorként használható. Valamennyi Gunn-dióda ezen az elven működik, a felépítésbeli apróbb különbségeket a működésből eredő gyakorlati problémák határozzák meg. A Gunn-dióda hatásfoka a tértöltési tartomány alakjától és közvetve a réteg hőmérséklettől függ. A tértöltési tartomány alakját a szabad elektronok koncentrációja határozza meg. Az elektronkoncentráció optimális értékére a dióda aktív hosszát használva a következő kifejezés adódik [2, 3]:

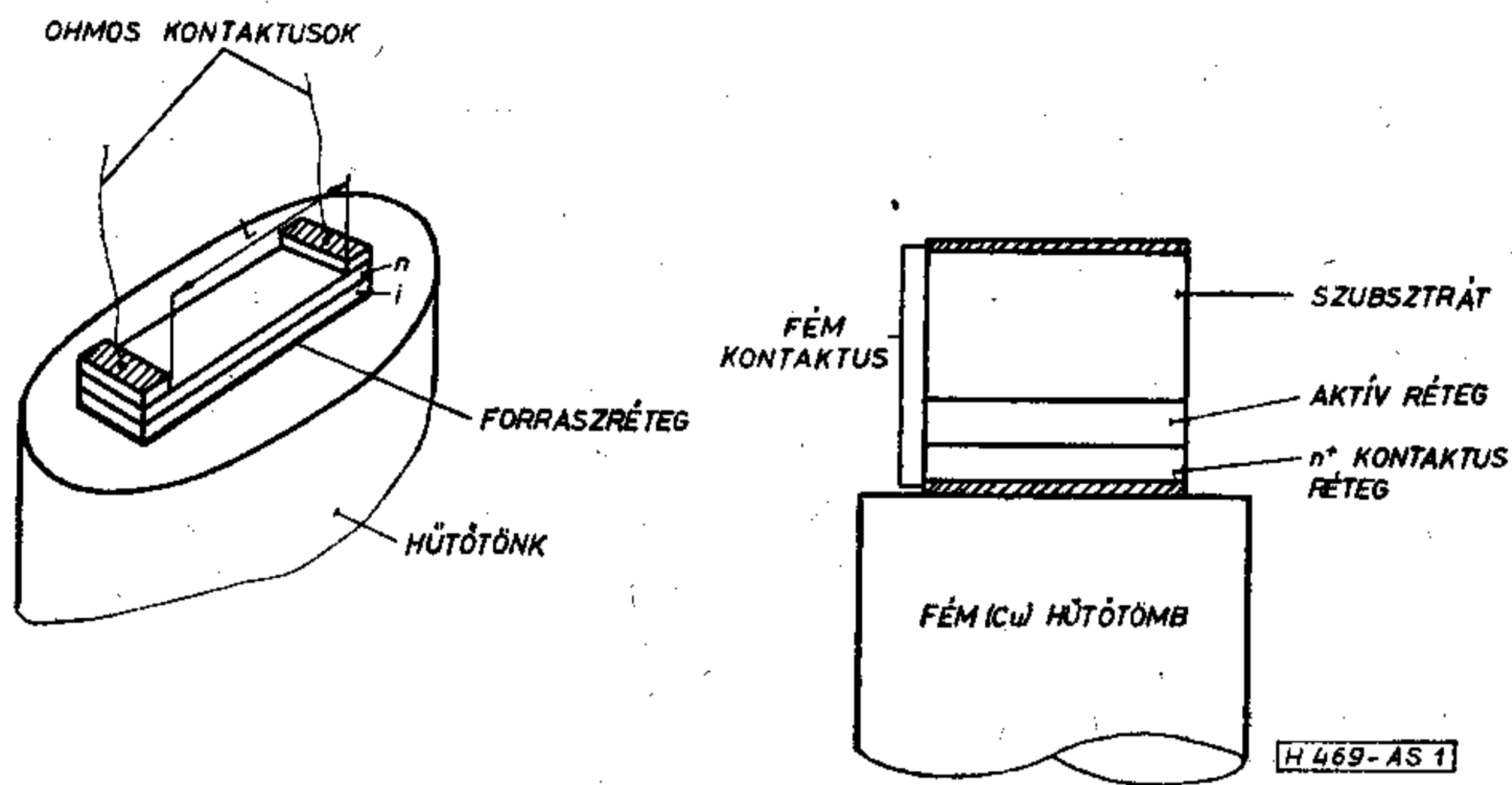
$$nl \approx 2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$$

Ez 7 GHz-es dióda esetén kb. $1,5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ elektronkoncentrációnak felel meg, tehát a gyakorlati szempontból számbajövő alapanyag rendkívül tiszta kell hogy legyen, még a félvezető ipar gyakorlatában is. A tisztasági követelményeket tovább fokozza, hogy az elektromosan nem aktív idegen szennyezések (csapdák, rekombinációs centrumok) is károsan befolyásolják a dióda működését, illetőleg hatásfokát.

Az igen vékony aktív tartomány a gyakorlati kivitel során (néhány speciális kísérleti példánytól eltekintve) lényegesen vastagabb, nem aktív kristályszakaszhoz illeszkedik. Hogy a működésnek megfelelő nagy térerősség az aktív tartományban elérhető legyen, mind a passzív tartománynak, mind pedig a hozzávezetést biztosító kontaktusoknak az ellenállása az aktív tartomány ellenállásával összehasonlítva kicsi kell, hogy legyen. Ellenkező esetben az ezekben a tartományokban disszipálódó teljesítmény tovább növeli a kristály hőmérsékletét.

Az igen nagy térerősség és az anyag nem túl nagy fajlagos ellenállása következtében folyó tekintélyes áramsűrűség miatt az aktív tartományban rendkívül nagy teljesítmény disszipálódik. Az így keletkező hő elvezetése csak kis aktív térfogattal valósítható meg; mivel a hatásfok a hőmérséklet emelkedésével rohamosan csökken, folyamatos üzemmód esetén a dióda működéséhez igen jó hőelvezetési körülményeket kell biztosítani.

Az eredeti Gunn-féle dióda két, ohmos kontaktussal ellátott vékony GaAs lemezből állt. A korszerű Gunn-dióda konstrukciónál a kristály nagytisztaságú, nagy elektronmozgékonyosságú n-GaAs, amelyet erősen n-típusú (n^+), más esetben félszigetelő rétegre növesztenek olvadék vagy gőzfázisú epitaxiás réteg-



1. ábra. a) Planáris Gunn-dióda vázlat
b) Szendvics típusú Gunn-dióda metszete

növesztési eljárással. Az 1a ábrán félszigetelő GaAs-re növesztett, ún. planáris Gunn-dióda vázlatos képét láthatjuk. Az áram be- és kivezetés az 1 és 2 kontaktusokon keresztül történik. A kristályelemet a hűtőtömbre a félszigetelő rétegre felpárolgatatott forrasztóréteggel vagy Au-Ge eutektikum lapkával forrasztjuk fel. A planáris elrendezéssel elérhető teljesítményt az eszköz viszonylag nagy hőellenállása korlátozza.

Az 1b ábrán a $n^+(n)n^+$ — szendvics típusú Gunn-dióda szerkezetét mutatjuk be. Az ilyen kialakítású kristályelemet kétféleképpen forraszthatjuk be a tokba. Kisebb teljesítményű diódákat ($P \lesssim 30$ mW) általában úgy készítik, hogy a hordozó réteget forrasztják fel a hűtőtömbre. A másik kivezetést az n-rétegre felvitt kontaktusréteghez erősített arany-szál vagy szalag adja. Ilyen kiserelési technika alkalmazása mellett az elérhető teljesítményt úgyszintén a viszonylag nagy hőellenállás korlátozza.

Közepes és nagy teljesítményű eszközök készítésénél az aktív réteget forrasztják fel a hűtőtömbre, így a katódkontaktusnál keletkező hőáram a legrövidebb úton jut a hűtőtömbbe, a hőellenállás számottevően lecsökkenthető. Ez a kiserelési módszer, a kristály-morzsa kis mérete miatt, nagy nehézséget jelent. Növeli a kiserelés nehézségeit, hogy a hűtőtömbön levő nemesfémbevonat, illetve a forrasztóréteg, még kis mértékben sem futhat fel a kristály oldalán, mert ez rövidre zárhatja az aktív réteget vagy annak egy részét. A felforrasztás megkönnyítésére gyakran a felvitt ohmos kontaktust galvanikusan megvastagítják, így a felforrasztást egyszerűsíteni lehet, igaz a hőellenállás némi növelése árán.

A megfelelően kis soros kontaktusellenállást biztosító ohmos kontaktus előállítás az aktív réteg nagy hőterhelése miatt nagyon fontos feladat. Tekintve, hogy a Gunn-domékben nagy, az anyag lavinaletörési feszültségéhez közelálló térerősség uralkodik, bármely, a rétegben, ill. a kontaktusokban levő inhomogenitás a dióda működésének meggátolására vezethet.

Általában, széles töltéshordozó koncentráció tartományban használható ohmos kontaktust adó univerzális anyag GaAs-re nem ismeretes, az egyes eszközök szabta követelményeknek optimálisan megfelelő kontaktus anyagok és kontaktálási eljárások azonban léteznek. A jó kontaktus anyag megfelelő elektromos és mechanikai tulajdonságokkal bír és kompatibilis a további kiserelési technológiával. A leglényegesebb követelmény az, hogy a fajlagos soros kontaktus ellenállás elhanyagolhatóan kicsi és

az I—V görbe az origóra szimmetrikus legyen. A soros kontaktus ellenállás — a viszonylag kis ellenállású aktív réteg miatt — nagyobb frekvenciákon dominálóvá válhat; a rajta eső gerjesztő-teljesítmény tovább növeli az üzemelő kristály amúgy is rendkívül nagy hőterhelést ($\sim 10^6$ W/cm³).

A fenti követelményeknek megfelelő elektromos kontaktusok úgy állíthatók elő, hogy a kontaktus környezetében erősen adalékolják a félvezetőt, így a fém-félvezető határfelületen létrejövő potenciál-gát alagúthatás következtében átjárható lesz. A jó fémkontaktus rendszerek ennek megfelelően felületi adalékanyagot, valamint más szempontok szerint megválasztott fémeket tartalmaznak, melyek biztosítják a kontaktusövezet olvadás-, ill. eutektikus pontjának, mechanikus tulajdonságainak (nedvesítés, tapadás, hőtágulás stb.), elektromos tulajdonságainak (Schottky-gát magassága, felületi állapotok sűrűsége, egyenáramú és nagyfrekvenciás tulajdonságok) kívánt beállítását.

GaAs felületi adalékolására a periodusos rendszer IV. oszlopának elemeit (Ge, Si, Sn, Pb) vagy In-ot használnak. Ezek közül technológiai nehézségek miatt az ólmot és a szilíciumot erre a célra ritkán alkalmazzák. A kontaktusok további összetevőjeként általában Au-at vagy Ag-t használnak. Az ilyen összetett fémrendszerből megfelelő kontaktusok kialakítása képezi a Gunn-dióda technológia egyik sarkalatos lépését.

2. Gunn-diódák készítése

2.1. Szelet előállítás

A Gunn-diódák és egyéb mikrohullámú félvezető-eszközök alapanyagául szolgáló nagy tisztaságú GaAs réteget epitaxiás növesztéssel állítják elő. A két legelterjedtebb epitaxiás eljárás az $AsCl_3$ -Ga- H_2 gőzfázisú növesztés és a GaAs-Ga folyadékfázisú növesztés [4]. Mindkét eljárás — megfelelő körülmények között — alkalmas extrém nagy tisztaságú epitaxiás GaAs rétegek növesztésére, amelyek tisztasága azonos szintű az iparilag előállított tiszta Ge és Si kristályok minőségével. Gondosan ellenőrzött körülmények között így módon 10^{13} – 10^{14} cm⁻³ elektronkoncentrációjú GaAs rétegek növeszthetők, melyek elektronmozgékonyasága szobahőmérsékleten 8500–9000 cm²/Vs, 77 K hőmérsékleten pedig nagyobb, mint 200 000 cm²/Vs [4, 5, 10].

Laboratóriumunkban a GaAs epitaxiás rétegeket folyadékfázisú módszerrel növesztettük, mivel ez az eljárás nagy tisztaságú rétegek előállítására előnyösebb. Végeztünk technológiai jellegű kutatás-fejlesztést a gőzfázisú epitaxia megvalósítására is.

A folyadékfázisú epitaxiás rétegeket kétféle elrendezésű rendszerben növesztettük. Az egyik rendszer billenthető horizontális reaktorcsőben elhelyezett kvarc vagy grafit csónakból állt, a másik rendszer pedig ugyancsak vízszintes reaktorcsőben elhelyezett grafit kazettából állt, mely utóbbiban több párhuzamos (egyidejű) növesztés volt elvégezhető [5, 10, 24].

Nagy gondot fordítottunk az egész növesztő rendszer tisztaságára és lyukmentességére, az alkatrészek tisztaságára. A növesztésnél alkalmazott védőgáz-

atmoszféra nagytisztaságú, katalitikus tisztítóegységéből vagy Pd-diffúziós cellából nyert hidrogén volt, a GaAs-Ga rendszerben a Ga-olvadék 6 N tisztaságú volt, a beoldásra kerülő GaAs pedig $n=10^{15}-10^{16}$ cm^{-3} és $\mu=5000$ cm^2/Vs paraméterekkel rendelkezett.

A hordozólapkák kb. 250 μm vastagságú $10 \times 10 - 14 \times 14$ mm^2 feleletű, [100] orientációjú GaAs lemezek voltak. A Gunn-szerkezetek és diódák céljaira szolgáló növesztéseknél a hordozókristály alacsony fajlagos ellenállású n^+ GaAs volt, az epitaxiás rétegek elektromos tulajdonságai vizsgálatára szolgáló mintákat pedig félszigetelő, Cr-mal adalékolt ($\rho \geq 10^8$ ohmcm) hordozóra növesztettük. A hordozólapkák felületét közvetlenül a növesztés előtt megfelelő módon mechanikailag és kémiaailag políroztuk.

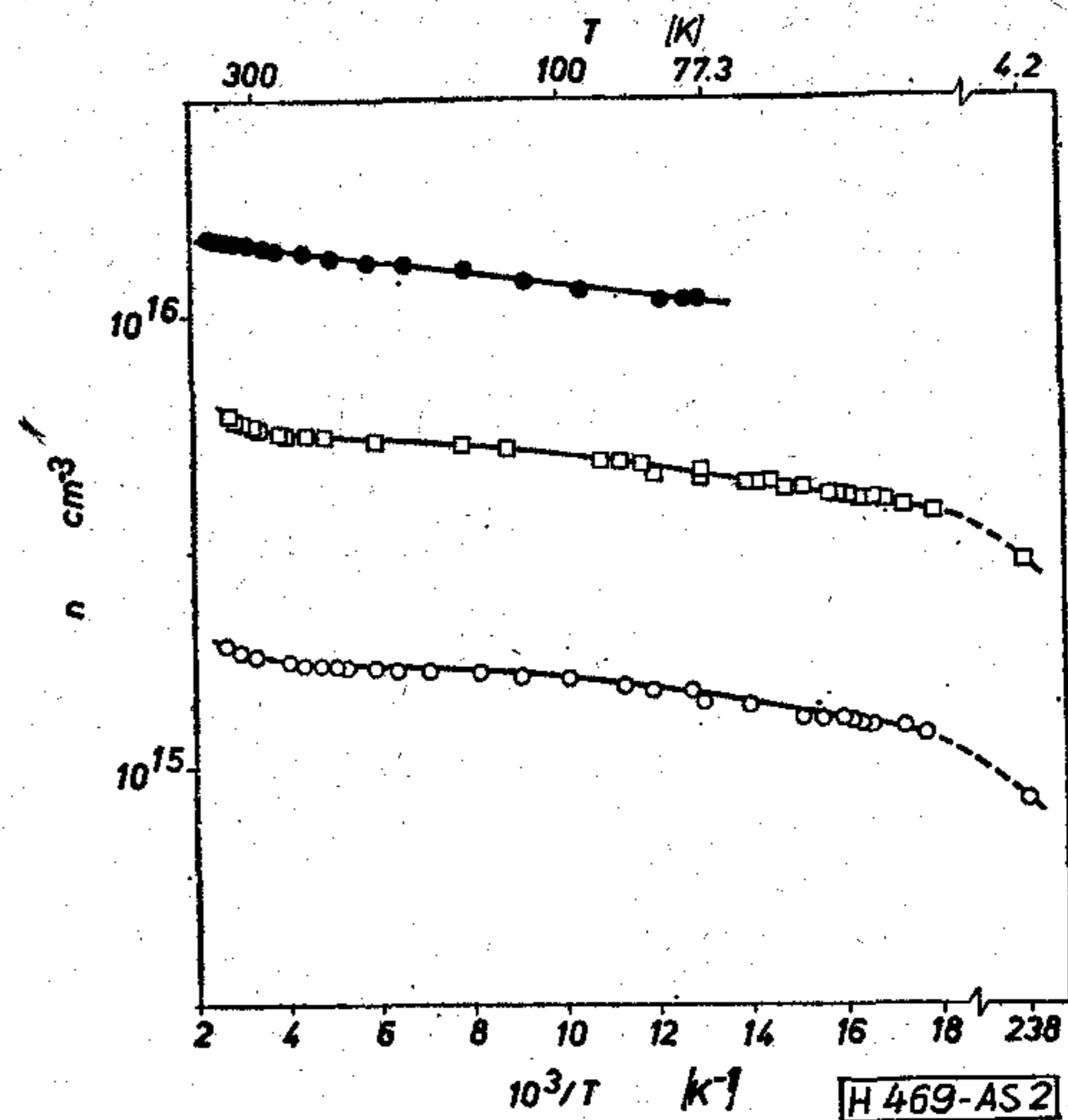
A rétegnövesztés hőmérséklete kb. 800 °C volt, a hűtési sebesség 0,25–1,0 °C/perc, a réteg növekedési sebessége pedig 0,25–0,5 $\mu\text{m}/\text{perc}$ volt. A hőmérsékleti programot elektronikus–mechanikus vezérlőegység szabályozta. A rendszer hűtését a kívánt vastagságú (legtöbbször 10–15 μm) epitaxiás réteg kialakulásáig végeztük, majd az olvadéknak a kristály felületéről való eltávolítása után a kályha a fűtés kikapcsolásával hűlt le.

2.2. Szelet minősítés

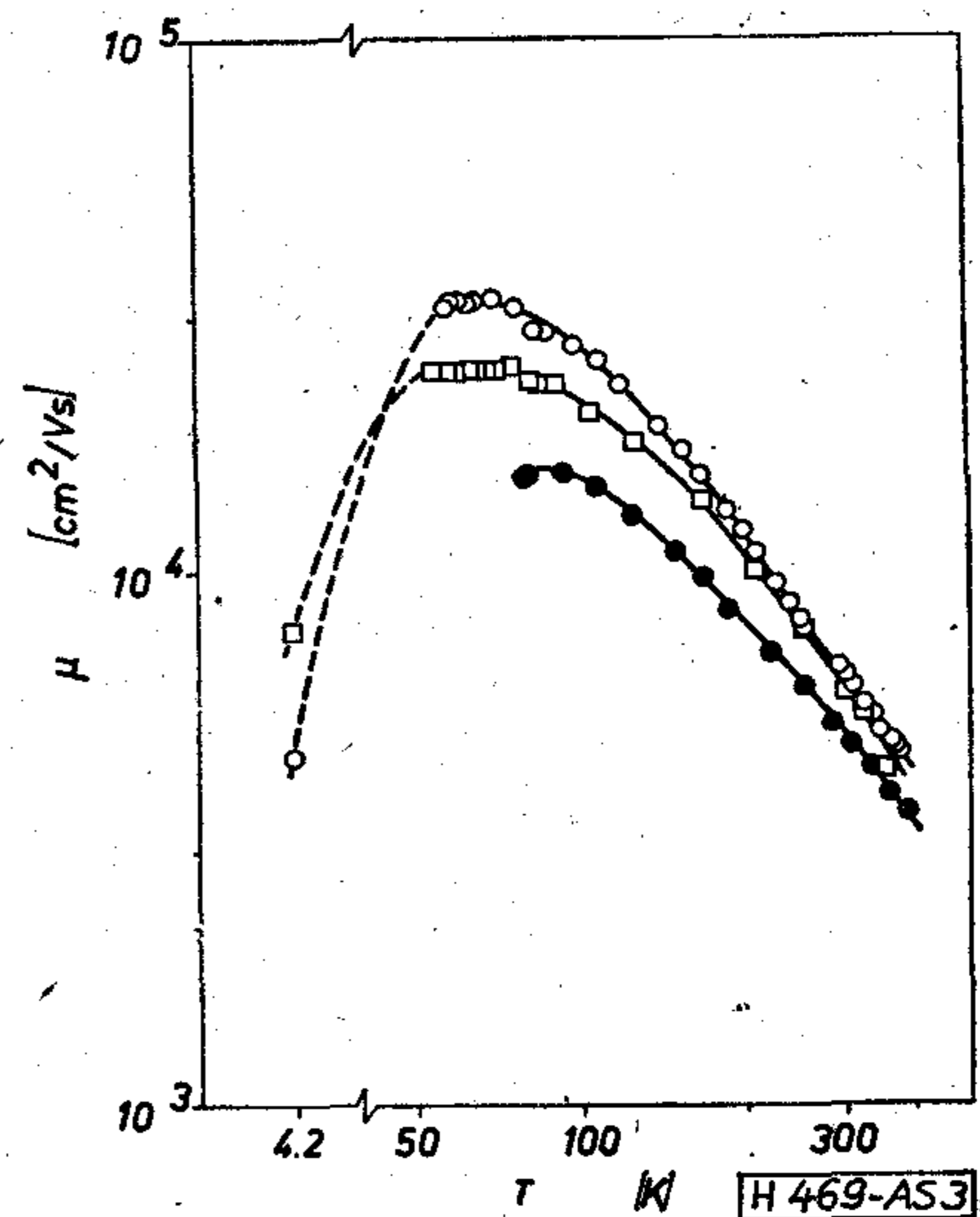
A Gunn-dióda előállításához szükséges $n^+ - n$ többrétegű epitaxiás szerkezeten még a kiszerezés előtt több ellenőrző mérést kell végezni, melyek alapján következtetni lehet a szerkezet minőségére s a kész eszköz mikrohullámú paramétereire, ill., ha a kész eszköz nem felelt meg a konstrukciós követelményeknek, részben a szeleten elvégzett mérések alapján el lehet különíteni a hibát okozó technológiai lépést. A többrétegű epitaxiás szerkezetek teljes minősítő mérése magában foglalja az $n^+ - n$ szerkezeteken és a félszigetelő hordozóra növesztett n rétegeken elvégzett minősítő méréseket.

A minősítés során általában az epitaxiás rétegeken Hall-effektus (töltéshordozó koncentráció), fajlagos ellenállás és töltéshordozó mozgékonyosság méréseket végeztünk. A mérések hőmérsékleti tartománya 77–400 K. Esetenként méréseket végeztünk 55 és 77 K között vákuumozott nitrogén fürdőben, illetve 4,2 K-en folyékony héliumban [10] is.

A négyszögeletes mérési minták mérete kb. $3 \times 3 - 5 \times 5$ mm^2 volt, az epitaxiás réteg felületére négy sarkán 300–400 μm átmérőjű indium golyókat ötvöztünk az elektromos hozzávezetések céljából. A méréseket van der Pauw módszere szerint végeztük el. A rétegek elektromos jellemzőit igen nagyszámú mintán határoztuk meg. A szoba-hőmérsékleti elektron-koncentráció $10^{15} - 10^{17}$ cm^{-3} , esetenként 10^{15} cm^{-3} -nál kisebb volt, a növesztési körülményektől függően. A szoba-hőmérsékleten mért legmagasabb mozgékonyosság érték kb. 7000 cm^2/Vs volt, míg 77 K-en 62 000 cm^2/Vs , de ezen a hőmérsékleten a jó rétegek ($n=(1-2) \times 10^{15}$ cm^{-3}) elektron-mozgékonyossága alacsonyabb volt, kb. 30 000 cm^2/Vs . 4,2 K-en a legmagasabb mért mozgékonyosság érték kb. 11 000 cm^2/Vs volt. A 2. és 3. ábrákon bemutatjuk a tipikus töltéshordozó koncentráció és mozgékony-



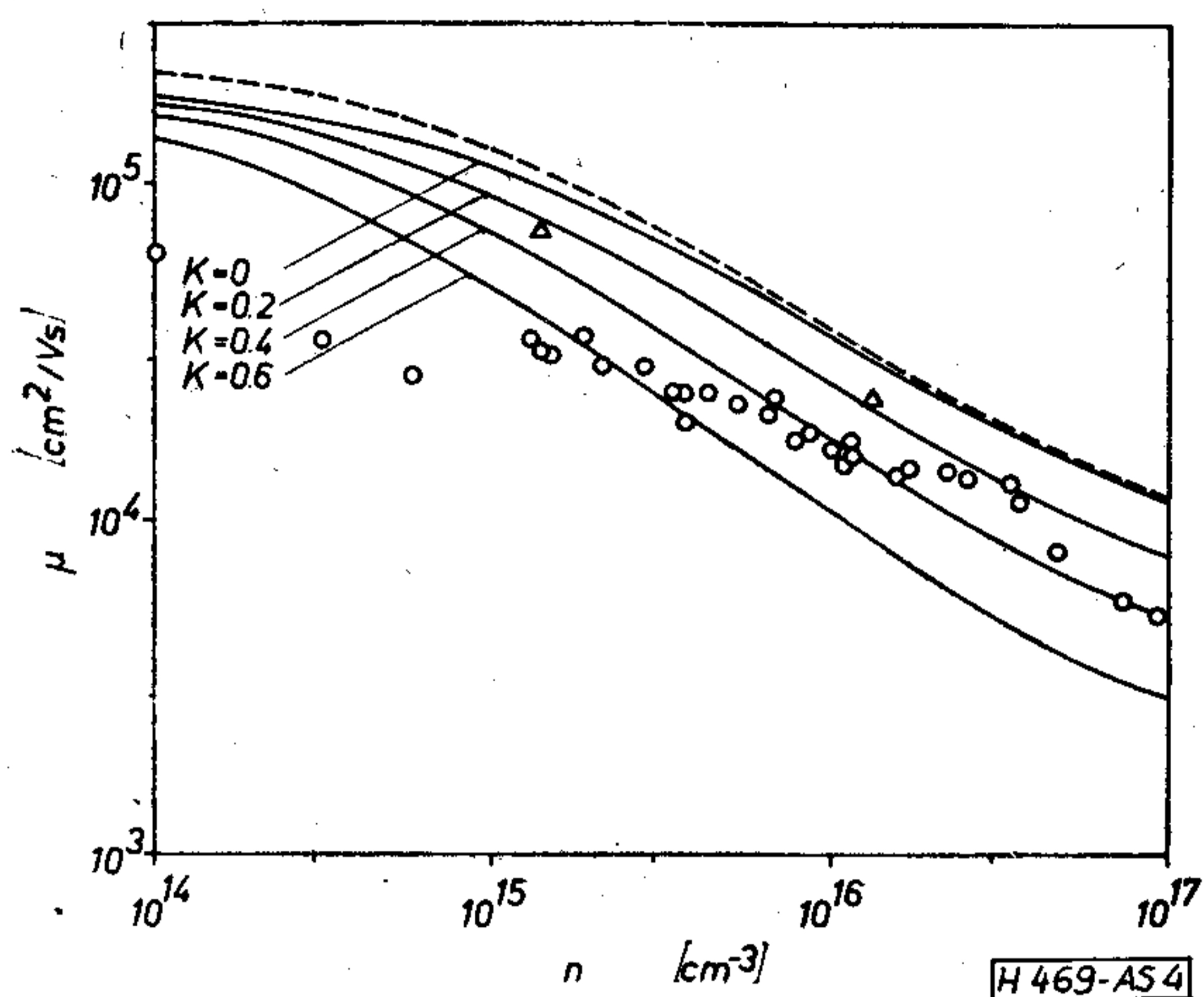
2. ábra. GaAs epitaxiás rétegek elektrokoncentrációja a hőmérséklet függvényében



3. ábra. GaAs epitaxiás rétegek elektron-mozgékonyossága a hőmérséklet függvényében

onyosság görbéket a hőmérséklet függvényében. A görbék részletes diszkussziójára itt nem térünk ki, erre vonatkozólag ld. [5, 10, 11, 18].

Az elektron-mozgékonyosságnak a töltéshordozó koncentráció függésében való mérése alkalmasan megválasztott hőmérsékleten lehetővé teszi a donrok és akceptorok koncentrációjának, valamint a kompenzációs foknak ($K=N_{\text{akc}}/N_{\text{don}}$) a meghatározását. Ezt a mérést célszerű 77 K-en elvégezni, s a mérési adatoknak elméletileg számított görbesereggel való összevetésével lehet a kívánt paramétereket meghatározni [10]. Az általunk számított görbesereget és a reprezentatív mérési eredményeket a 4. ábra mutatja be. Nagyszámú, azonos rendszerben növesztett epitaxiás réteg adatainak analízise alapján megállapítottuk, hogy kb. 10^{16} cm^{-3} töltéshordozó koncentráció felett a rétegek tipikus kompenzációs foka $K=N_a/N_d=0,2-0,4$, míg ez az érték 10^{16} cm^{-3} elektron-koncentráció alatt fokozatosan 0,6-ra növekszik. Ezen adatok alapján megbe-



4. ábra. GaAs epitaxiás rétegekben 77 K hőmérsékleten mért elektron-mozgékonyosság az elektron-koncentráció függvényében (○). Folytonos vonalak jelölik a különböző $K = N_a/N_d$ kompenzációs fok esetére számított elméleti görbéket $\mu_{rács} = 200\,000\text{ cm}^2/\text{Vs}$ esetén, és szaggatott vonal a $\mu_{rács} = 250\,000\text{ cm}^2/\text{Vs}$ esetben, kompenzáció nélkül. \triangle — irodalmi maximális értékek

csülhető az adott technológiai eljárás mellett a háttér akceptor koncentráció határértéke, melyre kb. $3 \times 10^{16}\text{ cm}^{-3}$ érték adódott.

Az elektromos jellemzők, valamint a növesztési körülmények analizéséből arra következtetünk, hogy a folyadékfázisú epitaxiás rétegekben a domináns szennyező az amfoter jellegű szilícium, mely nagyobb részt Ga-helyekre (donorként), kisebb részt As-helyekre (akceptorként) épül be.

Az n^+ hordozóra növesztett n-típusú epitaxiás réteg legfontosabb minősítési eljárása az aktív réteg elektron-koncentrációjának és annak a rétegvastagság mentén való eloszlásának meghatározása. A töltéshordozó-koncentráció profil a Schottky-barrier záróirányú feszültségkapacitás karakterisztikájának mérésével határozható meg. A Schottky-barrier előállításához az n-típusú réteg felületén fém-félvezető átmenetet alakítunk ki, míg a réteg hordozó felőli oldalán ohmos kontaktust. A gyors, rutinszerű mérésekhez a fém-félvezető átmenetet üvegkapillárisban levő Hg elektróda szolgáltatja. Bár a Hg-GaAs kontaktus nem ad teljesen ideális Schottky-diódát, ez a koncentráció-profil vizsgálatánál nem okoz problémákat. Ily módon az n-típusú aktív réteg elektron-koncentrációja és a koncentráció mélység szerinti eloszlása gyorsan és roncsolásmentesen mérhető.

A koncentráció-profil mérése általában úgy történik, hogy alkalmas kapacitásmérő műszer segítségével pontról-pontra meghatározzuk a záróirányba előfeszített dióda C-V karakterisztikáját, majd a

$$w = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 S}{C}$$

$$n(w) = -\frac{1}{\varepsilon_r \varepsilon_0 e S^2} C^3 \frac{1}{dC} \frac{dC}{dV}$$

egyenletek segítségével (itt S a dióda, azaz a Hg kapilláris keresztmetszete, ε_r a GaAs relatív dielektromos állandója) kiszámítjuk a kiürített tartomány határát, w -t (a mélységi koordinátát), s a felszíntől

w távolságban a töltéshordozó koncentrációt, $n(w)$ -t [14]. A maximális behatolási mélységet (w_{\max}) a Schottky-barrier dióda letörési feszültsége határozza meg. Tapasztalataink szerint a számunkra érdekes koncentráció tartományban ($n \approx 10^{15}\text{ cm}^{-3}$) a letörés a

$$\int_0^{w_{\max}} n(x) dx \approx n w_{\max} \approx 1 \times 10^{12}\text{ cm}^{-2}$$

felületi töltéshordozó sűrűség értéknél következik be [9, 14]. Precízebb mérések céljaira Ni-GaAs Schottky-barrier diódákat készítettünk, a fémnek vizes oldatból való leválasztásával, s a diódának mesa-marással való kialakításával.

Méréseink szerint az n^+ -n epitaxiás szeletek n-típusú rétegeiben mért átlagos elektron-koncentráció jó egyezést mutatott a kísérő szeleten (felszíngelítő szubsztrát) Hall-effektus segítségével mért elektron-koncentrációval. Az elektron-koncentrációnak a mélység szerinti profilja többé-kevésbé homogén volt, illetve a szubsztrát felé közeledve enyhén növekedett. Az n - n^+ határfelület környezetében nem detektáltunk anomális koncentrációváltozást.

2.3. Diódák kontaktálása és kiserelése

A Gunn-diódák készítésének egyik legkritikusabb művelete a megfelelő tulajdonságokkal rendelkező ohmos kontaktusok kialakítása. A Gunn-diódák készítéséhez használt nagy tisztaságú n-típusú GaAs kis fajlagos ellenállású kontaktusának készítésére az Au-Ge-Ni, In-Ge-Ag és Sn-Ag anyagrendszereket próbáltuk ki. Vizsgálataink során az Au-Ge-Ni (88s%Au + 12s%Ge) + 5–10 s%Ni kontaktusrendszert találtuk a legmegfelelőbbnek, mind a katód, mind az anód oldali kontaktus céljára. Ez a kontaktus rendszer az alábbi előnyös tulajdonságokkal rendelkezik: a kontaktus ellenállás kicsi, jól tapad a GaAs-hez, felülete levegőn nem változik, a réteghez termokompresszióval rögzíthető a kivezetés.

A fent leírt kontaktus anyagot vákuumpárologtatással kb. 10^{-7} torr vákuumban vittük fel a szeletre, mindkét oldalra egy ciklusban. A kontaktus réteg vastagsága kb. $0,4\ \mu\text{m}$.*

Az elkészített kontaktusok minősítésére több módszert alkalmaztunk. Magán a szeleten, vagy szeletből lehasított morzsán rugós-tűs érintkezővel mértük az I - V karakterisztikát. A negatív differenciális ellenállás felléptéhez tartozó küszöbfeszültség U_k , és az epitaxiás réteg d vastagságából meghatározható az átlagos küszöb-térerősség; $E_k = U_k/d$. Jó kontaktusnál ez az érték kb. $3,3\text{ kV/cm}$ kell, hogy legyen. Ha ennél lényegesen nagyobb, akkor túl nagy a soros kontaktus ellenállás, a szeletből nem, ill. csak rossz hatásfokú dióda készíthető.

A kontaktus ellenállást kvantitatíve a diódamorzsán, az Intézetben kidolgozott, szögtől függő geometriai mágneses ellenállásváltozás mérés módszerével lehet mérni [6, 15].

A diódamorzsa ellenállásának mérése mágneses térben a mágneses tér és a kontaktus síkja között be-

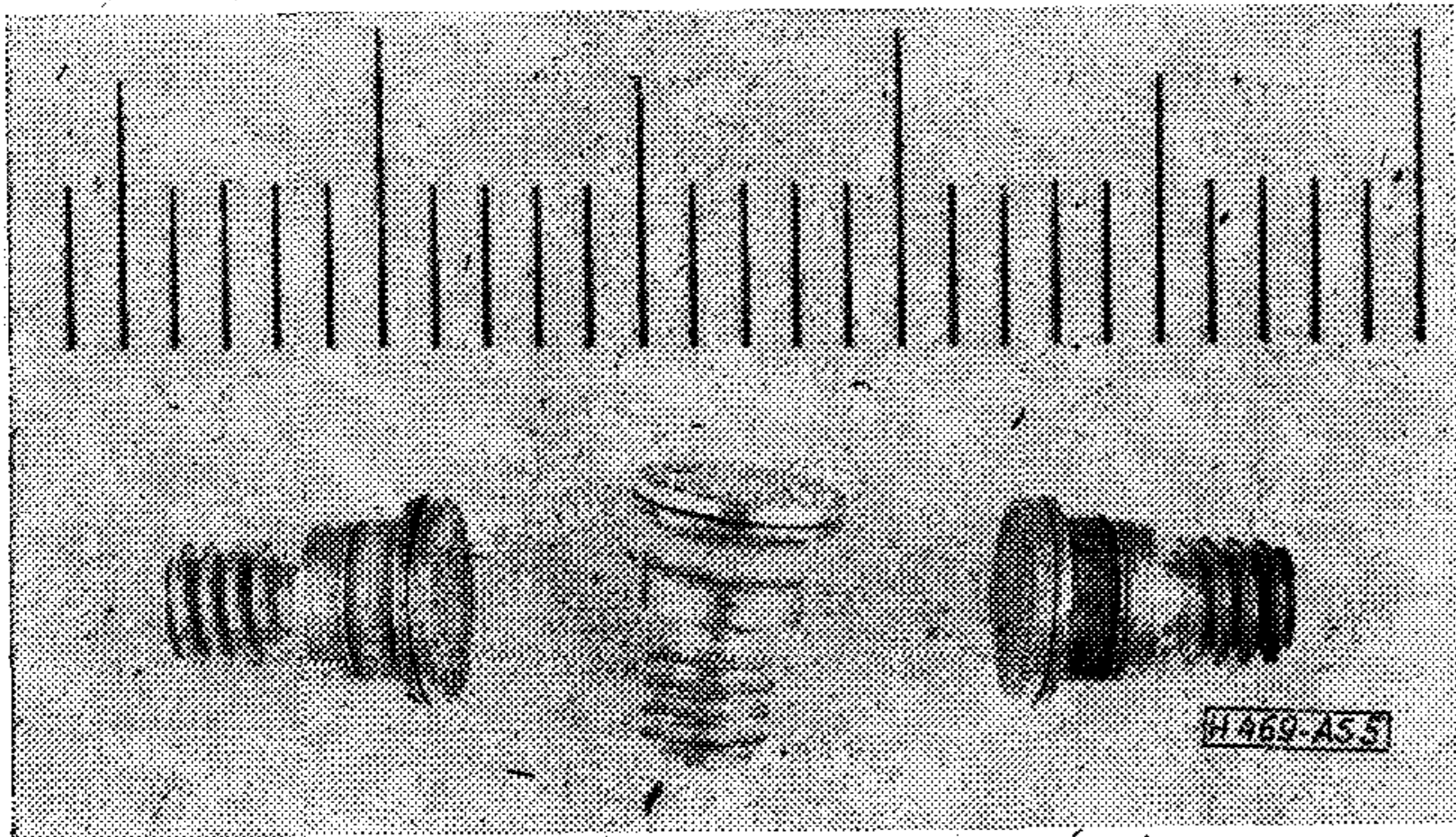
* A Gunn-dióda kontaktuskészítési és kiserelési eljárásának szabadalmaztatása folyamatban van.

zárt szög függvényében lehetővé teszi a kontaktus ellenállás és a mozgékony egység meghatározását. A mérés alapja, hogy a szögtől függő geometriai mágneses ellenállás a következő alakban írható:

$$R_M = R_0 \frac{A(H)}{1 + B(H) \cos^2 \varphi} + R_c$$

ahol R_c a kontaktus ellenállás és $A(H)$ és $B(H)$ tartalmazza a félvezető anyag galvanomágneses állandóit és a mágneses térerősséget, φ a mágneses tér iránya és a felület normál vektora közötti szög. Ez a módszer nagyobb mágneses térerősségek (> 10 kG) esetén használható; előnye, hogy egyetlen méréssel meghatározható belőle a kontaktus ellenállás és ennek ismeretében a mozgékony az adott eszközben. A jó diódákban a kontaktusok ellenállása kisebb, mint a dióda teljes ellenállásának 3–4%-a.

Az előzetesen minősített szeleteken a félvezetőtechnikában szokásos maratási eljárásokkal kb. $80 \mu\text{m}$ átmérőjű, $5 \mu\text{m}$ magas szigeteket („mesa”) alakítottunk ki, majd a szeleteket daraboltuk, az egyes darabokat tokba forrasztottuk, kivezető huzallal láttuk el és a tokot lezártuk. A diódák tokozására az AV 173 típusú mikrohullámú diódákat használtuk. A diódák fényképe az 5. ábrán látható.



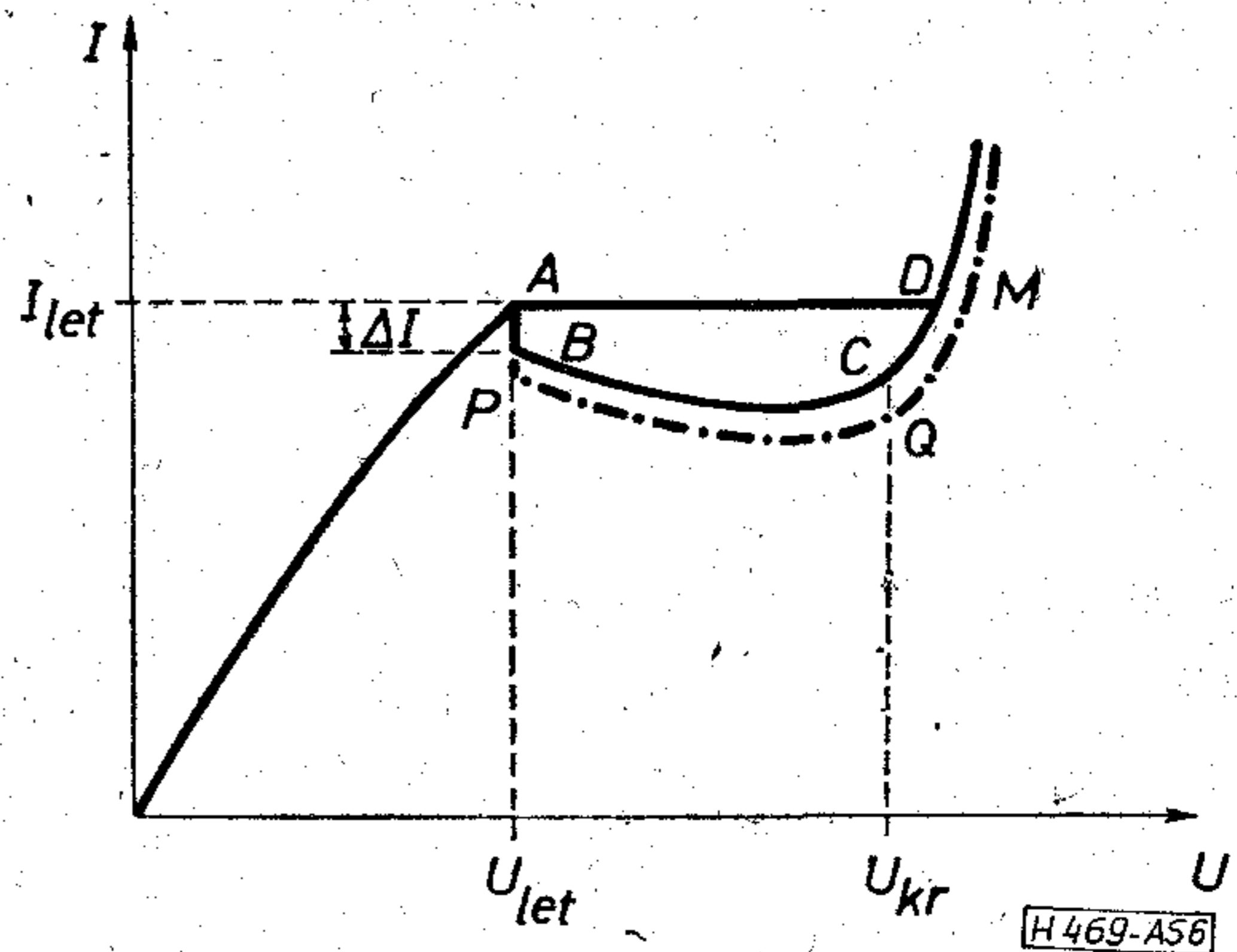
5. ábra. Kész Gunn-diódák

3. Dióda-minősítő mérések

3.1. Egyenáramú, illetve alacsony frekvenciás paraméterek

Az elkészített diódákban a következő statikus, illetve alacsony frekvenciás elektromos paramétereket mértük: statikus (üzemi) áram-feszültség karakterisztika, impulzus (izotermális) áram-feszültség karakterisztika, töltéshordozó mozgékony az aktív n-típusú rétegben, kritikus feszültség és áram (impulzus üzemben) a hőmérséklet függvényében.

Az áram-feszültség karakterisztika mérésére épített berendezés [7, 16] alkalmas egyenáramú, ill. különböző szélességű és ismétlődési frekvenciájú impulzusokkal az impulzus üzemi $I-V$ karakterisztikák, továbbá a dinamikus differenciális vezeték mérésére. Mivel a Gunn-eszközök mérésakor amplitúdó modulált nagyfrekvenciás rezgések (frekvenciájuk néhányszor 10 MHz) is keletkeznek, a mérőrendszer gerjedésének megakadályozására a diódával párhuzam-



6. ábra. Gunn-dióda idealizált karakterisztikája

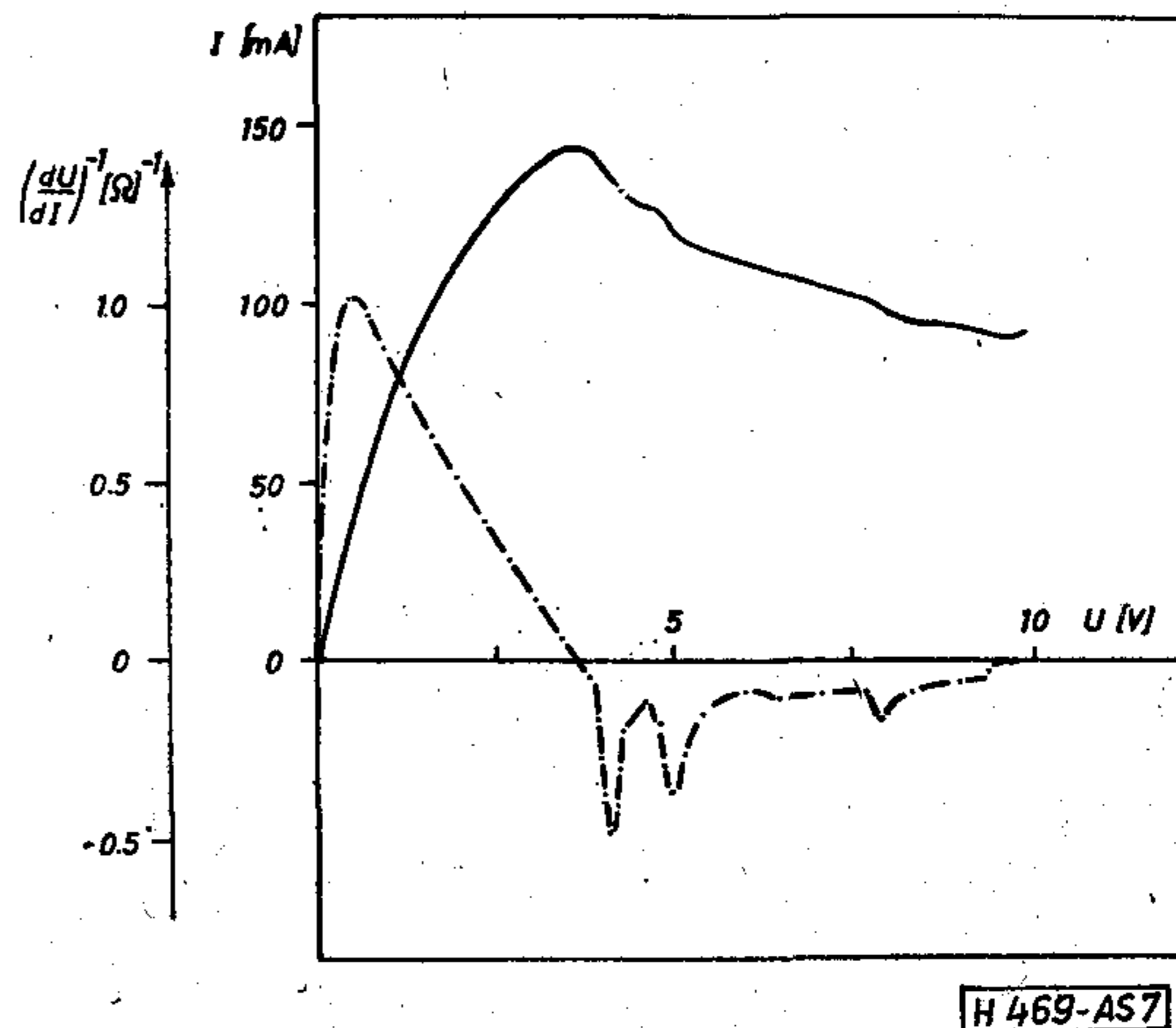
osan RC -tagot kapcsolunk. A dióda $I-V$ jelleggörbéjét a mérőműszer automatikusan felrajzolja. A 6. ábrán a Gunn-dióda idealizált áram-feszültség karakterisztikája látható [16].

Az OABCD az egyenáramú, az OAPQ a nagyfrekvenciás jelleggörbe. Az AM szakasz akkor figyelhető meg, ha domén nem alakul ki, PQ ha a domén létrejön. A diódára adható legnagyobb feszültség U_{KR} , felette az eszközben átütési folyamatok kezdődnek.

A Gunn-jelenség nagyjelű instabilitás, azaz a rezgések rögtön nagy amplitúdóval kezdődnek, ezért a letörési feszültségnél az áram ΔI -nyi értéket változik. Az alacsonyfrekvenciás $I-V$ karakterisztika a nagyfrekvenciás és a domén hiányában kialakuló karakterisztika között helyezkedik el, konkrét menete a mérőkör és az eszköz kölcsönhatásától függ [16].

A 7. ábrán bemutatjuk egy tipikus, általunk készített Gunn-dióda $I-V$ karakterisztikáját, valamint a differenciális vezetőképességet a dióda feszültségének függvényében. Jól látható, hogy a küszöbfeszültség felett a dióda differenciális ellenállása negatív, tehát aktív elem funkcióját képes ellátni elektronikus áramkörökben.

A dióda aktív n-típusú rétegében az elektronok mozgékonyága a kész tokozott eszközön való méréssel is meghatározható. A mérés egyébként ohmikus kontaktussal ellátott kristálydarabon is elvégezhető. A kis térben mért töltéshordozó mozgékonyág az



7. ábra. Gunn-dióda tipikus áram-feszültség és differenciális vezetőképesség-feszültség karakterisztikája

eszköz fontos konstrukciós, illetve technológiai paramétere, mivel az áram csúcs/völgy arány, és így a negatív differenciális ellenállás nagysága ettől függ.

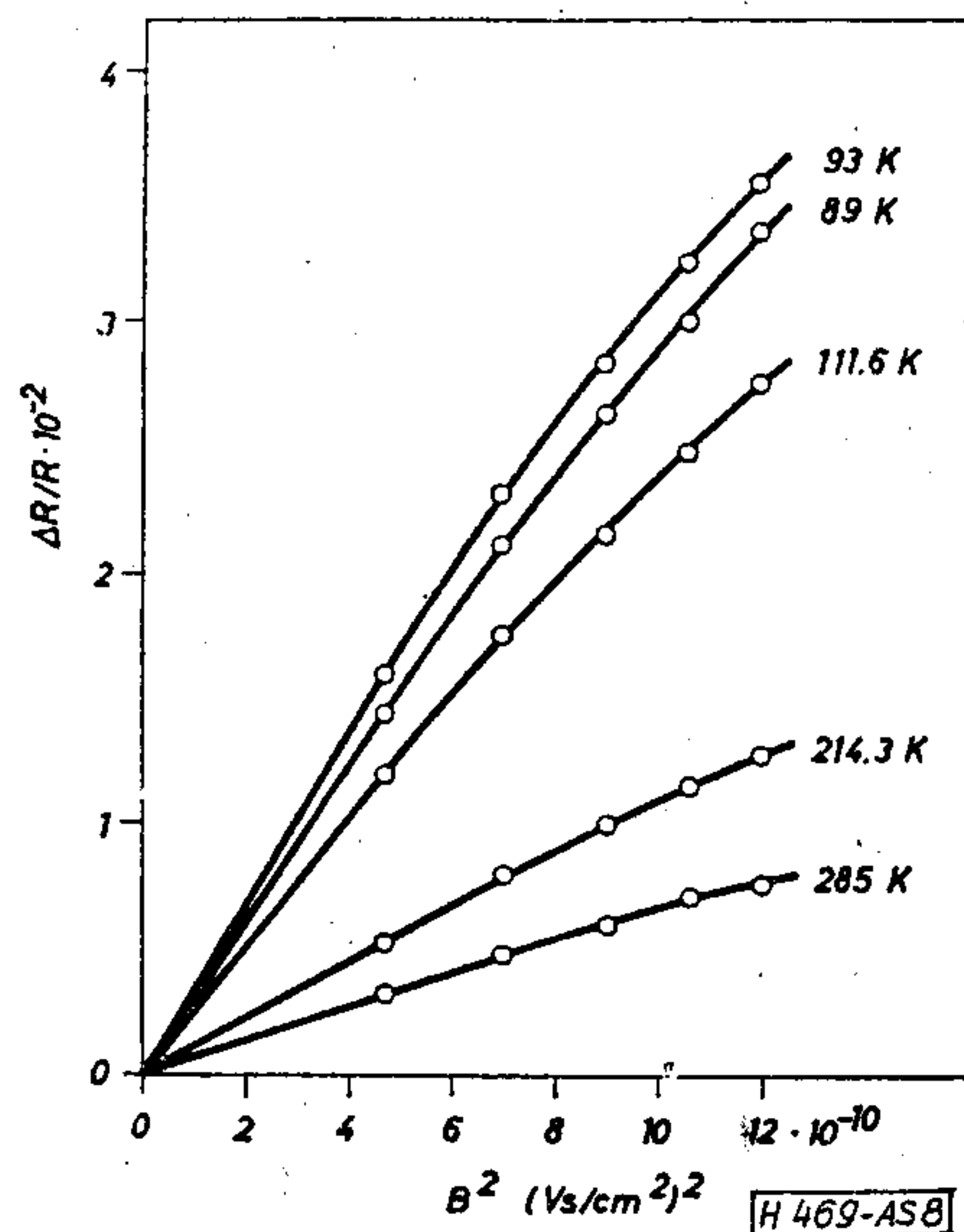
A dióda aktív rétegében az elektronok mozgékony-sága az $I-V$ karakterisztika kezdeti nehézségének és a kritikus térerőnek, illetve az eszköz vagy n^+-n szerkezet geometriai mágneses ellenállás változásának mérésével határozható meg [9, 19].

Könnyen megmutatható, hogy tranzverzális mágneses térben, a kontaktus ellenállás elhanyagolásával, a keresztirányú méreteihez képest rövid epitaxiás réteg, illetve Gunn-dióda aktív réteg ellenállásának változása

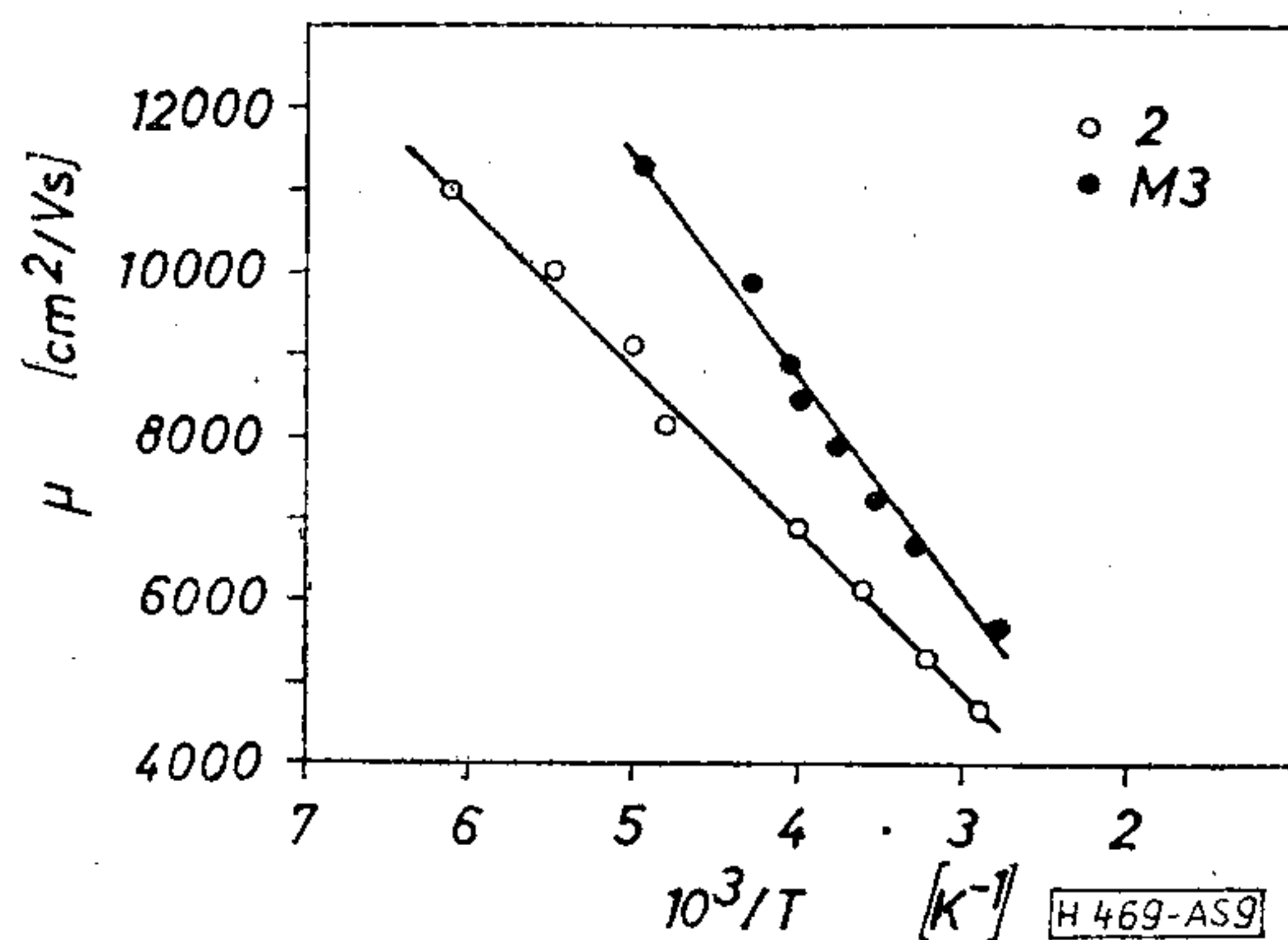
$$\frac{\Delta R}{R} = \xi \mu_H^2 B^2 \cong \mu_H^2 B^2$$

mivel jó közelítésben $\xi \cong 1$ [9], μ_H a Hall-mozgékony-ság. A 8. ábrán különböző hőmérsékleten végzett mágneses ellenállás-változás mérések eredményei láthatóak, az egyenesek meredeksége közvetlenül szolgáltatója az elektronok mozgékony-ságát.

A 9. ábrán az elektron-mozgékony-ság két diódán mért értékeit mutatjuk be a hőmérséklet függvényében. A jó diódákon a szoba-hőmérsékleten mért elektron-mozgékony-ság 5500–7000 cm^2/Vs volt, meg-



8. ábra. Mágneses ellenállás-változás a mágneses tér függvényében diódamorzsán mérve



9. ábra. Elektronmozgékony-ság a dióda aktív rétegében

felelő egyezésben az ellenőrző szeleteken végzett közvetlen galvanomágneses mérések eredményeivel.

A Gunn-diódák aktív rétegében mérhető elektron-mozgékony-ság hőmérséklet függésén kívül, mértük diódáinkon a küszöb feszültség és a küszöbáram értékeit a -100 és a $+70$ $^{\circ}\text{C}$ hőmérsékleti tartományban. A dióda geometriai adatainak ismeretében a mérések eredményeiből meghatároztuk az elektronok csúcssebességét, és a Gunn-effektusra jellemző kritikus térerőt. Mindkét mennyiség nagyságára és hőmérséklet függésére nyert eredmények jól egyeznek a más módszerekkel mért irodalmi adatokkal. Részletekre vonatkozóan ld. [19].

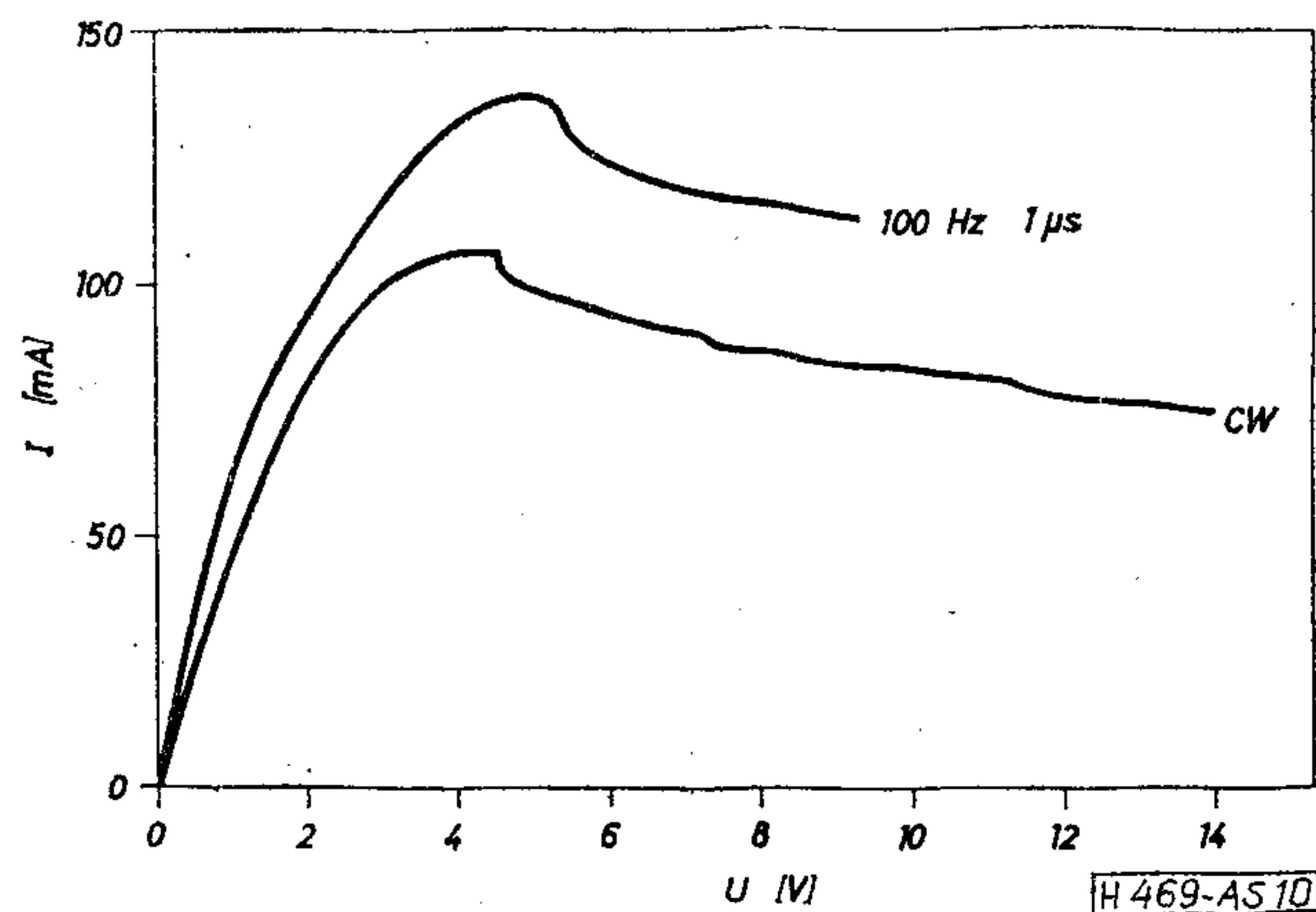
4.2. A hőellenállás mérése

A dióda R_T hőellenállása az $R_T = \Delta T/P$ összefüggéssel definiálható, ahol P az eszközben disszipált teljesítmény, ΔT az aktív réteg hőmérsékletemelkedése a környezethez képest. Nagy teljesítménysűrűséggel dolgozó félvezető eszköz esetén a hőellenállás értékének meghatározása és alacsony szinten való tartása alapvető fontosságú.

A Gunn-dióda hőellenállása az aktív réteg, az aktív réteg és a hőelvezető hűtőtömb közé iktatott különböző kontaktus és felforrasztó rétegek hőellenállásából, továbbá az általában rézből készült hűtőtömb kifolyási hőellenállásából adódik.

Mind a disszipált teljesítmény, mind pedig a különböző rétegek hővezető képessége a dióda felületével arányos, így hőelvezetési szempontból optimalizálni csak a dióda sugarával arányos kifolyási ellenállást, illetőleg a felforrasztó és kontaktus rétegek hosszát lehetséges. Ez okozza, hogy a diódát kívánatos az aktív oldalával a hűtőtömb felé („face down” szerkezet) felforrasztani. Az igen nagy teljesítmény sűrűség miatt még a kis hatásfokú elemek esetében is a dióda átmérője rendkívül kicsinek adódik (60–100 μm), ami a mikroelektronikában szokásos diszkrét méretek alsó határán van. A kis méret miatt a hőmérséklet közvetlen mérésével a hőellenállás vagy a dióda működési hőmérséklete nem határozható meg, az egyedül lehetséges infravörös mikroszkópiai direkt mérés kevésbé pontos. Így a hőmérséklet kizárólagosan másodlagos hatásával, a dióda elektromos adatainak megváltozásával célszerű mérni. A szokásos mérési eljárásoknál a tényleges Gunn-dióda jelleggörbéinek a megváltozásával lehet hőmérsékletet mérni. Egyik lehetőség, ha igen rövid impulzusokkal a Gunn-dióda negatív differenciális ellenállású tartományának megjelenéséhez tartozó csúcsáramot mérjük, mely függ a hőmérséklettől. Ha az impulzusok hossza elegendően rövid (a gyakorlatban rövidebb, mint 1 μs) és az ismétlődés frekvenciája alacsony (~ 100 Hz), akkor az impulzusok alatt a dióda hőmérséklete nem változik meg, így a különböző hőmérsékleten (termosztátban) elvégzett impulzus üzemi karakterisztikák és a tényleges folyamatos üzemben működő dióda karakterisztikájának az összehasonlításából az aktív tartomány hőmérséklete meghatározható.

A diódák hőellenállásának mérésére a fenti módszert alkalmaztuk. A 10. ábrán ilyen mérés eredménye látható. Az ábrán bemutatjuk egyazon diódán

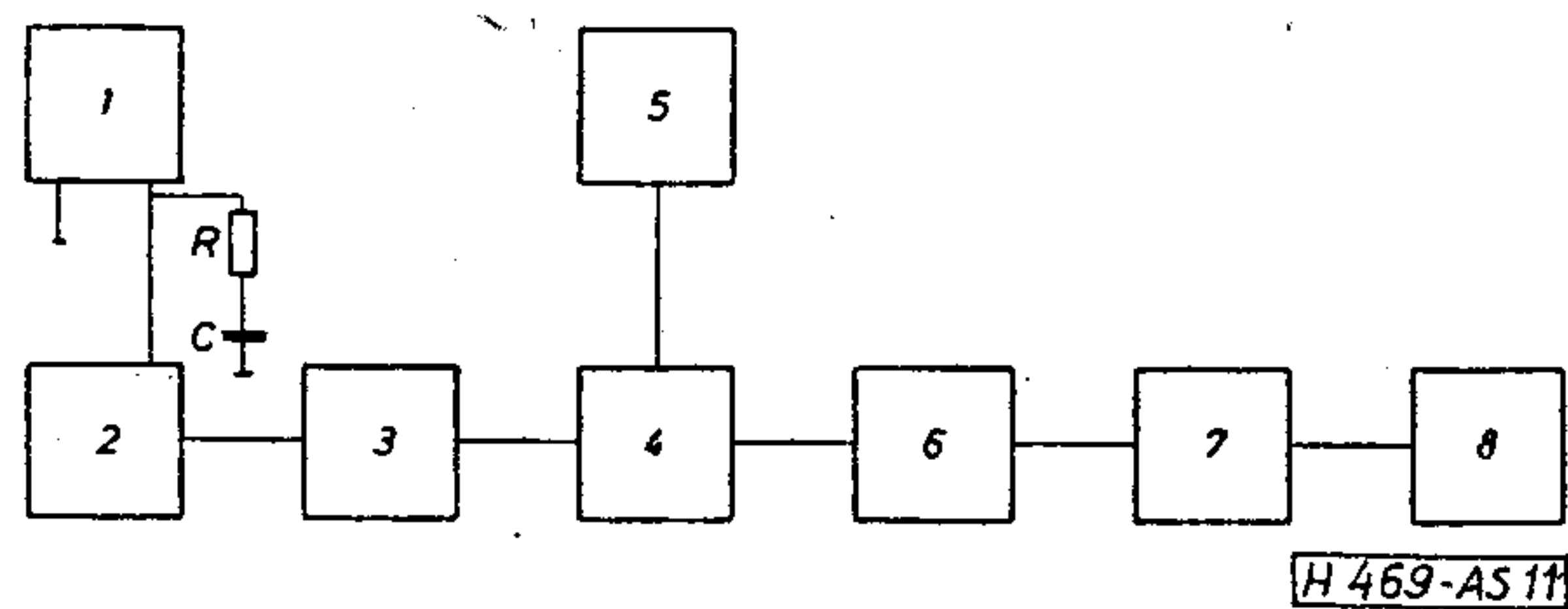


10. ábra. Gunn-dióda áram-feszültség karakterisztikái, egyen-
áramú és impulzus üzemben

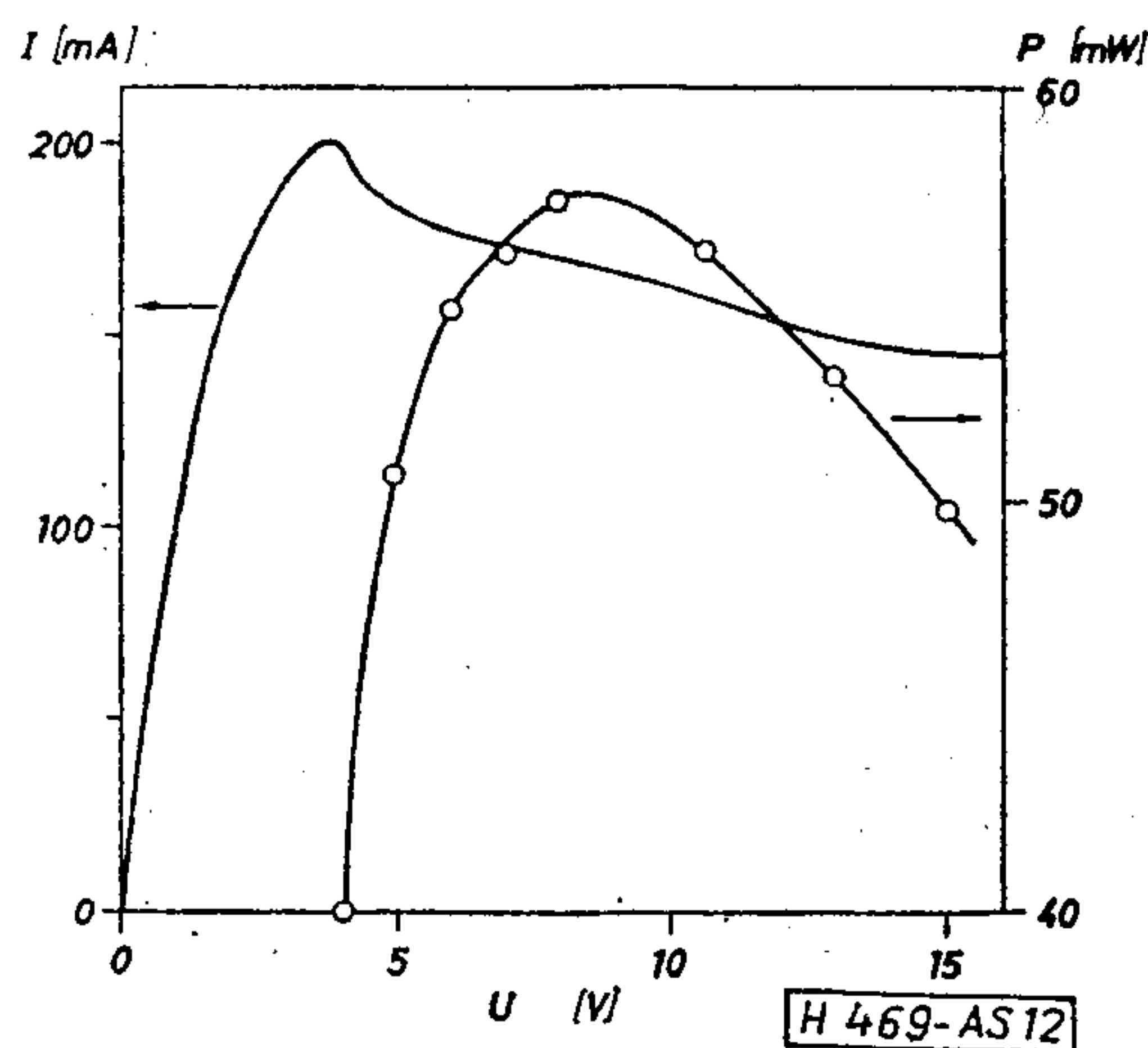
folyamatos üzemben és különböző impulzusokkal mért áram-feszültség karakterisztikákat. Az impulzus-szélesség növelésével a csúcsáram csökkent, tehát nőtt az aktív réteg hőmérséklete.

3.3 Nagyfrekvenciás paraméterek

Az eszköz egyenáramú paramétereinek vizsgálata után mértük az üregbe helyezett dióda nagyfrekvenciás paramétereit. A 11. ábrán a nagyfrekvenciás mérőrendszer elrendezése látható. Az RC taggal söntölt, a 2 üregbe helyezett dióda által keltett rezgések a 3 izolátoron keresztül a 4 iránycsatolón át vagy az 5 analizátorba, vagy a 6 hullámhosszmérőbe és a 7 attenuatorba és onnan a 8 teljesítménymérőbe jutnak. A dióda táplálását a stabilizált tápegységről végezzük,



11. ábra. Gunn-dióda nagyfrekvenciás bemérésének tömb-
vázlata



12. ábra. Mikrohullámú teljesítmény a munkaponti feszültség
függvényében

Néhány tipikus Gunn-dióda jellemző adata

Sorszám	1 U_{th} [V]	2 I_{th} [mA]	3 U_B [V]	4 I_B [mA]	5 P [mW]	6 Hatásfok [%]
1.	3,6	136	7	98	65	9
2.	3,9	200	7	157	65	6
3.	3,7	227	7	156	69	6
4.	3,8	198	7	165	58	5
5.	3,7	194	7	153	52	5
6.	3,9	203	7	166	52	4
7.	3,7	227	7	156	70	6

AZ OSZLOPOK JELENTÉSE:

- 1 - A kritikus térerő elérésekor a mintán levő feszültség
- 2 - A kritikus térerő hatására a mintán átfolyó áram
- 3 - Munkaponti feszültség
- 4 - Munkaponti áram
- 5 - A leadott mikrohullámú teljesítmény
- 6 - Az átalakítás hatásfoka

mivel a tápfeszültség-változás frekvenciaváltozást okoz (jellemző érték ~ 10 MHz/V). A diódát soros RC vagy soros C körrel söntöljük, ez megakadályozza a dióda által keltett 40–50 MHz körüli frekvenciájú jelek kijutását. Irodalmi adatok, és saját méréseink is azt mutatják, hogy a dióda tulajdonságai erősen függenek az alkalmazott mérőrendszertől, elsősorban a méréshez használt üregtől, ill. a dióda üregben belüli helyzetétől, ezekkel a dióda hangolható is.

A 12. ábrán egy tipikus dióda $I-V$ karakterisztikája és a mikrohullámú teljesítmény feszültségfüggése látható. A diódák általában a küszöbfeszültség 1,5–2-szeres értékénél adják le a maximális teljesítményt. A leadott teljesítmény, ill. a frekvencia függ az eszköz és az üreg hőmérsékletétől, működőképességüket az eszközök széles hőmérsékleti tartományban megtartják. Az MTA MFI-ben készült diódákon végzett mérések azt mutatták, hogy az eszközök -40°C és a $+70^\circ\text{C}$ közötti hőmérséklet-tartományban működnek, ezen hőmérsékletváltozás hatására a csúcsáram kb. 40%-ot és a letörési feszültség kb. 10%-ot változik. Néhány dióda jellemző adatait az 1. táblázatban foglaltuk össze.

4. Összefoglalás

A Gunn-diódák fejlesztése során különböző konstrukciójú eszközöket készítettünk és a kifejlesztett mérés technika segítségével választottuk ki a legmegfelelőbbeket. A munka során egy sor olyan technológiai műveletet valósítottunk meg (növesztés, felületelőkészítés, fémezés, kiserelés), amely további GaAs alapú félvezető eszközök fejlesztéséhez is szükséges és alkalmazható. Ezen technológiai műveletek természetesen eltérnek az elemi félvezetőkből készült eszközök technológiájában használt módszerektől.

Az elkészített diódákat a Távközlési Kutató Intézetben is minősítették, és a mérések azt mutatták, hogy a kifejlesztett eszközök a forgalomban levő kereskedelmi termékekkel egyenértékű tulajdonságokat mutattak. Ezekért a mérésekért köszönetünket fejezzük ki dr. Berceli Tibornak és munkatársainak.

I R O D A L O M

- [1] Székely V., Tarnay K.: A Gunn-dióda, Híradástechnika 1969.
- [2] J. E. Carroll: Hot Electron Microwave Generators, Arnold, London, 1970, Chapter 3.
- [3] P. J. Bulman, G. S. Hobson, B. C. Taylor: Transferred Electron Devices, Acad. Press, London and New York, 1972.
- [4] C. M. Wolfe, G. E. Stillmann: High Purity GaAs, Proc. 3th Symp. on GaAs and Related Compounds, Aachen, 1970, Institute of Physics, London, 1970, p. 3—17.
- [5] B. Pődör, N. Nádor, I. Bertóti, J. Hagyó: Current carrier scattering and electrical properties of liquid phase epitaxial GaAs, MFKI Közleményei, 0—9 61—74 1973.
- [6] L. Gútai, I. Mojzes: Direct determination of the contact resistance of Gunn devices by strong field GMR, 4th European Solid State Device Research Conference, Nottingham, 1974.
- [7] Henk K., Szentpáli B., Mojzes I.: Gunn-oszcillátorok és az előállításukhoz használt szerkezetek vizsgálata impulzus üzemi méréssel, MFKI Közleményei, 0—14 153—161 1974.
- [8] Mojzes I.: GaAs alapú Gunn-oszcillátorok néhány technológiai és vizsgálati tapasztalata, MFKI Közleményei 0—14 109—124 1974.
- [9] I. Mojzes, B. Szentpáli, I. Bertóti, B. Pődör: Measurement of electron concentration of n-n⁺ epitaxial layers grown for Gunn diodes, Proceedings of the 5th Colloquium on Microwave Communication, Budapest, June 24—30, 1974. Akadémiai Kiadó 1974, Vol. V. p. 233—240.
- [10] B. Pődör, N. Nádor, I. Bertóti: Investigation of the electrical properties of epitaxial GaAs layers for microwave devices, Proceedings of the 5th Colloquium on Microwave Communication, Budapest, June 24—30, 1974. Akadémiai Kiadó 1974, Vol. V. p. 279—290.
- [11] B. Pődör, N. Nádor: The lattice limited mobility of electrons in GaAs, Acta Physica Hung. 37 317—328 1974.
- [12] T. Sebestyén, H. Hartnagel, L. Herron: New method for producing ideal metal-semiconductor ohmic contacts, Electronics Lett. 10 372—373 1974.
- [13] T. Sebestyén, H. Hartnagel, L. Herron: New design criteria of Gunn diode contacts, Proc. 5th Int. Symp. on GaAs and Related Compounds, Deauville, France, 1974, Institute of Physics, London, 1974, p. 77—88.
- [14] Szentpáli B.: Epitaxiás rétegek vizsgálata fém-félvezető diódák segítségével, MFKI Közleményei 0—14 125—136 1974.
- [15] L. Gútai, I. Mojzes: Determination of semiconductor-metal contact resistance by an angle-dependent geometrical magnetoresistance method, Appl. Phys. Lett. 26 325—326 1975.
- [16] Lác J., Mojzes I.: Mérőberendezés Gunn-diódák impulzus és folyamatos üzemi mérésére, MFKI Közleményei 0—16 109—122 1975.
- [17] Mojzes I.: GaAs-re készített Gunn-diódák ohmos kontaktusainak mérési problémája, MFKI Közleményei 0—16 77—83 1975.
- [18] B. Pődör, N. Nádor, I. Bertóti: On the role of space-charge scattering in epitaxial GaAs, phys. stat. sol. (a) 29 173—182 1975.
- [19] I. Mojzes, B. Pődör, I. Balogh: On the temperature dependence of the threshold current and voltage of GaAs Gunn diode, phys. stat. sol. (a), publikálás alatt.
- [20] T. Sebestyén, H. Hartnagel, L. Herron: Thin-phase epitaxy for good semiconductor metal contacts, IEEE Transactions on Electron Devices, ED—22, 1073—1075 1975.
- [21] T. Sebestyén, M. Menyhárd, D. Szigethy: In situ measurements of arsenic losses during annealing of the usual evaporated contacts of GaAs Gunn-diodes, Electronics Letters, 12 96—97 1976.
- [22] Sebestyén T., Wahn B., Szijj I., Mojzes I.: Mikroforrasztó berendezés a Gunn-diódák kontaktálásához. Előadás „A szilárdtestkutatás korszerű berendezései” c. nemzetközi konferencián, Abstract kötet 28/1—3 oldal. Gépipari Tudományos Egyesület, Budapest, 1973, Szept. 25—28.
- [23] G. Pataki: Velocity and current determination for steadily travelling domains in semiconductors, Phys. Letters, 26A 24—25 1967.
- [24] Bertóti I.: Félvezetők epitaxiás növesztése folyadékfázisból, A szilárdtestkutatás újabb eredményei, Akadémiai Kiadó, Budapest 1976, 1. kötet, 59—152.

EGYESÜLETI HÍREK

Nemzetközi Műszaki Klubdelután

Nemzetközi Műszaki Klubdelutánt rendez Egyesületünk Alkatrész- és Alapanyag-Szakosztálya 1977. március 30-án 14 órai kezdettel a Technika Házában az érdeklődő hazai és külföldi vendéghallgatóság részére abból az alkalomból, hogy a Nemzetközi Elektrotechnikai Bizottság — IEC — induktív elemekkel és mágnesanyagokkal, valamint a villamosipari fémkohászati termékekkel foglalkozó Műszaki Bizottságai (IEC/TC 51 és TC 68) március végén Budapesten tartják 1977. évi közgyűlésüket.

Az IEC TC 51 elnöke, Dr. R. Boll — aki egyébként a Vacuumschmelze GmbH kutatásának vezetője — a híradástechnikában is alkalmazott ferromágneses anyagok terén elért és várható fejlesztéséről kíván áttekintést adni, míg E. C. Snelling — ugyancsak az IEC munkatársa és a Mullard Rese-

arch Laboratories vezető-kutatója — a ferritek kutatási és alkalmazástechnikai eredményeit foglalja össze. A hazai kutatás színvonalát a TKI-ról szóló film által kívánjuk demonstrálni a hazai és külföldi vendégek számára.

Dr. R. Boll és E. C. Snelling kutatási eredményeik alapján ismert nevű szakemberek, akik a gyakorlati élet igényeit nyomonkövetve a megoldás részleteit is feltárják az alapanyagok belső struktúrájától kezdve, s beillesztik ezeket az alkalmazástechnika teljesebb egészébe. Bízást remélhetünk tehát egy átfogóbb szemléletet és összehasonlítást nyerhetünk saját koncepcióinkhoz viszonyítva. Bár az előadások angol nyelvűek, rövid, magyar nyelvű összefoglaló segíthet a vetített dokumentumok nyomonkövetésében. Ugyanakkor — már itt kérjük — akik tehetik, kérdéseikkel, hozzászólásaikkal segítsék elő az eredményesnek ígérkező műszaki klubdelután sikerét.

G. I.

Elektromágneses hullámterjedés inhomogén közegekben: Az inhomogén alaplódusok módszere

ETO 537.876.23

A korábbi vizsgálatokból ismert módon [1] az inhomogén közegek az elektromágneses hullám terjedésének leírása szempontjából három alapvető csoportba sorolhatók:

- kvázi-homogén közegek,
- inhomogén (gyengén inhomogén) közegek,
- erősen inhomogén közegek.

A kvázi homogén eset vizsgálata elvileg tisztázott [1, 2, 3], a diszperziós egyenletek csoportjának teljessé tétele, rendszerzése stb. a még meglevő feladat. Nyitott az erősen inhomogén közegek általános vizsgálata. E téren számos speciális vagy általános igényű módszer született [2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9], azonban ezek együttese és az áttekintő elemzések [1, 10, 19] mutatják, hogy további alapvető vizsgálatok szükségesek.

Az eddigi vizsgálatok során azonban született olyan megoldási módszer javaslat [3, 4, 11], amely az inhomogén (gyengén inhomogén) közegek vizsgálatára általánosan alkalmas [1]. A jelen cikk feladata, hogy ezt az ún. „inhomogén alaplódusok módszerét” részletesen megvizsgálja, beleértve alkalmazhatósági körének precíz meghatározását. A vizsgálatokat az általánosság érdekében [1] bianizotróp közegekre végezzük el.

A továbbiakban a Maxwell-egyenletek monokromatikus megoldását keressük

$$\vec{F} = \vec{F}_0 e^{j(\omega_0 t - \varphi)}$$

alakban, ahol \vec{F} a keresett elektromágneses térjellemző (\vec{E} — elektromos térerősség, \vec{D} — eltolási vektor, \vec{B} — mágneses indukció, \vec{H} — mágneses térerősség), ω_0 a jel körfrekvenciája, t az idő, φ a fázis.

A monokromatikus jel feltételezéséből következik, hogy jelenlegi vizsgálataink köréből az időben változó és a mozgó közegeket kizárjuk [1, 2]! Az eredményeknek ilyen esetekre való átvitele további vizsgálatok feladata, s erre egyfajta módszer már ismert [2, 16].

A megoldás létezésének feltételét a jelen cikkben nem vizsgáljuk, mivel a konkrét feladatok közegjellemző és peremfeltétel függvényeinek a vizsgálata döntheti el, hogy létezik-e a keresett alakú megoldás [2].

Mivel azonban a diszperziós egyenlet léte egyben az egzisztencia igazolása is lehet [12], ezért a valamilyen módon diszperziós egyenletre épülő megoldási módot keressük [17, 18].

Vizsgálataink során ezen túlmenően a közeg-elektromágneses hullám kapcsolatát lineárisnak tekintjük, azaz a permeabilitás, permittivitás stb. közegjellemző mennyiségek nem függenek az elektromágneses hullám amplitúdójellemzőitől. Természetesen a frekvenciától és a terjedési iránytól való függés megengedett.

I. Az inhomogén alaplódusok módszere

A megoldás keresésekor az elektromágneses tér komponenseinek kapcsolata bianizotróp, azaz

$$\begin{aligned} \vec{D} &= \vec{\epsilon} \vec{E} + \vec{\kappa} \vec{H} \\ \vec{B} &= \vec{\nu} \vec{E} + \vec{\mu} \vec{H} \end{aligned} \quad (1)$$

Korábról ismert [1], hogy az általánosság csorbítása nélkül elegendő a Maxwell-egyenletek alábbi alakjával dolgozni:

$$\begin{aligned} \vec{\nabla} \times \vec{H} &= \epsilon_0 \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \times \vec{E} &= -\mu_0 \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} &= 0 \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{D} &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

csak $\vec{\epsilon}$, $\vec{\kappa}$, $\vec{\nu}$ és $\vec{\mu}$ kell, hogy minden közeghatást, áram- és töltéskomponenest tartalmazzon. Itt ϵ_0 és μ_0 a vákuum permittivitása és permeabilitása.

Keressük (2) megoldását a [3]-ban formálisan indokolt

$$\vec{F} = \sum_{i,l} (a_{il} e^{-j\varphi_{ai}} \vec{F}_{0il}) e^{j(\omega_0 t - \varphi_i)} \quad (3)$$

alakban, ahol

$$\sum_{i,l} = \sum_{i=1}^n \sum_{l=v}^k$$

$l=v$ -valós, k -képzetes; a képzetes komponensbe beleértve a j szorzótényezőt is; $j^2 = -1$; $i=1, \dots, n$; az egyes inhomogén alaplódusokat jelenti, amiket pontosabban később definiálunk;

a, φ_a stb. jelentése (3)-ból adódik; ω_0 a jel körfrekvenciája, állandó.

A (3)-ban mutatott felbontás praktikus indoklása a [3]-ban ugyan megtalálható, azonban elvi típusú indoka is van e felbontásnak. Ugyanis korábban [4, 6, 7, 8] részletesen bebizonyították azt az állítást, hogy

inhomogén közegben az elektromágneses teret mindig több terjedő módus összege írja le, azaz ezek együttesen kielégítik a Maxwell-egyenleteket. A módusok megválasztása szemléleti, megoldási módszer-függő és célszerűségi szempontoktól függ, s erre látunk az alábbiakban egy szerintünk nagyon célszerű formát.

Mivel φ_{ai} és φ_i lehet komplex is, ezért, ha a megoldást ismert módon Eikonal-egyenletre és transzport-egyenletre egyszerűsítve, a leírást „aszimptotikusan” keressük [7, 19], akkor is eleve az általánosabb „inhomogén síkhullámokat” tartalmazó megoldáshoz jutunk. Ekkor tulajdonképpen energetikailag korrigált, kvázi-homogén [1, 2, 7, 19] leírással közelítjük a jelenséget. A jelen cikkben ezt az ismert utat részletesebben nem vizsgáljuk, hanem általánosabb megoldást keresünk.

Írjuk be (2)-be az (1) és (3) összefüggéseket és a kifejtésnél első lépésben ne vegyük figyelembe, hogy kiinduló feltevéseink miatt az egyes mennyiségek idő szerinti deriváltjai nullával egyenlők.

A kifejtés után (2) az alábbi alakot ölti:

$$\begin{aligned} & \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{ai}) \times \overline{H}_{il} + \overline{\nabla}_{\text{THO}il} \overline{H}_{il} - j\overline{K}_i \times \overline{H}_{il}] = \\ & = \sum_{i,l} \varepsilon_0 \left[\left(\frac{\partial \overline{\varepsilon}}{\partial t} \overline{E}_{il} + \frac{\partial \overline{\kappa}}{\partial t} \overline{H}_{il} \right) + (\overline{\varepsilon} \overline{\nabla}_{\text{TEO}il} \overline{E}_{il} + \overline{\kappa} \overline{\nabla}_{\text{THO}il} \overline{H}_{il}) + \right. \\ & \quad \left. + \left(\overline{\varepsilon} \frac{\partial(\ln a_{il} - j\varphi_{ai})}{\partial t} \overline{E}_{il} + \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + \overline{\kappa} \frac{\partial(\ln a_{il} - j\varphi_{ai})}{\partial t} \overline{H}_{il} \right) + j\omega_0 (\overline{\varepsilon} \overline{E}_{il} + \overline{\kappa} \overline{H}_{il}) \right] \\ & \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{ai}) \times \overline{E}_{il} + \overline{\nabla}_{\text{TEO}il} \overline{E}_{il} - j\overline{K}_i \times \overline{E}_{il}] = \\ & = - \sum_{i,l} \mu_0 \left[\left(\frac{\partial \overline{\nu}}{\partial t} \overline{E}_{il} + \frac{\partial \overline{\mu}}{\partial t} \overline{H}_{il} \right) + (\overline{\nu} \overline{\nabla}_{\text{TEO}il} \overline{E}_{il} + \overline{\mu} \overline{\nabla}_{\text{THO}il} \overline{H}_{il}) + \right. \\ & \quad \left. + \left(\overline{\nu} \frac{\partial(\ln a_{il} - j\varphi_{ai})}{\partial t} \overline{E}_{il} + \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + \overline{\mu} \frac{\partial(\ln a_{il} - j\varphi_{ai})}{\partial t} \overline{H}_{il} \right) + j\omega_0 (\overline{\nu} \overline{E}_{il} + \overline{\mu} \overline{H}_{il}) \right] \\ & \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{ai}) (\overline{\varepsilon} \overline{E}_{il} + \overline{\kappa} \overline{H}_{il}) + (\overline{\nabla}_{\overline{\varepsilon}} \overline{E}_{il} + \overline{\nabla}_{\overline{\kappa}} \overline{H}_{il}) + \\ & \quad + (\langle \overline{\nabla}_{\text{sil}} \overline{E}_{il} \rangle + \langle \overline{\nabla}_{\text{xil}} \overline{H}_{il} \rangle) - j\overline{K}_i (\overline{\varepsilon} \overline{E}_{il} + \overline{\kappa} \overline{H}_{il})] = 0 \quad (4) \\ & \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{ai}) (\overline{\nu} \overline{E}_{il} + \overline{\mu} \overline{H}_{il}) + (\overline{\nabla}_{\overline{\nu}} \overline{E}_{il} + \overline{\nabla}_{\overline{\mu}} \overline{H}_{il}) + \\ & \quad + (\langle \overline{\nabla}_{\text{vil}} \overline{E}_{il} \rangle + \langle \overline{\nabla}_{\text{mil}} \overline{H}_{il} \rangle) - j\overline{K}_i (\overline{\nu} \overline{E}_{il} + \overline{\mu} \overline{H}_{il})] = 0 \end{aligned}$$

A (4)-ben szereplő és eddig még nem használt és nem triviális jelölések jelentése a következő:

$$\overline{K}_i = \overline{\text{grad}} \varphi_i;$$

$$\overline{\nabla}_{\text{THO}il} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial \ln H_{20il}}{\partial z} & \frac{\partial \ln H_{30il}}{\partial y} \\ \frac{\partial \ln H_{10il}}{\partial z} & 0 & -\frac{\partial \ln H_{30il}}{\partial x} \\ -\frac{\partial \ln H_{10il}}{\partial y} & \frac{\partial \ln H_{20il}}{\partial x} & 0 \end{bmatrix};$$

$\overline{\nabla}_{\text{TEO}il}$ jelentése analóg $\overline{\nabla}_{\text{THO}il}$ -lel;

$$\overline{\nabla}_{\text{THO}il} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \ln H_{10il}}{\partial t} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial \ln H_{20il}}{\partial t} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial \ln H_{30il}}{\partial t} \end{bmatrix};$$

$\overline{\nabla}_{\text{TEO}il}$ jelentése analóg $\overline{\nabla}_{\text{THO}il}$ -lel;

$$\overline{\nabla}_{\overline{\varepsilon}} = \overline{\nabla}_{\overline{\varepsilon}}, \quad \overline{\nabla}_{\overline{\mu}} = \overline{\nabla}_{\overline{\mu}}, \quad \text{stb.};$$

$$(\overline{\nabla}_{\text{sil}})_{jk} = \varepsilon_{jk} \frac{\partial \ln E_{0ilk}}{\partial x_j};$$

$\overline{\nabla}_{\text{xil}}$, $\overline{\nabla}_{\text{vil}}$ és $\overline{\nabla}_{\text{mil}}$ jelentése értelemszerűen analóg $\overline{\nabla}_{\text{sil}}$ -lével;

$$\langle \overline{u} \rangle \equiv u_1 + u_2 + u_3.$$

A Maxwell-egyenletek (4) szerinti alakját más helyen is majd fel kívánjuk használni. A jelenlegi levezetésben azonban most vegyük figyelembe, hogy monokromatikus megoldást keresünk és — ezért — a közegjellemzők időbeli változását is kizárva [1], stacioner jellegű lesz a megoldás. Ekkor egyenleteink alakja az alábbi:

$$\begin{aligned} & \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{ai}) \times \overline{H}_{il} + \overline{\nabla}_{\text{THO}il} \overline{H}_{il} - j\overline{K}_i \times \overline{H}_{il}] = \\ & = \varepsilon_0 \sum_{i,l} j\omega_0 (\overline{\varepsilon} \overline{E}_{il} + \overline{\kappa} \overline{H}_{il}) \\ & \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{ai}) \times \overline{E}_{il} + \overline{\nabla}_{\text{TEO}il} \overline{E}_{il} - j\overline{K}_i \times \overline{E}_{il}] = \\ & = -\mu_0 \sum_{i,l} j\omega_0 (\overline{\nu} \overline{E}_{il} + \overline{\mu} \overline{H}_{il}) \quad (5) \\ & \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{ai}) (\overline{\varepsilon} \overline{E}_{il} + \overline{\kappa} \overline{H}_{il}) + (\overline{\nabla}_{\overline{\varepsilon}} \overline{E}_{il} + \overline{\nabla}_{\overline{\kappa}} \overline{H}_{il}) + \\ & \quad + (\langle \overline{\nabla}_{\text{sil}} \overline{E}_{il} \rangle + \langle \overline{\nabla}_{\text{xil}} \overline{H}_{il} \rangle) - j\overline{K}_i (\overline{\varepsilon} \overline{E}_{il} + \overline{\kappa} \overline{H}_{il})] = 0 \\ & \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{ai}) (\overline{\nu} \overline{E}_{il} + \overline{\mu} \overline{H}_{il}) + (\overline{\nabla}_{\overline{\nu}} \overline{E}_{il} + \overline{\nabla}_{\overline{\mu}} \overline{H}_{il}) + \\ & \quad + (\langle \overline{\nabla}_{\text{vil}} \overline{E}_{il} \rangle + \langle \overline{\nabla}_{\text{mil}} \overline{H}_{il} \rangle) - j\overline{K}_i (\overline{\nu} \overline{E}_{il} + \overline{\mu} \overline{H}_{il})] = 0 \end{aligned}$$

Definiáljuk (3)-ban φ_i -t a kvázi-homogén esetben érvényes Maxwell-egyenletek és a hozzájuk tartozó diszperziós egyenletek megoldásaként [1].

Ekkor

$$\overline{K}_i = \overline{\text{grad}} \varphi_i$$

változatlanul, továbbá definíciánk szerint teljesülni kell a

$$\begin{aligned} \overline{K}_i \times \overline{H}_{il} &= -\omega_0 \varepsilon_0 (\overline{\varepsilon} \overline{E}_{il} + \overline{\kappa} \overline{H}_{il}) \\ \overline{K}_i \times \overline{E}_{il} &= \omega_0 \mu_0 (\overline{\nu} \overline{E}_{il} + \overline{\mu} \overline{H}_{il}) \\ \overline{K}_i (\overline{\varepsilon} \overline{E}_{il} + \overline{\kappa} \overline{H}_{il}) &= 0 \\ \overline{K}_i (\overline{\nu} \overline{E}_{il} + \overline{\mu} \overline{H}_{il}) &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

egyenleteknek. (3)-at elemezve és ennek alapján (6)-ban a közös tényezőkkel egyszerűsítve

$$\begin{aligned}\bar{K}_i \times \bar{H}_{0il} &= -\omega_0 \varepsilon_0 (\bar{\varepsilon} \bar{E}_{0il} + \bar{\kappa} \bar{H}_{0il}) \\ \bar{K}_i \times \bar{E}_{0il} &= \omega_0 \mu_0 (\bar{\nu} \bar{E}_{0il} + \bar{\mu} \bar{H}_{0il}) \\ \bar{K}_i (\bar{\varepsilon} \bar{E}_{0il} + \bar{\kappa} \bar{H}_{0il}) &= 0 \\ \bar{K}_i (\bar{\nu} \bar{E}_{0il} + \bar{\mu} \bar{H}_{0il}) &= 0\end{aligned}\quad (7)$$

Miután (7) utolsó két egyenlete automatikusan kielégül, a φ_i -t meghatározó és az \bar{F}_{0il} -ket néhány szabadsági fok meghagyása mellett meghatározó egyenletek az alábbiak:

$$\begin{aligned}\bar{K}_i \times \bar{H}_{0il} &= -\omega_0 \varepsilon_0 (\bar{\varepsilon} \bar{E}_{0il} + \bar{\kappa} \bar{H}_{0il}) \\ \bar{K}_i \times \bar{E}_{0il} &= \omega_0 \mu_0 (\bar{\nu} \bar{E}_{0il} + \bar{\mu} \bar{H}_{0il})\end{aligned}\quad (8)$$

és

$$|\bar{\varepsilon}^{-1} (\bar{K}_i + \omega_0 \varepsilon_0 \bar{\kappa}) \bar{\mu}^{-1} (\bar{K}_i - \omega_0 \mu_0 \bar{\nu}) + k_0^2 \bar{I}| = 0, \quad (9)$$

ahol

$$\bar{K}_i = \begin{bmatrix} 0 & -K_{i3} & K_{i2} \\ K_{i3} & 0 & -K_{i1} \\ -K_{i2} & K_{i1} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{és} \quad k_0^2 = \varepsilon_0 \mu_0 \omega_0^2$$

A (8)–(9) egyenletekkel definiált függvényeket nevezzük a továbbiakban „inhomogén alapl módusoknak”. E definíciót felhasználva az (5) egyenletekben szereplő j -vel szorzott tagok — miután definíciónk következtében (6) is teljesül — egyenletenként automatikusan kiejtik egymást. A keresett (3) alakú teljes megoldás még hiányzó leíró függvényeit a (8) és (9) megoldása után tehát az alábbi egyenletrendszerből határozhatjuk meg:

$$\mathcal{L}_a = \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}} (\ln a_{il} - j\varphi_{il}) \times \bar{H}_{il} + \bar{\nabla}_{\text{THO}il} \bar{H}_i] = 0 \quad (10/a)$$

$$\mathcal{L}_b = \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}} (\ln a_{il} - j\varphi_{il}) \times \bar{E}_{il} + \bar{\nabla}_{\text{TEO}il} \bar{E}_{il}] = 0 \quad (10/b)$$

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_c &= \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}} (\ln a_{il} - j\varphi_{il}) (\bar{\varepsilon} \bar{E}_{il} + \bar{\kappa} \bar{H}_{il}) + \\ &+ (\bar{\nabla}_{\bar{\varepsilon}} \bar{E}_{il} + \bar{\nabla}_{\bar{\kappa}} \bar{H}_{il}) + (\langle \bar{\nabla}_{\varepsilon il} \bar{E}_{il} \rangle + \langle \bar{\nabla}_{\kappa il} \bar{H}_{il} \rangle)] = 0\end{aligned}\quad (10/c)$$

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_d &= \sum_{i,l} [\overline{\text{grad}} (\ln a_{il} - j\varphi_{il}) (\bar{\nu} \bar{E}_{il} + \bar{\mu} \bar{H}_{il}) + \\ &+ (\bar{\nabla}_{\bar{\nu}} \bar{E}_{il} + \bar{\nabla}_{\bar{\mu}} \bar{H}_{il}) + (\langle \bar{\nabla}_{\nu il} \bar{E}_{il} \rangle + \langle \bar{\nabla}_{\mu il} \bar{H}_{il} \rangle)] = 0\end{aligned}\quad (10/d)$$

Miután (2) sugallja a $\text{div } \bar{D} = 0$ és a $\text{div } \bar{B} = 0$ egyenletek automaikus kielégülését a vizsgálat tárgyát képező összes esetben, s a (7) egyenletek utolsó két tagja is automatikusan teljesül, ezért (10/c) és (10/d) elhagyhatónak tűnik. Ez igazolható — lásd később — s így elegendő (10/a) és (10/b) megoldása.

A (10) egyenletekhez (esetleg már a (8)–(9) egyenletekhez) hozzá kell venni a teljes peremfeltétel rendszert. Ily módon válik csak egyértelművé, illetve minden paraméterében rögzítetté a megoldás.

A megoldás létének vizsgálata esetenként elvégzendő, mert a Floquet-elmélet [12, 18] értelmében (9) teljesülése csak az egyes inhomogén alapl módusok létét biztosítja, s ebből (3) létezése nem következik automatikusan.

II. Az inhomogén alapl módusokkal való megoldás vizsgálata

a) Állítás:

$$\text{Ha létezik } \bar{F}_x = \bar{F}_{x0} e^{j(\omega_0 t - \varphi_x)}$$

alakú megoldás, akkor az egyben mindig megkapható az inhomogén alapl módusok segítségével is, megfelelően megválasztva azok szabad paramétereit.

Megjegyzés: A korábbiak [1, és a jelen cikk] alapján látható, hogy e megoldásokra egyetlen diszperziós egyenletet felírni nehéz — eddig még nem sikerült. Más oldalról pedig ezen „egyetlen” megoldás fizikailag mindig valamilyen haladó hullámok eredőjeként kialakuló interferencia-képet jelent. E két ok fontossá teszi az előző állítás igazolását.

Bizonyítás:

Igazolandó, hogy

$$\bar{F}_x = \bar{F}_{x0} e^{-j\varphi_x e^{j\omega_0 t}} = \sum_{i,l} (a_{il} e^{-j\varphi_{il}} \bar{F}_{0il}) e^{-j\varphi_{il} e^{j\omega_0 t}} \quad (11)$$

felbontás minden esetben elvégezhető, ha \bar{F}_x megoldása a Maxwell-egyenleteknek és \bar{F}_{il} inhomogén alapl módus.

Azt tudjuk, hogy az

$$\bar{F}_x = \bar{F}_{x0} e^{-j\varphi_x e^{j\omega_0 t}} = \sum_i (\bar{F}_{x0\, i\, v} + j\bar{F}_{x0\, i\, k}) e^{-j\varphi_{x\, i} e^{j\omega_0 t}} \quad (12)$$

felbontás elvégezhető, ha az i -vel jelzett komponensek a (12)-t alkotó 12 darab egyenletet ($\bar{F}_x \rightarrow \bar{E}_x$ és \bar{H}_x) kielégítik, azaz összesen legalább 12 szabadsági fokkal rendelkeznek.

Jelen esetben azonban (\bar{E}_x, \bar{H}_x) nem függetlenek, hanem a Maxwell-egyenlet összetartozó megoldásai. Független paramétereik számát így e tény korlátozza [13, 14 stb.]. A Maxwell-egyenletek általános (elvi) megoldását figyelembe véve a független paraméterek száma meghatározható. (A továbbiakban „kötött” paraméter alatt az (\bar{E}_x, \bar{H}_x) összetartozás által előírt paramétert értsünk, míg „szabad” paraméter alatt azokat, amelyeket a konkrét feladat közeg- és peremfeltétel jellemzői megszabnak ugyan, de az (\bar{E}_x, \bar{H}_x) kapcsolat nem.) Az általános megoldás szabad paramétere lehet (például):

\bar{A} vektorpotenciál

Φ skalárpotenciál és

$\frac{\partial \bar{A}}{\partial t}$ (például: $e^{j(\omega_0 t - \varphi_i)}$) derivált

\bar{A} -tól független tényezője.

Ily módon a Maxwell-egyenletek feltételezett, létező megoldása — (\bar{E}_x, \bar{H}_x) — 4 amplitúdó jellegű és

1 fázis jellegű, összesen 5 szabadsági fokkal rendelkezhet. Ha komplex (forgó polarizáció stb.) típusú megoldást tételezünk fel, a szabadsági fokok száma max. 10 lehet, mivel az ortogonalitás miatt nem kell a megoldás két (valós és képzetes) része között feltétlenül kényszerkapcsolatnak fennállnia.

A (11) jobb oldalán található inhomogén alapl módusokból legalább két független alapl módus létezik, mivel a diszperziós egyenlet — (9) — másodrendű.

Így a Maxwell-egyenlet maradék részének tagjait — (10) — figyelve, a szabadon választható paraméterek (11) jobb oldalán:

$$a_{il}, \varphi_{ai} \text{ és ami } (\bar{E}_{il}, \bar{H}_{il})\text{-ben,}$$

mint (8)—(9) megoldásában még valóban szabad.

$(\bar{E}_{il}, \bar{H}_{il})$ szabad paramétereinek a száma:

(9) meghatározza a φ_i -ket. Az egyes φ_i -khez tartozó $(\bar{E}_{il}, \bar{H}_{il})$ -t (8) határozza meg. (8) valamelyik vektoregyenletét kiválasztva adott \bar{E}_{0il} -hez egyértelműen meghatározható \bar{H}_{0il} , illetve fordítva. Így megmarad a vagy \bar{E}_{0il} -re, vagy \bar{H}_{0il} -re vonatkozó három komponens egyenlet. Ez a maradék egyenletrendszer azonban homogén és (9) miatt az egyik egyenlet lineárisan nem független, azaz el kell hagyni. Tehát a megmaradt három amplitúdókomponensre két egyenlet vonatkozik! (Azt a további triviális szabadsági fokot, hogy ezen túlmenően az egyenlet mindkét oldala ugyanazon mennyiséggel megszorozható, a_{il} bevezetésekor kihasználtuk, egyidejűleg kihasználva a közjellemezők linearitását is [2].)

Tehát az inhomogén alapl módusokban (8)—(9) megoldása után nincs előírva:

$$a_{il}, \varphi_{ai} \text{ és } (\bar{E}_{0il}, \bar{H}_{0il})\text{-ben}$$

még 1 paraméter. Mivel legalább két független alapl módus létezik, az inhomogén alapl módusok szabad paramétereinek a száma összesen:

legalább 6,

komplex (forgó polarizáció stb.) esetben — figyelve, hogy l index hol szerepel — elérheti a 10-et.

(Megjegyzés: A (3) alak elemzése triviálisan mutatja, hogy a legáltalánosabb esetben is vagy $a_{iv} \neq a_{ik}$ és φ_{ai} közös, vagy létezik $\varphi_{aiv} \neq \varphi_{aik}$, de ekkor $a_{iv} = a_{ik}$ választható az általánosság korlátozása nélkül.)

Mivel a leírandó tér paramétereinek a száma 5, komplex esetben max. 10, a fentiek alapján látható, hogy az inhomogén alapl módusoknak együttesen mindig van megfelelő számú szabadon választható paramétere, tehát a (11) szerinti leírás (felbontás) bármely, az állításban szereplő létező megoldás esetén megtehető.

Ezzel az állítást igazoltuk.

(Megjegyzés: Komplex vektoros esetben a megfeleltetés alapesetben — $i_{\max} = 2$ — kölcsönösen egyértelmű. Egyéb esetekben a szabad paraméterek számának a megoldás során való „kiegyenlítődése” miatt, azaz a megoldás létezésének feltételeként, további feltételek is jöhetnek be. Például: Nem biztos, hogy (\bar{E}_x, \bar{H}_x) síkpolarizált hullám előfordulhat stb.)

b) Kiegészítő megállapítás:

A II./a bizonyítás menete alapján triviálisan látható, hogy az I. pontban mutatott módon diszperziós egyenletre támaszkodó megoldási módok esetén a II./a állítás igaz.

Ezért célszerű — ahol csak lehet — a fenti módon diszperziós egyenletre támaszkodó megoldási módokat keresni.

c) A divergencia-egyenletek vizsgálata:

c/1, A korábbiaknak megfelelően [1] minden közeghatást vizsgálatainkban \bar{D} -be és \bar{H} -ba sűrítünk, azaz a Maxwell-egyenletek (2) alakúak.

Ekkor mindaddig, míg a vegyes másodrendű parciális deriváltak felcserélhetősége teljesül, ami inhomogén (gyengén inhomogén) közegekre definíciószerűen [1] igaz, addig

$$\operatorname{div}(\operatorname{rot} \bar{H}) \equiv 0 = \varepsilon_0 \operatorname{div} \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial t} (\operatorname{div} \bar{D}). \quad (13)$$

Ezen esetekben tehát a divergencia-egyenletek automatikusan teljesülnek, ha a rotáció-egyenletek teljesülnek.

c/2. Az inhomogén alapl módusokat leíró (7) egyenletek közül, triviálisan belátható módon, a divergencia egyenleteknek megfelelő utolsó két egyenlet automatikusan kielégül, ha az első kettő teljesül.

c/3. Állítás:

Fentiek alapján belátható, hogy az inhomogén alapl módusokra vonatkozó (10) egyenletek közül, ha (10/a) és (10/b) teljesül, a (10/c) és (10/d) egyenletek automatikusan kielégülnek. (Ez esetben a számításokban nem kell figyelembe venni ezen egyenleteket.)

Bizonyítás:

Egyenleteink alakja a szóban forgó esetben (5)-tel azonos, azaz:

$$(\mathcal{L}_a) - j \sum_{i,l} \bar{K}_i \times \bar{H}_{il} = \varepsilon_0 \sum_{i,l} j \omega_0 (\bar{\varepsilon} \bar{E}_{il} + \bar{\kappa} \bar{H}_{il})$$

$$(\mathcal{L}_b) - j \sum_{i,l} \bar{K}_i \times \bar{E}_{il} = -\mu_0 \sum_{i,l} j \omega_0 (\bar{\nu} \bar{E}_{il} + \bar{\mu} \bar{H}_{il}) \quad (14)$$

és

$$(\mathcal{L}_c) - j \sum_{i,l} \bar{K}_i (\bar{\varepsilon} \bar{E}_{il} + \bar{\kappa} \bar{H}_{il}) = 0$$

$$(\mathcal{L}_d) - j \sum_{i,l} \bar{K}_i (\bar{\nu} \bar{E}_{il} + \bar{\mu} \bar{H}_{il}) = 0 \quad (15)$$

ahol (\mathcal{L}_a) a (10) egyenletek bal oldali kifejezését jelenti értelemszerűen.

Ha $(\bar{E}_{il}, \bar{H}_{il})$ inhomogén alapl módus, akkor teljesülni kell még az

$$(\mathcal{L}_a) = 0$$

$$(\mathcal{L}_b) = 0$$

egyenleteknek, hogy a teljes megoldást megkapjuk. (A 6, illetve 12 egyenlet a ≥ 6 , illetve ≥ 10 még rögzítetlen paramétert határozza meg. Így egyes paraméterértékeket vagy a peremfeltételek rögzítenek, vagy csak relatív értékük kötött.)

(14)-ből látszik, hogy a kvázi-homogén esetekben a divergencia-egyenletek teljesülését mutató alak analogonja:

$$\bar{K}_i(\mathcal{L}_a) - j \sum_{i,l} \bar{K}_i(\bar{K}_i \times \bar{H}_{il}) \quad \text{stb.}$$

nem létezik.

A további vizsgálatok céljából képezzük egyrészt az inhomogén alpmódusokat meghatározó (6) egyenletek közül az első, másrészt a (10/a) egyenlet divergenciáját. (A bizonyítás második egyenletekre vonatkozó része analóg módon végezhető el.)

Ekkor

$$\text{div}(\bar{K}_i \times \bar{H}_{il}) = \omega_0 \varepsilon_0 \text{div}(\bar{\varepsilon} \bar{E}_{il} + \bar{\kappa} \bar{H}_{il}) \quad (16)$$

és

$$\text{div}(\mathcal{L}_a) = 0 \quad (17)$$

Ha (16)-ot az összes (i, l) -re összegezzük, ami megtehető

$$\sum_{i,l} \text{div}(\bar{K}_i \times \bar{H}_{il}) = \omega_0 \varepsilon_0 \sum_{i,l} \text{div}(\bar{\varepsilon} \bar{E}_{il} + \bar{\kappa} \bar{H}_{il})$$

ahonnan, figyelembe véve $(\bar{E}_{il}, \bar{H}_{il})$ inhomogén alpmódus voltát is,

$$- \sum_{i,l} \bar{K}_i \text{rot} \bar{H}_{il} = \omega_0 \varepsilon_0 \text{div} \sum_{i,l} (\bar{\varepsilon} \bar{E}_{il} + \bar{\kappa} \bar{H}_{il}) = \omega_0 \varepsilon_0 (\mathcal{L}_c) \quad (18)$$

Ha $\text{rot} \bar{H}_{il}$ -t kiszámoljuk, akkor (18) átírható. Vegyük figyelembe rögtön, hogy $\bar{K}_i(\bar{K}_i \times \bar{u}) \equiv 0$.

$$- \sum_{i,l} \bar{K}_i [\bar{\nabla}_{\text{THO}il} \bar{H}_{il} + \overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{al}) \times \bar{H}_i] = \omega_0 \varepsilon_0 (\mathcal{L}_c)$$

A []-ben levő kifejezés a (10/a) egyenlet $\sum_{i,l}$ mögötti tagja. Rövidítsük e leírásban $(\mathcal{L}_a)_{il}$ -nek.

Ekkor

$$- \sum_{i,l} \bar{K}_i (\mathcal{L}_a)_{il} = \omega_0 \varepsilon_0 (\mathcal{L}_c) \quad (19)$$

Fejtsük ki ezek után (17)-et.

$$\text{div}(\mathcal{L}_a) = \sum_{i,l} [\text{div}(\bar{\nabla}_{\text{THO}il} \bar{H}_{il}) - \overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{al}) \text{rot} \bar{H}_{il}] \quad (20)$$

Ha feltesszük, hogy függvényeink második, vegyes parciális deriváltjai léteznek és folytonosak — ami az inhomogén közegek definíciója [1] értelmében megengedhető — azaz

$$f''_{x_1 x_2} = f''_{x_2 x_1} \quad (21)$$

és

$$(E_{kil}, H_{kil}) \subset f, \quad \text{ahol} \quad k=1, 2, 3$$

akkor $\text{div}(\bar{\nabla}_{\text{THO}il} \bar{H}_{il})$ átírható és

$$\text{div}(\bar{\nabla}_{\text{THO}il} \bar{H}_{il}) = [\overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{al}) - j\bar{K}_i] (\bar{\nabla}_{\text{THO}il} \bar{H}_{il}) \quad (22)$$

Ekkor (20)-ba behelyettesítve (22)-t és $\text{rot} \bar{H}_{il}$ -t

$$\text{div}(\mathcal{L}_a) = \sum_{i,l} [-j\bar{K}_i (\bar{\nabla}_{\text{THO}il} \bar{H}_{il})] + \sum_{i,l} j \overline{\text{grad}}(\ln a_{il} - j\varphi_{al}) (\bar{K}_i \times \bar{H}_{il}) \quad (23)$$

(23) második tagjában a vegyes szorzat átrendezhető. Így, a korábbi rövidítéseket használva (17) új alakja:

$$\text{div}(\mathcal{L}_a) = -j \sum_{i,l} \bar{K}_i (\mathcal{L}_a) = 0 \quad (24)$$

Innen, (19) és (24) összevetésével adódik, hogy

$$(\mathcal{L}_c) = 0 \quad (25)$$

ha teljesül a (21) feltétel. Ezzel az állítást igazoltuk.

Megjegyzés:

A (21) feltétel az inhomogén (gyengén inhomogén) közegekre definíciószerűen teljesül [1] és egybevághat a c. 1. pontban kapott feltétellel. Tehát a (21)-feltétel a megoldási mód szempontjából az inhomogenitás fontos minősítője.

Fontos azonban, hogy például $1(\bar{r})$ -egységugrás, $\delta(\bar{r})$ -Dirac-delta stb. függvények esetén már nem teljesül. (Ide tartoznak a törési-tükrözési törvények, a sugár-követési eljárások stb. is!) Ebben az esetben is alkalmazható a mutatott eljárás formálisan [2, 11, 15], azonban ekkor a (10/c) és (10/d) egyenletek nem hagyhatók el. (Ezen esetekben a formális alkalmazás más, további vizsgálatokat igényel [2, 10].)

III. Kiegészítő megállapítások

Az alábbiakban még két kisebb észrevételt kell tenni az eddigiek alapján.

a) Az Appleton—Hartree egyenletről

Az egyenletet az űrkutatás és a geofizika területein kiterjedten alkalmazzák. Vizsgáljuk meg az I. fejezetben adott megoldási menet fényében:

A szokott feltevések szerint [4, 6] ekkor

$$\varepsilon = \varepsilon f(\Theta),$$

ahol $\Theta = \angle(\bar{K}, \bar{n}_0)$, és \bar{n}_0 például az előmágnesező tér irányába mutató egységvektor. Innen a szóban forgó egyenlet

$$\left(\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z}\right)^2 = k_0^2 \varepsilon f[\Theta (\overline{\text{grad}} \varphi, \bar{n}_0)] \quad (26)$$

ami (9)-nek kellene megfeleljen. Kvázi-homogén esetben önmagában is elegendő lenne, míg pontosabb vizsgálatokban az aszimptotikus módszer [7, 19] vagy az inhomogén alpmódusú pontos elemzés alapját adná. Azonban az előzőekkel összevetve azonnal belátható, hogy (9)-ből (26) semmiképpen nem származtatható, azaz ilyen alakú diszperziós egyenlet nincs.

Ezért ezzel az egyenlettel pontosabb vizsgálatokban megszokottsága ellenére sem dolgozhatunk. Egy hibaelemzése e szemszögből korábbról ismert [15].

b) Az inhomogén alpmódusok módszerének alkalmazása

A jelenlegi cikk keretei közé konkrét alkalmazási példa részletes bemutatása nem fér be. A módszerrel részletesen elemezték az inhomogén távvezetéseken való terjedés általános megoldását (egy dimenziós

inhomogén hullámterjedés) [20]. Csak illusztrációképpen idézzük onnan az eredményt:

A teljes áramhullám — és így a feszültség-hullám is — két haladó és két reflektált részből áll:

$$i(t) = e^{j\omega_0 t - \int \alpha(Z_0) dx} \left[(C_{z1+} e^{\int \sqrt{\Delta_1} dx} + C_{z2+} e^{\int \sqrt{\Delta_2} dx}) + (C_{z1-} e^{-\int \sqrt{\Delta_1} dx} + C_{z2-} e^{-\int \sqrt{\Delta_2} dx}) \right] \quad (27)$$

ahol $\alpha(Z_0)$, Δ_1 , Δ_2 a távvezeték paraméterfüggvényétől függenek; C_{z1+} , C_{z1-} , C_{z2+} és C_{z2-} a peremfeltételek megszabta állandók. A közismert exponenciális tápvonal esete [13, 17] (27)-ből következik és akkor $\Delta_1 \equiv \Delta_2$ lép fel.

A példa a módszerrel nyerhető eredmények új, általánosabb voltát kívánta mutatni. Részletesen [20]-ban található meg.

IV. Következtetések

1. Az [1] szerint inhomogén, de nem erősen inhomogén közegekben az elektromágneses hullámterjedést az inhomogén alapl módusok módszerével lehet tárgyalni. A módszerrel az $\vec{F} = \vec{F}_0 e^{j(\omega_0 t - \varphi)}$ alakú megoldások, ha léteznek, megkaphatók.

2. az inhomogén alapl módusok módszerének alkalmazása esetén a divergenciaegyenletek, mivel automatikusan kielégülnek, elhagyhatók.

3. Az Appleton—Hartree egyenletről kimutattuk, hogy nem létezik olyan diszperziós egyenlet (Eikonalegyenlet), amelynek megfelelné, s így pontosabb vizsgálatok végzésére elvi okokból nem alkalmas.

4. Kiegészítés:

4.1. Az inhomogén alapl módusok módszere (például szukcesszív approximációval stb.) alkalmas a kvázihomogén és inhomogén esetek közé eső „átmeneti” típusú feladatok megoldására.

4.2. A kialakuló elemi hullám-módusok analízisét adja a módszer. A belőlük kialakuló eredő hullám-módusok tanulmányozásához megnyitja az utat.

I R O D A L O M

- [1] Ferencz Cs.: Elektromágneses hullámterjedés inhomogén közegekben; Gyenge és erős inhomogenitások; HIRADÁSTECHNIKA, 1977. 1. sz.
- [2] Ferencz Cs.: Elektromágneses hullámterjedés inhomogén, lineáris közegekben; Kandidátusi értekezés, MTA Könyvtár, Budapest, 1970.
- [3] Cs. Ferencz: Wave Propagation in Inhomogeneous Linear Media; Acta Technica Hung.; 68, 215, 1970.
- [4] K. G. Budden: Radio Waves in the Ionosphere; Cambridge at the Univ. Press; 1966.
- [5] V. L. Ginzburg, A. A. Ruchadze: Volnū v magnitoaktivnoj plazme; Izd. „Nauka”; Moszkva, 1970.
- [6] J. A. Ratcliffe: The Magneto-Ionic Theory and its Applications to the Ionosphere; Cambridge at the Univ. Press; 1959.
- [7] L. B. Felsen: Rays, Modes and Equivalent Networks; Proc. of the Fourth Coll. on Microwave Comm.; ET—9, Akadémiai Kiadó, Budapest, 1970.
- [8] J. J. Brandstatter: An Introduction to Waves, Rays and Radiation in Plasma Media; McGraw—Hill Book Co., New York, 1963.
- [9] Cs. Ferencz: Wave Propagation in Arbitrary Linear Media; Acta Technica Hung., 71, 109, 1971.
- [10] M. Idemen: The Maxwell's Equations in the Sense of Distributions; IEEE Trans. on Ant. and Prop.; AP—21, 736, 1973.
- [11] Cs. Ferencz, I. Ferencz, Gy. Tarcsai: Refraction Problems and Wave Propagation in Doppler Geodetical Measurements; Nablj. I. Sz. Z.; 9, 361, 1970.
- [12] J. A. Arnaud and A. A. M. Saleh: Theorems for Bianisotropic Media; Proc. IEEE; 60, 639, 1972.
- [13] K. Simonyi: Theoretische Elektrotechnik. VEB Deutsches Verlag der Wissenschaften, Berlin, 1968.
- [14] I. E. Tamm: Osznovi Teorii Elektricsestva; Izd. „Nauka” Moszkva, 1966.
- [15] D. Drahos, Cs. Ferencz, I. Ferencz, F. Horváth and Gy. Tarcsai: Some Theoretical Contributions Concerning Doppler Geodetical Measurements; Space Research X., 43. North—Holland Publ. Co., Amsterdam, 1970.
- [16] Cs. Ferencz and Gy. Tarcsai: Theoretical Explanation of the Solar Limb Effect; Planet. Space Sci., 19, 659, 1971.
- [17] R. E. Collin: Grundlagen der Mikrowellentechnik; VEB Verlag Technik, Berlin, 1973.
- [18] E. Kamke: Differentialgleichungen, Lösungsmethoden Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.—G.; Leipzig, 1951.
- [19] S. Choudhary and L. B. Felsen: Asymptotic Theory for Inhomogeneous Waves; IEEE Trans. on Ant. and Prop. AP—21, 827, 1973.
- [20] Ferenczné Árkos I.: Az inhomogén távvezetéken terjedő monokromatikus jel általános vizsgálata; Publikálás alatt.

Vivőfrekvenciás átviteltechnika nagyfeszültségű távvezeték szigetelt földvezetékén az FB 441-es berendezéssel Z 12 F—TFE üzemmódban

ETO 621.396.44:621.395.44

A villamos áramot szolgáltató vállalatoknál a vállalatok belső hírközlő hálózata eddig főleg a nagyfeszültségű távvezetéseket használta speciális vivőfrekvenciás készüléktechnikával, ennek összefoglaló megnevezése a német szakirodalomban TFH-technika. Mivel a TFH-technikánál a hálózati nagyfeszültség emelkedése esetén a vivőfrekvenciás csatolási technika egyre nagyobb ráfordítást követel és a zavarbefolyások növekszenek, valamint ezeknek az átviteli sáv szélessége csekély, az utóbbi időben szükségessé vált, hogy a nagyfeszültségű hálózatokban más átviteli utakat keressünk.

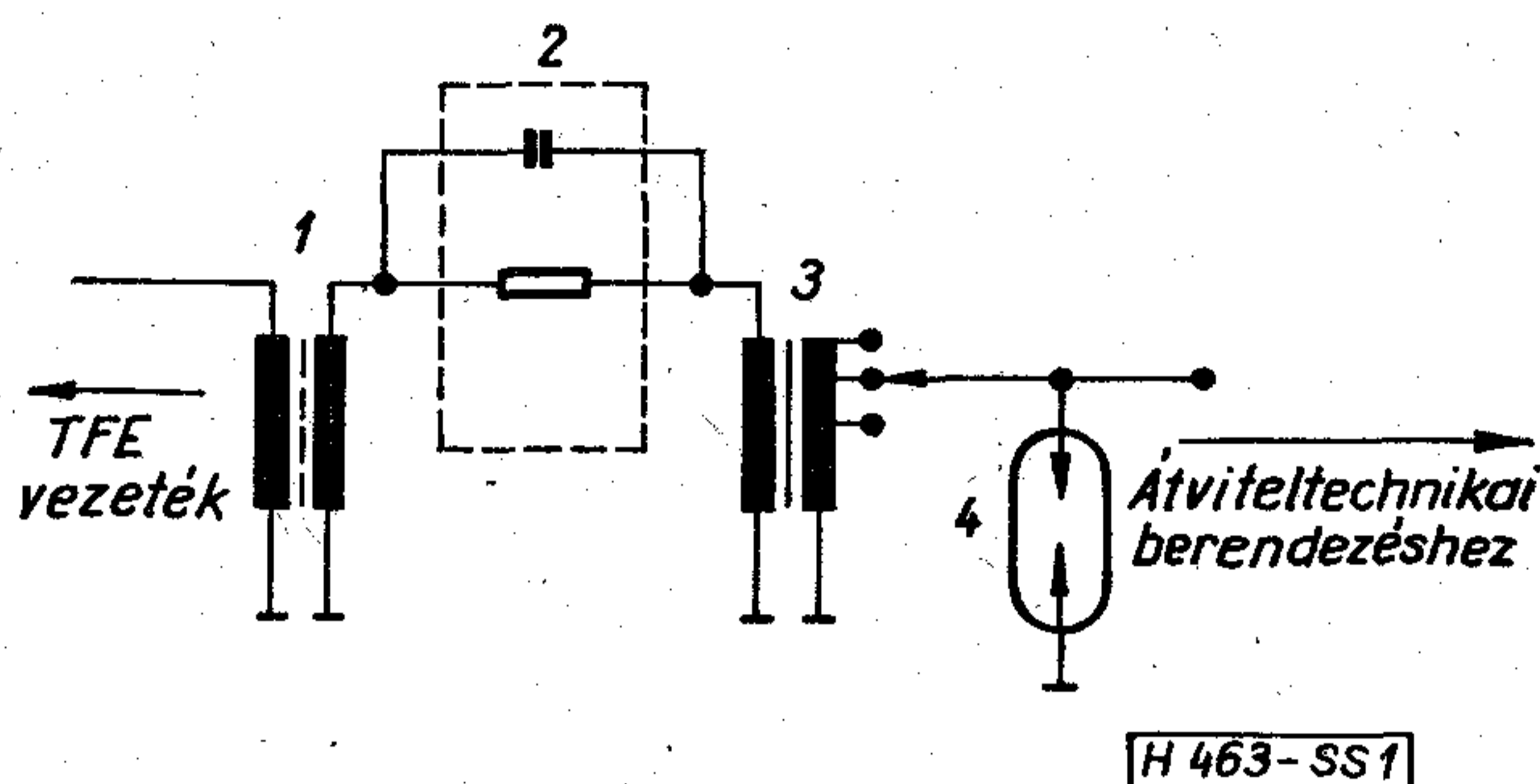
Ennek az útkeresésnek a során a már régebben ismert, de eddig ritkán alkalmazott, a nagyfeszültségű távvezetékek egy szigetelt földvezetékén keresztül történő vivőfrekvenciás átvitelt, az úgynevezett TFE átviteli technikát választottuk. A TFE átviteli technikánál a nagyfeszültségű távvezetékek földvezetékét minden oszlopon beépített szikraközzel rendelkező szigetelőknél át vezetjük, és csak a végeiken földeljük galvanikusan egy vivőfrekvenciás csatolóberendezésen keresztül.

Ez esetben a földvezeték védőhatása a nagyfeszültségű átvitel számára üzemmód esetére fennmarad és a földvezeték egyidejűleg a vivőfrekvenciás hírközlés számára is használjuk.

A TFH-technikával szembeni fő előnyök abból adódnak, hogy a földvezeték erősáramú terhelése lényegesen kisebb, minek következtében sokkal gazdaságosabbak a vivőfrekvenciás csatolóberendezések, kisebb a vezeték zavar szintje, a vezetékcsillapítás és ezzel együtt összességében jobb az átvitel minősége, ugyanakkor lényegesen nagyobb az átviteli sáv szélessége (a csatornaszám).

A vivőfrekvenciás csatolóberendezéssel ellátott TFE-vezeték

A szigetelt földvezeték, a továbbiakban TFE-vezeték, aszimmetrikus légvezeték, amely nagy keresztmetszete miatt kisebb kilométerenkénti csillapítással rendelkezik, mint a szokásos légvezeték. A vele párhuzamosan futó nagyfeszültségű vezetékkel való induktív és kapacitív csatolás, valamint a földvezeték és a föld közötti távolság kötélbelógás által fennálló különböző nagysága következtében a TFE-vezeték hullámellenállásában és csillapítási jelleggörbéjében

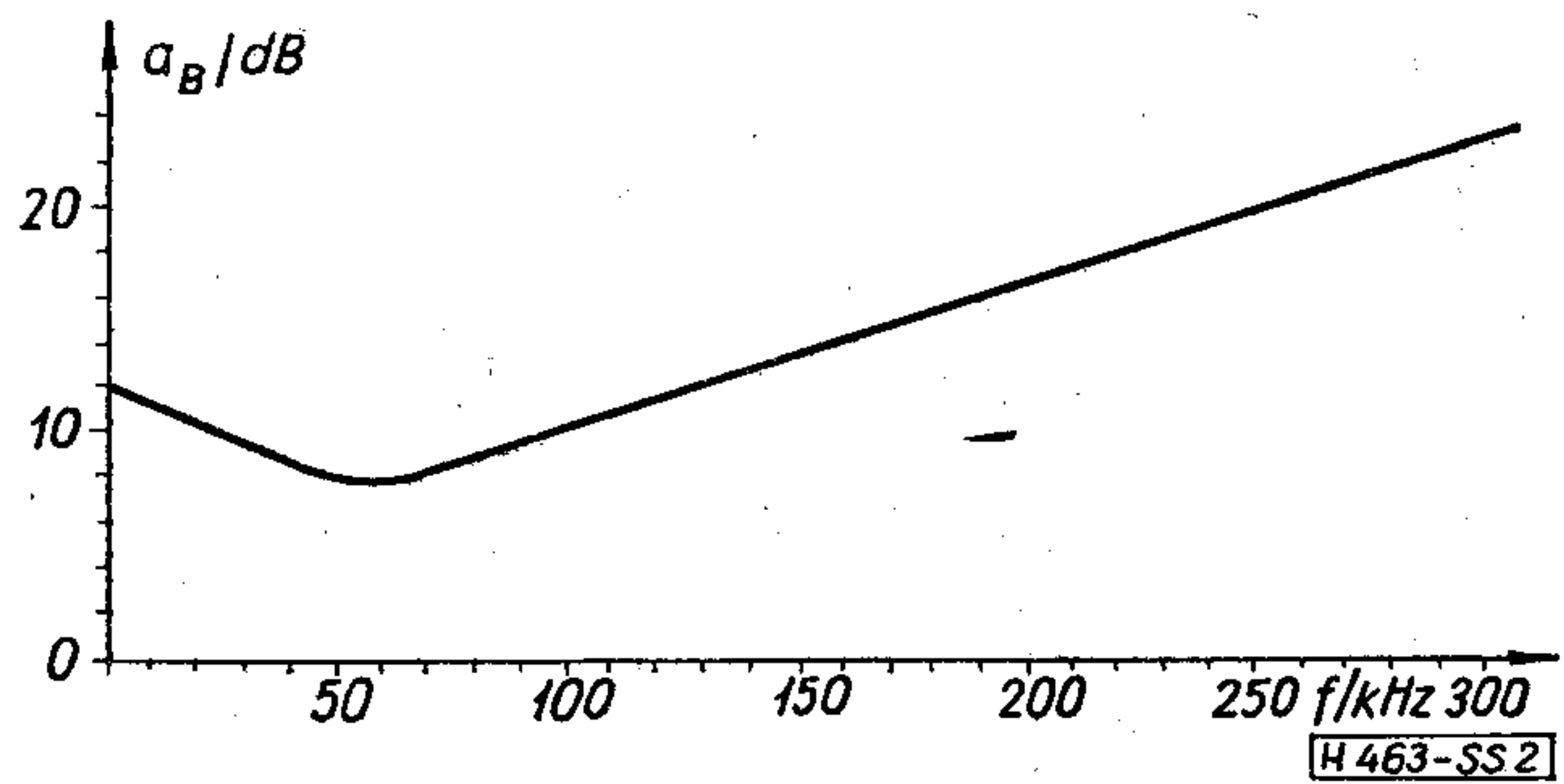


1. ábra. A transzformátoros TFE csatolóberendezés elvi kapcsolási rajza

nem homogén. Ezeket a tulajdonságokat ezenkívül befolyásolja még az alkalmazott vivőfrekvenciás csatolótechnika is. A hagyományos TFH csatolóberendezések nagy kiterjedésű, nagyfrekvenciás légmagos fojtótekercsből és nagyfeszültségálló, nagyfrekvenciás csatoló kondenzátorból állnak. Mi újszerű transzformátoros TFE csatolóberendezést választottunk, amelyet az 1. ábra mutat be. Ez a TFE csatolóberendezés ferritgyűrűmagos, nagy áramerősséget levezető, az ábrán 1 jelű transzformátorral rendelkezik.

A kevés menetből álló nagy áramerősségű tekercs az 50 Hz-es földáramok számára gyakorlatilag galvanikus földelő elvezetést jelent. A TFE-vezetékén levő vivőfrekvencia a ferritmág mezején át a nagyfrekvenciás tekercsre transzformálódik. Egy 50 Hz-es 2 jelű áramkorlátozón és egy 4 jelű túlfeszültség-levezetővel rendelkező 3 jelű vivőfrekvenciás illesztőtranszformátoron keresztül a vivőfrekvenciás jelek a szokásos módon egy kábelre jutnak, amely az állomáson levő vivőfrekvenciás berendezéshez vezet.

A nagy áramerősséget levezető transzformátor ferritmaga révén jelentős mennyiségű vörösréz takarítható meg. A transzformátor görbült mágneses kivezérlési jelleggörbéje lényegesen korlátozza a zavaró impulzusokat a vivőfrekvenciás jel útjában, ha a földelővezetékben dinamikus hálózati áramlökések lépnek fel. Hátrányként el kell viselni a vivőfrekvenciás jeleknek szokásos hálózati földelőáramnál fellépő csekély morgás-modulációját. A 2. ábra egy 190 km hosszú és mindkét végén transzformátoros TFE csatolóberendezéssel ellátott, 210/50 mm-es acél-alumíniumvezetékű TFE-vezeték csillapításának tipikus görbéjét mutatja. Ennél a TFE csatolóberendezések csillapítására 60 KHz-nél kb. 3 dB esik, az acél-alumínium földelővezeték kilomé-



2. ábra. Egy transzformátoros TFE csatolóberendezésekkel ellátott TFE-vezeték csillapítási görbéje. Hosszúság: 190 km, acél/alumínium vezeték, 210/30 mm

terenkénti csillapítása 60 kHz-nél kb. 0,03 dB/km, 150 kHz-nél kb. 0,07 dB/km. A 60 kHz alatti csillapítás csekély emelkedését a TFE csatoló berendezések beiktatási csillapítása okozza.

A TFE csatoló berendezés fő paraméterei

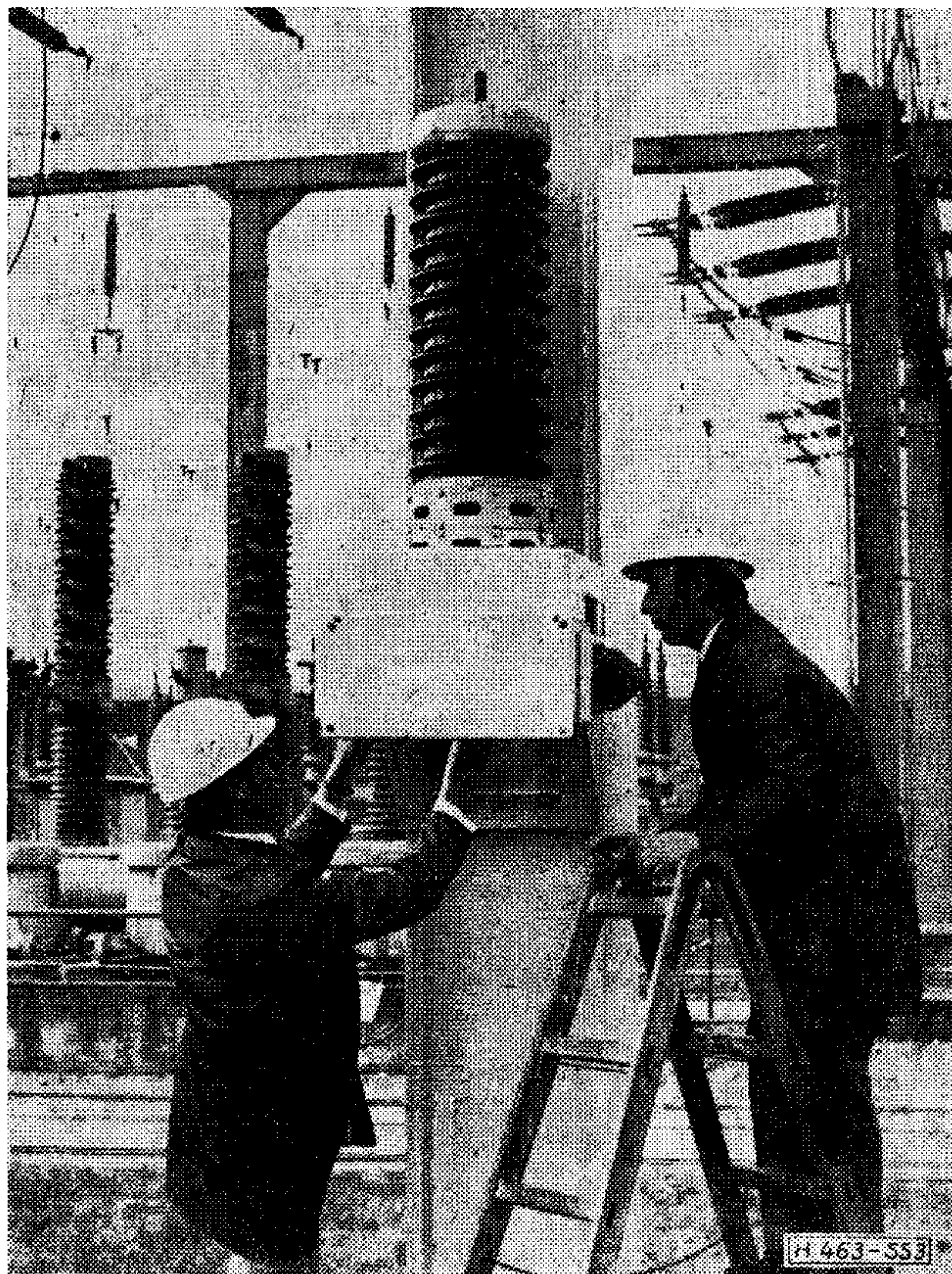
Frekvenciatartomány	36...400 kHz
Beiktatási csillapítás csatoló berendezésenként:	
36 kHz-nál	3 dB
84 kHz-nál	1 db
143 kHz-nál	0,5 dB
Impedancia a TFE-vezeték irányában	kb. 400...750 ohm, 50 ohm-os fokozatonként állítható
Impedancia a vivőfrekvenciás kábel irányában	120 vagy 150 ohm
Földvezetékáram a zavartalan vivőfrekvenciás üzemhez	max. 25 A
Termikus tartós üzemi áram	max. 120 A
Termikus határáram	21 kA, 1 s
Dinamikus határáram	56 kA
Morgásmoduláció csillapítása 25 A földvezetékáramnál	
36...60 kHz	20 dB
60...400 kHz	30 dB
Méret	
Nagy áramerősséget elvezető transzformátor	
magasság	1088 mm
átmérő	350 mm
Súly, kb.	55 kg
További berendezés	360 × 360 × 180 mm
Súly, kb.	10 kg

TFE-készüléktechnika

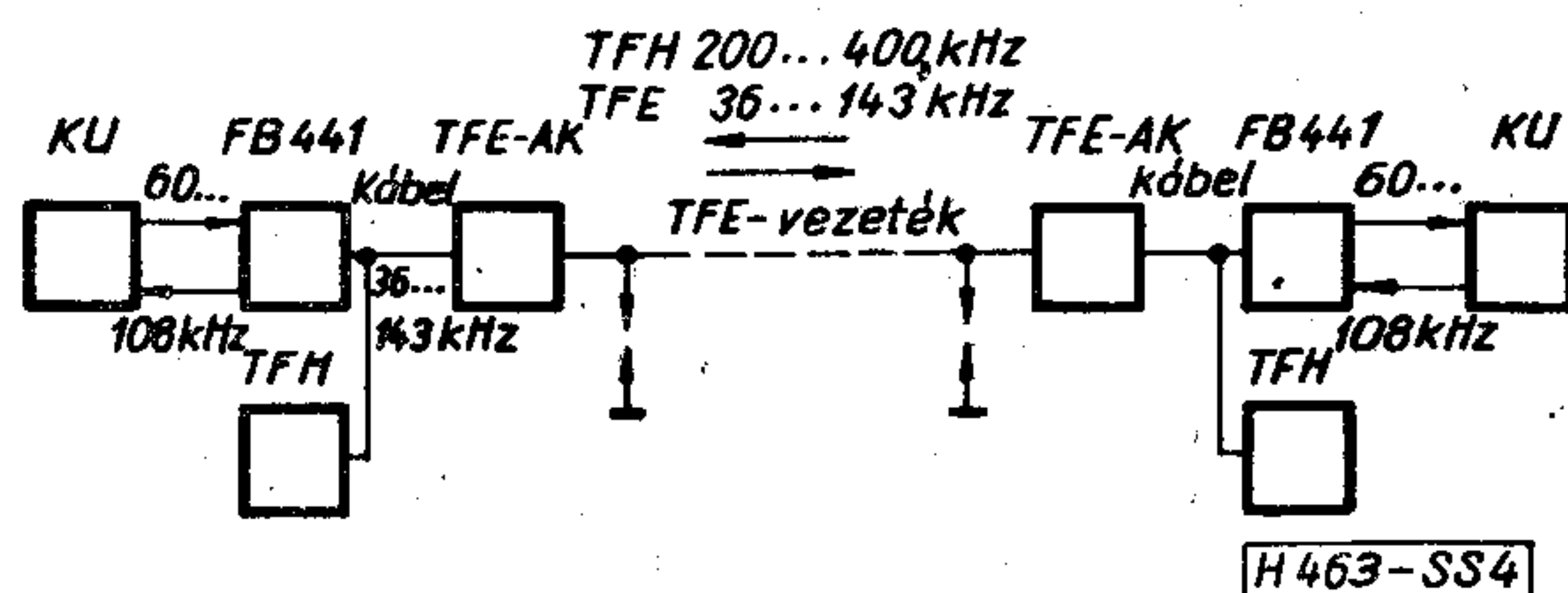
Kézenfekvő, hogy a TFE-vezetékhez olyan készülékeket alkalmazzunk, mint a szokásos légvezetékekhez. Ezért egy FB 441 típusú átviteltechnikai berendezést, amelyet a Z 12/V 24 jelű vivőfrekvenciás rendszer légvezeték üzemére terveztek, úgy módosítottunk, hogy használata lehetséges legyen mind a normál légvezetékeken, mind a TFE-vezetékeken. Ezzel a 36...143 kHz-es sávban a TFE-vezetékön 12 távbeszélőcsatorna vihető át, amelyek sokcsatornás VT, adat-, mérési érték- és távvezérlési jelek átvitele számára is használhatók. A TFH-vezeték

további kihasználása céljából 200 kHz-en felül TFH-készülékek alkalmazhatók. A 4. ábra egy olyan TFE-összeköttetést mutat, amely ezzel a készüléktechnikával van ellátva.

A KU jelű csatornamodem berendezésből vagy egy primercsoport-tranzitszűrőből érkező 60...108 kHz-es frekvenciasáv a 12 csatornás, B jelű primer alapsopornak felel meg. Az FB 441 készülék automatikus csatornapilot-szabályozással rendelkezik és így különösen alkalmas a légvezetékes rendszerhez. Erről a készülékről a vonali sávok négyhuzalosan közvetlenül, vagy helyi szétválasztottság esetén egy kábelon keresztül az FB 441 típusú átvivő készülékre jutnak. Itt az adási oldalon a két vonali pilotfrekvenciát betáplálják, a sávot átteszik a vonali frekvenciafekvésbe és felemelik a megfelelő adásszintre, amely teljesítményben 20 W-ot tesz ki. A vonali frekvenciafekvés az iránytól függően 36...84 kHz, ill. 92...143 kHz, ugyanakkor a különböző vonalak érthető áthallásának elkerülése céljából a sávok egymás közötti 8 különböző elrendezésben választhatók. Az FB 441 típusú berendezésből a vonali sáv normál



3. ábra. A TFE csatoló berendezés



4. ábra. Egy TFE-összeköttetés felépítése a leírt készüléktechnikával

esetben egy koaxiális földkábelben keresztül a csatoló-oszlopon levő TFE—AK jelű TFE csatoló berendezésre jut és onnan az oszlop-szikraközzei ellátott TFE-vezetékre.

A vevőoldalon a vonali sávot az FB 441 típusú átvivő készülékben amplitúdó szempontjából kiegyenlítik, felerősítik és átteszik a primer alapszoport helyzetbe. A TFE-vezeték az időjárási viszonyok változása, ill. a nagyfeszültségű vezeték kapcsolási állapotváltozása által okozott csillapítás-változás kiegyenlítésére automatikus erősítésszabályozás van egyenes és ferde szabályozású pilottal.

A TFE-vezeték maximálisan áthidalható hossza függ a földvezeték fajtájától, azaz a meglevő kilométerenkénti csillapítástól, a csatornánkénti adásszinttől, az extrém időjárási viszonyoktól, ill. csillapítás-ingadozásoktól és a zavar szinttől.

Tizenkétcsatornás üzennél kb. 300 km hatótávolság adódik, ha a TFE-vezeték csillapításkarakterisztikája a 2. ábra szerinti, a lehetséges csillapítás esés 17 dB és a vezeték zavar szintje kisebb mint -35 dB. Az elméletileg maximálisan áthidalható csillapítás 50 dB.

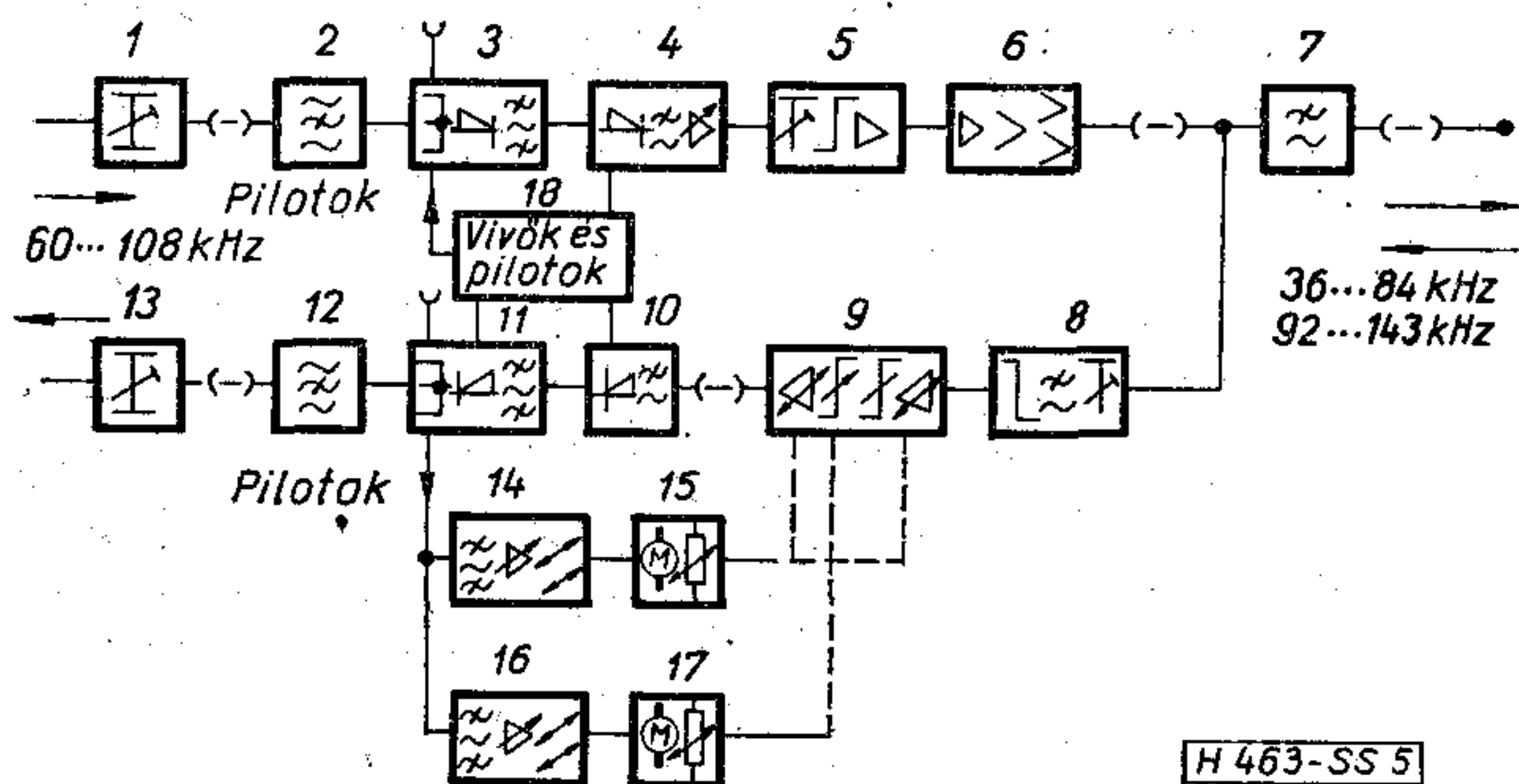
Fennáll az a lehetőség, hogy három csatornát vagy egy speciális információátvitellel rendelkező csatorna szintjét az adásban a többi csatornával szemben megemeljük, ami a megemelt szintű csatornák számára a zavarásvédelem megfelelő növelését jelenti a TFE-vezeték üzemmódjára esetén. Ez esetben a maximális csatornaszám 11-re redukálódik. A leírt TFE-összeköttetésnél védőjel átvitele nincs előírva.

Ahogy az a 4. ábrán látható, a 200...400 kHz-es frekvencia-tartományban a szokásos TFH átvivő készülékek az FB 441 típusú készülékekkel párhuzamosan üzemeltethetők.

Az FB 441 típusú készülék a Z 12 F—TFE üzemmódban

Az 5. ábra ennek a készüléknek a blokk-sémáját mutatja. A primer alapszoport 60...108 kHz-es sávja az 1 jelű fővonal kábelkiegyenlítőn és a 2 jelű pilotzárón át az első 3 jelű modulátorfokozatba jut. Itt megtörténik a 64 kHz-es és 104 kHz-es vonali pilotfrekvenciák betáplálása, valamint a 456...504 kHz-es frekvenciasávba való modulálás.

Egy második a 4 jelű modulátor létrehozza a vivőfrekvenciák megválasztásától függően a 36...84 kHz-es alsó átviteli sávot, ill. a 92...140 kHz-es és a



5. ábra. Az FB 441 típusú átviteltechnikai berendezés blokk-sémája

95...143 kHz-es felső átviteli sávokat, mindenkor 1 kHz-el eltolódva. Az így feldolgozott sáv az 5 jelű erősítőre jut, amely vagy széles sávban erősít, vagy három vagy egy csatornát a többi csatornával szemben 9 dB, 18 vagy 26 dB értékkel megemel. Az utána következő többfokozatú, az ábrán 6 jelű ellenütemű erősítő szintje állítható, úgy, hogy akár egy csatornával is előállítható a 20 W értékű kimenő teljesítmény. Az ellenütemű erősítő túlvezérlés védelemmel és tirisztiros túlfeszültség védelemmel van ellátva. A tirisztorok a végfokozati tranzisztorok védelmére szolgálnak a TFE-vezeték felépő atmoszférikus és a távvezetékben fellépő kapcsolásokból származó feszültséglökések ellen. A 7 jelű aluláteresztő védő szűrőn át, amely 200 kHz-től nagyimpedanciás a párhuzamosan kapcsolódó TFH-készülékek felé és egy illesztő transzformátoron át az adási sáv a TFE csatolóberendezéshez vezető kábelre jut.

A vételi sáv a 7 jelű aluláteresztő védőszűrőn való áthaladása után egy nagyohmos ellenálláscsatolóra, majd a 8 jelű szűrőbe kerül. Ez az adási sávotól való nagy szelektivitású elválasztásra szolgál. Ezenkívül ide vagylagosan bekapcsolható egy kiegyenlítő a három, vagy egy csatorna adási oldalon történő megemelésének kompenzálásához. A vételi sávnak a TFE-vezeték és a csatolóberendezés által meghatározott frekvencia-karakterisztikáját a 9 jelű erősítőben rögzítetten kiegyenlítő kompenzálják, és a sáv szűrőjét megemelik a 10 és 11 jelű modulátorberendezés szintjére. Ez az erősítő ezen kívül szint- és ferdeségállító automatikus szintszabályozással rendelkezik.

A második modulátor fokozat kimeneténél a primer alapszoport helyzetben történik a vonali pilotjelek leválasztása a 14 és 16 jelű pilotvevőkkel, melyek az automatikus egyenes és ferde szintszabályozás elektromechanikus állítótagjait vezérik. A pilotfrekvenciák a primer alapszoport helyzetében történő betáplálása és levétele azzal az előnnyel jár, hogy a pilotfrekvenciák viszonylagos helyzete a sávban független a TFE-vezeték választott sávelrendezéstől, és csak két pilotszűrőre van szükség. Az így kiszabályozott és kiegyenlített 60...108 kHz-es sáv a 12 jelű pilotzár távolítja el a pilotfrekvenciát és a sáv a 13 jelű állomási kábel kiegyenlítőn keresztül a csatornamodulátorhoz jut.

A modem berendezések megfelelő vivő- és pilotfrekvenciáit egy központi 18 jelű berendezés állítja elő. Ebben a berendezésben valamennyi szükséges frekvenciát egy alapfrekvenciából szintetizálnak. Az alapfrekvenciát a berendezés maga állítja elő, vagy bevezethető a készülékbe mint 60 kHz-es vezérlőfrekvencia.

Az FB 441-es átvivő készülék fő paraméterei

Maximális rendszerszám	
végállomási üzennél	2
középpállomási üzennél	1
Vonali frekvencia-sávok	
alsó sáv	36...84 kHz
felső sáv	92...140 kHz
	vagy 93...141 kHz
	vagy 94...142 kHz
	vagy 95...143 kHz

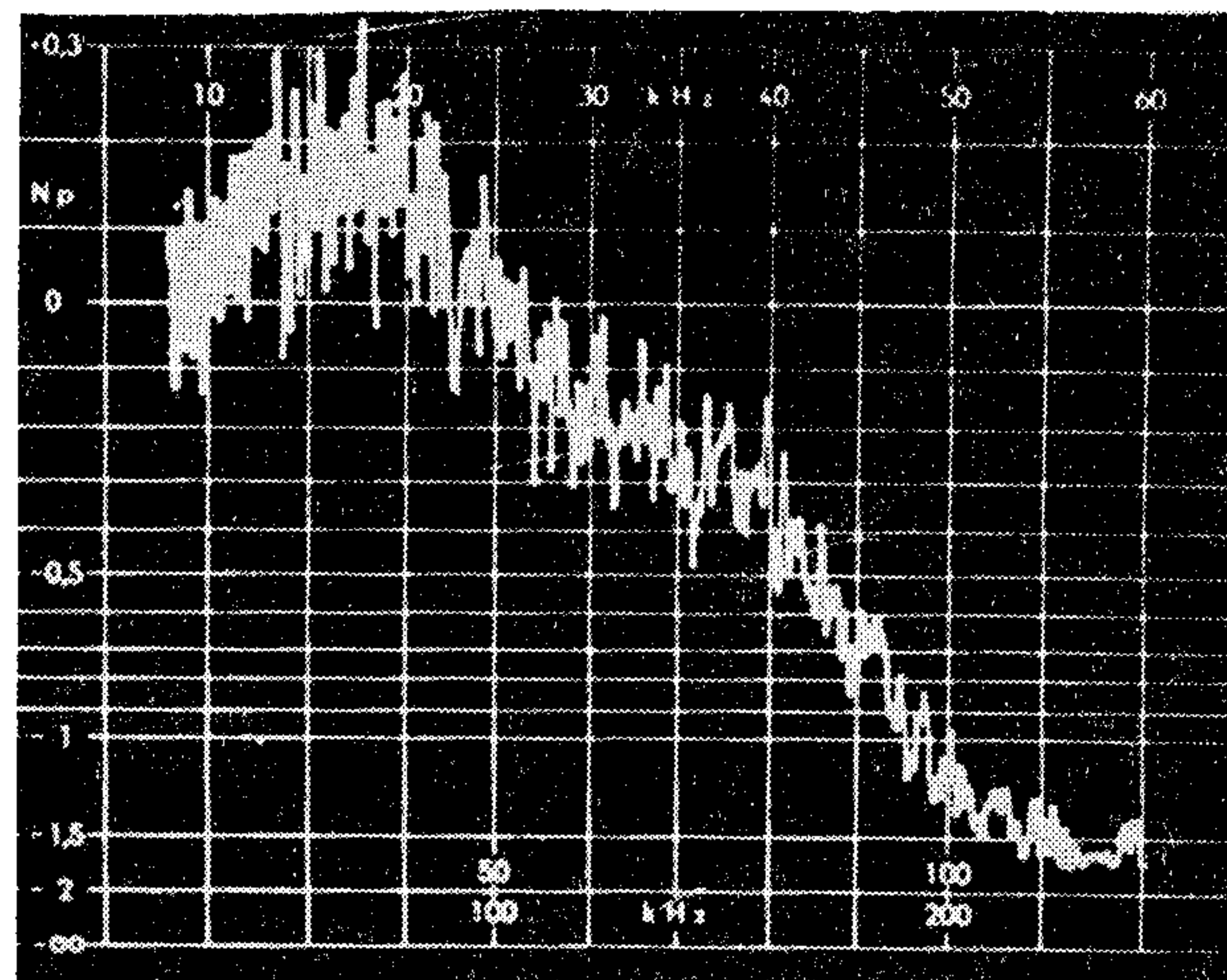
Maximálisan csatornaszám	12
három- vagy egycsatorna- emeléses üzemnél	11
Adási teljesítményszint	
12 csatornánál	+23 dBr
1 csatornánál	+42 dBr
Szintemelési fokozatok	
három vagy egy csatorna számára	9 dB vagy 17 dB vagy 26 dB
Maximálisan áthidalható csillapítás	50 dB
Impedancia	120 vagy 150 vagy 180 ohm
Sáv a csatornamodemhez	60...108 kHz (primer alapszoport)
A primer alapszoport csatlá- kozási szintjei	
adási irányban	-36 dBr
vételi irányban	-30 dBr
Impedancia	150 ohm
Vonali pilotfrekvenciák a pri- mer alapszoport sávjában	64 és 104 kHz
Pilotszint	-16,5 dBmO
A primer alapszoport szabá- lyozási tartománya szint	26 dB
ferdeség	11 dB
A szabályozás indulási küszöbe	$\pm 0,45$ dB
Áramellátás módjai	
hálózati váltakozó feszültség	220 V vagy 110 V +10%, -20%
állomási telep	60 V vagy 48 V +20%, -10%

Teljesítményfelvétel	
maximális kiépítésnél	kb. 200 VA
Félvezető-elemek	szilícium
Méretük	1400×600×225 mm
Súly	kb. 130 kg

Üzemi tapasztalatok a TFE-hírközléssel

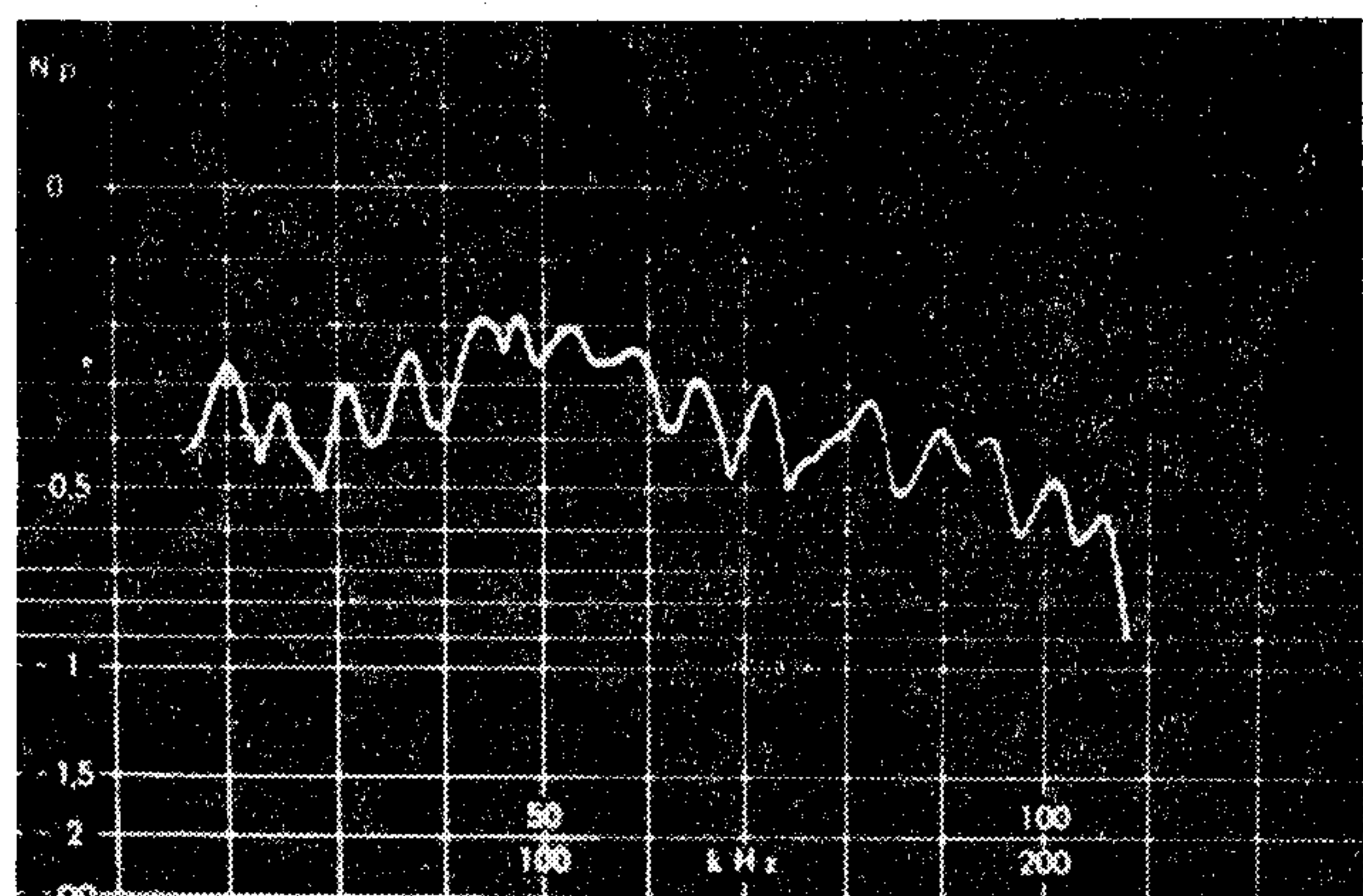
Néhány különböző erősáramú távvezetékhalozatban sikerrel próbálták ki a 4. ábra szerinti felépítésű TFE hírközlő berendezéseket. Itt néhány jellemző eredményt kívánunk bemutatni.

A TFE csatolóberendezésekkel ellátott TFE-vezeték csillapításának frekvencia-karakterisztikája az 5. ábrán található. A 7. ábra egy TFE-összeköttetés vételi szintjének frekvencia-karakterisztikáját mutatja a 30...240 kHz-es tartományban. Ez megfelel a csillapítás 2. ábra szerinti menetének, tipikus a szuperpozíciója néhány-száz Hz frekvenciájú, 0,5...2 dB-es ritmikus amplitúdó-rezgéseknek. Ezek az amplitúdórezgések a TFE-vezeték nem homogén tulajdonságai alapján adódnak, aminek oka főleg a TFE-vezetékek végeiről való reflexió. Ezért ezeknek a rezgéseknek az amplitúdója minimálisra csökkent-



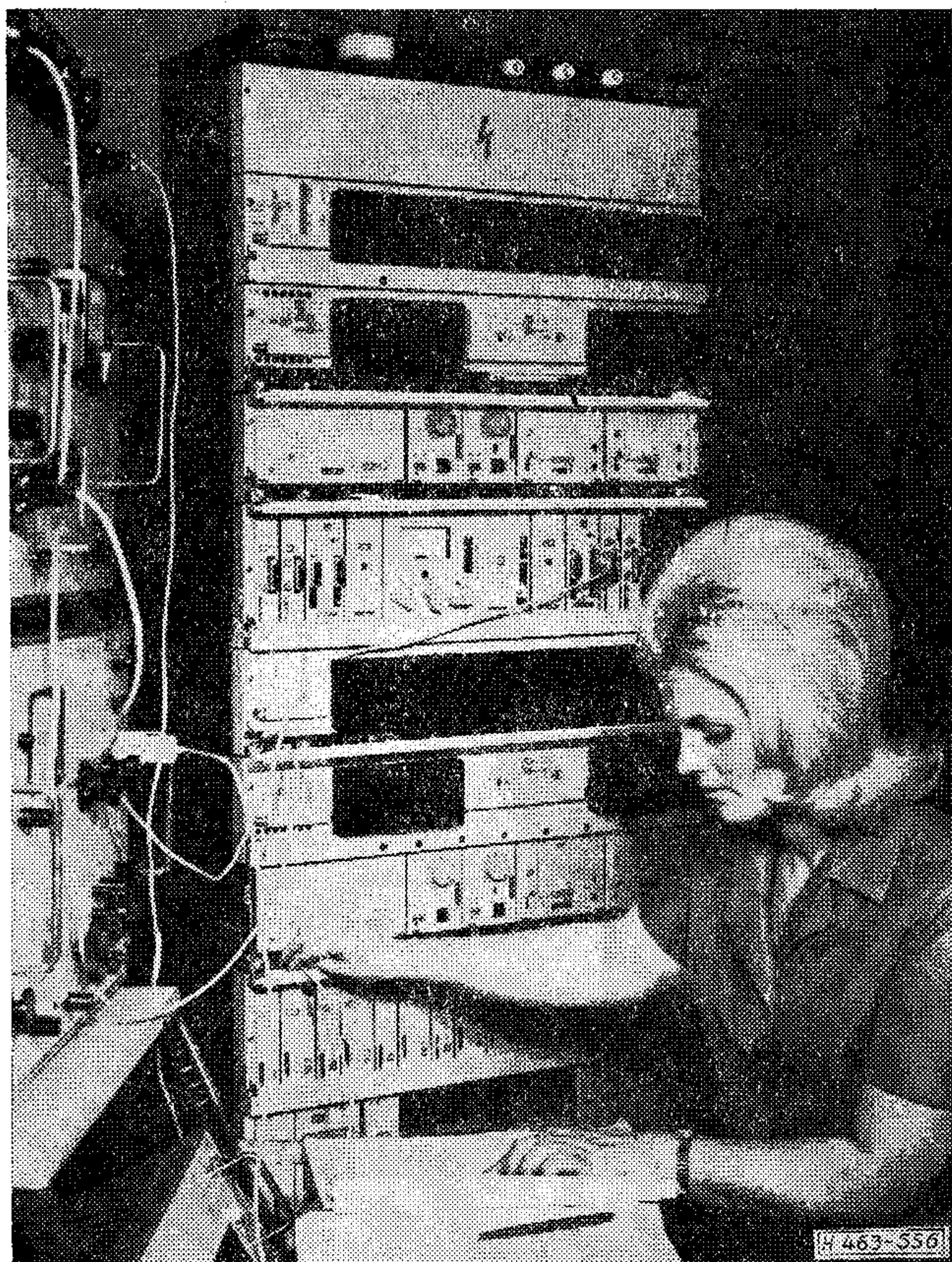
H 463-SS 7

7. ábra. Egy TFE-összeköttetés vételi szintje a 30...240 kHz frekvenciatartományban. Adási szint: +1,0 névleges szint. Hosszúság: 85 km, acél/alumínium vezeték, 125/30 mm



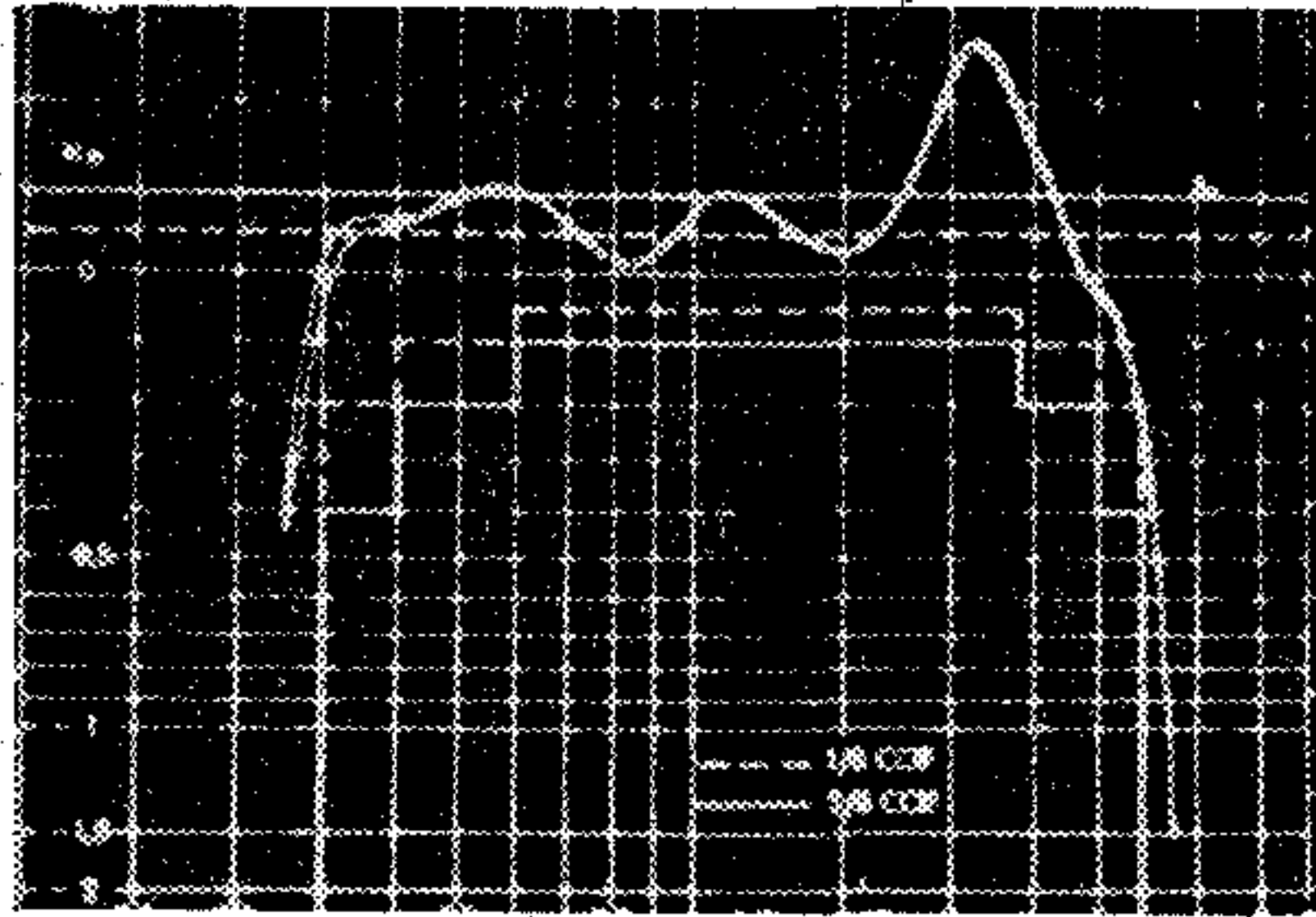
H 463-SS 8

8. ábra. Kiegyenlített és kiszabályozott primer alapszoport a 60...180 kHz tartományban (nyújtott ábrázolás)

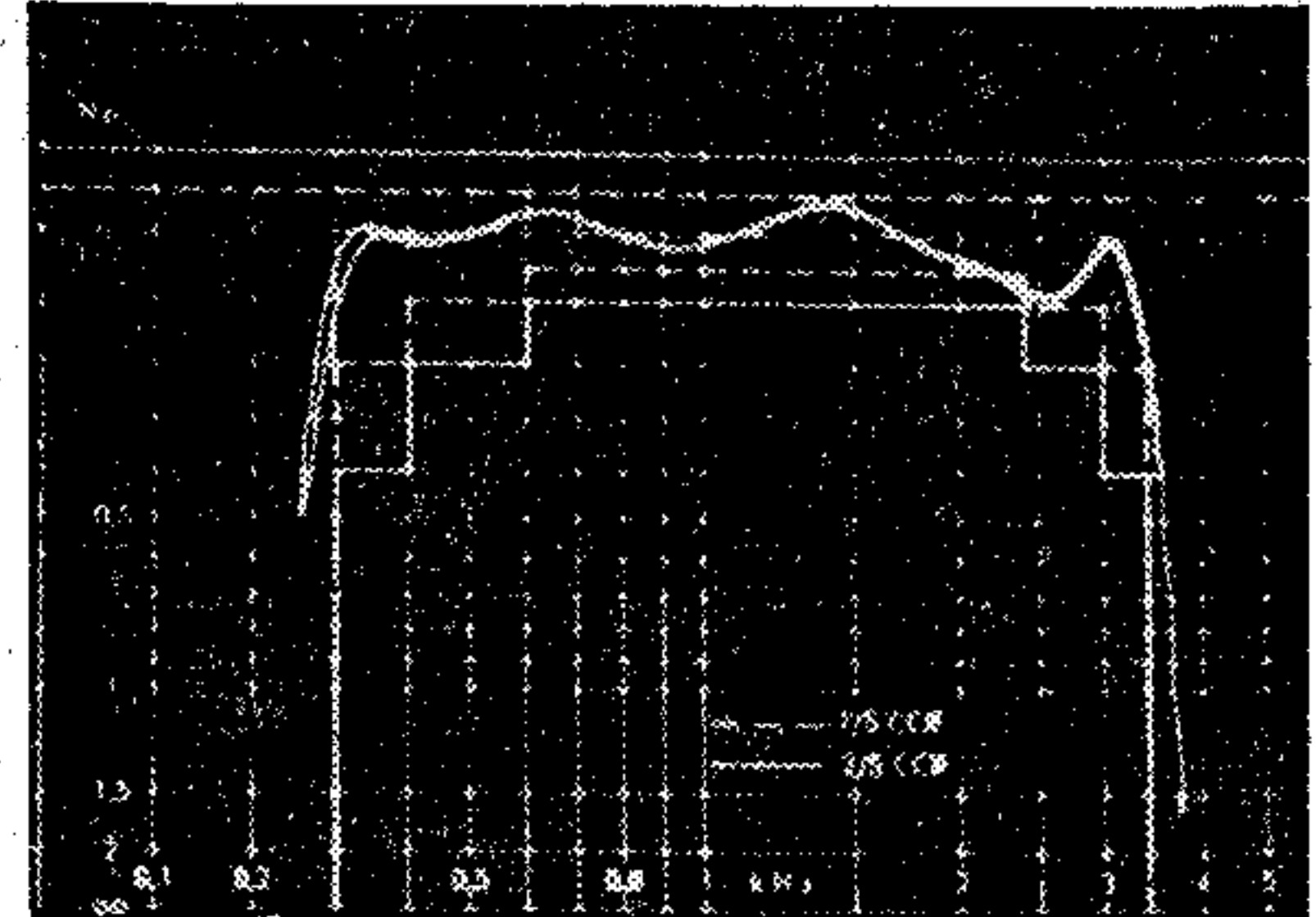


6. ábra. Az FB 441 berendezés mérés alatt

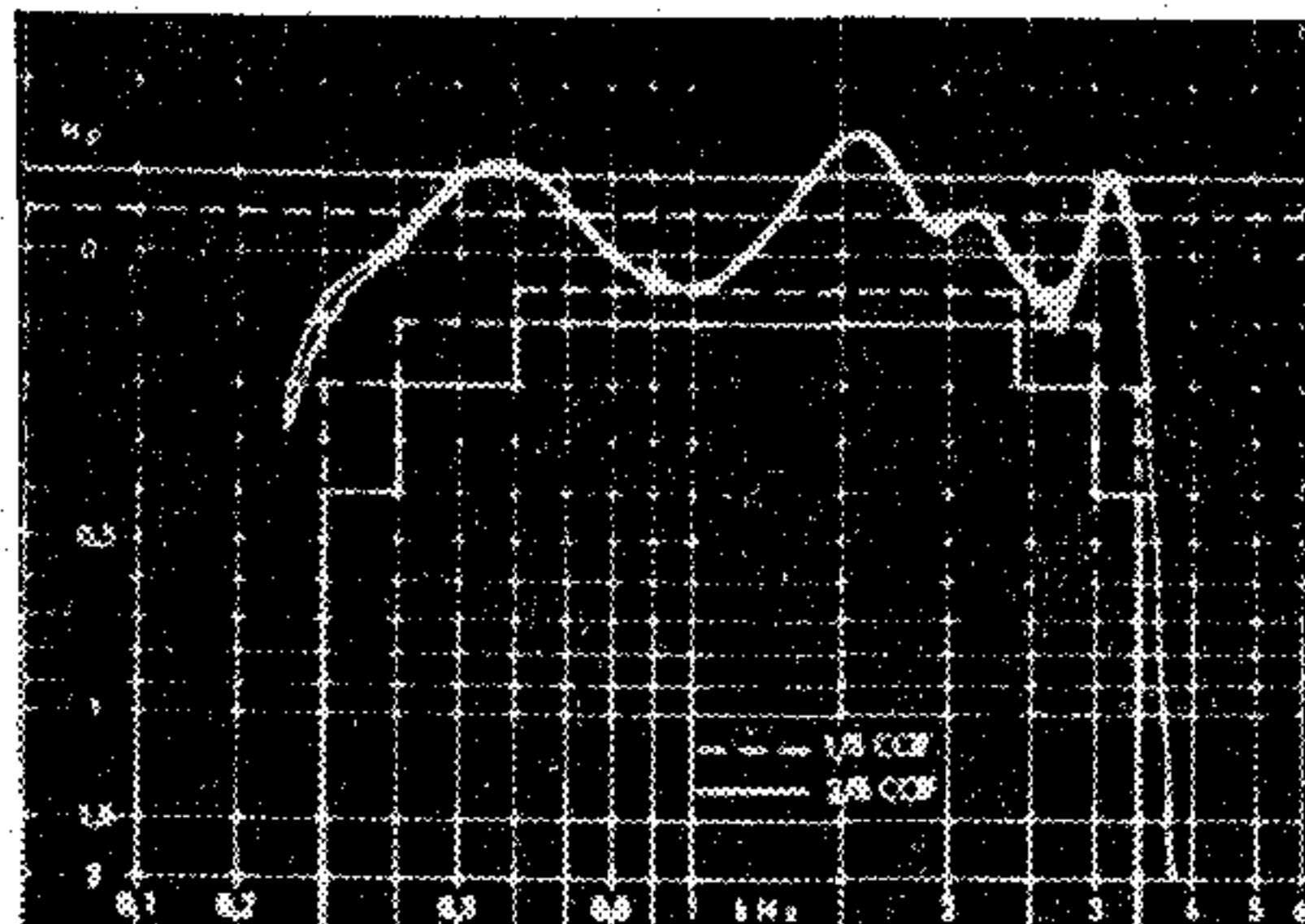
K 1



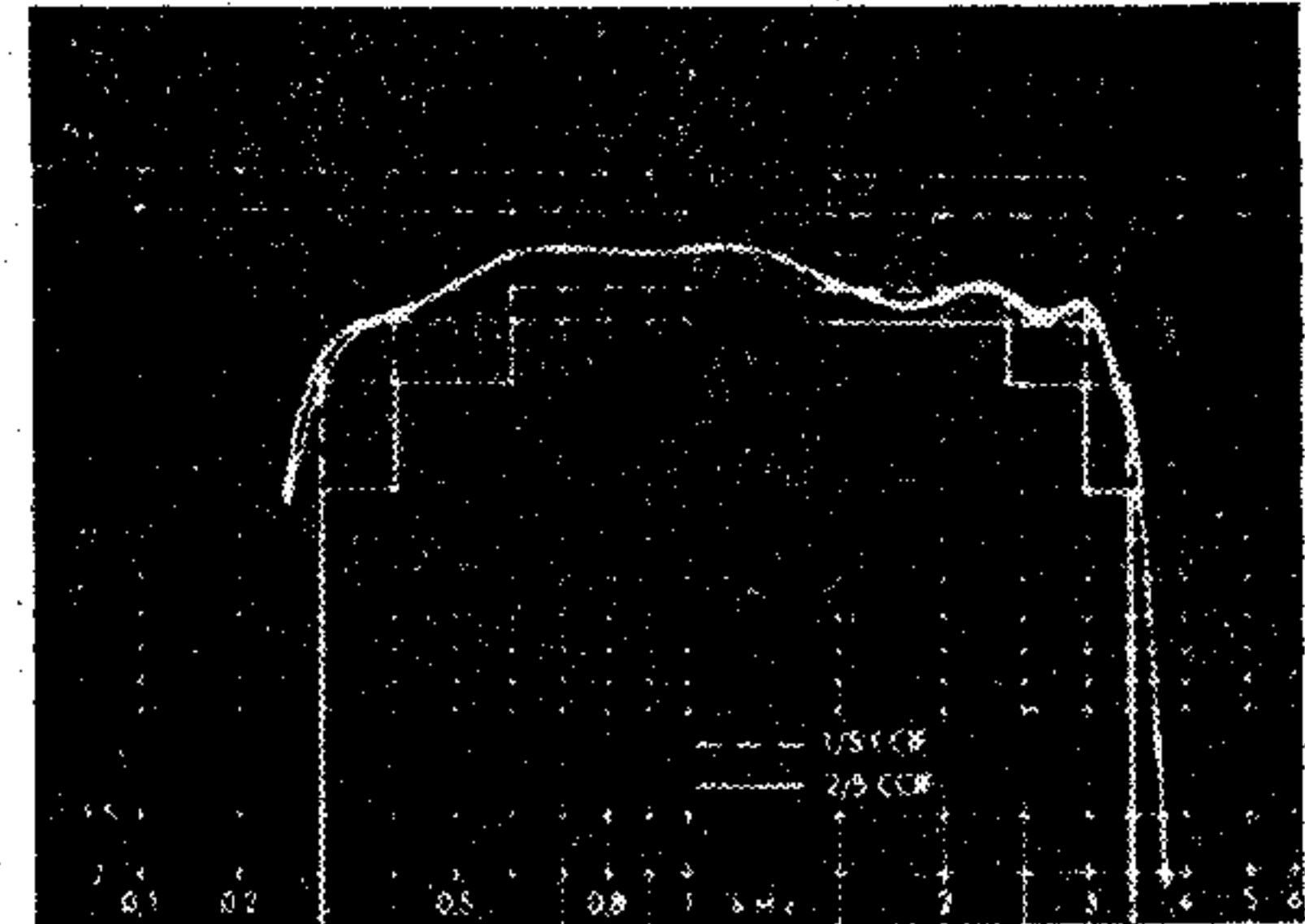
K 7



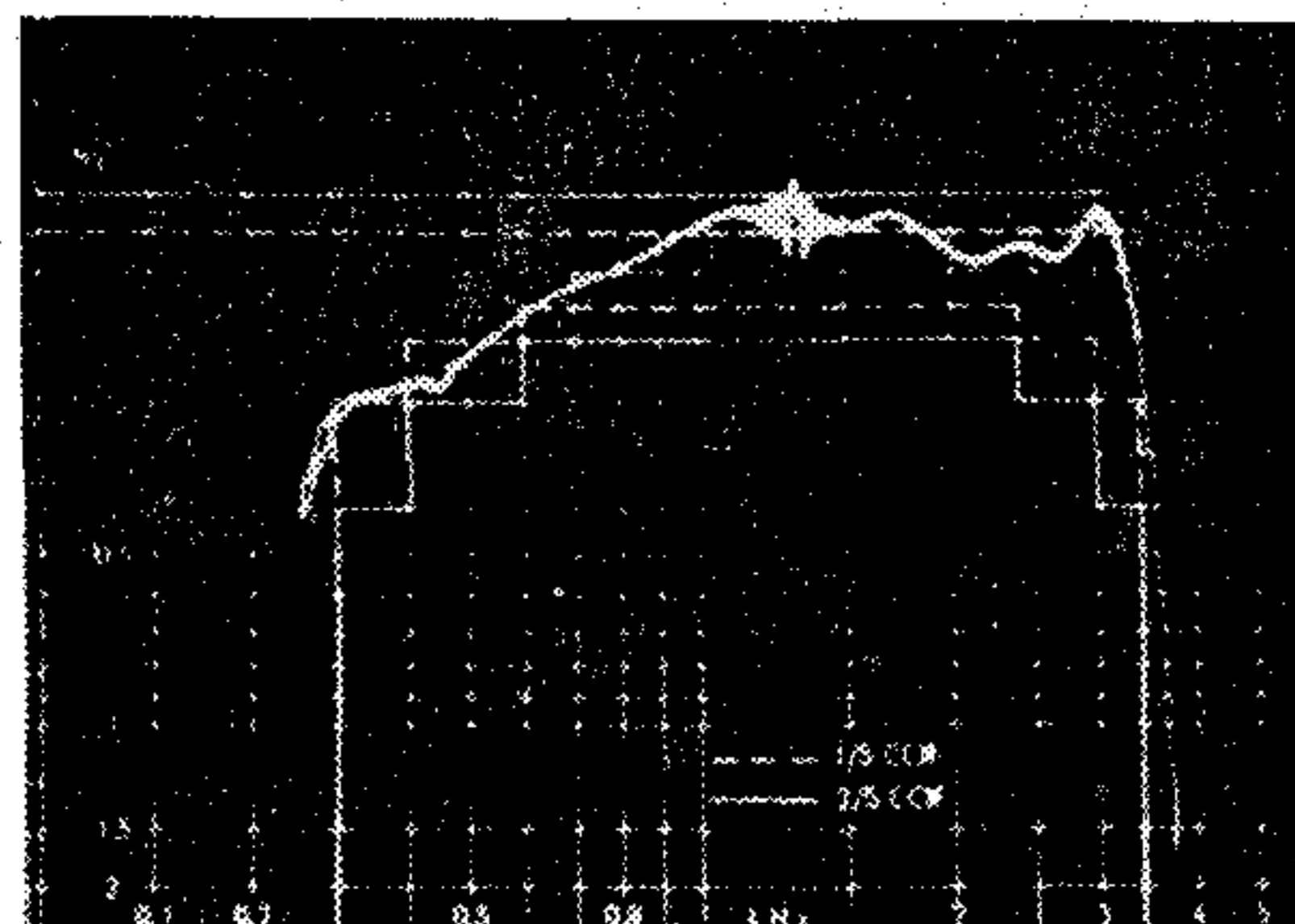
K 2



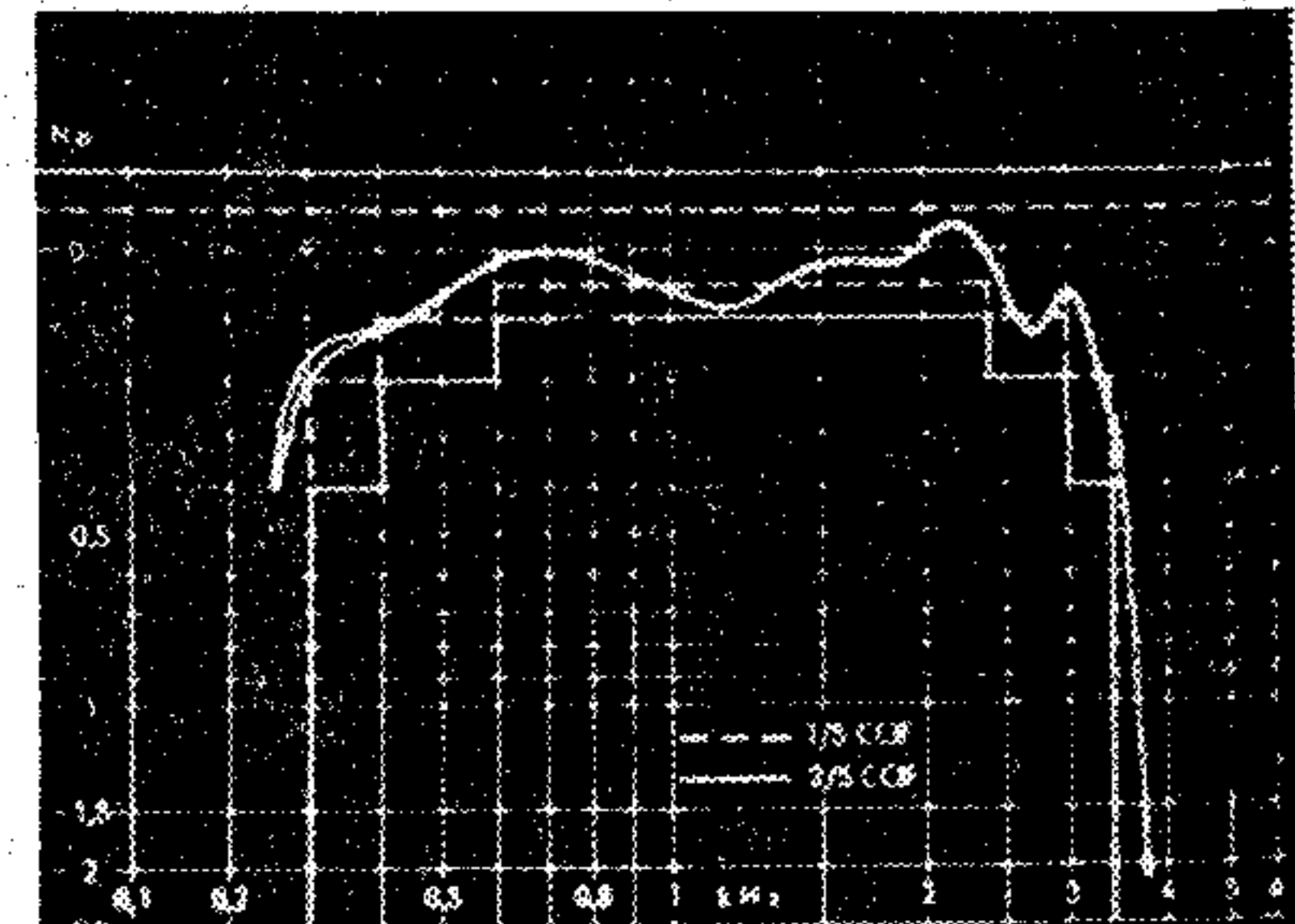
K 8



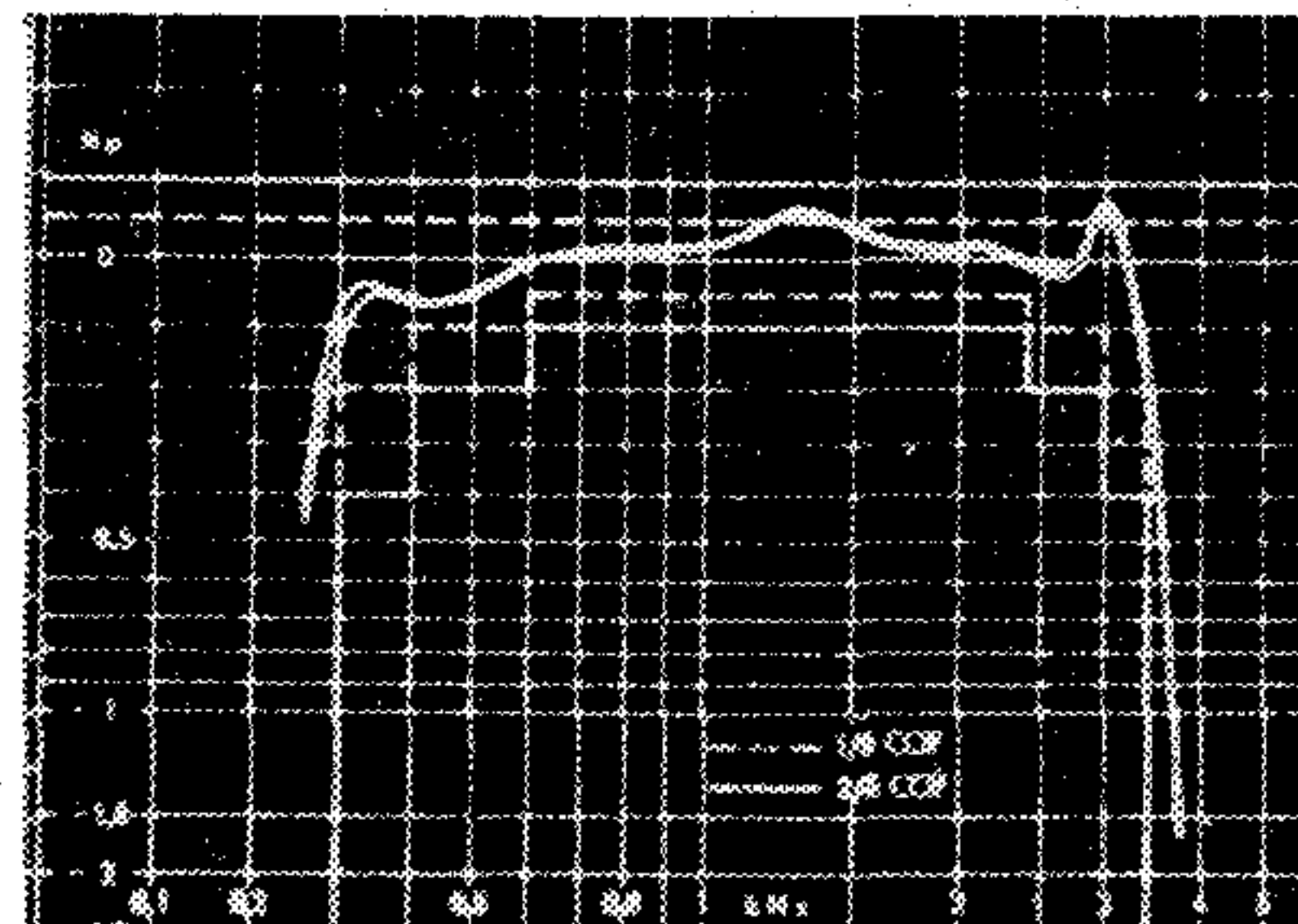
K 3



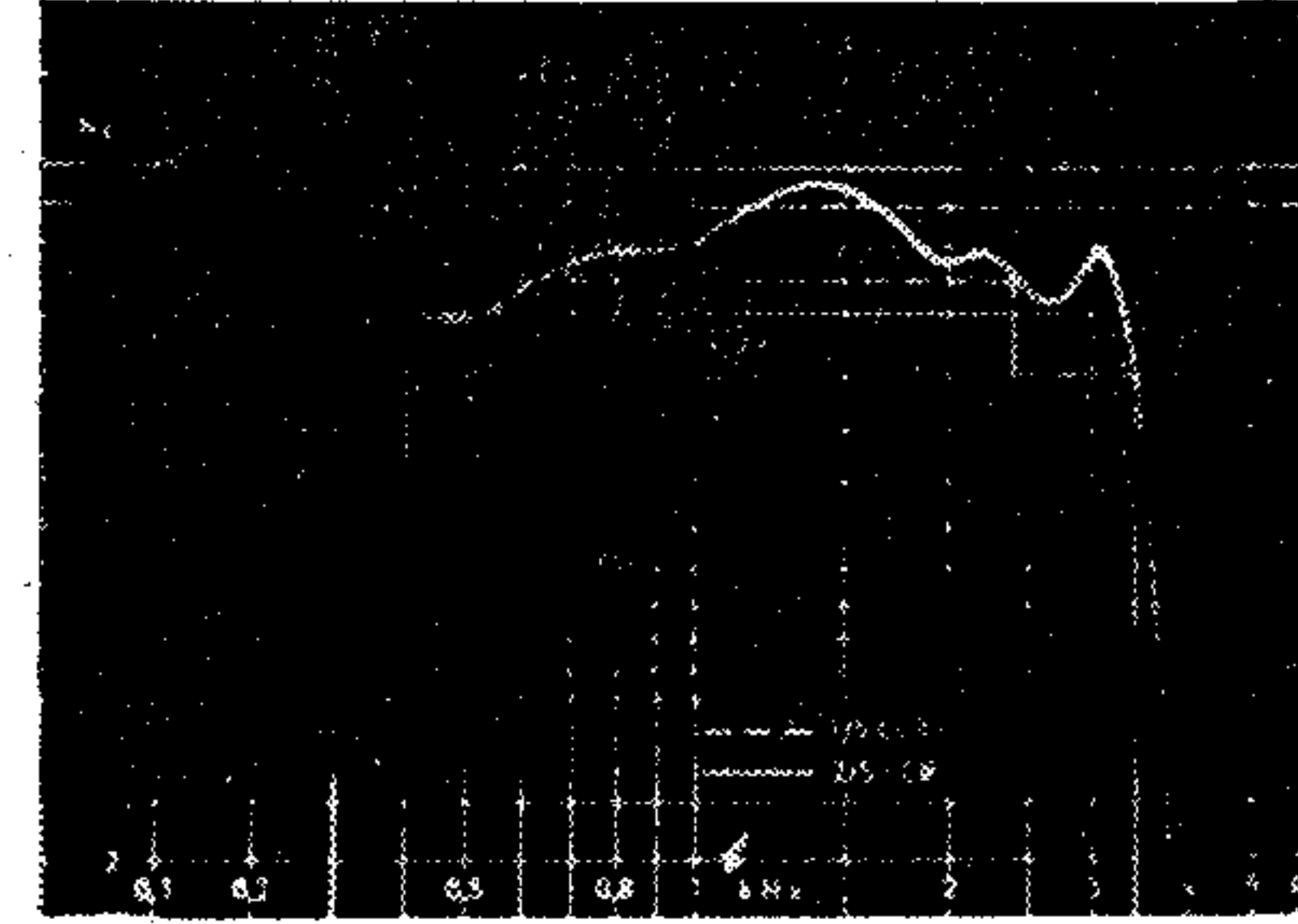
K 9



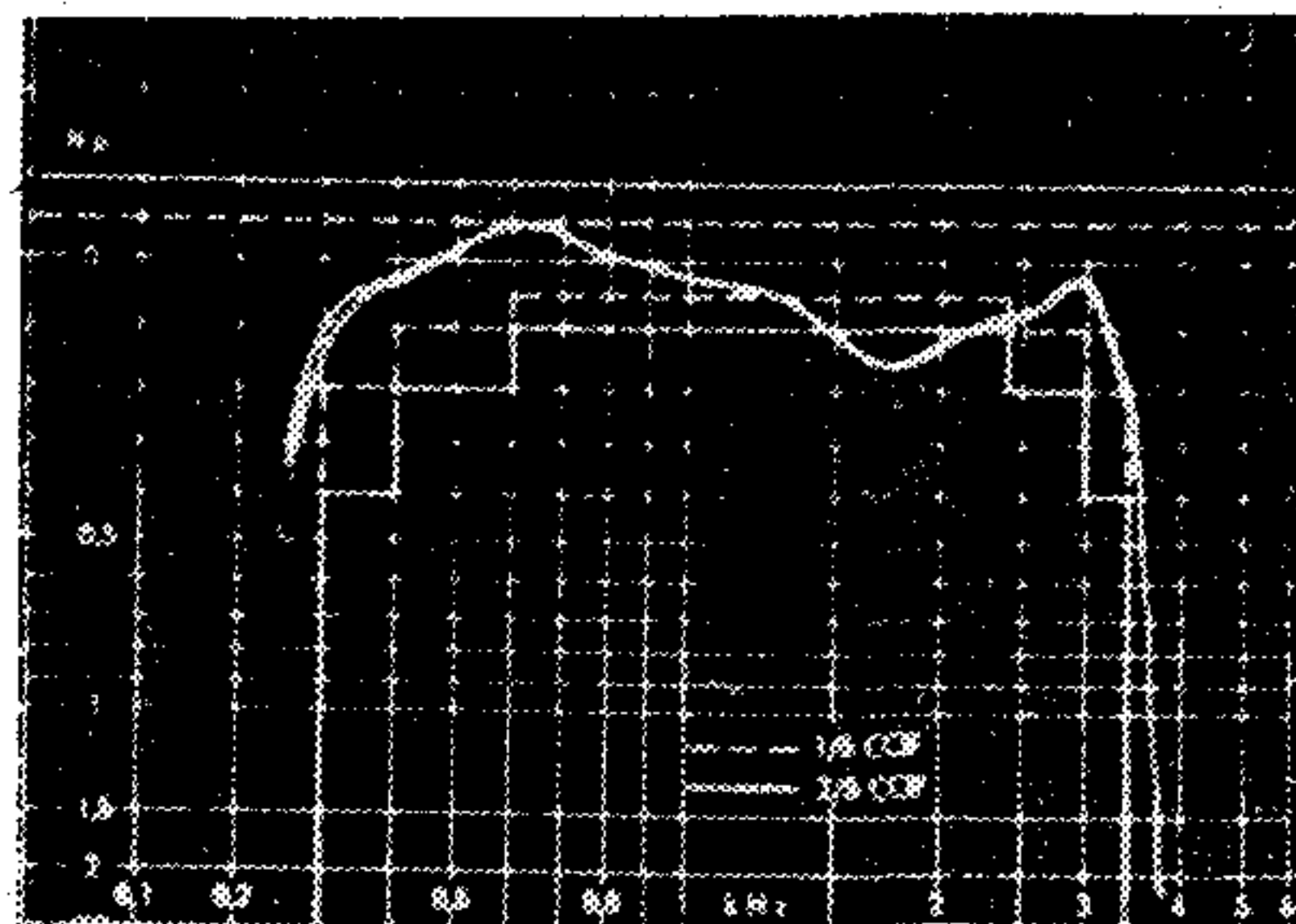
K 4



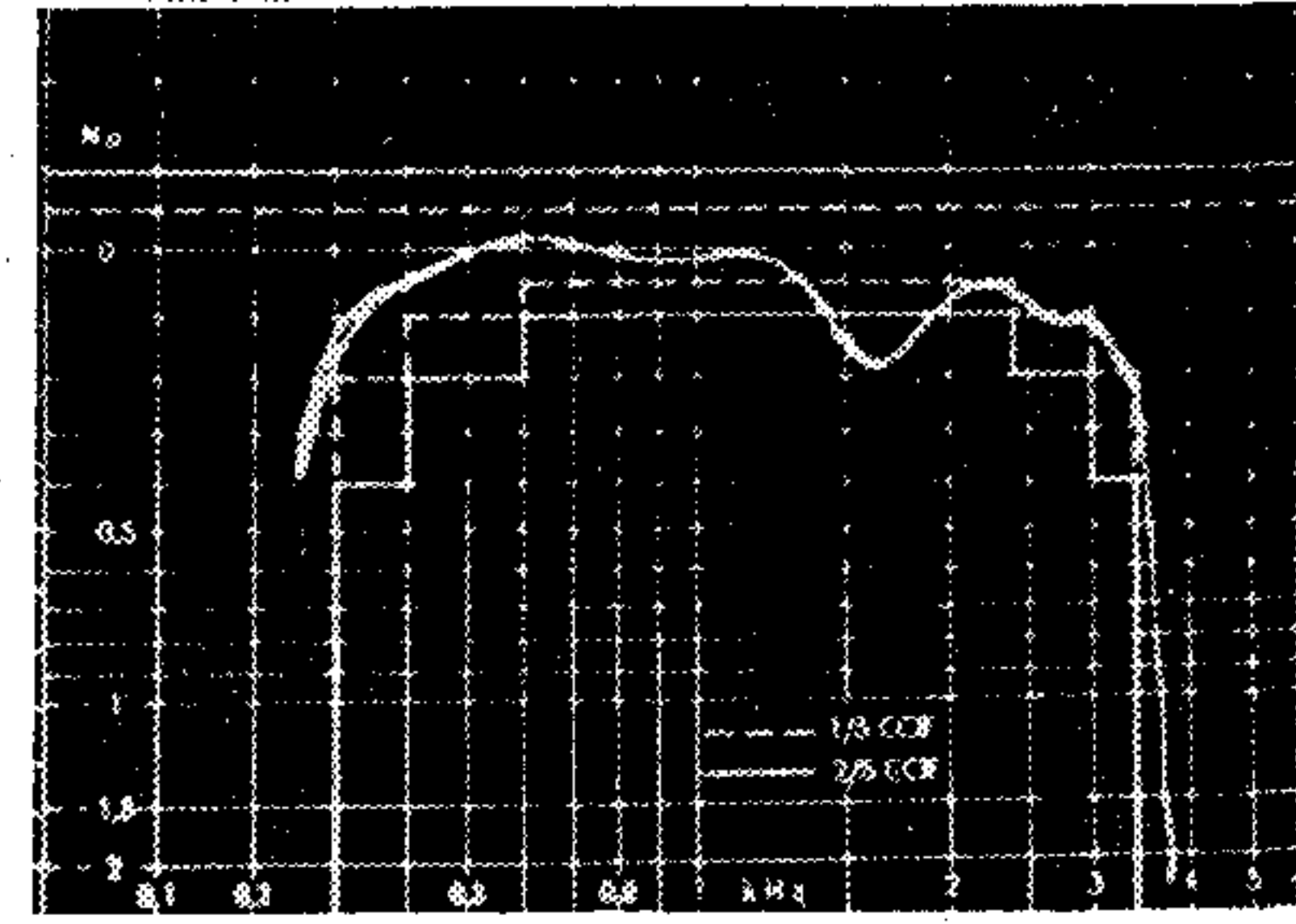
K 10



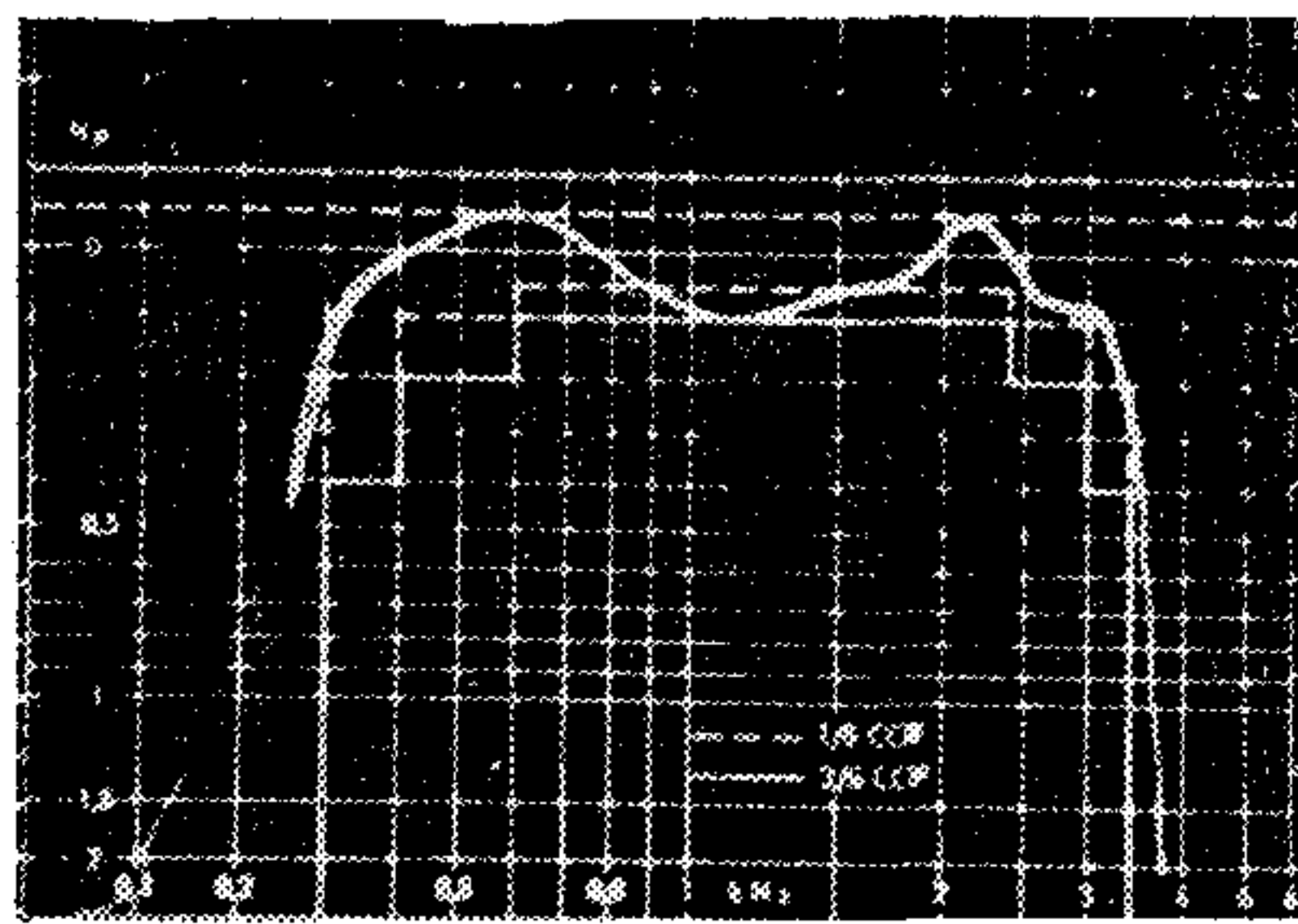
K 5



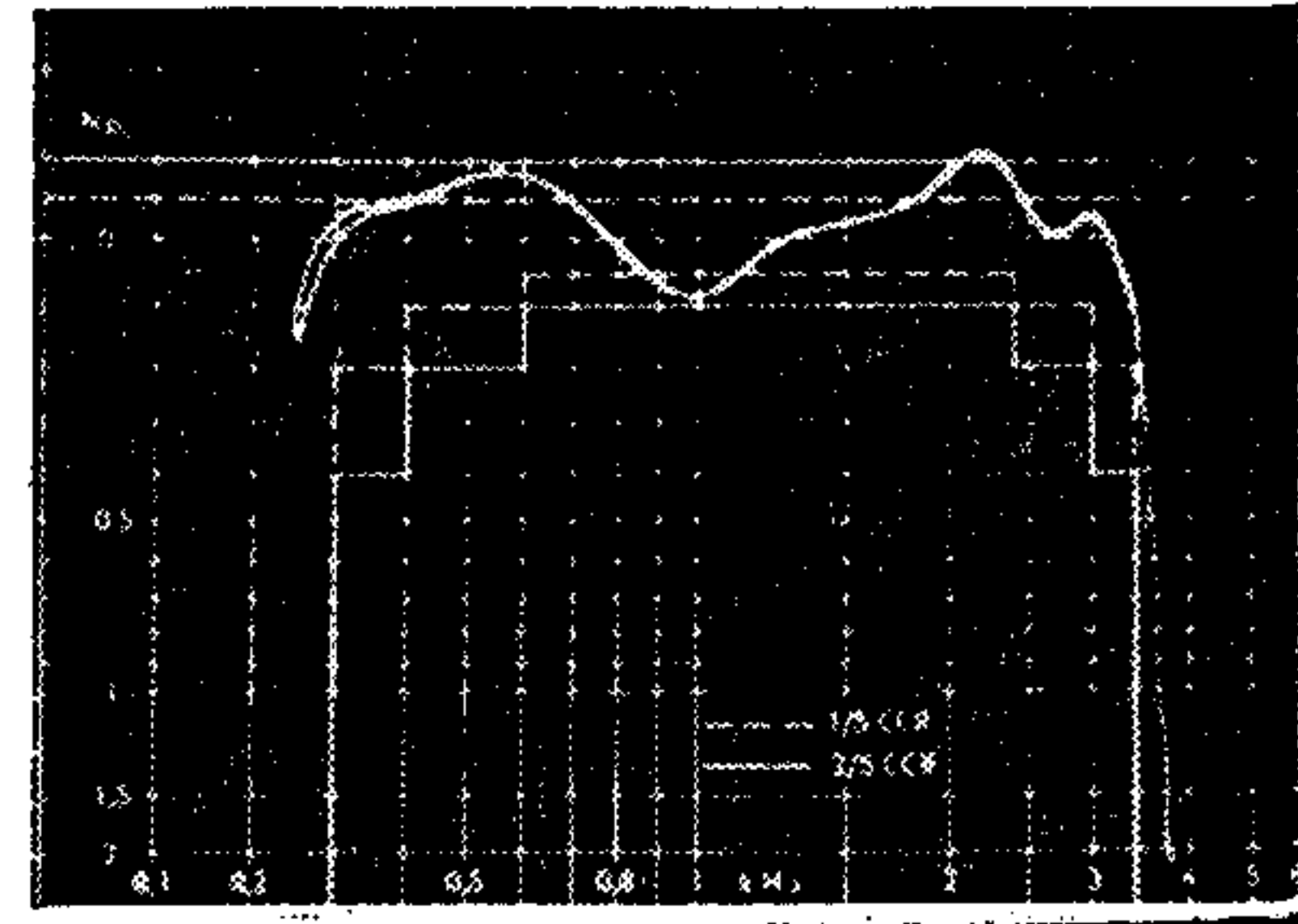
K 11



K 6



K 12



H 463-SS 9

9. ábra. Egy átviteli irány 12 kisfrekvenciás csatornájának (K 1...K 12) csillapítás torzításai

hető impedancia illesztéssel. A frekvencia főleg a TFE-vezeték hosszúságának függvénye. A kiegyenlítés nem lehetséges gazdaságos ráfordítással. Az ennek során adódó amplitúdótorzítások, melyek a primer alapsoportban az FB 441 típusú átvívó készülék kiegyenlített és kiszabályozott állapotában állnak elő a 8. ábrán láthatók. A Z 12/V 24 (FB 311) típusú csatornamodemben levő 12 hangfrekvenciás csatorna maradéktorzításaira való kihatásokat a 9. ábra mutatja, ennek ellenére a csatornáknak kb. 75%-a megfelel a 2/5 CCITT követelménynek.

A megfelelő TFH-összeköttetésekkel való összehasonlítás alapján a TFE-vonal kb. 4 dB-lel kevesebbet csillapít az egész sávban.

A TFE-vezeték csillapításának megváltozása a következő okokból adódhat: időjárás befolyások, a TFE-vezetékhez tartozó nagyfeszültségű vezeték kapcsolási állapotának megváltozása, ill. a TFE-vezeték földzárlata az oszlop szikraközének meghibásodása, vagy az oszlopon végzett munkák következtében. Az időjárás befolyások következtében fellépő változás csekélyebb, mint a normál légvezetéknel, és a 30...150 kHz-es tartományban csaknem független a frekvenciától. A 2. ábra szerinti, szokásos üzemi csillapítású TFE-összeköttetések olyan extrém feltételek mellett, mint köd, hóolvadás, dér, a megfigyelt csillapítás-növekedés nem haladta meg a 10 dB értéket. A többi változás nagyságát a felhasznált oszlopforma is befolyásolja. A kapcsolási állapot megváltozása által okozott csillapítás-változások értéke átlagosan 0,5...2 dB volt, szélsőséges esetekben 6 dB is volt 2...3 dB-es ferdeséggel a 30...150 kHz tartományban. A földzárlat következtében a TFE-vezeték hosszának $\frac{1}{4}$... $\frac{3}{4}$ -es tartományában fellépő változások átlagosan 15 dB alatt voltak és a reflexiós körülmények megváltozása következtében adalékos csillapítás, ritmikus amplitúdóingadozások jöttek létre és ezzel együtt a csatorna maradékcillapítás megváltozása állt elő. Ezen utóbbi torzítások kivételével az átvívó berendezés szabályozói a többi csillapításváltozást jól ki tudták egyenlíteni.

A TFE-összeköttetések külső zajszintjei lényegesen kisebbek, mint a megfelelő TFH-vonalakon, mert a koronajelenség által okozottak csaknem teljesen elmaradnak. Főleg impulzusszerű széles sávú külső zajok állnak elő véletlenszerű sorrendben,

melyek atmoszférikus kisülések, ill. a nagyfeszültségű kapcsolók működtetése következtében keletkeznek és szelektív komerciális külső zajszintek. A TFE-vezeték külső zajszintje általában -40 dB volt a 3,1 kHz-es sávzélességre vonatkoztatva, és a csatornáknak kb. 55 dB-es külső zajszint-távolságok adódtak. A külső szelektív zajszintek még kifogástalan távbeszélőüzemet biztosítottak, mert zajszint-távolságaik 35 dB-nél nagyobb értéket mutattak. Arra nem volt szükség, hogy kompondorokat használjunk a csatornamodulátorban a külső zajszint-távolságok javítása céljából. Az impulzusszerű széles sávú külső zajok a csatornáknak pattogásokat okoznak. Az átviteltechnikai berendezéseket az említett impulzusszerű zavaroktól hatásosan megvédték a berendezésben alkalmazott túlfeszültség védelmi áramkörök. Az újszerű transzformátoros TFE csatolóberendezések a nagyfeszültségű hálózatban lehetséges valamennyi terhelésnél nagyon megbízható átvívó elemeknek bizonyultak mind az 50 Hz-es földáram, mind a vivőfrekvenciás jelek számára. Az 50 Hz-es földáramok által keltett bűgásmoduláció a vivőfrekvenciás csatornáknak átlagosan 50 dB volt.

Az üzemeltetési tapasztalatok összességükben azt bizonyították, hogy úgy a TFE csatolóberendezések, mint az FB 441 típusú átvívó készülékek a TFE-üzem módban teljesen megfelelnek a követelményeknek és megbízható vivőfrekvenciás összeköttetéseket biztosítanak.

I R O D A L O M

- [1] Podazek, H. K.: Nachrichtenübertragung über Hochspannungsleitungen. Berlin, Göttingen, Heidelberg, Springer-Verlag 1971.
- [2] Alsleben, E.: Richtwerte für die Planung von Trägerfrequenzverbindungen auf Hochspannungsleitungen und Angaben für die Bestimmung der Kenngrößen der Leitungen, Elektrizitätswirtschaft, 61. (1962), 363...367. oldal.
- [3] Matthias, H.: Trägerfrequenzübertragung auf isolierten Erdseilen von Hochspannungsleitungen in den USA. ETZ—B, 19. kötet (1967. 26. füzet, 737...741. oldal.)
- [4] Gärtner, H.: Trägerfrequenzübertragung über Erseile von 380 und 220 kV-Leitungen, Fernmeldetechnik 8 (1968), 8. füzet, 185...189. oldal.
- [5] Lautensach, H.: Nachrichtenübertragung in Hochspannungnetzen, ETZ—A, 95. kötet (1974), 11. füzet, 582...583. oldal.
- [6] Berkling, M.: Das neue Zwölfkanal-Freileitungsgerät Z 12/V 24.

EGYESÜLETI HÍREK

Beszélgetés a végzős hallgatók jövőjéről

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Ifjúsági Bizottsága a BME Villamosmérnöki Karának „A” és „B” képzési formában résztvevő végzős híradástechnika szakos hallgatói, valamint a Kandó Kálmán VMF Gyengeáramú Kara Híradástechnika Szakának hallgatói részére 1976 november 11-én este a BME Villamosmérnöki Kar új kollégiumában klubdelutánt szervezett, ahol a hallgatók a híradástechnikai ipar több vállalatának és intézetének képviselőivel találkoztak. A találkozóval a HTE Ifjúsági Bizottsága módot kívánt nyújtani a leendő szakembereknek, hogy tájékozódhassanak a számukra legkedvezőbb szakmai területeken, ezzel segítséget adva diplomaterv feladataik kiválasztásához is.

A tanulmányait befejező hallgatóknak a megfelelő munkahely kiválasztása egyéni érdeke, de érdeke a vállalatnak is, hogy megfelelő képzettségű és érdeklődési körű szakembert alkalmazzon, így a pályaválasztás végül is népgazdasági érdek.

E szempontok figyelembevételével szerveztük meg klubestünket, melyre meghívtuk az egyesület valamennyi jogi tagját és a meghívottak közül 14 már előre jelezte, hogy részt kíván venni a találkozón. E 14 vállalatról a HTE Ifjúsági Bizottsága rövid tájékoztatót készített és juttatott el az érdekelt hallgatókhoz.

Ezt a tájékoztatót, amely az est folyamán a kérdésfeltevések alapjául szolgált az alábbi szempontok alapján állítottuk össze:

- milyen munkaterületek vehetők számításba;
- az egyes munkaterületeken mennyire biztosított a szakmai fejlődés;
- milyen előmenetelre számíthatnak az ifjú szakemberek;
- mit tudnak nyújtani nekik továbbképzésük, szakmai fejlődésük tudományos munkájuk terén.

A találkozó jelentőségét fokozta az a tény, hogy a Híradástechnika Szak évente mintegy 140 villamosmérnököt bocsájt ki és a Szak tanszékei olyan jelentős népgazdasági terület szá-

mára adják a káderutánpótlást, amelyen belül van a hazai elektronikai ipar nagy része.

A jóhangulatú klubesten, amelyet Balogh Dezső, a HTE Ifjúsági Bizottságának elnöke vezetett, végül is a következő vállalatok képviselői vettek részt: Beloiannisz Híradástechnikai Gyár, Csepel Művek Híradástechnikai Gépgyára, Egyesült Izzó Rt., Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Híradástechnika Szövetkezet KONTAKTA Alkatrészgyár, Mechanikai Művek, Orion-Rádió és Villamossági Vállalat, Távközlési Kutató Intézet, VIDEOTON.

A következőkben szeretnénk néhányat kiemelni a legérdekesebb kérdések közül és röviden ismertetni az azokra adott válaszokat is.

— Hány felsőfokú képesítéssel rendelkező kezdő szakembert kívánnak a vállalatok alkalmazni?

Erre a kérdésre a hallgatók megnyugtató válaszokat kaptak; bizonyosságul álljon itt néhány számadat: BHG 35—40 fő, HITEKA 10—15 fő, EIVRT 50 fő, HIKI 30 fő, HTSZ 20—25 fő, KONTAKTA 5—8 fő, TKI 10—15 fő, VIDEOTON 150—200 főt kíván 1977 őszétől alkalmazni.

Ez az igény azonban már önmagában lényegesen több a kibocsájtott létszámnál. Természetesen a bejelentett számok több helyen valójában a betöltésre váró helyeket jelentenek és ez nem jelenti okvetlenül azt, hogy ennyi pályakezdő fogadásához a megfelelő feltételek okvetlenül biztosítva vannak.

— A vállalatok várhatóan hány nappali szakmérnök pályázatot írnak ki 1977-ben?

A jelenlevő vállalati képviselők túlnyomó része ezt a képzési formát nem ismerte, ezért néhány szót kívánunk erről a képzési formáról szólani.

A Villamosmérnöki Kar nappali tagozatán 1972 szeptemberétől kezdve két párhuzamos

„A” típusú és a
„B” típusú (intenzív)

oktatási formában képeznek okleveles villamosmérnököket. Az első félév mindkét képzési formában résztvevők számára közös.

Az okleveles villamosmérnökök kutató-fejlesztő irányú továbbképzésére szolgál a nappali szakmérnökképzés.

A 2 éves nappali szakmérnökképzésen az „A”, vagy a „B” oktatási formát jó eredménnyel végző hallgatókvillamosmérnöki oklevelük megszerzése és elhelyezkedésük után, alkalmazójuk egyetértése esetén vehetnek részt.

Az „A” oktatási forma időtartama 5 év (10 félév). A hallgatók a 10. félévben diplomatervet készítenek, majd államvizsgát tesznek. Az „A” oktatási forma a korábbról ismert keretek között folyik, bár itt is a több ponton lényegesen továbbfejlesztett oktató-nevelő munka alapján.

A „B” oktatási forma 4 év (8 félév). A hallgatók a 8. félévben diplomatervezési gyakorlaton készítik el diplomaterveiket, majd államvizsgát tesznek. Ez a képzési forma a rövidebb tanulmányi idő alatt a résztvevőktől természetesen intenzívebb tanulmányi munkát kíván és a képzés elsősorban az elektronikai tervezés, kutatás és fejlesztés nagyobb matematikai, fizikai és számítástechnikai felkészültséget igénylő munkaköreire irányul.

Mint már említettük a nappali szakmérnök képzésben résztvevő hallgatók pályázat alapján munkaviszonyt létesítenek és tanulmányaikat tovább folytatják az egyetemen, munkáltatójuk profiljába illeszkedő kutató munkát végeznek, tevékenységük irányítását egyetemi vezető oktatók végzik. A nyári szünetben témájuk művelését alkalmazójuk telephelyén folytatják.

A nappali szakmérnök szak pályázati kiírásának a Híradástechnika Szakon is a nagyvállalatokkal és intézetekkel megkötött népgazdasági-egyetemi szerződések képezik az alapját. Ezeknek a szerződéseknek egy része már 1980-ig meghatározza a pályázati kiírások keretszámait. E keretszámokat azonban már tavaly is igényes egyéni elbírálások alapján csak részben töltöttük ki, a Híradástechnikai Elektronika Intézetben 1976 őszétől például nyolcan kezdtek vállalati mérnökként nappali szakmérnök képzést.

— Hogyan segítik a vállalatok a fiatal szakembereket lakásproblémájuk megoldásában?

A vállalatok a fiatalokat a lakáskérdés megoldásában a jogszabályok által biztosított kereteken belül segítik. 20—30 ezer Ft-os építési hiteleket tudnak nyújtani, általában 2—3 éves munkaviszony után és a családok előnyben részesülnek. Kész lakások átadásánál a vállalat vezetésének természetesen

figyelembe kell vennie a fizikai, műszaki, alkalmazotti létszám arányát, és elsősorban a törzsgárda tagokat tudják ebben a kedvezményben részesíteni. A legkedvezőbb a VIDEOTON ajánlata, mely szerint a székesfehérvári törzsgyárban, illetve a tabi gyáregységben munkát vállaló fiatalokat néhány év alatt lakáshoz tudják juttatni oly módon, hogy jelentős anyagi áldozattal a tanácstól megvásárolják a lakáskiutalási jogot.

Érdekes módon támogatja a HTSZ a fiatalokat. Akik igazolni tudják, hogy diákéveik alatt kollégiumban laktak és lakáskérdésüket átmenetileg csak albérlettel tudják megoldani, 300 Ft albérleti díj hozzájárulásban részesülnek.

— Milyen szempontok alapján alakítják ki a vállalatok diplomaterv javaslatokat és hogyan hasznosítják az elkészült terveket?

A vállalatok fejlesztési osztályai az éppen kidolgozás alatt álló, illetve a közelmúltban lezárult témák alapján készítik el diplomaterv, illetve szakdolgozat témajavaslatokat. E javaslatok jelentős része ma már nem „beküldött” javaslat, hanem azokat a vállalatok és az egyetem tartós munkakapcsolatai alapján írják ki. Természetesen a vállalatok eleve nem várják el, hogy egy-egy elkészült terv közvetlenül a termelésben hasznosítható legyen, hiszen a diplomaterv célja annak igazolása, hogy a hallgató az egyetemen elsajátított elméleti és gyakorlati ismeretanyag birtokában képes önálló mérnöki munka végzésére, és így a diplomatervet elsősorban a tanulmányi kötelezettségek egy részének tekintik. A BHG-ban azonban hosszú évek óta bevált gyakorlat, hogy amennyiben a diplomaterv vállalati szinten is hasznosítható, megvásárolják azt és a díjazás 100 forinttól több tízezer forintig terjedhet.

Ezúton is felhívjuk a diplomatervet, illetve szakdolgozatot készítő figyelmét a HTE Oktatási Bizottsága által minden évben meghirdetett diplomaterv és szakdolgozat pályázatra, ahol a legeredményesebb munkát végzők anyagi és erkölcsi elismerésben részesülnek.

A HTE Ifjúsági Bizottsága minden évben lehetőséget nyújt a fiatal szakembereknek, hogy előadás keretében szakmai közönség előtt beszámoljanak munkájukról.

— Milyen szempontok alapján választják ki a vállalatok a jelentkezők közül, hogy kit alkalmaznak?

Mielőtt a kérdésre válaszolnánk, rámutatunk arra a lényeges tényezőre, hogy 1977. január 1-től elvileg minden végzős értelmiségi csak pályázati úton helyezkedhet el. A pályázati elhelyezkedési rendszer létrehozása várható volt. Az utóbbi évek nyomasztó vidéki orvos és pedagógus hiánya, a más pályákra való elvándorlás mértéke elég figyelemre méltóan jelezte: szabályozni kell a diplomás szakemberek elosztását. Az új elhelyezkedési rendszer alapvető kötöttségeket tartalmaz. Először is mindenki számára kötelező jellegű a pályázás, sőt három évig, amíg pályakezdő szakembernek számít az illető, másképp nem is helyezkedhet el. Ez a tény nagy felelősséget ró az egyetemnek vezetőire, hiszen a rendelet kimondja, hogy „a felsőoktatási intézmény vezetője a benyújtott pályázatot a hallgatóról készített jellemzés alapján véleményezi”. Az ugyanazon munkahelyre beérkező több pályázat közt ajánlási sorrendet állapít meg.

A vállalatok képviselői által adott válaszokból kiderült, hogy a döntésnél elsősorban a már említett egyetemi minősítést és javaslatot veszik alapul, így tehát az egyetemi évek alatt mutatott tanulmányi és társadalmi munka a döntő. A TKI képviselője kiemelte, hogy káderutánpótlásukat elsősorban azon hallgatók közül szeretnék biztosítani, akik heti 18 órás munkaviszonyt létesítenek az intézettel már egyetemi éveik alatt, és így egy-egy téma kidolgozásába már hallgató korukban bekapcsolódtak. A 18 órás munkaviszony a hallgatóknak és a vállalatoknak is jó alkalom egymás közelebbi megismerésére. A HIKI képviselője a 18 órás munka mellett a nyelvtudás lényeges szerepét is kiemelte. A HIKI-be belépő fiatal szakembernek intézeti nyelvvizsgát kell tennie egy élő idegen nyelvből.

A HTE Ifjúsági Bizottsága ezúton köszöni meg a vállalatok és az intézetek képviselőinek, hogy a találkozón résztvettek és segítséget nyújtottak a klubest sikeres lebonyolításához.

Az Ifjúsági Bizottság a tapasztalatok felhasználásával a jövőben is megrendezi és rendszeressé teszi ezeket a találkozásokat. Ezért kérjük az olvasókat, hogy a klubesttel kapcsolatos észrevételeiket és javaslatokat az egyesület titkárságára az Ifjúsági Bizottságnak címezve juttassák el. Hasznos tanácsaikat előre is köszönjük.

Macskássy Péter

Tartalmi összefoglalások

ETO 519.876.5:621.3.011.71:621.3.004.6

Gefferth L.:

Egyszeres hibák lokalizálása lineáris áramkörökben

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 2. sz.

A cikk diagnosztikai módszereket ismertet, amelyekkel lineáris áramkörökben egyetlen hibás áramköri elem lokalizálható. Az első részben ezt a három módszert ismerteti, amelyek valamilyen módon a Bode-féle összefüggésen alapulnak. A második részben a hibaszimuláció két lehetséges alkalmazását ismerteti, a hibaszótár klasszikus esetét, valamint a szavazásos módszert, amely a hibaszótár egy speciális esete. A hibaszótár felvételére olyan új módszert ismertet, amely kihasználja a bilineáris összefüggést, s lehetővé teszi, hogy az áramköri paraméter értékét nullától végtelenig figyelembe vehessük.

ETO 546.681'19:621.373.51.029.64:621.382.2

Andrási A.-né—Barna Á.—Barna B. P.—Beleznay F.—Mojzes I.—Pődör B.—Sebestyén T.—Stark Gy.—Szentpáli B.—Szép I.:

GaAs alapú Gunn-diódák 7—10 GHz-es frekvenciasávra

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 2. sz.

A cikk összefoglalja a Gunn-diódák fejlesztésének eredményeit, a diódakészítés technológiáját, valamint a diódákon végzett különböző vizsgálatok eredményeit. Ismerteti a GaAs epitaxiás rétegek elektromos tulajdonságait, valamint a belőlük készített Gunn-diódák alacsonyfrekvenciás és nagyfrekvenciás tulajdonságait. A diódák kimenőteljesítménye 50—70 mW folyamatos üzemben, 5—6%-os hatásfok mellett.

ETO 537.876.23

Ferencz Cs.:

Elektromágneses hullámterjedés inhomogén közegekben: Az inhomogén alapmódusok módszere

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 2. sz.

Megadja az inhomogén közegek egyik osztályára alkalmazható elektromágneses hullámterjedés számítási módszert. Igazolja, hogy az adott felbontás, ha a megoldás létezik, mindig elvégezhető. Megvizsgálja és bizonyítja a módszer fontosabb tulajdonságait. Ennek alapján kritikailag vizsgálja az Appleton—Hartree formulát s alkalmazási példára utal.

ETO 621.396.44:621.395.44

Schmidtman, S.:

Vivőfrekvenciás átviteltechnika nagyfeszültségű távvezeték szigetelt földvezetékén az FB 441-es berendezéssel Z 12 F—TFE üzemmódban

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 2. sz.

A szerző az NDK-ban kifejlesztett és az RFT által gyártott rendszert és a berendezéseket ismerteti és kitér az üzemi tapasztalatokra is, melyek igen kedvezőek.

Обобщения

ДК 519.876.5:621.3.011.71:621.3.004.6

Геффертх, Л.:

Локализация однократных ошибок в линейных цепях

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 2

В статье рассматриваются методы диагностики, при помощи которых можно локализовать единственный поврежденный схемный элемент в линейных цепях. В первой части статьи рассматриваются те три метода, которые каким то образом основываются на билинейном соотношении Бода. Во второй части описываются два возможных варианта применения симуляции ошибок: классический случай словаря ошибок и метод голосования, который является специальным случаем словаря ошибок. Для приема словаря ошибок описывается такой новый метод, который использует билинейное соотношение и дает возможность учета значения схемных параметров от нуля до бесконечности.

ДК 546.681'19:621.373.51.029.64:621.382.2

А. Андраши—А. Барна—П. Б. Барна—Ф. Белезнаи—И. Мойзеш—Б. Пёдёр—Т. Шебештен—Г. Штарк—Б. Сентпáli—И. Сеп:

Диоды Ганна на GaAs для диапазона частот 7—10 ГГц

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 2

В данной статье авторы подытоживают результаты проведенных работ по технологии изготовления диодов Ганна и исследований их свойств. Приведены типичные данные об основных электрофизических параметрах эпитаксиальных слоев и низкочастотных и высокочастотных свойствах готовых диодов Ганна. Типичная выходная мощность диодов в непрерывном режиме составила 50—70 мвт при значении к. п. д. 5—6 процентов.

ДК 537.876.23

Ференц, Ч.:

Распространение электромагнитных волн в неоднородных средах: методика неомогенных основных модов.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 2

Дается методика вычисления картины электромагнитного поля для одного класса неоднородных сред. Доказывается, что данное разложение при существовании решения всегда можно проделать. Рассматриваются и доказываются важнейшие свойства методики. На основе этого проверяются формулы Эплетон—Хертри и указываются примеры применения.

ДК 621.396.44:621.395.44

Шмидтманн Ш.:

ВЧ телефонирование по изолированному земляному проводу высоковольтных линий электропередачи при помощи аппаратуры FB 441 в режиме Z 12 F—TFE

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 2

Автор знакомит со системой и аппаратами, разработанными в ГДР и производимыми фирмой RFT. Касает и эксплуатационные опыты, которые очень благоприятные.

Zusammenfassungen

DK 519.876.5:621.3.011.71:621.3.004.6

Gefferth, L.:

Lokalisierung der einmaligen Fehler in linearen Stromkreisen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 2.

In dem Aufsatz werden diagnostische Methoden, mit welchen ein einziges fehlerhaftes Stromkreiselement in den linearen Stromkreisen lokalisierbar ist, erörtert. In dem ersten Teil werden jene drei Methoden geschildert, welche auf irgendeiner Weise auf den Bode'schen bilinearischen Zusammenhang beruhen. In dem zweiten Teil werden die zwei möglichen Anwendungen der Fehlersimulation beschrieben, bzw. der klassische Fall des Fehlerwörterbuches und die Abstimm-methode, welche ein spezieller Fall des Fehlerwörterbuches ist. Zur Zusammenstellung des Fehlerwörterbuches wird solche eine neue Methode dargestellt, welche den bilinearen Zusammenhang ausnützt und ermöglicht, dass man den Wert des Stromkreisparameters von Zero bis zum Unendlichen beachtet.

DK 546.621'19:621.373.51.029.64:621.382.2

Andrási, A.—Barna, Á.—Barna B. P.—Beleznay, F.—Mojzes, I.—Pődör, B.—Sebestyén, T.—Stark, Gy.—Szentpáli, B.—Szép, I.:

GaAs Gunn-Dioden für das 7—10 GHz Frequenzband

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 2.

In dem Aufsatz werden die Ergebnisse der Entwicklung von Gunn-Dioden, die Technologie der Diodenherstellung und die auf den Dioden durchgeführten verschiedenen Prüfergebnisse zusammengefasst. Die elektrischen Eigenschaften der GaAs Epitaxialschichten und die Niederfrequenz- und Hochfrequenzeigenschaften der aus ihnen hergestellten Gunn-Dioden werden erörtert. Die Ausgangsleistung der Dioden beträgt in kontinuierlichen Betrieb 50—70 mW bei 5—6% Wirkungsgrad.

DK 537.876.23

Ferencz, Cs.:

Elektromagnetische Wellenausbreitung in inhomogenen Media: Methoden der inhomogenen Grundmodi

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 2.

Die Berechnungsmethode des elektromagnetischen Wellenbildes, die zu einer Klasse des inhomogenen Medium anwendbar ist, wird gegeben. Es wird bestätigt, dass die gegebene Zerlegung, wenn die Lösung existiert, immer ausführbar ist. Auf diesem Grund wird die Appelton—Hartree'sche Formel kritisch untersucht und auf einem Anwendungsbeispiel hingewiesen.

DK 621.396.44:621.395.44

Schmidtman, S.:

Trägerfrequenzübertragungstechnik auf der isolierten Erdleitung einer Hochspannungsfernleitung mit FB 441 Einrichtung in Z 12 F—TFE Betriebsart

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 2.

In dem Aufsatz werden das in der DDR entwickelte und durch die RFT gefertigte System und dessen Einrichtungen erörtert und auf die Betriebserfahrungen, welche sehr günstig sind, hingewiesen.

Summaries

UDC 519.876.5:621.3.011.71:621.3.004.6

Gefferth, L.:

Localisation of Single Faults in Linear Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 2.

In the paper diagnostic methods are presented by means of which a single faulty circuit element can be localised in linear circuits. In the first part those three methods are described, which are based on some of the forms of Bode's bilinear relation. In the second part the two possible application of failure simulation, the classical case of fault dictionary and the voting method which is a special case of the fault dictionary are presented. For the compilation of the fault dictionary a method is presented which makes use of the bilinear relation and enables to take into account the value of the circuit parameter from zero to infinity.

UDC 546.621'19:621.373.51.029.64:621.382.2

Andrási, A.—Barna, Á.—Barna, B. P.—Beleznay, F.—Mojzes, I.—Pődör, B.—Sebestyén, T.—Stark, Gy.—Szentpáli, B.—Szép, I.:

GaAs Gunn Diodes for the Frequency Range of 7—10 GHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 2.

In this paper the results concerning the development of Gunn diodes, their technology and the results of their investigations are summarized. Detailed account is given of the basic electrical properties of GaAs epitaxial layers and of the low and high frequency characteristics of the Gunn diodes. The diodes are capable of typically 50—70 mW c.w. power output in the upper part of the C-band at typical efficiencies amounting to 5—6 percent.

UDC 537.876.23

Ferencz, Cs.:

Electromagnetic Wave Propagation in Inhomogeneous Media: Method of the Inhomogeneous Basic Modes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 2.

The computation method of electromagnetic wave pattern applicable to one of the classes of the inhomogeneous media is given in the paper. It is proved, that the given resolution can always be carried out if there exists a solution. The more important properties of the method are examined and verified. On this basis the Appelton—Hartree formula is critically examined and a reference is made to an example of application.

UDC 621.396.44:621.395.44

Schmidtman, S.:

Carrier Frequency Transmission Engineering on the Insulated Earth Wire of High-Voltage Power Transmission Line with the FB 441 Equipment in Z 12 F—TFE Method of Operation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 2.

The author presents the system and equipments produced by RFT and developed in the GDR and gives an account of the service experiences which are very favourable.

Résumés

CDU 519.876.5:621.3.011.71:621.3.004.6

Gefferth, L.:

Localisation des défauts uniques dans des circuits linéaires

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 2.

L'article traite méthodes diagnostiques, par lesquelles un seul élément défectueux du circuit peut être localisé dans des circuits linéaires. Dans la première trois méthodes sont exposées lesquelles sont basées, de manière quelconque, sur la corrélation bilinéaire de Bode. La deuxième partie contient deux applications possibles de la simulation des défauts, le cas classique du dictionnaire des défauts, et puis la méthode de vote laquelle est un cas spécial du dictionnaire des défauts. Pour l'exécution du dictionnaire des défauts une nouvelle méthode est exposée par laquelle, exploitant la corrélation bilinéaire, la valeur d'un paramètre du circuit peut être considérée du zéro jusqu'à l'infini.

CDU 546.681'19:621.373.51.029.64:621.382.2

Mme Andrási, A.—Barna, Á.—Barna, B. P.—Belez-
nay, F.—Mojzes, I.—Pődör, B.—Sebestyén, T.—
Stark, Gy.—Szentpáli, B.—Szép, I.:

Diodes de Gunn pour la bande de fréquence 7—10 GHz à la base de GaAs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 2.

L'article résume les résultats du développement des diodes de Gunn, la technologie de leur fabrication, ainsi que les résultats des essais différents des diodes de Gunn. Les paramètres électroniques des couches épitaxiales à GaAs, ainsi que les paramètres haute fréquence et basse fréquence des diodes de Gunn, fabriquées de elles-ci. La puissance de sortie des diodes en service continu est 50—70 mW avec un rendement de 5—6%.

CDU 537.876.23

Ferencz, Cs.:

Propagation des ondes électromagnétiques dans milieux hétérogènes: méthode des modes hétérogènes fondamentaux

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 2.

L'auteur donne une méthode de calcul applicable à la configuration des ondes électromagnétiques pour une classe des milieux hétérogènes. Il démontre qu'en cas, si une résolution existe, la décomposition donnée peut être toujours faite. Puis il examine et prouve les propriétés les plus importantes de cette méthode. Enfin la formule de l'Appleton-Hartree est critiquement examinée à la base de celles-ci et quelques exemples d'application sont indiqués.

CDU 621.396.44:621.395.44

Schmidtmann, S.:

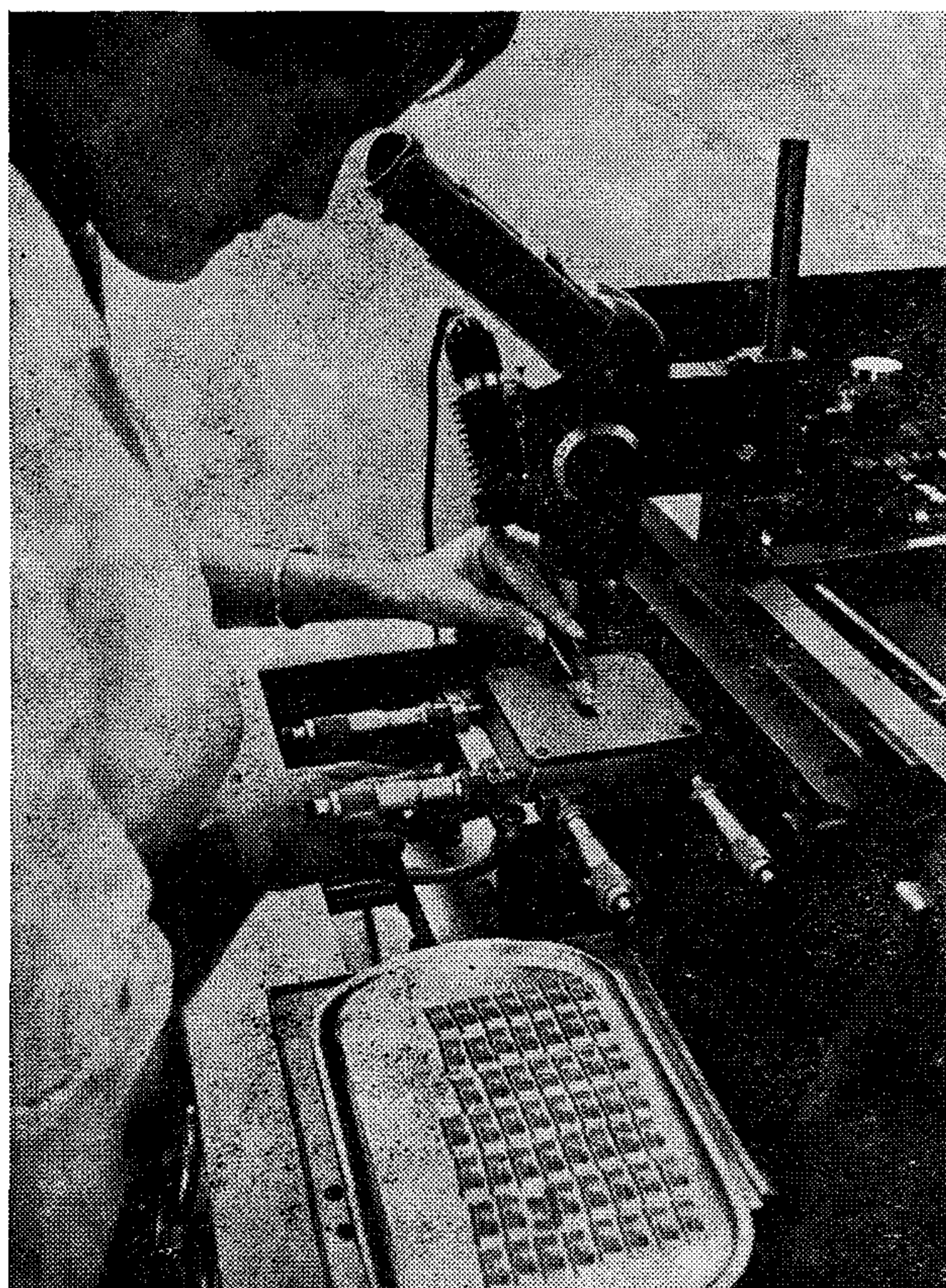
Téchnique de transmission à fréquences portenses par le conducteur de terre isolé d'une ligne de transport d'énergie haute tension avec l'équipement FB 441 en service Z 12 F—TFE

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 2.

L'auteur expose le système et les équipements développés en l'Allemagne Démocratique et produits par RFT, puis il traite des expériences d'exploitation, qui sont très favorables.



Tervező kapacitást takarít meg integrált áramkörökkel



Komplex-hibrid integrált áramköreink alkalmazása a felhasználók sok problémáját megoldja, mert rugalmasan lehet a különböző technológiai eljárásokat egymással összekapcsolni, optimális megoldást alkalmazni.

A mikroelektronika fő eredménye, a komplex hibrid integrált áramkör elsősorban akkor alkalmazandó, ha

- fontos a kis méret,
- százezer darab alatti az igényelt mennyiség,
- igen jó minőségű diszkrét alkatrészeket kellene alkalmazni,
- a funkcionális egységen belül jelentős a hőmérsékleti együttfutás,
- követelmény az egyszerű szervizelés

Az elektronikus készülékek fejlesztésével foglalkozó szakemberek egyre nagyobb érdeklődést mutatnak a kiváló tulajdonságokkal rendelkező hibrid integrált áramkörök iránt, amelyek a megrendelő és gyártó közös tervező munkája alapján műszakilag a legjobb és egyben a leggazdaságosabb megoldást nyújtják.

A tervezéssel kapcsolatos együttműködést megalapozza az erre a célra kibocsátott űrlap: a felhasználó igénye szerinti áramkör adatlapja.

Mikroelektronikai alkatrészek megrendelésével forduljon a



HÍRADÁSTECHNIKAI IPARI KUTATÓ INTÉZET

Műszaki Kereskedelmi Osztályához
1393 Budapest, Pf. 348