

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI ÉS
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

11

HÍRADÁS- TECHNIKA

1976. november XXVII. évfolyam 11. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. BERCELI TIBOR: Mikrohullámú diódás oszcillátorok	321
CONSTRONIC'76	333
DR. NÉMETH GÁBOR: Mozcómágnesea tárolók optimális írási munkapontja	334
DR. VÖLGYESI SÁNDOR: A nagyfrekvenciás koaxiális csatlakozók szabványosításának néhány metro- lógiai vonatkozása	337
TÖRÖK ANDRÁS: Nagypontosságú mérőrendszer teljesítmény mérésére a mikrohullámú frekvenciatarto- mányban	340
DR. KOVÁCS FERENC: Vizsgálóábra szilícium-vezérlőelektródás MOS áramkörök fejlesztéséhez, ill. gyártásához	346
Szemle	336, 345, 349
Tartami összefoglalások	350
Обобщения	351
Zusammenfassungen	351
Summaries	352
Résumés	352

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

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja:
a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1906 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklasi
Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Köz-
ponti Hírlapirodánál (KHH, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHH
215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fel évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta.
A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Könyv- és Hírlap Kijkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149
76.5572 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Sumeghi Zoltán igazgató

Index: 25375

DR. BERCELI TIBOR

Távközlési Kutató Intézet

Mikrohullámú diódás oszcillátorok

ETO 621.373.51.029.6:621.382.2.029.6

Az utóbbi években egyre több olyan félvezető dióda jelent meg, mely a mikrohullámú sávban negatív ellenállást vagy negatív konduktanciát mutat és így mikrohullámú oszcillátorban aktív elemként használható. Ilyen tulajdonsággal rendelkeznek például az alagút-, Gunn-, Impatt-, Baritt- és Trapatt-diódák. A gyakorlatban elsősorban a Gunn- és Impatt-diódát alkalmazzák széles körben.

A Gunn- és az Impatt-dióda fizikai működése és elektromos tulajdonságai lényegesen eltérnek egymástól. A Gunn-dióda teljesítménye típustól függően 10–500 mW, zajtényezője 15–20 dB, hatásfoka 1–4%. Az Impatt-dióda teljesítménye 50 mW–3 W, zajtényezője 30–40 dB, hatásfoka 5–10%. A Gunn-dióda üzemeltetéséhez 10–20 V-os feszültségstabilizált tápegység kell, az Impatt-dióda pedig áramstabilizált tápegységet igényel, mely 50–150 V-ot képes előállítani.

A különféle diódákkal üzemelő oszcillátorokról sok cikk jelent már meg az irodalomban [1, 2, 3, 5, 15]. Ezek általában az adott diódához alkalmazkodva tárgyalják az egyes megoldásokat.

Ebben a cikkben a különféle diódák számára egységes és viszonylag egyszerű nagyjelű modellt választunk, mely az oszcillátorok egységes leírását is lehetővé teszi. Ugyanezt a célt szolgálja a normalizált mennyiségek bevezetése.

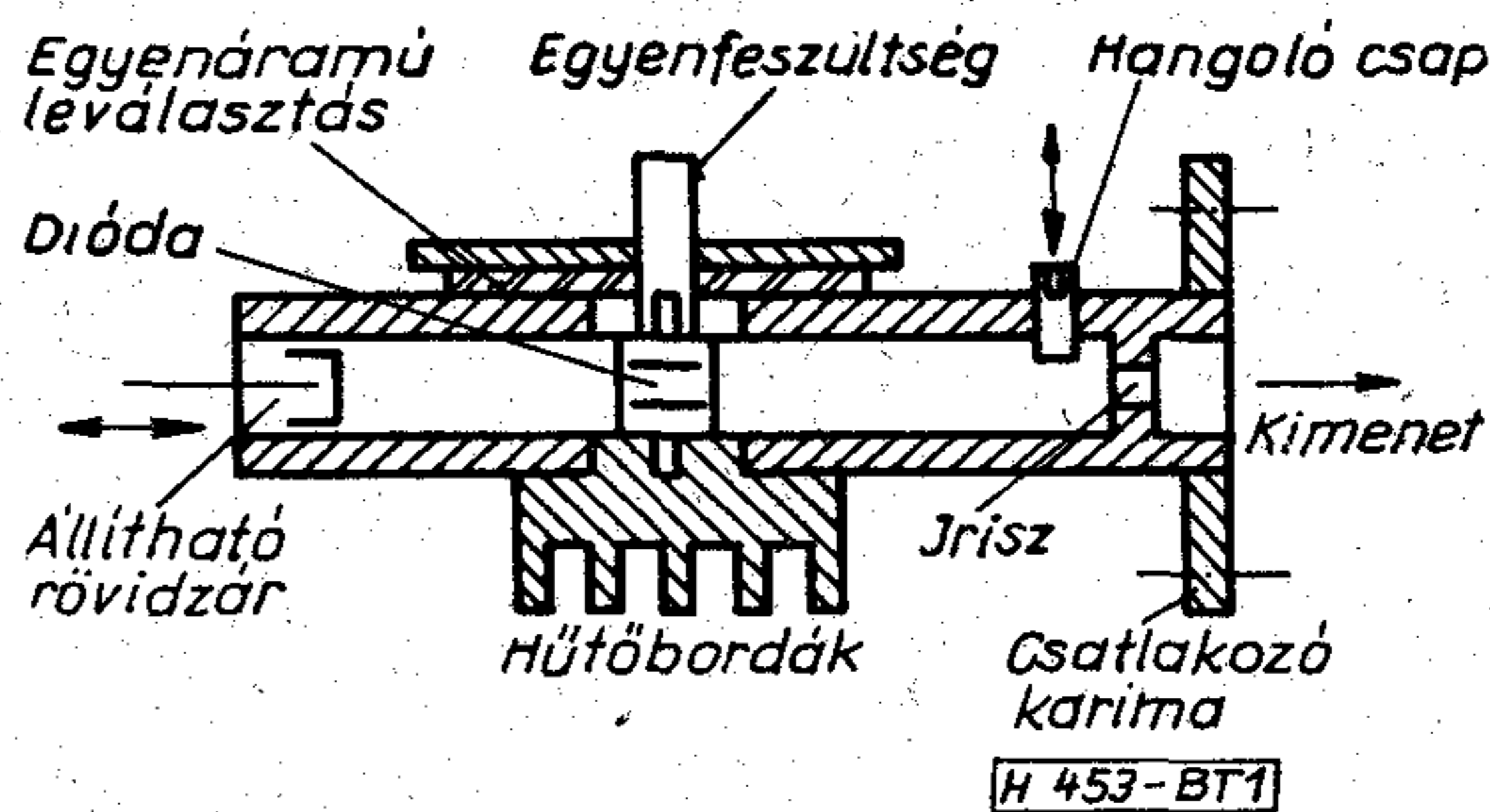
Először az oszcillátorok gyakorlati megoldásaira mutatunk be példákat. Majd a helyettesítő kapcsolás alapján a rezgési frekvenciát és a teljesítményt határozzuk meg. Részletesebben foglalkozunk a rezgés kialakulásával és a munkapont stabilitásával. Alapvető összefüggéseket vezetünk le a varaktor-diódás frekvencia-moduláció esetére. Vizsgáljuk az amplitúdó- és frekvenciazajt, valamint a jel–zaj viszonyt. Végül a veszteségek és a környezet hatásával foglalkozunk.

1. Az oszcillátorok gyakorlati kivitelei

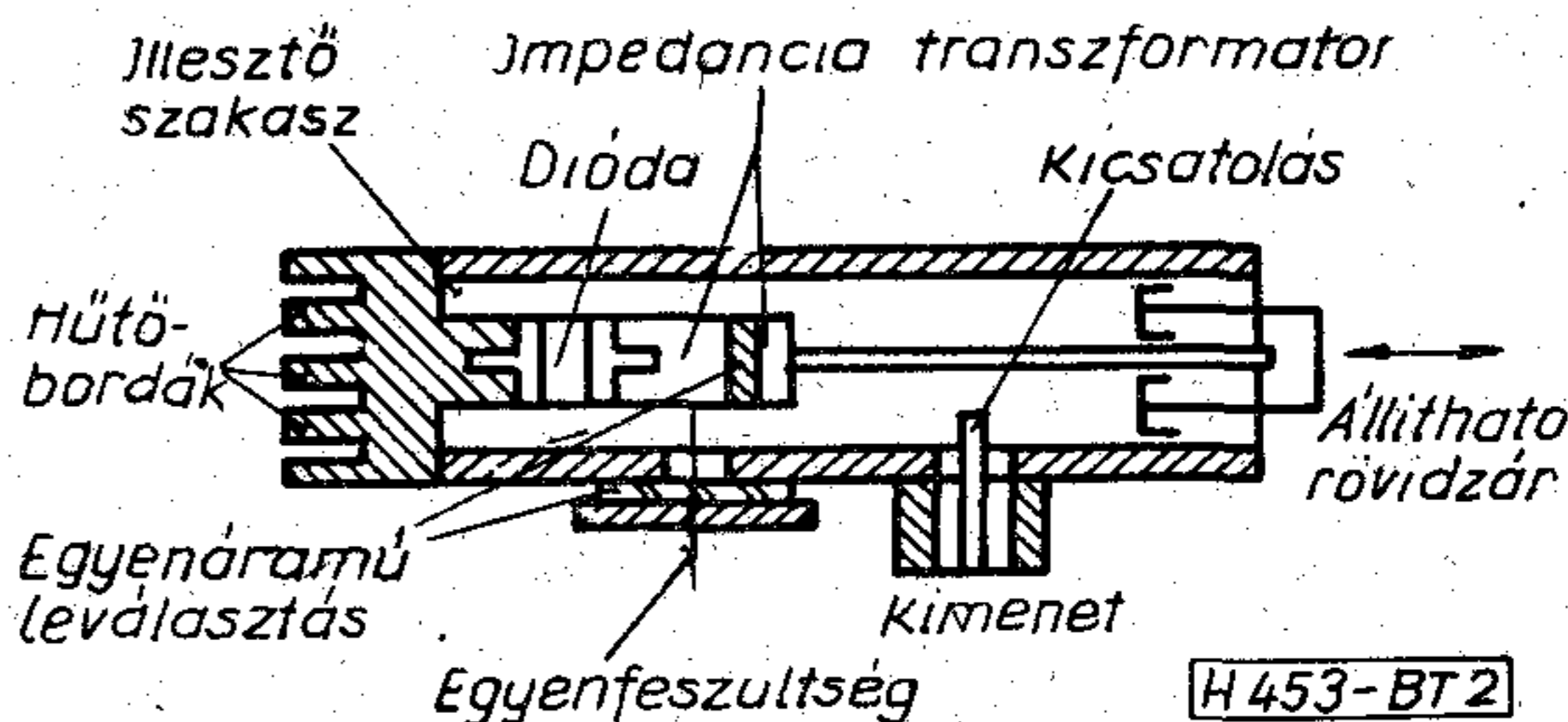
Oscillátor kialakítása céljából a diódát rezonátorban helyezük el [13] és a rezonátorból kicsato-

lást létesítünk. Példaképpen csőtápvonalas oszcillátor vázlatos metszetét mutatjuk be az 1. ábrán. A dióda az elektromos erővonalakkal párhuzamosan helyezkedik el a csőtápvonalban. A dióda egyik, jó hűtést kívánó vége a csőtápvonal oldalával érintkezik, melyen hűtőbordák vannak. A dióda másik végét a csőtápvonaltól elszigetelten kell kivezetni és az egyenfeszültségű tápegységhez csatlakoztatni. Ennél a kivezetésnél olyan szűrés szükséges, mely a mikrohullámú jel kijutását gátolja. A dióda kisfrekvenciás gerjedésének megakadályozása céljából a mikrohullámú szűrőn kívül kisfrekvenciás szűrő és csillapító elemeket is alkalmazni kell. A csőtápvonal egyik végén elhelyezett állítható rövidzár a rezonátor hangolását, a csőtápvonal másik végén levő írisz pedig a terheléshez való csatolást szolgálja. A csatolás az írisz mellett elhelyezett hangoló csappal változtatható. Az oszcillátor kimenete csőtápvonalas.

Az oszcillátor koaxiális kivitelének vázlatos metszete a 2. ábrán látható. A dióda a koaxiális rezoná-

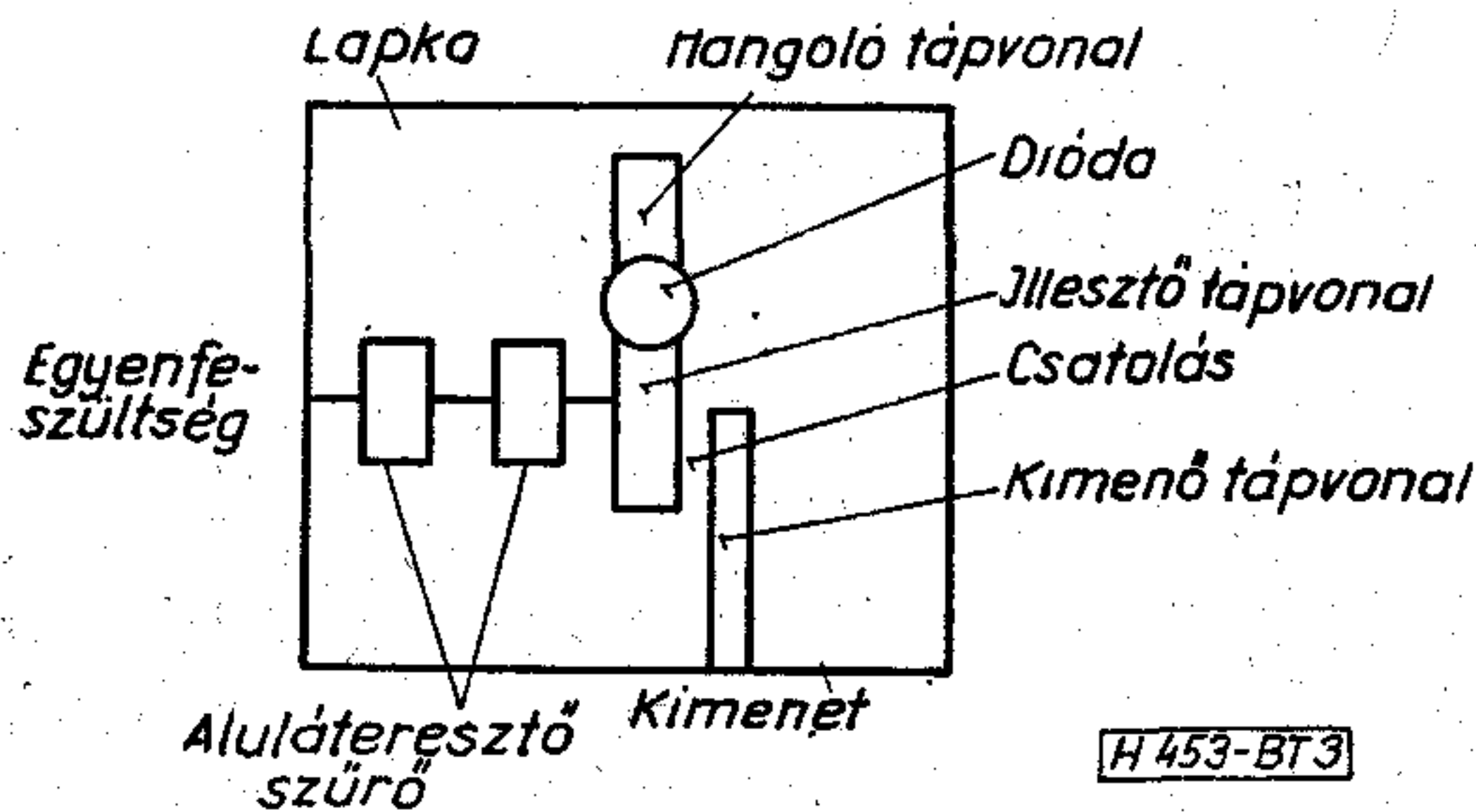


1. ábra. Csőtápvonalas oszcillátor vázlatos metszete



2. ábra. Koaxiális oszcillátor vázlatos metszete

tor egyik végén van a fenéklap és a belső vezető közé iktatva. Az egyenáramnak a diódához való vezetése céljából a belső vezetőt el kell szigetelni. Ehhez az elszigetelt részhez vékony huzalon vezetjük az egyenfeszültséget. A kicsatolást szondával vagy hurokkal oldjuk meg, lehetőleg változtatható módon. A koaxiális üreg másik végén állítható rövidzár van. A terhelő impedancia beállítására még impedancia-transzformátort is alkalmazunk. A terhelés illesztését segíti elő a dióda és a fenéklap között levő rövid illesztő szakasz is. A fenéklapon hűtőbordák vannak. Az oszcillátor kimenete koaxiális.



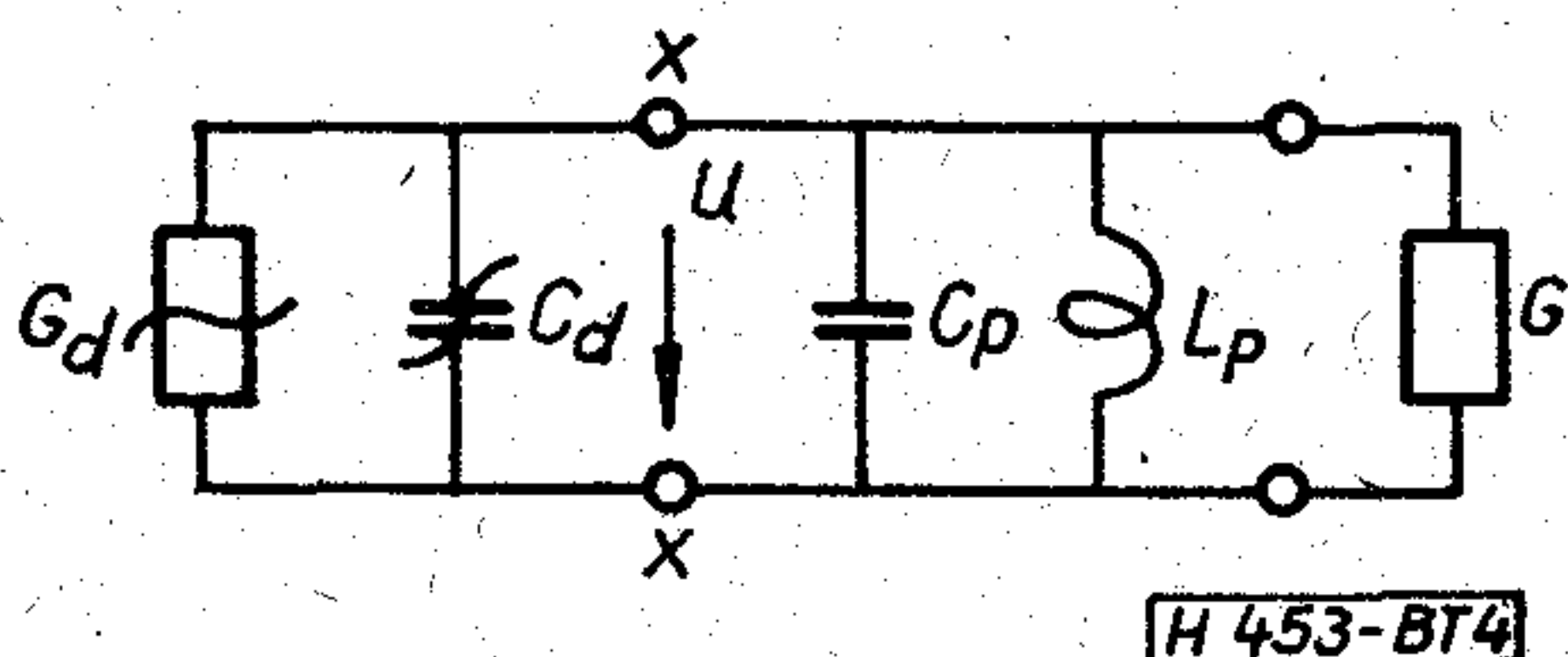
3. ábra. Mikroszalagvonalas oszcillátor rajzolata

A mikroszalagvonalas kivitelű oszcillátorra példát a 3. ábra ad. A dióda a szalagvonalba párhuzamosan van beiktatva és két tápvonalhoz csatlakozik. Az egyik tápvonal a végén szakadással van lezárva, ennek feladata a dióda kihangolása. A másik tápvonal a kimenő tápvonalhoz van csatlakozva. E tápvonal hossza, hullámellenállása és a csatlás mértéke határozza meg a dióda terhelését. A diódához az egyenfeszültséget nagy hullámellenállású tápvonallal vezetjük, mert így ez nagyfrekvenciás terhelést nem jelent. A nagyfrekvenciás jelnek az egyenáramú oldal felé való kiszivárgását aluláteresztő szűrővel tovább csökkentjük. A mikroszalagvonalas oszcillátor egyes szempontokból hátrányosabb az előző két kivitelhez viszonyítva: mechanikusan csak kis mértékben és nehezen hangolható, a vesztesége számottevő és csak kis jósági tényező érhető el.

2. Helyettesítő kapcsolás

A diódás oszcillátorok különféle kivitelei egységesen tárgyalhatók a 4. ábrán megadott helyettesítő kapcsolás alapján. Itt a diódát két elem képviseli: a G_d konduktancia és a C_d kapacitás. Mindkét elem szintfüggő. A diódát feszültségvezéreltnek tekintjük [11] és feltételezzük, hogy a dióda kapcsain csak egyetlen frekvencián van feszültség. Ekkor a nemlineáris dióda-admittancia a következő közelítő képlettel [14] adható meg:

$$Y_d = -G_0(1 - \alpha U^2) + j\omega C_{d0}(1 + \beta U^2), \quad (1)$$



4. ábra. Helyettesítő kapcsolás

ahol U a dióda kapcsain fellépő feszültség, G_0 a kisjelű negatív konduktancia, C_{d0} a kisjelű dióda-kapacitás, α és β pedig a dióda nemlinearitására jellemző együtthatók, melyek a dióda kétféle áramkörben való mérésével határozhatók meg.

Stabil állapotban az $x-x$ kapcsokon jelentkező két oldali admittancia egymás negatívjával kell, hogy megegyezzen. Mivel az admittanciák komplex mennyiségek, az előbbi összefüggésnek a valós és a képzetes részre külön-külön is fenn kell állnia. Így két egyenlet írható fel:

$$G_0(1 - \alpha U^2) = G \quad (2)$$

$$-\omega C_{d0}(1 + \beta U^2) = \omega C_p - \frac{1}{\omega L_p} \quad (3)$$

Innen két mennyiség: a rezgés amplitúdója és frekvenciája meghatározható.

A teljesítmény, melyet a dióda előállít:

$$P = GU^2 = G_0(1 - \alpha U^2)U^2. \quad (4)$$

A feszültségnek mindenkor az effektív értékével számolunk.

Képezzük a teljesítménynek az U^2 szerinti deriváltját és tegyük zérussal egyenlővé. Az így nyert összefüggésből kapjuk, hogy:

$$\alpha = \frac{1}{2U_m^2}. \quad (5)$$

Ezzel a dióda-admittancia normalizált értéke (1) és (5) alapján:

$$y_d = -1 + \frac{1}{2}u^2 + j\frac{\omega}{\omega_0}(Q_{d0} + b_n u^2), \quad (6)$$

ahol:

$$\left. \begin{aligned} u &= \frac{U}{U_m} \\ y_d &= \frac{Y_d}{G_0} \\ b_n &= Q_{d0}\beta U_m^2 \\ Q_{d0} &= \frac{\omega_0 C_{d0}}{G_0} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Itt U_m a maximális teljesítményhez tartozó feszültség. Erre normalizáljuk a feszültséget. Az admittanciát G_0 -ra normalizáljuk. Továbbá Q_{d0} a dióda kisjelű jósági tényezője, ω_0 az oszcillátor kisjelű rezonáns körfrekvenciája, b_n pedig a szuszceptancia nemlinearitási tényező. Az utóbbi értékét mérésel lehet meghatározni, és pedig a legegyszerűbben erősítő üzemben [14].

A teljesítményt a maximális értékére normalizáljuk, mely (4) és (5) alapján:

$$P_m = \frac{1}{2}G_0 U_m^2 \quad (8)$$

és így:

$$p = \frac{P}{P_m} = \frac{GU^2}{\frac{1}{2}G_0 U_m^2} = 2gu^2, \quad (9)$$

ahol:

$$g = \frac{G}{G_0}. \quad (10)$$

A konduktanciákra fennálló (2) összefüggés alapján:

$$g = 1 - \frac{1}{2}u^2. \quad (11)$$

Innen u^2 -et kifejezve és a (9)-be helyettesítve:

$$p = 4g(1-g). \quad (12)$$

A teljesítménynek a terheléstől való függését az 5. ábra mutatja. A teljesítmény maximális, ha $g = 1/2$. A teljesítmény maximuma lapos, a terhelés $\pm 20\%$ -os változása a teljesítmény csupán $\pm 4\%$ -os változásával jár. Ezért a teljesítmény maximumának kísérleti beállítása viszonylag könnyen elvégezhető.

Az optimális beállítástól két irányban lehetséges eltérés: kisebb g -értékek felé, ami lazább csatolást jelent és nagyobb g -értékek felé, ez szorosabb csatolást jelent. A terhelés változtatásával a feszültség is változik. Ezt a 6. ábra mutatja. Laza csatolásnál (kis g -nél) a feszültség nagy, szoros csatolásnál (nagy g -nél) pedig a feszültség kicsi. Ennek megfelelően változik a dióda konduktanciája is, melyet a 7. ábra ad meg.

A rezgési frekvenciát a (3) egyenletből kapjuk meg. Kis feszültség esetén a rezgés körfrekvenciáját a következő képlet adja meg:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p(C_{d0} + C_p)}}. \quad (13)$$

A feszültség növekedésével, vagyis a csatolás lazításával a rezgési frekvencia kisebb lesz. Ennek meghatározása céljából a (3) egyenletet rendezzük át a (7) képletek figyelembevételével:

$$\omega(C_{d0} + C_p) - \frac{1}{\omega L_p} + \frac{\omega}{\omega_0} G_0 b_n u^2 = 0. \quad (14)$$

Mivel a rezgés ω_0 közelében van, (14) az alábbi alakra egyszerűsíthető:

$$2Q_0\delta + b_n u^2 = 0, \quad (15)$$

ahol:

$$Q_0 = \frac{\omega_0(C_{d0} + C_p)}{G_0}, \quad (16)$$

$$\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}. \quad (17)$$

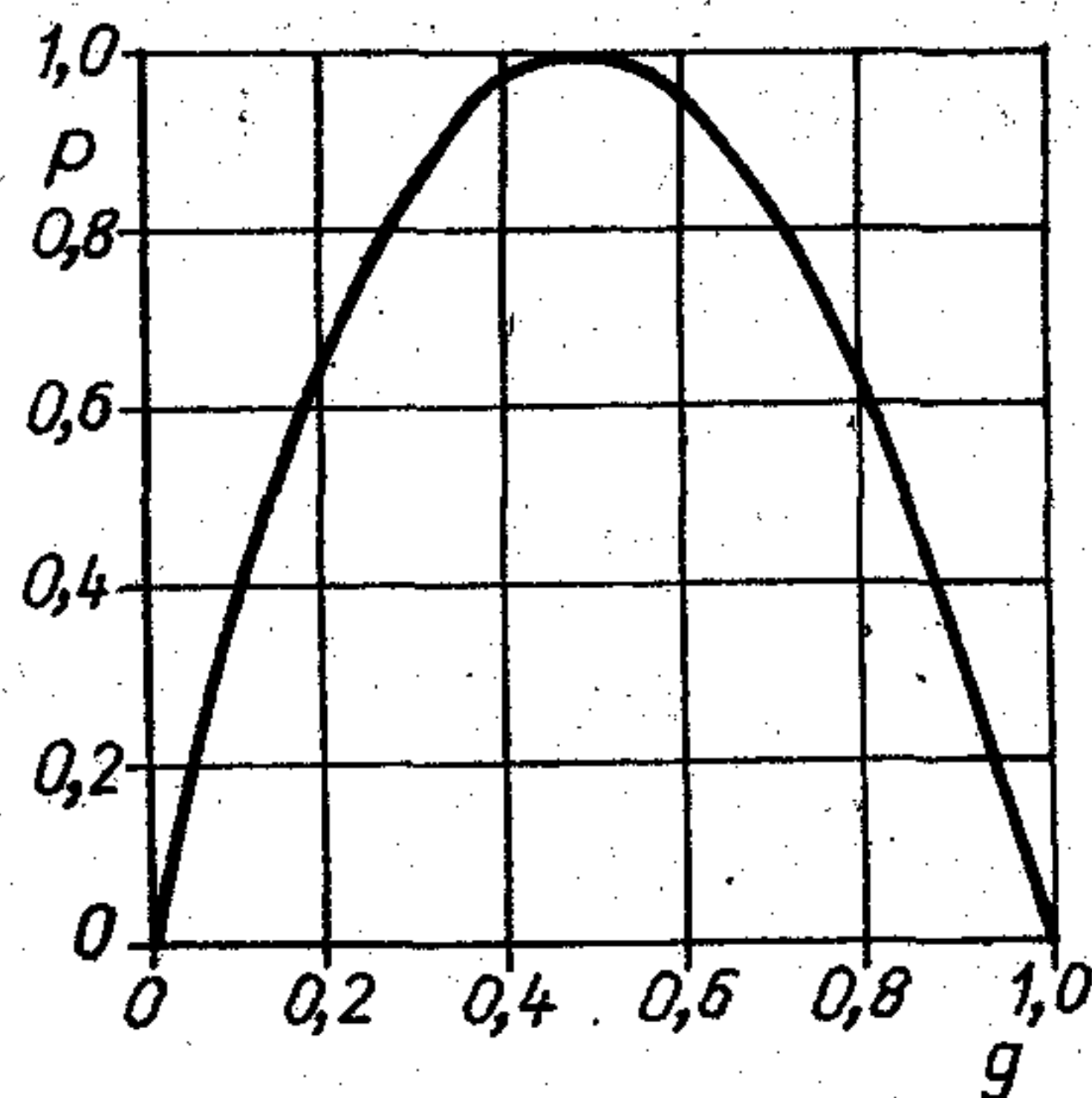
Itt Q_0 az oszcillátor kisjelű jósági tényezője, δ pedig a relatív frekvenciaeltérés.

Írjuk át a (2) egyenletet az (5), (7) és (10) képletek felhasználásával normalizált alakra:

$$1 - \frac{1}{2}u^2 = g. \quad (18)$$

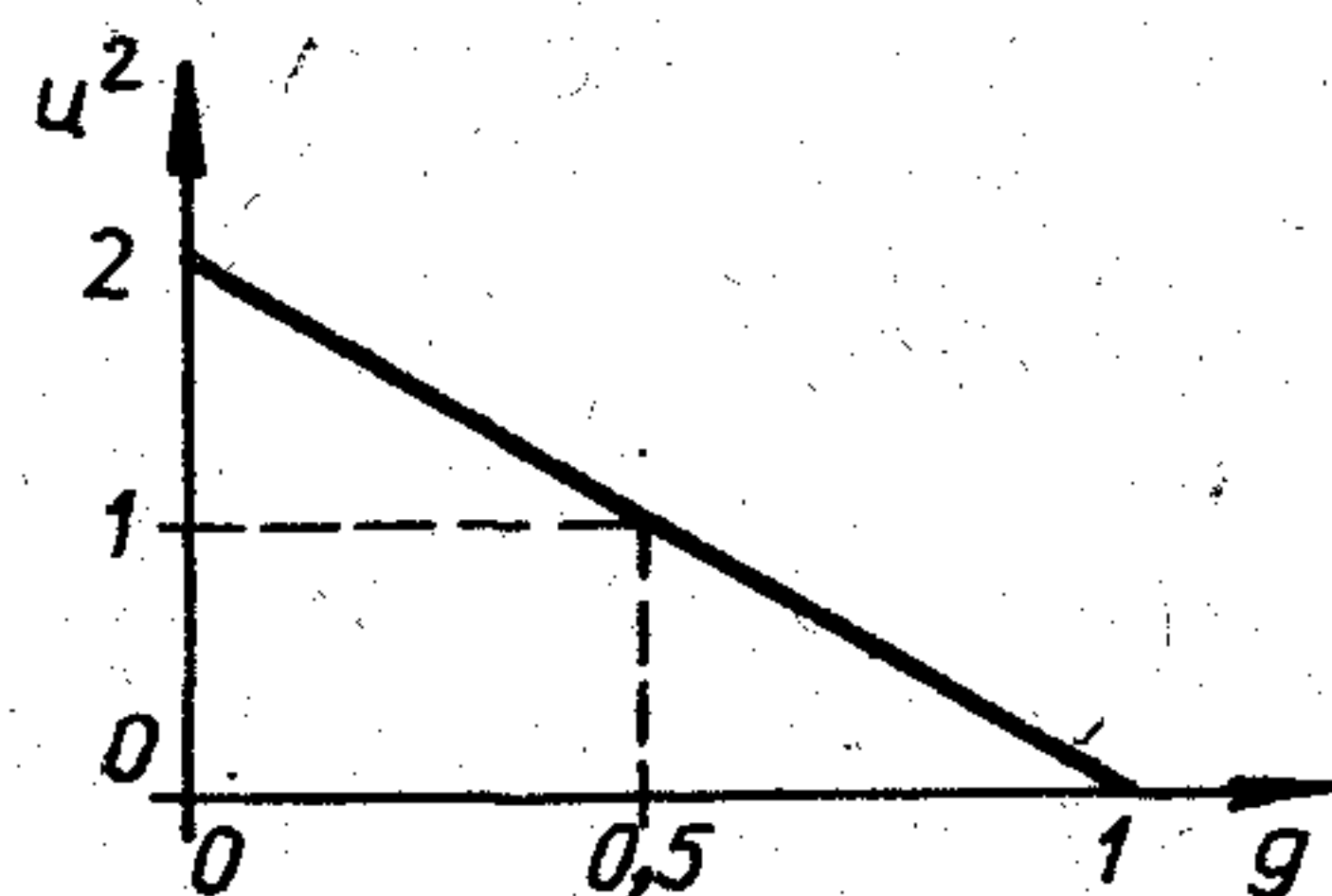
A rezgési frekvenciának a kisjelű rezonanciától való relatív eltolódása (15) és (18) alapján tehát:

$$\delta = -\frac{b_n}{Q_0}(1-g). \quad (19)$$



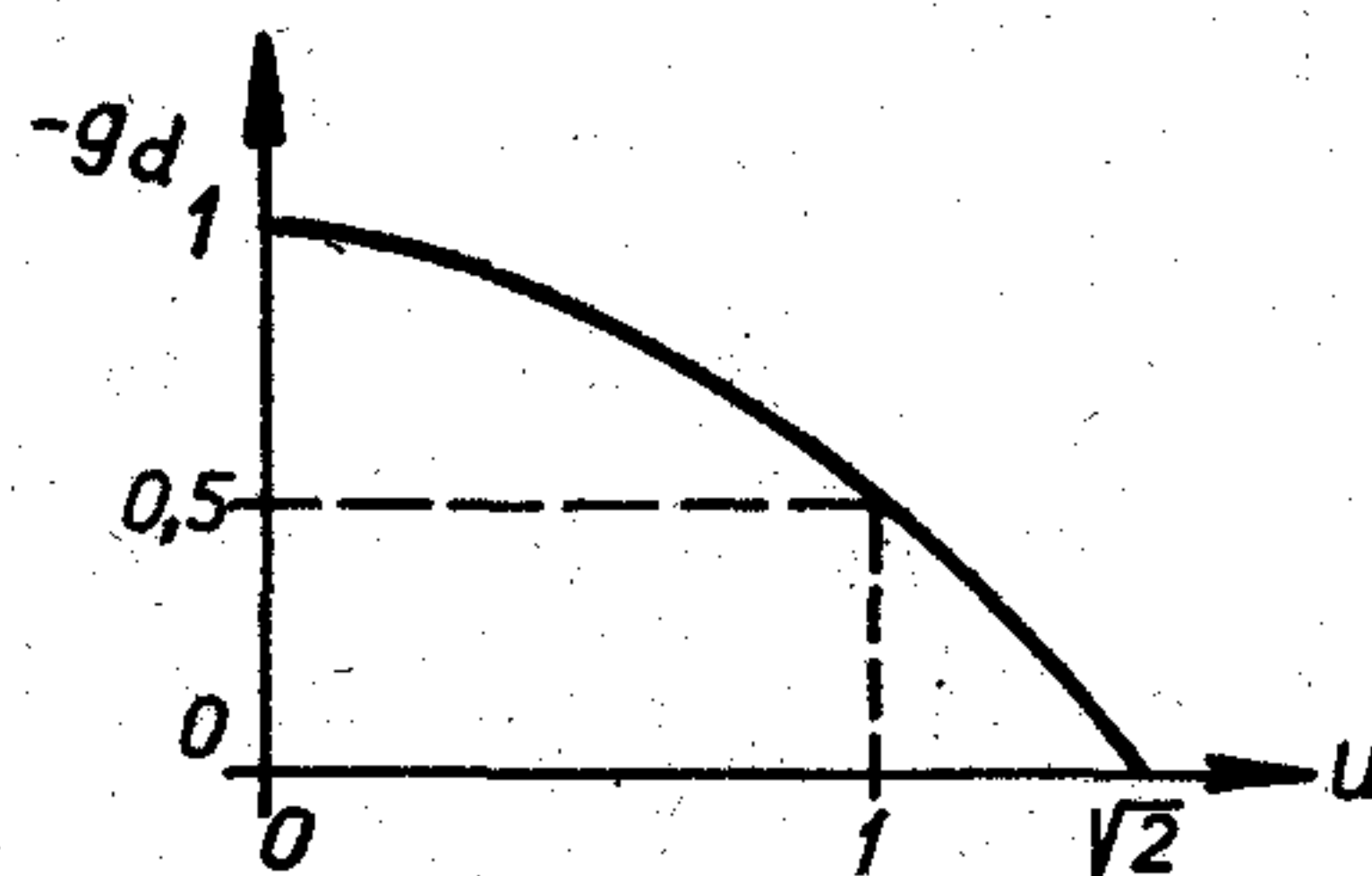
H 453-BT5

5. ábra. A teljesítménynek a terheléstől való függése



H 453-BT6

6. ábra. A feszültség négyzete a terhelés függvényében



H 453-BT7

7. ábra. A dióda-konduktancia a feszültség függvényében

Az áramkör Q_0 jósági tényezője és a dióda Q_{d0} jósági tényezője között az alábbi kapcsolat van:

$$\frac{Q_{d0}}{Q_0} = 1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_p}\right)^2, \quad (20)$$

ahol:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}. \quad (21)$$

Az ω_p körtrekvencia a dióda nélküli áramkör rezonancia-frekvenciája. A (20) képlet alapján Q_{d0} ismeretében Q_0 kiszámítható, vagy Q_0 más úton való mérésével Q_{d0} értéke határozható meg.

3. A rezgés kialakulása és stabilitása

Az oszcillátor 4. ábra szerinti helyettesítő képe tulajdonképpen párhuzamos rezgőkör. Ebben csillapítatlan rezgések akkor alakulnak ki, ha a terhelés zérus. Stabil állapotban tehát $G_d + G = 0$. Ha $G_d + G$ negatív, a rezgés amplitúdója exponenciálisan nő, amikor pedig $G_d + G$ pozitív, a rezgés amplitúdója exponenciálisan csökken.

Ez közvetlenül belátható a rezgések időbeli e-folyását megadó alábbi összefüggésből:

$$U_2 = U_1 e^{-(t_2 - t_1)/\tau}, \quad (22)$$

ahol a τ időállandó:

$$\tau = C_e / G_e. \quad (23)$$

Itt C_e az áramkör teljes ekvivalens kapacitása és G_e a teljes ekvivalens konduktanciája. Továbbá U_1 a t_1 időpillanatban, U_2 pedig a t_2 időpillanatban a feszültség-amplitúdó, és $t_2 > t_1$. Amikor az időállandó pozitív, a rezgés csillapodik, ha viszont az időállandó negatív, a rezgés erősödik.

A rezgés kialakulása tehát a 8. ábra alapján a következőképpen történik. A rezgés a mindenkor jelenlevő zajból indul. Ekkor $G_d + G$ negatív, ezért a rezgés amplitúdója, vagyis az U feszültség nő. Az amplitúdó növekedése addig tart, míg a $G_d + G = 0$ állapot be nem áll. Ez felel meg az A munkapontnak.

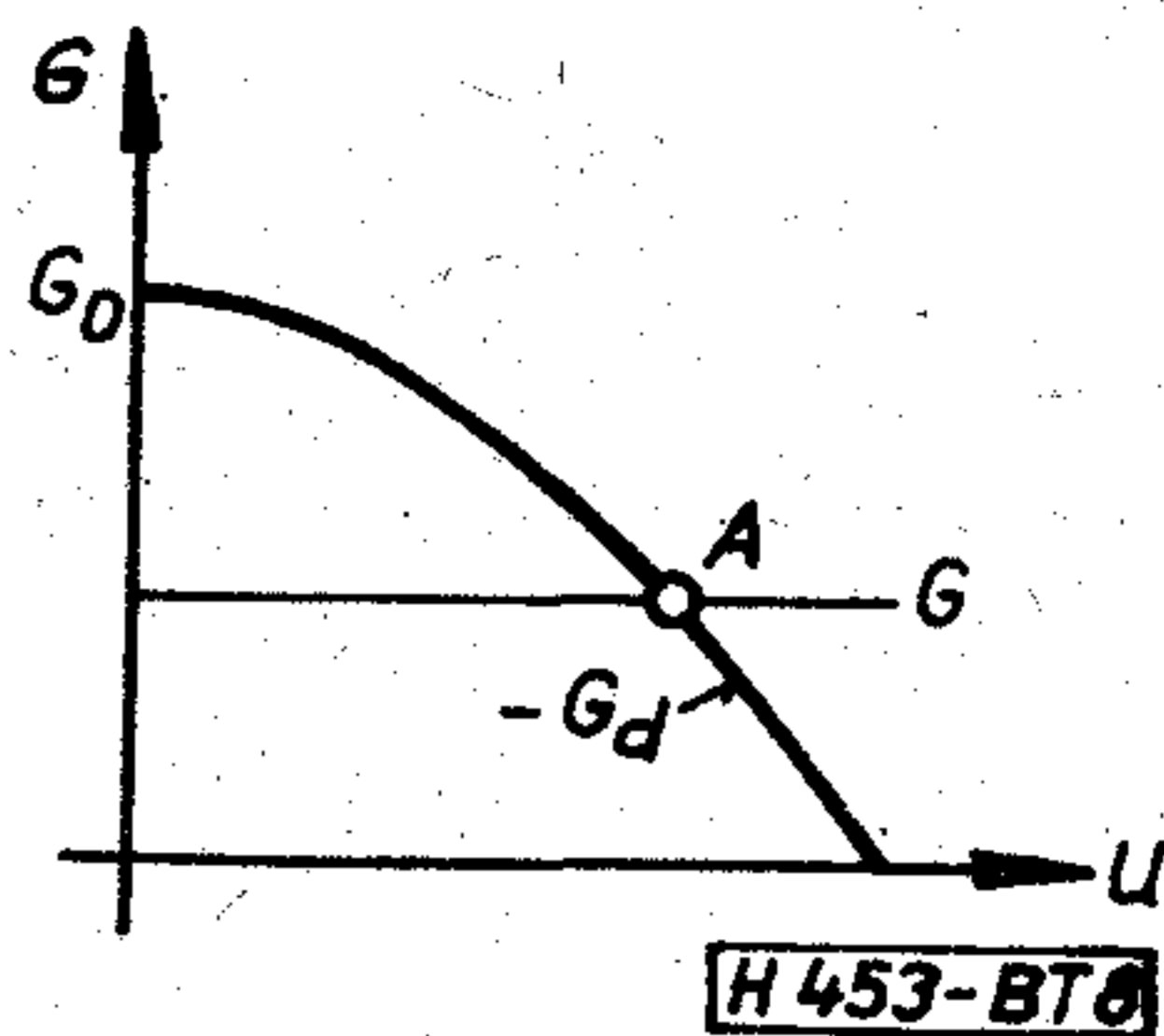
Az A munkapont stabilitását perturbációs eljárással lehet vizsgálni. A zaj hatására az A munkapontból a rezgés kimozdul. Ha a kimozdulás kisebb feszültség felé történik, a konduktanciák összege negatív lesz, ami a feszültség növekedését eredményezi és így az oszcillátor az A munkapontba visszakerül. Ha pedig a kimozdulás nagyobb feszültség felé történik, a konduktanciák összege pozitív lesz, ami viszont a feszültség csökkenését eredményezi és így az oszcillátor az A munkapontba ismét visszakerül. Az A munkapont tehát stabil munkapont.

A 8. ábra szerinti szintfüggés a leggyakoribb. Itt a fő jellemző az, hogy a dióda kisjelű konduktanciájának a negatívja, G_0 nagyobb, mint a dióda-konduktancia negatívja valamely U feszültség esetében és a görbe csökkenése monoton. Más szóval a $-G_d$ görbe egyetlen helyi maximummal rendelkezik, ez a zérus feszültségnél van és G_0 -val egyenlő. Ilyen esetben az oszcillációs munkapont stabil.

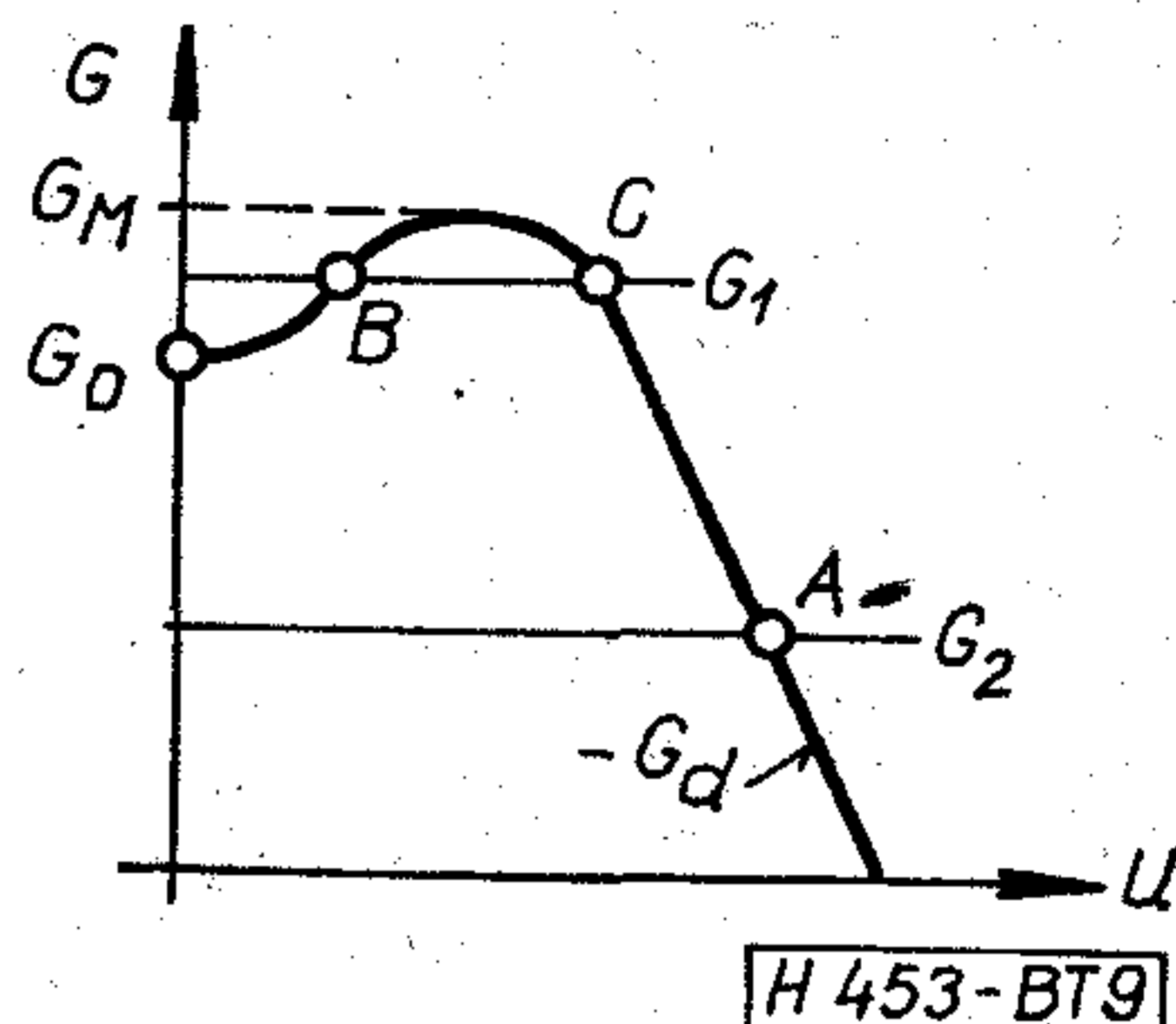
A 9. ábrán a dióda-konduktancia olyan szintfüggését mutatjuk be, mely az előbbi általános esettől eltérő. Most a $-G_d$ görbe helyi maximuma, G_M nem azonos G_0 -val és így nem a zérus feszültségnél van. Vizsgáljuk először a G_1 terhelés esetét, mely G_0 és G_M között van. Induljon a rezgés a zajból. Ekkor $G_d + G_1$ pozitív, ami a feszültség csökkenését eredményezi és ezért az oszcillátor munkapontja az indulási pontba visszakerül, vagyis a rezgés megszűnik. A G_0 indulási pont tehát stabil és ez azt jelenti, hogy a rezgés nem tud megindulni.

Folyamodjunk segítségül külső jel alkalmazásához. A külső jellel állítsuk be a B munkapontot. Itt $G_d + G_1 = 0$ vagyis csillapítatlan rezgés elvileg lehetséges. Nézzük azonban ennek a munkapontnak a stabilitását. Ha a zaj hatására a B munkapontból kisebb feszültség felé kimozdulunk, a konduktanciák összege pozitív lesz. Ennek következtében a feszültség csökkenni fog és a munkapont a G_0 pontba tolódik. Ha viszont a B pontból nagyobb feszültség felé mozdulunk el, a konduktanciák összege negatív lesz, a feszültség tehát növekedni fog és a munkapont a C pontba tolódik. A B munkapont ezek szerint instabil.

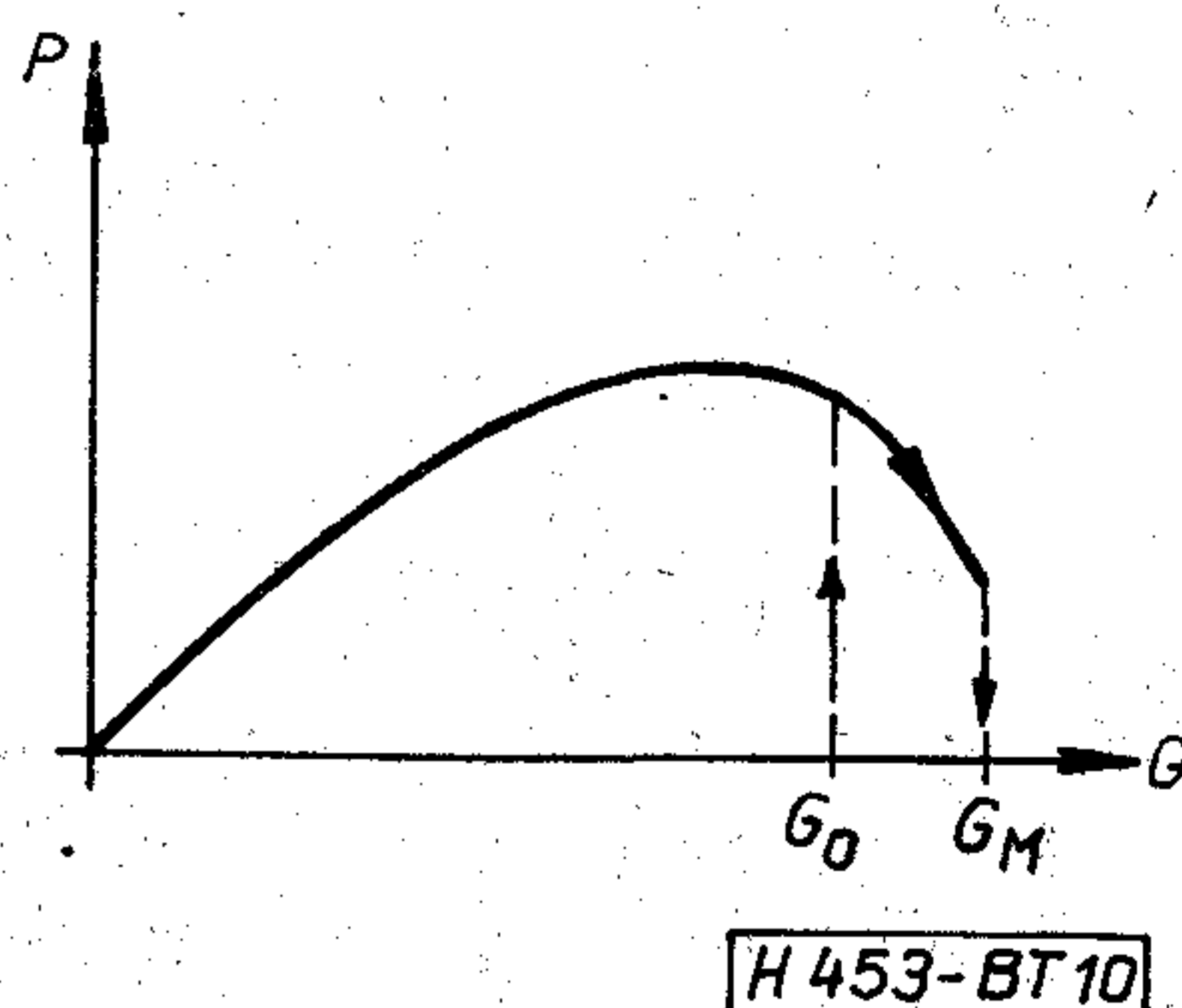
A C munkapont stabil. Ebbe a munkapontba kétféleképpen juthatunk el. Egyik lehetőség, hogy



8. ábra. A rezgés kialakulása



9. ábra. A rezgés kialakulása a dióda-konduktancia kisszintű rendellenes szintfüggése esetén

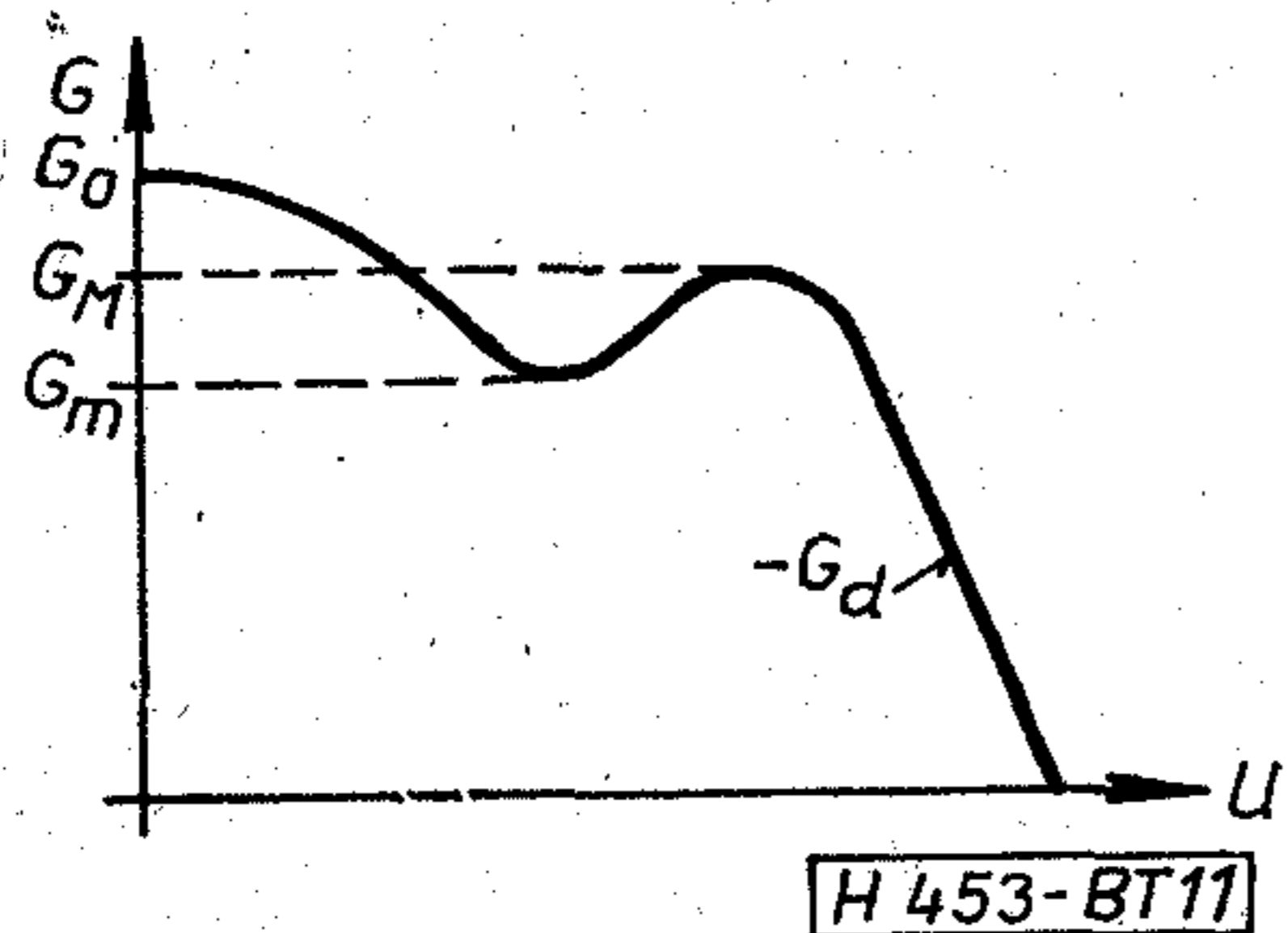


10. ábra. A teljesítmény a terhelés függvényében a dióda-konduktancia kisszintű rendellenes szintfüggése esetén

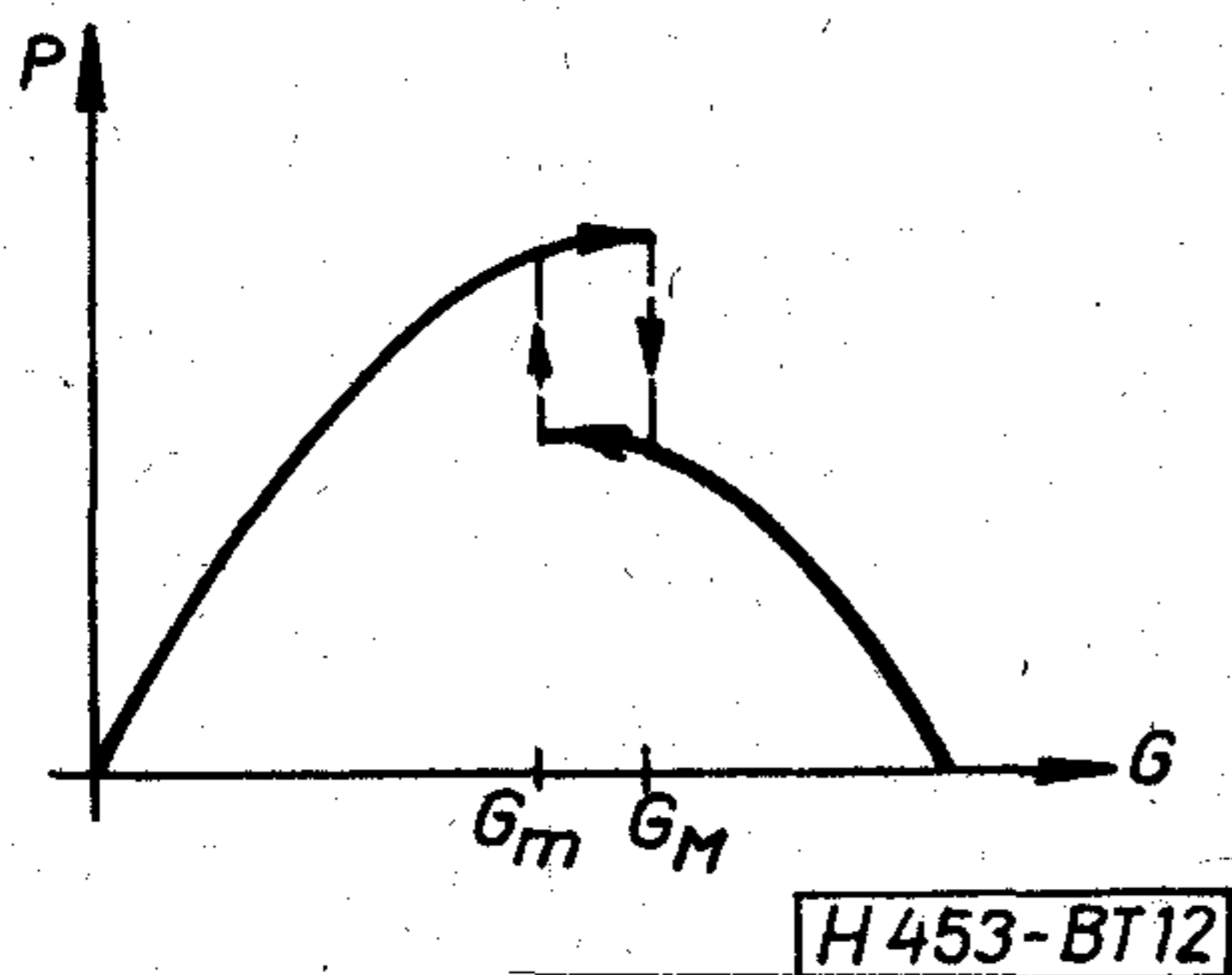
külső jel segítségével a B ponton túljutunk és ekkor a C pontba ugrik az oszcillátor. Ezután ha megszüntetjük a külső jelet, az oszcilláció a C munkapontnak megfelelően fennmarad. A másik lehetőség, hogy az oszcillátort az A munkapontba visszük a terhelés G_2 értékre állításával. Ebben a beállításban az oszcilláció magától (külső jel nélkül) kialakul. Ezután G_2 -t G_1 -ig növelve a munkapont C -be tolódik.

A 9. ábra szerinti szintfüggés esetén az oszcilláció tehát önmagától nem indul meg, ha a terhelés G_0 és G_M között van. Amikor a terhelés G_0 alá csökken, az oszcilláció megindul és mindjárt nagy amplitúdójú lesz, így a teljesítmény is nagy lesz. Ha a $G < G_0$ esetekben a $-G_d$ görbe esése gyors, a teljesítményre G függvényében nem kapunk helyi maximumot, hanem a teljesítmény fokozatosan csökken. Ilyenkor a terhelés változtatásával a teljesítmény maximumát nehéz megtalálni, mivel a teljesítmény maximuma a rezgés leszakadásának a környékén van.

A C pontból a terhelő konduktancia növelésével a G_M pontig juthatunk el stabil oszcillációval. Ha a terhelés G_M -nél nagyobb, a rezgés megszűnik. Ily módon a teljesítményre a 10. ábra szerinti összefüggést kapjuk. A teljesítmény menetében hiszteré-



11. ábra. A dióda-konduktancia nagyszintű rendellenessége



12. ábra. A teljesítmény a terhelés függvényében a dióda-konduktancia nagyszintű rendellenes szintfüggése esetén

zis jelentkezik a terhelés változtatása esetén. Gyakorlatilag a G_0 és G_M közötti tartomány nem használható, mert itt a rezgés önmagától nem indul meg.

A dióda-konduktancia szintfüggésére további anomáliát mutat a 11. ábra. Itt a görbe G_m minimuma és G_M maximuma közötti szakaszán az oszcilláció instabil és ezért hiszterézis jelentkezik a teljesítmény menetében a terhelés változtatása esetén, amint ez a 12. ábrán látható.

Az eddig elmondottak mind a 4. ábrán szereplő oszcillátorkapcsolásra érvényesek. Ennél az áramkörnél a rezonancia-frekvencia alatt a szuszceptancia negatív, a rezonancia-frekvencia felett pedig pozitív.

Egyes esetekben azonban a rezonancia jellege ettől eltérő: a rezonancia-frekvencia alatt a szuszceptancia pozitív, a rezonancia-frekvencia felett pedig negatív. Ezt az esetet nevezzük antirezonanciának. Az oszcillációs munkapont stabilitásának vizsgálatát ebben az esetben is perturbációs módszerrel végezzük el. Ehhez használhatunk olyan helyettesítő képet, mely az áramkör viselkedését a rezonancia-frekvencia környezetében írja le helyesen. A szuszceptanciának a rezonanciánál pozitívból negatívba való átmenetele olyan fiktív párhuzamos rezgőkörrel írható le, mely negatív kapacitást és negatív induktivitást tartalmaz. Az ilyen rezgőkör időállandójának a képletében a C_e ekvivalens kapacitás negatív.

Antirezonancia esetében így valamely oszcillációs munkapont stabilitására a 4. ábra szerinti kapcsolásra megállapítottaknak éppen az ellenkezője érvényes. Tehát ha a konduktancia szintfüggése a 11. ábra szerinti, antirezonancia esetén a G_m és G_M pontok közötti görbeszakasz ad stabil rezgést, míg a görbe többi szakaszán a rezgés instabil lesz.

Az előbbieket értelemszerűen alkalmazhatók különféle oszcillátorokra a munkapont környezetében. Minden esetben meg kell vizsgálni a rezonancia jel-

legét és a dióda-admittancia szintfüggését. Ezek ismeretében a vázolt gondolatmenettel az oszcillációs munkapont stabilitása meghatározható.

Általánosan megfogalmazva a rezgési munkapont akkor stabil [4], ha fennáll az alábbi egyenlőtlenség:

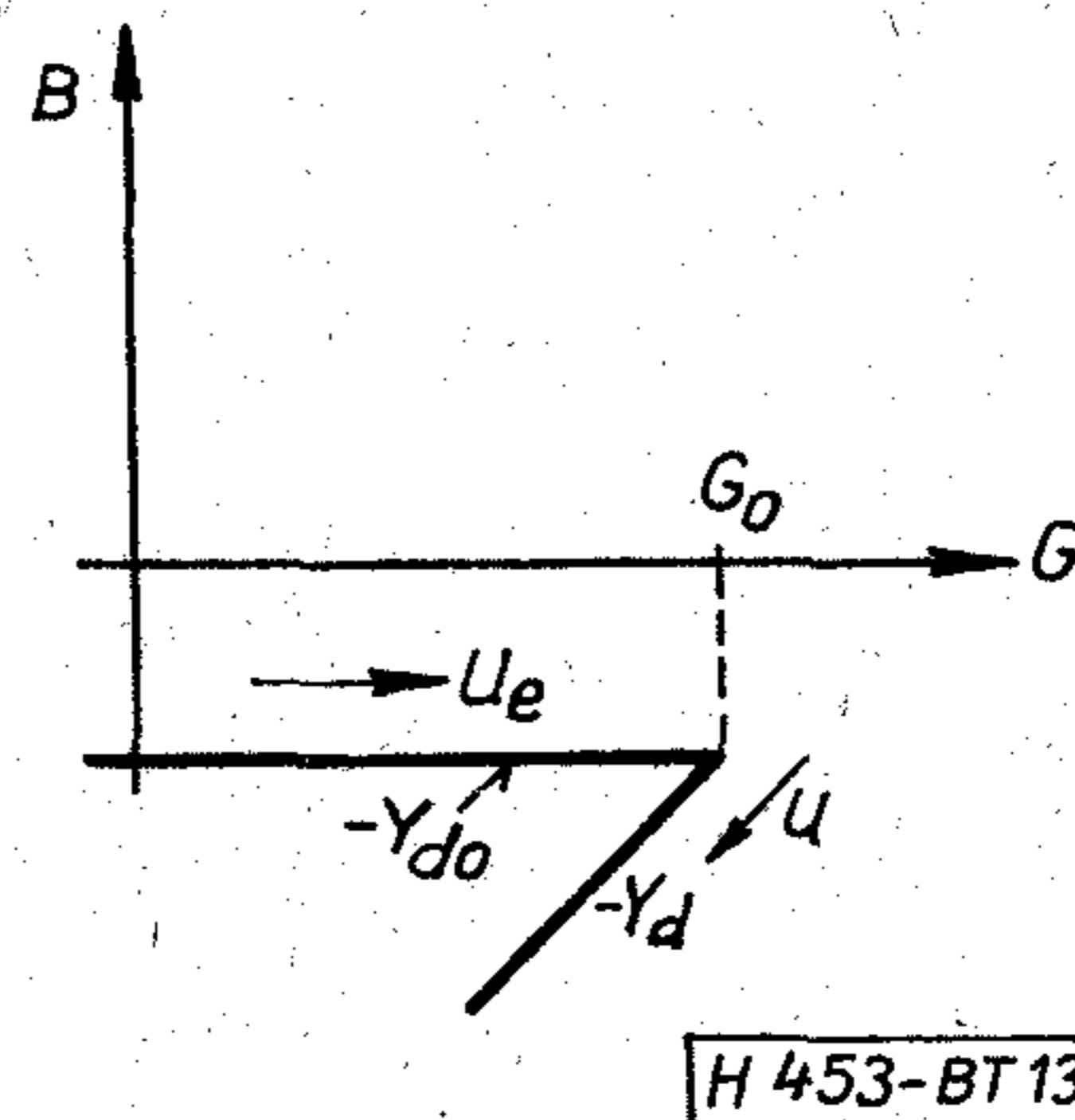
$$\frac{\partial G_d}{\partial u} \bigg|_{u_r} \frac{\partial B}{\partial \omega} \bigg|_{\omega_r} - \frac{\partial B_d}{\partial u} \bigg|_{u_r} \frac{\partial G}{\partial \omega} \bigg|_{\omega_r} > 0. \quad (24)$$

Ez a munkapont stabilitásának szükséges és elegendő feltétele. Az r index a munkapontra utal.

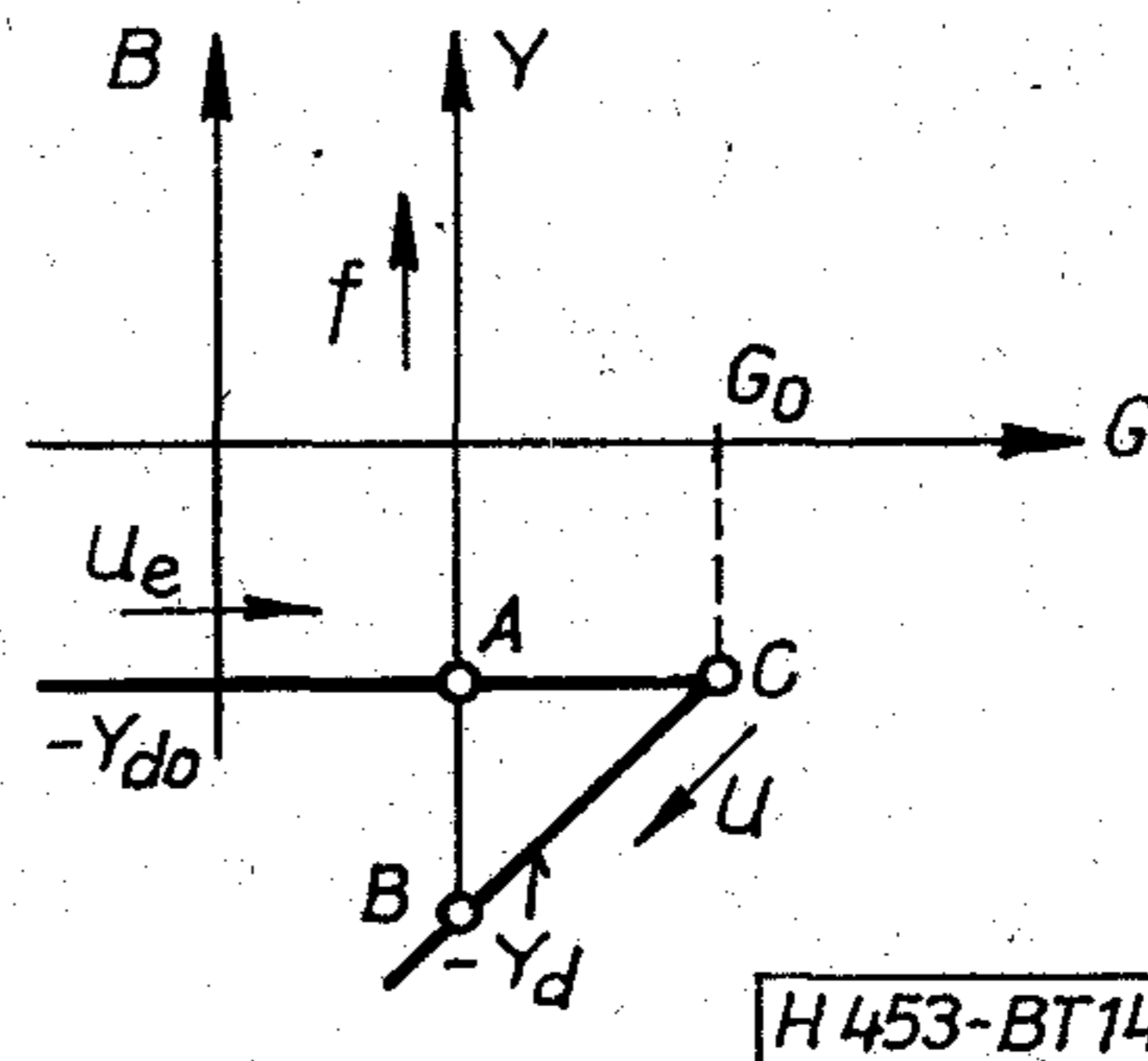
4. Bekapcsolás

A rezgés kialakulását eddig olyan alapon vizsgáltuk, hogy a diódát üzemi állapotban levőnek tekintettük. Most nézzük meg a bekapcsolás esetét.

A dióda hideg állapotban, vagyis amikor egyenfeszültséget nem kap, pozitív konduktanciával rendelkezik. Az egyenfeszültség növekedésével a pozitív konduktancia fokozatosan csökken, míg zérussá nem válik, majd megjelenik a negatív konduktancia és ennek abszolút értéke fokozatosan növekszik. Ezt mutatja a 13. ábra, melyen a dióda-admittancia negatívját ábrázoltuk az egyenfeszültség változtatása esetére. Feltételezzük, hogy az egyenfeszültséggel a dióda kapacitása nem változik, ezért kapunk vízszintes egyenest eredményül. Továbbá fel kell tételni, hogy közben rezgés nincs, vagyis az ábrán a kisjelű dióda-admittancia negatívja, $-Y_{d0}$ szerepel. Ha most a nagyjelű esetet vesszük és a rezgés például a G_0 pontból indul, akkor a dióda admittanciájának negatívja a ferde vonal mentén fog változni az U nagyfrekvenciás feszültség függvényében. Ahogy a nagyfrekvenciás feszültség nő, a $-Y_d$ admittancia értéke balra és lefelé tolódik el. Ezt a vonalat a dióda vonalának hívjuk.



13. ábra. A dióda-admittancia görbéje



14. ábra. A dióda-admittancia és a terhelő admittancia görbéje

Rezgés akkor keletkezik, ha a dióda-admittancia és a terhelő admittancia összege zérus, vagy más szóval ha a dióda-admittancia negatívja megegyezik a terhelő admittanciával. Ezért tüntetjük fel az ábrákon a dióda-admittancia negatívját.

A 14. ábrán együttesen látható a dióda-admittancia negatívja és a terhelő admittancia. Bekapcsoláskor a rezgés az *A* pontban indul meg. A berezgés időállandója rendszerint lényegesen kisebb, mint a tápegységé, ezért a rezgés felfutását a tápfeszültség felfutása határozza meg. Ahogy a tápfeszültség nő, a rezgési pont *A*-ból *B*-be tolódik az *Y* egyenes mentén. Ugyanis rezgő állapotban $Y_d + Y = 0$ kell legyen, tehát $-G_d$ nem lehet nagyobb, mint G . Az üzemi állapotot a *B* pont adja meg. Ha rezgés nem lenne, a *C* pont lenne a munkapont. A nagyfrekvenciás feszültség értéke arányos a *BC* távolsággal.

A bekapcsolási tranziens ideje alatt a rezgési frekvencia nem állandó, hanem fokozatosan csökken. A *B* ponthoz az f_r rezgési frekvencia, az *A* ponthoz az f_0 kisjelű rezonancia-frekvencia tartozik. Az *Y* helygörbe és a *G* tengely metszéspontja pedig a rezonátor f_p rezonancia-frekvenciáját határozza meg. A terhelés helygörbéje a 4. ábra szerinti párhuzamos rezgőkörnek felel meg, mely G konduktanciával van terhelve. A helygörbe egyenes, paramétere a frekvencia. A frekvencia növekedésével a helygörbén felfelé haladunk.

A terhelés helygörbéjén pontokkal jelölhetjük a frekvenciát, mely a görbe paramétere. A pontok sűrűségét a Q_0 jósági tényező határozza meg. A pontok ritkábban vannak, ha Q_0 nagyobb. Ekkor tehát azonos szuszceptancia-változáshoz kisebb frekvencia-különbség tartozik.

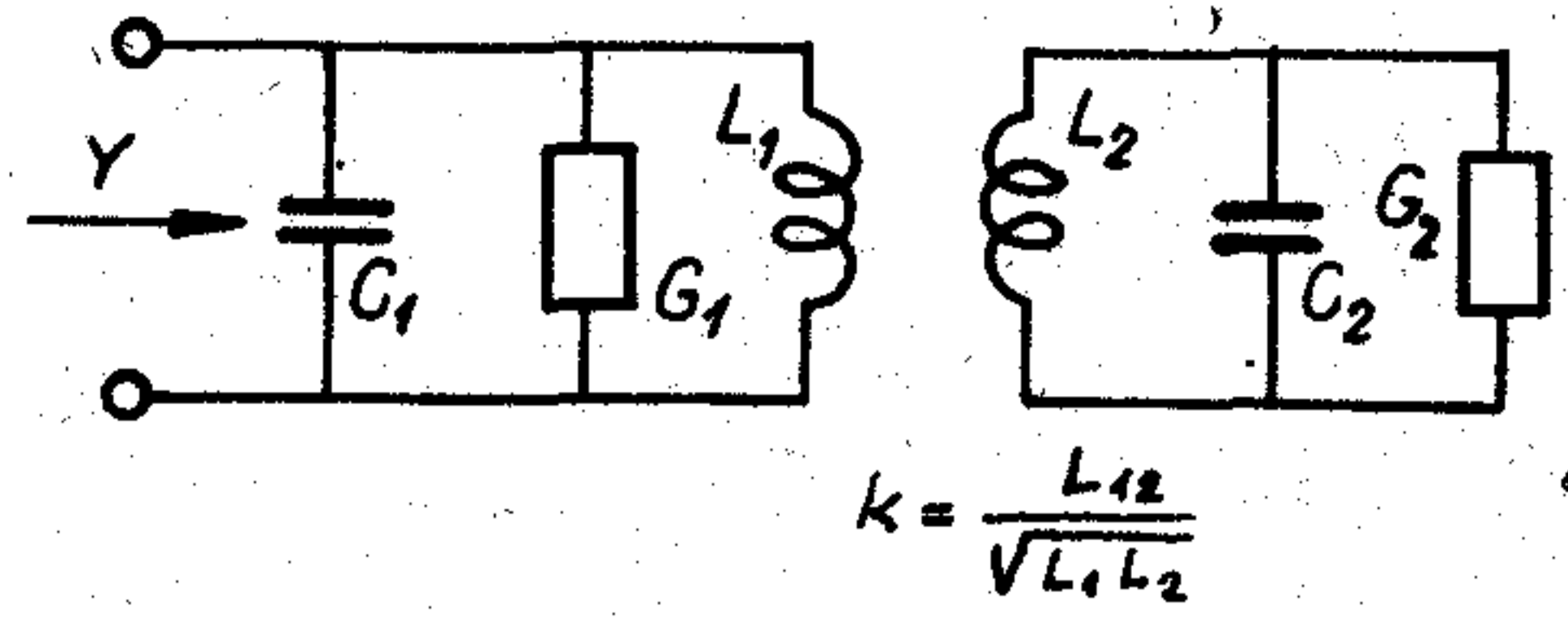
A dióda vonalán is pontokkal jelölhetjük a paraméter értékét, vagyis a feszültséget. A G_0 pontból indulva a pontok először sűrűn vannak, majd egyre ritkulnak. Ahol a pontok ritkábban vannak, ott azonos dióda admittancia-változáshoz kisebb feszültségkülönbség tartozik.

5. Hangolás

Az oszcillátorok egyik fontos jellemzője a hangolhatóság. A hangolást mechanikus vagy elektronikus módszerrel végezhetjük. A mechanikus hangolásnál a hangoló elem helyzetének változtatásával, az elektronikus hangolásnál pedig a hangoló elem elektromos jellemzőjének a változtatásával lehet a rezgés frekvenciáját módosítani.

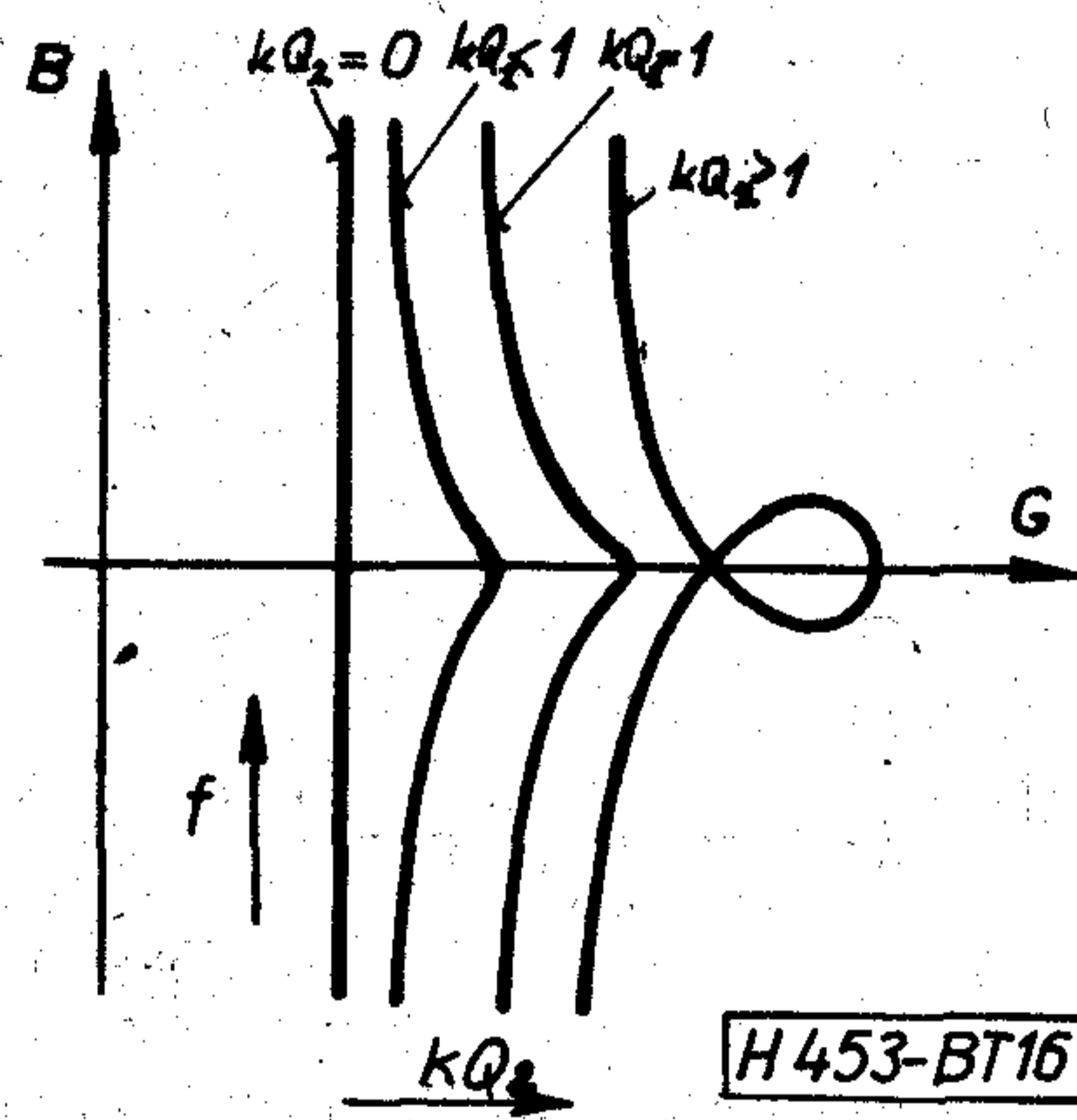
A hangolással az oszcillátor paraméterei megváltoznak és ezért a helyettesítő képe is módosul. A hangolást tehát általánosan nem lehet a 4. ábra alapján egyszerűen a kapacitás vagy az induktivitás változtatásával figyelembe venni. A 4. ábra ugyanis olyan helyettesítő kapcsolást mutat, melyben a terhelés a dióda kapcsoláira van transzformálva. A mechanikus hangolásnál a transzformáció megváltozik, ami a terhelésnek mind a valós, mind a képzetes részét módosítja.

A hangolást sok esetben csatolt üreggel végezzük. Ilyenkor rendszerint nagy jósági tényezőjű üreget csatolunk az oszcillátorhoz és a csatolt üreg rezonancia-frekvenciájának állításával hangoljuk az oszcillátort. A csatolt üreges rezonátor helyettesítő



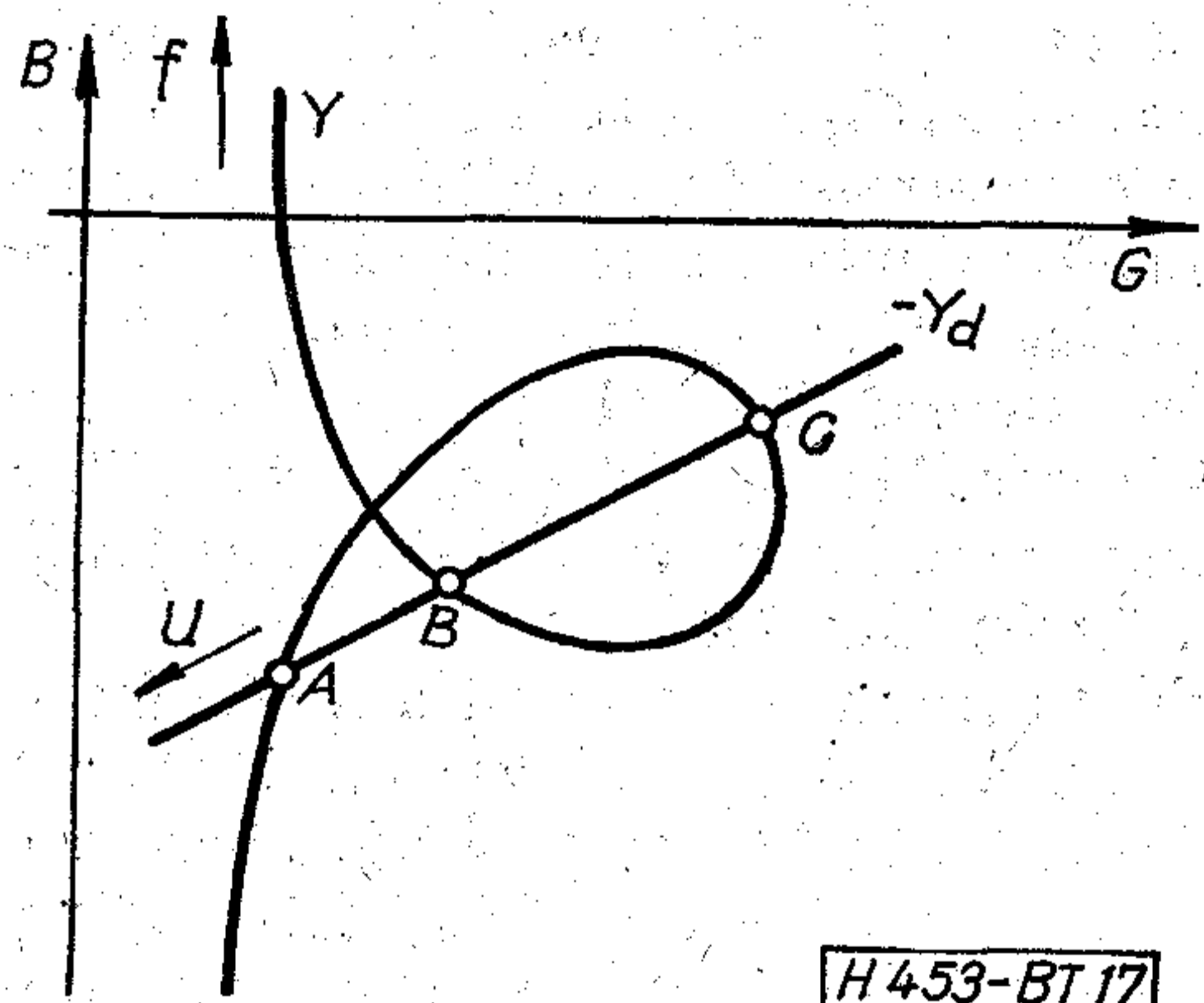
H 453-BT 15

15. ábra. Csatolt üreges terhelés helyettesítő képe



H 453-BT 16

16. ábra. A csatolt üreges terhelő admittancia helygörbéj



H 453-BT 17

17. ábra. Rezgési munkapontok hurkos helygörbéjű terhelés esetén

képe a 15. ábrán látható. Ezen k a csatolási tényező és L_{12} a kölcsönös induktivitás.

A csatolt rezgőkörök helygörbéi a 16. ábrán láthatók. Balról az első görbe esetében $kQ_2 = 0$. Jobbra haladva a csatolási tényező növekszik. A görbék arra az esetre vonatkoznak, amikor a két rezgőkör rezonancia-frekvenciája azonos. Ha $kQ_2 < 1$, a görbék a G tengely közelében kipúposodnak. Ha $kQ_2 > 1$, a görbék áthurkolódnak. Ekkor három rezonancia frekvencia van.

Nézzük azt az esetet, amikor hurkos helygörbéjű terheléssel hangoljuk az oszcillátort. Ennek üzeme a 17. ábra alapján határozható meg. Három helyen alakulhat ki rezgés a három metszéspontnak megfelelően. Ezek közül az *A* és *B* pontban rezonancia van, a *C* pontban pedig antirezonancia. Ha tehát a dióda-konduktancia a 8. ábra szerinti menetet követi, az *A* és *B* pont stabil, *C* pedig instabil lesz.

A két stabil munkapont közül rezgés csak az egyikén lesz a rezgés kialakulásától (korábbi állapotától) függően. Vizsgáljuk ezt a 18. ábra alapján.

Itt rezgés kezdetben az A pontban van. Most hangoljuk el a diódát annyira, hogy a dióda vonal az $A' - B''$ egyenes legyen. A hangolás során eddig csak egy pontban lehetett rezgés. Az $A' - B''$ egyenes határhelyzetet jelent. A hangolást ezen túl folytatva, elvileg két stabil munkapont adódik. Ezek közül azonban rezgés csak az $A - A''$ görbén levő munkapontban lesz. Ugyanis az A' pontban a dióda-konduktancia és a terhelő konduktancia A' pontbeli értékének összege zérus a már kialakult rezgés következtében. Így a másik munkapontban a rezgés megindulásának feltétele nem teljesül. Ugyanis abban a munkapontban negatív dióda-konduktancia nem jelentkezik, mert azt az A' pontbeli terhelés már közömbösíti, a pozitív terhelő konduktancia B'' pontbeli értéke viszont csillapítást jelent. A rezgés tehát az $A - A''$ görbén levő munkapontban marad mindaddig, míg a hangolással az A'' pontba nem jutunk. Itt ismét határhelyzet adódik és a hangolás folytatásával a rezgés hirtelen átugrik a $B' - B$ görbére. Így jutunk el a B pontba.

Végezzük most a hangolást ellenkező irányban. Akkor a $B - B''$ görbén fogunk haladni a B'' pontig, majd a munkapont átugrik az $A' - A$ görbére. Hurkos helygörbe esetén tehát hangolási hiszterézis jön létre. A rezgési frekvencia változását a hangolás függvényében a 19. ábra mutatja a munkapontok feltüntetésével. A feszültségnek a hangolástól való függését a 20. ábra adja meg. A teljesítménygörbében a 20. ábrának megfelelően szintén hiszterézis lesz. A teljesítménygörbe konkrét alakját azonban befolyásolja G_0 értéke is. Példaképpen bemutatjuk a 21. ábrát, mint a teljesítménygörbe egyik lehetséges alakját.

A hiszterézis magyarázatánál a 18. ábra kapcsán a diódát hangoltuk. Ez a hangolás párhuzamos induktivitással történhetne, amit gyakorlatilag nem lehet megvalósítani. Ezért inkább a terhelést hangoljuk, ami a helygörbéjének a lefelé tolását jelenti.

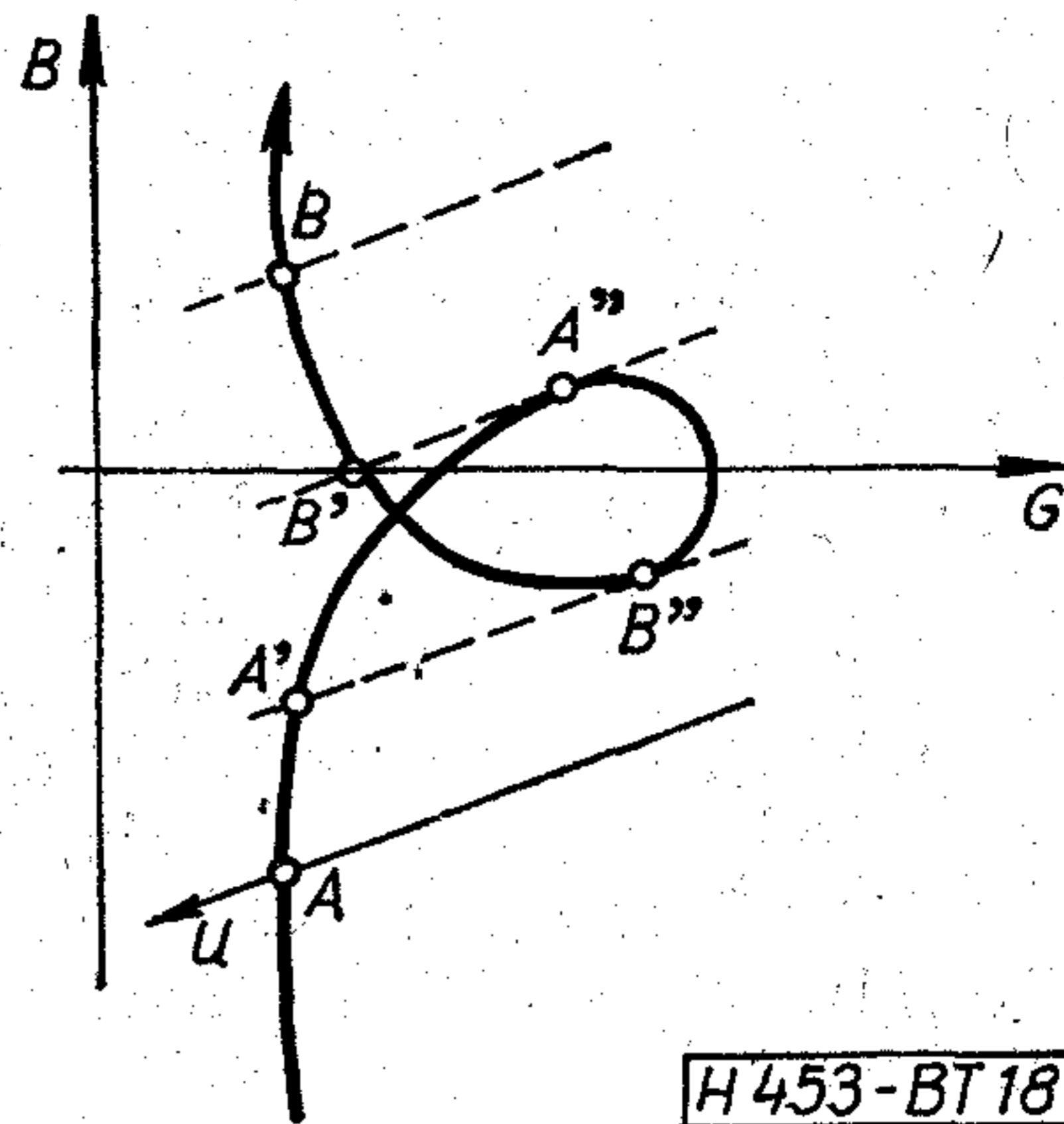
6. Moduláció

Az oszcillátor frekvenciáját és teljesítményét belső eszközökkel lehet modulálni. Külső eszközökkel a fázis és a teljesítmény változtatása lehetséges.

A frekvencia-moduláció elvileg azonos az elektronikus hangolással. Két fő megoldás használatos: YIG-gömbbel vagy varaktor-diódával való modulálás.

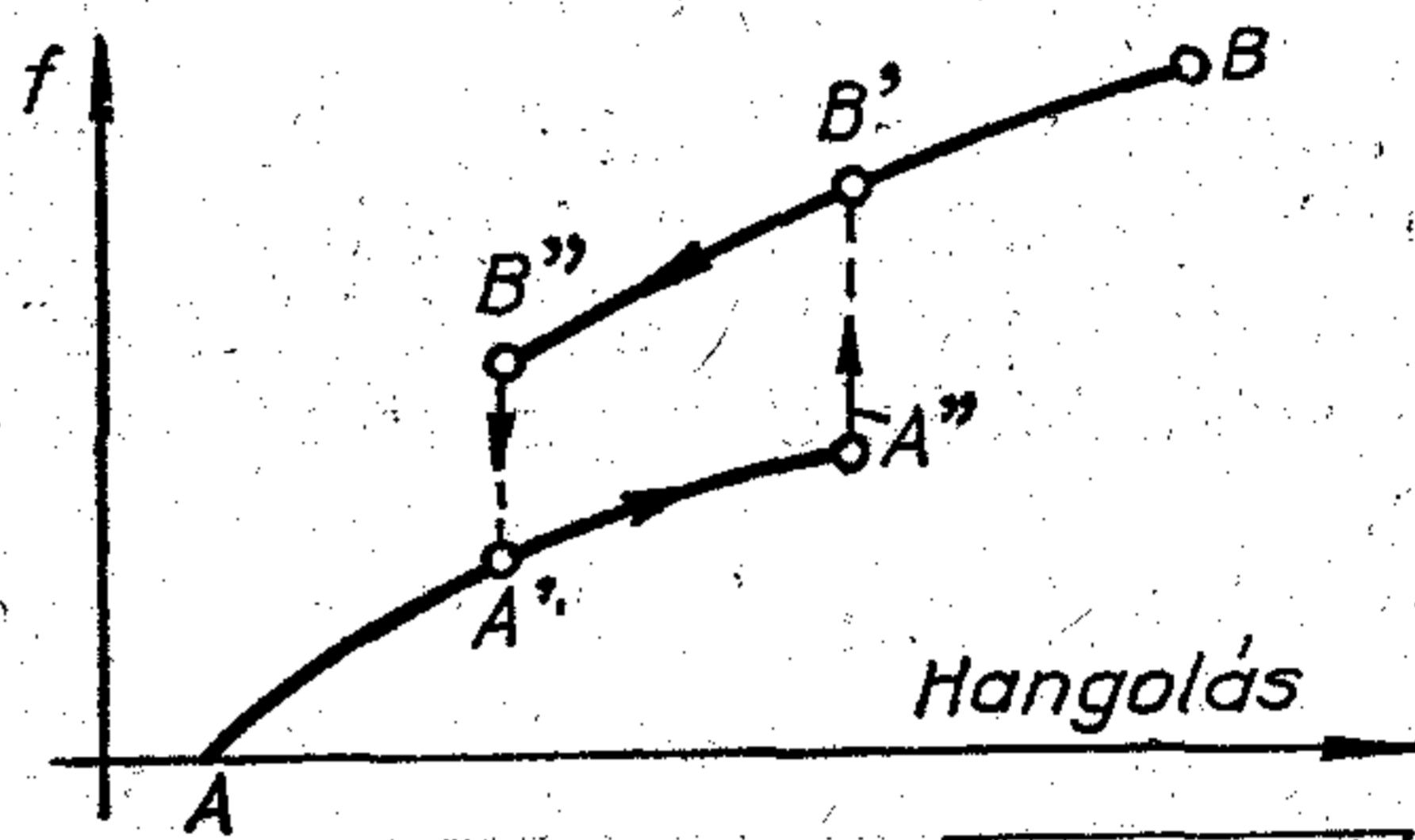
A YIG-gömböt az oszcillátor rezonátorával csatlósba hozzuk és mágneses térbe helyezük. A moduláció a mágneses tér változtatásával végezhető. Ezt úgy érik el, hogy a mágneses tér átlagértékét permanens mágnessel állítják be, és a modulálásra elektromágnes szolgál. Az elektromágnes tekercsének az induktivitása korlátozza a modulációs frekvenciát. A YIG-gömbös moduláció MHz nagyságrendű felső frekvenciával történhet. Ugyanakkor nagy frekvencialöket (kb. $\pm 30\%$) érhető el.

A varaktor-diódát az oszcillátor üregébe szokás beépíteni, vagy azzal csatlósba hozni. A diódára adott feszültség megváltoztatja a kapacitását, ami viszont elhangolja az oszcillátort. A varaktor-diódás moduláció viszonylag nagy, 10–100 MHz felső frekvenciával történhet. Az elérhető frekvencia-



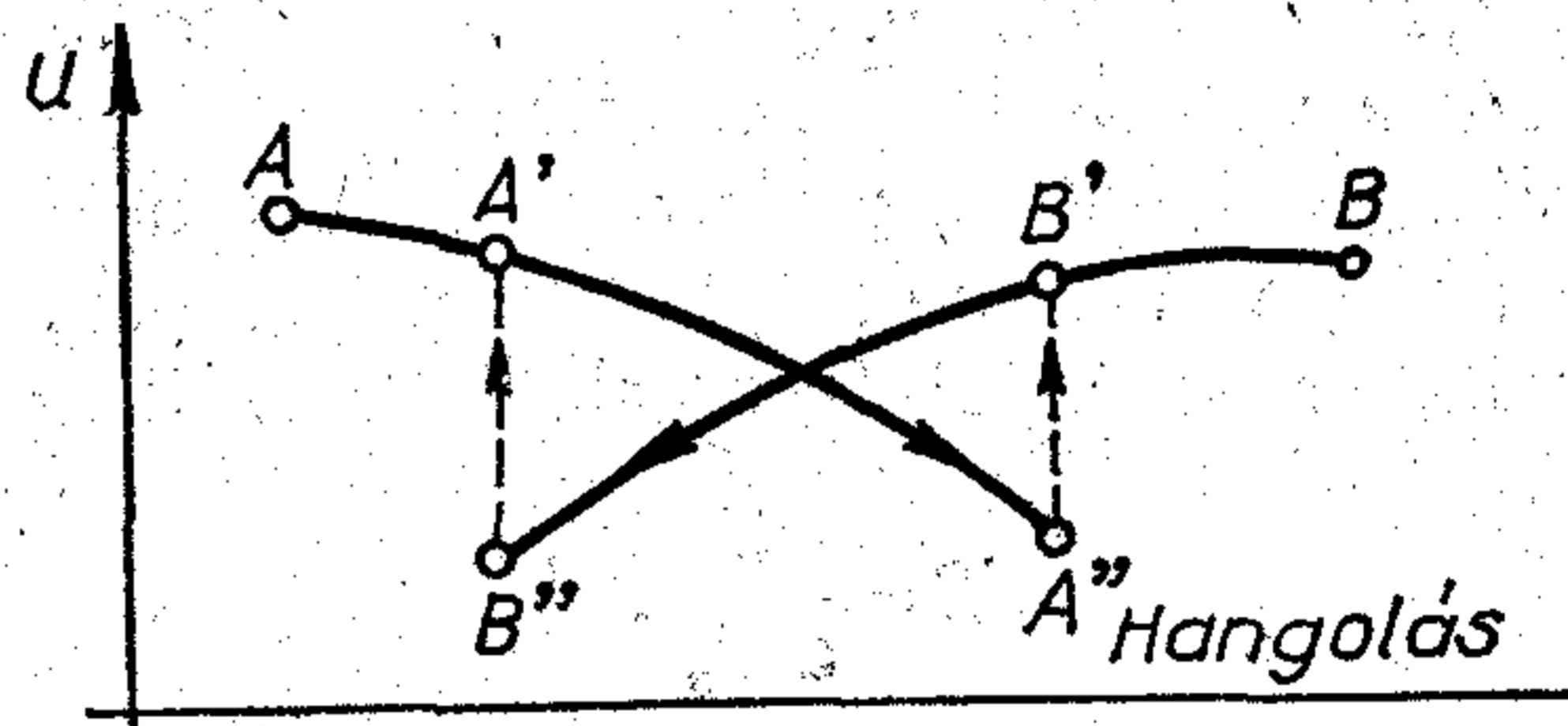
H 453-BT 18

18. ábra. Hangolás hurkos helygörbe esetében



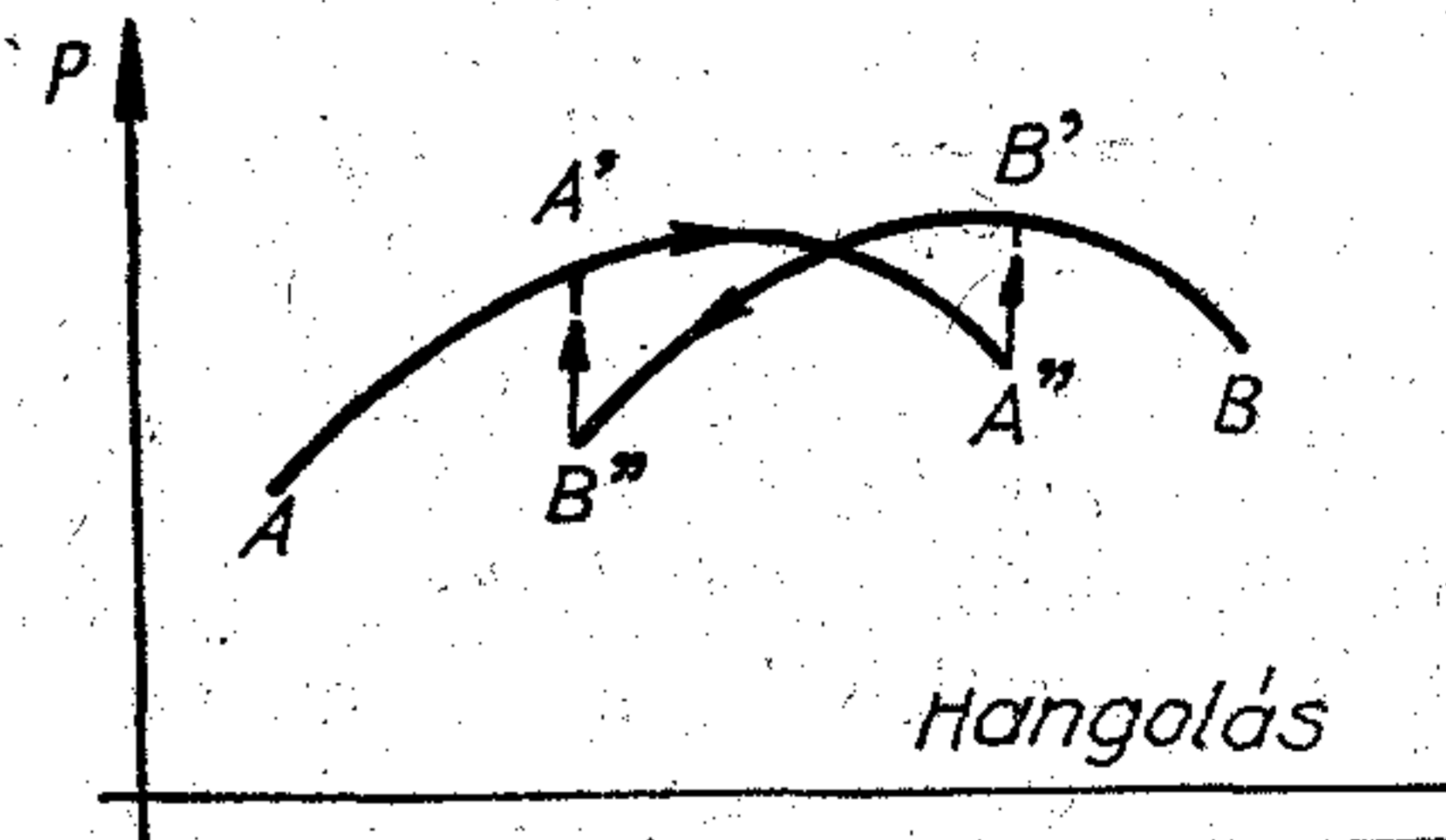
H 453-BT 19

19. ábra. A frekvencia hangolási hiszterézise



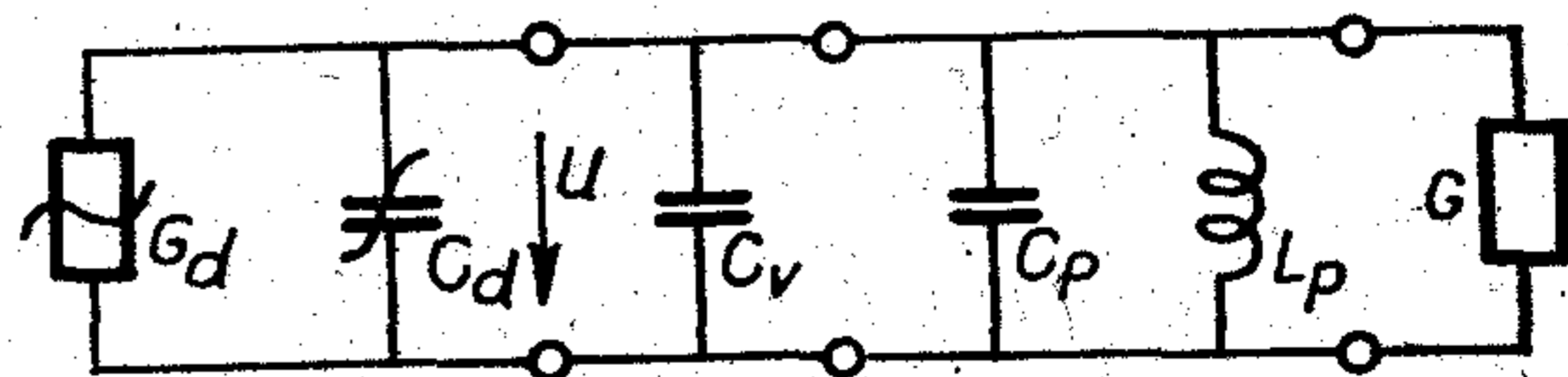
H 453-BT 20

20. ábra. A feszültség hangolási hiszterézise



H 453-BT 21

21. ábra. A teljesítmény hangolási hiszterézise



H 453-BT 22

22. ábra. Varaktor-diódás frekvencia modulátor helyettesítő kapcsolása

lököt viszont csak néhány százalék. A varaktor-diódás moduláció nagy előnye, hogy teljesítményre gyakorlatilag nincs szükség a dióda kivezérléséhez.

Ugyanis a diódát záróirányban előfeszítve a modulálás szinte áramfelvétel nélkül történik.

A varaktor-diódás frekvencia-modulátor helyettesítő kapcsolása a 22. ábrán látható. A varaktor kapacitása párhuzamosan kapcsolódik az áramkörbe és a negatív konduktanciájú dióda kapcsaira van transzformálva. C_v tehát a varaktor transzformált kapacitását jelöli. A transzformáció elsősorban abból a tényből ered, hogy a két dióda közötti távolság nem hanyagolható el. A varaktor-dióda első közelítésben csak a frekvenciát változtatja, mégpedig a ráadott feszültség függvényében.

A varaktor transzformált kapacitása hirtelen rétegátmenet esetén:

$$C_v = n^2 C_B \left(\frac{U_B}{U_v} \right)^{1/2} \quad (25)$$

Itt n a transzformátor feszültségátvétele, mely rendszerint frekvenciafüggő és kisebb az egységnél, C_B a varaktor kapacitása a letörési feszültségnél, U_B a letörési feszültség, U_v a varaktorra adott egyenfeszültség.

A rezgési frekvencia:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p(C_v + C_d + C_p)}} \quad (26)$$

A frekvenciát a varaktorfeszültség függvényében a 23. ábra mutatja. Kiseb varaktorfeszültségnél a frekvencia gyorsabban változik.

A frekvencia változásának mértékét a modulációs karakterisztika meredeksége adja meg. Ez a frekvenciának a feszültség szerinti deriváltja:

$$S = \frac{df}{dU_v} \quad (27)$$

A modulációs meredekség a frekvencia (26) képletének differenciálásával és a (25) figyelembevételével az alábbi lesz:

$$S = \frac{f}{4U_v} \frac{C_v}{C_v + C_d + C_p} \quad (28)$$

A meredekségnek a varaktorfeszültségtől való függesztését a 24. ábra mutatja.

A modulációs nemlinearitás valamely feszültségtartományban a meredekség relatív megváltozásával azonos:

$$nl = \frac{S}{S_r} - 1, \quad (29)$$

ahol:

$$S_r = \frac{f_r}{4U_r} \frac{C_{vr}}{C_{vr} + C_d + C_p} \quad (30)$$

Az r index a munkapontra utal.

A (28)-at és a (30)-at (29)-be helyettesítve és (25)-öt figyelembe véve:

$$nl = \frac{C_{vr} + C_d + C_p}{C_v + C_d + C_p} \left(\frac{U_r}{U_v} \right)^{3/2} - 1. \quad (31)$$

A nemlinearitás jelentős mértékű. Például, ha $C_v \ll (C_d + C_p)$, 10%-os feszültségtartományban a nemlinearitás kb. 15%.

7. Zaj

A zaj figyelembevétele diódás oszcillátoroknál a 25. ábra alapján lehetséges [4]. Az oszcillátor helyettesítő képében a zaj hatását az \bar{I}_z áramú áramgenerátor képviseli. Ennek az áramgenerátornak az admittanciája:

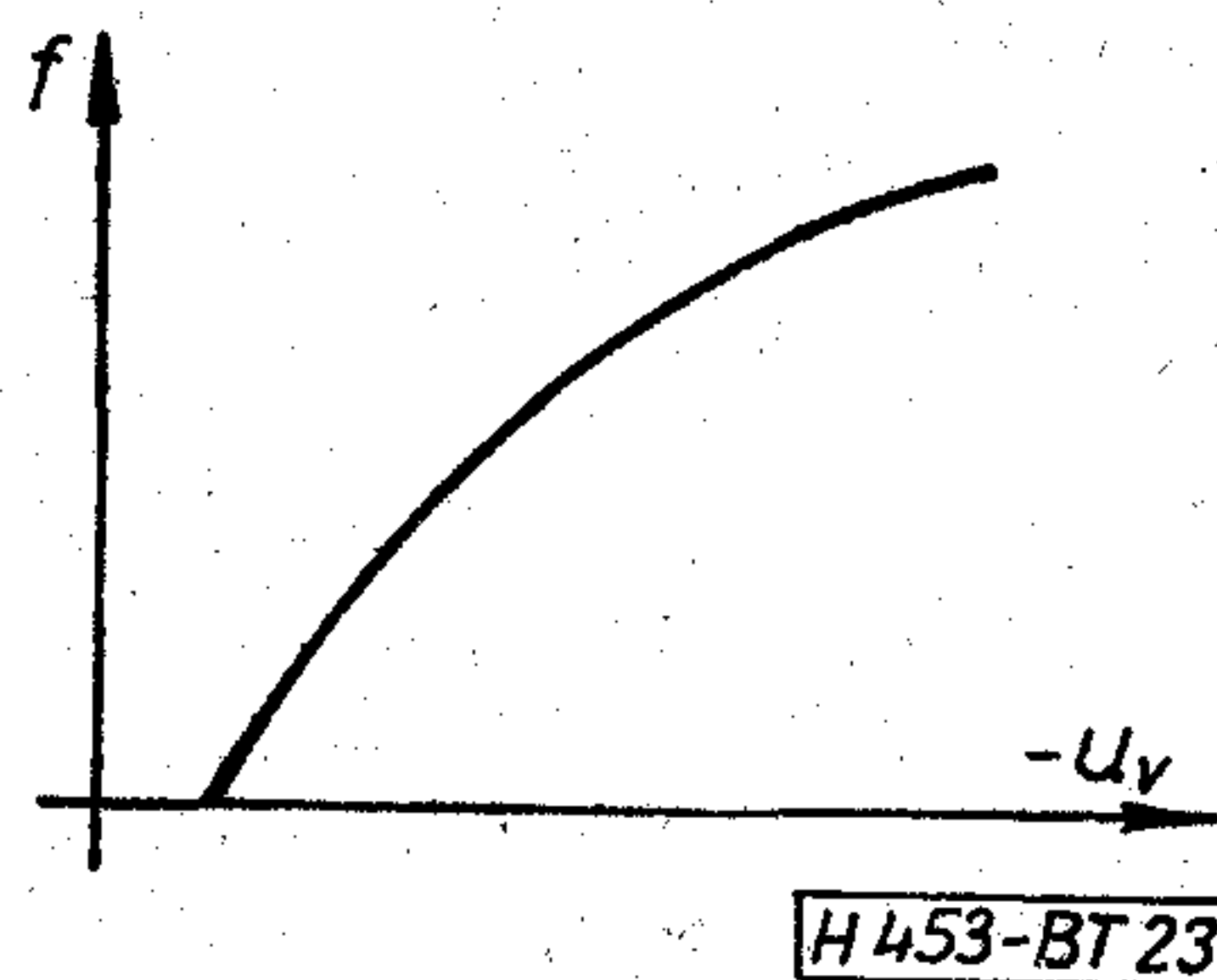
$$Y_z = \frac{\bar{I}_z}{U} \quad (32)$$

A zajos oszcillátor munkapontját a következő összefüggés határozza meg:

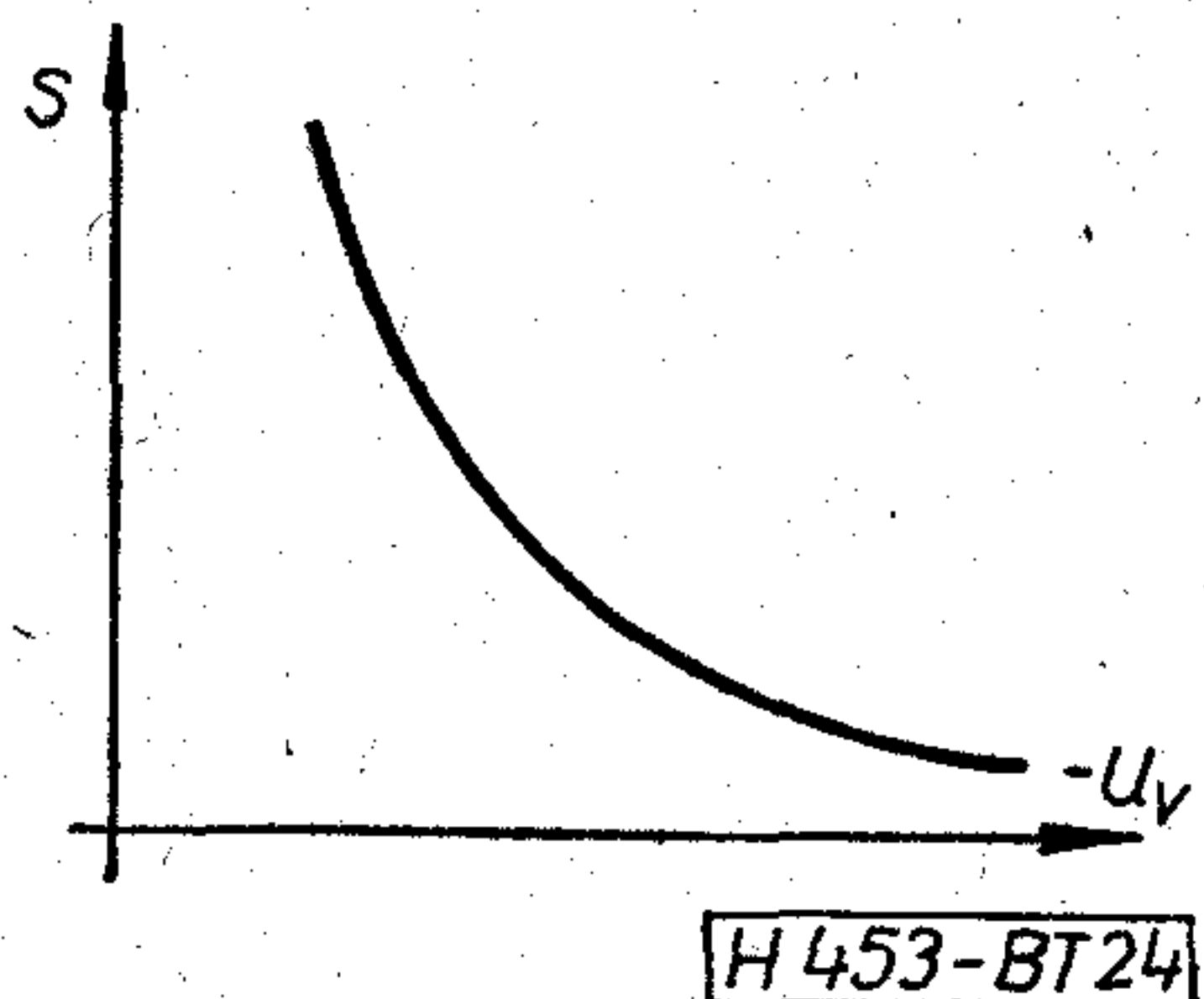
$$Y_d + Y_z + Y = 0, \quad (33)$$

ahol Y_d a dióda, Y_z a zajforrás, Y a terhelés admittanciája. Az utóbbi a rezonátor szuszceptanciáját és a G terhelő konduktanciát foglalja magába.

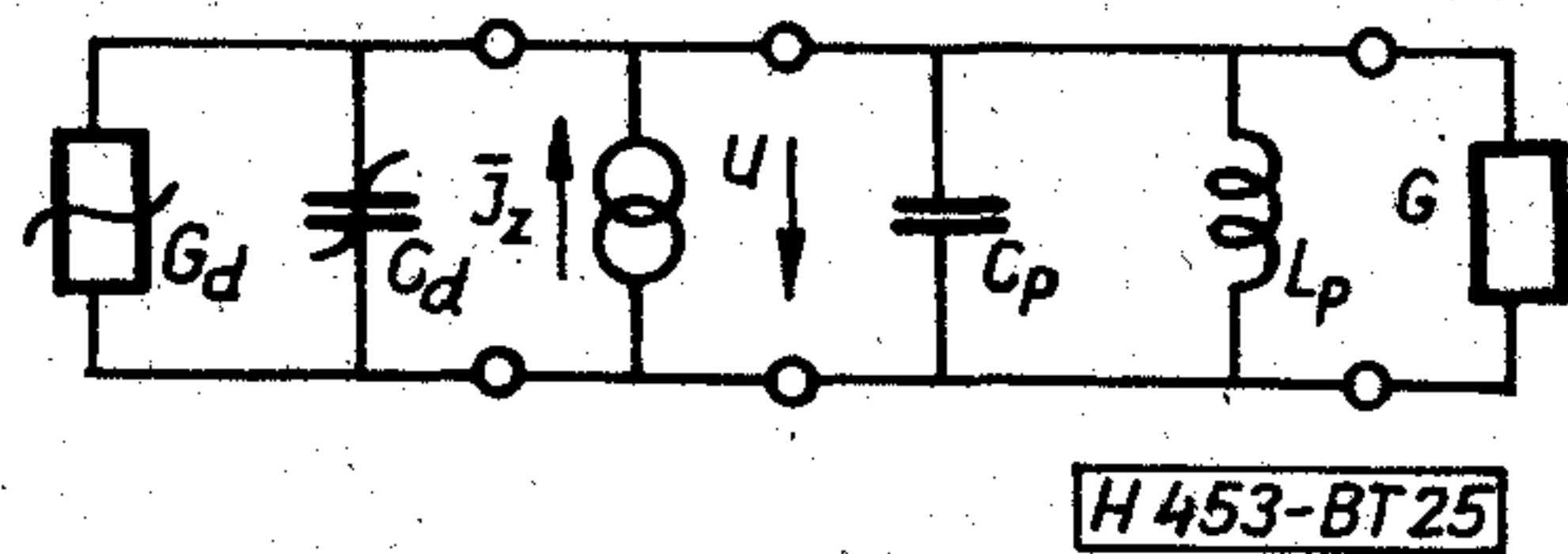
A (33) egyenlet teljesülése a 26. ábrán grafikusan



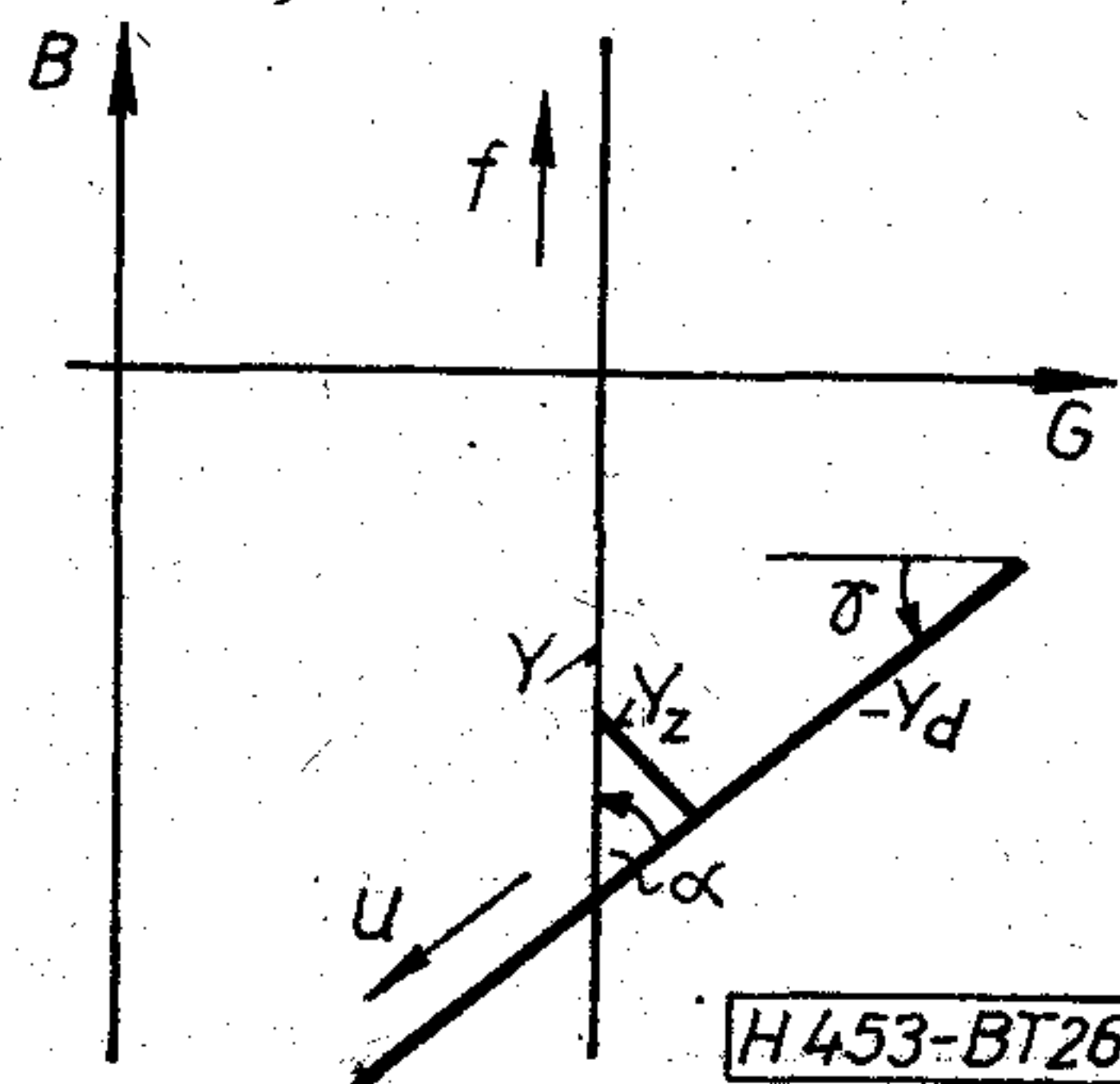
23. ábra. A frekvencia a varaktorfeszültség függvényében



24. ábra. A modulációs meredekség a varaktorfeszültség függvényében



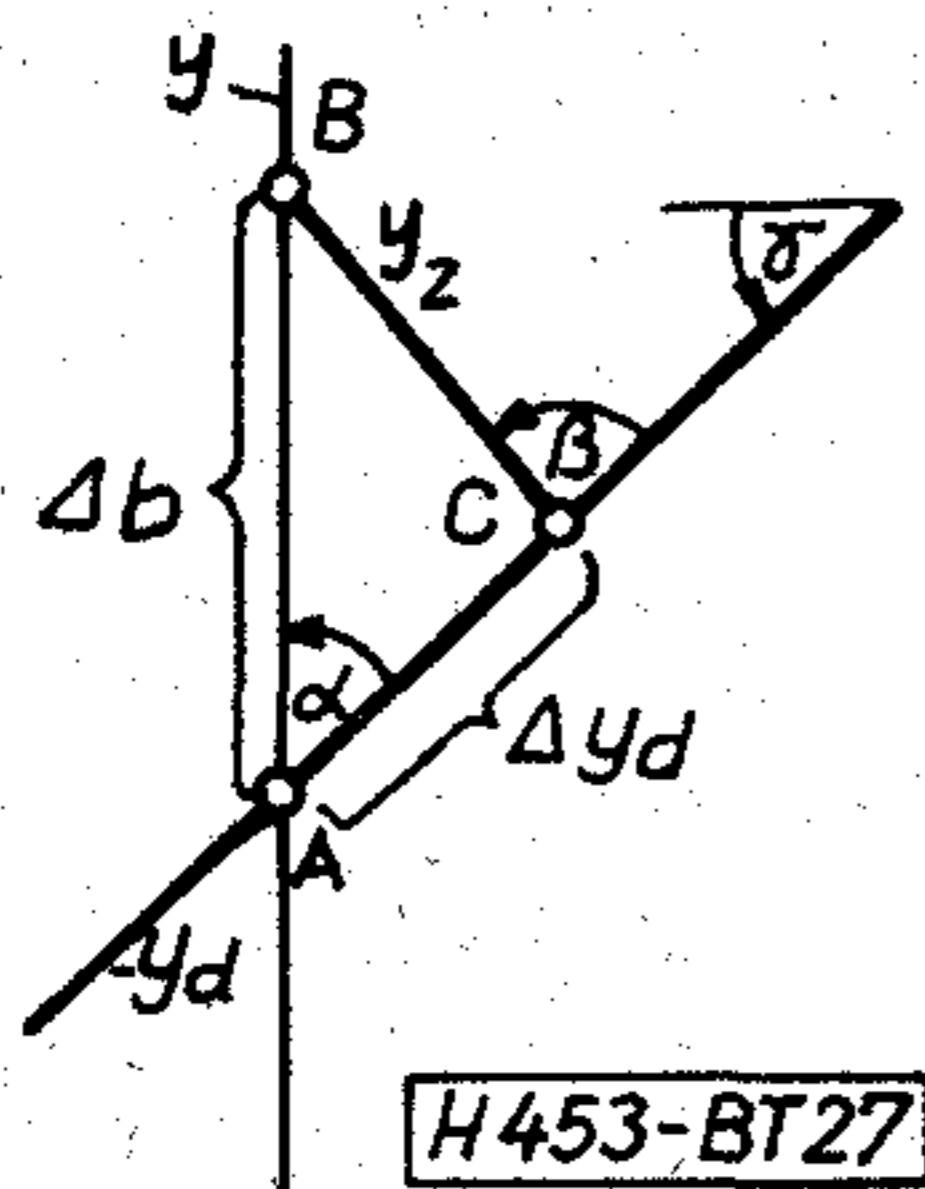
25. ábra. Zajos oszcillátor helyettesítő képe



26. ábra. A dióda-, a terhelő és a zaj-admittancia görbéje

meghatározható. Az Y_z admittancia nagysága és fázisa egyértelműen meghatároz két pontot. Az egyik pont a dióda-admittancia vonalán van és a feszültséget adja meg. A másik pont a terhelő admittancia vonalán van és a frekvenciát adja meg. A zaj hatására mind a feszültség, mind a frekvencia eltér a zajmentes munkaponthoz tartozó értéktől.

Az Y_z admittancia nagysága a zajáram négyzetes átlagértékével arányos, ezért adott beállításban állandónak vehető. Fázisa viszont véletlenszerűen változik és azonos valószínűséggel felvesz minden értéket. Az Y_z admittancia valamely fázishelyzetben meghatározza a zaj hatására létrejövő frekvencia-eltérést és amplitúdó-változást.



27. ábra. A zajadmittancia összetevőkre bontása $\beta > \alpha$ esetén

A zaj részletesebb vizsgálatát a 27. ábra alapján végeztük el. Itt normalizált admittanciákkal számolunk. A zajforrást jellemző admittancia normalizálása az alábbiak szerint végezhető el:

$$y_z = \frac{\bar{I}_z}{G_0 U} = \frac{i_z}{U}, \quad (34)$$

ahol:

$$i_z = \frac{\bar{I}_z}{G_0 U_m}. \quad (35)$$

Az áram tehát a $G_0 U_m$ mennyiségre van normalizálva.

A 27. ábrán látható, hogy az y_z admittancia hatására az oszcillátor munkapontja a zajmentes állapothoz tartozó A munkapontból kimozdul. Az y vonalon való elmozdulás a frekvencia megváltozását jelenti. Mivel ez véletlenszerűen ingadozik, frekvencia-zaj, vagy másként FM-zaj jön létre. A $-y_d$ vonalon való elmozdulás a feszültség megváltozását jelenti, ami amplitúdó-zajt, vagy másként AM-zajt okoz. Az FM-zaj a Δb elmozdulás, az AM-zaj pedig a Δy_d elmozdulás átlagértékével arányos.

Az elmozdulások átlagértékét az y_z admittancia valamennyi fázishelyzetének figyelembevételével határozhatjuk meg. Az ábrán α az y és $-y_d$ görbék által bezárt szög, β az y_z admittanciának a $-y_d$ vonallal bezárt szöge, γ pedig a $-y_d$ vonalnak a vízszintes tengellyel bezárt szöge. A szinusz tétel alapján:

$$\Delta b = \frac{y_z}{\sin \alpha} \sin(\pi - \beta), \quad \text{ha } \alpha \leq \beta \leq \pi, \quad (36)$$

és a 28. ábra esetében, amikor is $\beta < \alpha$:

$$\Delta b = \frac{y_z}{\sin(\pi - \alpha)} \sin \beta, \quad \text{ha } 0 \leq \beta \leq \alpha. \quad (37)$$

Mivel $\sin(\pi - \alpha) = \sin \alpha$ és $\sin(\pi - \beta) = \sin \beta$, a két eset azonos összefüggést ad. Az y_z fázishelyzete egyenletes valószínűséggel oszlik el, ezért integráljuk 0-tól π -ig és osszuk π -vel az átlagérték kiszámítása céljából. Az így kapott eredmény kétszerese lesz az átlagos Δb érték, ugyanis a fázis 0 és 2π között változhat. Tehát:

$$\overline{\Delta b} = \frac{2y_z}{\pi \sin \alpha} \int_0^\pi \sin \beta \, d\beta = \frac{4y_z}{\pi \sin \alpha}. \quad (38)$$

Hasonló gondolatmenettel Δy_d átlaga az előbbivel azonos lesz:

$$\overline{\Delta y_d} = \frac{4y_z}{\pi \sin \alpha}. \quad (39)$$

Az FM-zaj effektív lökete:

$$\Delta f_z = \frac{\partial f}{\partial b} \overline{\Delta b}. \quad (40)$$

A 25. ábra szerinti kapcsolás esetén:

$$b \cong 2Q_{r0} \frac{f - f_r}{f_r}, \quad (41)$$

ahol:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p(C_d + C_p)}}, \quad (42)$$

$$Q_{r0} = \frac{\omega_r(C_d + C_p)}{G_0} = \frac{\omega_0}{\omega_r} Q_0. \quad (43)$$

A (41) alapján pedig:

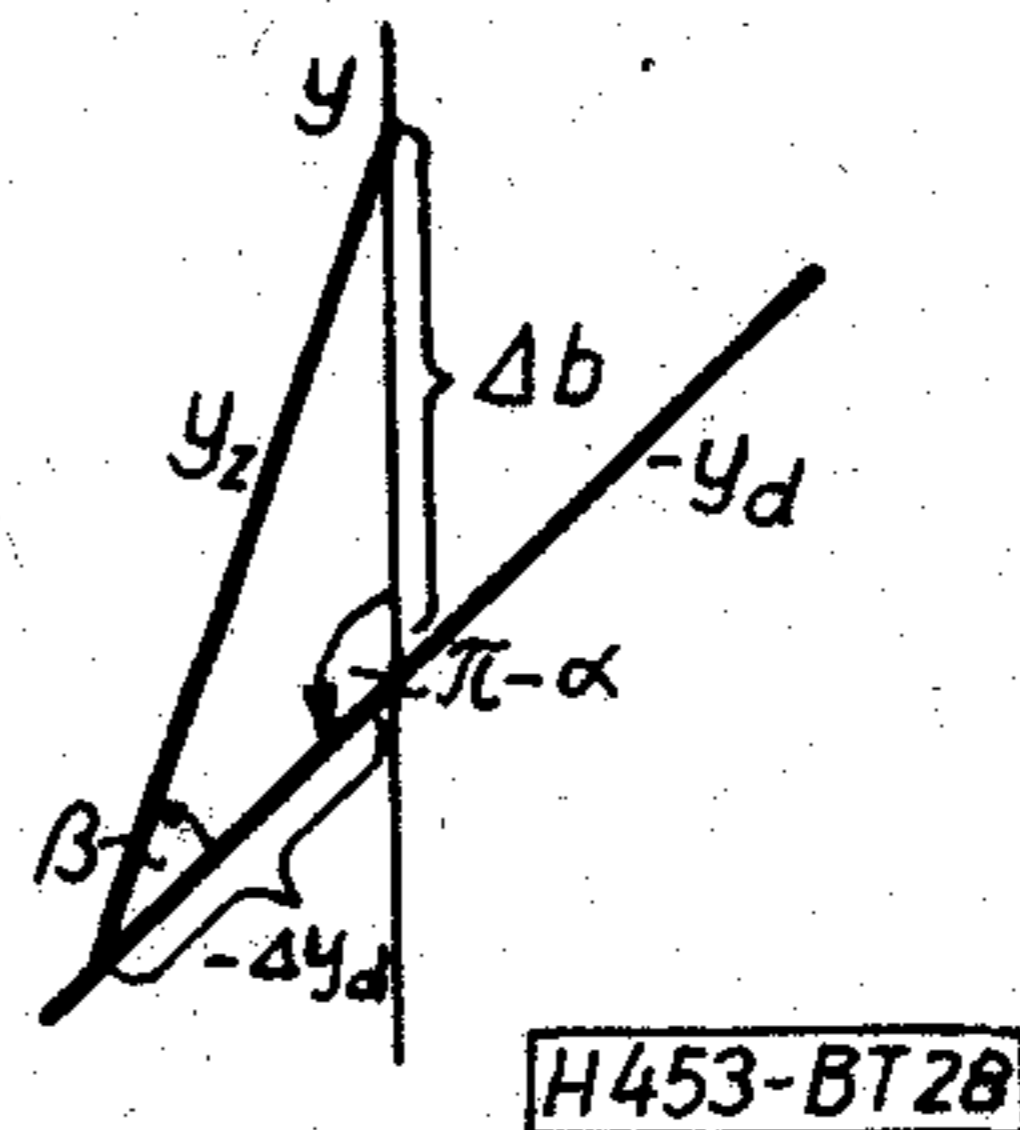
$$\frac{\partial f}{\partial b} = \frac{f_r}{2Q_{r0}}. \quad (44)$$

Egyrezonátoros oszcillátor FM-zajának effektív lökete a (34), (38), (40) és (44) képletek alapján:

$$\Delta f_z = \frac{2f_r}{\pi Q_{r0}} \frac{1}{\sin \alpha} \frac{i_z}{u} = \frac{2G_0}{\pi(C_d + C_p)} \frac{i_z}{u} \frac{1}{\sin \alpha}. \quad (45)$$

A zajlöket kisebb, ha az összkapacitás és az u feszültség nagyobb. Az FM-zaj tehát csökkenthető az áramkör kapacitásának növelésével, vagyis a jósági tényező növelésével. A feszültség növelésének zajcsökkentő hatását csak kismértékben tudjuk kihasználni, mert a feszültséget rendszerint teljesítmény-maximum beállításának kívánalma határozza meg.

Érdekes összefüggést kapunk Δf_z és α között is. A zajlöket függ attól, hogy a dióda és a terhelés



28. ábra. A zajadmittancia összetevőkre bontása $\beta < \alpha$ esetén

admittanciájának görbéje milyen szöget zár be egymással a munkapontnál. Minimális zajt kapunk α függvényében, ha a metszéspontban a görbék egymásra merőlegesek. Ha az α szög a 90° -tól eltér, a zajlöket nagyobb lesz. Amikor α közel zérussal egyenlő, az oszcillátor FM-zaja igen nagy.

Együreges oszcillátornál az α szög a dióda admittanciájának nemlinearitásától függ. Minél nagyobb b_n , a szuszceptancia nemlinearitási tényező, annál kisebb α és annál nagyobb a zajlöket. Ez a zajtöbblet azonban eltüntethető, ha olyan terhelést alkalmazunk, melynek helygörbéje a dióda vonalát a munkapontban merőlegesen metszi.

Vizsgáljuk most az AM-zajt, melynek teljesítménye:

$$p_z = 2 \left(\frac{\partial u}{\partial g_d} \Delta g_d \right)^2 g, \quad (46)$$

ahol:

$$\overline{\Delta g_d} = \overline{\Delta y_d} \cdot \cos \gamma \quad (47)$$

és (15) alapján:

$$\frac{\partial u}{\partial g_d} = \frac{1}{u}. \quad (48)$$

Egyrezonátoros oszcillátor esetében $\gamma = \frac{\pi}{2} - \alpha$ és ekkor $\cos \gamma = \sin \alpha$. A (39), (46), (47) és (48) képletek alapján az egyrezonátoros oszcillátor AM-zajának teljesítménye:

$$p_z = 2 \left(\frac{4i_z}{\pi u^2} \right)^2 g. \quad (49)$$

A feszültség növekedésével az AM-zaj erősen csökken.

Kiszajú oszcillátort tehát úgy készíthetünk, hogy a terhelést lazán csatoljuk a diódához. Sokszor jelentős teljesítmény-csökkenést is megengedünk azért, hogy a zaj kicsi legyen.

Vizsgálhatjuk az oszcillátor jel-zaj viszonyát. Ez az AM-zaj esetén gyorsan nő a feszültség növelésével. Sok esetben az FM-zaj az érdekes, például mikrohullámú sokcsatornás berendezésekben. A zajteljesítmény a zajlöket négyzetével arányos. Nézzük most az oszcillátor teljesítményének és az FM-zaj teljesítményének a hányadosát:

$$\frac{p}{p_z^{(FM)}} = \frac{2u^2 \left(1 - \frac{1}{2} u^2 \right)}{K/u^2}. \quad (50)$$

A nevezőben a feszültségtől független mennyiségeket a K konstansba foglaltuk bele. Az (50) hányadosnak maximuma van, ha $u^2 = \frac{4}{3}$. Ekkor még a teljesítmény is alig kisebb a maximumnál: $p = \frac{8}{9}$.

Az oszcillátor zaja alapvetően függ az i_z zajáramtól, mely viszont függvénye a dióda belső felépítésének és az egyenáramnak.

8. Táplálás

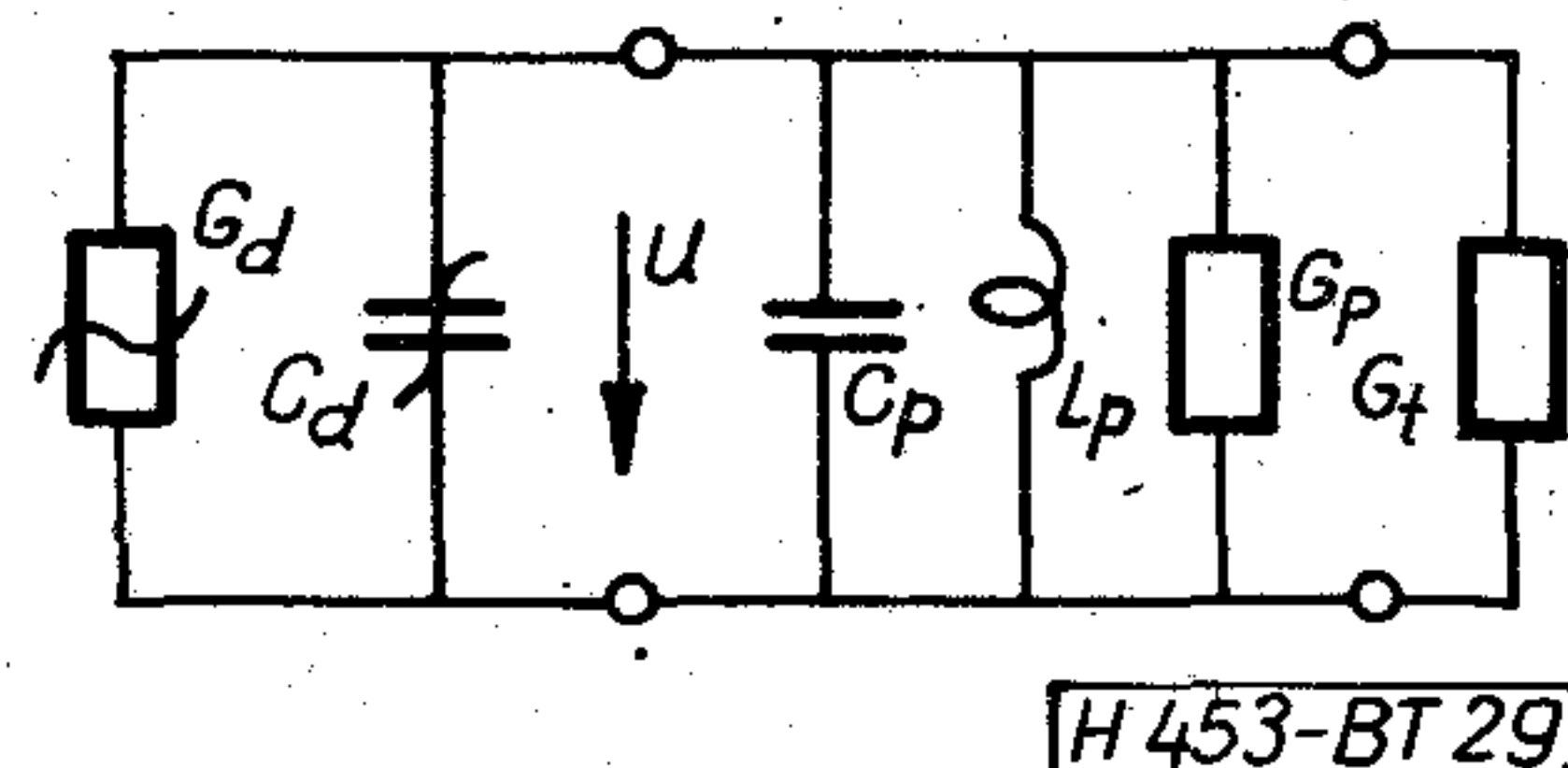
A diódás oszcillátorok táplálása az alkalmazott diódától függ. A Gunn-dióda feszültségstabilizált, az Impatt-dióda áramstabilizált tápegységet igényel.

A tápegységnek kis zajúnak kell lennie, mert a dióda a táplálás zaját a rezgés jelére rámodulálja.

A tápfeszültségnek a diódához való hozzávezetését úgy kell megoldani, hogy a nagyfrekvenciás jel a tápfeszültség bevezetésénél ne jusson ki az oszcillátor áramköréből. A diódák általában kisfrekvencián is létre tudnak hozni gerjedést. Ezt a tápfeszültség bevezetés kisfrekvenciás szűrésével és a tápegység belső ellenállásának megfelelő értékre állításával akadályozzuk meg.

9. A veszteségek hatása

Az eddigiekben a veszteségeket elhanyagoltuk, illetve a terhelésbe betudtuk. Veszteségek lépnek fel a diódában és a rezonátorban. Ezeket egybevéve G_p párhuzamosan kapcsolt konduktanciával jelöljük. A veszteséges oszcillátor helyettesítő kapcsolása a 29. ábrán látható. A veszteségek hatására ebben



29. ábra. Veszteséges oszcillátor helyettesítő képe

a kapcsolatban a frekvencia nem változik, meg, csak a teljesítmény. A rezgési frekvencián a konduktanciák összege zérus:

$$G_d + G_p + G_t = 0. \quad (51)$$

Térjünk át normalizált értékekre és helyettesítsük be a dióda-konduktanciát (10)-ből az (51)-be.

$$-g_d = 1 - \frac{1}{2} u^2 = g_p + g_t. \quad (52)$$

A kimenő teljesítmény:

$$p_t = 2g_t u^2. \quad (53)$$

A g_t terhelő konduktanciát (52)-ből kifejezve és (53)-ba behelyettesítve:

$$p_t = 2 \left(1 - g_p - \frac{1}{2} u^2 \right) u^2. \quad (54)$$

Keressük meg a kimenő teljesítmény maximumát a feszültség függvényében. E célból deriváljuk (54)-et u^2 szerint, majd tegyük egyenlővé zérussal. Ebből az egyenletből kapjuk a maximális kimenő teljesítményhez tartozó feszültséget:

$$u_m^2 = 1 - g_p. \quad (55)$$

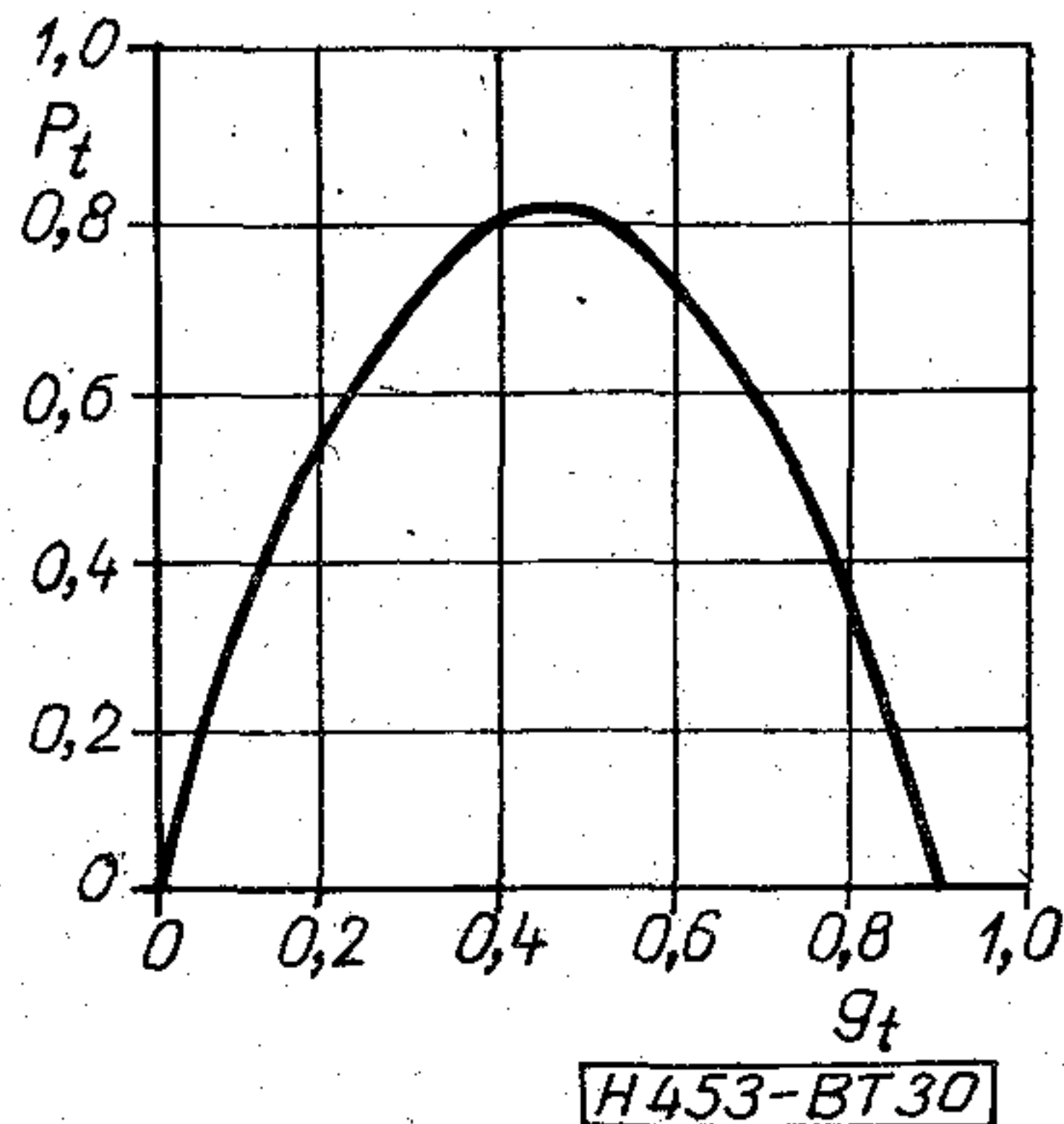
A maximális kimenő teljesítmény (55)-öt (53)-ba helyettesítve kapható:

$$p_{tm} = (1 - g_p)^2. \quad (56)$$

Az ehhez tartozó terhelés:

$$g_{tm} = \frac{1}{2} (1 - g_p). \quad (57)$$

A kimenő teljesítménynek a terheléstől való függését a 30. ábrán adjuk meg arra az esetre, amikor $g_p = 0,1$. A kimenő teljesítmény nem éri el az egységet. Maximuma 0,81 ami 0,9 dB csökkenést jelent. A maximális kimenő teljesítményhez tartozó terhelő konduktancia kisebb 0,5-nél, a jelen esetben 0,45. Továbbá 0,9 értékű terhelésnél a kimenő teljesítmény már nulla lesz.



30. ábra. A kimenő teljesítmény a terhelés függvényében

A kimenő teljesítmény maximuma kisebb feszültségnél van, mint a dióda által előállított p teljesítmény maximuma. A dióda-admittancia negatív értéke a kimenő teljesítmény maximumánál pedig nagyobb, mint a p teljesítmény maximumánál. Ugyanis (52) és (57) alapján:

$$-g_{am} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} g_p. \quad (58)$$

Amikor $g_p = 0$, $-g_{am} = \frac{1}{2}$ és ekkor van p maximuma.

A veszteségek növekedésével a kimenő teljesítmény maximuma nagyobb zajú állapot felé tolódik el.

10. A környezeti hőmérséklet hatása

Az oszcillátor üzemét a környezet jelentősen befolyásolja. Legjelentősebb hatása a hőmérséklet változásának van. A dióda konduktanciája és kapacitása függ a hőmérséklettől. A konduktancia változása a teljesítményt változtatja meg, a kapacitás változása pedig a frekvenciát változtatja meg. Rendszerint a frekvencia megváltozása okoz nagyobb problémát, mert a frekvencia stabilitására szigorúbb követelmények vannak, mint a teljesítmény stabilitására.

A frekvencia stabilitását nemcsak a dióda határozza meg, hanem a rezonátor is. Minél nagyobb a rezonátor C_p kapacitása C_d -hez viszonyítva, annál kisebb frekvenciaeltérést okoz C_d megváltozása. Természetesen a rezonátornak is van hőmérsékletfüggése, ez azonban általában kisebb, mint a diódáé. A frekvenciastabilitás a dióda kapacitásának hőmérsékletfüggése ismeretében elvileg jelentősen javítható, ha a rezonátor hőmérsékletfüggése ellenkező előjelű.

A frekvencia hőmérsékletfüggését a szuszceptanciák hőmérsékletfüggése határozza meg. Így az induktív-kapacitás szorzat az alábbi alakba írható:

$$L_p(1 + \alpha_p \Delta T)[C_d(1 + \alpha_d \Delta T) + C_p(1 + \alpha_p \Delta T)] \cong \\ \cong L_p(C_d + C_p) \left[1 + \frac{(\alpha_d + \alpha_p)C_d + 2\alpha_p C_p}{C_d + C_p} \Delta T \right]. \quad (59)$$

Itt α_d a dióda kapacitásának, α_p a rezonátor kapacitásának és induktívitasának hőmérsékleti együtthatója, ΔT pedig a környezeti hőmérséklet megváltozása. Az átalakításnál a másodrendűen kicsiny tagokat elhagytuk.

A frekvencia (59) négyzetgyökével fordítottan arányos. Így a frekvencia megváltozása az alábbi lesz:

$$\Delta f_r = -\frac{1}{2} f_r \frac{(\alpha_d + \alpha_p)C_d + 2\alpha_p C_p}{C_d + C_p} \Delta T. \quad (60)$$

Itt figyelembe vettük, hogy $\Delta f_r \ll f_r$.

A frekvencia stabilitását többféle módon növelhetjük. Az oszcillátort termosztátba helyezve a hőmérséklet megváltozása jelentősen csökkenthető. Másik lehetőség, hogy kis hőmérsékleti együtthatóval rendelkező nagy jóságú tényezőjú rezonátort használunk. A nagy jóságú tényező nagy C_p kapacitást jelent és ekkor elsősorban a rezonátor hőmérsékleti együtthatója határozza meg a frekvenciának a megváltozását.

Lehetőség van hőkompenzációra is. A frekvencia megváltozása zérus, ha a (60) képlet számlálója zérussal egyenlő. Ez akkor teljesül, ha:

$$\alpha_p = -\alpha_d \frac{C_d}{C_d + 2C_p}. \quad (61)$$

A hőkompenzációhoz különböző előjelű hőmérsékleti együtthatók szükségesek és a rezonátor hőmérsékleti együtthatójának nagysága (abszolút értéke) kisebb kell legyen, mint a diódáé. A rezonátor hőmérsékleti együtthatóját pontosan belállítani nem tudjuk, ezért célszerű α_p megválasztása után C_p -t kiszámítani, mely a (61) alapján:

$$C_p = -\frac{1}{2} \frac{\alpha_d + \alpha_p}{\alpha_p} C_d. \quad (62)$$

Ezzel a jóságú tényező már adott lesz.

Hőkompenzációval javítani lehet a frekvencia stabilitását, de gyakorlatilag jelentős javulás nem biztosítható. Ugyanis a dióda hőmérsékleti együtthatója és kapacitása dióda-példányonként számottevő eltérést mutat és az egyenfeszültségtől is függ.

Szigorú frekvenciastabilitási követelmények esetén ezért valamilyen szinkronizálási módszert alkalmazunk.

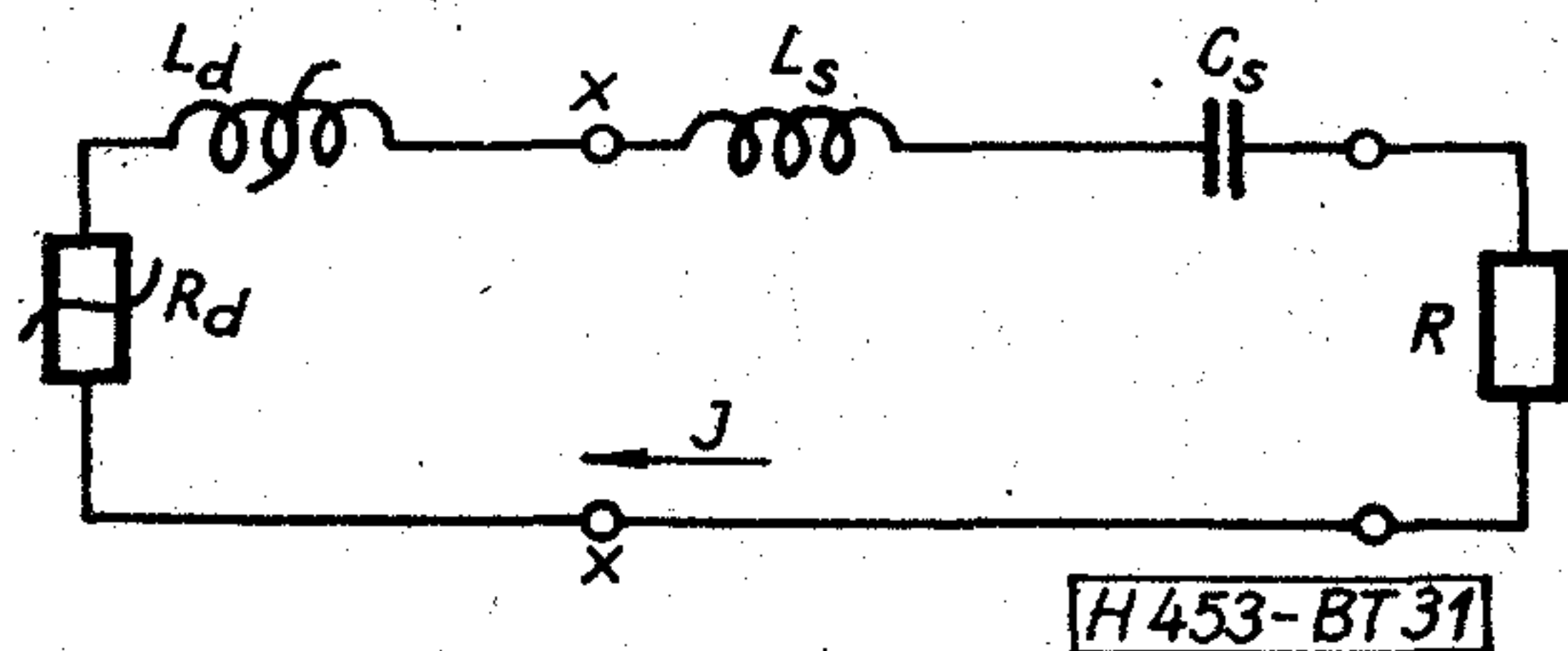
11. Duál kapcsolások

Az eddigiekben az oszcillátort feszültségvezérelt aktív elem alkalmazásával tárgyaltuk a 4. ábra helyettesítő képe alapján. Ez a közelítés általában jól használható különféle oszcillátor-típusokra. Egyes esetekben azonban az áramvezérléses közelítést célszerű használni. Az áramvezérlés a feszültségvezérlés duálja és a helyettesítő kép, valamint az elemértékek is a 4. ábra szerinti a duáljai lesznek.

A duál-fogalmakat a következőkben soroljuk fel: feszültségvezérlés—áramvezérlés, párhuzamos kap-

csolás—soros kapcsolás, áramgenerátor—feszültséggenerátor, feszültség—áram, konduktancia—ellenállás, kapacitás—induktivitás, szuszceptancia—reaktancia.

A feszültségvezérelt esetre levezetett összefüggések a duál-fogalmaknak megfelelően átírva az áramvezérelt esetet adják meg. Így nincs szükség az áramvezérelt esettel külön foglalkozni. Minden eredmény, melyet feszültségvezérléssel kaptunk, formális átírás után közvetlenül használható az áramvezérelt esetre.



31. ábra. Az oszcillátor helyettesítő kapcsolása áramvezérlés esetén

Az áramvezérelt diódás oszcillátor helyettesítő képe az előzők alapján a 31. ábrán látható, mely a 4. ábra duálja. A dióda impedancia a (6) képlet átírásával adódik:

$$Z_d = -R_0 \left(1 - \frac{1}{2} i^2 \right) + jR_0 \frac{\omega}{\omega_0} (Q_{d0} + x_n i^2), \quad (63)$$

ahol:

$$i = \frac{I}{I_m}, \quad (64)$$

$$Q_{d0} = \frac{\omega_0 L_{d0}}{R_0}, \quad (65)$$

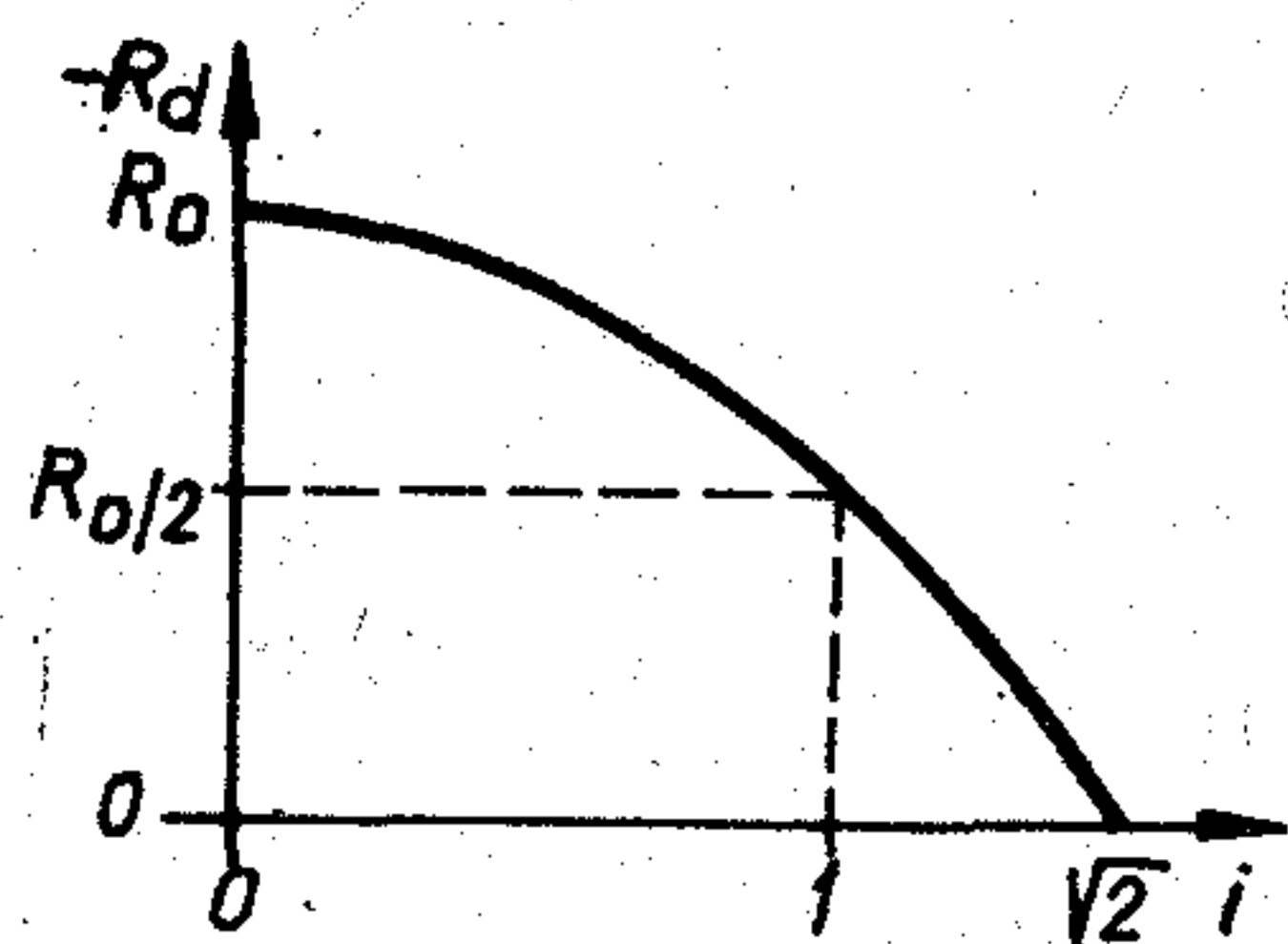
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_{d0} + L_s) C_s}}. \quad (66)$$

Itt I_m a maximális teljesítményhez tartozó áram, L_{d0} a dióda kisjelű inductivitása, R_0 a kisjelű negatív ellenállás, x_n a reaktancia nemlinearitási tényező.

A dióda negatív ellenállásának szintfüggését a (63) képlet alapján a 32. ábra mutatja. A dióda ellenállás negatívja az áram növekedésével csökken. Az oszcilláció feltétele az adott kapcsolásban tehát:

$$R \leq R_0. \quad (67)$$

Ebben lényeges különbség van az áramvezérelt és a feszültségvezérelt eszközök között. Ugyanis



32. ábra. A dióda negatív ellenállásának szintfüggése

áramvezérlésnél az oszcilláció kialakulásához a terhelő ellenállásnak kisebbnek kell lennie a dióda kisjelű negatív ellenállásánál, míg feszültségvezérlésnél az oszcilláció kialakulásához a terhelő konduktanciának kell kisebbnek lennie, mint a dióda kisjelű negatív konduktanciája, vagyis a terhelő ellenállásnak nagyobbak kell lennie a dióda kisjelű negatív ellenállásánál.

Az impedanciák normalizálását R_0 -ra végezzük el. Így:

$$r = \frac{R}{R_0}, \quad (68)$$

mely a (14) képlet kuálja.

A duál-fogalmak között vannak olyanok, melyek önmaguk duáljai. Ilyen például a teljesítmény, a frekvencia, a fázis. Ezeket tehát nem kell átírni. A végképletekben főleg az előbbi három mennyiség szerepel, így az átírás viszonylag egyszerű. Rendszerint csak az alábbi két mennyiség átírására van szükség:

$$g \rightarrow r \quad (69)$$

$$b_n \rightarrow x_n. \quad (70)$$

A duál-fogalmak alkalmazásával és az ezen alapuló átírásokkal tehát a feszültségvezérlés elrendezésről formális módosításokkal egyszerűen át lehet térni az áramvezérlés elrendezésekre. Ezért nem foglalkoztunk az előző pontokban külön az áramvezérléses megoldásokkal.

IRODALOM

- [1] Johnston, R. L.-De Loach, B. C.-Gohen, B. G.: A silicon diode microwave oscillator, Bell System T. J., 1965, febr. 369-372 old.
- [2] Greiling, P. T.-Haddad, G. I.: Large-signal equivalent circuits of avalanche transit-time devices, IEEE Trans. MTT, 1970, nov. 842-853 old.
- [3] Hines, M. E.: Large-signal noise, frequency conversion and parametric instabilities in IMPATT-diode networks, Proc. IEEE, 1972, dec. 1534-1548 old.
- [4] Kurokawa, K.: Injection locking of microwave solid-state oscillators, Proc. IEEE, 1973, okt. 1386-1410 old.
- [5] Sobol, H.-Sterzer, F.: Microwave power sources, IEEE Spectrum, 1972, 8. szám, 20-33 old.
- [6] Bulman, P. J.-Hobson, G. S.-Taylor, B. C.: Transferred-electron devices, Academic Press, New York, 1972.
- [7] Van der Pol, B.: Forced oscillations in a circuit with nonlinear resistance, Phil. Mag., 1927, jan. 65-80 old.
- [8] Van der Pol, B.: The nonlinear theory of electric oscillations, Proc. IRE 1934, szept. 1051-1086 old.
- [9] Haddad, G. I.: Avalanche transit-time devices, Artech House Inc., Dedham, Mass., 1973.
- [10] Hobson, G. S.: The Gunn effect, Clarendon Press, Oxford, 1974.
- [11] Berceli T.: Analysis of microwave tunnel-diode oscillators, XII. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium. Ilmenau, 1967 szept. Heft 9, 33-40 old.
- [12] Almássy Gy.: Mikrohullámú Kézikönyv, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.
- [13] Berceli T.-Nagy W.-Sellei T.: Improvements in Gunn oscillators, Third National Conference on Microwave Solid State Electronics, Zakopane, 1974. okt.
- [14] Berceli T.: Nonlinear effects in IMPATT-diode amplifiers, Conference Proceedings of 5th European Microwave Conference/Microwave 75, 1975, szept. 705-709 old.
- [15] Tager, A. Sz.-Bold-Petrov, V. M.: Lavinnoproletnie diodi i ih primenenie v tehnike Sz. V. Cs., „Szovetszkoe Radio”, Moszkva, 1968.

Constronic '76

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület, a MTESZ-beli társegyesületei: az MEE, a GTE, a MATE, az OPAKFI és az NJSZT közreműködésével, f. évi szeptember hó 14-től 17-ig rendezte meg „Elektronikai berendezések és készülékek mechanikai konstrukciója” tárgyú, nemzetközi részvételű konferenciáját, Budapesten, a MTESZ székházában.

A konferencián — amelynek védnökségét a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztálya és az IFIP (International Federation for Information Processing) vállalata — 15 ország 284 (ebből több, mint 80 külföldi) szakértője vett részt és 64 szerzőtől összesen 49 előadás hangzott el. Két, kiemelkedő fontosságú témakörben „kerekasztal” megbeszélést folytattak le.

A konferencia megnyitó ülésén *dr. Horgos Gyula*, a MTESZ ügyvezető elnöke elnökölt. Megnyitó beszédében kifejtette: a konferenciának az ad fokozott jelentőséget, hogy a műszaki fejlődésnek abban az időszakában kerül megrendezésre, amikor az elektronika ugrásszerű fejlődése által nyújtott lehetőségek gyakorlati kihasználása a szerkezeti konstrukciót megvalósító szakemberek alapvetően új szemléletének kialakítását kívánja meg; amikor az eddigi szerkezeti konstrukciós módszerek már lassan korszerűtlenné válnak, és az új célravezető módszerek még csak most kezdenek gyakorlattá válni.

Dr. Bognár Géza akadémikus a Magyar Tudományos Akadémia részéről üdvözölte a konferenciát. Beszédében hangsúlyozta, hogy a korunkra jellemző folyamat: a tudománynak közvetlen termelőerővé válása az elektronika területén érvényesül a leghatékonyabban.

Az új elektronikai eszközök, készülékek, berendezések létrehozása új technológiai eljárások megvalósítása nehéz feladatokat ró a szerkezeti kialakítást végző szakemberekre. A feladatok megoldásához a fizikusok, kémikusok, matematikusok, számítógép-szakemberek, áramkör-tervezők és szerkezeti konstruktőrök szoros együttműködése nélkülözhetetlen. Ez a konferencia ennek a közös erőfeszítésnek a kialakulását, illetve megerősítését van hivatva elősegíteni.

Dr. Tófalvy Gyula, a Magyar Híradástechnikai Egyesülés elnökhelyettese, bevezető előadásában áttekintést adott az elektronikai ipar megoldásra váró konstrukciós problémáiról és a konstruktőrökkel szemben támasztott igényekről. Elemzte az elektronika fejlődésével strukturális változáson keresztül menő áramköri és szerkezeti konstrukció, valamint a konstruktóri munka elvi kérdéseit, amelyek közül számos kérdésre a konferencián elhangzó előadások adhatnak választ.

A konferencia szervezésével kapcsolatos kérdéseket *dr. Almássy György*, a műszaki tudományok doktora, a HTE főtitkára, a konferencia Szervező Bizottságának elnöke ismertette. Elmondta, hogy ezt a konferenciát hasonló célkitűzésekkel szervezték meg, mint az 1972. évit, figyelembe véve annak tapasztalatait. A tárgykör különböző területeiről összegyűjtött előadásokkal lehetőséget kívántak biztosítani arra, hogy a különböző szakterületeken működő szakemberek kötetlen eszmecsereje révén egymás problémáit megismerjék és közös nyelvet alakítsanak ki, továbbá, hogy lehetőség nyíljon szűkebb körben a speciális problémák megvitatására is.

A Constronic'76 négy munkanapján mind műszaki, mind tudományos szempontból fontos témákat vitattak meg. Maradéktalanul megvalósult a konferencia alapvető célkitűzése: az elektronikai ipar különböző területein működő szakemberek, illetve az egyetemek, főiskolák tanárai találkoztak egymással, problémákat vetettek fel, megoldásokat javasoltak, megvitatták a jelen gondjait, eredményeit és a jövő feladatait.

Az előadások a legfontosabb kérdéses csoportokat felölelő szekciók kereteiben hangzottak el. Az új konstrukciós megoldásokkal foglalkozó szekcióban új, érdekes, gyakorlatilag jól felhasználható eredményekkel ismerkedett meg a hallgatóság. Új gondolatokat ébresztő előadások hangzottak el — többek között — a hőátadással, a nedvesség hatásával, a megbízhatósággal és a szabványosítás kérdéseivel foglalkozó szekciókban.

Külön ki kell hangsúlyozni a konferencia alkalmával megrendezett „kerekasztal” megbeszélések sikerét.

Az *oktatási kérdésekkel* foglalkozó kerekasztal megbeszélésén — melynek vitáját *dr. Petrik Olivér*, a BME tanszékvezető tanára vezette — kihangsúlyozták, hogy az újonnan kiképzett korszerű ismeretekkel rendelkező fiatal mérnökök tezik lehetővé az iparban az új módszerek bevezetését, a konstrukciós módszertan legkorszerűbb formáinak alkalmazását; ugyanakkor a fiatal mérnököt emberileg arra is fel kell készíteni, hogy be tudjon illeszkedni munkahelyének régi munkatársai közé. A régi szakemberek továbbképzése is rendkívül fontos, mert egyrészt nem mellőzhetőek a tapasztalt korosztályok, másrészt mert a régi szakemberek továbbképzése nem nélkülözhető az új generációk zavarmentes bekapcsolásához a konstrukciós munkába. A kerekasztal megbeszélés módszertani kérdésekkel is foglalkozott, különféle intenzív oktatási formák lehetőségeit és előnyeit vizsgálva. A vita során számos ország konstruktőr-képzésének rendszere vált ismertté és számos értékes javaslat hangzott el.

A *számítógépek alkalmazása* témakörben rendezett kerekasztal megbeszélésén — melynek vitáját *dr. K. Roth*, a braunschweigi egyetem tanszékvezető tanára vezette — nagy számban vettek részt ipari laboratóriumok kutatói, fejlesztő mérnökök és egyetemi oktatók. Megállapították, hogy

- a számítógépek intenzív alkalmazása a szerkezeti konstrukcióban az európai nagyobb kutató-fejlesztő laboratóriumokban nemcsak alapvető irányzat, de gyakorlattá is kezd válni;
- az NC rendszerű gyártó automaták elterjedése az elektronikai iparban, gyökeresen megváltoztatja a gyártási dokumentációt és igényli ennek automatizált előállítását;
- a szerkezeti konstrukcióban döntővé válik a több évre szabványosított építőelemekből való felépítés;
- a számítógépeknek a szerkezeti konstrukcióban való alkalmazását elősegítendő, fontos szerep jut a szemléletváltozást befolyásoló tényezőknek, elsősorban az egyetemi és postgraduális képzésnek, valamint a komplett gépi tervezési szolgáltató rendszerek elterjedésének.

A sikeres konferencia legfőbb tanulságai röviden az alábbiak szerint foglalhatók össze:

- Szorgalmazni kell az új elméleti eredményeknek, konstrukciós rendszereknek, számítógépes tervezési eljárásoknak ipari bevezetését.
- Az egyetemi és főiskolai oktatásban méltó helyet kell biztosítani a elektronikai ipar szerkezeti konstruktőrei oktatásának. A fiatal mérnököket nemcsak szakmailag kell képezni, hanem fogékonnyá kell tenni őket a technikai haladás következtében előálló, folyamatos változások iránt.
- A számítógépes tervezési módszereket a konstruktőrök kezébe kell adni, a konstruktőröket közel kell hozni az elektronikai számítástechnikához.
- Az új konstrukciós módszerek, gépi tervezési eljárások széles körű alkalmazását megkönnyítené, ha a nemzetközi szabványosítás lényegesen meggyorsulna és a szükséges szabványok az új módszerekhez könnyen alkalmazható formában kerülnének kiadásra.
- Célszerű 4 év múlva megrendezni a Constronic'80 konferenciát. A konferenciának elő kell segítenie a különféle szakterületeken működő szakemberek együttműködését az elektronikai készülékek és berendezések jobb szerkezeti kialakításának érdekében.

A Constronic'76 konferencia sikeres előkészítéséért és lebonyolításáért köszönet illeti mindazokat, akik aktív közreműködésükkel segítséget nyújtottak, ezek között a MTESZ-beli társegyesületek megbízottait és elsősorban a Szervező Bizottság titkárát, *Bánsághi Pált*, a HTE Konstruktív Szakosztályának elnökét, és nem utolsósorban a HTE Titkárságának belső és külső munkatársait, akik magukon hordozták e nemzetközi részvételű nagyrendezvény minden adminisztratív terhet.

Dr. Almássy György

Mozgómágneses tárolók optimális írási munkapontja

ETO 621.377.623.22:681.327.63

A digitális számítógépek fejlesztése során döntő feladat a tároló kapacitásának növelése, árának csökkentése, működési sebességének és megbízhatóságának fokozása. Jelenleg nem áll rendelkezésre olyan tárolótípus, mely az összes követelményt maradéktalanul kielégítené. Ezért a modern digitális számítógépekben különböző technológiával készült tárolóegységek hierarchikus szervezését alkalmazzák. A számítógép központi egységében gyors, de költséges és így viszonylag kis tárolási kapacitású ún. operatív tárolót alkalmaznak (leggyakrabban ferritgyűrűs vagy integrált áramkörös tárolót). Az operatív tároló mögött nagy kapacitású, olcsó, de viszonylag lassú tárolók — háttértárolók — vannak. A háttértárolók és az operatív tároló közötti információcserét a számítógép egyéb műveleteivel lehetőleg átlapolva végezzük.

A leggyakrabban alkalmazott háttértárolók ma is — és még várhatóan hosszabb ideig — mozgómágneses tárolók (mágneselem, mágnesszalag és mágneskártya). A mozgómágneses tárolókban egy folytonos mágneses közeg mozog egy vagy több író/olvasó fejhez viszonyítva. Az adatok rögzítését és a tárolt adatok érzékelését az író/olvasó fej végzi. Az adatokhoz a tároló közeg fejhez viszonyított mozgásával férhetünk hozzá.

A digitális adatok tárolására a megbízhatóság növelése érdekében a tároló közeget valamilyen irányban telítésig mágnesezzük. Mivel a kiolvasott jel a fejhez kapcsolódó fluxus — és ezen keresztül a tároló közegben létrehozott mágnesezés — változásával arányos, az írási folyamat során kis mágnesezés-átváltási hossz elérésére törekszünk.

A mozgómágneses tárolók írási folyamata kellő pontossággal a dinamikus önfenntartó mágnesezéssel vizsgálható [1, 2, 3]. A szükséges számítások számítógépen iterációs módszerekkel végezhetőek el. A módszer hátránya, hogy a mozgómágneses tároló különböző paramétereinek hatását csak nagyon nehézkesen lehet szétválasztani.

A cikkben az írási folyamat egyik alapvető mechanizmusát tárgyaljuk egy egyszerűsített modell alapján. Az egyszerűsített modell a gyakorlat szempontjából fontos vékony tároló közeg esetén viszonylag jó közelítést szolgáltat. Döntő előnye — a lényegesen kisebb számítási bonyolultság mellett —, hogy kvalitatíve helyes eredményeket szolgáltat, és felhívja a figyelmet a tároló minőségét alapvetően befolyásoló tényezők közötti kölcsönhatások jellegére.

Az írási folyamat részletes vizsgálatával más helyen már foglalkoztunk [3, 4]. Itt vékony tároló közeg esetén a minimális mágnesezés-átváltási hosszhoz tartozó íróáram és a mágnesezés-átváltási hosszak a tároló alapvető paramétereire vonatkozó érzé-

kenysége közötti kapcsolatot vizsgáljuk. A vizsgálat során eltekintünk a tároló közegben kialakuló mágnesezési minta visszahatásától (a lemágneseződéstől). A tároló közeg visszahatása ugyan jelentősen befolyásolja az írási folyamat során kialakuló mágnesezés-átváltás alakját és hosszát, elhanyagolásával azonban jobban kidomborodik e vizsgálatunk tárgyát képező mágneses és mechanikai toleranciák hatása.

Az íróáram optimális értéke

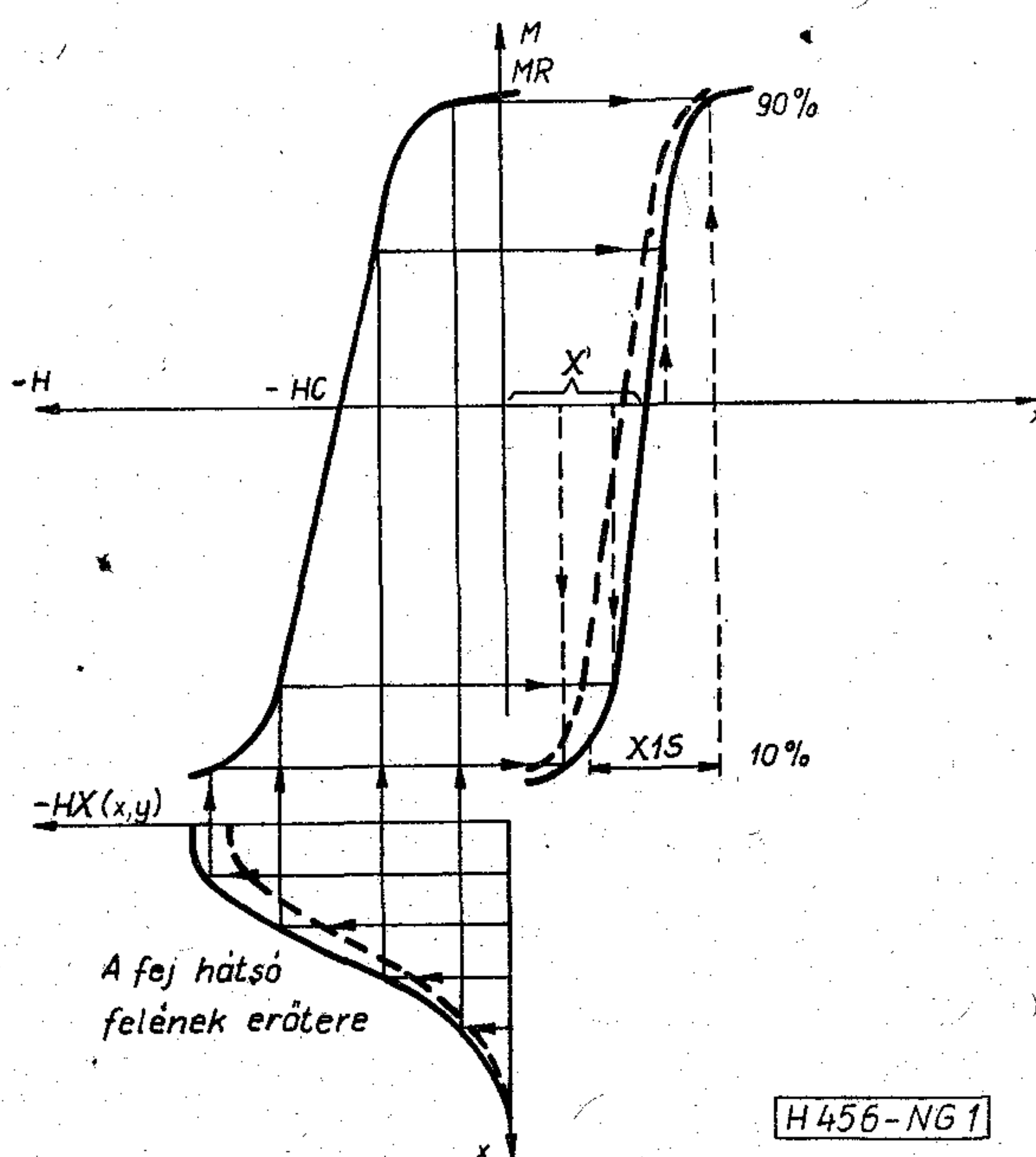
Tételezzük fel, hogy az írófej alatt v sebességgel elhaladó tároló közeg a mozgás irányában (x irány) $+MR$ remanens állapotba elő van mágnesezve. Tételezzük fel továbbá, hogy a tároló közeg vékony és csak az x irányú mágnesezést vizsgáljuk. Az írótekerésre negatív áramugrást adva, és a tároló közeg visszahatását elhanyagolva, a kialakuló mágnesezés-átváltás az 1. ábra alapján határozható meg.

Az 1. ábra alapján a mágnesezés-átváltás hossza minimális, ha

$$\frac{\partial M}{\partial x} = \frac{\partial M}{\partial HX} \cdot \frac{\partial HX}{\partial x} = \max. \quad (1)$$

Adott hiszterézishurkú tároló közeg esetén tehát a

$$\frac{\partial HX}{\partial x} = \max \quad (2)$$



1. ábra. Az írási folyamat egyszerűsített modellje

feltétel biztosítja a minimális átváltási hosszat. Az írófej szórt mágneses terének x irányú összetevőjét a Karlquist-féle közelítéssel [5] határozhatjuk meg:

$$HX(x, y) = \frac{HG}{\pi} \left[\operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{x+G/2}{y} \right) - \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{x-G/2}{y} \right) \right] \quad (3)$$

ahol HG = a térerősség az írófej légrésében,
 G = az írófej légrésének szélessége,
 x = az írófej légrésének közepétől a tároló közeg mozgásának irányában mért távolság,
 y = az írófej pólusainak síkjától a tároló közeg irányában mért távolság.

$$HG = \frac{0,4\pi NI [A]}{G [cm]} E [Oe], \quad (4)$$

ahol N = az írótekerccs menetszáma,
 I = az íróáram értéke,
 E = az írófej hatásfoka.

A mágnesezés-átváltási hossz szempontjából optimális írási munkapont a

$$HX(x_{\text{opt}}, y) = HC \quad (5)$$

és a (2) és (3) összefüggések alapján a

$$16y^4 - 32x^2y^2 + 8G^2y^2 + 8G^2x^2 - 48x^4 + G^4 = 0 \quad (6)$$

egyenlet megoldásából adódik. Adott légrésszélesség (G), fejrég távolság (y), tároló közeg (HC) és írófejhatásfok (E) esetén a (6) egyenletből kapott x_{opt} optimális munkapontoz tartozó íróáram értéke a (3), (4) és (5) egyenletekből meghatározható.

Az íróter meredekségének érzékenysége

A mozgómágneses tárolók paraméterei a gyártás során csak bizonyos toleranciával állíthatók be, és külső tényezők hatására is megváltozhatnak. A paraméterek toleranciáinak hatását az érzékenységgüggvények bevezetésével vizsgálhatjuk. A mozgómágneses tárolók jellemzőit alapvetően befolyásoló két paraméter, a G légrésszélesség és az y fejrég távolság.

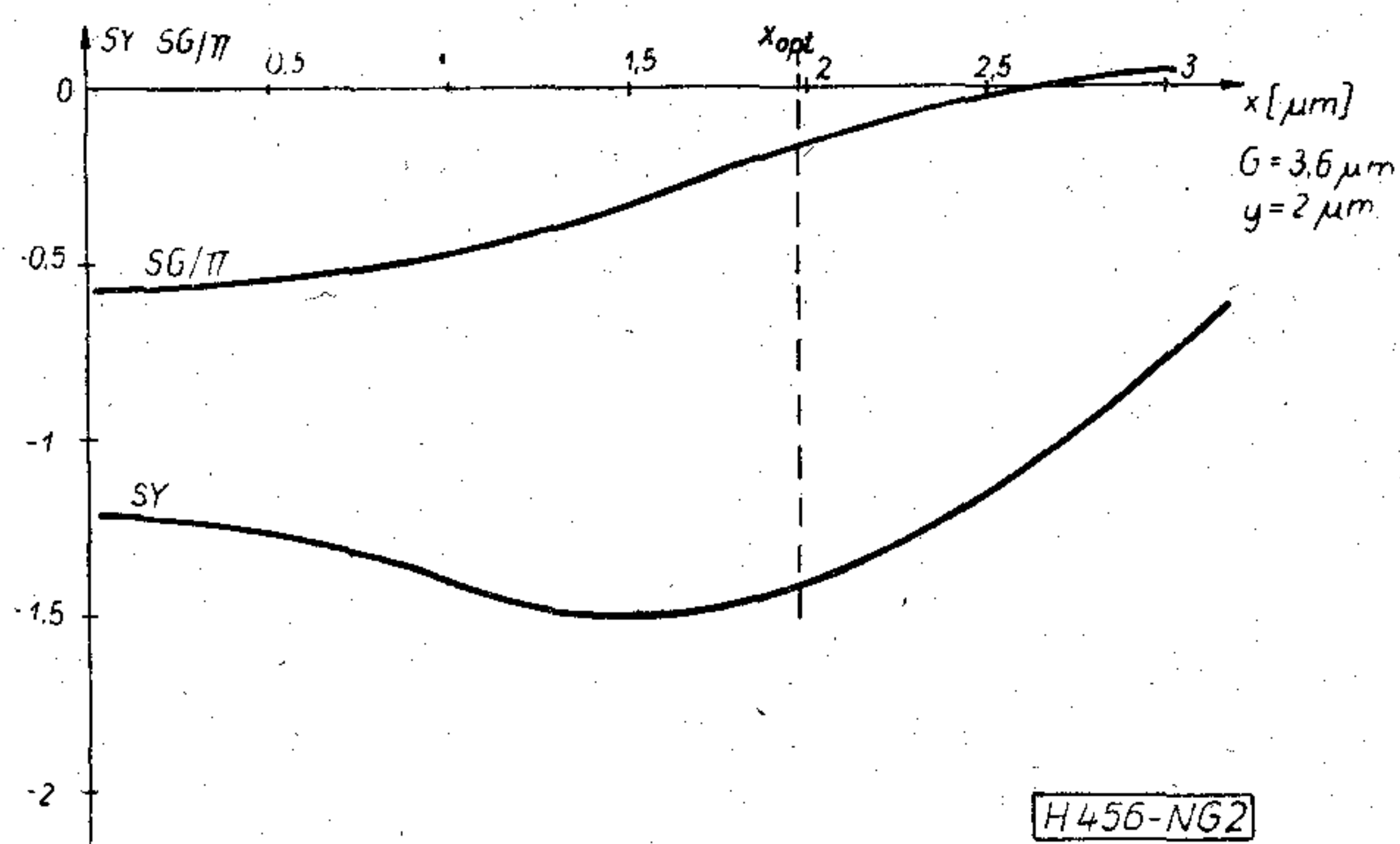
Bevezetve az

$$SX = \lim_{\Delta y \rightarrow 0} \frac{\Delta \left(\frac{\partial HX}{\partial x} \right) / \left(\frac{\partial HX}{\partial x} \right)}{\Delta y / y} = \frac{\partial^2 HX}{\partial x \partial y} \cdot \frac{y}{\frac{\partial HX}{\partial x}} \quad (7)$$

és az

$$SG = \lim_{\Delta G \rightarrow 0} \frac{\Delta \left(\frac{\partial HX}{\partial x} \right) / \left(\frac{\partial HX}{\partial x} \right)}{\Delta G / G} = \frac{\partial^2 HX}{\partial x \partial G} \cdot \frac{G}{\frac{\partial HX}{\partial x}} \quad (8)$$

relatív érzékenységeket, megvizsgálhatjuk a fejrég távolság és a légrésszélesség toleranciáinak az íróter meredekségére, azaz a felírt mágnesezés-átváltás szélességére gyakorolt hatását. A 2. ábrán mágneslemez-tároló paraméter-érzékenységét és optimális írási munkapontját tüntettük fel.



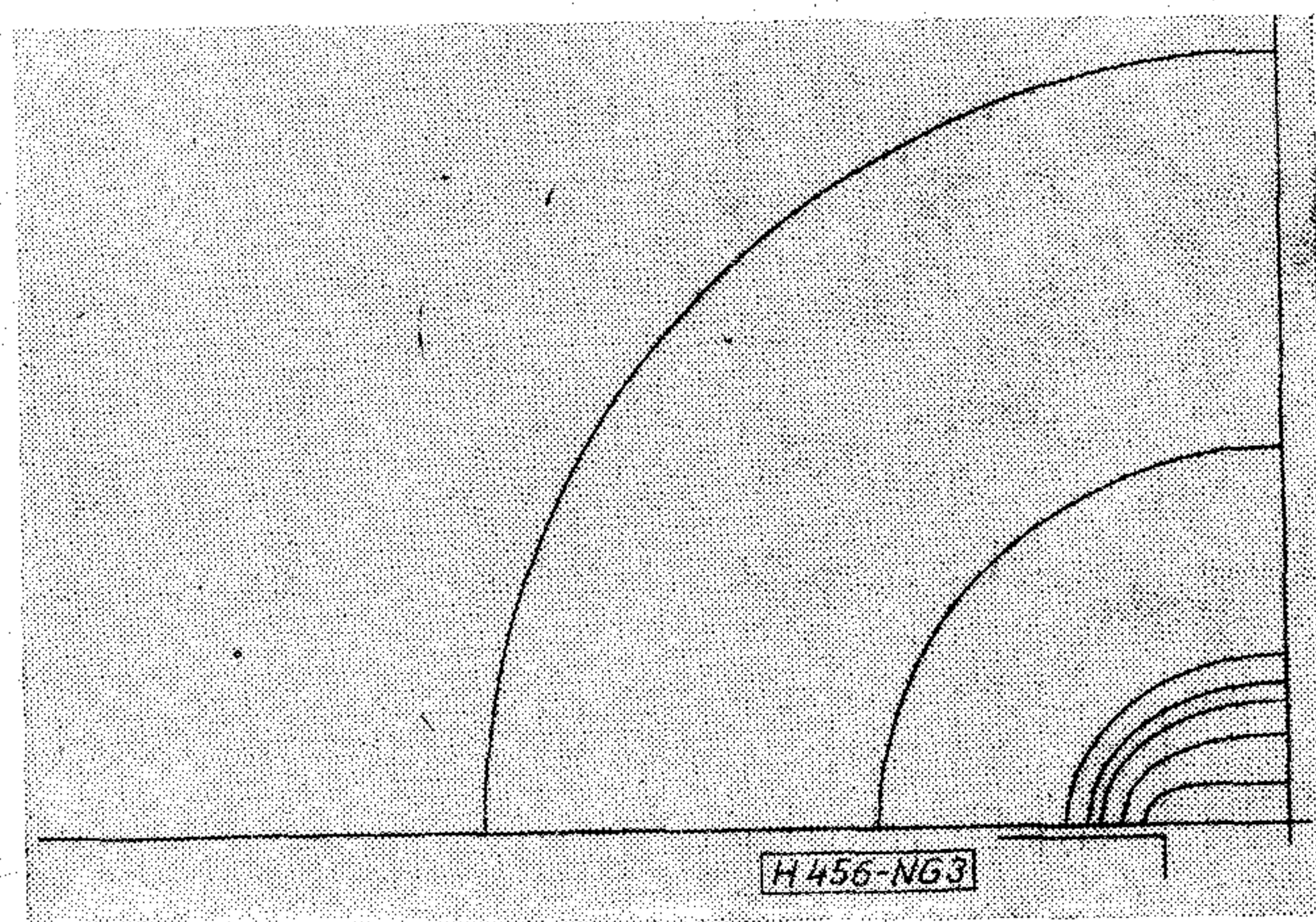
2. ábra. Mágneslemez-tároló paraméter-érzékenysége

Egy $G = 3,6 \mu\text{m}$ névleges légrésszélességű, $y = 2 \mu\text{m}$ névleges fejrég távolságú, $E = 0,6$ hatásfokú és $HC = 456 \text{ Oe}$ koercitív erejű mágneslemez-tároló esetén a minimális átváltási hosszhhoz tartozó optimális gerjesztés értéke $0,689 \text{ Amenet}$ (a (3), (4), (5) és (6) egyenletek alapján). A gerjesztés értékét $0,825 \text{ Amenetre}$ növelve és sok fejen méréseket végezve (a fejek légrésszélessége és fejrég távolsága a névleges érték körül ingadozik), a kiolvasott jel mért amplitúdóértékeinek szórása $10,60311\%$, $1,2 \text{ Amenetre}$ növelve pedig $6,0816\%$ volt. Ez jól egyezik az elméleti megfontolások eredményeivel.

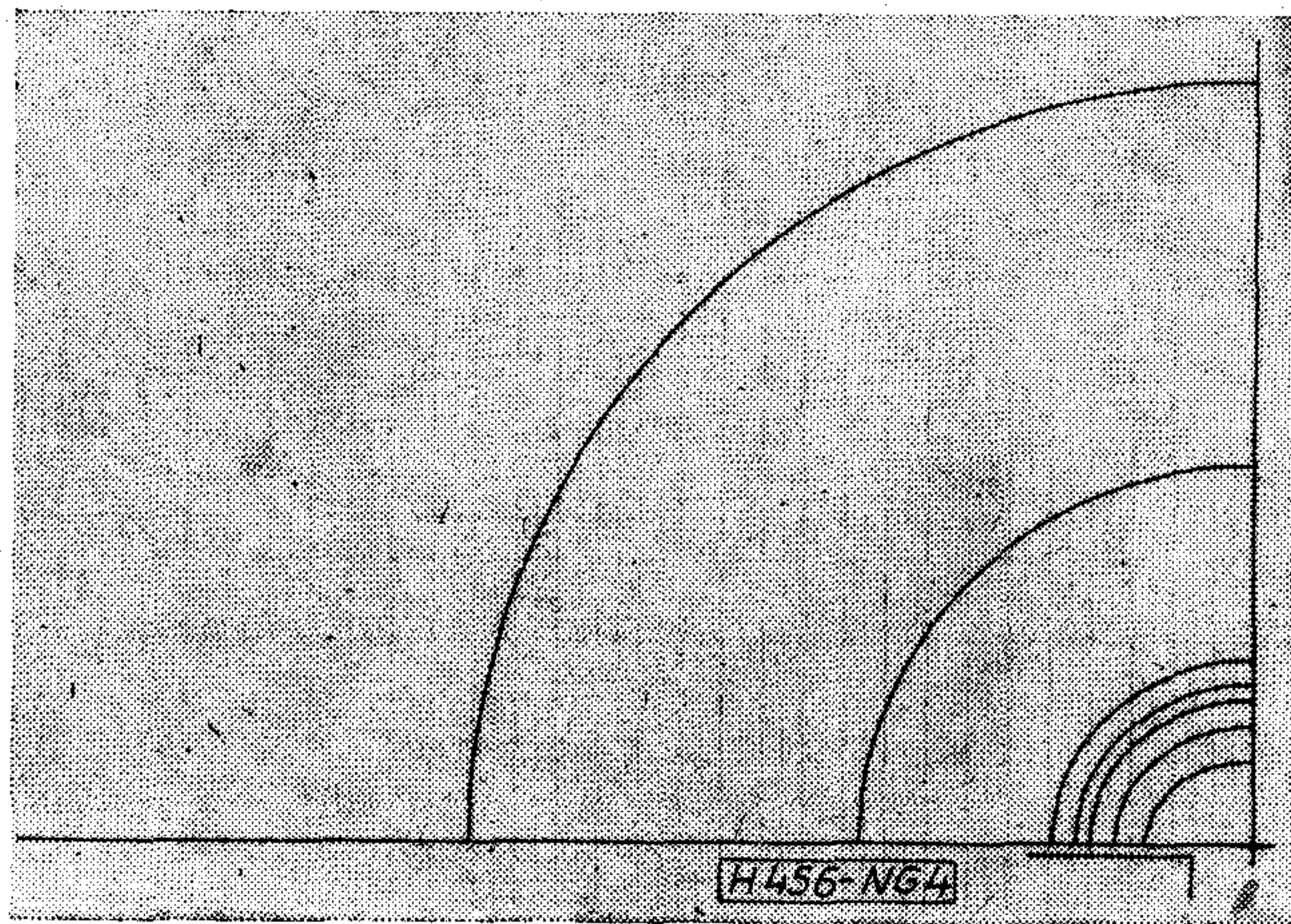
Az íróáram növelésének hatása

Érzékenységi vizsgálataink alapján a fejrég távolság és a légrésszélesség-ingadozás mágnesezés-átváltási hossza gyakorolt hatásának csökkentése érdekében kívánatos az íróáram értékének növelése. Ez viszont a felírt mágnesezés-átváltást aszimmetrikussá teszi.

Az írófej szórt terének intenzitásgörbéit a H-EQUIP program [4] segítségével kiszámítottuk és rajzgépen kirajzoltattuk (3. és 4. ábra). Az írófej ugrásszerű gerjesztésekor kialakuló szórt tér valamilyen H_1 értékénél kezdődik és H_2 értékénél befejeződik a tároló közeg átmágneseződése. A 3. és a 4. ábrákból látható, hogy az íróáram növelésével a ki-



3. ábra. Az írófej szórt terének intenzitásgörbéi ($G = 3,6 \mu\text{m}$, $HG = 1000 \text{ Oe}$, $H = 100, 200, 400, 456, 500, 600, 800 \text{ Oe}$, $1 \text{ osztás} = 0,6 \mu\text{m}$)



4. ábra. Az írófej szórt terének intenzitásgörbéi ($G = 3,6 \mu\text{m}$, $HG = 2000 \text{ Oe}$, $H = 100, 200, 400, 456, 500, 600, 800 \text{ Oe}$, 1 osztás = $1,2 \mu\text{m}$)

sebb térerősségű kontúrok a légrés középvezetől nagyobb mértékben távolodnak el, mint a nagyobb térerősségű kontúrok. Így a tároló közegben kialakuló mágnesezés-átváltás — és ezáltal a kiolvasott jel is — aszimmetrikus lesz. Az aszimmetria az íróáram növelésével egyre nő, aminek eredményeként kisebb írássűrűség érhető el [6]. Természetesen a közeg visszahatása módosítja a kialakuló mágnesezés-átváltás alakját.

A továbbiakban külön kell választani a fémes és az oxidos tároló közegű mozgómágnesező tárolókat. Fémes tároló közeg esetén a mágnesezés-átváltás meredekségének tolerancia-érzékenysége miatt célszerű lenne az íróáram növelése, ennek azonban hátrált szab a kiolvasott jel aszimmetriájának növekedése.

A gyakorlatban széles körben alkalmazott orientált $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ tároló közeg esetén figyelembe kell venni, hogy a gyártás során az egyes részecskéket külső mágneses térrel azonos irányba igyekeznek beállítani. A tároló működése során alkalmazott író- és törlőterek ennél az orientáló térnél kisebbek. Az egyes oxidrészecskék paraméterei is szórnak, és a nagyobb koercitív erejű részecskék hatásos előmágnesező teret hoznak létre. Ezért a tároló közeg hiszterézisgörbéi a pozitív és a negatív íróterekre nézve különbözni fognak. Ez a mágnesezés-átváltásokat is eltérővé teszi, a hatást azonban az íróáram értékének növelése csökkenti. Oxidos tároló közeg esetén tehát az író szórt mágneses tér kontúrjainak aszimmetriája és a részecskék effektív előmágnesező tere határozza meg az íróáram kívánatos értékét.

I R O D A L O M

- [1] Iwasaki, S.—Suzuki, T.: Dynamical interpretation of magnetic recording process. IEEE Trans. Magnetics, Vol. MAG—4, pp. 269—276, Sept. 1968.
- [2] Potter, R. I.—Schmulian, R. J.: Self-Consistently Computed Magnetization Patterns in Thin Magnetic Recording Media. IEEE Trans. Magnetics, Vol. MAG—7, pp. 873—880, Dec. 1971.
- [3] Németh G.: Az írás és olvasás folyamatainak modellezése mozgómágnesező tárolóknál. BME HEI Intézeti Tanulmány, 1976. jan.
- [4] Németh G.: Az írási folyamat vizsgálata mozgómágnesező tárolóknál. Mérés és Automatika, (Megjelenés alatt.)
- [5] Karlquist, O.: Calculation of the magnetic field in the ferromagnetic layer of a magnetic drum. Trans. Royal Inst. of Tech., Stockholm, 1954. '86., pp. 3—27
- [6] Morrison, J. R.: An Analysis of Recording Demagnetization. IEEE Trans. Magnetics, Vol. MAG—5, pp. 949—954, Dec. 1969.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL *

1976. november 25. és december 1. között rendezik meg Münchenben a 7. Nemzetközi Alkatrész és Gyártóberendezés szakvásárt, a jelek szerint lassan javuló piaci szituációban. 1975-ben 1974-hez képest a termelés visszaesett a félvezető-technika területén (USA — 22%, Japán — 8%, Ny-Európa — 15%). 1976-ra a termelés várhatóan 18...20%-kal emelkedni fog.

A vásárral egyidőben rendezik meg a mikroelektronikai kongresszust, amelynek rendezvényei három témakörbe csoportosulnak:

- a minőség biztosítása és a műszaki megbízhatóság az elektronikában,
- programozható félvezető-nagyáramkörök (LSIC),
- mikrohullámú technika.

Az „Electronica 76”-ról bővebb felvilágosítást ad a Münchener Messe- und Ausstellungsgesellschaft mbH, Pf. 12. 10. 09, München 12. (Nachrichten Elektronik, 1976. 30. k. 4. sz. [201]).

* Válogatás a KGM—TMTI tájékoztató anyagából

Mintegy öt évvel ezelőtt egy japán gyártócég speciális elemet kért az Intel cégtől; ez az elem a mikroprocesszor, melyet már általánosan használnak. Kiegészítve egyéb berendezésekkel kapjuk a mikroszámítógépet, amely a nagy gépekhez hasonlóan épül fel: CPU, adat- és programtárolórész, ki- és beviteli egységek. A mikroszámítógépeknél az adat és programtároló részt RAM, ill. ROM tárolók alkotják. Az Intel első gépe a ki- és beviteli csatlakozáshoz 4 bites szóhosszúságú LSI-chipeket használt, amely a későbbiekben elégtelennek bizonyult. Kifejlesztették a 8 bites mikroprocesszorokat, de a $20 \mu\text{s}$ /utasítás időigény túl nagy volt. A TTL áramkörök bevezetésével ez $2 \mu\text{s}$ /utasításra csökkent és a felépítést az MSI-k bevezetésével tették kompaktabbá. A DMA felhasználásával sikerült megoldani, hogy a perifériák nem csatlakoznak a CPU-hoz. Az utolsó fokozat jelenleg a bipoláris mikroprocesszor: ez még gyorsabb és mikroprogramozható. A mikroszámítógépek programnyelve nem egységes. (Bürotechnik, 1976. március [202]).

(Folytatás a 345. oldalon.)

A nagyfrekvenciás koaxiális csatlakozók szabványosításának néhány metrológiai vonatkozása

ETO 006.77:621.316.541.023:621.372.83F

A mikrohullámú hírközlő rendszerek és a mikrohullámú mérőműszerek széles körben történő alkalmazása, sok más probléma mellett, felvetette a koaxiális csatlakozók minőség-javításának kérdését is. A rendszertervezők az előzőekhez képest szigorúbb műszaki paraméterek teljesítését követelték a koaxiális csatlakozók készítőitől. Két út látszott járhatónak, a meglévő csatlakozótípusok felülvizsgálata (pl. túrésszigorítás, erre jó példa az ún. N típusú csatlakozó megjavítása) vagy új koaxiális csatlakozótípusok fejlesztése.

A fejlesztők mindkét utat bejárták és ennek eredménye egyrészt a precíziós N típusú csatlakozó, másrészt néhány új csatlakozótípus fejlesztése. Ezeknek a típusoknak a jelzése: GR 900, PC-7, Precifix A és SM.

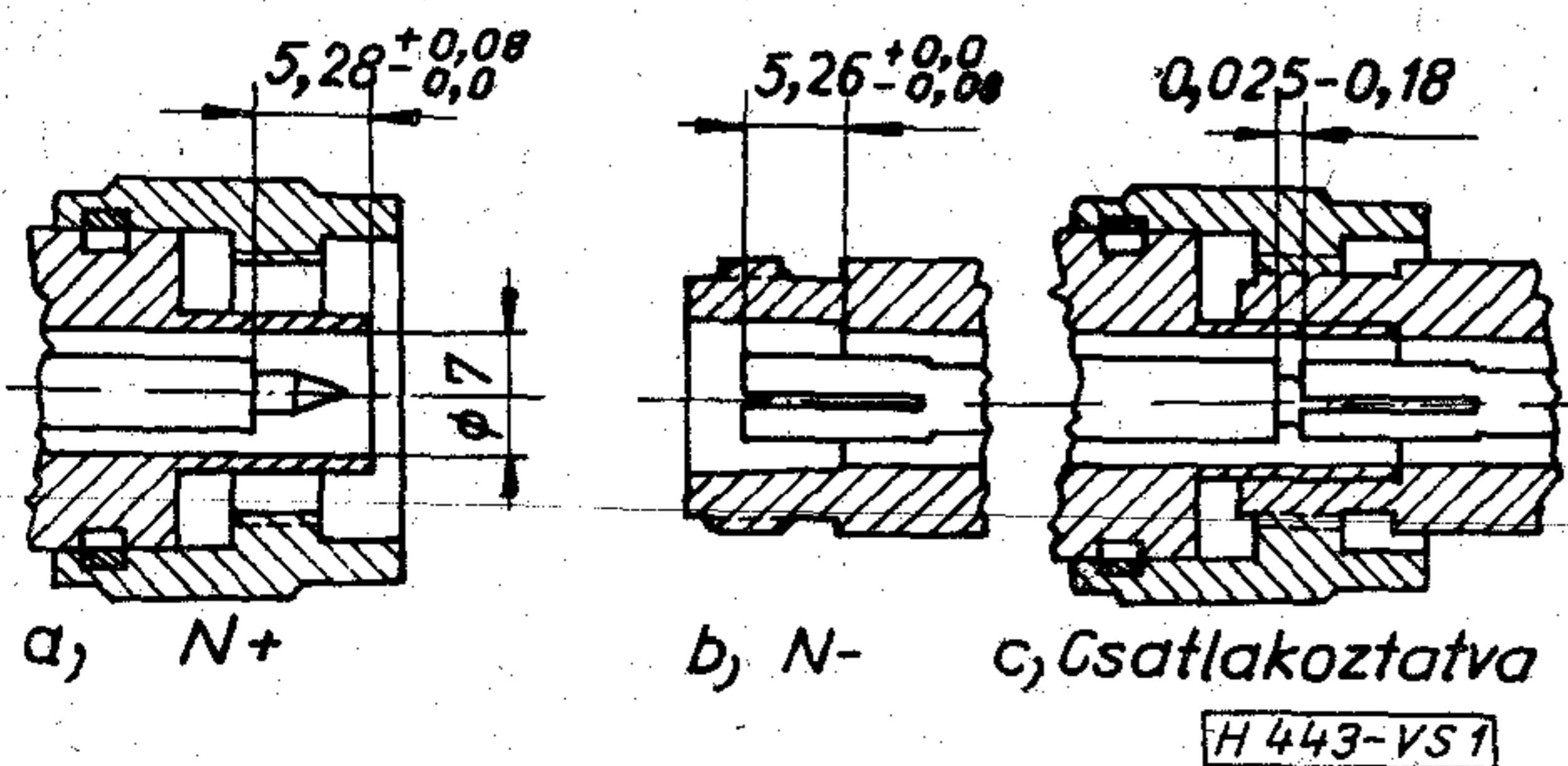
1. A csatlakozó típusok áttekintése

A mikrohullámú technikában alkalmazott különböző szerkezeti megoldású koaxiális csatlakozók igen nagy száma nem teszi lehetővé az összes csatlakozótípus részletes tárgyalását. A továbbiakban olyan koaxiális csatlakozókkal foglalkozunk, amelyek használata elterjedt vagy várhatóan szerepel majd a nemzetközi szabványosítási tervekben.

A mikrohullámú csatlakozókkal szemben támasztott néhány követelmény:

1. A csatlakozásnál levő méret és hullámellenállás egyezzen meg az összekötendő tápvonallal.
2. A csatlakozás helyén ne lépjen fel veszteség és sugárzás.
3. Az érintkezési ellenállás kicsi és állandó értékű legyen.
4. Legyen hosszú az élettartam.
5. A csatlakozás könnyen összeköthető és bontható legyen.

Beérkezett: 1976. I. 24.



1. ábra. N típusú csatlakozó

6. Különleges igényeket is ki lehessen elégíteni, mint tömítés, rázás, hőmérsékletállóság stb.

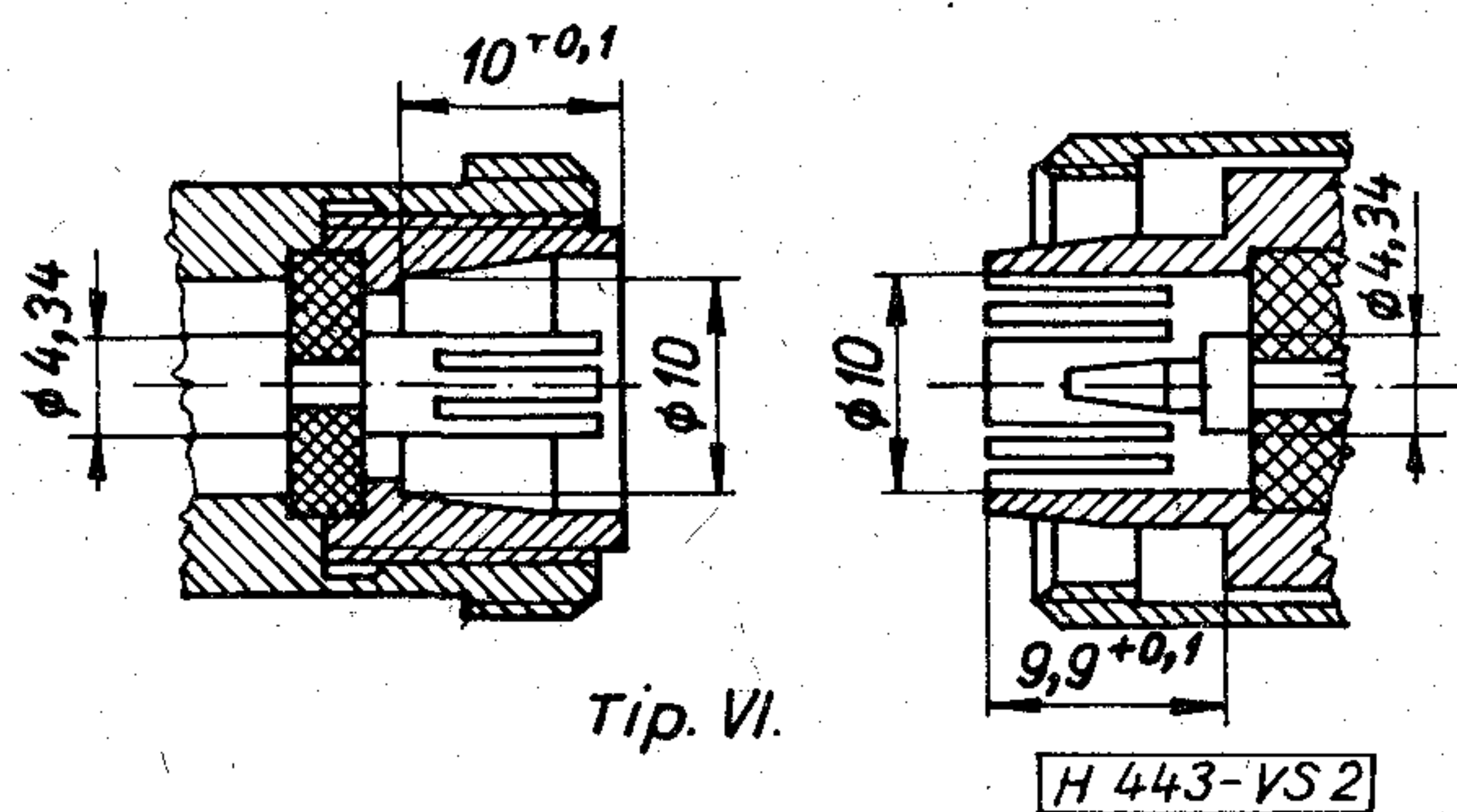
A mikrohullámú technikában kialakult egységsítési törekvések alapján az 50 ohmos hullámellenállású koaxiális tápvonal használata terjedt el. Az 50 ohmos hullámellenállást többféle koaxiális vonalméretben valósítják meg. Ezek a méretek és a TE₁₁ módushoz tartozó határfrekvencia-értékek az alábbiak:

Külső átmérő (mm)	Belső átmérő (mm)	Határfrekvencia (GHz)
21*	9,1	6
14*	6,2	9
10	4,3	10
7*	3,0	19
3,5	1,2	36

Az 50 ohm hullámellenállású koaxiális tápvonal mellett használják a 75, 60 ohmos tápvonalakat is, de kevésbé elterjedten. A csillaggal jelölt koaxiális tápvonalak azok, amelyeket az IEC (International Electrotechnical Commission) szabványosításra elfogadott. Ezek közül a 7/3 mm vonalméretű tápvonalakat a KGST is szabványosításra ajánlja.

A legszélesebb körben az N típusnak nevezett csatlakozó terjedt el, amely a 7/3 mm-es tápvonalhoz készült. Ennek a csatlakozónak számtalan változata készült azzal a céllal, hogy a csatlakozó saját állóhullámaránya kisebb legyen. A csatlakozó 14–16 GHz-ig használható, állóhullámaránya kb. 1,2.

Ahogy az 1. ábrán látható, az N típusú csatlakozó polarizált kivitelű, a belső vezető felhasított hüvelyében helyezkedik el a másik belső vezető levékonyított csap része. A külső vezetők az 1b ábrán látható, enyhén kúpos felületen érintkeznek egymással. A pozitív csatlakozó külső vezető homloklapfelületének a negatív csatlakozó kúpos furatában való felütközése szabja meg a csatlakozók elhelyezkedését összecsatlakoztatás esetén. Amint az 1c ábrán látható, ez azt eredményezi, hogy a belső vezetők csatlakozásánál az átmérők között rés jön létre, amely reflexiót eredményez. A gyártási túrések pontos betartásával a rés mérete bizonyos értékig csökkenthető. Ügyelni kell arra, hogy a belső vezetők nem ütközhetnek a hüvely homloklapfelületén, mert ez a belső vezetők töréséhez vagy görbüléséhez vezetne. Az említett jelentős állóhullámarány-érték mellett a referencia sík határozatlan helyzete miatt sorolható ez a csatlakozó a precíziós csatlakozók közé.



2. ábra. Szovjet 10/4,3 típusú csatlakozó

Az 1c ábrán látható, hogy a külső vezetők érintkezési síkja definiált, de a belső vezetők érintkezése nem egysíkban történik, ezért referenciasík képzésére és főleg reprodukálására az N típusú csatlakozó nem alkalmas.

Az N típusú csatlakozó konstrukciós megoldásához hasonló a 10/4,3 mm koaxiális tápvonal méretben megvalósított szovjet csatlakozó (Típus VI), amely a 2. ábrán látható.

A frekvenciasáv növekedése a még kisebb méretű koaxiális csatlakozók szükségességét veti fel. Erre alkalmasnak látszik a 3,5/1,2 mm-es koaxiális vonalméretben megvalósított csatlakozó. Jelenleg az OSM jelzéssel ellátott csatlakozók terjedtek el, amelyek polarizált kivitelűek, működési frekvenciájuk 26 GHz. A csatlakozók rajza a 3. ábrán látható.

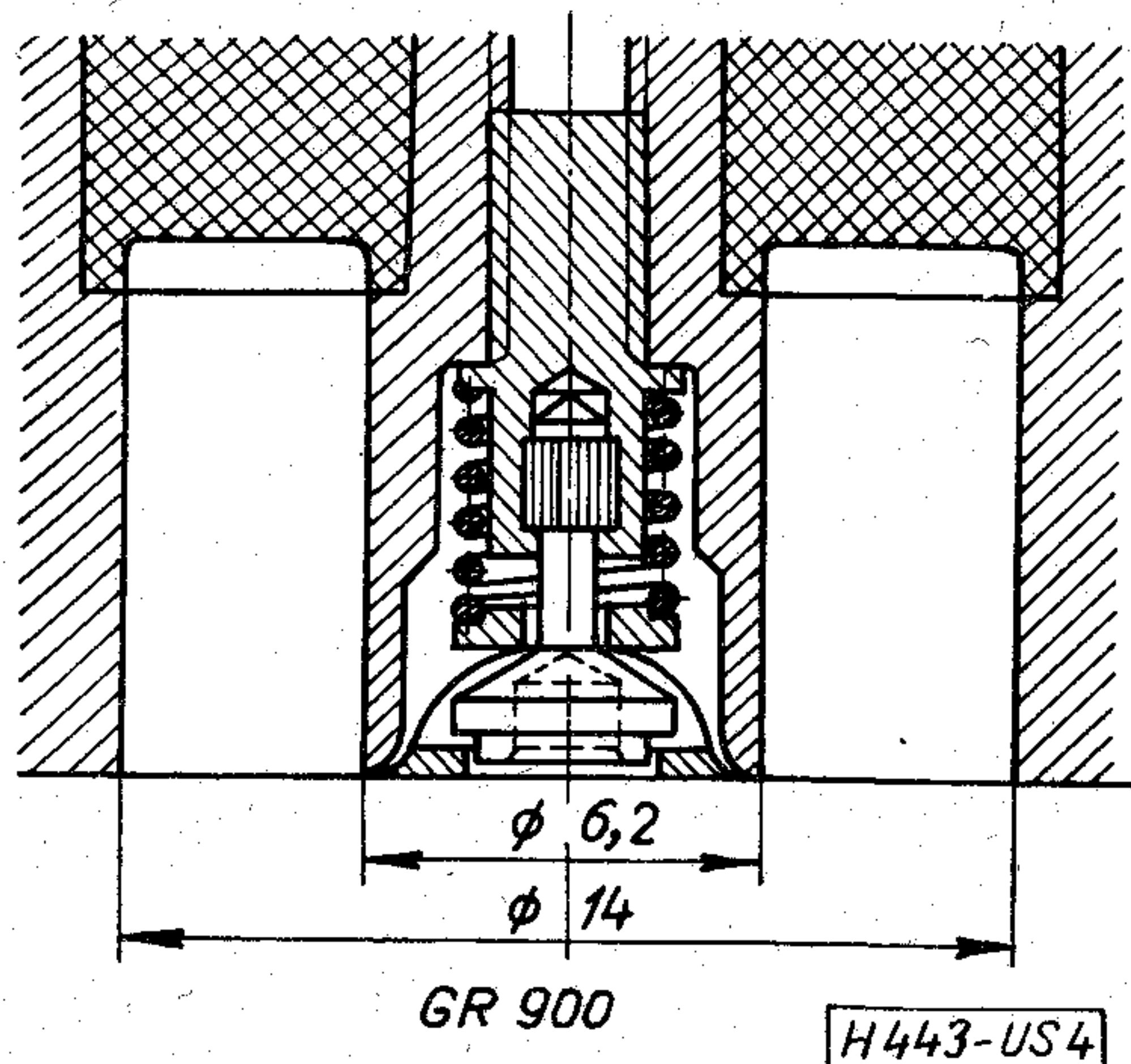
2. Precíziós koaxiális csatlakozók

A továbbiakban vizsgáljuk meg azokat a koaxiális csatlakozótípusokat, amelyek kielégítik a precíziós csatlakozókkal szemben támasztott követelményeket.

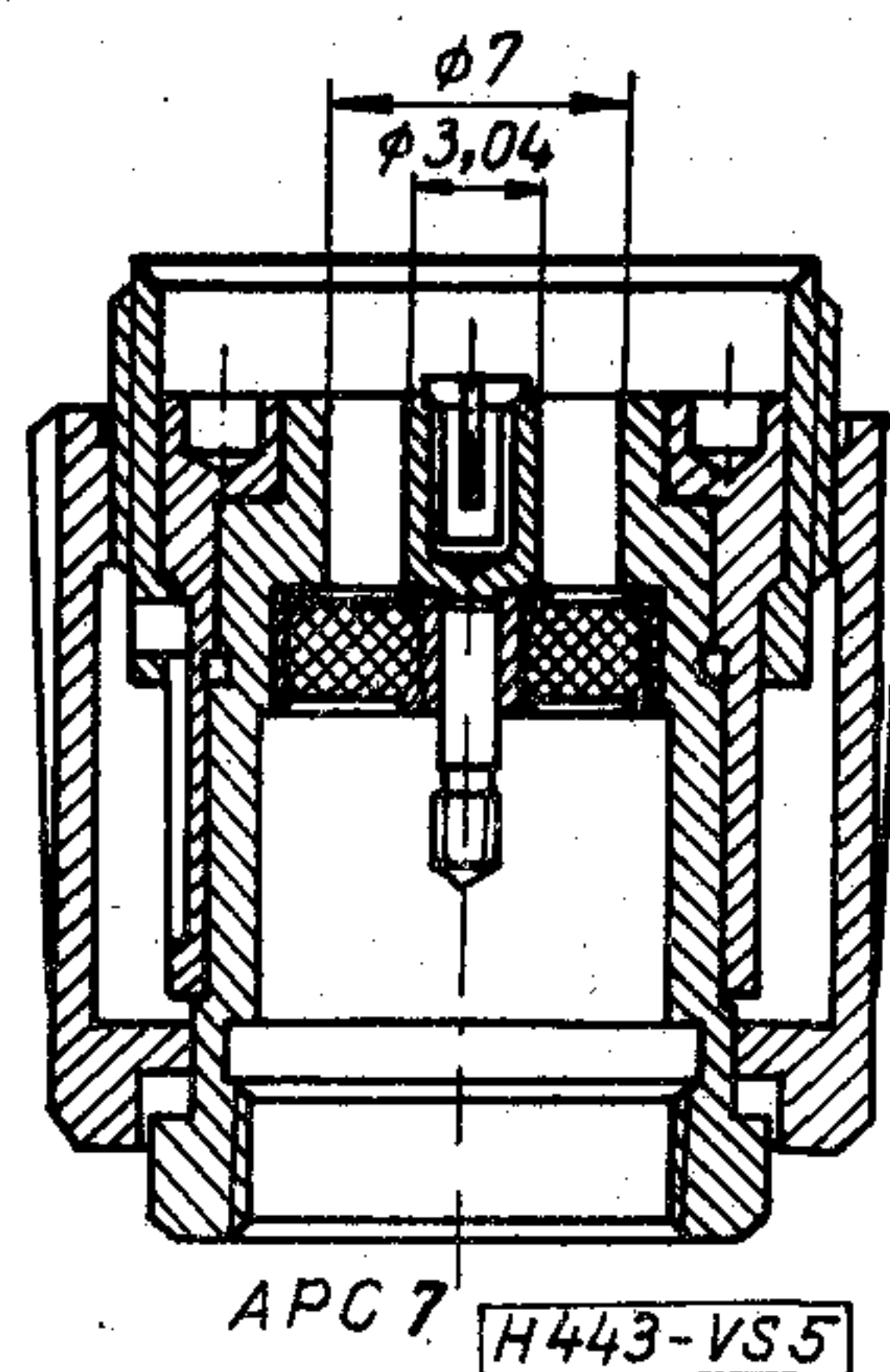
A már felsorolt követelményeket kiegészítve:

- a) az összekapcsolt csatlakozók ún. nemnélküli (sexless) kiképzésűek legyenek;
- b) a csatlakozási síkban nyomaték vagy rotációs erő ne alakuljon ki;
- c) ismételt csatlakoztatáskor a mért paraméterek szórása kis értékű legyen.

A precíziós koaxiális csatlakozókkal szemben támasztott követelmények jelentős részét teljesítik a



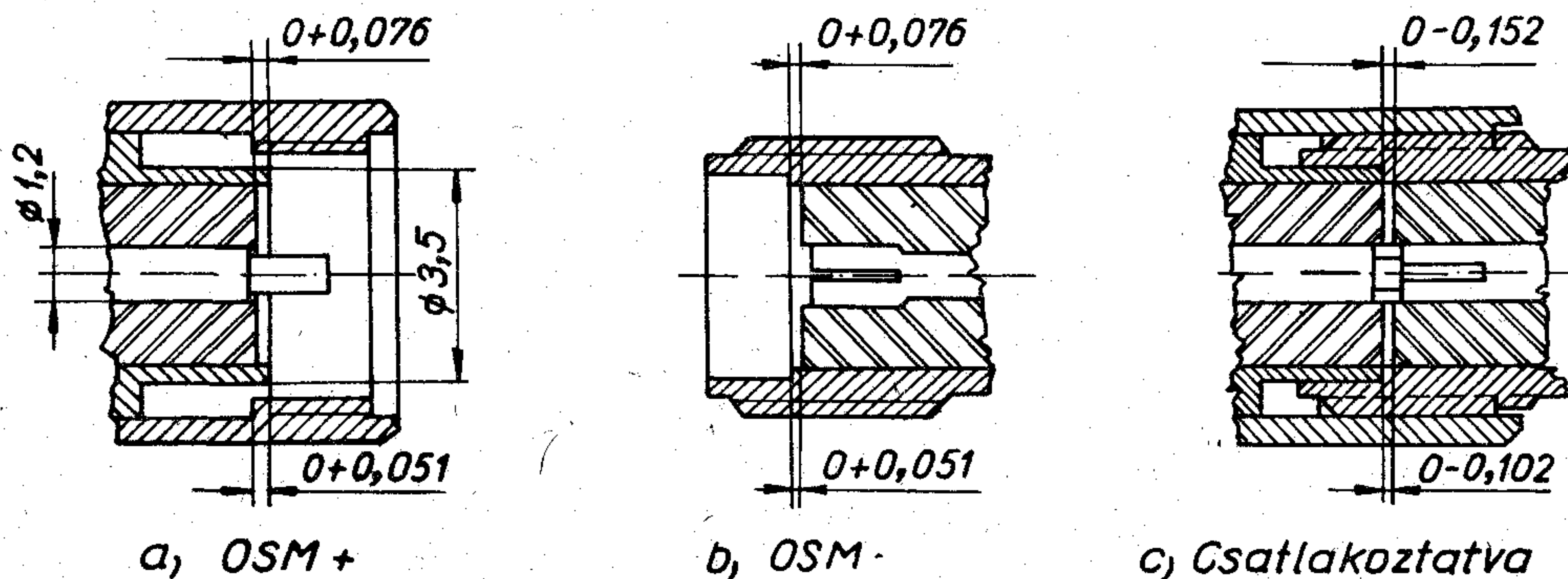
4. ábra. GR 900 típusú csatlakozó



5. ábra. APC-7 típusú csatlakozó

4., 5., 6. ábrákon látható GR 900, AP-7 és Precifix A típusú csatlakozók.

Ezek a csatlakozók ún. nemnélküli szerkezeti megoldásúak, biztosítva van, hogy az elektromos és mechanikai érintkezési felületek (síkok) egy közös síkba kerülnek. Ezeket a csatlakozókat általában légdielektrikumú precíziós koaxiális vonalakhoz használják és az illeszkedési síkban légdielektrikummal rendelkeznek. Ez a körülmény lehetővé teszi egyedi csatlakozó, vagy egy összekapcsolt pár beiktatási FÁHA érték pontos meghatározását.



3. ábra. Kis méretű (OSM) típusú csatlakozó

Két lényeges szerkezeti megoldást érdemes kiemelni, amelyek döntően hozzájárulnak a követelmények megvalósításához:

a) a külső vezető egyenesbe vezetését átlapoló, helyzet rögzítő fogazattal — GR 900 és Precifix A típusúak — vagy a külső vezető körül elhelyezkedő hengeres hüvellyel — APC-7 típus — oldják meg. Ezek a szerkezeti elemek külön árnyékolást is biztosítanak;

b) a csatlakozópár belső vezetői homlokfelületükön rugóval terhelt érintkezést adnak, míg a külső vezetők egy merev tompán illeszkedő kötést biztosítanak.

3. A szabványosítás kérdése

A mikrohullámú koaxiális csatlakozási problémák időszerezését és fontosságát felismerve, a KGST országok határozatot fogadtak el a koaxiális csatlakozók kidolgozására. A kutatási téma vezetésével Magyarországot bízták meg. A koaxiális csatlakozók fejlesztését a Távközlési Kutató Intézet végezte, míg az Országos Mérésügyi Hivatal kidolgozta a megfelelő mérési módszereket és a témával kapcsolatos szervezési feladatokat látta el.

A KGST e témával foglalkozó szakértői értekezlete a 7/3 mm névleges méretű koaxiális vonalban megvalósított precíziós, nem polarizált csatlakozó fejlesztésére tett javaslatot.

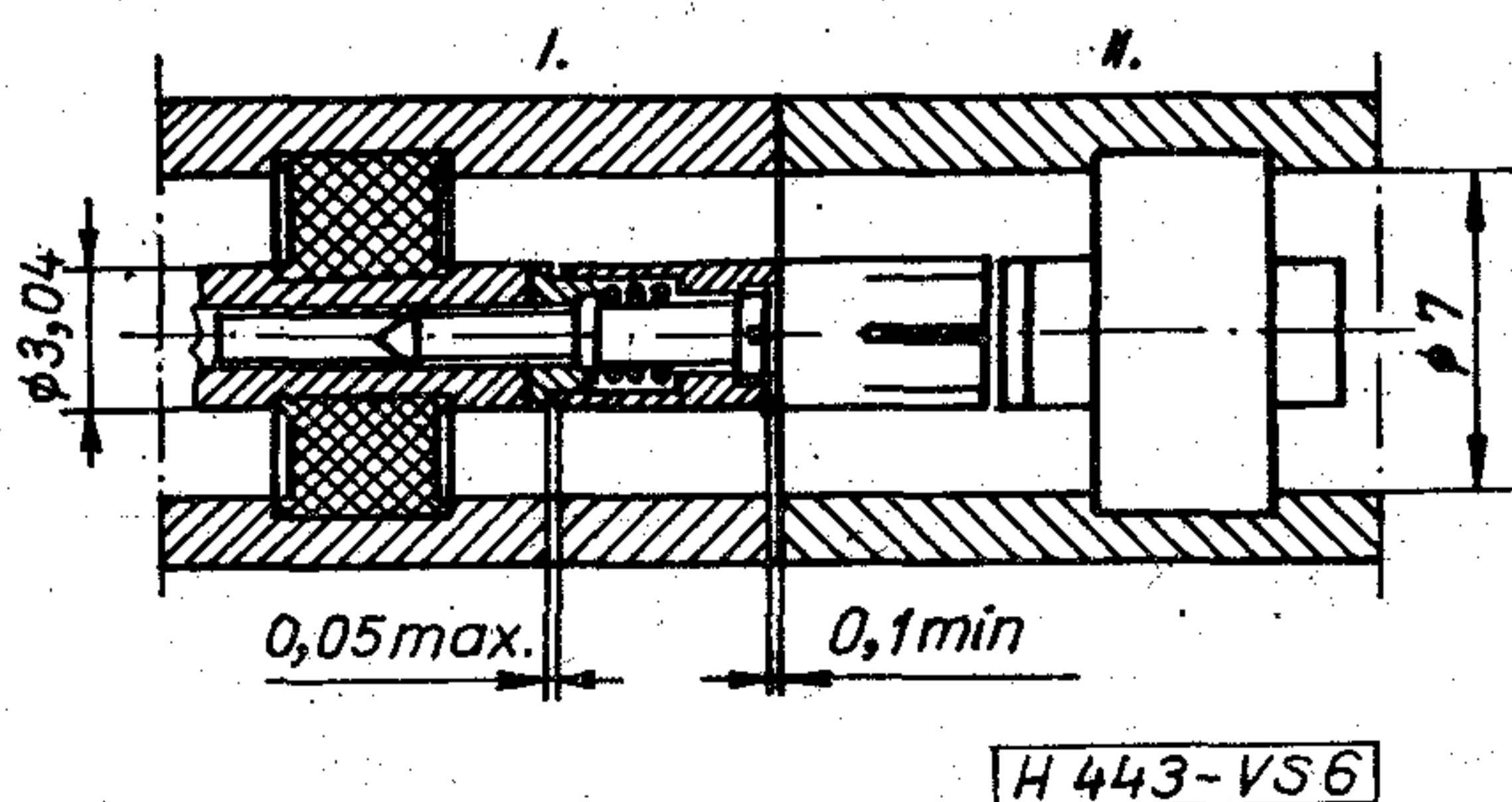
A koaxiális precíziós csatlakozó műszaki adataira elfogadott értékek:

- nem polarizált,
- hullámellenállása 50 ohm,
- a külső vezető belső átmérője 7 mm,
- a belső vezető dielektromos kitámasztóval van rögzítve,
- az állóhullámarány egy csatlakozópárnál nem lehet nagyobb mint $r=1,004+0,002 \times f$ [GHz],
- a csatlakozópár sugárzási csillapítása nem kisebb mint $A=120-f$ [GHz] dB

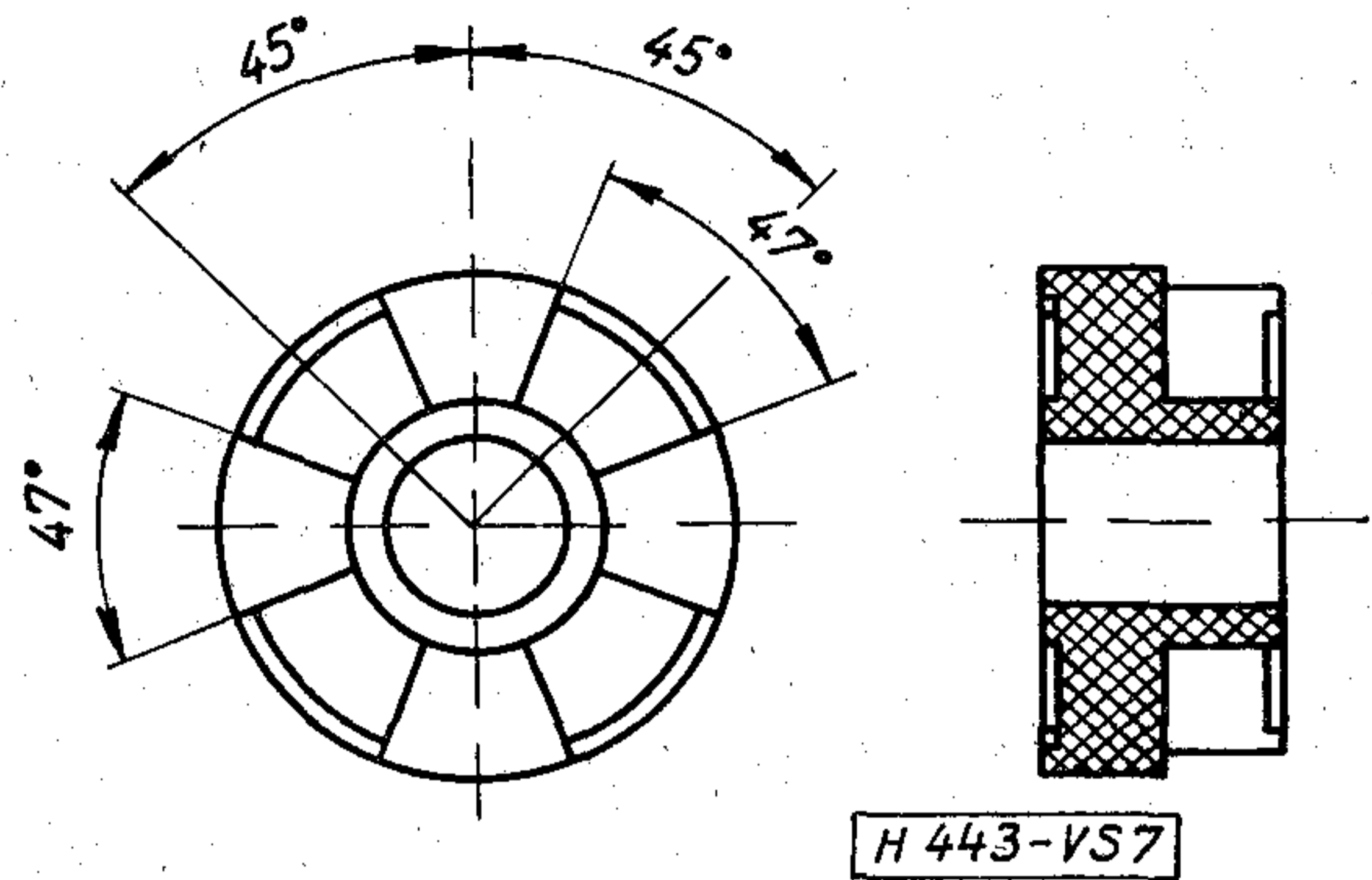
Ezekon kívül a javaslat ajánlásokat tartalmaz az átmeneti ellenállásra, bizonyos csatlakoztatás-szám után megengedett paraméterváltozásokra, az elektromos hosszúságnak a hőmérséklet hatására bekövetkező változására.

A csatlakozó szerkezeti működését jól mutatja be a 6. ábra, amely két csatlakozó összecsatlakoztatását ábrázolja. Jól látható a belső vezetők homlokfelületen történő érintkezése a rugó ellenében.

A belső vezető megtámasztására szükség van egy szilárd dielektrikumából készült tartó alkalmazására.



6. ábra. A javasolt KGST csatlakozó



7. ábra. A dielektromos tartó rajza

A tartónak hármass szerepe van: a belső vezetőt központosan rögzíti; megtámasztja a belső vezetőt a tengely irányú csatlakoztatási erővel szemben; rögzíti a belső vezetőt a forgatónyomaték hatásával szemben. A dielektrikumából készített tartó a hullámellenállás megváltozását eredményezi. Törekedni kell arra, hogy ez a változás a lehető legkisebb értékű állóhullámarányt jelentsen. A legkülönbözőbb szerkezeti megoldású dielektromos tartókat dolgozták ki.

A fent tárgyalt csatlakozónál olyan dielektromos tartót alkalmaznak, ahol 43°-os levegőszektorok és 47°-os dielektrikum-szektorok váltják egymást, és ezzel sikerült a dielektrikum mennyiségét közel a felére csökkenteni. Egy dielektromos tartó látható a 7. ábrán.

Az ilyen szerkezeti megoldású dielektromos tartók állóhullámaránya jobb mint 1,04 a 0–18 GHz-es frekvenciasávban. A dielektromos tartó anyaga igen sokféle lehet: trolitul, polipropilén, teflon, vagy kerámia. Lényeges, hogy a permittivitás ne sokat változzék a frekvencia függvényében és lehetőleg kis értékű legyen.

A KGST 1973. évi berlini szakértői értekezletén a magyar szakértők bemutatták a javasolt csatlakozó típust és mellékelten a legfontosabb mérési eredményeket. A szakértői értekezlet a csatlakozót és a mérési eredményeket jónak ítélte és elfogadásra javasolta.

A nagyfrekvenciás koaxiális precíziós csatlakozók alkalmazásával megvalósíthatóvá válnak olyan széles sávú kis reflexiójú rendszerek, amelyek eddig a kis reflexiós követelmények miatt csak csőtápvonalban kerültek megvalósításra.

A precíziós csatlakozók segítségével elérhető, hogy a koaxiális mérések megközelítsék a csőtápvonalas mérések pontosságát.

I R O D A L O M

- [1] International Electrotechnical Commission, Technical Committee No 46. Sub-Committee 46/D, 2, 3, 4, 5, July 1971.
- [2] Standardization of Precision Coaxial Connectors, Proceedings of the IEEE June 1967.
- [3] Dr. Almássy György: Mikrohullámú kézikönyv. 1973. Budapest
- [4] GOSZT 13317-73. Moszkva.

Nagy pontosságú mérőrendszer teljesítmény mérésére a mikrohullámú frekvenciatartományban

ETO 621.317.382.029.6

Közismert, hogy a mikrohullámú mérés technikában a teljesítménymérésnek milyen fontos szerepe van. Ez elsősorban annak tulajdonítható, hogy a feszültség és áram mérésével ebben a frekvenciatartományban már nem lehet az energiaátadási viszonyokat jellemezni, s így a teljesítménymérés veszi át azt az alapvető szerepet, amelyet kisebb frekvenciákon a feszültségmérés tölt be. Az általánosan alkalmazott teljesítménymérő típusok mérési bizonytalansága azonban még ma is néhány százalék, ami igen rossz érték a kisfrekvenciás feszültségmérő műszerek pontosságához képest. Ez különösen sürgetővé teszi azt az igényt, hogy legalább a mérésügyi intézetek rendelkezzenek olyan teljesítménymérő etalonokkal, melyeknek mérési pontossága lényegesen nagyobb, mint a széles körben alkalmazott teljesítménymérő típusoké. Az Országos Mérésügyi Hivatalban ezt a fejlesztési munkát már korábban elkezdték. Az első eredményekről 1969-ben számoltunk be. Most az eddigi tapasztalatokat szeretnénk összegezni.

1. Nagy pontosságú teljesítménymérési módszerek

Mikrohullámú teljesítményt az elnyelt teljesítmény hőhatása vagy az áramló teljesítmény mechanikus, mágneses vagy elektromos hatása alapján mérhetünk. A nagy pontosságú mérések céljaira kidolgozott módszerek azonban szinte kizárólag az elnyelt nagyfrekvenciás teljesítmény hőhatásán alapszanak.

E mérőrendszerek két fő csoportra oszthatók:

- kalorimetrikus eszközök,
- bolometrikus eszközök.

Mindkét módszer közös jellemzője, hogy nagy pontosságú méréseknél a mikrohullámú teljesítménymérést kisfrekvenciás vagy egyenáramú teljesítmény mérésére vezetjük vissza. A kaloriméter vagy a bolométeres szerelvény segítségével az azonos hőhatást létrehozó helyettesítő teljesítményt határozzuk meg és ezt mérjük hagyományos módszerekkel. A mérés pontosságát ekkor döntő módon az szabja meg, hogy mennyiben azonos az érzékelt hőhatás, ugyanakkora mikrohullámú és kisfrekvenciás teljesítmény hatására, azaz mekkora a helyettesítés során elkövetett hiba. Különleges nagy pontosságú rendszerhez akkor jutunk, ha ezt a hibát megfelelően kis értékre tudjuk lecsökkenteni.

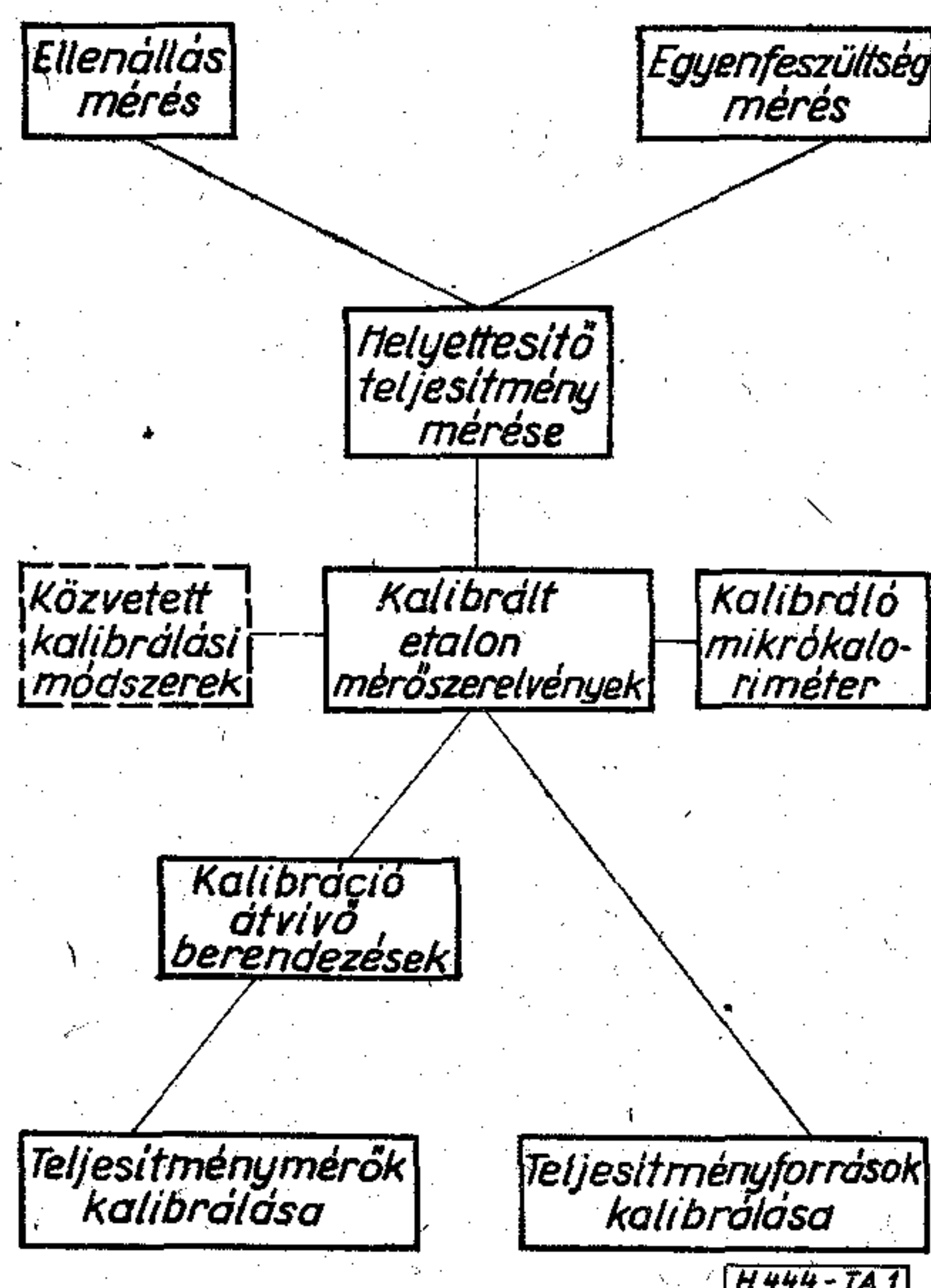
1.1 Mérés eljárás nagyfrekvenciás teljesítményetalon kialakítására

A mikrohullámú mérés technika jelenlegi fejlettségi fokán a nagyfrekvenciás teljesítmény egységének lezármasztása, azaz teljesítménymérő etalon kialakítása e fenti két módszer összekapcsolásával kalorimetrikus módszerrel meghatározott átalakítási tényezőjű bolométeres mérőszelvényekkel történhet a legnagyobb pontossággal. A módszer, amelynek kidolgozása Machperson és Kerns, majd Engen nevéhez fűződik, ma már világszerte elterjedtnek mondható [1], [2]. Ez a megoldás szerepel az idevonatkozó KGST-ajánlásban is (RSZ 2559—70).

Az eljárás az 1. ábra alapján tekinthető át. Látható, hogy a kiindulás az egyenáramú teljesítménymérésből (feszültség- és ellenállásérték mérésével) történik. A visszavezetés erre helyettesítéses mérési eljárással, bolométeres mérőátalakítókkal történik. A mérőetalonok megfelelő pontosságát kalorimetrikus kalibrátor (hatásfokmérő mikrokoloriméter) biztosítja.

Ahhoz tehát, hogy elvégezhessük a teljesítményegység egyenáramú teljesítményből való lezármasztását és az etalon mérőszelvényvel elért mérési pontosságot tovább tudjuk adni a használati mérőeszközöknek, a következő nagyfrekvenciás eszközökre van szükség:

- a) Etalon mérőszelvény (sorozat).



1. ábra. A nagyfrekvenciás teljesítményegység lezármasztása

- b) Kalorimetrikus kalibrátor (mikrokaloriméter).
c) Berendezés mérőeszközök összehasonlítására, illetve a kalibráció átvitelére.

A mikrohullámú technika jellegéből következően egy-egy berendezés csak korlátozott frekvenciasávot fog át. Gyakorlatilag minden hullámvezető (koaxiális és csőtápvonal) méretre külön rendszer kialakítása szükséges. Laboratóriumunkban, az Országos Mérésügyi Hivatalban eddig elsősorban hullámvezető etalonrendszerek kialakítására törekedtünk. Ennek elsődleges oka az, hogy csőtápvonalas rendszereknél az elérhető pontosság ma nagyobb, mint ugyanazon a frekvencián a koaxiális tápvonalban. Ismeretesek ugyanakkor olyan átviteli módszerek, amelyekkel a pontosabb hullámvezető etalonokból kiindulva koaxiális etalonok is létrehozhatók. Eddigi munkánk során 40×20 mm-es és 22×10 mm-es tápvonalméretre hoztuk létre mérőrendszert.

A következőkben egy adott frekvenciasávú etalonrendszer részegységeit tekintjük át, legrészletesebben a kalibráló mikrokaloriméterrel foglalkozva.

2. A teljesítménymérő etalonrendszer ismertetése

2.1 Etalon szerelvénytársorozat

E mérőeszközök bolométeres mérőfejek, amelyek kalibrációval válnak nagy pontosságú mérőeszközöké. A kalibráció tulajdonképpen a szerelvény „egyen/váltó” átalakítási tényezőjét határozza meg. Ezt közismert módon a mérőeszközök effektív hatásfokaként adjuk meg

$$\eta_{eff} = \frac{P_b}{P_A}$$

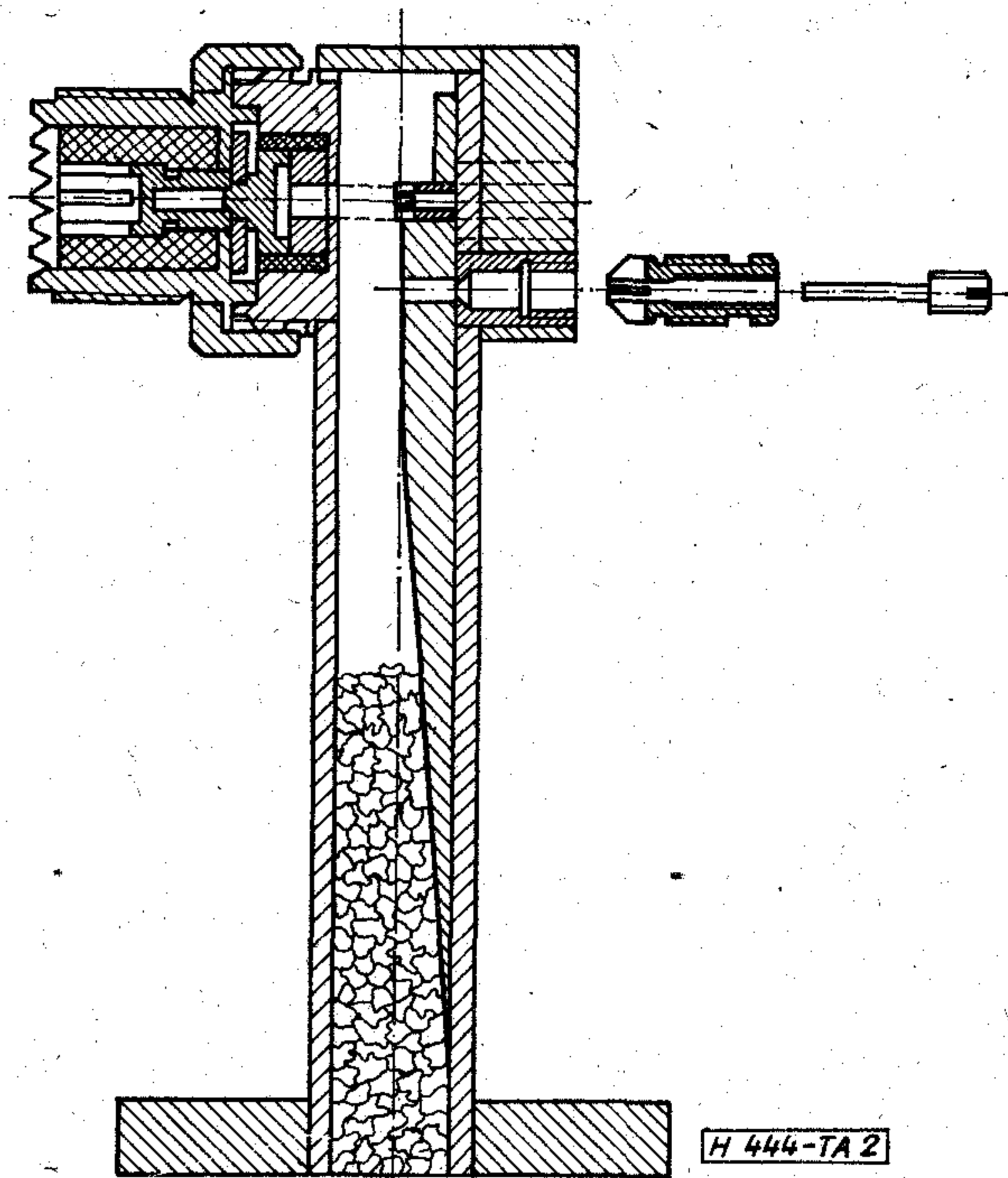
ahol P_b — a helyettesítő, a mikrohullámú teljesítménnyel azonos egyenáramú ellenállásváltozást okozó, egyenáramú teljesítmény,

P_A — a mérőeszköz által felvett összes mikrohullámú teljesítmény.

Az effektív hatásfok a szerelvényben fellépő két különálló hibajelenség együttes hatását írja le. Ezek: a bolométerelemet magába foglaló szerelvény vesztesége (szerelvényhatásfok) és a magán a bolométerelem létrejövő teljesítményeloszlás-változásból adódó helyettesítési hiba. A két tényező szintfüggetlen (kivéve a duálelemes koaxiális mérőeszközöket) és így a kalibrációt elegendő egy jelszintnél elvégezni.

Teljesítménymérő-etalon célokra olyan mérőeszközök használhatók, melyeknek effektív hatásfoka stabil az idő függvényében és nem mutat szintfüggést.

A 22×10 mm-es tápvonalméretre készült 8,2–12,4 GHz frekvenciasávú etalonrendszer konstrukcióját a 2. ábra mutatja. Az ábrán megfigyelhető a hangoló csapok patronos befogása. A szerelvény belső felületei ezüst palládium galván bevonattal vannak ellátva, a fenék-rövidzár keményforrasztással készült. E mérőeszközök hatásfoka $\pm 0,5\%$ szórással 98,5% körül van. Még kedvezőbb eredmények



2. ábra. Egy etalon mérőeszköz felépítése

érhetők el az egész szerelvény galvanoplasztikai úton homogén belső fémfelülettel történő kialakításával.

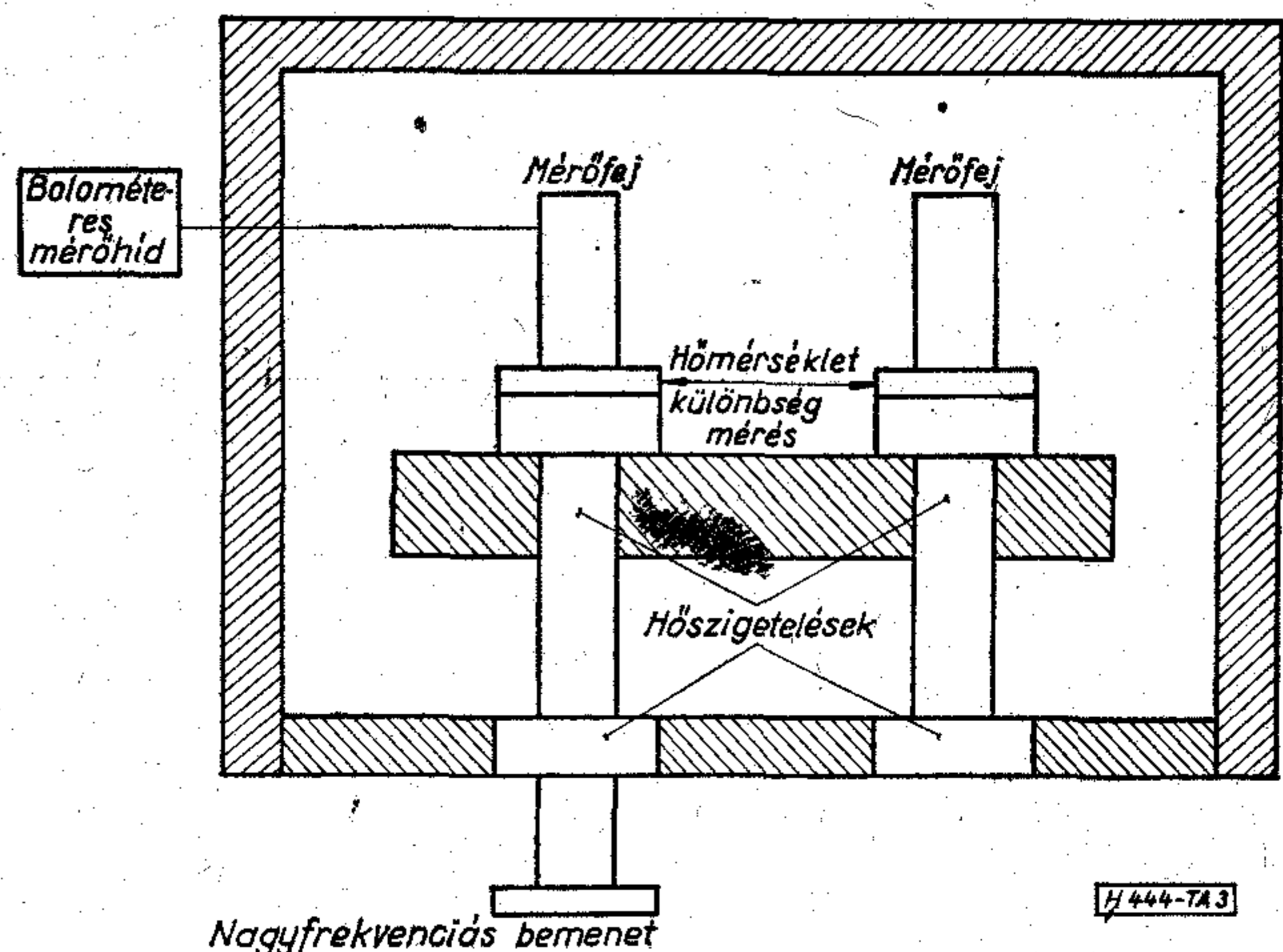
2.2 Kalibráló mikrokaloriméter

2.2.1 Elvi működés

A mikrokaloriméter elvi kialakítása a 3. ábrán látható. A mérőberendezés az ismert Joule-féle ikerkaloriméter, amely két azonos kivitelű bolométerelemet alkotja a két lezárást. A mérés során a munkaponti bolométer ellenálláshoz tartozó egyenértékű teljesítmény egy részét helyettesítjük mikrohullámú teljesítménnyel és meghatározzuk a kalorimetrikusan kimutatható összteljesítmény-növekedést. Legyen

P_{e1} — a munkaponti ellenálláshoz tartozó fűtő egyenértékű teljesítmény,

P_{e2} — a mikrohullámú jel mérésakor megmaradó egyenértékű teljesítmény,



3. ábra. A kalibráló mikrokaloriméter elvi felépítése

- T_1 — a mérőszelvény hőmérséklete csak egyenfűtés esetén,
- T_2 — a mérőszelvény hőmérséklete adott állandó mikrohullámú jel mérésakor.

A szerelvény effektív hatásfoka a mért mennyiségekből a már említett definíció szerint

$$\eta_{eff} = \frac{1 - \frac{P_{e2}}{P_{e1}}}{\left(\frac{T_2}{T_1} - \frac{P_{e1}}{P_{e2}}\right)} \cdot \frac{K'}{K}$$

ahol K , illetve K' az egységnyi egyen-, illetve mikrohullámú teljesítmény hatására létrejött hőmérsékletváltozás. A K'/K hányados a kalorimetrikus kalibrátor ekvivalencia hibáját fejezi ki. Ideális esetben ez egységnyi.

2.2.2 A mikrokaloriméter érzékenysége

A mikrokaloriméterben fellépő hőátadási viszonyokat leíró alapvető összefüggések a 4. ábrán látható egyszerűsített hőátadási modell alapján írhatók fel. E helyettesítő kép alapján számítható a kaloriméter érzékenysége és a tranziens jellemzők is. Az alkalmazott közelítő feltételezések:

- a mérőszelvényen nem lépnek fel hőmérsékletgradiensek,
- a hőátadási viszonyok lineáris függvényekkel írhatók fel.

Az érzékenység az ábra szerinti jelölésekkel:

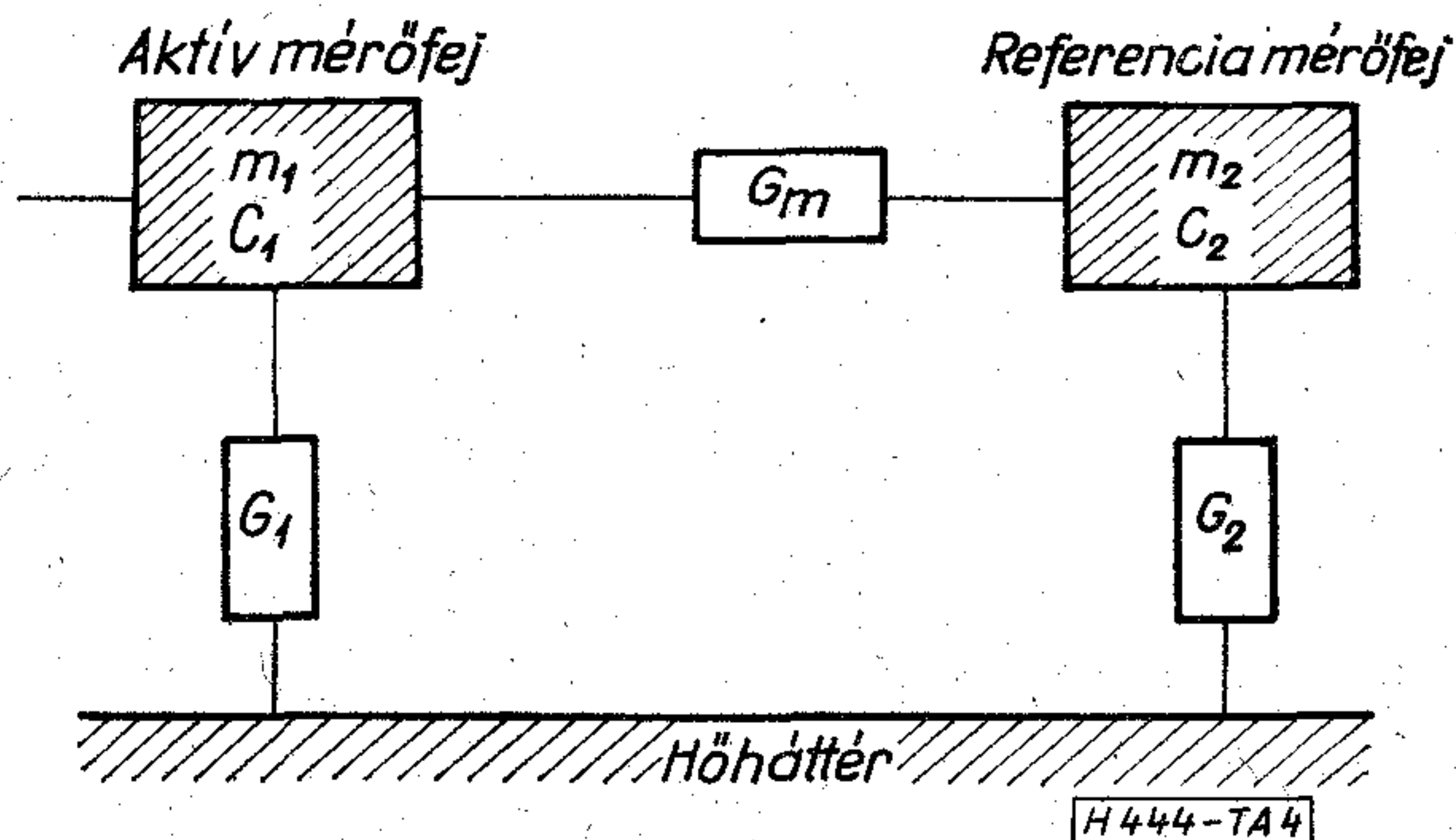
$$\frac{\Delta T}{P} = \frac{1}{G_1 + G_m(1 + G_1/G_2)} \approx \frac{1}{G + 2G_m}$$

tökéletes szimmetria esetén.

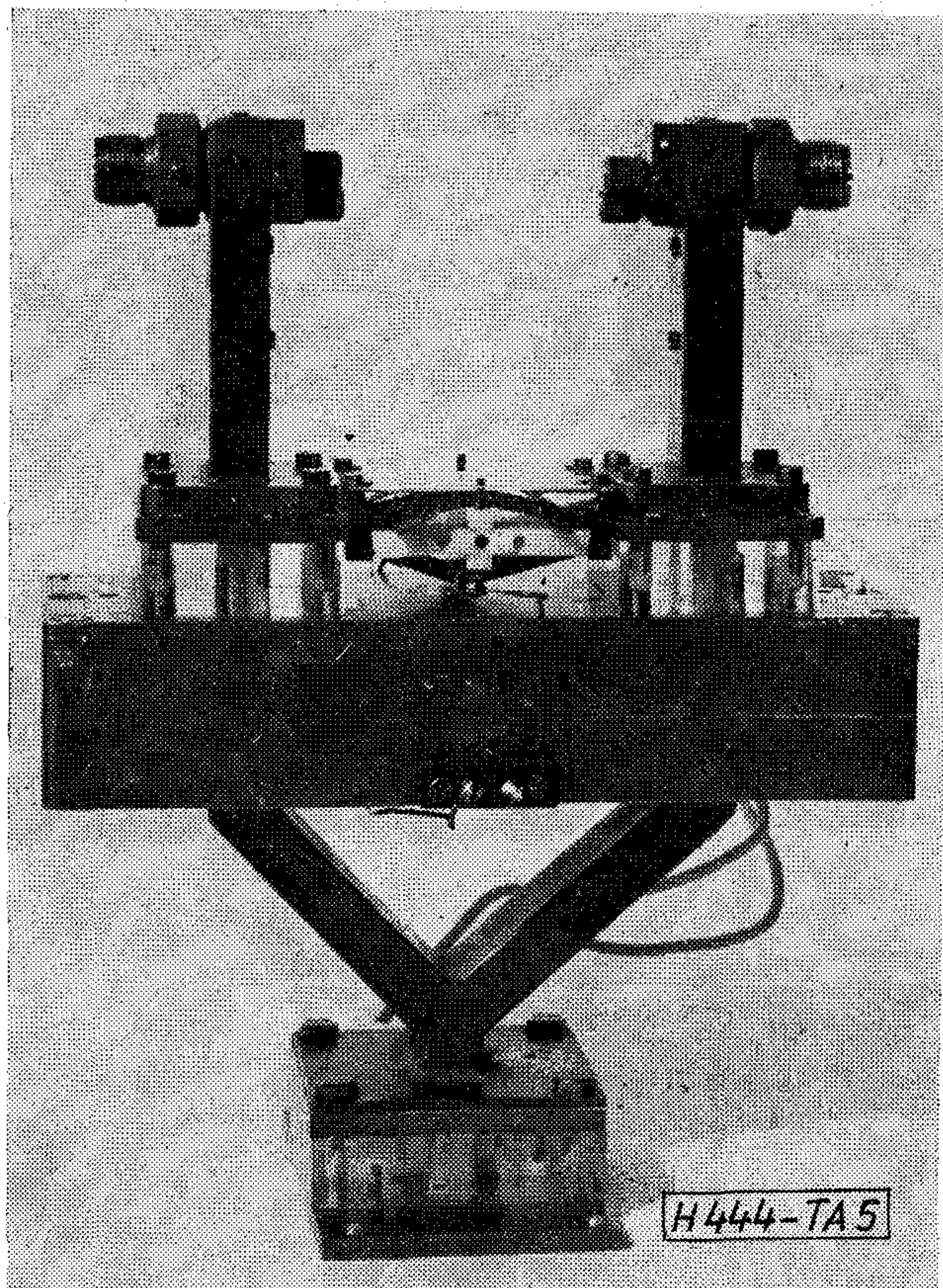
A legkisebb hőmérsékletváltozás, amelyet a hőmérsékletérzékelő rendszerrel érzékelni kell, a legkisebb mérendő teljesítményből adódik a szükséges mérési pontosság figyelembevételével. Ha ez az igény 10^{-3} :

$$\Delta T_{min} = 10^{-3} \frac{P_{min}}{G + 2G_m}$$

Figyelembe véve, hogy az etalon mérőszelvényeket 1–10 mW szinttartományban kalibráljuk, valamint azt, hogy a szokásos bolométer szerelvénykialakítások esetén a gyakorlatban milyen hőszigetelés-értékek érhetők el, (G) 10^{-5} °C nagyságrendű hőmérséklet-változásokat kell érzékelni. Ez megvalósít



4. ábra. Hőátadási viszonyok a mikrokaloriméterben



5. ábra. A kaloriméter mérőrendszerének kialakítása

ható például a két mérőfej közé helyezett termoelem-sor segítségével.

E helyettesítő kép alapján részletesen is vizsgálható a termoelemes hőérzékelőjű mikrokaloriméterek érzékenysége, s megállapítható az elérhető érzékenység és az optimális termoelemszám adott érzékenységű és hővezetésű termopárokra.

2.2.3 A 22×10 mm-es mikrokaloriméter felépítése

Teljesítménymérő mikrokaloriméterek tervezésével korábban több közlemény foglalkozott már [3], [4], [5]. Ezért csak a főbb konstrukciós szempontokat foglaljuk össze röviden. A konstrukció a következő követelményeket kell hogy kielégítse:

- a) megfelelő stabilitású hőhátér biztosítása,
- b) jó hőszigetelés a mérőfejek és a hőhátér közt,
- c) a vizsgált szerelvények gyors és egyszerű cserélhetőségének biztosítása,
- d) lehetőleg rövid mérési időállandó és beállási idő (mérőszelvény-csere után).

A kalorimétert termosztált vízfürdővé alakítottuk ki, mely a belső térre $\pm 10^{-4}$ °C-os hőstabilitást biztosít. Ez a megoldás azért előnyös, mert nem tesz szükségessé többszörös hőszigetelést a kaloriméter és a környezet közt, ezzel lecsökkentve a beállási tranzienseket. Az említett háttér-stabilitás következtében a belső tér szimmetrikus elrendezésével csak mintegy tízszeres szimmetrikus „jelelnyomást” kell biztosítani.

A belső iker kaloriméter-szerelvény részletes kialakítása az 5. ábrán figyelhető meg. A cserélhetőséget úgy biztosítottuk, hogy a hőérzékelés a csatla-

kozó tápvonalkarimáknál történik. A tekercselt kialakítású termooszlop érzékenysége $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. A mikrohullámú jelet a mérőfejre továbbító csőtápvonalnál a hőszigetelést kb. 20μ vastag, mikrohullámon jó vezetést biztosító, belső fémréteggel ellátott műanyag tápvonalszakaszokkal biztosítottuk. Néhány jellemző számadatot az 1. táblázat közöl.

1. táblázat

Az X-sávban működő mikrokaloriméter néhány jellemző adata

Hőszigetelés a teljesítménymérő szerelvények és a háttér közt (G_1)	0,210 W/ $^\circ\text{C}$
A hőmérsékletérzékelő hővezetése (G_m)	0,005 W/ $^\circ\text{C}$
A hőmérsékletérzékelő érzékenysége	4 mV/ $^\circ\text{C}$
A kaloriméter érzékenysége (számított)	18,2 $\mu\text{V}/\text{mW}$
A kaloriméter érzékenysége (OMH-etalon mérőszerelvényekkel mérve)	16 $\mu\text{V}/\text{mW}$

2.2.4 A mikrokaloriméter mérési pontossága

A teljesítményetalon-rendszer pontosságát az egyenáramú teljesítménymérés pontossága és az etalon-szerelvények hatásfokának mérési bizonytalansága határozza meg. Az ismertett rendszerben az egyenáramú teljesítmény mérési bizonytalansága elhanyagolható a kalibráció hibája mellett. A mikrokaloriméterrel végzett effektív hatásfokmérés kalibrációjának pontossága a következő hibatényezőktől függ:

- A mikrokaloriméter kalorimetrikus ekvivalenciahibája a vizsgált etalonszerelvényre.
- A kaloriméter nemlineáris (teljesítmény-hőmérséklet) jelleggörbéje.
- A hőszigetelő tápvonalszakasz disszipációja által okozott hiba.
- A hőmérséklet-változás mérési bizonytalansága.
- Az etalon bolométeres mérőszerelvények által felvett egyenáramú teljesítmény mérési bizonytalansága.

a) A kalorimetrikus ekvivalencia-hibát az okozza, hogy a kaloriméter érzékenysége más egyenáramra, más a bolométer-elemben elnyelődő nagyfrekvenciás teljesítményre és más a magában a szerelvényben hővé alakuló nagyfrekvenciás teljesítményre. A relatív érzékenységváltozás a tulajdonképpen kalorimetrikus ekvivalencia-hiba. A tényleges effektív hatásfok az ekvivalencia-hiba figyelembevételével

$$\eta_{eff} = \frac{1 - \frac{P_{e2}}{P_{e1}}}{\frac{T_2}{T_1} - \frac{P_{e2}}{P_{e1}}} (1 + \varepsilon),$$

$$\text{ahol } \varepsilon = \frac{K' - K}{K},$$

K' és K a nagyfrekvenciás, illetve egyenáramú érzékenység.

Az ekvivalencia-hiba egyik összetevője a bolométer elemen belüli teljesítményeloszlás változásából adódó érzékenységekülönbség a nagyfrekvenciás és egyenáramú érzékenység közt. Ez, ha a bolométer-elem geometriai méretei nem nagyok a szerelvényhez képest és a hőérzékelés a bolométertől elég távol tör-

ténik, elhanyagolható. A mérések szerint az ismertett felépítésű OMH-etalonszerelvényeknél ez a hiba nem jelentős.

A másik összetevő a bolométer-elemben és a szerelvény más részein keletkező hőre vonatkozó érzékenységekülönbségre vezethető vissza. Figyelembe véve, hogy a szerelvényben máshol a felvett nagyfrekvenciás teljesítmény $1 - \eta$ -szorososa alakul át hővé, a mért effektív hatásfoknál fellépő ekvivalencia-hiba is csak $1 - \eta$ -szorososa a tényleges érzékenységváltozásnak:

$$\varepsilon = \varepsilon_{sz}(1 - \eta) = \frac{k - K}{K}(1 - \eta),$$

ahol k a szerelvényben a bolométerelemen kívül elnyelt teljesítményre vonatkozó érzékenység.

A k tényező korlátait úgy határoztuk meg, hogy a szerelvény különböző pontjait fűtöttük ismert egyenáramú teljesítménnyel egy segédtermisztor felhasználásával és így vizsgáltuk az érzékenység változását a bolométerelemre vonatkoztatott érzékenységhez képest. Méréseink szerint a saját fejlesztésű etalon szerelvényekre a kimutatható legnagyobb érzékenységváltozás $\sim 10\%$.

b) A hőmérsékleti jelleggörbe nemlinearitása annak következménye, hogy a hőátadás nem csak hővezetéssel, hanem konvekcióval és sugárzással is történik. Nagyságát az egyenáramú karakterisztika pontos felvételével határozhatjuk meg. A nemlinearitás által okozott mérési hiba ugyancsak a veszteségekkel, azaz $1 - \eta_{eff}$ -vel arányos és szükség esetén korrekcióba is vehető.

c) A hőszigetelő tápvonalszakasz disszipációja azt eredményezi, hogy a kalorimetrikusan érzékelt látzólagos teljesítményveszteség a ténylegesnél nagyobb. Ez azt jelenti, hogy a tényleges értéknél kisebb hatásfokot mérünk. A hiba korlátai a szakasz disszipációs csillapításából határozhatók meg.

$$\eta_{eff} > \eta_{mért} > \eta_{eff} \cdot A,$$

ahol A a szakasz veszteségi csillapítása (teljesítményarány).

Az A -nak számítással történő meghatározása azonban nem mindig vezet elég pontos eredményre. A hosszegységekre eső szakaszcsillapításnál ugyanis az anyag fajlagos vezetőképessége mellett a felületi finomságnak is döntő szerepe van.

A disszipáció tényleges nagyságát úgy határozhatjuk meg, hogy a mérőszerelvény helyére jó minőségű (1%-nál kisebb veszteségű) rövidzárat helyezve, meghatározzuk a kalorimetrikusan kimutatható teljesítményveszteséget ismert mikrohullámú teljesítmény reflektálásakor. A mért százalékos teljesítményveszteségből a disszipáció által okozott mérési hiba számítható.

d)–e) A hőmérsékletarányok mérési bizonytalansága az alkalmazott érzékelő megoldás felbontásától függ. A helyettesítő teljesítmények aránya egyenáramú precíziós hiddal 0,1%-nál kisebb bizonytalansággal mérhető az 1–10 mW tartományban. Célszerű olyan megoldás választása, hogy ezek a hibatényezők elhanyagolhatóak legyenek az előzőekhez képest.

2. táblázat

Az X-sávban működő mikrokaloriméter mérési bizonytalansága

Hibaforrás	Hibahatárok (Ha $\eta_{eff} \geq 95\%$)
Kalorimetrikus ekvivalenciahiba	$\pm 0,25\%$
A nemlinearitásból adódó korrekció bizonytalansága	$\pm 0,1\%$
A hőszigetelések disszipáció korrekciójának bizonytalansága	$\pm 0,2\%$
A hőmérsékletmérés mérési bizonytalansága	$\pm 0,08\%$
A helyettesítő teljesítmények mérési bizonytalansága	$< 0,01\%$

A mikrokaloriméterben fellépő egyes hibatényezők számszerű értékeit az általunk kifejlesztett X-sávú berendezésre a 2. táblázat tartalmazza.

3. A kalibráció átvitele, etalon-teljesítményforrás létrehozása, etalon-szerelvények összehasonlítása

Ehhez olyan mérőberendezés szükséges, amely biztosítja, hogy az összehasonlításra kerülő szerelvények által felvett teljesítmények közti arány ismert legyen. Erre a célra ma már többféle megoldás is alkalmazható.

a) Illesztett generátor, vagy ezt megvalósító iránycsatolós összeállítás és az összehasonlítandó szerelvények reflexiós tényezőinek mérése után számítással történő korrekció.

b) Reflektométer, az elnyelt nagyfrekvenciás teljesítmények arányának közvetlen mérésére.

c) Módosított „általánosított” reflektorméter, amely az éppen vizsgált etalon-szerelvények reflexiós tényezőjétől függetlenül állandó elnyelt nagyfrekvenciás teljesítményt biztosít.

Tekintve, hogy a rendszerben használt etalonszerelvények kis reflexiójúak, a b) megoldás megfelelő eredményt biztosít. Az eljárás néhány tized százalékos járulékos hibával tesz lehetővé kalibráció átvitelt. Előnye, hogy egyidejűleg biztosít szintszabályzási lehetőséget, a kalibráció átvitelét, s megadja a vizsgált szerelvények reflexiós tényezőjét is [6].

4. Az összehasonlító mérések eredményei

Nagy pontosságú etalonok kiképzésénél a szisztematikus és véletlen hibák csökkentésének fontos eszköze az esetleg más rendszerű, de hasonló pontosságú etalonokkal való összehasonlítás, amely kölcsönösen lehetővé teszi a hibák csökkentését. Ilyen jellegű kétoldalú vagy körösszehasonlításokat az egyes országok mérésügyi intézetei folyamatosan végeznek. Az összehasonlító mérések, amelyeket az X-sávú teljesítmény-etalonra végeztünk, nagy segítséget jelentettek a kalorimetrikus kalibrálás hibahatárainak meghatározásánál.

A 10 GHz-es etalon mérőszelvényeket összehasonlítottuk a moszkvai VNIIFTRI-ben kifejlesztett

tett vízáramoltatásos kaloriméterben kalibrált mérőszelvényekkel. Az eredmények, amelyek a 3. táblázatban láthatók, azt mutatták, hogy a mért eltérések nem haladják meg az etalonok hibahatárait.

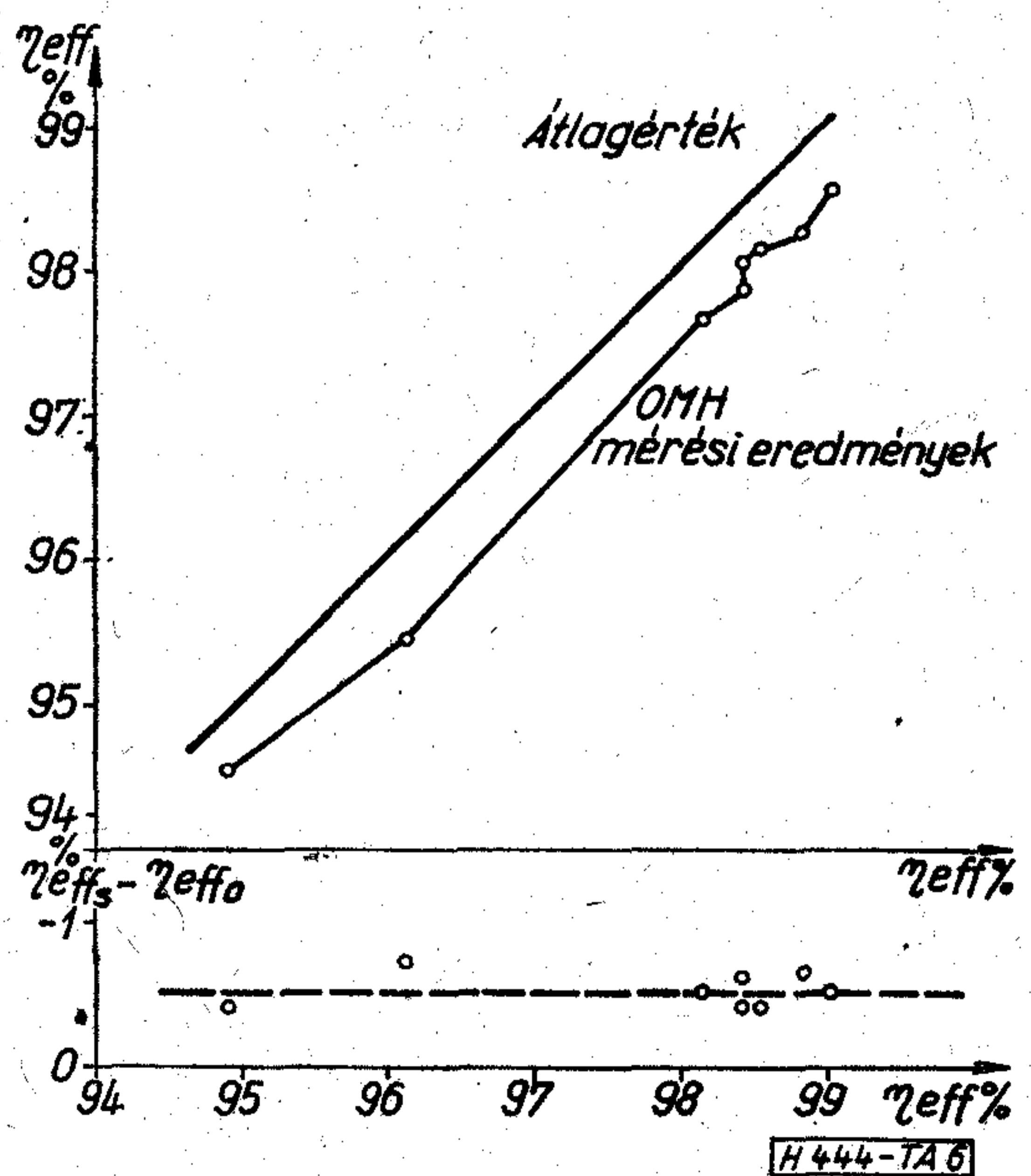
A kalibráló mikrokaloriméternél a szigetelő tápvonalszakasz hődisszipációja által okozott hiba pontos meghatározása nehézségeket jelentetett. Az erre vonatkozó mérési eredményeket, amelyek a számítottnál nagyobb disszipációs hatást mutattak, igazolták a BIPM által szervezett körmérés során szerzett tapasztalatok. A 6. ábra a különböző etalon-szerelvények effektív hatásfokát mutatja az OMH mikrokaloriméterben mérve. Egyben feltünteteti a kapott mérési eredmények átlagértékét. Az OMH eredmények megadásánál a disszipációs hatást (a számítással kapott eredményeknek megfelelően) nem vettük figyelembe. Jól látható, hogy az eredmények állandó, szerelvénytől és mért hatásfoktól független különbséget mutatnak. Figyelembe véve, hogy az eltérés veszteségfüggetlen ($1 - \eta$ -tól független) és különböző mérőszelvény- és bolométertípusokra is azonos, egyértelműen csak a szigetelő tápvonalszakasz veszteségére vezethető vissza. A már említett eljárással, rövidzárral végzett veszteségvizsgálatok ezt teljes mértékben igazolták.

3. táblázat

VNIIFTRI (SZU) és OMH közti összehasonlító mérések eredményei

Megjelölés	Mért effektív hatásfok	
	VNIIFTRI	OMH
Typ 3 No. 2 (OMH)	$97,10 \pm 0,5$	$97,35 \pm 0,5$
Typ 3 No. 3 (OMH)	$97,10 \pm 0,5$	$97,21 \pm 0,5$
No. 3 (VNIIFTRI)	$94,04 \pm 0,2$	$93,38 \pm 0,5$
No. 6 (VNIIFTRI)	$98,76 \pm 0,2$	$98,62 \pm 0,5$

Mérési frekvencia: 10 GHz



6. ábra. A disszipációs hiba szemléltetése nemzetközi összehasonlító mérések felhasználásával

KGST-téma keretében végeztünk összehasonlító méréseket az X-sávú hullámvezetős teljesítmény-mérő etalonunk és a koaxiális „szovjet állami teljesítményetalon” (VNIIM) közt. E mérések során nagy pontosságú koaxiális és hullámvezetős teljesítmény mérőszervek között adapteres közvetett összehasonlítást végeztünk. A mérések a gyakorlatban igazolták, hogy adapter veszteségeink meghatározásával az irodalomban javasolt módszerrel [7] különböző hullámvezetőjű teljesítményetalonok közt is megfelelő pontossággal elvégezhető a kalibráció átvitele.

5. További célkitűzések

A nemzetközi összehasonlító mérések elősegítették a további fejlesztésre vonatkozó elképzelések kialakítását. Bebizonyosodott, hogy a különböző tápvonal-méretű csőtápvonalas teljesítményetalonokat és a kiegészítő koaxiális mérőrendszert egyetlen rendszerben célszerű alkalmazni. A koaxiális mérőrendszerek ugyanis nagyobb frekvenciaátfogást biztosítanak, mérési pontosságuk viszont kisebb a nagyobb kalorimetrikus ekvivalencia-hiba következtében.

Így a most következő feladat egy, a jelenleg használt teljes mikrohullámú frekvenciatartományt (1–18 GHz) átfogó koaxiális teljesítményetalon-rendszer kialakítása.

Újabb hullámvezetős etalonokat olyan tápvonalméretre (frekvenciasávra) építünk ki a jövőben, ahol a pontossági követelmények ezt szükségessé teszik.

I R O D A L O M

- [1] Macpherson A. C., Kerns D. M.: A microwave microcalorimeter. The Review of Scientific Instruments. 26. (1955) 1 (jan.) 27–35
- [2] Engen G. P.: A refined X-band microwave microcalorimeter. Journal of Research of the NBS—C. Engineering and Instrumentation 63 C (1959) 1. (July) 77–82
- [3] Sucher M., Carlin M. J.: Broad-band Calorimeters for the measurement of low and medium level microwave power. I. Analysis and design. IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques. MTT—6 (1958) April 188–194
- [4] James A. V., Sweet L. O.: Broad-band Calorimeters for the measurement of low and medium level microwave power. II. Construction and Performance. (IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques. MTT—6 (1958) April 195–202
- [5] Jurkus A.: A coaxial radio frequency power standard. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement 15. (1966) 4. (Dec.) 338–342
- [6] Engen G. F.: A transfer instrument for the intercomparison of microwave power meters. IRE Transaction on Instrumentation. I. 9. (1960) (Sept) 202–208
- [7] Engen G. F.: Coaxial power meter calibration using a waveguide standard. Journal of Research of the NBS—C. Engineering and Instrumentation 70C (1966) 2. 127–138

SZEMLE

(Folytatás a 336. oldalról)

Az olcsó mikroszámítógépek — chipek kifejlesztési üteme rendkívül erősen hat a digitális eszközök felhasználására. Az új felhasználásokban a szabványosított, programozható logikai áramköröket részesítik előnyben a hagyományos, egyedi logikákkal szemben. Ilyen pl. az LSI áramkörök felhasználása, amelyeknél a különböző funkciókban történő felhasználások (ROM, RAM, processzor és I/O elemek) biztosítottak, és a nagy sorozatok az LSI áramköröket olcsóvá teszik. A gyártó cég orientált eszközeinél a megfelelő konverterek biztosították a mikroprocesszornak megfelelő szinteket. Az ettől való eltérés nagyon olcsó, de rendkívül bonyolult digitális rendszereket tesz szükségessé, mert ezek a funkciók is bekerülnek a processzorba. Ennek a lehetősége adott, hisz pl. 1000 logikai kapunak megfelelő kapcsolás már 5 dollár alatt van. Másrészt át kell dolgozni pl. a hardware által megvalósított függvényeket is, amelyek egy része áttehető a software-hoz (pl. a huzalozott művelet, amelyeket a gép párhuzamosan tudott elvégezni, programozott software-feladattá válik). Ezt a feladatot a processzorok párhuzamos üzeme fogja megoldani, amelyre a cikk példákat mutat be. (Computer, 1976. 9. k. 1. sz. [203]).

*

Az információ átvitele a társadalomban egyre nagyobb szerepet játszik. Szórakozási és hírközlési célokra, tömegkommunikációs formában a rádió és a TV megtartja vezető szerepét, de egyedi célokra, állóképek, szövegek továbbítására is biztosítani kell az átvitelt, sok esetben a TV-nél, ill. rádión keresztül is. A KtK keresteteti a lehetőségeket a meglévő hálózatokon (távbeszélő-, távíró-, rádióhálózat) állóképek átvitelére és a vevő oldalon az állókép másolására (hardcopy), ill. olyan képtárolós TV-képcsövek felhasználására, amelyekben a kép percekig megmarad (softcopy), Japánban pl. a függőleges eltérítési impulzusok mellett visznek át plusz információt. Kábelen történő TV-átvitelnél lehetőség van az

állókép külön csatornán történő átvitelére is. A cikk táblázatban ismerteti a különböző átviteli eljárások jellemző adatait, az adó, ill., vevő oldal tipikus blokkdiagramjait is ábrázolja. Egyedi videoképeknél a mágneses tárolókat, szövegeknél az IC-s digitális tárolókat részesíti előnyben. (Nachrichtentechnische Zeitschrift, 1976. 29. k. 3. sz. [204]).

*

Az Energy Electronic Products Corporation (Los Angeles) cég BU225 típusú, diffúziós technológiával készülő szilícium mesa teljesítménytranzisztora 2200 V feszültséget bír ki. A készüléket nagyfeszültségű áramkörökben közepes sebességű kapcsolóüzem ellátására készítették, így például felhasználható televízió vevőkészülékek vízszintes eltérítő áramköreiben.

Műszaki adatok (25°C hőmérsékleten):

max. kollektor-bázis feszültség 2200 V;
max kollektor-emitter feszültség 800 V (V_{CED}), illetve 2200 V (V_{CERM}) (R_{BE} 100 ohm);
legnagyobb kollektoráram 2 A;
legnagyobb teljesítménydisszipáció 10 W;
max. lefutási idő 750 ns ($I_C = 1,5$ A, $I_B = 1$ A).

Ára 100 darabos vagy annál nagyobb mennyiségű szállítás esetén 9,9 \$ (Electronics of America, 1976. márc. 27. [205]).

*

Az egyedi nyomtatott áramköri lapok rajzos felülete készítésének új koncepciója az Alfac elnevezésű, száraz, nyomásra tapadó matrica felvitele a maratás előtt. A matricák, amelyek az alkatrészek szimbólumait ábrázolják, vinil alapúak és kettős ragasztóréteggel vannak ellátva, s ellenállnak a legtöbb, nyomtatott áramkörök készítéséhez használt maratófolyadéknak. Ily módon a fotoeljárás megkerülésével a felmatricázott réz/praxolin lapok közvetlenül a maratófolyadékba helyezhetők. (Electronics, 1976. 49. k. 7. sz. [206]).

(Folytatás a 349. oldalon)

Vizsgálóábra szilícium-vezérlőelektródás MOS-áramkörök fejlesztéséhez, ill. gyártásához

ETO 621.314.63.07:621.382.233;621.397.331.221

A vizsgálóábrák alkalmazása mind az integrált áramkör fejlesztés, mind a tömeggyártás szempontjából elengedhetetlen. A bonyolult integrált áramkörök méréséből vagy egyáltalán nem, vagy csak nagyon közvetett úton határozhatók meg azok a fizikai, geometriai és elektromos adatok, amelyekre a kutatás/fejlesztés, illetve gyártás során szükség van. A vizsgálóábrák egyes elemeinek célszerű kialakításával lehetőség nyílik az egyes adatok szelektív meghatározására.

1. Vizsgálóábrák tervezésének szempontjai, felhasználási területeik

A vizsgálóábra egyetlen elemén helyezkedik el és mérőellenállásokból, kapacitásokból, diódákból, tranzistorokból, illetve áramköri részletekből épül fel. Méreteinél fogva a szeleten az áramköröket tartalmazó elemek (chipek) között is elhelyezhető, de szokás csak vizsgálóábrákat tartalmazó külön vizsgálószeleteket is alkalmazni. Az elemek megválasztásánál elsőrendű fontosságú az egyszerű mérhetőség (lehetőleg statikus vagy kisfrekvenciás mérések alkalmazásával). Az elemeknek minimális geometriai méretekkel és kivezetésszámmal kell rendelkezniük, hogy a vizsgálóábra az áramkörválasztékban szereplő legkisebb méretű elemek közé is beilleszthető legyen.

A vizsgálóábra kontaktálási felületei a szeleten levő áramkörök kontaktálási felületeivel azonos elrendezésűnek kell lennie a szeleten végzett automatikus vezérlésű túsmérések miatt. A technológiaközi (fémzés előtti) mérések végett nagy diffúziós, illetve poliszilícium-felületeket lehet létrehozni.

A vizsgálóábrák főbb felhasználási területei:

- a technológia műveleti paramétereinek ellenőrzése elektromos mérések útján, illetve ezen adatok felhasználása a folyamatirányítás céljára [1],
- a kihozatal befolyásoló tényezők meghatározása és statisztikai kiértékelése a MOS/LSI áramkörök kihozatalának számítására,
- az élettartam-vizsgálatokhoz elengedhetetlen rendszeres gyorsított sztrész-vizsgálatok elvégzése célszerűen kialakított elemeken [2],
- a konstrukciós (geometriai) paraméterek ellenőrzése és statisztikai feldolgozása az áramkör-tervezési előírások lefektetésére [3].

2. A műveleti paraméterek ellenőrzése a folyamatirányítás céljából

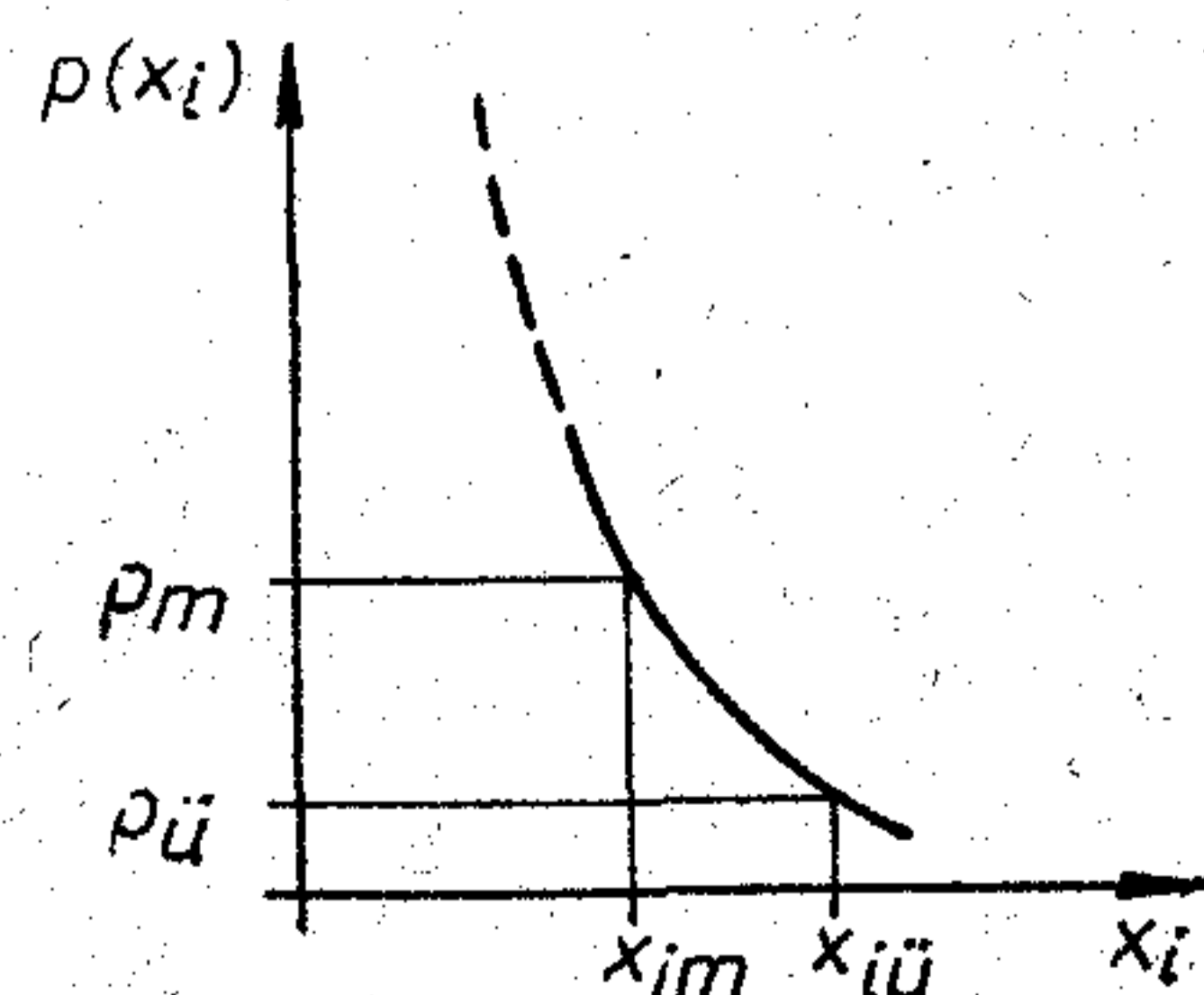
A vizsgálóábrák segítségével lehetőség van az egyes műveleti paraméterek hatásának számszerű ellenőrzésére. Az összefüggés a mért adat és a vizsgált fizikai, geometriai jellemző (x) között lehet közvetlen (implicit vagy explicit), ilyenkor a vizsgált x jellemző valóságos (a szeleten üzemszerűen realizált) adat. Ha az összefüggés közvetett, úgy fantom (a technológiai soron kívülálló, szimulációs művelettel megvalósított) adatok birtokában nyílik lehetőség a valóságos adatok meghatározására. A fantom-adatok előállítására a meghatározott pontig együttfutó kísérők szolgálhatnak.

A technológiai műveletek hatására létrejövő paraméterek birtokában folyamatirányítás végezhető vagy kézi úton, vagy megfelelően automatizált gyártósor esetében on-line üzemben.

A vizsgálóábra elemeinek mérése legcélszerűbben automatikus mérőrendszerrel [4] vagy számítógép-vezérlésű mérő és adatfeldolgozó rendszerrel oldható meg. Ez utóbbi esetben lehetőség van a statisztikai kiértékelések közvetlen elvégzésére is.

3. Kihozatal befolyásoló tényezők meghatározása

A nagy bonyolultságú MOS-áramkörök kihozatalát igen sok hiba befolyásolja [5], amelyek mindegyikének rendszeres vizsgálatára és statisztikai feldolgozására van szükség ahhoz, hogy a MOS/LSI áramkörök kihozatalára becslést lehessen végezni. Az olyan típusú együttműködéseknel, amelyeknél a felhasználó fél a szerelése számára méretlen szeleteket vesz át a technológiai üzemtől, a szeleten levő nagy bonyolultságú áramkörök kihozatalára (pontosabban a szlettechnológia megfelelő minőségére) a vizs-



H 435-KF7

1. ábra Egy diszkrét hibaok „ p_i ” előfordulási valószínűségének függése az x_i műveleti paramétertől

gálóábrakon mért szelektív kihozatali adatok nyújtanak biztosítékot.

Az egyes hibaokokra vonatkoztatott p_i előfordulási valószínűség a különböző technológiai konstrukciós (geometriai) paraméterek (x_i) függvénye. A MOS/LSI-áramköröknél szükséges kis értékű p_i előfordulási valószínűségek mellett nagy statisztikai biztonság elérésére igen sok vizsgálóábra, ill. vizsgálóelem lenne szükséges. Ismerve az előfordulási valószínűségnek az x_i geometriai paramétertől való függését (1. ábra) az x_{ii} üzemi méretnél kisebb x_{mi} méret alkalmazásával lényegesen nagyobb p_m -értéket kapunk, ami kevesebb elem alapján is meghatározható. A $p(x_i)$ függvény kísérleti úton vehető fel.

4. Gyorsított sztrezz-vizsgálatok

A romlási folyamatok E_a aktiválási energiájának ismeretében mód van megemelt hőmérsékleten a folyamat meggyorsítására. A gyorsítási tényező (a):

$$a = \frac{\text{MTBF (üzemi)}}{\text{MTBF (sztrezz)}} = f(U, I) \cdot \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right),$$

ahol $f(U, I)$ a sztrezz során alkalmazott feszültségtől, áramtól stb. való függést fejezi ki. A vizsgálóábrán elhelyezett elemek megemelt hőmérsékleten, sztrezz-feszültséggel végzett (BT) vizsgálataiból az egyes romlási folyamatok időfüggése s ezzel az áramkör élettartama kiszámítható [6], [7].

5. A vizsgálóábra egyes elemei és rendeltetésük

Az alábbiakban soravesszük, a szilícium-vezérlő-elektrodás MOS integrált áramkör fejlesztéséhez és kísérleti gyártáshoz kidolgozott vizsgálóábra egyes elemeit, ismertetve az elemek főbb jellemzőit, rendeltetésük és vizsgálati módszerüket.

a) Diffúziós ellenálláscsík

minimális csíkszélességgel a vastagoxid oldalirányú marásának ellenőrzésére, valamint nagy csíkszélességgel a rétegellenállás későbbi műveletek hatására történő megváltozásának meghatározására. A hozzáférés diffúziós kontaktálási felületen történik, két, illetve négytűs módszerrel. Az oldalirányú behatolás V alakú ábrával vizsgálható.

b) Poliszilícium ellenálláscsík

a rétegellenállás meghatározására leválasztás és diffúzió után, poliszilícium kontaktálási felületekkel.

c) Kontaktuslánc

külön kontaktusablaksorral a diffúziós és poliszilíciumszigetek között; a kontaktusablakok mérete kisebb a tervezésben előírt méretnél, az ablakok száma minimálisan 30. Kétféle ablakméret esetén a két láncal sorosan elhelyezkedő ellenállás alapján egyetlen méréssel eldönthető a hibás kontaktus helye. A kontaktuslánc adott terhelőáram mellett BT- és élettartam-vizsgálatokra is alkalmazható.

d) Alumíniumcsík

poliszilícium és vastagoxid-lépcsőkön, valamint megfelelő eltolású kettős-lépcsőkön átvezetve a tervezésben előírtnál kisebb csíkszélességgel, a fémszakadás ellenőrzésére. A lépcsők száma minimálisan 50. Az alumíniumcsík kontaktusablakokkal is kombinálható a szakadásveszély fokozására, minimális kontaktusablak-perem alkalmazásával. Kétféle csíkszélességnél a szakadás soros ellenállással azonosítható. Az elem BT- és élettartam-vizsgálatokra és zajmérésekhez [8] használható.

e) Alumínium, poliszilícium és diffúziós fésűk

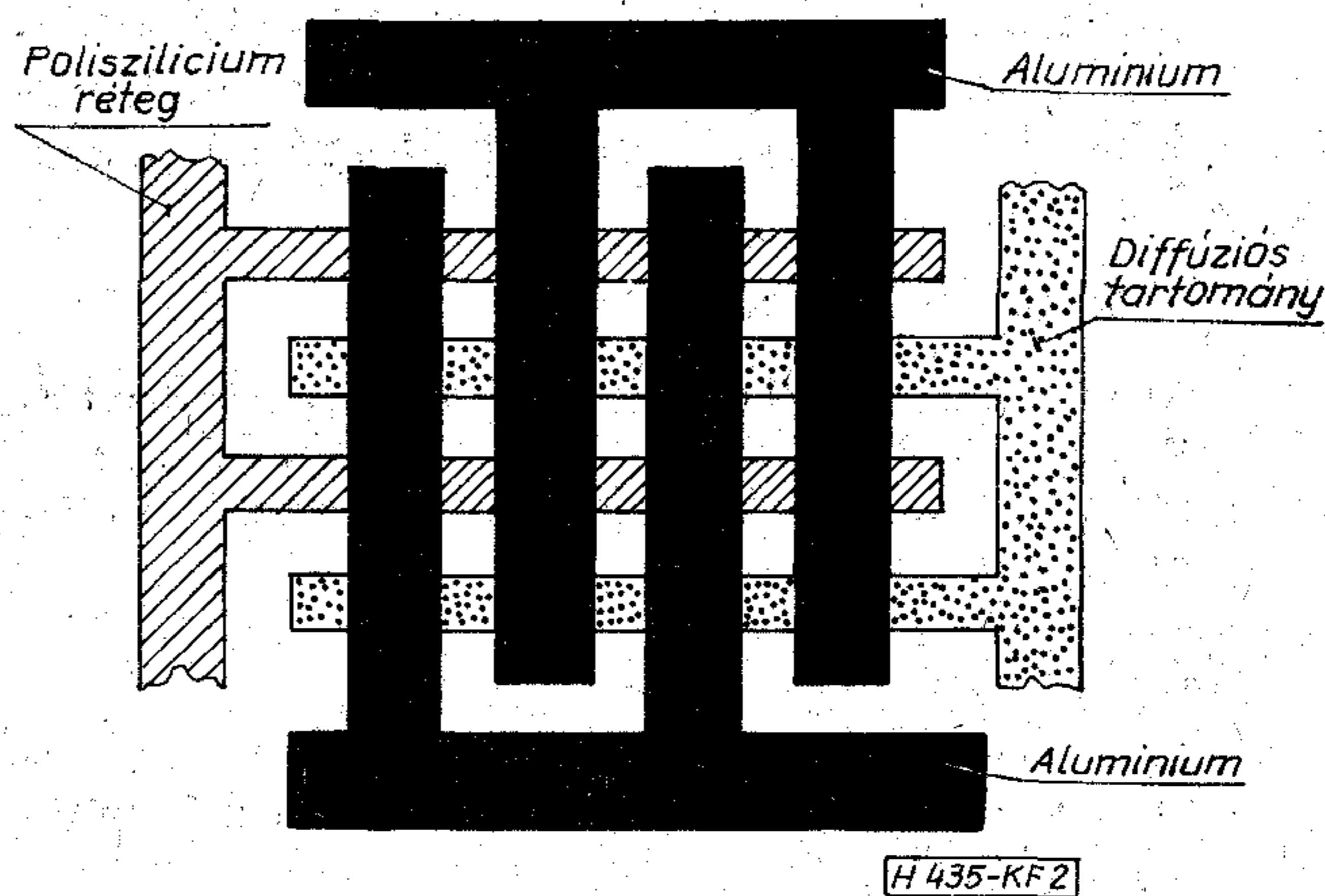
(2. ábra) a fémzárlat és a védőüveg-átvezetés ellenőrzésére. A két alumínium fésű távolságköze kisebb a tervezésben előírtnál. Az alumínium és poliszilícium, ill. diffúzió közötti áramból a védőüveg átvezetése határozható meg a lépcsős szerkezetben.

f) Kontaktusablak-illesztést ellenőrző elem

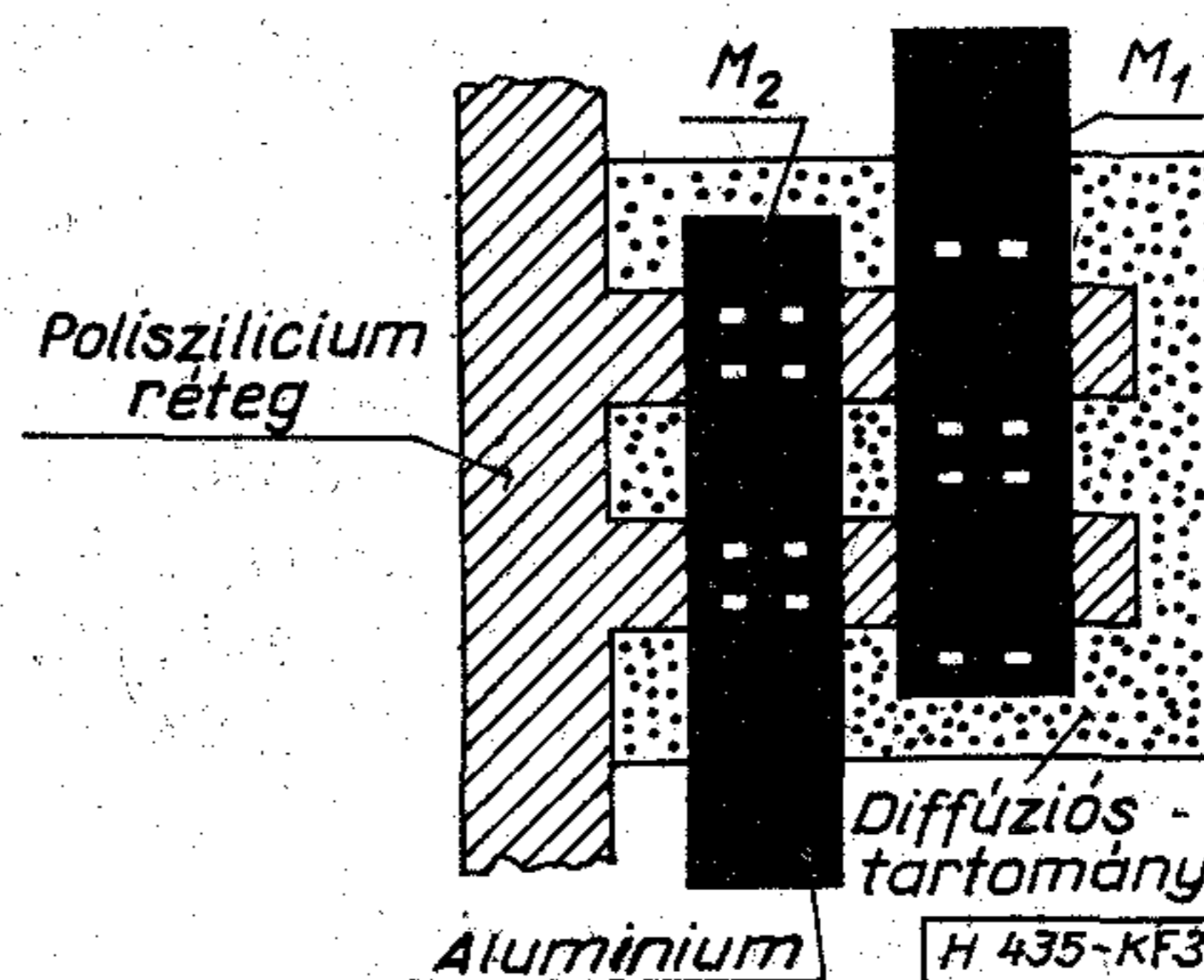
(3. ábra); a kontaktus ablakok elillesztése esetén a diffúziós és poliszilícium tartományok összenyitnak és a mérőpontok között kis ellenállás jelentkezik. Mindkét irányban alkalmazni kell 1-1 elemet.

g) Poliszilícium-gate illesztő

lényegében két irányban elhelyezett hosszú munkaellenállás-tranzisztor a tervezésileg elő-



2. ábra Kombinált vizsgálóelem az alumínium zárlat és a védőüveg átvezetés ellenőrzésére



3. ábra Zárlatvizsgáló elem a kontaktusablakok helyes illesztésének ellenőrzésére

írtnál kisebb oldal-felfekvéssel. Elillesztés, polyszilícium, illetve vastagoxid túlmarás esetén vékony diffúziós csík jön létre.

h) Vékonyoxidos kondenzátor

négyzetes alakú, oldalt zárt (vastagoxid felfekvésű), a különböző CV-mérésekhez, ill. BT-vizsgálatokhoz.

i) Vékonyoxidos fésűskondenzátor

oldalt zárt, a tervezésileg előírt csatornahossznak megfelelő ujj-szélességgel, az elszennyeződések és hőkezelések folytán bekövetkező szélhatás ellenőrzésére. Inhomogén struktúra esetén a négyzetes alakú kondenzátor CV-mérései nem használhatók. A kondenzátor középső tömör kontaktálási felülete vastagoxid-párnán fekszik. Az elem a különböző CV-mérésekhez, oxidáram mérésekhez, ill. BT-vizsgálatokhoz használható.

j) Vékonyoxidos, oldalt nyitott fésűskondenzátor

a szélhatás vizsgálatára. A diffúziós területek (szélek) közös kivezetéssel vannak ellátva. Külön fotolitográfiai lépéssel lehetőséget kell biztosítani a gate-struktúra előtti diffúziós lépések, ill. a struktúra felépítése utáni önillesztő ion-implantációnak.

k) Diffúziós tartomány feletti vékonyoxidos kondenzátor

az adalékeloszlás és átütési szilárdság ellenőrzésére. Gate-vezérelt elrendezésben [9] alkalmas a mozgékonyág meghatározására. Mindkét elem egy többlet fotolitográfiai lépést igényel.

l) Gate-vezérelt dióda

vékonyoxid dielektrikummal, nagy kerülettel, a letörési feszültség változásának, illetve a lavinainjekció mérésére. Az elemet szokás külső védőgyűrűvel ellátni [10].

m) Érintkezési dióda

egymástól különböző távolságokban elhelyezett diffúziós szigetekkel az érintkezési feszültség mérésére.

n) Mérőtranzisztorok

$W/L=1,10$ és 100 geometriai aránnyal a tervezésben előírt csatornahosszal. Az elemek egyaránt használhatók BT-, élettartam- és statisztikai vizsgálatokhoz. A mérőtranzisztorok egy része Zener-védelemmel készülhet a negatív gate-feszültségnél végzett sztrezz-vizsgálatokhoz. A source- és draindiffúzióknál külön fotolitográfia lépéssel lehetőséget kell adni a gate-struktúra előtti diffúzióknak, ill. az ezzel kombinált utólagos önillesztő ion-implantációs lépésnek.

o) Nagy felületű mérőtranzisztor

a tervezésileg előírtnál lényegesen nagyobb csatornahosszal a szélhatások kiküszöbölésére.

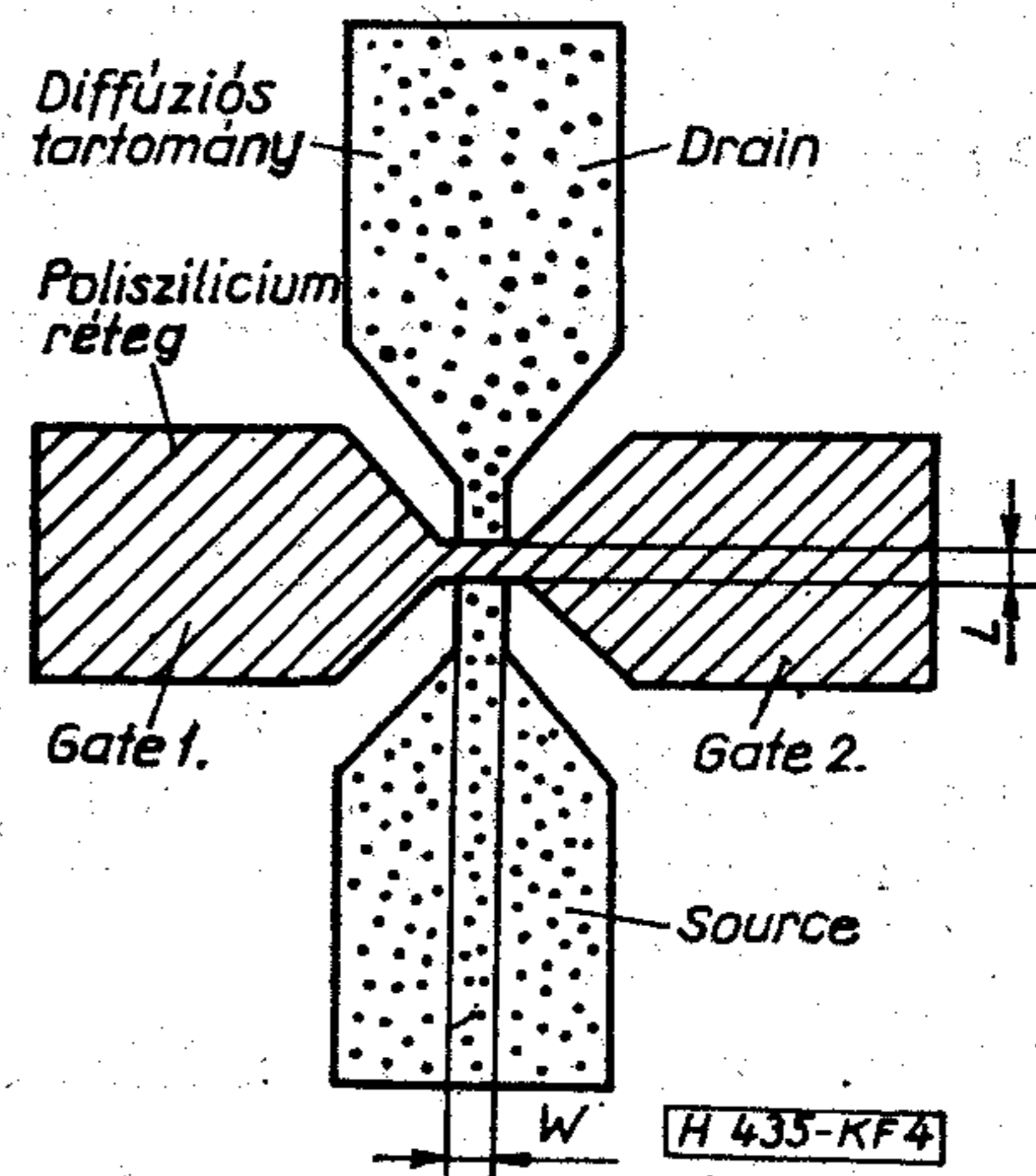
Az elem gate-elektrodáján CV-mérések is végezhetők. Egy további lehetőség a tranzisztor és egy nagy felületű kondenzátor összefémzése az azonos feltételek mellett végzett tranzisztor és kondenzátor BT-vizsgálatok összevetésére.

p) Vastagoxidos tranzisztor

alumínium, ill. polyszilícium vezérlőelektrodával a vastagoxid nyitófeszültségének, ill. iontartalmának [7] ellenőrzésére.

q) Kettős gate-kivezetésű fűthető mérőtranzisztor

(4. ábra) a folyamatos nyitófeszültség-visszamerést igénylő BT-vizsgálatokhoz, valamint az iontartalom gyors ellenőrzéséhez. Az aktív gate-



4. ábra Kettős gate-kivezetésű fűthető tranzisztor

tartományt felhevítő keresztirányú áram által létrehozott feszültség

$$\Delta u = \sqrt{\frac{\Delta T \cdot \rho_p \cdot L}{W \cdot K_{eff}}}$$

értékű, amelynek a sztrezz során alkalmazott feszültségnél lényegesen kisebbnek kell lennie. Minimális $W=L=8 \mu\text{m}$ geometriai méretek-nél az aktív gate effektív hőellenállása a környezethez viszonyítva $K_{eff} \approx 600 \text{ }^\circ\text{C/W}$, ezzel $\Delta T=200 \text{ }^\circ\text{C}$ hőmérséklet-különbség és $\rho_p=40 \Omega/\square$ polyszilícium rétegellenállás mellett kb. $\pm 1,7 \text{ V}$ feszültségbizonytalanság adódik, ami általában megengedhető. A gate-ellenállást teljesítményillesztett telepről meghajtva a ρ_p polyszilícium rétegellenállás 30%-os eltérése kisebb, mint 3% fűtőtelsítmény eltérést idéz elő, s így ellenőrző vizsgálatoknál figyelmen kívül hagyható. Az aktív gate hőmérsékletének pontos értéke összehasonlító mérésekkel határozható meg. Az elemet diffúziós és polyszilícium kontaktálási felületekkel ellátva a fémzés előtti állapot is vizsgálható.

r) Inhomogén dielektrikumú mérőtranzisztorok

a széleken alumínium-gate vezérlésű vastagoxidpárnával, illetve ennek fordítottjaként

közepén vastagoxidos tranzisztorként kiképzett mérőtranzisztor a szélhatás vizsgálatához.

s) *Lebegő vezérlőelektródás mérőtranzisztor*
a lavinainjekció és a gate szivárgásának ellenőrzésére.

t) *Laterális bipoláris tranzisztor*
a rekombinációs sebesség ellenőrzésére.

u) *Felületi ionok*
mérésére szolgáló elrendezés vezérlőelektróda nélküli (felületi) tranzisztorral és sztrezzelőelektródákkal [11].

v) *Kapuzott mérőtranzisztor*
a gate töltéstárolási idejének, illetve a szivárgások mérésére.

z) *Inverter-fokozatok*
különböző β_R geometriai tényezővel a statikus jelleggörbék felvételére és a zajtávolságok meghatározására.

x) *Gyűrűs oszcillátor*
páratlan számú ($n > 11$) inverter összekapcsolásából a statikus áramfelvétel és a késleltetési idő mérésére.

$$t_{pd} \cong \frac{1}{f_0 \cdot n},$$

ahol f_0 az oszcillációs frekvencia és n az inverterek száma. A gyűrűs oszcillátor statisztikai kiértékelésekhez, valamint élettartam-vizsgálatokhoz egyaránt használható.

Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi Heksch Ferenc és Bársony István munkatársaknak a vizsgálóábrák megvalósítása és mérése terén nyújtott segítségükért.

IRODALOM

- [1] J. K. Gibbeson: The British Post Office Approach to Long Life and High Reliability in MOS/LSI, LSI Conf. Paris. 1974 dec. 167. old.
- [2] R. J. Sahni: Use of Test Patterns in Evaluating the Reliability of Integrated Circuits, 9th. Ann. Proc. Rel. Phys., 1971. 226. old.
- [3] H. W. van Beck: MOS/LSI Circuit Design: Designing-in Reliability, 10th. Ann. Proc. Rel. Phys., 1972. 36. old.
- [4] Dr. Kovács F.: Optimum Design of an Automatic Digital IC Test System „ICOMAT”. Nemzetk. Elektr. Konferencia, Ljubjana, 1971. okt.
- [5] W. Eccleston, M. Pepper: Modes of Failure of MOS Devices, Microelectr. Rel. 10, (1971) 325. old.
- [6] E. E. Lampi, E. F. Labuda: A Reliability Study of Insulated Gate Field Effect Transistors, 10th. Ann. Proc. Phys., 1972. 112. old.
- [7] W. H. Schroen, et al: Reliability Improvement by Process Control, 10th. Ann. Proc. Rel. Phys., 1972. 42. old.
- [8] J. L. Vossen: Screening of Metal Film Defect by Current Noise Measurements, Appl. Phys. Lett. 23, 6 (1973. szept.) 287. old.
- [9] M. Y. Darwisch: Measurement of the Mobility of Carriers..., IEEE Trans. ED-21, 7 (1974. jul.) 397. old.
- [10] C. Bulucea: Avalanche Injection into the Oxide..., Solid State Electr. 18, 5 (1975. máj.) 381. old.
- [11] E. A. Schlegel és mások: Behavior of Surface Ions on Semiconductor Devices, IEEE Trans. ED-15, 12 (1968. dec.) 973. old.

SZEMLE

(Folytatás a 345. oldalról)

A Kontron cég Alma 480 B műszerével csaknem minden, a kereskedelmi forgalomban beszerezhető integrált áramkör vizsgálható. A szállított programkartoték alapján mintegy 1300 IC paraméterei ellenőrizhetők könnyen és gyorsan. Az automatikus vizsgálati mód mind a bemeneti paraméterek vizsgálatát, mind a működés vizsgálatát lehetővé teszi. Az IC működésének vizsgálatát a referenciamódszer alkalmazásával végzik. A vizsgáló program hibás IC esetén automatikusan leáll; a műszer jelzi az IC hibás helyét, valamint a hiba jellegét (paraméter- vagy működéshiba). A paraméterek értékei a műszerhez tartozó digitális voltmérőn — igény esetén — leolvashatók. A műszer különböző tartozékokkal kiegészíthető úgy, hogy óránként mintegy 4000 IC vizsgálatára van lehetőség. (*Elektro-Anzeiger*, 1976. 29. k. 6. sz. [207]).

Az Egyesült Államok-beli Siemens félvezetős tárolók vizsgálatára kifejlesztette a Prüfsystem 203 típusú vizsgálóberendezést. Az automatikus lefutású függvény- és paramétervizsgálatok tetszés szerint programozhatók. A vizsgálóberendezést egyedi alkatrészekből álló egységekből állították össze úgy, hogy a félvezetős tárolók különleges feltételek között is vizsgálhatók legyenek. A berendezés többcsatornás üzemadóval (16 csatornáig) 1 ns-os időfelbontással rendelkezik, maximálisan 20 MHz-es ütemfrekvencia értékig. A különböző vizsgálati programok könnyen beállíthatók, így az a vizsgálati nyelv, amelyet a feladat megkíván, egyszerűen alkalmazható. A vizsgálati programokat gépi nyelvre lefordítják és ezek egyidejűleg mágneses szalagra átvihetők. (*Elektro-Anzeiger*, 1976. március [208]).

Néhány új, fogyasztási elektronikai cikkekben való felhasználásra gyártott lineáris integrált áramkört ismertet az áprilisban megrendezett Párizsi Alkatrész Bemutató (1976 Salon International des Composants Electroniques) anyagából.

A Sescosem vállalat három új áramköre (TDS 1327, TDS 3950, TBA 396) PAL-rendszerű színes tv-készülékek számára készült. Az SGS-ATES és az AEG-Telefunken által közösen kifejlesztett PAL-dekóder három 16 kivezetésű, műanyagtokozású áramkörből áll. Integrált hangfrekvenciás teljesítményerősítőket mutatott be az SGS-ATES, a Sescosem, az Intermetall és a Siemens vállalat.

A Sescosem vállalat ESM 1601 és 1621 típusú közelítésérzékelő áramkörei járművek megcsúszásgátló rendszerében, vagy szerszámgépezérlő berendezésekben alkalmazhatók. Az Intermetall cég UAA 210 típusú fénymérő integrált áramköre a fototechnikában használható. (*Electronics*, 1976. 49. 7. sz. [209]).

A Comsat Laboratóriumban kifejlesztett nikkell-hidrogén-telepeknek (NiOH_2) 2,5...4-szer több az energiasűrűségük, mint a hagyományos nikkell-kadmium-celláknak (NiCd). Egy tipikus híradástechnikai mesterséges bolygónál, ahol a telep a szolár-cellák által termelt elektromos energia tárolására szolgál, a NiOH_2 -egységek közel 50 kg súlymegtakarítást, vagy 10%-os bruttó súly megtakarítását teszik lehetővé. A várható élettartam tíz év, megfelel a jelenleg 7 éves élettartamú híradástechnikai mesterséges bolygónak. Ha az új telepek az első felhasználási próbát jól kiállják, akkor várható, hogy az előkészületben levő híradástechnikai mesterséges bolygók legfiatalabb generációját (Intelsat V) már a NiOH_2 telepekkel látják el. (*Funk Technik*, 1976. 31. k. 6. sz. [210]).

A PYE TMC társaság a Multi Call rendszerrel megkönnyíti a tárcsázást azzal, hogy a leggyakrabban előforduló számoknál, különösen a nemzetközi hívásoknál csak egy gombot kell lenyomni. A Multi Call memóriája 31 vagy 62 előre meghatározott számot tud tárolni, ez 21 számjegy hosszúságig terjedhet. A tárolásra kerülő számokat ugyanazon a billentyűzeten lehet bevinni, amelyen a nem-tárolt számok hívhatók. A bevitt számok helyességéről egy képernyő segítségével lehet meggyőződni. A hívó fél egy erősítő segítségével figyelheti a hívást anélkül, hogy a telefont felemelné. Foglalt jelzés esetén a rendszer kivárja, míg a vonal szabad lesz. A hívás automatikusan megszűnik, ha a tárcsahangot 21 másodpercen belül nem követi számok bevitele, vagy ha a hívott fél 63 másodpercen belül nem jelentkezik. A Multi Call kulcs-zár rendszerével minden illetéktelent ki tudnak kapcsolni. A memória tárolása ettől független. (*Financial Times*, 1976. március 8. [211]).

A TI elkészítette az Angliában kifejlesztett Teletext képernyőn megjelenő újság (képújság) javított dekódolóját. Ez a dekódoló LSI áramkörökből áll és önálló modulként beépíthető a képújság vevőjébe, annak lényeges drágulása nélkül. A képújság lényege, hogy egy központi hely, az adó, teljesen aktuális híreket (képeket is) sugároz, ezt a vevőberendezés felfogja és tárolja, és adott pillanatban, tetszőleges ideig megjeleníti. A Tifax előnye, hogy a betűket nem négyszögletes pontokból, hanem a betű alakját jobban követő jelekből építi fel, valamint lehetővé teszi az oldalkiválasztást és visszaigazolást, a képek 6 színű ábrázolását, az újság aktuális átírását stb. (*Funkschau*, 1976. 48. k. 5. sz. [212]).

Kísérleti úton is igazolható, hogy viszonylag kis határfokú vevőszerkezetek folyékony tüzelőanyagok és gyúlékony gázok, gőzök gyulladását okozhatják, megfelelő rádióhullámokkal gerjesztve. A gyújtó kisülést okozó térerősség jóval kisebb lehet, mint a biológiailag veszélyesnek ismert térerősség. Számos vizsgálat utalt arra, hogy egyes ismert tüzesetek oka lehetett elektromágneses sugárzás. Ilyen esetek elkerülését kívánja biztosítani a BS 4992 angol szabvány. Különböző gőzök és gázkeverékek gyújtásához szükséges energiaszintet kísérleti úton állapították meg.

A kísérleti elrendezésben 9 395 GHz radar adó, mint sugárzástörzsforrás hatására 2,5 W minimális bevezetett energiával, 0,15 W szikrateljesítménnyel már gyújtást tudtak előidézni (H₂ keverékkel). (*The Radio and Electronic Engineer*, 1976. 46. k. 2. sz. [213]).

Az Avantek Inc. (USA) UTO-500-as sorozatú mikrohullámú erősítői vékonyréteg technikával megvalósított komplett tranzistoros erősítők, TO-8 típusú tokba szerelve. A sorozat tíz elemének minimális erősítése 6...27 dB. A maximális zajtényező 2,5...11 dB. Az erősítők sávszélessége 5...500 MHz, az átviteli görbe maximális eltérése az egyenestől ±1 dB. A bemeneti és a kimeneti impedancia 50 ohm. Az állóhullámarány (VSWR) 2-nél kisebb. (*Electronic Product News*, 1976. 5. k. 2. sz. [214]).

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.373.51.029.6:621.382.2.029.6

Dr. Berceli T.:

Mikrohullámú diódás oszcillátorok

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 11. sz.

A mikrohullámú oszcillátorokban különféle diódákat használnak. Az ezek számára választott egységes nagyjelű model az oszcillátorok egységes tárgyalását teszi lehetővé. A szerző először a gyakorlati megoldásokra mutat példákat, majd a helyettesítő kapcsolás alapján a rezgési frekvenciát és a teljesítményt határozza meg. Részletesebben foglalkozik a rezgés kialakulásával és a munkapont stabilitásával. Alapvető összefüggéseket vezet le a varaktor diódás frekvencia-moduláció esetére. Vizsgálja az amplitúdó és frekvencia-zajt, valamint a jel-zaj viszonyt. Végül a veszteségek és a környezet hatásával foglalkozik.

ETO 621.377.623.22:681.327.63

Dr. Németh G.:

Mozgómágneses tárolók optimális írási munkapontja

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 11. sz.

A számítógépek háttértárolóinak nagy része ma is és még várhatóan hosszú időn keresztül mozgómágneses tároló. A tároló kapacitása növelése érdekében fontos a hosszegységre eső tárolási kapacitás növelése. Nagy írássűrűség eléréséhez az írási folyamat során kialakuló mágnesezés-átváltás hosszának lehetőleg kicsinek kell lennie. Az érzékenységi vizsgálatok eredményeként megállapítható, hogy a minimális mágnesezés-átváltási hosszhoz tartozó íróáram értéke érzékenység szempontjából nem optimális. Az érzékenységi vizsgálatok következtetéseit a mérési eredmények igazolják.

ETO 006.77:621.316.541.023:621.372.831

Dr. Völgyesi S.:

A nagyfrekvenciás koaxiális csatlakozók szabványosításának néhány metrológiai vonatkozása

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 11. sz.

A cikk a mikrohullámú koaxiális csatlakozók szabványosításának néhány kérdésével foglalkozik. Ismerteti a koaxiális csatlakozók-

kal szemben támasztott műszaki követelményeket és néhány csatlakozó típus szerkezeti megoldását. Bemutatja a 7/3 mm-es koaxiális tápvonalban megvalósított precíziós csatlakozót, amelyet a KGST részére szabványosításra javasolnak.

ETO 621.317.382.029.6

Török A.:

Nagypontosságú mérőrendszer teljesítmény mérésére a mikrohullámú tartományban

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 11. sz.

A mérési módszerek áttekintése. Az etalonrendszer kialakítása. Etalonszerelvény sorozat. Kalibráló mikrokaloriméter. A kalibráció átvitele, etalon teljesítményforrás kidolgozása. Mérési eredmények összehasonlítása más etalonokkal végzett mérések eredményeivel. További feladatok.

ETO 621.314.63.07:621.382.233:621.397.331.221

Dr. Kovács F.:

Vizsgálóábra szilícium vezérlőelektródás áramkörök fejlesztéséhez, ill. gyártásához

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 11. sz.

A vizsgálóábrák alkalmazásának szükségessége, tervezésünk szempontjai és felhasználási területek. A műveleti paraméterek ellenőrzése folyamatirányítás céljából. A kihozatalt befolyásoló tényezők. Gyorsított stressz-vizsgálatok. A vizsgálóábra egyes elemei és azok rendeltetése.

Обобщения

ДК 621.373.51.029.6:621.382.2.029.6

Д-р Т. Берцели:

Диодные осцилляторы СВЧ

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII. (1976) № 11.

В осцилляторах СВЧ применяются различные диоды. Выбранная для их однозначная схема в режиме больших сигналов дает возможность однозначно описать осцилляторы. Автор в начале статьи показывает примеры практических решений, а потом на основе схемы замещения определяет мощность и частоту колебания. Автор подробнее занимается возникновением колебания и стабильности рабочей точки. Выводит основные соотношения для частотной модуляции с варакторным диодом. Исследует амплитудный и частотный шум, а также отношения сигнал/шум. В заключении занимается с помехами и влиянием окружности.

ДК 621.377.623.22:681.327.63

Д-р Г. Неметх:

Оптимальная рабочая точка записи оперативных, магнитных, запоминающих устройств

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII. (1976) № 11.

Большинство внешних запоминающих устройств вычислительных машин сейчас и вероятно в течение долгое время будут оперативные, магнитные, запоминающие устройства. Для увеличения емкости запоминающих устройств важно увеличить емкость хранения на единичной длине. Для достижения большой плотности записи необходимо иметь по возможности маленькую длительность изменения намагниченности в течение записи. По результатам испытания чувствительности можно установить, что величина записного тока, относящаяся к минимальной длительности изменения намагниченности, с точки зрения чувствительности не оптимальная. Выводы испытания чувствительности подтверждаются результатами измерения.

ДК 006.77:621.316.541.023:621.372.831

Д-р Ш. Велдьеш:

Некоторые вопросы стандартизации коаксиальных разъемов СВЧ с точки зрения метрологии

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII. (1976) № 11.

Статья занимается некоторыми вопросами стандартизации коаксиальных разъемов СВЧ. Знакомит с техническими требованиями, предъявляемыми к коаксиальным разъемам и конструктивным решением некоторых типов разъемов. Представляет прецизионный разъем, осуществляемый в коаксиальном волноводе 7/3 мм и рекомендуемый для стандартизации в СЭВ.

ДК 621.317.382.029.6

Терек, А.:

Измерительная аппаратура мощности в диапазоне микроволн

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII. (1976) № 11.

Обзорные измерительных методов. Составление систем эталонов. Микрокалориметр для калибровки. Перенесение калибровки, разработка источника мощности. Сравнение результатов измерений с результатами измерений, полученных другими эталонами. Дальнейшие задачи.

ДК 621.314.63.07:621.382.233:621.397.331.221

Д-р Ковач, Ф:

Испытательная фигура к разработке и производстве кремневых цепей с электродным управлением

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII. (1976) № 11.

Необходимость применения, точки зрения разработки и области применения испытательных фигур. Контроль операционных параметров с целью управления процессом. Факторы, влияющие на выход. Ускоренные, стрессные испытания. Элементы испытательной фигуры и их назначения.

Zusammenfassungen

DK 621.373.51.029.6:621.382.2.029.6

Dr. Berceli, T.:

Mikrowellenoszillatoren mit Dioden

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 11.

Es werden verschiedene Dioden in dem Mikrowellenoszillatoren angewendet. Das für die Mikrowellenoszillatoren gewählte einheitliche Modell für grosse Signale ermöglicht eine einheitliche Diskussion von Oszillatoren. Zuerst stellt der Verfasser Beispiele der praktischen

Lösungen dar, später wird auf Grund der Ersatzschaltung die Schwingungsfrequenz und Leistung bestimmt. Die Erzeugung der Schwingung und Stabilität des Arbeitspunktes wird eingehend behandelt. Es werden grundsätzliche Zusammenhänge für den Fall der Frequenzmodulation mit Varaktordiode, abgeleitet. Ferner werden das Amplituden- und Frequenzgeräusche und der Geräuschabstand untersucht. Zuletzt wird die Wirkung der Verluste und der Umgebung behandelt.

DK 621.377.623.22:681.327.63

Dr. Németh, G.:

Optimaler Schreibbarbeitspunkt von beweglichen Magnetspeichern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 11.

Der grösste Teil von den Hintergrundspeichern der Rechenmaschine ist auch noch heute und wird voraussichtlich noch während einer langen Zeit ein bewegliches Magnetspeicher sein. In der Interesse der Vergrößerung der Speicherkapazität ist die Steigerung der auf der Längeneinheit fallenden Speicherkapazität sehr wichtig. Zur Erreichung von grosser Schreibdichte sollte die Zeitdauer des Magnetisierungswechsels während des Schreibprozesses womöglich klein sein. Als Ergebnis der Empfindlichkeits-Untersuchungen kann es bestätigt werden, dass der Wert des Schreibstromes, welcher zur minimalen Zeitdauer des Magnetisierungswechsels gehört, vom Standpunkt der Empfindlichkeit nicht optimal ist. Die Folgerungen der Empfindlichkeits-Untersuchungen werden durch die Messergebnisse bewiesen.

DK 006.77:621.316.541.023:621.372.831

Dr. Völgyesi, S.:

Einige metrologische Beziehungen der Standardisierung von Hochfrequenz-Koaxialsteckverbindern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 11.

In dem Aufsatz werden einige Probleme der Standardisierung von Mikrowellen-Koaxialsteckverbindern behandelt. Technische Forderungen der Koaxialsteckverbinder und Konstruktionslösungen einiger Steckverbinder-Typen werden erörtert. Jene in dem 7/3 mm Koaxialspiseleitung ausgeführte Präzisionssteckverbinder werden dargestellt, welche für den Rat für Gegenseitige Wirtschaftshilfe zur Standardisierung empfohlen wurden.

DK 621.317.382.029.6

Török, A.:

Meissysteme mit hoher Genauigkeit zur Leistungsmessung in dem Mikrowellenbereich

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 11.

Überblick der Messmethoden. Entwicklung des Etalonsystems. Reihe von Etalongeräten Kalibrations-Mikrokalorimeter. Übertragung der Kalibration. Ausarbeitung der Etalon-Stromquelle. Vergleich der Messergebnisse mit denjenigen, die mit anderen Etalonen erreicht wurden. Weitere Aufgaben.

DK 621.314.63.07:621.382.233:621.397.331.221

Dr. Kovács, F.:

Prüfbilder zur Entwicklung und Fertigung von Silizium Stromkreisen mit Steuerelektroden

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 11.

Notwendigkeit der Anwendung von Prüfbilder, Entwurf-Gesichtspunkte und Anwendungsgebiete. Kontrolle der Betriebsparameter zwecks Lenkung des Vorganges. Faktoren, die das Ergebnis beeinflussen. Beschleunigte Stress-Prüfungen. Einige Elemente der Prüfbilder und deren Bestimmung.

Summaries

UDC 621.373.51.029.6:621.382.2.029.6

Dr. Bercei, T.:

Microwave Diode Oscillators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 11.

Different kinds of diodes are used in the microwave oscillators. The unified large signal model chosen for these enables the unified discussion of the oscillators. The author first presents examples concerning practical solutions, further on the basis of the equivalent circuit the frequency of oscillation and the power are determined. The generation of the oscillation and the stability of the working point are discussed in detail. Fundamental relations are derived for case of varactor diode frequency modulation. The amplitude and frequency noise and the signal-to-noise ratio is examined. Finally the effect of losses and environment are dealt with.

UDC 621.377.623.22:681.327.63

Dr. Németh, G.:

Optimal Writing Working Point of Moving Magnetic Memory

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 11.

A great part of the background memories of the computer is a moving magnetic memory today and presumably for a long time in the future. To raise the capacity of the memory the increase of the memory capacity per unit length is important. To obtain high writing density the length of the magnetization transition during the writing process should be possibly small. As a result of the sensitivity test it can be stated, that the value of the writing current belonging to the minimum magnetic transition length is not optimal from the point of view of sensitivity. The conclusions of the sensitivity test are proved by the results of the measurements.

UDC 006.77:621.316.541.023:621.372.831

Dr. Völgyesi, S.:

Some Metrologic Relations of the Standardization of High Frequency Coaxial Connectors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 11.

In the paper some problems of the standardization of microwave coaxial connectors are dealt with. Technical requirements regarding coaxial connectors and constructional solution of certain connector types are presented. The precision connector realized in the coaxial transmission line of 7/3, proposed to be standardized by the COMECON.

UDC 621.317.382.029.6

Török, A.:

High Accuracy Measuring System for Measuring Power in the Microwave Range

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 11.

Review of the measuring methods. Development of the standard system. Series of standard bolometric mounts. Calibrating microcalorimeter. Comparison of measuring results with the results of measurements made with other standards. Further tasks.

UDC 621.314.63.07:621.382.233:621.397.331.221

Dr. Kovács, F.:

Test Patterns for the Development and Production of Silicon Gate MOSIC'S

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 11.

The importance of the test patterns, the aspect of their design and the field of their application. Checking of the operating parameters for the purpose of controlling processes. Factors influencing the yield. Accelerated stress tests. Elements of the test patterns and their designation.

Résumés

CDU 621.373.51.029.6:621.382.2.029.6

Dr. Bercei, T.:

Oscillateurs à diodes pour microondes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 11.

Dans des oscillateurs pour microondes différentes diodes sont employées. Un modèle unifié pour grands signaux choisi pour ceux-ci donne la possibilité de leur traitement unifié. L'auteur démontre d'abord quelques exemples pour solutions pratiques, puis la fréquence d'oscillation et la puissance sont déterminées à la base des circuits équivalents. La génération de l'oscillation et la stabilité du point de fonctionnement sont traitées en détail. Des relations fondamentales sont déduites pour des varacteurs avec diodes en cas de modulation de fréquence. Les bruits prenant l'origine de modulation d'amplitude et de fréquence, puis le rapport signal-bruit sont traités. Enfin les effets des pertes et de l'ambient sont discutés.

CDU 621.377.623.22:681.327.63

Dr. Németh, G.:

Point de fonctionnement optimal d'inscription des mémoires à aimant mobile

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 11.

Une grande partie des mémoires d'arrière-plan des ordinateurs est du type à aimant mobile actuellement et pendant encore un temps long présumable. Pour augmenter la capacité du mémoire, l'accroissement de la capacité du mémoire par l'unité de longueur est important. Pour obtenir une grande vitesse d'inscription, le temps du renversement de la magnétisation pendant le processus d'inscription doit être court autant que possible. Comme un résultat des essais de sensibilité il est établi, que la valeur du courant d'inscription appartenant au minimum du temps de renversement de magnétisation n'est pas optimale on ce qui concerne la sensibilité. Les conclusions des essais sont confirmées par les résultats des mesures.

CDU 006.77:621.316.541.023:621.372.831

Dr. Völgyesi, S.

Quelques relations métrologiques de la standardisation des connecteurs coaxiaux fréquence

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 11.

L'article traite quelques questions concernant la standardisation des connecteurs coaxiaux haute fréquence. En exposant les exigences techniques posées aux connecteurs coaxiaux, les solutions constructives de quelques types des connecteurs sont démontrées. Enfin le connecteur de précision, réalisé pour la ligne de transmission coaxiale 7/3, proposée pour standardisation au Comecon est présenté.

CDU 621.317.382.029.6

Török, A.:

Système de mesure à haute précision pour mesurer la puissance dans le domaine des microondes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 11.

Résumé des méthodes de mesure. Développement du système d'étalons. Série des étalons. Microcalorimètre pour calibration. Translation de la calibration, exécution d'un étalon de bloc d'alimentation. Comparaison des résultats des mesures avec des résultats des mesures obtenus avec autres étalons. Tâches de l'avenir.

CDU 621.314.63.07:621.382.233:621.397.331.221

Dr. Kovács, F.:

Une figure d'essai pour le développement et production des circuits à silicium ayants des électrodes de commande

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 11.

La nécessité de l'application, points de vue de projet et domaines d'utilisation des figures d'essai. Surveillance des paramètres de fonctionnement afin de commander des processus. Les facteurs influençant le débit sont exposés. Essais de stress accélérés sont décrits. Les éléments différents de la figure d'essai et leurs destinations sont exposés.