



HÍRADÁSTECHNIKA

**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA**

**XXXVII. évfolyam
B U D A P E S T**

1986

8

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXVII. évfolyam 1986. 8. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXII. évfolyam 1986. 8. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

IV. évfolyam 1986. 8. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke:

HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

MÉREY IMRÉNÉ

SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné

Csepregi-Horváth Kázmér

dr. Flesch István

Forintos György

Gál Ferenc

dr. Prónay Gábor

BHG

Rovatvezető: Angyal László

Tudományos szerkesztő: dr. Frajka Béla

Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter, Fazekas László,

dr. Gosztony Géza, dr. Kerpán István,

Klug Miklós, Laczkó Endre, Szaics Ákos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László

Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,

Balogh Albert, Csornai László, Czermann

Mihály, Hidas György, Huszka Zoltán,

dr. Ligeti Róbertné, dr. Mátrai Géza,

dr. Motál György, Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: Dr. Somogyi András

Tudományos szerkesztő: dr. Frigyes István,

Csernoch János, Froemel Károly, Nóbik Lajos,

Szász Gerő

REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza

Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,

Balanyi Szilveszter, Bodnár László, Kovács Gyula,

Mészáros Sándor, Molnár László

TKI

Rovatvezető: dr. Baranyi András

Tudományos szerkesztő: dr. Lajtha György,

dr. Henk Tamás, dr. Kása István, Megyesi Csaba,

dr. Sárkány Tamás, dr. Simonyi Ernő

TERTA

Rovatvezető: Bánsághi Pál

Tudományos szerkesztő: dr. Gordos Géza,

Baján Tibor, Benedek Elek, Kovács Oszkár,

Schnürmacher Tamás, Hutter Mihály

*

Szerkesztőségi ügyekben

és kéziratokkal kapcsolatban

felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné,

telefon: 495-098

ROVATOK

Egyesületi élet

Rendszertechnika

Kapcsolástechnika

Vezetékes technika

Fénytávközlés

Vezeték nélküli technika

Adástechnika

Vételtechnika

Mikroelektronika

Alkatrésztechnika

Hálózatelmélet

Elektromágneses problémák

ROVATGAZDÁK

HTE (H)

TKI (□)

BHG (#)

TERTA (↔)

ORION (*)

MEV (Λ)

REMIX (Δ)

ROVATTÁRSÁK

BEAG

BME

BRG

EMO

El. Szöv.

FMV

GAMMA

HTSZ

HAGY

HTV

KONTAKTA

KÓPORC

KFKI

M. Posta

ML

MM

MFKI

TUNGSRAM

TARTALOM

DR. CSIBI SÁNDOR: ARS INFORMATIKA. Számvetés a Táv- közlési Kutató Intézet 35. születésnapján	337
DR. CSERNOCH JÁNOS: Differenciálerősítés és differenciálfázis számítása mikrohullámú televíziós összeköttetésnél	343
DR. VESZELY GYULA—DR. ZOMBORY LÁSZLÓ: Klasszikus térelmélet a mikroelektronika oktatásában	355
NÓBIK LAJOS: Hazai Videotex terminálfejlesztés: Az ORION VTX—960 terminálcsalád	359
Beszámoló az Ifjúsági Fórumról	364
SZÖLLŐSY JÁNOS—LOVAS ANTAL—BASA KÁROLY: Fém- üvegekből készült induktív elemek szerepe az elektrotechnikai alkatrészgyártásban	366
Egy technikatörténeti előadás nyomán (<i>Susánszky László</i>)	370
HORVÁTH ZSOLT—STUBNYA GYÖRGY—NÉMETH TIBOR— TÜTTŐ PÉTER—PONOMARENKO JURIJ: Alacsony hőmér- sékleten leválasztott szigetelő rétegek letörési vizsgálatai	371
MEV: Nagyfeszültségű szilícium PNP planár tranzisztor 2N 5415, 2N 5416	375
Beszámoló a 15. Európai Mikrohullámú Konferenciáról (<i>dr. Berceli Tibor</i>)	377
SOMODI JÓZSEFNÉ DR.: 100 W-os tv-átjátszóberendezések új generációja	378
Könyvismertetés (<i>dr. Varga Imre</i>)	382
Tartalmi összefoglalások	383

Számvetés a Távközlési Kutató Intézet 35. születésnapján

DR. CSIBI SÁNDOR

BME, Híradástechnikai Elektronika Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS

A szerzőnek jó alkalom a Távközlési Kutató Intézet 35 éves „születésnapja” arra, hogy a magyar távközléstechnikai iparról, sőt, egész elektronikai iparunkról szóljon. Pontosan körvonalazza realitásunk rádiuszát és a magyar világ ismeretében keresi a kiutat is. A szerző, úgy ad tiszteletet „nevelő intézetének”, hogy végig, a magyar jövő megoldásait keresi.

Bevezetés

Évszázados hagyományai vannak Festschrfitek írásának akkor, amikor valamilyen szakterület nevezetes személyiségét vagy intézményét ünneplik. Szép és konstruktív gyakorlat az, ha ebből az alkalomból a szakma művelői új, konkrét eredmények bemutatásával adnak tiszteletet az ünnepeltnek, és ezzel egyúttal a konkrét szakmai tájékoztatás ügyét is szolgálják. Ezt teszik ezen a mostani születésnap megemlékezésén is sokan, nagyon helyénvaló módon; főleg azok, akik ma is nap mint nap az intézet falai között dolgoznak [11].

Én magam azonban most nem valamilyen, szoros értelemben vett, szakmai vizsgálatot készülök folytatni. Nem a konkrét munkámról kívánok beszélni, hanem szakterületünk művelésének néhány kulcskérdéséről: nevezetesen azokról, amelyeket aligha volna helyes egy olyan számvetés alkalmából, mint amilyen ez a mostani, szó nélkül hagyni.

Szaktérünk hazai művelésének alapvető korlátozottságait és reális lehetőségeit készülök számba venni, a lényeg megragadására törekedve; természetesen a TKI életéből vett példákat felhozva, de semmi esetre sem csak magára az ünnepeltre gondolva.

A következőkben egyértelműen ki szeretnék állni egyfajta szemléletmód mellett, amelyet sok kollégámmal együtt vallok, és a hazai szakmai magatartás rendező elveként reálisnak tartok.

Szakmai helyzetünk — néhány szóban

Mindenki tudja — a széles hazai közvélemény és a szakma hazai művelői egyaránt — hogy ma a hazai elektronikai iparban, ezen belül a távközlést művelő iparban

- igen súlyosak a hendikepjeink és
- igen szűkek a lehetőségeink.

Az elmúlt évek különösen nehéz gazdasági körülményei között részben a vitathatatlan kényszer, de nem egyszer sajnos a hibás reagálás következtében tovább növekedtek korábbi hátrányaink és tovább szűkültek korábbi lehetőségeink. Naívság volna azt remélni, hogy a most következő években valaki is könnyedén tud majd megszámolatlanul, hatalmas anyagi erőforrásokat invesztálni szaktérünk helyzetének radikális megváltoztatására.

Beérkezett: 1985. XII. 15. (H)



DR. CSIBI SÁNDOR

Az MTA levelező tagja (1979), egyetemi tanár (1973). A BME Híradástechnikai Elektronikai Intézetének igazgatója (1975—). Távközlési Kutató Intézetben (1951—1973), tud. mts., fő-

mts., ov., főoszt. vez. A HTE elnökségi tagja. Gépészmérnök (1951), műsz. t. kandidátusa (1961), mat. tud. doktora (1973). Szakterülete: az információközlés és a feldolgozás statisztikai módszerei.

E cikk olvasói jól tudják, hogy mindez súlyos, országos méretű gond, a gazdaság egészére kiterjedő mérlegelések és intézkedések központi témája. Emiatt azonban, ha lehet, még kritikusabb a szakterület hazai művelőinek és országos irányítóinak feladata abban a tekintetben, hogy részleteiben is előreláthatóan és reálisan határozzák meg és jól hajtsák végre a szakszerű tevékenységhez módszeresen szükséges innovációs tennivalókat, saját munkaterületükön, egy—egy vállalkozó szervezeten belül és országos méretekben is.

Most azonban nem azokról a korlátozottságokról kívánok beszélni, amelyek ugyan igen súlyosak, de céltudatos helyi cselekvésekkel, valamint következetes és előrelátó országos intézkedésekkel, reális eséllyel támadhatók. Hanem azokról az alapvető korlátozottságokról, amelyekkel — nemcsak most, hanem a belátható jövőn belül is — szaktérünk hazai adottságai-ként, a hazai elektronikai ipari tevékenység eleve adott peremfeltételeiként célszerű szembenéznünk; *amelyeket mondhatni, a hazai elektronikai ipar sorsaként célszerű tudomásul vennünk.*

Az eddigi gyakorlatnál következetesebben kell szembenézni azzal, hogy a hazai elektronikai ipari tevékenység mindig — még a mainál lényegesen jobb időszakok bekövetkezése esetén is — csak világviszonylatban már közkinccet képező mindenkori

- eszköztechnikára és
- eszköztechnológiákra

támaszkodva tud termékeket létrehozni.

Ez egyaránt áll a megvásárolt és az itthon előállított elektronikus és szoftver eszközökre, valamint mindkét vonatkozásban mind a kooperáció útján birtokba vett, mind a hazai kidolgozású eszköztechnológiákra: mindarra, amit a következő évek során — akár a legszerencsésebb esetben — egyáltalán elérni remélhetünk. Még ennek a státusnak a megszerzéséhez és megtartásához is állandóan igen nagy szellemi, anyagi és kooperációs erőfeszítésekre van szükség.

Ez az alapvető korlátozottság azonban messze nem kizárólag gazdasági és szakmai természetű. Egészen nyilvánvaló, hogy a hazai elektronikai ipari vállalkozó, már elfoglalt helyzeténél fogva is, aligha tud valaha

is igazán akcióba lépni az olyan témakörökben, amelyek műveléséhez még csupán a világ szűk és zárt köreiben birtokolt új eszköztechnikákra és eszköztechnológiákra volna igazán szüksége. Mindez erősen korlátozza azt, hogy mivel foglalkozhat egyáltalán esélyesen, és eleve beszűkíti azt az időszakot, amelyen belül egy-egy új terméket valóban esélyesen tud piacon tartani.

A hátrányos helyzet, természetesen sohasem örvendetes. Abban a helyzetünkben azonban, hogy eszközökben és eszköztechnológiákban *legfeljebb csak a világ mindenkori közkincsét birtokolhatjuk*, a nemzetközi üzleti élet forgalmas mellékutcainak nem egy — nálunk sokkal erősebb, igényes és sikeres — ipari vállalkozásával osztozunk. De vannak itthon — és a most ünnepezt intézeten belül — is a nemzetközi skálán ugyan szerény, de tartós és hazai viszonylatban jelentős példáink arra, hogy ilyen körülmények között is lehet eredményesen dolgozni.

Ez az, eszközökkel és eszköztechnológiákkal kapcsolatos, alapvető korlátozottság — bármennyire lényeges és bármilyen nagy gondot okoz is — önmagában még nem teszi eleve esélytelenné tevékenységeinket, még akkor sem, ha aránytalanul nehezebb helyzetben vagyunk, mint a nemzetközi élet hasonló forgalmú mellékutcainak tipikus vállalkozásai. Kétségtelen azonban, hogy mindez az elektronikai ipar nemzetközi világát nézve egyfajta — szerény lehetőségű és állandóan feszült helyzetben levő — műfajra ítélni bennünket. Jó ha igazán tudatában van mindenki, aki itthon a szakmát egyáltalán életképesen műveli, hogy az elektronikai iparnak ezzel — a máshol is létező és regisztrált, de szükségképpen állandóan szorongatott helyzetű és korlátozott lehetőségű — igen nehéz műfajával van dolga.

A kérdés ma nem az, hogy az elektronikai iparon belül éppen ezt a műfajt gyakoroljuk-e, hanem az, hogy ezt a műfajt egyáltalán tudjuk-e — és elfogadható eredménnyel tudjuk — művelni.

Nyilvánvaló, hogy az elektronikai ipar hazai művelését, reálsan átgondolt keretek között továbbra is vállalnunk kell. Hiszen aligha képzelhető el akár a hazai nyilvános távközlés — és általában a hazai informatikai infrastruktúra — tartós és tömeges továbbfejlesztése a hazai ipar jelentős hozzájárulásai és megfelelő külkereskedelmi aktivitása nélkül.

Már igen korán felismerték ezt a tényt tehetséges elődeink, mintegy száz éve, a hazai telefonipar életrekeltésekor. Nagyon nagy mulasztás volna a következő években megszakítani ezt a fonalat, akár csak a rohamos elektronikai világfejlődés súlyos nyomásainak engedve.

Mindehhez természetesen az kell, hogy a hazai elektronikai ipar a következő években is elfogadható ajánlatokat tudjon tenni hazai és külföldi piacain egyaránt a nyilvános távközlés és általában az informatikai infrastruktúra fejlesztésére. Ez azonban messze nem magától értetődő feladat: teljesítéséhez jelentős felkészültségre, alapos helyismeretre, sok további ötletre és igen céltudatos további munkára van szükség.

Egy alattomos csapda és a kínálkozó kiút

Természetesen, azonnal felmerül a kérdés: Ha eleve és mindig, még a dolgaink legszerencsésebb alakulása-

BIRTOKOLT ESZKÖZTECHNIKA

SZELLEMI
ÉRTÉKTÖBBLET

TERMÉK

H152-1

1. ábra. Erre van-e a kiút?

kor is, csupán a világ közkincsét képező eszköztechnikára és eszköztechnológiákra építhetünk, hogyan is tudunk — akár csak a ma meglévő piacainkon is — a felhasználóknak valóban vonzó termékeket ajánlani? Merre van a kiút?

Kézenfekvő az a válasz, hogy a közismert elektronikus eszközöket nemcsak szakszerűen összeszerelve, közkeletű eljárásokkal működtetve kell piacra vinni, hanem — ott, ahol csak lehet — a felhasználók egyre újabb igényeit jól megértve, a rendelkezésre álló megvalósítási lehetőséget jól kiaknázva, az elektronikát sajátos, intelligens eljárásokkal kombinálva, ahhoz jelentős szellemi értéket hozzáadva próbáljunk létrehozni újszerűen használható, sajátos arculatú, vonzó terméket (1. ábra).

Ezt az elvet is azonban sokkal könnyebb kimondani, mint igazán megvalósítani. Az a helyzet ugyanis, hogy az intelligens informatikai eljárások egyre nagyobb része is mindinkább olcsón birtokba vehető közkinccsé válik, és ezért leértékelődik. Még kritikusabb azonban az, hogy a felhasználóknak a termékekbe beépített intelligencia nem önmagáért, valamilyen tudományos vonzalmuk miatt jelent értéket, hanem kizárólag csak abban az esetben, ha az valóban többet vagy jobbat nyújt; mégpedig annyiért, amennyit a megoldás vitathatatlanul megér. Az utóbbi pedig jobbára csak akkor következik be, ha ugyanarra a termékre elég nagy példányszámban van szükség; vagy ha ugyan csupán néhány példány szükséges, de az valamilyen igen nagy gazdasági vonzatú, központi funkciót valósít meg.

A nyilvános távközlésben — de egyre inkább a tömeges telematikai szolgáltatásokban is — a termékek intelligensebbé tételét eleve csak a minőségi és a csatlakozási szabványok szigorú tiszteletben tartásával szabad megkísérelni. *A kiutat semmi esetre sem szabad csupán különcködéssel keresni.*

Tisztában kell lenni azzal is, hogy a sajátos arculatú, intelligens termékek létrehozása a nálunk sokkal erősebbeknek is alapvető gazdasági érdeke, és erre igen jelentős szellemi és anyagi erőket fordítanak. Naívság volna feltételezni, hogy ezekben a szervezetekben nem gondolnak végig idejében minden, számukra fontos lehetőséget.

Látni kell azt is, hogy intelligens termékek létrehozásához a kicsinek is jelentős — és módszeresen innovált — kutatási és fejlesztési eszközháttérrel kell rendelkeznie; és ez jelentős befektetéseket kíván,

mégpedig folyamatosan és kellő előretartással. E háttér megteremtéséhez és továbbalakításához jelentős szellemi erő folyamatos aktivitása szükséges; és tartós perspektivákat kell biztosítani mindazoknak, akik sajátosan „csak” e háttér fejlesztésével foglalkoznak.

Valójában tehát a termékek intelligenciájának növelésére, sajátos értékű, intelligens termékek létrehozására sem kínálkozik valamilyen könnyen járható, királyi út.

Ami ebben a vonatkozásban mégis kilátásokat nyújt számunkra, az először is az intelligens termékek létrehozásával együtt járó kombinatórikai gazdagság, és nem utolsósorban az a tény, hogy mégiscsak mi magunk tudjuk legbensőségesebben és legszolidárisabban megérteni saját gazdaságunk és társadalmunk infrastrukturális fejlesztési igényeit; és mindazokat a felhasználókat is, akik többé-kevésbé hasonló fejlesztéseket igényelnek.

Mindez, természetesen csak akkor igaz, ha valóban elég problémaérzékenyek vagyunk, elég előrelátók, elég ötletesek, elég gazdaságosak, elég gyorsak, egy szóval, meglévő és potenciális felhasználóinkkal valóban elég szolidárisak tudunk lenni.

Röviden összegezve: ahhoz, hogy közkeletű eszköztechnikára támaszkodva, kellő szellemi érték hozzáadásával, helyesen tudjunk vonzó termékeket létrehozni, legalább négy fontos tényező megfelelő együttes megléte szükséges. Ezek:

- a technikai infrastruktúra;
- a szellemi erő és a szellemi élet;
- a kooperációs készség;
- problémagazdag munkaterület.

Az első három tényező fontosságát a szakterület hazai művelőinek aligha kell külön fejtegetni. A mostani évforduló gondolatkörébe illik azonban az, hogy a negyedik tényező meglétét tüzetesebben is vizsgálat tárgyává tegyük.

Természetesen, aligha tudunk igazán problémaérzékenyek lenni akkor, ha eleve nem eléggé problémagazdag a szakmánk. A kulcskérdés az, valóban elég lehetőségünk van-e arra, hogy a gyakorlatban felmerülő szakmai feladatok megoldása során a nagy nehezen birtokba vett, közismert eszköztechnikát elég sok intelligencia beépítésével integráljuk terméké.

A következőkben, az idevágó lelkiismeretvizsgálatokat segítő, két példát hozok fel, mégpedig — az ünnepre és az intézet fontosságára való tekintettel — a TKI életéből:

- egy régebbi keletű, de ma is időszerűt a széles sávú, analóg csatornák köréből és
- egy újabb keletűt a digitális távközlési hálózatok világából.

A régebbi keletű példa

Harmincéves múltja van a Távközlési Kutató Intézetben széles sávú analóg csatornák létrehozásának a távközlés fejlesztésének kulcsfontosságú munkaterületein, nevezetesen

- a nyilvános távközlés nyálábolt jeleinek továbbítására;
- nagy (egy egész körzetet, országot vagy éppen egy egész kontinentet átfogó) távolságok áthidalására,



2. ábra. Időbeli áttekintés — analóg távközlés

- fémkábelén;
- a Föld felszínén, mikrohullámon és
- távközlési műholdon

át.

1955 és 1975 között — két évtizeden át — a TKI központi feladata volt az idevágó problémák megoldása, új, nagykapacitású átviteli utak létrehozása céljából; de még ma is jelentkezik ezen a területen további fontos, újabb tisztáznivalók. Mindenképp, ma is igen széleskörű ennek a munkaterületnek az élő gyakorlata, mind a hazai elektronikai ipari gyártásban, mind a felhasználó szervezetek üzemvitelében (2. ábra).

A témakör hazai művelői joggal tekintik igen szolid szakmai referenciának — és további vállalkozások esélyes kiindulópontjának is — mindazt a sokezer kilométernyi hosszúságú gerinchálózati nyomvonalat, amelyen ma is — és több országban — hazai gyártású elektronikai rendszerek szolgálják ki a mindennapok távközlési igényeit: ezt teszik évek óta, és várhatóan még évek során át. A hazai ipar ma is gyártja és szállítja ezeknek a rendszereknek újabb generációját: innoválja ezt a fontos távközlési kultúrát újabb eszközökkel és módszerekkel.

Mégsem csupán saját fontossága miatt választottam ezt a példát, hanem sokkal inkább azokért a tanulságokért, amelyek szakmánk kibontakozó újabb fejlődési irányzataival kapcsolatban merülnek fel.

Az utóbbi években ugyanis megszoktuk — ez jó és egészen természetes — hogy ott van igazán lehetőség szellemi értékek investálására, ahol valamilyen feladat megoldásához elsősorban algoritmikus gazdagság szükséges.

Ebben a példában viszont tulajdonképpen csak néhány igen egyszerű — de a vállalkozás sikere szempontjából döntő és ezért igen nagy értékű — működési elv igényes megvalósítása adott egészen különleges lehetőségeket szellemi értékek investálására: egyszerűen azért, mivel a klasszikus távközlés újabb kulcsfeladatainak megoldása céljából igen szigorú követelményeket kellett teljesíteni. Szakmánk egészen újszerű irányzatainak a megjelenésével sem szűntek meg az ilyenfajta — egyszerű, de nagyértékű működési elvekhez kötött — kritikus feladatok; akkor, amikor az átviteli utak új felhasználási lehetőségeit kívánjuk kiaknázni, akár fém- vagy fényvezetők, akár a földfelszíni rádiózás, akár műholdak felhasználásával. Jó, ha szakmánk művelői az ezek megoldásakor kínáló lehetőségeket a következő években is megpróbálják majd jól kiaknázni; legalább olyan jól, ahogy ezt az elmúlt három évtizedben tették.

A széles sávú analóg csatornák előretörésének már említett két fő évtizedében a vállalkozó „szóhoz jutásához” mindenekelőtt a nemzetközi specifikációs versenyben való elfogadható helyezés elérésére volt szükség.

Ennek a normáit alapvető módon a CCITT és a CCIR nemzetközi ajánlásai, pontosan pedig a piaca-

Jellegzetes gyakorlati feladatok	A matematikai háttér
Sok jel (sok nemlineáris transzformált) összegének nemlineáris (nagyreszt dinamikus) transzformációja	Az összegjel közelítése Gauss-jellel (részben sajátos közelítési kérdések) A nemlineáris csatorna közelítése a perturbáció lényegét megragadó sorfejtés egy vagy több tagjával
A célnak megfelelő mérési módszerek	Az elégséges karakterizáció sajátos kérdései

inkat képező szolgáltató szervezetek igen szakszerű és előrettekintő műszaki követelményei szabták meg.

A lényegét nézve, „csupán” arról volt szó, mennyire volt képes egy-egy új távközlési rendszer kidolgozója, szigorúan előírt korlátok alatt tartani azokat a torzítási termékeket, amelyeket a továbbított, nyalábolt jel spektrális komponensei az eredetitől eltérő frekvenciákon állítanak elő az átviteli út mentén fellépő különféle nemlineáris transzformációk eredményeként. Ehhez biztosan kézen kellett tartani az átviteli út különböző szakaszain fellépő dinamikus nemlinearitásokat: világosan kellett látni ezek hatásmechanizmusát, elég pontosan és elég jól reprodukálható módon kellett mérni ezek jellemző paramétereit, jól kellett elvégezni a csatorna minőségét meghatározó építőelemek tervezését és ipari megvalósítását.

Az 1. táblázatban csupán érzékeltetni kívánom azt a fontos (bár korántsem kizárólagosan kritikus) tény, hogy az így felmerülő gyakorlati problémák megoldásához milyen gazdag — a maga idejében nagyrészt a nemzetközi kutatás tárgyát képező — matematikai háttér tisztázására és kézen tartására volt szükség.

Jól érzékelteti ezen a területen a problémagazdagságot az, hogy ennek a témakörnek fontos kiindulópontjai már Wienert is érdekelték: 1958-ban adták ki ezzel kapcsolatos előadásait [1]. Rice [2] és Bennett [3], Medhurst [4], Borodich [5] neve fémjelzi ennek a munkaterületnek akkori nemzetközi fejlődését és irodalmát. A mostani születésnapjára összejeövetel résztvevői közül pedig Lev Kantor [6], Róna Péter [7], Pribelszky György [8] és Baranyi András [9], analíziseik, kísérleteik útján, Sárkány Tamás és Baranyi András [10] mérési módszerekkel és mérőrendszerekkel tettek különösen sokat azért, hogy a hazai elektronikai ipar jól tudta — és jól tudja még ma is — állni a szóbanforgó versenyt.

Az ezekkel a kérdésekkel foglalkozóknak aligha lehetett valaha is olyan aggályuk, hogy munkaterületük — akár az erősen korlátozott hazai témaválasztási lehetőségek mellett — nem eléggé problémagazdag.

65 75 85

—————→

H152-3

3. ábra. Időbeli áttekintés — digitális távközlés

Az újabb keletű példa

Csak az utóbbi tíz-tizenöt éven belül került világviszonylatban is előtérbe az a kérdés, hogyan is lehet valamilyen munkahely, telep, település, kisebb vagy nagyobb vidék kommunikációs és távinformatikai igényeit valóban sokoldalúan, kötetlenül és gazdaságosan kielégíteni; egy-egy szervezeti központ, vagy település körül szétszórt munkahelyekkel gazdaságosan és hatékonyan kapcsolatot létrehozni; mindezt az elektronizálás egyre újabb lehetőségeit kiaknázva működtetni és irányítani; annyiért, amennyit mindez a kiszolgált gazdasági és társadalmi folyamatok számára vitathatatlanul megér (3. ábra).

Ez a kibontakozóban levő irányzat egyaránt érdekes a hálózatfejlesztés bármelyik megvalósítási alternatívája esetén. Nevezetesen az átviteli út lehet:

- fémvezeték;
- fénykábel;
- földfelszíni rádió, vagy
- műhold.

Különösen széles körben érdekes már a mai hazai viszonyok között — és természetesen meglévő külpiaacaink számára is — a kötetlen kommunikáció, a tájékozódás és az intézkedés sokoldalú, kötetlen és gazdaságos megvalósítása.

- az élő párbeszéd, vagyis a telefónia
- a személyi számítógépek és személyes számítástechnikai eszközök használata, általában az irodai jellegű szolgáltatások, valamint
- a billentyűre, a képernyőre és a távbeszélőkészülékre egyaránt támaszkodó, integrált szolgáltatások esetén.

A világ élenjáró technikai infrastruktúráiban ötnyolc év óta a mindennapi gyakorlat érdeklődési körébe tartozik ezeknek a szolgáltatásoknak a használata; és ma már elég széles körben csupán a kínálat hiánya gátolja ezeknek a szolgáltatásoknak első használatbavételét, hazai viszonylatban, sőt a hazai ipar ma meglévő külpiaacain is.

Az elmúlt öt évben a szakterület hazai művelői igen következetes munkát végeztek erre a célra szolgáló fontos, új szolgáltatási technikák hazai létrehozására.

Ebben az időszakban új termékek, ezek létrehozását előkészítő működési minták kerültek itthon is kidolgozásra beszéd- és adatfelhasználók hálózati hozzáféréseinek egyszerűbbé tételére, rugalmas nyilvános hálózatok és munkahelyen belüli szolgáltatások kialakítására

- az alközpontok;
- az elővárosi és rurális hálózatok;
- az irodai szolgáltatások;
- a televíziókészülék ilyen irányú felhasználása területén.

Mindez alapvetően új hozzáállást igényelt mind a távközlési hálózatok fejlesztésében, mind a technikai megvalósítás módszereiben.

Akár tíz, tizenöt évvel ezelőtt is a nyilvános távközlésben a felhasználók igényeit, magatartását és elvárásait voltaképp olyan adottságnak lehetett tekinteni, amely a technika kidolgozóitól esetenként körültekintő mérlegeléseket aligha igényel: a szolgáltatás felhasználói világa a nemzetközi ajánlásokkal specifikált adottságnak volt minősíthető. Ennek megfe-

Jellegzetes gyakorlati feladatok	A matematikai háttér
Felhasználók elvárásainak és magatartásának jellemzése	Karakterizációs módszerek
Hálózatok kialakítása	A kooperatív irányítás mód-
Kapcsolási funkciók elosztása, szerelei	irányítása.
Rögzített és vezérelt hozzáférés, csatornaválasztás	Keresési és tömegszűrési módszerek
Kooperatív irányítás, kooperatív csatornaallokáció	A kooperatív tömegkiszolgálás módszerei
	Az elosztott tömegkiszolgálás tömegszűrési módszerei
Hozzáférés kódolás útján, kódosztás	Sokfelhasználós kódolás
Kombinált hozzáférési módszerek	
Automatikus üzemfelügyelet	
Felhasználók azonosítása, adatvédelme	Nyilvános hálózati kriptográfia

először a nyilvános távközlés fejlesztői csak kevésbé tekintették feladatuknak a felhasználói világ életének és elvárásainak, fejlődési irányainak tanulmányozását.

Ezzel szemben az utóbbi öt-nyolc évben előtérbe került, éppen ennek a felhasználói szférának eddiginél alaposabb feltárása, egy-egy munkahely, körzet vagy vidék teljes értékű kommunikációs és informatikai kiszolgálásának együttes mérlegelése. Ez a gazdasági és társadalmi élet mélyére hatoló kérdés egyaránt időszzerűvé vált azok számára, akik fejlett technikai infrastruktúrákat fejlesztenek tovább, és azok számára is, akik ezen a területen súlyos lemaradásokkal néznek szembe, vagy korábban egyáltalán nem létező technikai kultúrákat hoznak létre.

Mindehhez a mikroelektronika új funkcionális lehetőségeinek a kiaknázására, a digitális távközlés, az elosztott vezérlés, a kooperatív irányítás; a kooperatív tömegkiszolgálás, a kapcsolás, a kódolás, a jeltervezés és a jelfeldolgozás új irányainak a birtoklására, alkalmazására és továbbfejlesztésére van szükség.

Azt a tényt, hogy ebben az esetben milyen bámulatos problémagazdagságról van szó, talán most is elég — egyszerűen, a tömör jellemzés kedvéért — néhány gyakorlati kulcsfeladat és az ezek megoldásához szükséges matematikai háttér felsorolásával áttekinteni (2. táblázat).

A szakma hazai művelői jól tudják, hogy a felsorolt gyakorlati feladatok közül az első nyolc, az említett matematikai metodikák közül pedig az első hat területén hazai kollektívák az elmúlt öt-nyolc évben itthon is milyen módszeres munkát végeztek, és ennek a munkának az eredményei mennyire meghatározó, igen kézzelfogható szerepet játszanak a hazai termék- és szolgáltatási struktúra átalakításában.

Természetesen, akár ennek az elmúlt néhány éves időszaknak a hazai törekvései csak akkor válnak majd igazán gazdasági és társadalmi értékűvé, ha a hazai felhasználók — és a hazai termékek külpiacai — munkahelyi telepeik, körzeteik, vidékeik mindennapi

kommunikációs és telematikai gyakorlatában ténylegesen tapasztalni fogják az új technika hatását.

Természetesen, igen sok kell még ahhoz, hogy a hazai ipar és a hazai infrastruktúra valóban el tudjon jutni eddig az eredményességig.

Mindenesetre már a mai helyzetben sem kétséges, hogy a szakma hazai vállalkozó szervezeteinek is bőven van cselekvési lehetősége ezen a területen: érdemes következetesen tovább folytatni a hazai erőfeszítéseket ebben az irányban [11].

Következtetések és egy megjegyzés

Ebben az ünnepi megemlékezésben sem akartuk letagadni alapvető nehézségeinket és újra meg újra visszatérő vajadásainkat. Reméljük azonban, hogy sikerült ezúttal is rámutatni arra, hogy a szakterület legaktívabb hazai művelői milyen módon próbálnak szembenézni ezekkel a nehézségekkel.

Az előbbieken súlyos problémáinknak csak egy fontos töredékével foglalkoztunk: azzal, hogy mennyire reális a mindenkor birtokolt közismert technikát sajátos szellemi hozzájárulásokkal kombinálni; és egyáltalán mennyi gyakorlati lehetőséget ad erre a célra szakmánk hazai gyakorlatának problémagazdagsága.

Természetesen, igen sok múlik az irányítás, a pénzügyi szabályozás és érdekeltég fejlődésén, a vállalkozások és az egész gazdaság szemléletén és politikáján, a szakmai munka feltételrendszerén. Ezekben az igazán nagyvonalú ügyekben is azonban csak akkor lehet előrelépni, ha a szakterület hazai művelői nehéz munkakörülmények között is értelmesen tartani tudják vonalvezetésüket.

Ebben az írásban, természetesen, csak az ünnepelt-hez közvetlenül kapcsolódó problémákról volt — és lehetett — szó bármilyen informatikai számvetésről: Ars Informaticáról.

Tartok azonban attól, hogy még ezt is csak többé-kevésbé önkényes egyoldalúságok árán tudtam megtenni.

Éppen ezért javaslom, hogy a szakma valamennyi hazai művelője e cikk elolvasása után ne mulassza el átgondolni saját maga is, a saját szempontjából a saját Ars Informaticáját.

Ha ehhez sikerült némi kedvet csinálnom, elértem a célomat; és talán méltó módon tudtam tiszteletet adni immár harmincöt éves nevelő intézetemnek is.

IRODALOM

- [1] Wiener, N.: Nonlinear problems in random theory. The Technology Press, MIT and Wiley. 1958.
- [2] Rice, S. O.: Distortion produced in a noise-modulated FM signal by nonlinear attenuation and phase shift. Bell System Tech. J. Vol 36, 879—889. 1957.
- [3] Bennet, W. R., Curtis, H. E. and Rice, S. O.: Interchannel interference in FM and PM systems under noise loading conditions. Bell System Tech. J., Vol. 34. 601—636. 1955.
- [4] Medhurst, R. G.: Bandwidth of frequency division multiplex systems using frequency modulation. Proc. I. R. E. Vol 44, No. 2, 189—199. 1956.

- [5] *Borodich, S. V.*: Iskazheniya i pomekhi v mnogo-kanal'nykh sistemakh radiosvyazi s chastotnoi modulyatsiei. Izd. Svyaz, Moskva, 1976.
- [6] *Kantor, L. Y.*: Evaluation efficiency and maximum capacity in the use of the geostationary satellite orbit by a spot beam satellite system. Proc. 7th Coll. Microwave Com., OMIKK-TECHNOIN-FORM 1982.
- [7] *Róna, P.*: Analóg rádiórelé berendezések. Műszaki Könyvkiadó, 1983.
- [8] *Pribelszky, Gy.*: Distortion analysis of FM radio channels under general conditions. Proc. 2nd Coll. on Microwave Com., Publ. House, Hung. Ac. Sc. 1963.
- [9] *Baranyi, A. and Róna P.*: Differential gain and phase characterization of microwave links with multiple AM-PM conversion. Intl. Conf. on Com. ICC '72. Philadelphia, 1972.
- [10] *Baranyi, A., Mesterházy T., Zakariás, L., Sárkány, T. and Szarka G.*: Adaptive baseband distortion equalization in radio-relay systems. Proc. 7th Coll. Microwave Com. OMIKK-TECHNOIN-FORM, 1982.
- [11] *Kiss I. (szerk)*: 35 éves a TKI. Jub. konf. TKI. 1985.



Hangzás- hűség

felsőfokon!

ORION HS 9

HANGDOBOZ



Méret:

szélesség: 200 mm
magasság: 316 mm
mélység: 200 mm

Hangszórók: mélysugárzó 1 db
magassugárzó 1 db

Névleges terhelhetőség: 25 W
Maximális terhelhetőség: 50 W
Átviteli sáv szélesség: 80-20000 Hz
Rezonancia frekvencia: 75 Hz
Keresztelési frekvencia: 5 kHz
Impedancia: 4-8 Ohm

ORION

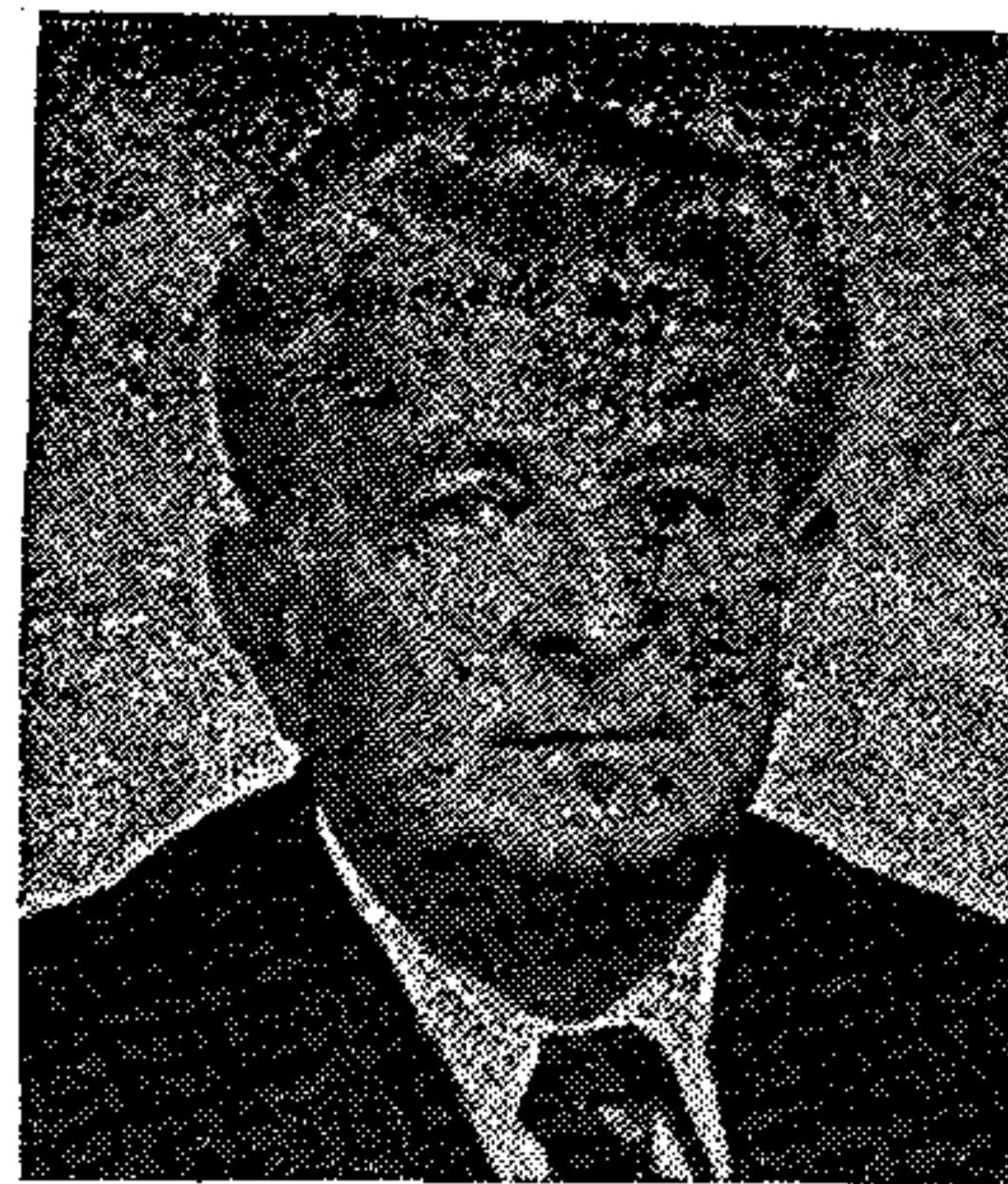
RÁDIÓ ÉS VILLAMOSSÁGI VÁLLALAT

1106 Budapest, X. Jászberényi út 29.

Telefon: 283-830 Telex: 22-57-98

Differenciálerősítés és differenciálfázis számítása mikrohullámú televíziós összeköttetésnél

DR. CSERNOCH JÁNOS
ORION



ÖSSZEFOGLALÁS

A szerző definiálja a mikrohullámú összeköttetés MODEM szakaszának differenciálfázisát. Kvantitatív összefüggéseket vezet le a nemlineáris amplitúdókarakteristikával rendelkező videoáramkörök továbbá a nem állandó amplitúdó-frekvencia és a csoport futási idő — frekvencia karakterisztikával rendelkező KF-ás és mikrohullámú áramkörök részére. Külön foglalkozik az antenna-tápvonal rendszerben létrejövő reflexió és a többutas terjedés révén előálló TV differenciál torzításokkal.

CSERNOCH JÁNOS

1954-ben fejezte be tanulmányait az Eötvös Loránd Tudományegyetem fizikus szakán. Mikrohullámú műszerek és rádiólokátorok gyártástechnológiájával foglalkozott. Mai szakmai te-

rülete analóg és digitális mikrohullámú rendszer-technika, továbbá elektromágneses hullámok terjedése. A Kandó Kálmán Villamosipari Főiskolán ezeket a témákat oktatja. Több közlemény szerzője. Műszaki tudományok kandidátusa.

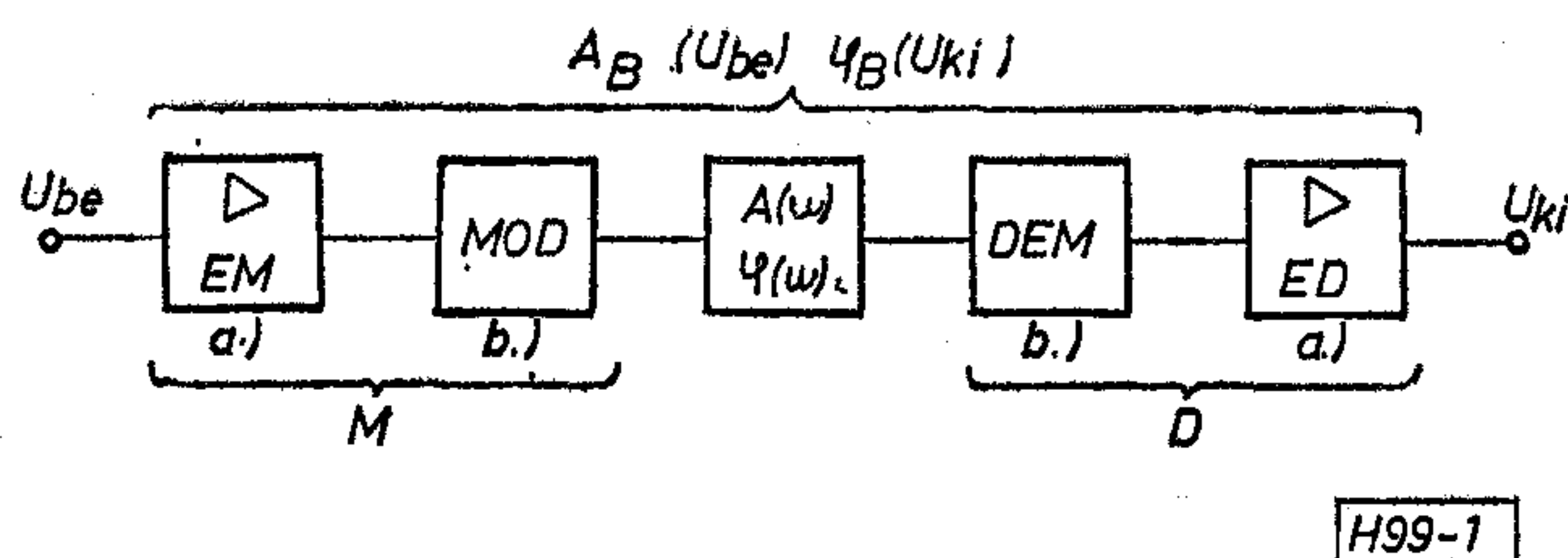
1. Általános szempontok és általános mérés technikai megfontolások

Mikrohullámú összeköttetés egy MODEM szakasza az összeköttetés jellegét tekintve a színes televízió közvetítése szempontjából lényegében három részből tevődik össze (1. ábra). Ezek a következők:

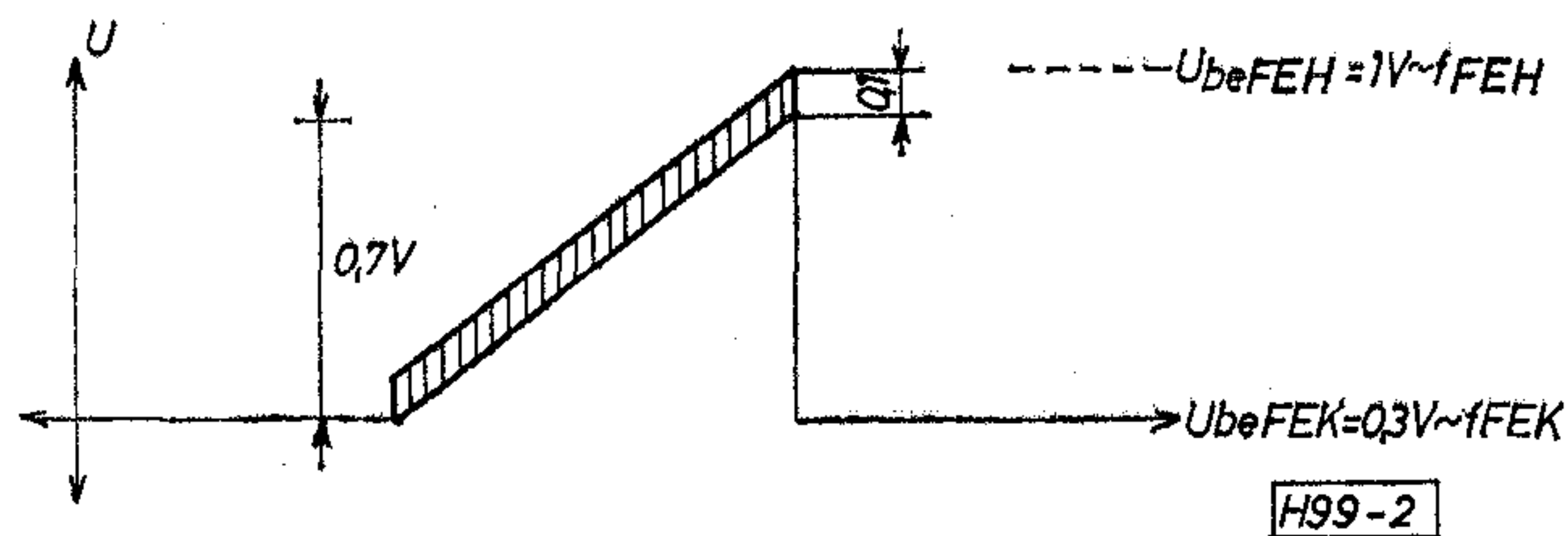
- Erősítőkből moduláció előtt és demoduláció után (EM, ED).
- Modulátorból és demodulátorból (MOD, DEM).
- Közvetítő egységekből (középfrekvenciás és mikrohullámú egységek).

Tágabb értelemben ide soroljuk azt a közeget is, a vevőantenna és az adóantenna között, melyben a hullámterjedés végbemegy.

Ez a felosztás olyan értelemben egyszerűsíthető, mint látni fogjuk, hogy az a) és b) pont egységei egybevonhatók (M és D). Az ábra jelölései a következők:



1. ábra. Mikrohullámú összeköttetés vázlata. Színsegédvívó átvitele



2. ábra. Vizsgálójel leegyszerűsített vázlata. Színsegédvívó átvitele

Beérkezett: 1985. VIII. 26. (*)

$A_B = A_B(U_{be}) = \frac{U_{ki}}{U_{be}}$ a lánc eredő alapsávi erősítése a bemenő feszültség függvényében.

$\varphi_B = \varphi_B(U_{be})$ a lánc eredő fázismenete a bemenő feszültség függvényében.

$A = A(\omega)$ az átviteli út (közvetítő egységek) „A” görbéje a frekvencia függvényében.

$\varphi = \varphi(\omega)$ az átviteli út fázismenete a frekvencia függvényében.

Feltétlenül meg kell jegyezni, hogy elméleti számításoknál kis torzítások esetén a lánc eredő alapsávi erősítése alatt a differenciális erősítést, illetve rendszermeredekséget értjük. (Lásd később!)

Ha tehát csak a harmadrendű torzítást vesszük figyelembe, úgy a kimenő feszültség

$U_{ki} = d_0 + d_1(U_{be} - U_0) + d_2(U_{be} - U_0)^2 + d_3(U_{be} - U_0)^3$ ahol U_0 a munkaponti feszültség és U_{be} a bemenő pillanatnyi feszültség.

Ha a kimenő egyenfeszültség és a munkaponti bemenő feszültség zérus, úgy

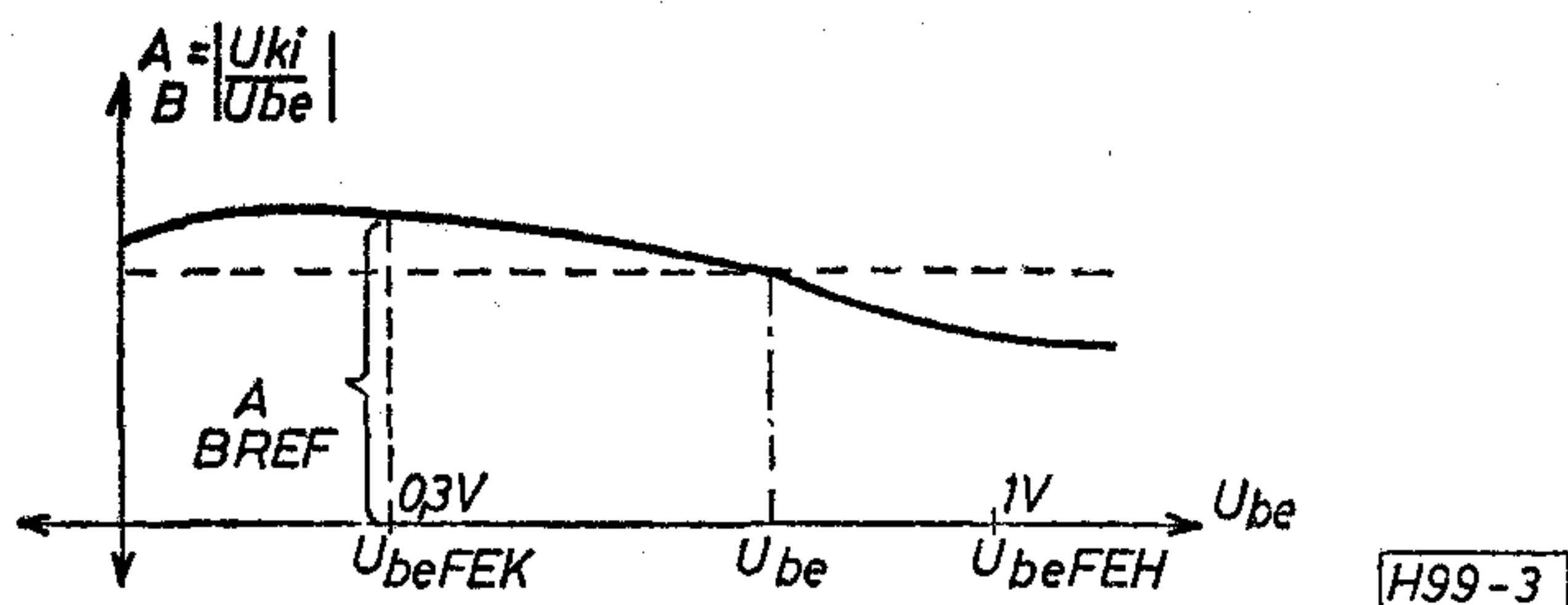
$$U_{ki} = d_1 U_{be} + d_2 U_{be}^2 + d_3 U_{be}^3.$$

A lánc eredő alapsávi erősítése a fenti definíció szerint

$$\frac{dU_{ki}}{dU_{be}} = S = A_B = d_1 + 2d_2 U_{be} + 3d_3 U_{be}^2.$$

A színes televízió átvitelének minőségét a berendezések gyártása és üzembe helyezése alkalmával a módosított 3. sz. CCIR vizsgálójellel ellenőrzik, illetve mérik. Az elméleti számításnál természetesen ebből kell kiindulni, azzal a különbséggel, hogy a szuperponált mérőjel frekvenciáját $f_{sc} = 4,43$ MHz-re választjuk. A szinkronimpulzusok és egyéb más jelek hatását itt nem szükséges figyelembe venni (2. ábra).

Ha a televíziós műsort közvetítő mikrohullámú berendezés bemenetére az előbb említett módosított 3. sz. CCIR vizsgálójelet adjuk, akkor tulajdonképpen kétszeres frekvenciamodulációval állunk szemben.



3. ábra. Az összeköttetés „erősítése” az alapsávi pontok között a bemenőfeszültség függvényében

A frekvencia egyrészt változik a sorfrekvencia ütemében ($f_s = 15625$ Hz), másrészt a frekvencia változik a szuperponált mérőjel ütemében ($f_{sc} = 4,43$ MHz).

A két frekvencia között két nagyságrend különbség van. Ennélfogva a sorfrekvenciás változást „lassú munkapontvándorlásnak” tekinthetjük, mely körül a mérőfrekvencia, ill. a színsegédvívó ütemében gyors frekvenciaváltozás történik. A „lassan változó” vívófrekvenciát f_{LV} -vel jelöljük.

A $0,05 V_{o-cs}$ amplitúdójú színsegédvívó által okozott modulációs löket (mivel az $1 V_{cs-cs}$ bemenő jel hatására létrejövő löket 8 MHz)

$$\Delta f_{dsc} = 8 \text{ MHz} \cdot \frac{0,05}{1} = 0,4 \text{ MHz}_{cs-cs}.$$

A modulációs index ennélfogva

$$m_{sc} = \frac{\Delta f_{dsc}}{f_{sc}} = \frac{0,4}{4,43} = 0,09.$$

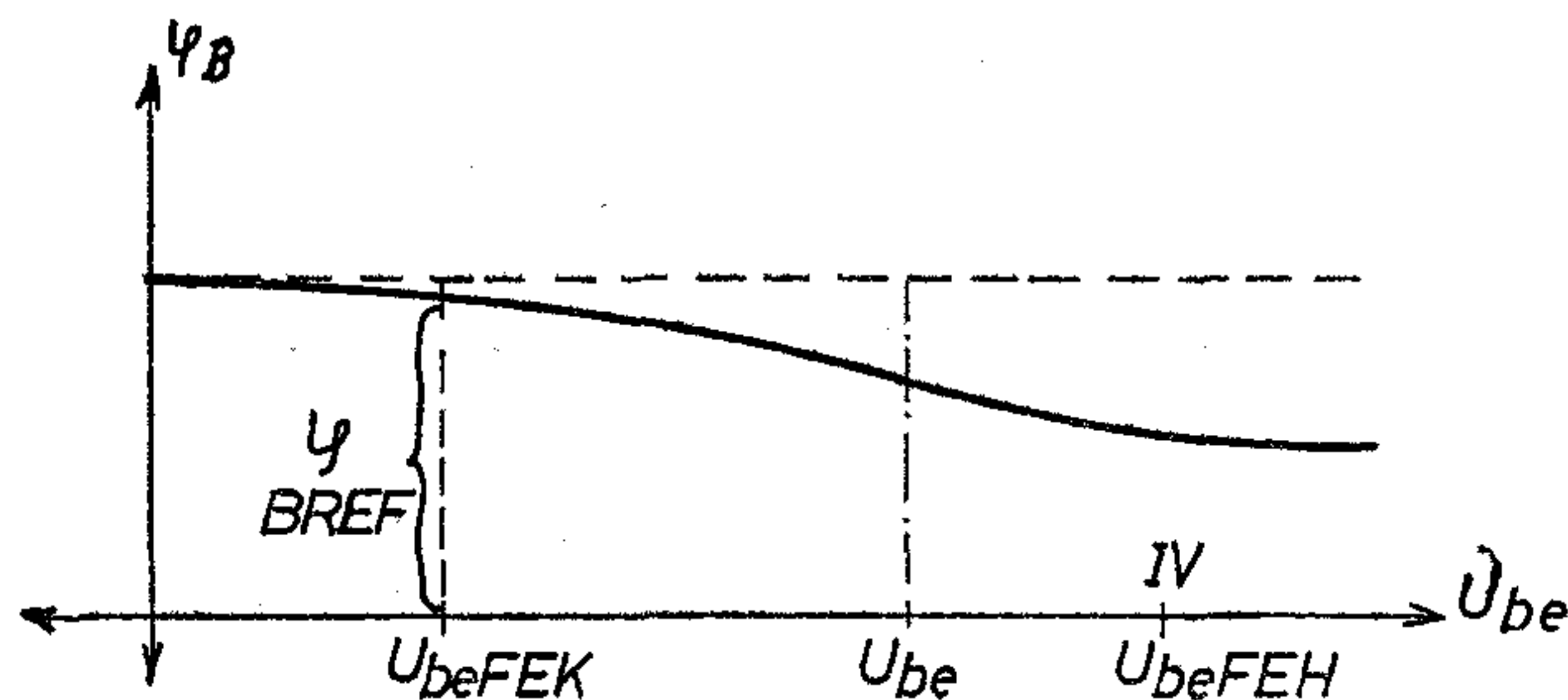
Itt tehát keskenysávú modulációval állunk szemben (NBFM), ahol a középfrekvenciás és a mikrohullámú frekvenciasávban gyakorlatilag az első oldalfrekvenciákat kell csak figyelembe venni. A viszonyokat az alapsávi bemenő és a kimenő pontok között a legegyszerűbben a 3. ábrán tekinthetjük át.

Az összeköttetés „erősítését az alapsávi pontok között a bemenő feszültség függvényében a 3. ábrán ugyanennek a fázismenetét az alapsávi pontok között szintén a bemenő feszültség függvényében, a 4. ábrán láthatjuk. Az ábrában az egyenfeszültségű komponenseket nem vettük figyelembe. ($U_{beFEK} = 0,3$ V kioltószint és $U_{beFEH} = 1$ V fehérszint.)

Ideális esetben mindkét görbe a bemenő feszültség függvényében állandó tehát

$$A_B = A_B(U_{be}) = \text{const}$$

$$\varphi_B = \varphi_B(U_{be}) = \text{const.}$$



4. ábra. Az összeköttetés fázismenete az alapsávi pontok között a bemenőfeszültség függvényében

Tehát a kimenő jel alakja független a mikrohullámú átviteli úttól, ill. a kimenő jel feszültsége egyenesen arányos a bemenő jel feszültségével. (A kimenő jel nagysága független a „MODEM munkaponttól”.)

A differenciálerősítés és a differenciálfázis definíciójának megállapításánál a fekete szinten vett paramétereket vesszük referenciának. Ennélfogva az amplitúdó-frekvencia görbe referenciája a fekete szintnek megfelelő feszültségen, ill. f_{FEK} frekvencián van. Tehát

$$A_{BREF} = A_B(f_{FEK}).$$

A fázis-frekvencia görbe referenciája

$$\varphi_{BREF} = \varphi_B(f_{FEK}).$$

A differenciálerősítés definíció szerint (viszonyszám)

$$G_{diff} = \frac{A_B - A_{BREF}}{A_{BREF}} = \frac{A_B}{A_{BREF}} - 1.$$

A differenciálfázis (általában fokokban)

$$\varphi_{diff} = \varphi_B - \varphi_{BREF}.$$

Ideális esetben úgy a differenciálerősítés, mint a differenciálfázis zérus.

A differenciálerősítést és a differenciálfázist gyűjtőnéven TV differenciáltorzításnak nevezzük.

2. Differenciáltorzítások kvalitatív vizsgálata

Itt erős különbséget kell tennünk az előző fejezetben a b) pontban összevont modulátorok (M), ill. demodulátorok (D) és a közvetítő egységek között.

Ha elméletileg a kérdést ún. MODEM rövidzárban vizsgáljuk (modulátor kimenete a demodulátor bemenetével közvetlenül összekötve) akkor könnyen belátható, hogy differenciálerősítés az erősítők nonlinearitása miatt jön létre. Az alapsávi kimenő fázis a bemenő feszültségtől gyakorlatilag független, ezért a differenciálfázis zérus

$$\varphi_{diff} = 0.$$

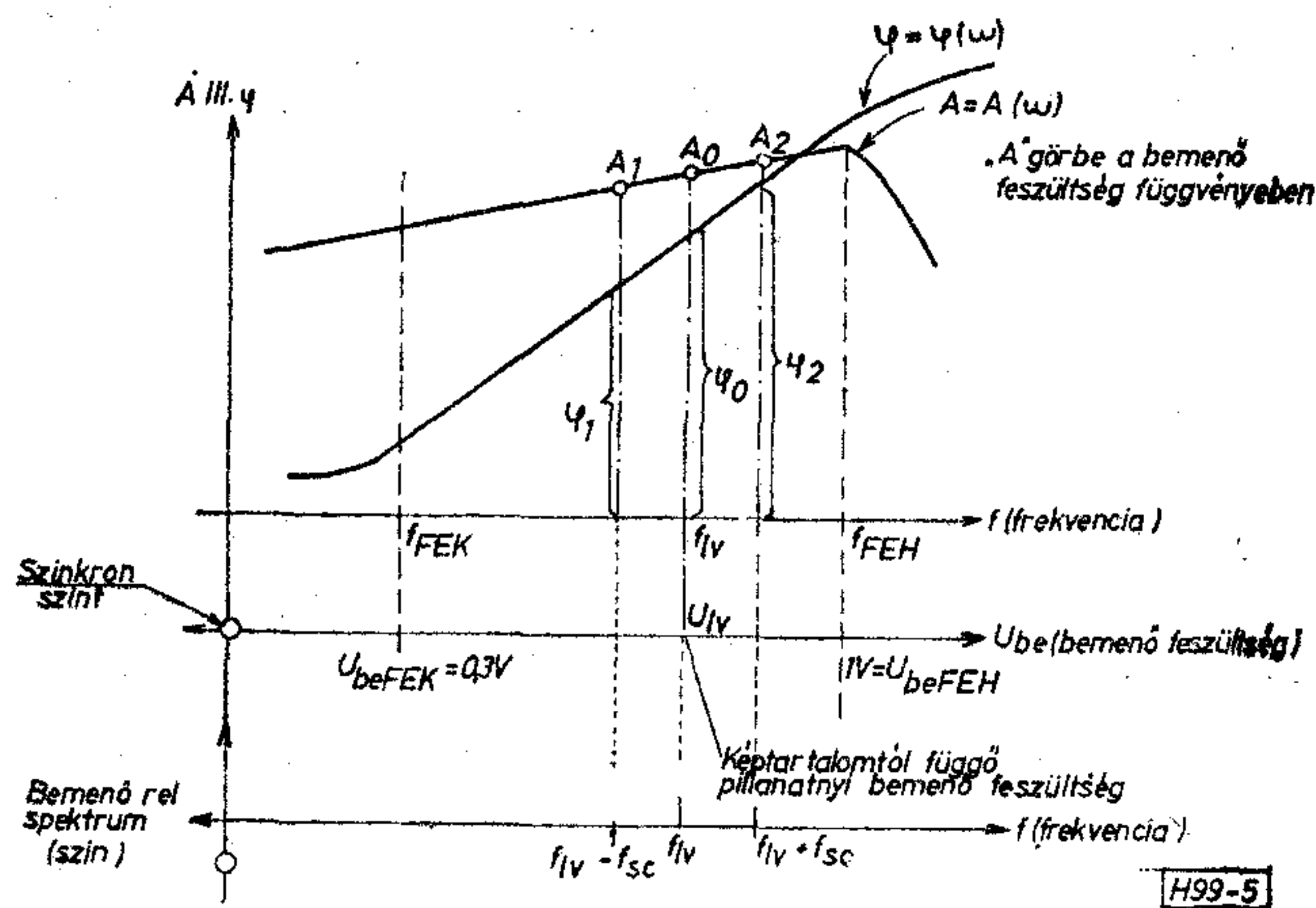
A közép-frekvenciás és a mikrohullámú frekvenciasávban, mint ahogy ez az 5. ábrából jól látható, a TV differenciáltorzítást az ideális jelátvitel feltételeitől való eltérés okozza.

Az ideális jelátvitel feltétele az átviteli csatornában

$$A = A(\omega) = A_0 = \text{const (Amplitúdófeltétel)}$$

és

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega} = \text{const (ill. } \varphi = \text{const} \cdot \omega, \text{ Fázis feltétel).}$$



5. ábra. Közvetítő egységek differenciáltorzítása

Az ábrán az $U_{beFEK} = 0,3 \text{ V}$ -nak f_{FEK} frekvencia és $U_{beFEH} = 1 \text{ V}$ -nak f_{FEH} frekvencia felel, meg (körfrekvenciák) $\omega_{FEK} = 2\pi f_{FEK}$ és $\omega_{FEH} = 2\pi f_{FEH}$. Az általános U_{be} bemenő feszültségnek f_{LV} „lassú változó” vivő frekvencia felel meg, mely előbbi most az említett mérés alkalmával egy soron belül a bemeneten $0,3 \text{ V}$ -tól 1 V -ig változik. A frekvencia lehet középfrekvencia és mikrohullámú frekvencia. Az ábrában a színspektrumot is feltüntettük (f_{LV} és az $f_{LV} \pm f_{sc}$ oldalfrekvenciák).

Ha a frekvenciamodulált hullám vektorábráját (ill. az újabb megfogalmazás szerint) a szinorábráját szem előtt tartjuk, könnyen belátható, hogy mind az amplitúdó, mind a fázisfeltétel megsértése színtorzuláshoz vezet. A TV differenciáltorzítás mindkét komponense fellép. Az oldalfrekvenciák amplitúdójának és fázisának a változása a demodulált színsegédvivő torzítására vezet.

Hasonló a helyzet abban az esetben, amikor az antennatápvonal-rendszerben az illesztés nem tökéletes, vagy az adóantenna és a vevőantenna közötti térben visszaverődés következtében többutas terjedés is fellép. Ilyenkor a direkt hullám interferál a visszavert hullámmal és az eredő hullám fázisa nem azonos a direkt hullám fázisával. (Azaz a közvetítő egységek eredetileg ideális fáziskarakterisztikája megváltozott.) Ezt a fáziskülönbséget a színsegédvivő is átveszi és így fázistorzulás áll elő.

3. TV differenciáltorzítások számítása

3.1. Modulátor-demodulátor (MODEM rövidzár (1))

Az összeköttetés kimenő feszültsége az alapsávi pontok között az egyenfeszültségű komponenseket nem figyelembevéve

$$U_{ki} = d_1 U_{be} + d_2 U_{be}^2 + d_3 U_{be}^3.$$

Az összeköttetés erősítése az alapsávi pontok között

$$S \approx A_B = d_1 + 2d_2 U_{be} + 3d_3 U_{be}^2.$$

A differenciálerősítés (számérték)

$$G_{diff} = \frac{d_1 + 2d_2 U_{be} + 3d_3 U_{be}^2}{d_1 + 2d_2 U_{beFEK} + 3d_3 U_{beFEK}^2} - 1 \quad (3.1.1)$$

Differenciálfázis miután a kimenő jel fázisa a bemenő jel amplitúdójától nem függ

$$\varphi_{diff} = 0.$$

Ideális modulátor és demodulátor esetén

$$U_{be} = U_{ki} = 1 \text{ V}_{cs-os} \quad S = d_1 = 1 \quad d_2 = d_3 = 0.$$

Ennélfogva a TV differenciáltorzítások

$$G_{diff} = 0$$

$$\varphi_{diff} = 0.$$

A differenciálerősítés és az összeköttetés linearitása között nehéz pontos explicit összefüggést felállítani. Ennek ellenére a másodrendű linearitás az

$$\ln_2 = \frac{2d_2 U_{be}}{d_1}$$

és a harmadrendű linearitás

$$\ln_3 = \frac{3d_3 U_{be}^2}{d_1}$$

ismeretében az összeköttetés differenciálerősítése sok esetben jól megbecsülhető a következő összefüggés alapján ((3.1.1) összefüggést alapul véve)

$$G_{diff} \approx \ln_2 + \ln_3 = \ln. \quad (3.1.2)$$

3.2. Középfrekvenciás és mikrohullámú áramköröktől származó TV differenciáltorzítások számítása

A színsegédvivővel frekvenciamodulált hullám kifejezése a közvetítő egységek bemenetén

$$U(t) =$$

$$= U_v \{ J_0(m_{sc}) \cos \omega_{LV} t + J_1(m_{sc}) \cos (\omega_{LV} + \omega_{sc}) t - J_1(m_{sc}) \cos (\omega_{LV} - \omega_{sc}) t \}.$$

(Itt J_0 és J_1 a Bessel-függvény.)

A frekvenciamodulált hullám a közvetítő egységek kimenetén figyelembe véve azoknak amplitúdó-frekvencia és fázis-frekvencia karakterisztikáját

$$U_K(t) = U_v \{ A_0 J_0(m_{sc}) \cos \omega_{LV} t + \varphi_0 + A_1 J_1(m_{sc}) \cos [(\omega_{LV} + \omega_{sc}) t + \varphi_1] + A_2 J_1(m_{sc}) \cos [(\omega_{LV} - \omega_{sc}) t + \varphi_2] \}.$$

Itt A_0 , A_1 és A_2 a középfrekvenciás, ill. a mikrohullámú egységek amplitúdó-frekvencia görbe értékei a kérdéses frekvenciákon. Pontosabban

$$A_0 = A(\omega_v) = A_0(f_v)$$

$$A_1 = A(\omega_v + \omega_{sc}) = A_1(f_v)$$

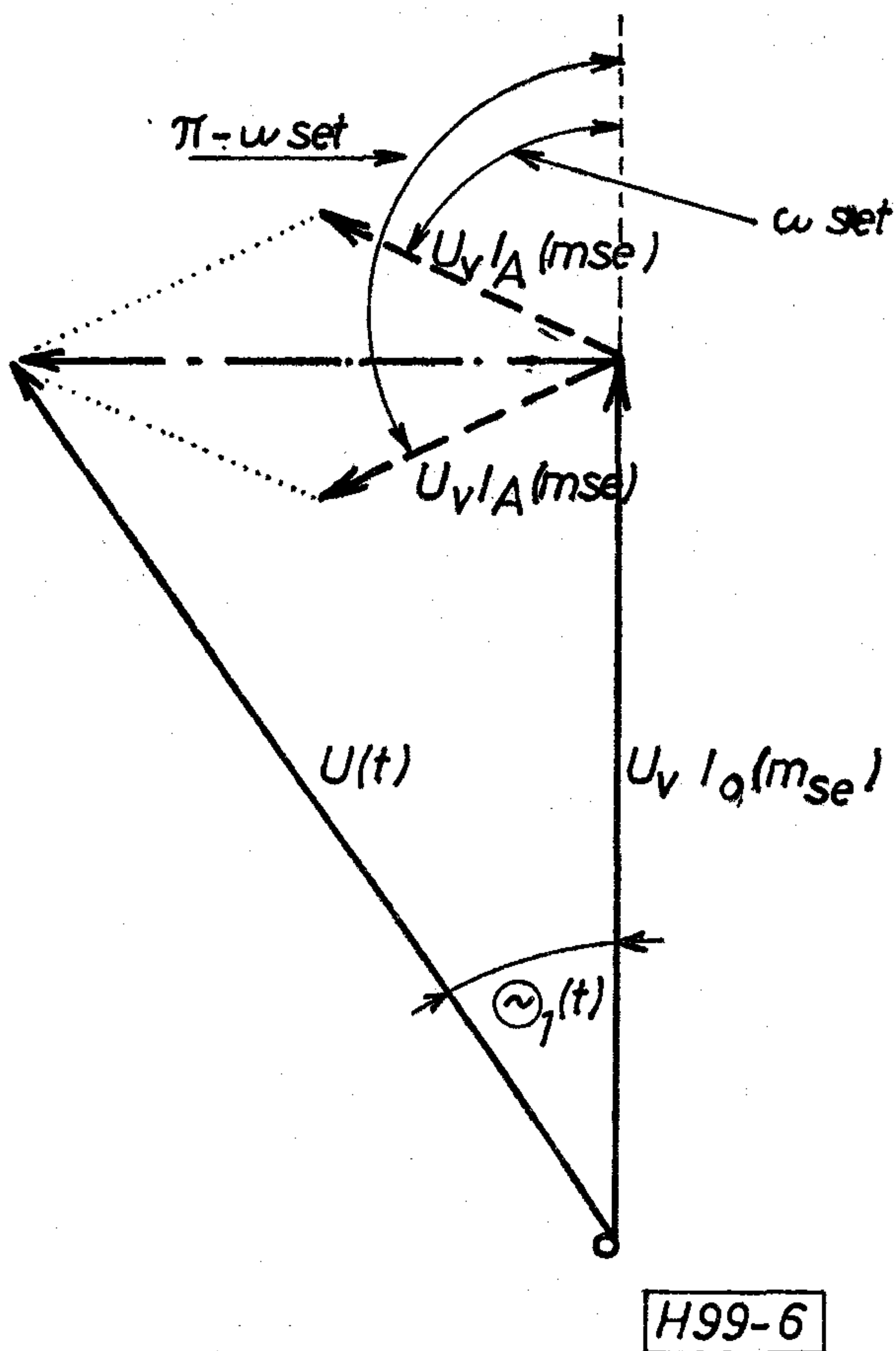
$$A_2 = A(\omega_v - \omega_{sc}) = A_2(f_v)$$

φ_0 , φ_1 és φ_2 a középfrekvenciás, ill. a mikrohullámú egységek fázis-frekvencia görbe értékei a kérdéses frekvenciákon. Pontosabban

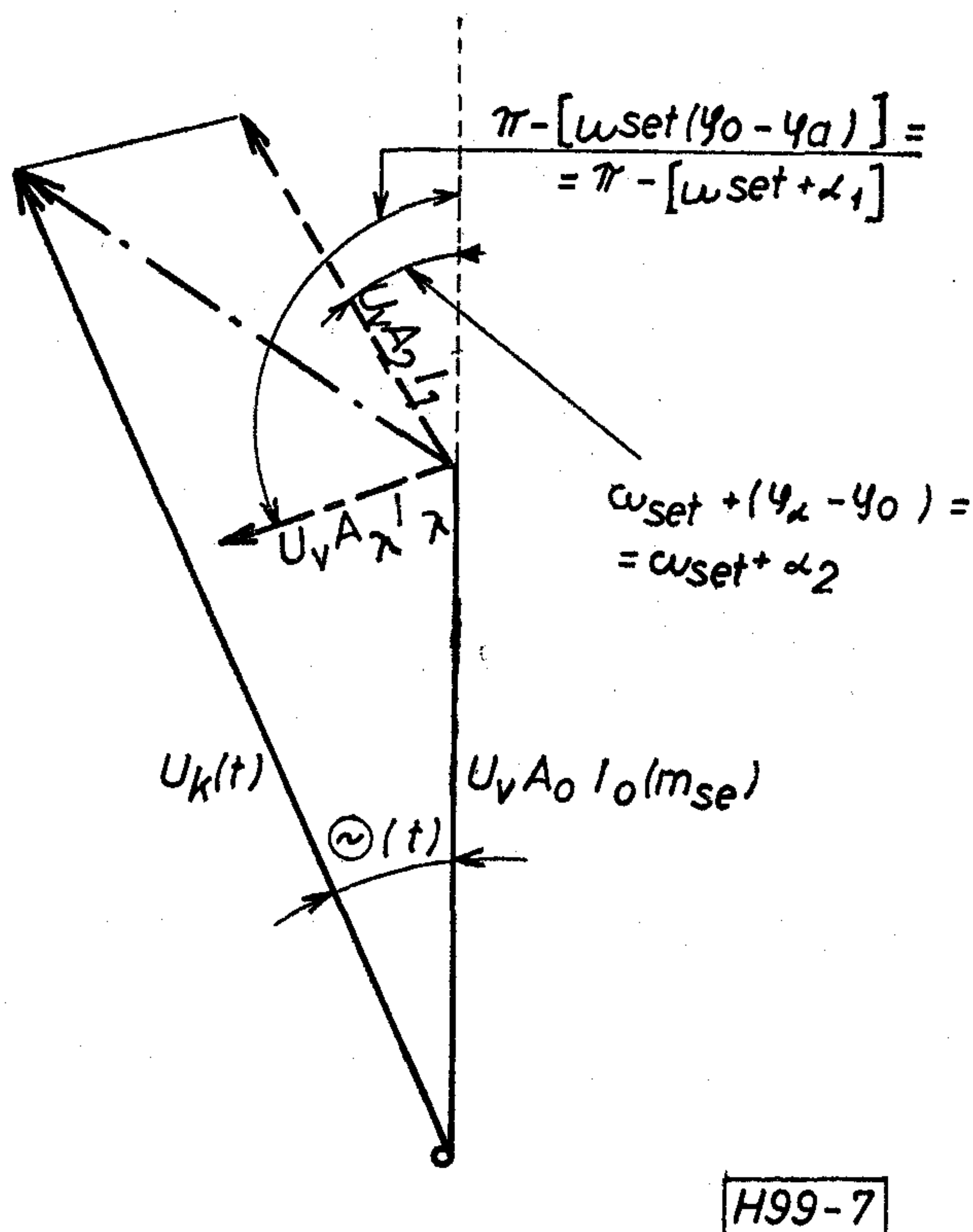
$$\varphi_0 = \varphi(\omega_v) = \varphi_0(f_v)$$

$$\varphi_1 = \varphi(\omega_v + \omega_{sc}) = \varphi_1(f_v)$$

$$\varphi_2 = \varphi(\omega_v - \omega_{sc}) = \varphi_2(f_v).$$



6. ábra. FM szinorábra. Viszonyok a közvetítő egységek bemenetén



7. ábra. FM szinorábra. Viszonyok a közvetítő egységek kimenetén

Miután relatív szinordiagramot fogunk használni, elég ha a vivőhöz viszonyított relatív fáziseltérítést tüntetünk fel

$$U_K(t) = U_v A_0 J_0(m_{sc}) \cos \omega_{LV} t + A_1 J_1(m_{sc}) \cos [(\omega_{LV} + \omega_{sc})t + (\varphi_2 - \varphi_0)] + A_2 J_1(m_{sc}) \cos [(\omega_{LV} - \omega_{sc})t + (\varphi_1 - \varphi_0)].$$

A relatív szinordiagramokat a 6. és a 7. ábrán tüntettük fel. A frekvenciamodulált hullám pillanatnyi fázisa a közvetítő egységek kimenetén.

$$\text{tg } \sim_2(t) = \frac{A_2 J_1(m_{sc}) \sin [\omega_{sc} t + (\varphi_2 - \varphi_0)] + A_1 J_1(m_{sc}) \sin [\omega_{sc} t + (\varphi_0 - \varphi_1)]}{A_0 J_0(m_{sc}) + A_2 J_1(m_{sc}) (\cos [\omega_{sc} t + (\varphi_2 - \varphi_0)] - A_1 J_1(m_{sc}) \cos [\omega_{sc} t + (\varphi_0 - \varphi_1)]}$$

Kis modulációs index esetén érvényes a következő összefüggés

$$J_0(m_{sc}) \gg 2I_1(m_{sc}).$$

Illetve ebben a konkrét esetben

$$J_0(0,09) \gg 2I_1(0,09)$$

$$0,9980 \gg 2 \cdot 0,04495 \approx 0,09.$$

(A számolt 9%-os hiba pesszimális érték, mert mint ahogy ez az ábrából és a képletből is látható a két oldalfrekvenciának a vivő irányú vetületét általában egymásból ki kell vonni.)

A nevezőben a második és a harmadik tag elhanyagolható. A pillanatnyi fázis ilyen feltétel mellett

$$\begin{aligned} \sim_2(t) &\approx \text{tg } \sim_2(t) = \\ &= \frac{A_2 J_1(m_{sc}) \sin [\omega_{sc} t + (\varphi_2 - \varphi_0)]}{A_0 J_0(m_{sc})} + \\ &+ \frac{A_1 J_1(m_{sc}) \sin [\omega_{sc} t + (\varphi_0 - \varphi_1)]}{A_0 J_0(m_{sc})} \end{aligned}$$

Látható tehát, hogy a közvetítő egységek kimenetén megjelenő hullám úgy amplitúdóban, mint szögben modulált. Az amplitúdómodulációt a limiter igen nagy mértékben csökkenti, ill. gyakorlatilag megszünteti, a szögmoduláció egy parazita frekvenciamodulációt is jelent, mely viszont a TV differenciáltorzítások fellépéséhez vezethet.

Az FM diszkriminátor kimenetén megjelenő jel egyenesen arányos a pillanatnyi frekvenciával

$$U_{kl} = c \frac{d \sim_2(t)}{dt}$$

A differenciálást elvégezve kapjuk, hogy

$$U_{kl} = c \frac{\omega_{sc} J_1(m_{sc})}{A_0 J_0(m_{sc})} \{A_2 \cos [\omega_{sc} t + (\varphi_2 - \varphi_0)] + A_1 \cos [\omega_{sc} t + (\varphi_0 - \varphi_1)]\}$$

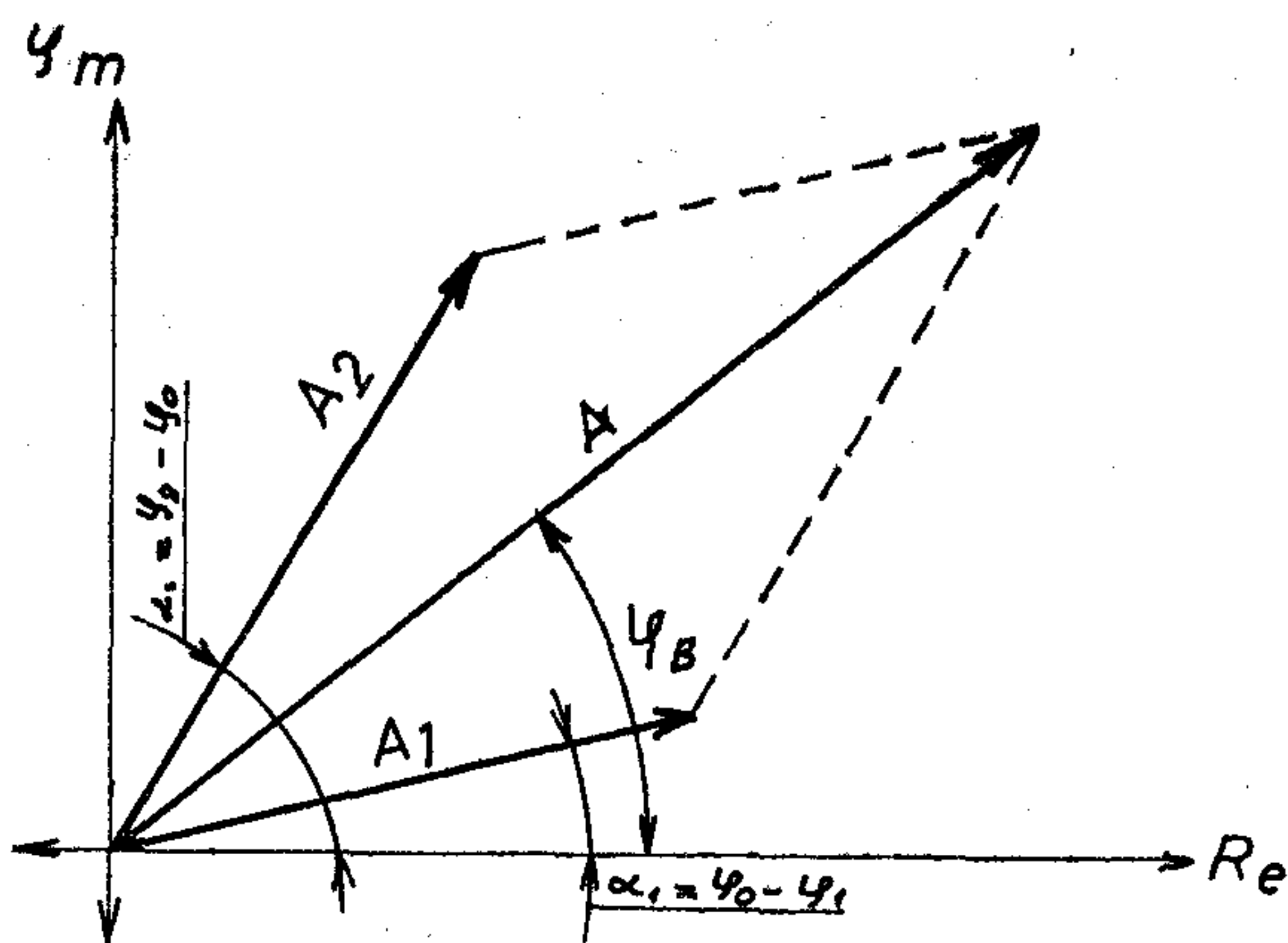
Illetve

$$U_{kl} = c_F \{A_2 \cos [\omega_{sc} t + \alpha_2] + A_1 \cos [\omega_{sc} t + \alpha_1]\}.$$

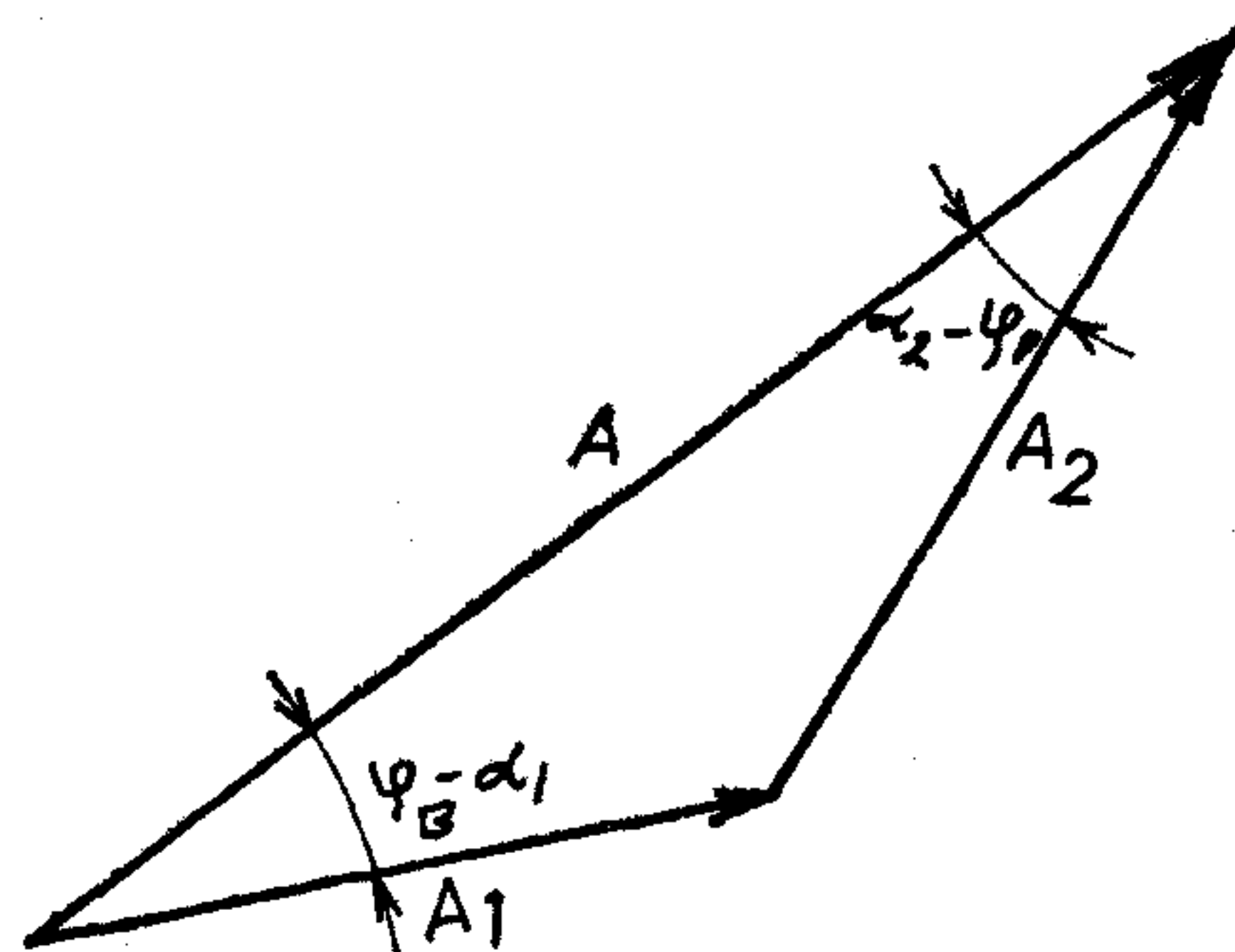
Itt

$$\alpha_2 = \varphi_2 - \varphi_0$$

$$\alpha_1 = \varphi_0 - \varphi_1.$$



8. ábra. Alapsávi szinorábra



Az alapsávban tehát két különböző amplitúdójú és fázisú rezgést kell vektori módon összegezni. A viszonyokat a 8. ábrán tanulmányozhatjuk. A szinor-ábrában a c_F arányossági tényezőt nem tüntettük fel. A kimenő alapsávi feszültséget

$$U_{ki}(t) = c_F A \cos(\omega_{sc} t + \varphi_s)$$

alakban felírva a kimenő alapsávi feszültség $c_F A$ amplitúdója egyenesen arányos

$$A_B(f_v) = \frac{1}{A_0} \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1)} = \sqrt{a_1^2 + a_2^2 + 2a_1a_2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1)} \text{ vel. (3.2.1)}$$

Itt a fázis-nonlinearitás

$$\alpha_2 - \alpha_1 = -2\gamma = (\varphi_1 + \varphi_2) - 2\varphi_0.$$

A fenti kifejezésben

$$a_1 = \frac{A_1}{A_0}$$

$$a_2 = \frac{A_2}{A_0}.$$

A vivőfrekvenciára normalizált amplitúdó-frekvencia görbe értékek. Ne felejtjük el, hogy

$$A_0 = A_0(f_v)$$

$$A_1 = A_1(f_v)$$

$$A_2 = A_2(f_v)$$

$$\varphi_0 = \varphi_0(f_v)$$

$$\varphi_1 = \varphi_1(f_v)$$

$$\varphi_2 = \varphi_2(f_v)$$

menyiségek függenek a frekvenciától.

A kimenő alapsávi jel fázisa az $\omega_{sc} t$ állandó fázis elhagyásával ($t=0$ időpillanatot feltételezve).

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_B &= \frac{A_2 \sin \alpha_2 + A_1 \sin \alpha_1}{A_2 \cos \alpha_2 + A_1 \cos \alpha_1} = \\ &= \frac{A_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_0) + A_1 \sin(\varphi_0 - \varphi_1)}{A_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_0) + A_1 \cos(\varphi_0 - \varphi_1)}. \end{aligned}$$

A tangenstétel alkalmazásával a kimenő jel fázisát más alakban is felírhatjuk

$$\frac{A_1 - A_2}{A_1 + A_2} = \frac{\operatorname{tg} \left[\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} - \varphi_B \right]}{\operatorname{tg} \left[\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} \right]}$$

$$\varphi_B(f_v) = \frac{\alpha_2 + \alpha_1}{2} - \arctg \left[\left(\frac{A_1 - A_2}{A_1 + A_2} \right) \operatorname{tg} \left(\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} \right) \right].$$

Illetve figyelembe véve, hogy

$$\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} - \varphi_0 \quad \text{és} \quad \frac{\alpha_2 + \alpha_1}{2} = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2}$$

$$\varphi_B(f_v) = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} + \arctg \left[\left(\frac{A_1 - A_2}{A_1 + A_2} \right) \operatorname{tg} \left(\varphi_0 - \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} \right) \right]$$

A TV differenciáltorzítások elvben a következőképpen számíthatók:

A differenciálerősítés f frekvencián

$$G_{\text{diff}} = \frac{A_B(f)}{A_B(f_{\text{REF}})} - 1.$$

A differenciálfázis ugyancsak f frekvencián

$$\varphi_{\text{diff}} = \varphi_B(f) - \varphi_B(f_{\text{REF}}).$$

3.3. Néhány, a gyakorlatban előforduló eset vizsgálata

3.3.1. A közvetítő egységek amplitúdó-frekvencia karakterisztikája változik, a fáziskarakterisztika lineáris a frekvencia függvényében.

Ebben az esetben a lassan változó vivő fázisszöge a két oldalfrekvencia fázisszögének számtani középárnyosa

$$\gamma = \varphi_0 - \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} = 0.$$

Illetve

$$\alpha_1 = \alpha_2$$

$$\varphi_0 - \varphi_1 = \varphi_2 - \varphi_0$$

az egész frekvenciatartományban. (A csoportfutási-időingadozás az egész frekvenciatartományban zérus.)

Így a differenciálfázis

$$\varphi_{\text{diff}} = 0.$$

A differenciálerősítés (viszonyszám)

$$G_{\text{diff}} = \frac{\frac{A(f_{LV} + f_{sc}) + A(f_{LV} - f_{sc})}{A(f_{LV})}}{\frac{A(f_{FEK} + f_{sc}) + A(f_{FEK} - f_{sc})}{A(f_{FEK})}} - 1.$$

Itt

$$A_1(f_{LV}) = A(f_{LV} - f_{sc})$$

$$A_2(f_{LV}) = A(f_{LV} + f_{sc})$$

$$A_1(f_{FEK}) = A(f_{FEK} - f_{sc})$$

$$A_2(f_{FEK}) = A(f_{FEK} + f_{sc}).$$

Elméletileg nem követünk el nagy hibát, ha a „lassan változó” f_{LV} frekvenciát rögzítjük és azt a közép-frekvenciával (illetve a mikrohullámú sávközépfrekvenciával) vesszük azonosnak. (A hiba független a lassan változó értéktől.)

$$f_{LV} = f_{KF}.$$

A fekete szintnek (kioltó szintnek) megfelelő frekvenciát elektromos beállítási okok miatt vegyük azonosnak a sávszéli frekvenciával

$$f_{FEK} = f_1 = f_{KF} + f_{B'} = f_{KF} + 12 \text{ MHz}$$

$f_{B'} = 12 \text{ MHz}$, a közepes kapacitású berendezések esetén megadott frekvencia

Normáljuk a közvetítő egységek amplitúdó-frekvencia karakterisztikáját („A” görbét) a középfrekvencián felvett értékre és fejtjük sorba ezeket a normalizált értékeket. A harmadik tagnál megállunk. Itt vegyük figyelembe, hogy

$$a(f) = \frac{A(f)}{A(f_{KF})} \quad a(f_1) = \frac{A(f_1)}{A(f_{KF})} \quad a(f_{KF}) = 1.$$

(Normalizált alakok.)

Így a sorfejtések a következők:

$$a(f_{KF} + f_{sc}) = \frac{A(f_{KF} + f_{sc})}{A(f_{KF})} = 1 + \frac{1}{1!} \left(\frac{da}{df} \right)_{f_{KF}} f_{sc} + \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_{KF}} f_{sc}^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3a}{df^3} f_{sc}^3 +$$

$$a(f_{KF} - f_{sc}) = \frac{A(f_{KF} - f_{sc})}{A(f_{KF})} = 1 - \frac{1}{1!} \left(\frac{da}{df} \right)_{f_{KF}} f_{sc} + \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_{KF}} f_{sc}^2 - \frac{1}{3!} \frac{d^3a}{df^3} f_{sc}^3 +$$

$$a(f_1 + f_{sc}) = \frac{A(f_1 + f_{sc})}{A(f_{KF})} = a(f_1) + \frac{1}{1!} \left(\frac{da}{df} \right)_{f_1} f_{sc} + \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_1} f_{sc}^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3a}{df^3} f_{sc}^3 +$$

$$a(f_1 - f_{sc}) = \frac{A(f_1 - f_{sc})}{A(f_{KF})} = a(f_1) - \frac{1}{1!} \left(\frac{da}{df} \right)_{f_1} f_{sc} + \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_1} f_{sc}^2 - \frac{1}{3!} \frac{d^3a}{df^3} f_{sc}^3 + \dots$$

A differenciálerősítés ebben a megfogalmazásban

$$G_{\text{diff}} = \frac{\frac{a(f_{KF} + f_{sc}) + a(f_{KF} - f_{sc})}{a(f_1 + f_{sc}) + a(f_1 - f_{sc})} - 1}{a(f_1)}$$

A sorfejtéseket alkalmazva kapjuk, hogy

$$G_{\text{diff}} = \frac{2 + \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_{KF}} f_{sc}^2}{2a(f_1) + \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_1} f_{sc}^2} - 1.$$

Látható az eredményből, hogy a páratlan differenciálhányadosok kiesnek.

Most a gyakorlatban előforduló két esetet vizsgálunk meg:

a) A közvetítő egységek amplitúdó-frekvencia karakterisztikája („A” görbéje) lineáris

$$A(f) = A_{0F} + A_{1F}(f - f_{KF}).$$

Itt

$$A_{0F} = A(f_{KF}).$$

Az „A” karakterisztika normálva

$$a(f) = 1 + a_{1F}(f - f_{KF})$$

ahol

$$a_{1F} = \frac{A_{1F}}{A(f_{KF})}.$$

A második differenciálhányados értéke zérus

$$\frac{d^2a}{df^2} = 0.$$

A differenciálerősítés

$$G_{\text{diff}} = 0.$$

A közölt összefüggés szerint, ha az összeköttetés közvetítő egységeinek „A” görbéje lineáris, akkor a differenciálerősítés elvben zérus, látszólag bármilyen nagy is az eltérés. Ez azonban megtévesztő megállapítás, mert lineáris fáziskarakterisztika mellett gyakorlatilag igen meredek lineáris frekvenciamenet nehezen valószínűsíthető meg. (A mérések szerint 1 dB/12 MHz-nél nagyobb meredekség.) Nem szabad még azt sem szem elől téveszteni, hogy a wobbulátorok képernyője általában logaritmikus léptékkel rendelkezik, azaz dB-ben lineáris. Így ha a kérdéses frekvenciatartományban a műszer képernyőjén ferdén egyenes vonalat állítunk be, úgy a megállapításunk viszonylag csak kis ingadozás esetén érvényes, (1 dB/12 MHz-nél kisebb meredekség).

b) A közvetítő egységek amplitúdó-frekvencia karakterisztikája tisztán parabolikus, melynek szélső ér-

téke az f_{KF} középfrekvencián van. Az „A” karakterisztika ilyenkor

$$A(f) = A_{0F} + A_{2F}(f - f_{KF})^2.$$

Illetve normálva

$$a(f) = 1 + a_{2F}(f - f_{KF})^2.$$

Ennek második differenciálhányadosa

$$\frac{d^2 a}{df^2} = 2a_{2F}.$$

A viszonyokat akkor láthatjuk a legjobban, ha konkrét számértékekkel számolunk. Legyen a sávszéli amplitúdó-ingadozás $f_1 = f_{KF} + 12$ MHz sávszéli frekvencián középfrekvenciához viszonyítva 1 dB. (Ez igen laza előírás, a gyakorlatban ennél szigorúbb előírások érvényesek.)

Ennélfogva

$$20 \log a(f) = 1 \text{ dB}$$

$$a(f) = 1,1220$$

$$a(f) - 1 = 0,1220 = a_{2F} \cdot (f_1 - f_{KF})^2.$$

A függvényben szereplő másodrendű állandó értéke

$$a_{2F} = \frac{0,1220}{(f_1 - f_{KF})^2} = \frac{0,1220}{12^2} = 8,4735 \cdot 10^{-4} \frac{1}{\text{MHz}^2}.$$

Illetve

$$a_{2F}(f_1 - f_{KF})^2 = 0,1220.$$

A differenciálerősítés

$$G_{\text{diff}} = \frac{1 + a_{2F} f_{sc}^2}{1 + \frac{a_{2F} f_{sc}^2}{1 + a_{2F}(f_1 - f_{KF})^2}} - 1.$$

Az $\frac{1}{1+x} = 1 - x + x^2 - \dots$ közelítés alkalmazása esetén

$$G_{\text{diff}} = [1 + a_{2F} f_{sc}^2] \left[1 - \frac{a_{2F} f_{sc}^2}{1 + a_{2F}(f_1 - f_{KF})^2} \right] - 1$$

$$G_{\text{diff}} = a_{2F} f_{sc}^2 \left[1 - \frac{1}{1 + a_{2F}(f_1 - f_{KF})^2} \right]$$

A közelítés relatív hibája $2a_{2F} f_{sc}^2 = 3,34 \cdot 10^{-2} \sim 3,34 \%$

$$G_{\text{diff}} = a_{2F}^2 f_{sc}^2 \cdot (f_1 - f_{KF})^2.$$

Az alkalmazott közelítés hibája $a_{2F}(f_1 - f_{KF})^2 = 0,1220 \sim 13\%$. A számértékeket behelyettesítve kapjuk, hogy

$$G_{\text{diff}} = 2,029 \cdot 10^{-3} \sim 2,029 \cdot 10^{-1} \%.$$

Ez még a számítás viszonylagos pontatlansága ellenére is igen kis értéknek számít. A változás a mérőműszeren alig vehető észre.

3.3.2. A közvetítő egységek amplitúdó-frekvencia karakterisztikája állandó, de a fáziskarakterisztika nem lineáris a frekvencia függvényében

Miután

$$A_1 = A_2 = A_0.$$

A differenciálerősítés az előzőek alapján

$$G_{\text{diff}} = \frac{\cos \gamma(f)}{\cos \gamma(f_{FEK})} - 1,$$

ahol a fázis-nonlinearitás a kérdéses frekvenciatartományban

$$2\gamma(f) = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} - \varphi_0.$$

A differenciálfázis a (3.2.2) képlet alapján

$$\varphi_{\text{diff}} = \frac{\varphi_2(f) - \varphi_1(f)}{2} - \frac{\varphi_2(f_{FEK}) - \varphi_1(f_{FEK})}{2}.$$

Ebben az esetben a TV differenciáltorzítás mindkét fajtája fellép. Számszerű adatokkal látni fogjuk, hogy a futási idő változásai számottevően befolyásolják a TV differenciáltorzítás értékeit.

Matematikai függvények helyett itt célszerű a gyakorlatban esetleg előforduló, ill. mért számszerű értékekkel számolni. Ennek érdekében fejtsük Taylor-sorba a fázisgörbe függvényét

$$\gamma(f) = \frac{1}{2} \left[\frac{\varphi(f + f_{sc}) + \varphi(f - f_{sc})}{2} - \varphi(f) \right]$$

$$\gamma(f_1) = \frac{1}{2} \left[\frac{\varphi(f_1 + f_{sc}) + \varphi(f_1 - f_{sc})}{2} - \varphi(f_1) \right]$$

$$(f_1 = f_{FEK})$$

$$\varphi_1 = \varphi(f + f_{sc}) = \varphi(f) + \frac{2\pi}{1!} \left(\frac{d\varphi}{d\omega} \right)_f f_{sc} +$$

$$+ \frac{(2\pi)^2}{2!} \left(\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right)_f f_{sc}^2 + \frac{(2\pi)^3}{3!} \left(\frac{d^3\varphi}{d\omega^3} \right)_f f_{sc}^3 + \dots$$

$$\varphi_2 = \varphi(f - f_{sc}) = \varphi(f) - \frac{2\pi}{1!} \left(\frac{d\varphi}{d\omega} \right)_f f_{sc} +$$

$$+ \frac{(2\pi)^2}{2!} \left(\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right)_f f_{sc}^2 - \frac{(2\pi)^3}{3!} \left(\frac{d^3\varphi}{d\omega^3} \right)_f f_{sc}^3 + \dots$$

$$\varphi_0 = \varphi(f).$$

A fázis-nonlinearitás f mérőfrekvencián, ha bevezetjük a

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega} \quad \text{csoportfutási időt}$$

$$\gamma(f) = \frac{1}{2} \left[\frac{(2\pi)^2}{2!} \left(\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right)_f f_{sc}^2 \right] =$$

$$= \frac{1}{4} 2\pi \frac{d\tau}{df} f_{sc}^2 = \frac{\pi}{2} \left(\frac{d\tau}{df} \right)_f f_{sc}^2.$$

Ugyanez f_1 referenciakérvencián (vagy az általunk célszerűen választott kérvencián)

$$\gamma(f_1) = \frac{\pi}{2} \left(\frac{d\tau}{df} \right)_{f_1} f_{sc}^2$$

$$\frac{d\tau}{df}$$

a futási időnek 1 Hz-re eső megváltozása sec-ban. Itt a futási időnek 1 MHz-re eső megváltozását célszerű használni

$$10^9 \frac{d\tau}{df} = \frac{d\tau}{df_H} \left[\frac{\text{sec}}{\text{MHz}} \right]$$

A differenciálerősítés ebben a megfogalmazásban

$$G_{\text{diff}} = \frac{\cos \frac{\pi}{2} \left(\frac{d\tau}{df_H} \right) f_{sc}^2 \cdot 10^{-6}}{\cos \frac{\pi}{2} \left(\frac{d\tau}{df_H} \right)_{f=f_1} f_{sc}^2 \cdot 10^{-6}} - 1$$

Legyen pl. $\left(\frac{d\tau}{df_H} \right)_1 = 0$ és $\frac{d\tau}{df_H} = 5 \cdot 10^{-9}$

$$\left[\frac{\text{sec}}{\text{MHz}} \right] = 5 \cdot n \text{ sec/MHz.}$$

Ez már eléggé szeszélyes változásnak felel meg. Az

$$x = \frac{\pi}{2} \left(\frac{d\tau}{df_H} \right) \cdot f_{sc}^2 \cdot 10^{-6} = \frac{\pi}{2} \cdot 5 \cdot 10^{-9} \times$$

$$\times (4,43 \cdot 10^6)^2 \cdot 10^{-6} = 1,54 \cdot 10^{-1}$$

jelölés alkalmazásával a differenciálerősítés

$$G_{\text{diff}} = \left[1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \dots \right] - 1 \approx \frac{x^2}{2} = 1,2 \cdot 10^{-2} \sim 1,2\%$$

$$\left(\begin{array}{l} \text{A számítás relatív hibája} \frac{\frac{x^4}{4!}}{\frac{x^2}{2!}} = \frac{x^2}{3 \cdot 4} = 1,98 \cdot 10^{-3} \sim \\ \sim 0,2\% \end{array} \right).$$

A differenciálfázis ebben a megfogalmazásban

$$\varphi_{\text{diff}} = \frac{\varphi(f+f_{sc}) - \varphi(f-f_{sc})}{2} - \frac{\varphi(f_1+f_{sc}) - \varphi(f_1-f_{sc})}{2}$$

Sorfejtés alkalmazásával

$$\varphi_{\text{diff}} = 2\pi \frac{d\varphi}{d\omega_f} f_{sc} - 2\pi \frac{d\varphi}{d\omega_{f_1}} = 2\pi f_{sc} [\tau(f) - \tau(f_1)].$$

Ha a csoportfutási időingadozás az egész mérőtartományban

$$\Delta\tau = \tau(f) - \tau(f_1) = 5 \cdot n \text{ sec}$$

$$\varphi_{\text{diff}} = 1,4 \cdot 10^{-1} \sim 14\%.$$

A mérési eredmények a tapasztalat alapján valamivel kedvezőbbek, ami részben a számításnál alkalmazott közelítések eredménye, de sok esetben ezek sem fogadhatók el.

Innen látható, hogy a mikrohullámú átviteli csatornában a csoportfutási időingadozás-előírást figyelembe véve az előzőekben elmondottakat igen szigorúan kell megszabni. Pl. GTT 8000/960 berendezés esetén $70 \text{ MHz} \pm 12 \text{ MHz}$ -es kérvenciatartományban az előírás $\Delta\tau < 2 \text{ n sec}$.

Végezetül néhány mérési eredményt közlünk a $70 \pm 12 \text{ MHz}$ -es kérvenciatartományban mérve. ($\Delta A_{\text{dB}} = A$ görbe ingadozás dB-ben $\Delta\tau$ csoportfutási időingadozás.)

a) Alapállapot

$$\Delta A_{\text{dB}} = 0,1 \text{ dB}$$

$$G_{\text{diff}} = -0,7\%$$

$$\Delta\tau < 1,5 \text{ n sec}$$

$$\varphi_{\text{diff}} = +0,7^\circ$$

b) $\Delta A_{\text{dB}} = 1 \text{ dB}$ (lineáris)

$$G_{\text{diff}} = -0,7\%$$

$$\Delta\tau < 1,5 \text{ n sec}$$

$$\varphi_{\text{diff}} = +0,7^\circ$$

c) $\Delta A_{\text{dB}} = 2 \text{ dB}$ (lineáris)

$$G_{\text{diff}} = -0,7\%$$

$$\Delta\tau < 1,5 \text{ n sec}$$

$$\varphi_{\text{diff}} = +0,6^\circ$$

d) $\Delta A_{\text{dB}} = 1 \text{ dB}$ (parabolikus)

$$G_{\text{diff}} = -0,9\%$$

$$\Delta\tau < 1,5 \text{ n sec}$$

$$\varphi_{\text{diff}} = +0,7^\circ$$

e) $\Delta A_{\text{dB}} < 0,1 \text{ dB}$

$$G_{\text{diff}} = -0,8\%$$

$$\Delta\tau = 4 \text{ n sec (lineáris)}$$

$$\varphi_{\text{diff}} = 0,1^\circ$$

e) $\Delta A_{\text{dB}} < 0,1 \text{ dB}$

$$G_{\text{diff}} = -0,8\%$$

$$\Delta\tau = 4 \text{ n sec}$$

$$(lineáris)$$

$$\varphi_{\text{diff}} = 0,1$$

f) $\Delta A_{\text{dB}} < 0,1 \text{ dB}$

$$G_{\text{diff}} = -0,9\%$$

$$\Delta\tau = 3 \text{ n sec}$$

$$(parabolikus)$$

$$\varphi_{\text{diff}} = 0,9^\circ$$

g) $\Delta A_{\text{dB}} < 0,1 \text{ dB}$

$$G_{\text{diff}} = -1\%$$

$$\Delta\tau = 3 \text{ n sec}$$

$$(egy hullámperiódus)$$

$$\varphi_{\text{diff}} = 1,2^\circ$$

3.3.3. Az antenna-tápvonalrendszer illesztetlensége következtében előálló TV differenciáltorzítás számítása 9. ábra

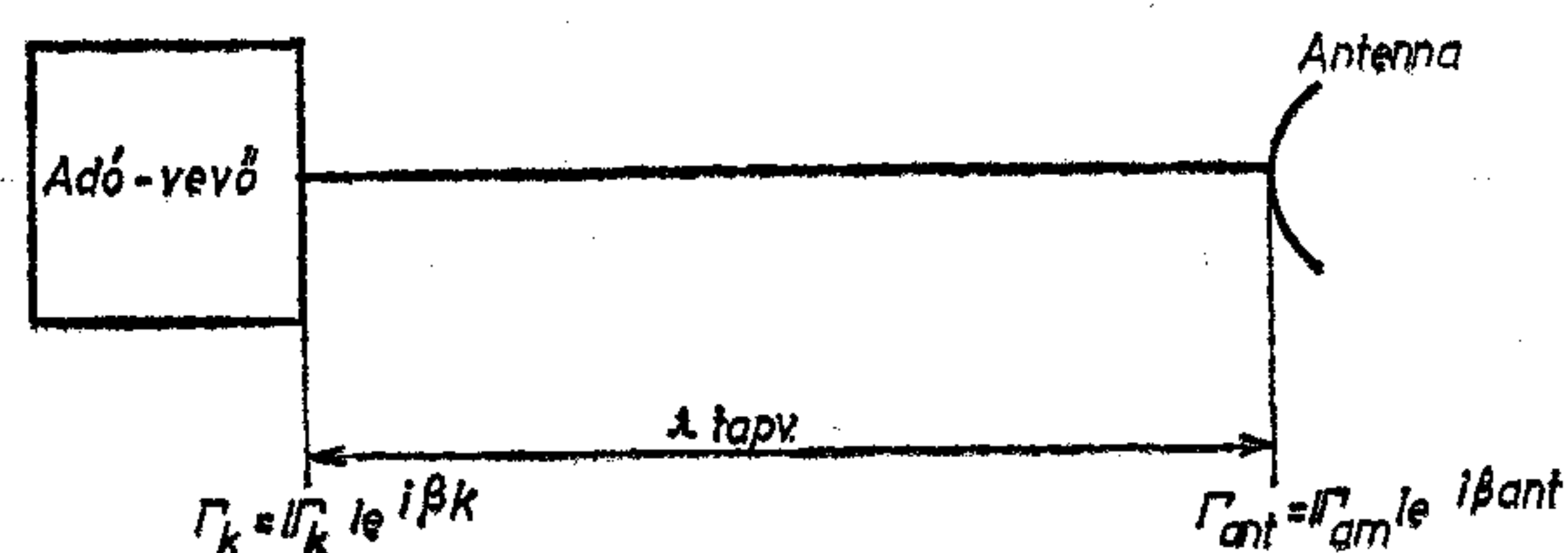
A mikrohullámú állomáson az antennát az adó-vevő kerettel az antenna-tápvonalrendszer köti össze.

Jelöljük az adó-vevő keret illesztetlenségéből származó reflexiós tényezőt

$$\Gamma_K = |\Gamma_K| e^{j\beta_K}$$

-val és az antenna illesztetlenségéből származó reflexiós tényezőt az antenna és a tápvonal csatlakozóján.

$$\Gamma_{\text{ant}} = |\Gamma_{\text{ant}}| e^{j\beta_{\text{ant}}}$$



9. ábra. Illesztetlenség az antenna tápvonalrendszerben

-al. Vétel esetén a keretről visszaverődő hullám az antenna csatlakozóról újból visszaverődik. Az eredő reflexiós tényező

$$\Gamma = \Gamma_K \Gamma_{\text{ant}} = |\Gamma_K| |\Gamma_{\text{ant}}| e^{j(\beta_K + \beta_{\text{ant}})} = |\Gamma| e^{j\beta}$$

ahol a mikrohullámú berendezés bemenete és a tápvonal közötti reflexiós tényező

$$|\Gamma| = |\Gamma_K| |\Gamma_{\text{ant}}| \quad \beta = \beta_K + \beta_{\text{ant}}.$$

Pl. ha az állóhullámarány a tápvonal mindkét végén

$$r_{\text{ant}} = r_K = 1,2$$

(ami analóg TV átvitel esetén már igen rossz illesztésnek számít), akkor a reflexiós tényezők

$$\frac{r_{\text{ant}} - 1}{r_{\text{ant}} + 1} = |\Gamma_{\text{ant}}| = |\Gamma_K| \approx 0,09.$$

Az eredő reflexiós tényező abszolút értéke

$$|\Gamma| = |\Gamma_{\text{ant}}| |\Gamma_K| \approx 8,26 \cdot 10^{-3}.$$

A tápvonal csillapításának elhanyagolásával azt a pesszimális esetet tételeztük fel, hogy a visszavert hullám amplitúdója a tápvonalban történő terjedés folyamán nem csökken.

Az adás esetén a folyamat természetesen fordítva játszódik le. Az eredő hullám jó közelítéssel a beeső és a kétszeresen visszaverődött hullám összege.

$$U(t) = U_v \cos \omega_v t + |\Gamma| U_v \cos [\omega_v t + (\omega_v \tau + \beta)].$$

$$\text{Itt } \tau = \frac{2l}{V_{cs}}$$

a csoportfutási idő, és

$$V_{cs} = c \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_v}\right)^2}$$

és l a tápvonal hossza

a csoport-sebesség a tápvonalban.

Továbbá

$$c = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}} \quad \text{a fény terjedési sebessége}$$

= a tápvonal határfrekvenciája.

(Elliptikus keresztmetszetű tápvonal esetén TE_{11c} .)

A csoport-sebesség változását az $f_v \pm \Delta f_v \pm 12$ MHz-es sávban elhanyagoljuk. A relatív hiba $f_c = 1,15 f_v$ és $f_v = 2$ GHz esetén

$$H_1 = \frac{\Delta V_{cs}}{V_{cs}} = \frac{1}{V_{cs}} \frac{dV_{cs}}{df_v} \Delta f_v = \left(\frac{f_c^2}{f_v^2 - f_c^2} \right) \left(\frac{\Delta f_v}{f_v} \right) = 2,34 \cdot 10^{-2} \sim 2,34\%.$$

Az eredő hullámot

$$U(t) = a_v \cos \omega_v t - b_v \sin \omega_v t = U_{VE} \cos (\omega_v t + \varphi_E)$$

alakban felírva trigonometrikus műveletek elvégzése után kapjuk, hogy

$$a_v = U_{VE} \cos \varphi_E = U_v [1 + |\Gamma| \cos (\omega_v \tau + \beta)]$$

$$b_v = U_{VE} \sin \varphi_E = U_v |\Gamma| \sin (\omega_v \tau + \beta).$$

Az eredő amplitúdó

$$U_{VE}^2 = U_v^2 [1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos (\omega_v \tau + \beta)].$$

Illetve jó közelítéssel. (Mivel $|\Gamma| \ll 1$)

$$U_{VE} \approx U_v \sqrt{1 + 2|\Gamma| \cos (\omega_v \tau + \beta)} = U_v [1 + |\Gamma| \cos (\omega_v \tau + \beta)].$$

Az eredő amplitúdó-frekvencia görbe ebből

$$A(\omega_v) = \frac{U_{VE}}{U_v} = 1 + |\Gamma| \cos [\omega_v \tau + \beta].$$

(A közelítés hibája $|\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3}$ esetén kisebb, mint

$$H_2 = 2 \cdot |\Gamma|^2 = 1,36 \cdot 10^{-4} \sim 1,36 \cdot 10^{-2} \%.$$

Az eredő fázis a fenti egyenletekből

$$\text{tg } \varphi_E = \frac{|\Gamma| \sin (\omega_v \tau + \beta)}{1 + |\Gamma| \cos (\omega_v \tau + \beta)} \approx |\Gamma| \sin (\omega_v \tau + \beta).$$

(A közelítés hibája $|\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3}$ esetén kisebb, mint

$$H_3 = |\Gamma|^2 = 6,83 \cdot 10^{-5} \sim 6,83 \cdot 10^{-3} \%.)$$

A differenciáltorzítások számítása érdekében képezzük a következő mennyiségeket:

A relatív fázisok:

$$\varphi_{0E} = \varphi_E(\omega) = |\Gamma| \sin (\omega \tau + \beta) = \varphi_{0E}(\omega)$$

$$\varphi_{1E} = \varphi_E(\omega - \omega_{sc}) = |\Gamma| \sin [(\omega - \omega_{sc}) \tau + \beta] = \varphi_{1E}(\omega)$$

$$\varphi_{2E} = \varphi_E(\omega + \omega_{sc}) = |\Gamma| \sin [(\omega + \omega_{sc}) \tau + \beta] = \varphi_{2E}(\omega).$$

Az amplitúdó átviteli görbék

$$A_0 = A(\omega) = 1 + |\Gamma| \cos [\omega \tau + \beta] = A_0(\omega)$$

$$A_1 = A(\omega - \omega_{sc}) = 1 + |\Gamma| \cos [(\omega - \omega_{sc}) \tau + \beta] = A_1(\omega)$$

$$A_2 = A(\omega + \omega_{sc}) = 1 + |\Gamma| \cos [(\omega + \omega_{sc}) \tau + \beta] = A_2(\omega).$$

A trigonometrikus műveleteket elvégezve kapjuk, hogy

$$\varphi_{1E} = |\Gamma| [\sin (\omega \tau + \beta) \cos \omega_{sc} \tau - \cos (\omega \tau + \beta) \sin \omega_{sc} \tau]$$

$$\varphi_{2E} = |\Gamma| [\sin (\omega \tau + \beta) \cos \omega_{sc} \tau + \cos (\omega \tau + \beta) \sin \omega_{sc} \tau]$$

$$A_1 = 1 + |\Gamma| [\cos \omega \tau + \beta) \cos \omega_{sc} \tau + \sin (\omega \tau + \beta) \sin \omega_{sc} \tau]$$

$$A_2 = 1 + |\Gamma| [\cos (\omega \tau + \beta) \cos \omega_{sc} \tau - \sin (\omega \tau + \beta) \sin \omega_{sc} \tau].$$

A fázis-nonlinearitás a vizsgált frekvenciatartományban

$$2\gamma_E = \varphi_{0E} - \frac{\varphi_{1E} + \varphi_{2E}}{2} = |\Gamma| \sin (\omega \tau + \beta) [1 - \cos \omega_{sc} \tau]$$

$$2\gamma_E < 2|\Gamma|.$$

Itt $|\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3}$ esetén érvényesek a következő egyenlőtlenségek

$$2\gamma_E < 0,0166$$

$$\cos 2\gamma_E > 0,9998622.$$

(Tehát, ha a

$$\cos 2\gamma_E = 1 - \frac{(2|\Gamma|)^2}{2!} + \frac{(2|\Gamma|)^4}{4!} - \dots \approx 1$$

közelítést fogadjuk el, úgy a relatív hiba

$$H_4 = 2|\Gamma|^2 = 1,36 \cdot 10^{-4} \sim 1,36 \cdot 10^{-2} \%.$$

$$\operatorname{tg} \gamma_E < 8,3 \cdot 10^{-3} = |\Gamma|.$$

(Hasonlóan, ha a

$$\operatorname{tg} \gamma_E = \gamma_E - \frac{\gamma_E^3}{3} + \dots \approx 0$$

közelítést fogadjuk el, úgy a relatív hiba egységhez viszonyítva

$$H_5 = |\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3}.$$

A relatív mennyiségek a következők

$$\begin{aligned} \frac{A(\omega + \omega_{sc}) + A(\omega - \omega_{sc})}{A(\omega)} &= \\ &= \frac{2[1 + |\Gamma| \cos(\omega\tau + \beta) \cos \omega_{sc}\tau]}{1 + |\Gamma| \cos(\omega\tau + \beta)} \\ \frac{A(\omega + \omega_{sc}) + A(\omega_1 - \omega_{sc})}{A(\omega)} &= \\ &= \frac{2[1 + |\Gamma| \cos(\omega_1\tau + \beta) \cos \omega_{sc}\tau]}{1 + |\Gamma| \cos(\omega_1\tau + \beta)}. \end{aligned}$$

A differenciálerősítés

$$G_{\text{diff}} = \frac{\left[\frac{1 + |\Gamma| \cos(\omega\tau + \beta) \cos \omega_{sc}\tau}{1 + |\Gamma| \cos(\omega\tau + \beta)} \right]}{\left[\frac{1 + |\Gamma| \cos(\omega_1\tau + \beta) \cos \omega_{sc}\tau}{1 + |\Gamma| \cos(\omega_1\tau + \beta)} \right]} - 1.$$

Ennek maximális értéke

$$G_{\text{diff max}} = \frac{\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}}{\frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|}} - 1 = \left[\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \right]^2 - 1$$

$$|\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3} \text{ esetén } G_{\text{diff}} = 3,36 \cdot 10^{-2} \sim 3,36 \%.$$

A differenciálfázis

$$\varphi_{\text{diff}} = \frac{\varphi_{2E}(f) - \varphi_{1E}(f)}{2} - \frac{\varphi_{2E}(f_1) - \varphi_{1E}(f_1)}{2}$$

$$\varphi_{\text{diff}} = |\Gamma| \sin \omega_{sc}\tau [\cos(\omega\tau + \beta) - \cos(\omega_1\tau + \beta)].$$

A differenciálfázis maximális értéke

$$\varphi_{\text{diff max}} = 2|\Gamma|$$

$$|\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3} \text{ esetén } \varphi_{\text{diff max}} = 0,01652 \text{ rad} = 0,95^\circ$$

Ebben a vonatkozásban érdemes megemlíteni azt a speciális esetet, amikor

$$\cos \omega_{sc}\tau = 1.$$

Ilyenkor

$$\omega_{sc}\tau = 2\pi n$$

illetve

$$\tau = \frac{r}{f_{sc}}.$$

Ekkor a TV differenciáltorzítás mindkét fajtája zérus.

3.3.4. Többutas terjedés következtében fellépő TV differenciáltorzítások számítása

Ez az eset elvben hasonló az előző fejezetben tárgyaltal. A lényeges különbség abban áll, hogy a

$$|\Gamma| = |\Gamma_K| |\Gamma_{\text{ant}}|$$

mennyiség helyébe egyszerűen az egyszeri reflexiós tényező lép.

Többutas terjedést, mint ismeretes erősen nyitott RF szakasz esetén talaj vízfelület és valamilyen inverziós réteg okozhat.

Lényeges különbség az előző fejezettel szemben elsősorban a $|\Gamma|$ nagyságrendjében van. Itt a visszaverő réteg jellegétől függően $= 0,2 \dots 0,8$ nagyságú reflexiós tényező is lehetséges. Ha tehát az előző fejezetben követett számítási eljárást követjük, akkor a számítás pontossága a megnövekedett reflexiós tényező miatt erősen lecsökken és emellett jóval nagyobb differenciáltorzításra lehet számítani.

Például $|\Gamma| = 0,2$ esetén a „mélyfading” értéke csupán

$$A_F = 20 \log [1 - |\Gamma|] = 20 \log [1 - 0,2] = -1,94 \text{ dB}$$

tehát a berendezés a szokásos névleges bemenő szintet alapul véve bőven az AGC szabályozási tartományon belül működik. Az előző számítás pontossága viszont hozzávetőleg a következőképpen alakul:

$$H_2 = 2|\Gamma|^2 = 0,03$$

$$H_3 = |\Gamma|^2 = 0,04$$

$$H_4 = 2|\Gamma|^2 = 0,08$$

$$H_5 = |\Gamma| = 0,2$$

$$0,4 \sim \text{kb. } 40\%.$$

Ilyen pontatlansággal már számolni nem lehet. Ekkor már sajnos az eredeti összefüggéseket kell használni és gépi feldolgozáshoz kell folyamodni.

Ez már csak azért is indokolt, mert míg a tápvonal-reflexió berendezés tervezési probléma, addig a többutas terjedés telepítéstervezési probléma, és miután az utóbbi statisztikusan fellépő jelenség jelenlétét min. 1 éven át történő terjedési mérésekkel kell igazolni.

A többutas terjedés következtében létrejövő amplitúdó-frekvencia görbe értékei vizsgálati frekvencián (a mikrohullámú frekvenciasávban)

$$A(\omega) = A_0(\omega) = \sqrt{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\omega\tau + \beta)}$$

Illetve

$$A(\omega + \omega_{sc}) = A_1(\omega) = \sqrt{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos[(\omega + \omega_{sc})\tau + \beta]}$$

$$A(\omega - \omega_{sc}) = A_2(\omega) = \sqrt{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos[(\omega - \omega_{sc})\tau + \beta]}$$

A β értéke (a visszavert jel fázisa a közvetlen jelhez viszonyítva) többutas terjedésnél általában $\beta \approx \pi$.

A fázis-frekvencia görbe értékei ω vizsgálati frekvencián (a mikrohullámú frekvenciasávban)

$$\varphi_E(\omega) = \varphi_0(\omega) = \arctg \left\{ \frac{|\Gamma| \sin(\omega\tau + \beta)}{1 + |\Gamma| \cos[(\omega + \omega_{sc})\tau + \beta]} \right\}$$

Illetve

$$\begin{aligned} \varphi_E(\omega + \omega_{sc}) &= \varphi_1(\omega) = \\ &= \arctg \left\{ \frac{|\Gamma| \sin[(\omega + \omega_{sc})\tau + \beta]}{1 + |\Gamma| \cos[(\omega + \omega_{sc})\tau + \beta]} \right\} \\ \varphi_E(\omega - \omega_{sc}) &= \varphi_2(\omega) = \\ &= \arctg \left\{ \frac{|\Gamma| \sin[(\omega - \omega_{sc})\tau + \beta]}{1 + |\Gamma| \cos[(\omega - \omega_{sc})\tau + \beta]} \right\} \end{aligned}$$

A kimenő alapsávi feszültség a következő mennyiséggel egyenesen arányos

$$A_B(\omega) =$$

$$= \frac{1}{A_0(\omega)} \sqrt{A_1^2(\omega) + A_2^2(\omega) + 2A_1(\omega)A_2(\omega) \cos 2\gamma(\omega)}$$

ahol

$$\gamma(\omega) = \varphi_0(\omega) - \frac{\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega)}{2}$$

A kimenő alapsávi jel fázisa ω vizsgálati frekvencián

$$\varphi_B(\omega) = \frac{\varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)}{2} +$$

$$+ \arctg \left\{ \left[\frac{A_1(\omega) - A_2(\omega)}{A_1(\omega) + A_2(\omega)} \right] \operatorname{tg} \gamma(\omega) \right\}$$

A differenciálerősítés (ω_1 = referencia frekvencia)

$$G_{\text{diff}} [\%] = \left[\frac{A_B(\omega)}{A_B(\omega_1)} - 1 \right] 100.$$

A differenciálfázis

$$\varphi_{\text{diff}} = \varphi_B(\omega) - \varphi_B(\omega_1).$$

Ezek számítása gépi úton lehetséges. (Pl. Texas TI-58C, 59.) Mivel ω és ω_1 általában igen közelálló értékek, ezért a TV differenciáltorzítások értékei kis nyitottságú RF szakaszok esetén (néhány szabad Fresnel-zóna) elhanyagolhatóan kis értékűek.

$$f_1 - f = 12 \text{ MHz}$$

esetén a TV differenciáltorzítások akkor vehetnek már fel számottevő értéket, ha Δ útkülönbség mellett

$$\left[(\omega_1 - \omega) \frac{\Delta}{c} \right] \frac{180^\circ}{\pi} > 5^\circ$$

$$\text{Itt } c = 2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}}$$

Illetve $\Delta > 0,35 \text{ m}$.

Ez $f = 3 \text{ GHz}$ frekvencia mellett a 6. Fresnel-zónának felel meg. Tehát mikrohullámú TV közvetítés ese-

tén a nagy nyitottságú RF szakaszok a TV differenciáltorzításokat kedvezőtlenül befolyásolják.

Gépi úton történő számítások ezt valóban igazolják is. Az 5. és 6. nyitott Fresnel-zóna esetén, ha talajmenti szabályos rétegződés esete fennáll, a differenciáltorzítások növekedése jóllehet az idő kis százalékában, de felléphet. Ezért ilyen esetben mint ahogy ezt már említettük új szakasz telepítése, vagy az állomás kitűzése előtt terjedési méréseket kell végezni.

3.3.5. Számítógépes program TI-58C és TI-59 (Texas) készülékre többutas terjedés következtében előálló differenciáltorzítások számítására

A program elkészítésénél ügyeltünk arra, hogy a program mindkét készüléken futtatható legyen. Az eredeti program TI-58C-re érvényes, aminek az a hátránya, hogy az f_{sc} színsegédvívó frekvenciát az f működési frekvenciát és az f_1 referencia frekvenciát mindig programfuttatás előtt újra be kell táplálni.

A TI-59-es készüléken végrehajtandó műveleteket, illetve pótlólagos műveleteket zárójelben jeleztük.

A betáplálás előtt végzendő műveletek:

TI-58C esetén 2—2 nd—Op—17 kijelzés 319,19
(TI-59 esetén 3—2 nd—Op—17 kijelzés 719,29)

Ezen műveletek előtt ne felejtjük el 2—2 nd—Fix és a 2—2 nd—Eng műveletek elvégzését.

Betáplálandó adatok:

$ \Gamma $ = reflexiós tényező abszolút értéke	STO—01
$\beta = 2 \text{ nd } \pi$	STO—02
$f_{sc} = 4433618,75 \text{ Hz}$	STO—03 STO—23
f = működési frekvencia Hz	STO—04 (STO—24)
f_1 = referencia frekvencia Hz	STO—05 (STO—25)
Δ = útkülönbség [m]	STO—06
$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/sec}$	STO—07

A program kiadja (R/S) a differenciálerősítést százalékban és a differenciálfázist fokokban.

4. Következtetések

A közlemény eredményeit összefoglalva a következőket állapíthatjuk meg:

1. MODEM rövidzárban a differenciálerősítés a linearitás ismeretében berendezésvázlat-tervezési szempontból számítható (3.1).

2. Ha a közvetítő egységek „A” görbéje lineáris a frekvencia függvényében és az ingadozás $\pm 12 \text{ MHz}$ -es frekvenciatartományban kisebb, mint 2 dB, úgy a differenciálpáráméterek gyakorlatilag elhanyagolhatóan kicsinyek ($\tau = \text{const}$).

3. Ugyanez a megállapítás érvényes a tisztán para-

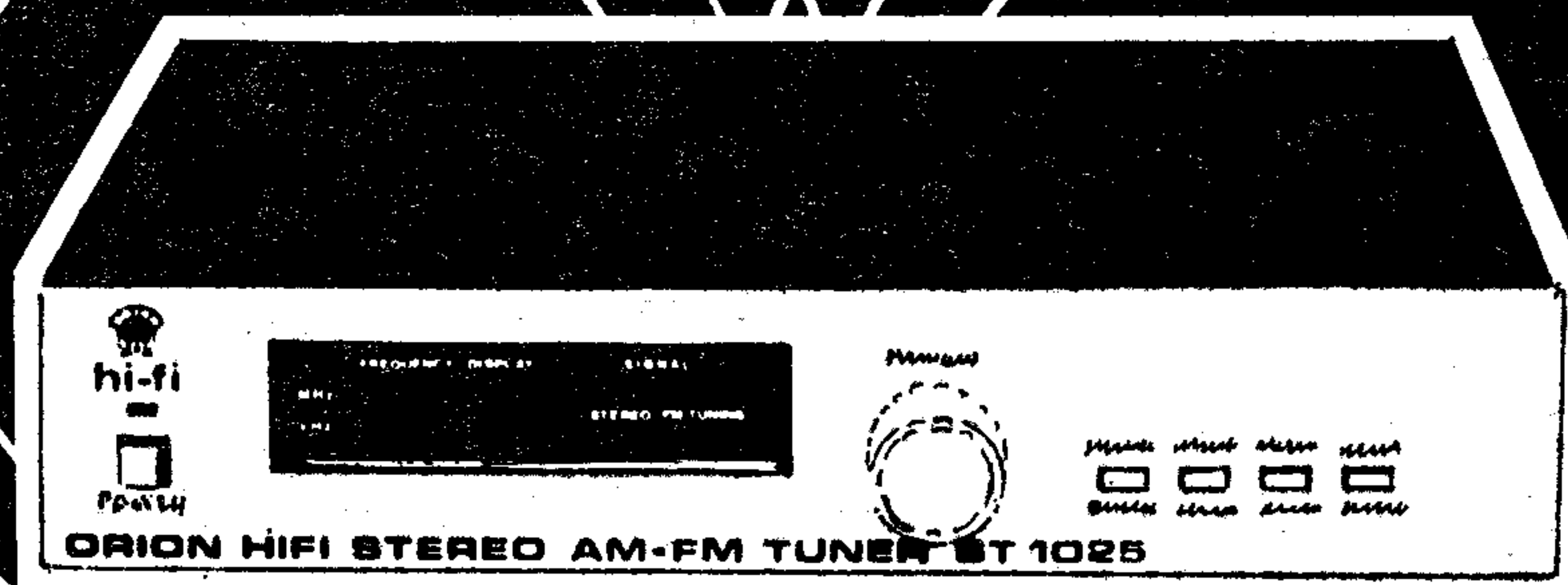
5. Új és nagyobb nyitottságú *RF* szakaszok kiti-
zése esetén, ha szabályos meteorológiai alakzatok kép-
ződésének veszélye fennáll (5. Fresnel-zónánál na-
gyobb nyitottság) ajánlatos terjedési méréseket vé-
gezni (min. 1 év időtartamban).

- [1] *František Straňák Cs.*: Zkreslení barvonosné vlny diferenčialním ziskem a diferenciální fází při přenosu barevneho obrazového signalu radioreléovým spojem s kmitočtovou modulaci. Slaboproudy obzor 32. (1971) číslo. 6.
- [2] *Dr. Csernoch János—Dr. Hetényi Tamás*: Mikrohullámú PCM hírközlés — Mikrohullámú PCM hírhálózatok tervezése. KKVMF továbbképző jegyzet.
- [3] *Dr. Csernoch János*: Földfelület hatása az elektromágneses hullámok terjedésére. ORION—BHG—TRT Műszaki Közlemények. XXIV. évf. 1978. 3. szám.
- [4] *Dr. Csernoch János*: Mikrohullámú berendezések. KKVMF jegyzet. Műszaki Könyvkiadó.



ORION

mini-hifi



ST 1025 sztereó tuner

- OIRT és CCIR rendszerű ultrarövidhullámú FM sávok
- Közép és nyújtott rövidhullámú (49 m) AM sávok
- Digitális frekvenciakijelzés minden vételi sávon
- Servo Lock áramkör
- LED-soros térerősségmérő
- Zajhatarolt érzékenység:
- Jel/zajviszony:

- Harmonikus torzítás:
- Sztereó-szétválasztás:
- Hangfrekvenciás átviteli tartomány:
- Teljesítményfelvétel:
- Tápfeszültség:
- Méretek:

FM: 1 μ V

AM: 150 μ V

FM: 70 dB

AM: 50 dB

FM: 0,2%

AM: 1,5%

35 dB

FM: 16 Hz – 16 kHz

AM: 20 Hz – 2700 Hz

6 W

220 V 50 Hz

280x56x225 mm

Klasszikus térelmélet a mikroelektronika oktatásában

DR. VESZELY GYULA—DR. ZOMBORY LÁSZLÓ
BME Elméleti Villamosságtan Tanszék

ÖSSZEFOGLALÁS

Az elektromágneses elvek oktatására a mikroelektronikai problémák termékenyítőleg hathatnak. A klasszikus térelmélet szempontjából áttekintjük a félvezető eszközök alapegyenleteit. Néhány példát mutatunk be a félvezető eszközök területéről, amelyek feladataként szolgálhatnak a térelmélet oktatásában.

Bevezetés

A mikroelektronikai struktúrákban, félvezető eszközökben, monolit és hibrid IC-kben fellépő jelenségek alapvetően elektromágneses természetűek. Ennek dacára az oktatásban a félvezetőfizikai nézőpont túlhangsúlyozódik, az elektrodinamikai elvek pedig gyakorlatilag teljesen elhanyagolódnak.

A szerzők véleménye szerint az elektromágneses elvek oktatására a mikroelektronikai feladatok — mind az elektromágneses háttér bevezetése, mind az elektromágneses elvekre példaként szolgáló valódi félvezető struktúrák vizsgálata — termékenyítőleg hatnak.

Az alábbiakban a szerzők mindkét vonalat megkísérik bemutatni. Először a félvezető alapegyenletekkel kapcsolatos térelméleti fogalmakat vizsgálják, majd különböző példákat mutatnak be.

1. A félvezető alapegyenletek levezetése a Maxwell egyenletekből [1] [2] [3]

Megmutatjuk, hogy az alapegyenletek a Maxwell egyenletekből levezethetők. Azokat az eredményeket, amelyeket ilyen módon nyerünk *klasszikusnak* a többit *kvázi-klasszikusnak* nevezzük.

1.1 A Maxwell egyenletek

A Maxwell egyenletek SI rendszerbeli szokásos formáját használjuk

$$(1) \quad \text{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$$

$$(2) \quad \text{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

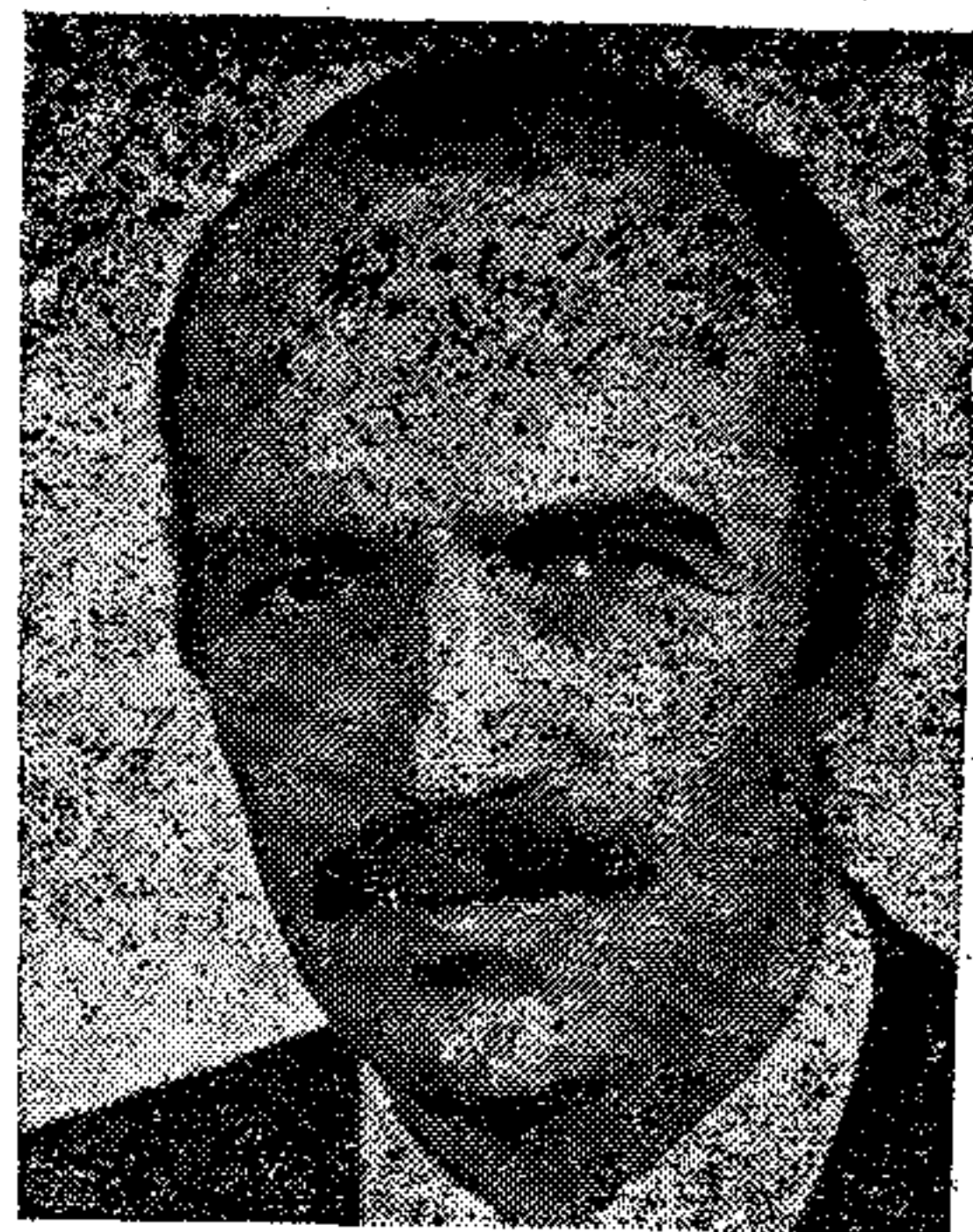
$$(3) \quad \text{div} \mathbf{D} = \rho$$

$$(4) \quad \text{div} \mathbf{B} = 0$$

Beérkezett. 1986. I. 2. (H)

DR. VESZELY GYULA

A BME Elméleti Villamosságtan Tanszékének docense. 1962-ben a BME híradástechnika szakán villamosmérnöki, 1967-ben mikrohullámú szakmérnöki oklevelet szerzett. 1977-ben elnyerte a műszaki tudományok kandidátusa címet. Az URSI Magyar Nemzeti Bizottságnak tagja.

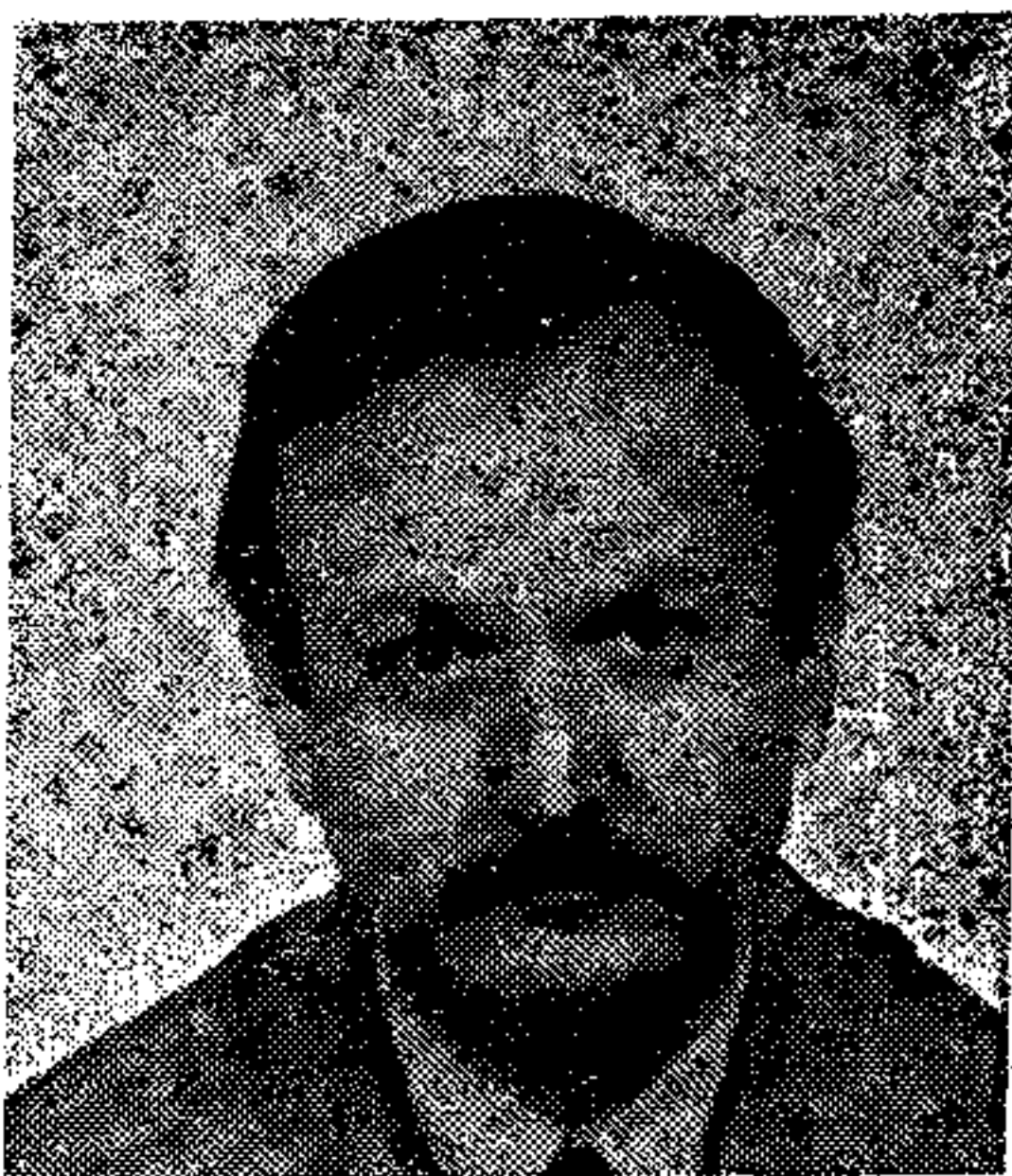


Számos közlemény és konferenciaelőadás szerzője. Fő kutatási területei: félvezető technológiák és eszközök számítógépes modellezése, üveg-szálak elektromágneses elmélete.

DR. ZOMBORY LÁSZLÓ

A BME Elméleti Villamosságtan Tanszékének docense, 1965-ben végzett a BME Villamosmérnöki Kar híradástechnika szakán. 1969-ben Sub auspiciis kitüntetéssel doktorált. 1974-ben védte meg kandidátusi értekezését. Hosszabb ideig dolgozott a SZUTA A. F. Ioffe Műszaki Fizikai Intézetében, a Polytechnic Institute of New York-ban és a Stanford University-n. A HTE BME Villamoskari Csoportjának titkára, az URSI Magyar Nemzeti Bizottságának tagja.

Fő kutatási területei: terek hálózati modelljei, félvezető



eszközök technológiájának és működésének térelméleti modellezése. Egy szakkönyv, számos szakkikk és konferenciaelőadás szerzője, ill. társszerzője.

A kiegészítő egyenletek különböző formájúak lehetnek. Közepes frekvenciákig elfogadható a térmennyiségek közötti egyidejű kölcsönhatás, azaz

$$(5a,b) \quad \mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}, \quad \mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$$

Az elektromos áramsűrűséggel később foglalkozunk. A mikroelektronikai struktúrákban ϵ és μ szakaszonként konstansnak tekinthető.

1.2. A Poisson egyenlet

A félvezető struktúrák belső tulajdonságainak leírására a Maxwell egyenleteket a Poisson egyenlettel szokás helyettesíteni. Meglehetősen elterjedt félreértés, hogy a Poisson egyenlet csak kis frekvenciáig használható.

Könnyen igazolhatjuk, hogy ez nem így van, ha következetesen vezetjük le ezt az egyenletet.

(4)-ből a

(6)

$$\mathbf{B} = \text{rot} \mathbf{A}$$

egyenlet következik, ahol A a vektor potenciál. Felhasználva (2)-t és bevezetve a φ skalár potenciált nyerjük

$$(7) \quad \mathbf{E} = -\text{grad } \varphi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}$$

míg (4)-ből

$$(8) \quad -\varepsilon \Delta \varphi - \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \text{div } \mathbf{A} = \varrho$$

(8) a Poisson egyenletet adja, ha

$$(9) \quad \text{div } \mathbf{A} = 0$$

érvényes. Ez azt jelenti, hogy *Coulomb-mértéket* választottunk. Ilyenkor (8)-ból

$$(10) \quad \Delta \varphi(t) = -\frac{\varrho(t)}{\varepsilon},$$

ahol az időfüggést is feltűntettük.

Ezen az úton (10) érvényessége belátható és a mérték fogalma is bevezethető.

Természetesen a közelítésnek valahol máshol kell megjelenennie. Vezessük le a vektorpotenciálra vonatkozó egyenletet. A

$$(11) \quad \mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \text{rot } \mathbf{A}$$

kifejezést (1)-be helyettesítve

$$(12) \quad \frac{1}{\mu} \text{rot rot } \mathbf{A} = \mathbf{J} - \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \text{grad } \varphi - \varepsilon \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t},$$

majd ismét alkalmazva a (9) Coulomb mértékét

$$(13) \quad \Delta \mathbf{A} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = -\mu \mathbf{J} + \varepsilon \mu \frac{\partial}{\partial t} \text{grad } \varphi$$

Az áramsűrűség két részre bontható, transzverzális (divergencia-mentes) részre és longitudinális (rotáció-mentes) részre

$$(14) \quad \mathbf{J} = \mathbf{J}_t + \mathbf{J}_l = \text{rot } \Gamma - \text{grad } \psi$$

És nyilvánvalóan — (9)-nek megfelelően —

$$(15) \quad \Delta \mathbf{A} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = -\mu \mathbf{J}_t$$

továbbá

$$(16) \quad \mu \text{grad } \psi + \varepsilon \mu \frac{\partial}{\partial t} \text{grad } \varphi = 0,$$

vagyis

$$(17) \quad \psi = -\varepsilon \frac{\partial \varphi}{\partial t} + f(t)$$

Most követhetjük az elhanyagolásokat. Általában feltételezik, hogy $\mathbf{J}_t \approx 0$, ami megfelel $|\mathbf{J}_t| \ll |\mathbf{J}_l|$ -nek. Ebben az esetben $\mathbf{A} = 0$ partikuláris megoldása (15)-nek és a vektor potenciált elhanyagolják az elektromos térerősség kiszámítására szolgáló (7) egyenletben.

Nyilvánvaló, hogy az ilyen elhanyagolás jogossága csak esetről esetre bizonyítható. Mindenesetre a (7) egyenlet alapján egyszerű becslést végezhetünk. A második tag időbeli deriváltat tartalmaz és így elhanyagolható, ha a potenciálok időbeli változása nem túl gyors. Ez ismét összhangban van a szokásos gyakorlattal, amely a mágneses tér hatásait, mint másodrendű effektusokat elhanyagolja.

Egy dimenzióban az egész kérdés irreleváns. Az örvénymentesség $\mathbf{J}_z = 0$ -t jelent, aminek következtében $\mathbf{A}_z = 0$ egzaktul fennáll és a Poisson egyenleten alapuló számítás korrekt, kivéve persze magát az egydimenziós közelítést.

1.3 A folytonossági egyenlet

Mit mondhatunk az áramsűrűség longitudinális részéről? Divergenciájának az alábbi tulajdonsága van (1. a (17) egyenletet).

$$\text{div } \mathbf{J}_l = -\Delta \psi = \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \Delta \varphi = -\frac{\partial \varrho}{\partial t},$$

vagyis a folytonossági egyenletet a longitudinális áramsűrűség önállóan elégíti ki. $\mathbf{J} = \mathbf{J}_l$ feltételezéssel a

$$(18) \quad \text{div } \mathbf{J} + \frac{\partial \varrho}{\partial t} = 0$$

klasszikus eredmény: a teljes áramsűrűségre vonatkozó folytonossági egyenlet.

Felhasználva a töltéssűrűség

$$(19) \quad \varrho = q(p - n + N)$$

kifejezését

és feltételezve az adalékkoncentráció állandóságát

$$\frac{\partial N}{\partial t} = 0$$

(18) formálisan két egyenletre bontható

$$(20a) \quad \text{div } \mathbf{J}_n - q \frac{\partial n}{\partial t} = R$$

$$(20b) \quad \text{div } \mathbf{J}_p + q \frac{\partial p}{\partial t} = -R$$

Nyilvánvaló, hogy (20)-nak csak akkor van értelme, ha R -nek fizikai tartalmat tudunk adni. Ez azt jelenti, hogy (20) klasszikus eredmény — legalábbis ha (19)-et klasszikusnak tekinthetjük — de R részletes kifejezése csak *kvázi-klasszikus* módon nyerhető.

1.4 Az áramsűrűségek és a mozgó hordozó koncentrációk kifejezése

Jóval nehezebb kifejtetni az áramsűrűségek kifejezését. Az egyszerű

$$(21) \quad \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} + \mathbf{J}_l$$

kifejezés csak általános útbaigazítást ad, hogy találjuk meg a korrekt kifejezést klasszikus úton.

Elektronfizikai alapon megérthető, hogy σ -nak arányosnak kell lennie a mozgó töltéshordozó koncentrációval és az arányossági tényezőt *mozgékony-ságnak* hívják. Sajnos a mozgékony-ság tulajdonságairól és a különböző mennyiségektől való függéséről nem tudunk túl sokat mondani.

$A=0$ feltételezéssel kifejezhetők az áramsűrűségek

$$(22a) \quad J_n = qn\mu_n(-\text{grad } \varphi)$$

$$(22b) \quad J_p = qp\mu_p(-\text{grad } \varphi)$$

Ezek az ún. *drift áramsűrűségek* elektrodinamikai eredetűek.

Rámutathatunk, hogy áram folyhat az $E \equiv 0$ esetben is. Ezt (21)-ben az egyenlőre ismeretlen J_i reprezentálja. Ha valaki némi nem egyensúlyi termodinamikai ismerettel rendelkezik, akkor rávezethető a felismerésre: minden áramnak egy intenzív mennyiség gradiense kell függenie. Elhanyagolva a hőmérséklet, nyomás stb. gradienseit az egyetlen megmaradt lehetőség az inhomogén hordozó koncentráció gradiense.

Így bevezethetjük a *diffúziós áramsűrűségeket*

$$(23a) \quad J_n = qD_n \text{grad } n$$

$$(23b) \quad J_p = -qD_p \text{grad } p$$

Fel kell azonban ismernünk: ezek a kifejezések *nem klasszikusak*.

Ez akkor is kiderül, ha a hordozó koncentrációkat a potenciálok függvényeként óhajtjuk kifejezni. Célszerű az árammentes esetből elindulni. (22)-t (23)-al kombinálva

$$(24a) \quad q(-\mu_n n \text{grad } \varphi + D_n \text{grad } n) = 0,$$

$$(24b) \quad q(-\mu_p p \text{grad } \varphi - D_p \text{grad } p) = 0.$$

Ezekből az egyenletekből

$$(25a) \quad n = Ae^{\frac{\mu_n}{D_n} \varphi},$$

$$(25b) \quad p = Be^{\frac{-\mu_p}{D_p} \varphi}.$$

A szokásos $\mu_n/D_n = \mu_p/D_p = q/kT$ közelítéssel (amelynek igazolása az elektromágneses térelmélet keretein kívül esik)

$$(26a) \quad n = n_i e^{\frac{q}{kT}(\varphi - \varphi_n)}$$

$$(26b) \quad p = n_i e^{\frac{q}{kT}(\varphi_p - \varphi)},$$

ahol n_i , φ_n és φ_p formálisan mint konstansok jelennek meg.

Ha φ_n -t és φ_p -t változónak tekintjük, az áramsűrűségek

$$(27) \quad J_n = -q\mu_n n \text{grad } \varphi_n = q\mu_n n_i \frac{kT}{q} e^{\frac{q}{kT}\varphi} \text{grad } e^{\frac{-q}{kT}\varphi_n}$$

$$(28) \quad J_p = -q\mu_p p \text{grad } \varphi_p = -q\mu_p n_i \frac{kT}{q} e^{\frac{-q}{kT}\varphi} \text{grad } e^{\frac{q}{kT}\varphi_p}$$

Ez a pont alkalmas az egyensúly fogalmának bevezetésére. Képezzük az

Normálási tényezők (Selberherr nyomán)

1. táblázat

A HT gyártmányú elosztóhálózati elemek általános műszaki adatai

Normálandó	Normáló tényező szimbólum	Normáló tényező értéke
r φ n, p, N	l U_i α	$\max(r_1 - r_2)$ kT/q $\max(N)$

$$(29) \quad np = n_i^2 e^{\frac{q}{kT}(\varphi_p - \varphi_n)}$$

szorzatot. Ha $pn = n_i^2$ a félvezető *egyensúlyi* állapotban van. Ekkor $\varphi_p = \varphi_n = \varphi_F$, ahol φ_F a Fermi-szint. E tulajdonság alapján nevezzük φ_p -t és φ_n -t kvázi Fermi-szintnek a nemegyensúlyi esetben.

Az egyensúly fogalma a klasszikus kereteken kívül esik.

A hordozó koncentrációkkal kapcsolatos másik kérdés a *semlegesség*.

A semlegesség $q=0$ -t jelent, azaz (19) szerint

$$(30) \quad p - n + N = 0$$

Ez egy másik olyan pont, ahol sok félreértés jelent meg az irodalomban. A probléma az alábbi: a (30) alapján kiadódik egy potenciál, de ez nem harmonikus, azaz nem teszi zérussá (10) bal oldalát.

Ez a szituáció (30) következtlen levezetésének eredménye. (30) itt heurisztikusan jelent meg, holott a valóságban a (10) egyenlet skálázásának a következménye. Az 1. táblázat skála faktorait alkalmazva (10) normalizált alakja [5]

$$(31) \quad \lambda^2 \Delta \varphi = n - p + N,$$

ahol

$$(32) \quad \lambda^2 = \frac{\epsilon kT}{l^2 q^2 \alpha}$$

Ha $\lambda^2 \rightarrow 0$, akkor (31) szinguláris perturbációja lép fel. $\alpha \gg 1$ esetén λ^2 nagyon kicsi lehet.

Egy numerikus példa

$$l = 2,5 \mu\text{m}$$

$$\alpha = 10^{20} \text{ cm}^{-3}$$

$$\text{Si-ra } \lambda^2 \cong 4 \cdot 10^{-10}$$

Bármely pontban, ahol az adalékprofil és így a potenciál is lassan változik a megoldás az alábbi alakban kereshető

$$(33) \quad \varphi = \sum_{i=0}^{\infty} \varphi_i \lambda^i$$

ahol φ_0 a $\lambda=0$ -hoz tartozó megoldás, azaz

$$(34) \quad n_0 - p_0 - N = 0,$$

a semlegesség nagyon jó közelítéssel érvényes. Másrészt ha a profil és a potenciál gyorsan változik

(pl. p—n átmenet), akkor a potenciált az alábbi alakban kell keresnünk

$$(35) \quad \varphi = \sum_{i=0}^{\infty} \left[\varphi_i + \tilde{\varphi}_i \left(\frac{t}{\lambda} \right) \right] \lambda^i; \tilde{\varphi}_0 \equiv 0,$$

ahol t a belső rétegtől mért távolság. Ez a megoldás a réteg körül gyors változást ad. Itt a kvázi semlegesség feltételezése és így a nulladrendű megoldással történő közelítés nem érvényes. A részletek sok számítást kívánnak és eredmény csak számítógéppel nyerhető.

Egy fontos eredmény adódott: míg az *egyensúly* fogalma nem, addig a *semlegesség* fogalma klasszikus elektrodinamikai fogalom.

2. Elemi elektromágneses példák

Felesleges lenne részletezni mindazokat a feladatokat a félvezető eszközök elméletében, amelyeket a térelmélet alapelveinek a segítségével oldanak meg. Ezek közül a legfontosabbak pl. a MOS kapacitás, az átszűrődés és telítés a MOS tranzisztorok működésében vagy a tömbellenállás. Ezek közül néhány szép analitikus példa, másokat illusztratív példaként lehet használni numerikus módszerek bemutatására.

Az alábbiakban a térelmélet néhány kevésbé ismert alkalmazását mutatjuk be a mikroelektronika területén.

1. Kapacitás számítás VLSIC-re [6]. A működési sebesség erősen függ az elektróda és szigetelő kapacitásoktól.

2. Az összeköttetések modellezése monolit és hibrid IC-kben. Az összeköttetések sokvezetős távvezeték-rendszert alkotnak. Akár távvezetékkel (a gyakorlatban RC vonalak rendszerével), akár koncentrált paraméterű RC hálózattal modellezhetők. Az utóbbi esetben cél a kapacitások számítása, az R és C mátrixok koncentrált paraméterű közelítése és a legnagyobb időállandó becslése. [7]—[10]

Hasonló eszközök használhatók mikroáramkörök viszonylag nagy kontaktusai hatásának számítására. [11]

3. Konform leképezés.

Alkalmazás réteg és kontaktus ellenállás számítására [7].

Összetett geometriájú MOS tranzisztorok [12]

Bipoláris tranzisztorok — bázis ellenállás és feléledési idő.

4. Aktív nemlineáris elemek kapacitás számítása. Szimmetrikus és nonszimmetrikus kapacitás mátrixok.

IRODALOM

- [1] Engl, W. L.—Dirks, H. K.—Meinerzhagen, B.: Device modeling. Proc IEEE 71, 10—33
- [2] Fichtner, W.—Rose, D. J.—Bank, R. E.: Semiconductor device simulation. IEEE Trans. ED-30 9, 1018—1030
- [3] Fichtner, W.: Semiconductor equations, capacitance matrices and numerical simulations. in Berger, M. S. (ed) J. C. Maxwell, the Sesquicentennial Symposium. Elsevier Sci. Publisher, Amsterdam, 1984. pp. 167—186
- [4] Selberherr, S.: Analysis and Simulation of Semiconductor Devices. Springer Verlag, Wien, New York, 1984
- [6] Barna, A.: VHSIC Technologies and Tradeoffs. Wiley-Interscience, N. Y. etc. 1981
- [7] Ripka, G. (ed): Thick film integrated circuits. Műszaki K. Budapest, 1985
- [8] ElMassy, M. I.: Capacitance calculations in MOSFET VLSI. IEEE El. Dev. Lett., EDL-3,1, 6—7
- [9] Sakurai, T.—Tamasu, K.: Simple formulas for two and three dimensional capacitances. IEEE Trans ED-30, 2, 183—189
- [10] Greeneich, E. W.: An analytical model for the gate capacitance of small geometry MOS structures. IEEE Trans. ED-30, 12, 1838—1839
- [11] Berger, H. H.: Models for contacts to planar devices. Solid-State Electronics, 15, 145—158
- [11] Zombory, L.: Conformal mapping technique at semiconductor device modeling. Proc. 6th MICROCOLL Budapest, 1978. II-3/14
- [13] Veszely, Gy.: A simple base resistance model at low injection ibid II-3/16

Hazai Videotex terminálfejlesztés: Az Orion VTX-960 terminálcsalád

NÓBIK LAJOS

ORION Rádió és Villamossági Vállalat

ÖSSZEFOGLALÁS

A párbeszédés videotex rendszerek nemzetközi fejlődése eltérő eredményeket mutat. Az Orion önálló fejlesztési eredménye a VTX-960 videotex terminál család, amelynek működése a Prestel 1-es szintnek megfelelő. A terminál elvi ismertetését az üzemmódok és a funkciók bemutatása követi. A szerző azt a következtetést vonja le, hogy a Prestel 1-es szintű terminálok kiszolgálása a Magyar Posta tervezett rendszerében is célszerű megoldás lenne.

Az első angol Teletext kísérletek (1975) óta eltelt 10 év során a videotex gyűjtőnéven nemzetközivé vált videoinformációs technika párbeszédés (interaktív) változata, amely hazánkban Teledata néven fut, ellentmondásos, de töretlen fejlődést mutat. A még ma is uralkodónak számító angol Prestel rendszer mellett, Franciaországban megvalósult a Prestel rendszerrel összeférhetetlen Teletel. A nyugat-európai országok postai szervezete, a CEPT éppen az angol-francia konfliktus feloldására dolgozta ki videotex szabványát, amely az NSZK-ban nemrég bevezetett Bildschirmtext (Btx) szolgálat alapja. A tengerentúl (USA és Kanada) megtörtént a NAPLPS elfogadása Japánban pedig folyik a Captain rendszer továbbfejlesztése. Így a videotex szolgálatok nemzetközi együttműködéséről, ami a nemzetközi szabványosítási munka célja (pl. a CCITT-ben), aligha beszélhetünk. Két nyugat-európai országban is tanúi lehetünk az ambiciózus fejlesztési elgondolások kudarcának, az előfizetők számának a vártnál lényegesen lassabb ütemű növekedése miatt. A rendszer terjedése azonban, a számítógép-ember kapcsolat ma ismert legegyszerűbb és legolcsóbb megoldásaként, mégis töretlen. Erre utal a francia elektronikus telefonkönyvprogram kibontakozása is.

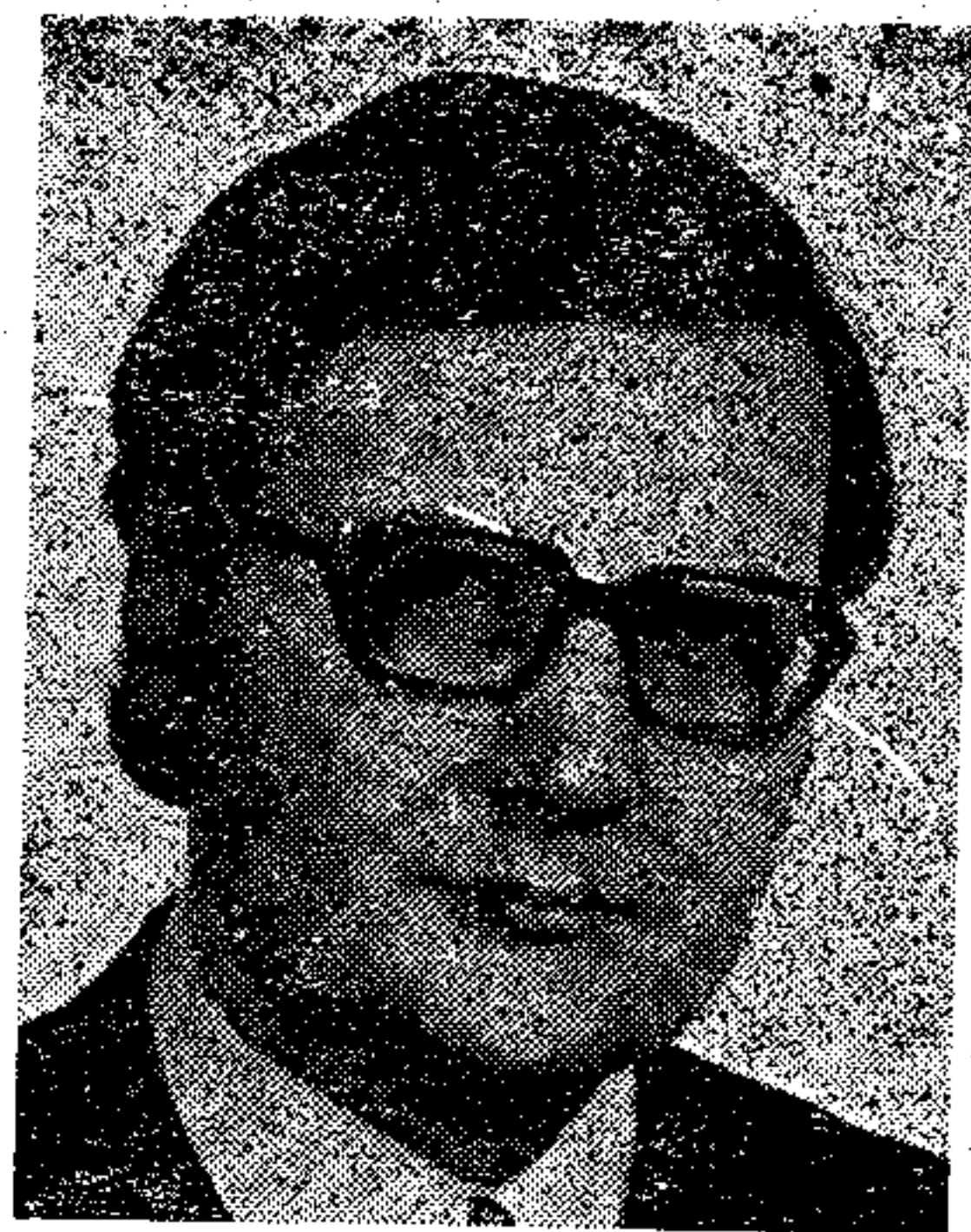
Hazánkban a sugárzott videotex program megvalósítása, az MTV és az MTI Képűjság szerkesztősége megalakulásával, 1982-ben kísérleti jelleggel megindult. Az Orion és a VIDEOTON gyártja a normál tv-adások vételére készült színes tévékészülékek Teletext vételére alkalmas változatait (pl. Orion MÓR TX).

Az első hazai párbeszédés videotex (a továbbiakban külön utalás nélkül csak videotex megjelölést használunk) terminálok az Orion-BME szerződés alapján — tévékészülékbe épített vásárolt modulokkal — készültek el 1981-ben. Majd 1982—1984 között összesen 90 darab önálló, ún. Viewdata adapter készült az Orionban, a szükséges színes tévékészülékekkel együtt. Ezek a terminálok lehetőséget nyújtottak számítógépes fejlesztő vállalatoknak (pl. SZKI, SZÜV) a Teledata rendszer szoftvertámogatásának kidolgozásához, az Orion számára pedig megteremtették az önálló terminálfejlesztés alapjait. Ennek az önálló fejlesztésnek az eredménye a Prestel 1-es szintnek [1, 2, 3] megfelelő Orion VTX—960 intelligens videotex terminálcsalád, melynek kedvező fogadtatását jelzi a 70. OMÉK (Budapest, 1985) II. díja (1. ábra).

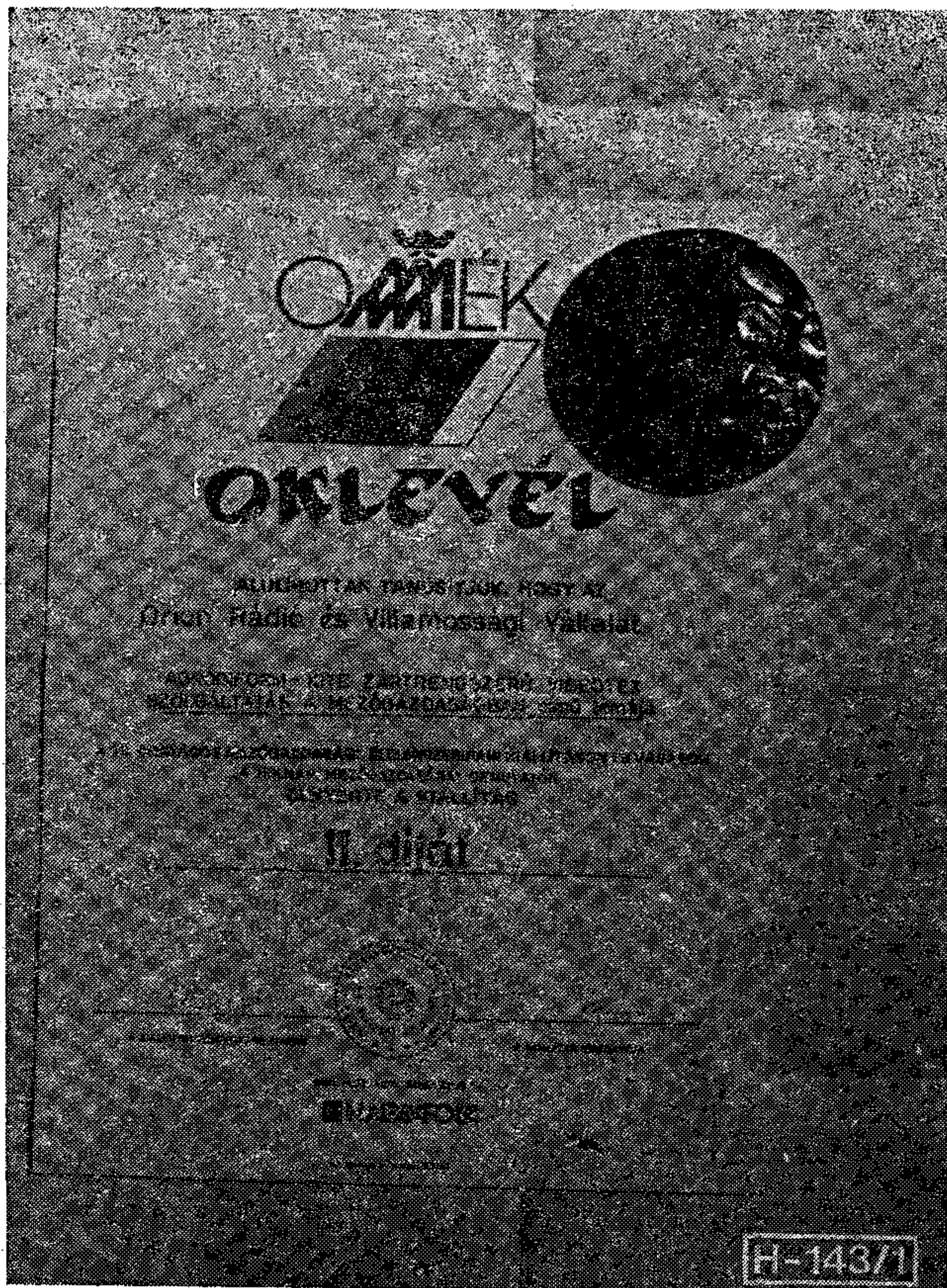
Beérkezett: 1985. XII. 10. (*)

NÓBIK LAJOS

A BME Villamosmérnöki Karán végzett 1960-ban, s ugyanott irányítástechnikai szakmérnöki oklevelet szerzett 1968-ban. A BHG-ből 1965-ben került az Orionba, ahol 1975 óta az Adatátviteli fejlesztés vezetője. Főállása mellett 1969-től 10 éven át a BME-HEI tanársegéde, majd adjunktusa. 1969-től vesz részt az ESZR munkában. 1970-től a CCITT XVII T. Cs. tagja, ahol 1985-ben referálói megbízatást kapott. 1971 óta tagja a HTE-nek; 1981-ben, majd 1985-ben a Távközlési szakosztály egyik



titkárává, majd 1985-ben az Országos Elnökség tagjává választották. — Több publikációja jelent meg a magyar és a külföldi szaksajtóban, s több előadást is tartott magyar és külföldi rendezvényeken. A Puskás Tivadar-díj kitüntetettje 1984-ben. Szakterülete a hírközléstechnika, s ezen belül is a telefonvonalas adatátvitel.



1. ábra. A VTX—960 a 70. OMÉK (Budapest, 1985) II. díjat nyerte

A Prestel 1-es szint

Az első és máig legelterjedtebb, LSI áramkörökkel legjobban ellátott — de nem csak ezért gazdaságosan megvalósítható — videotex rendszer az Egyesült Királyságban megvalósított Prestel szolgálat. Az 1-es szint a jelenleg élő rendszer, amelyet kiválasztott latin alfabetikus karakterek mozaikgrafikával társított készlete és a megjelenítési tulajdonságok (ún. attribútumok)

viszonylag széles köre, pl. színek, dupla magasság, rejtés stb. jellemez. A megjelenítés formátuma 24 sor, soronként 40 karakterrel. Az információ és a vezérlő-karakterek átvitele soros, ami azt az előnyt biztosítja, hogy az előfizetői terminál a lehető legkisebb tárkapacitással (1 kb-át) építhető meg. De azt a korlátozást is magával hozza, hogy a vezérlő-karakterek helyén betűközök jelennek meg a képernyőn. A megjelenítésnél a háttér és az előtér színe külön megválasztható: hét szín az előtérre (vörös, zöld, kék, bíbor, cián, sárga és fehér), ami a háttérre még a feketével is kiegészül. További részletek találhatók a Függelékben lévő műszaki jellemzők között és a hivatkozott irodalomban. Utóbbi közül a [3] az első, magyar szerzőtől megjelent összefoglaló munka.

A VTX—960 terminálcsalád

A korábbi Viewdata adapter — a vásárolt modulok és a beépített program (firmware) folytán — telefonszám-beírásra, automatikus tárcsázásra, információ lekérésre és a vonali jelek kazettán való rögzítésére, ill. visszajátszására, valamint a képűrság dekódolására volt képes. A terminál kezelése a speciális funkciókkal bővített tv távvezérlővel történt, bár e mellett még lehetőség volt külső billentyűzet csatlakoztatására is.

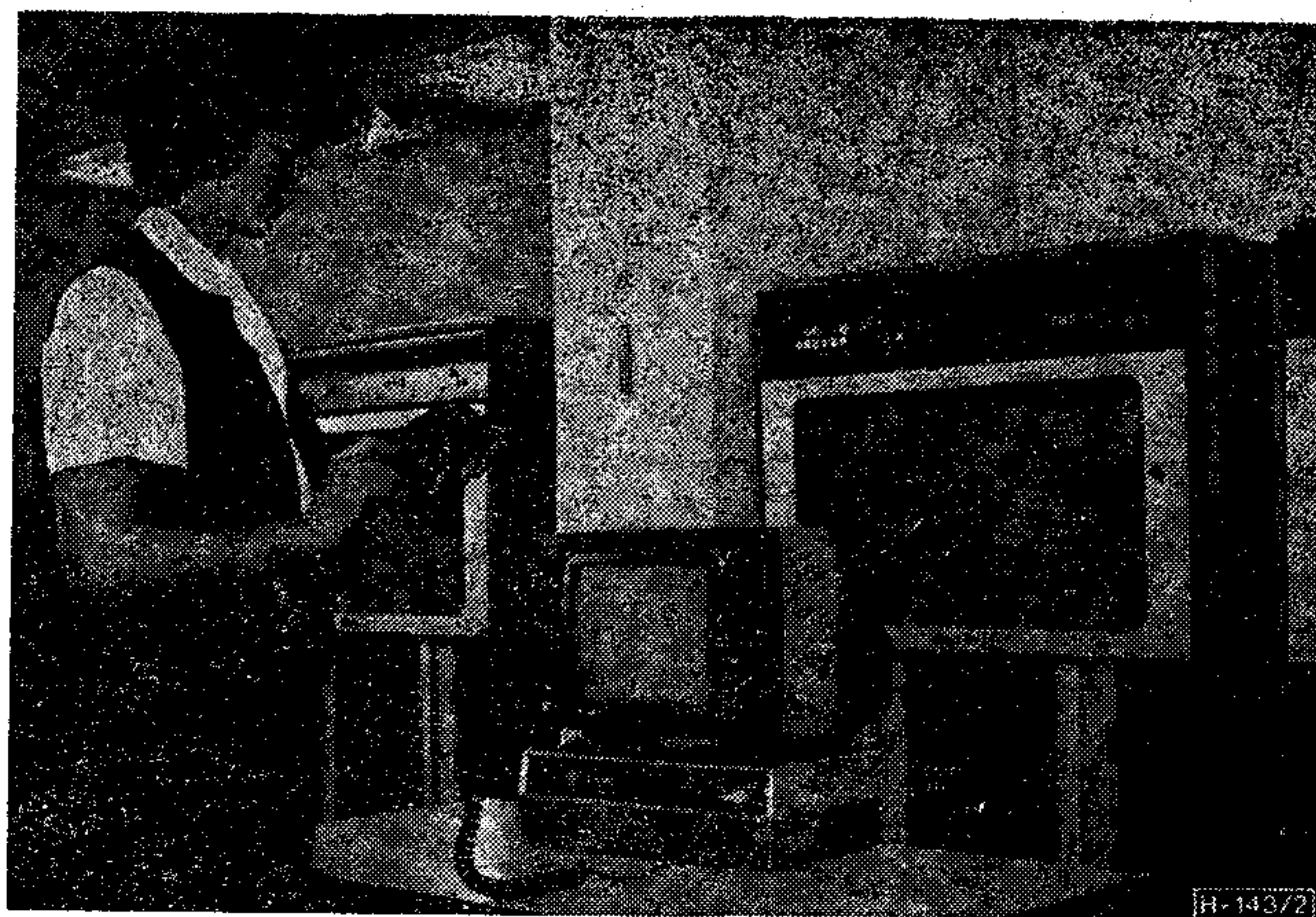
A VTX-960 csak Teledata működésre alkalmas, de a Viewdata adapter üzemmódjait offline üzemben kibővítettük az önálló szöveges és mozaikgrafikus szerkesztési feladatok végrehajtására alkalmas attribútum, írás, grafika, lapkezelés és adás üzemmóddal. (Az utóbbi kettő online üzemben is használható.) Az üzemmód-bővítés szükségessé tette teljes alfanumerikus billentyűzet alkalmazását, amelyen az egyes üzemmódokon belül több billentyű is átértelmezett funkciót lát el. Így a terminál az egyszerű lekérésen kívül képes oldalak szerkesztésére és azoknak kazettára rögzítésére vagy 75 bit/s sebességgel a számítógép felé való kiküldetésére. (Ez a sebesség belső átkötéssel 1200 bit/s-ra állítható, de egyidejűleg megszűnik a 75 bit/s lekérési lehetőség.) Az átvitel hibavédelme egyedül a start-stop karakterek páros paritásbittel való kiegészítéséből áll. Ezért a szerkesztett oldalak hibamentes online átvitele csak az interfészen közvetlenül összekapcsolt terminál és számítógép között valósítható meg. (Természetesen nincs akadálya, hogy a terminál programját bővítsük az illeszteni kívánt számítógép által támogatott adatátviteli vezérlő eljárásnak megfelelően.)

A szerkesztési munkát speciális funkciók (pl. karaktertörlés és -beiktatás, sortörlés és -beiktatás stb.) segítik, beleértve legfeljebb három oldal átmeneti tárolását, s az így tárolt oldalak újra megjelenítését. A terminál három fő egységből áll, ezek:

- vezérlő,
- billentyűzet,
- kijelző.

A vezérlő egység tartalmazza a videotex processzort (amely 8080 alapú mikroszámítógépből és a megjelenítéshez szükséges áramkörökből áll), valamint az átviteli egységet és a hálózati tápegységet.

A billentyűzet két megoldásban készül, lekérő és alfanumerikus billentyűzet formájában, és mindkettő soros csatlakozású.



2. ábra. A VTX-960 számítógépes környezetben

A firmware mindkét billentyűzetet kiszolgálja, és az elektronika automatikusan felismeri a billentyűzetet. A lekérő billentyűzet használatával a terminál csak lekérési funkciókkal rendelkezik. Az alfanumerikus billentyűzet viszont lehetővé teszi a terminál szerkesztési képességű munkaállomásként való alkalmazását.

Kijelzőként önálló RGB monitor vagy RGB bemenettel rendelkező színes tévékészülék alkalmazható, a felhasználó igénye szerint. (Az RGB monitor a három alapszínről vezérelt színes videomegjelenítő, az RGB bemenetű tévékészülék pedig átkapcsolható a normál tv vételről külső RGB jelek fogadására.) Az 56 cm képátlójú Orion CTV-RGB 556-SPOC pl. ilyen RGB bemenettel is ellátott színes tévé. Az átviteli egység beépített 75/1200 bit/s adatátviteli modem vagy kábel adó-vevő. A modemes változat VTX-960/M a kábeles pedig VTX—960/C típusjelöléssel készül. Csak a VTX—960/M esetén van lehetőség a már említett kazettás rögzítésre, ill. visszajátszására.

Az adatkapcsolat a közhasználatú kapcsolt telefonhálózaton kézi tárcsázással vagy a tárolt hívószámok automatikus tárcsázásával építhető fel.

A VTX—960 ergonomiai kialakítása az irodai és az otthoni alkalmazás követelményeinek egyaránt megfelel (2. ábra). A készülék mikroprocesszoros vezérlése és nagy bonyolultságú integrált áramkörökből (LSI) álló elektronikája megbízható működést ad.

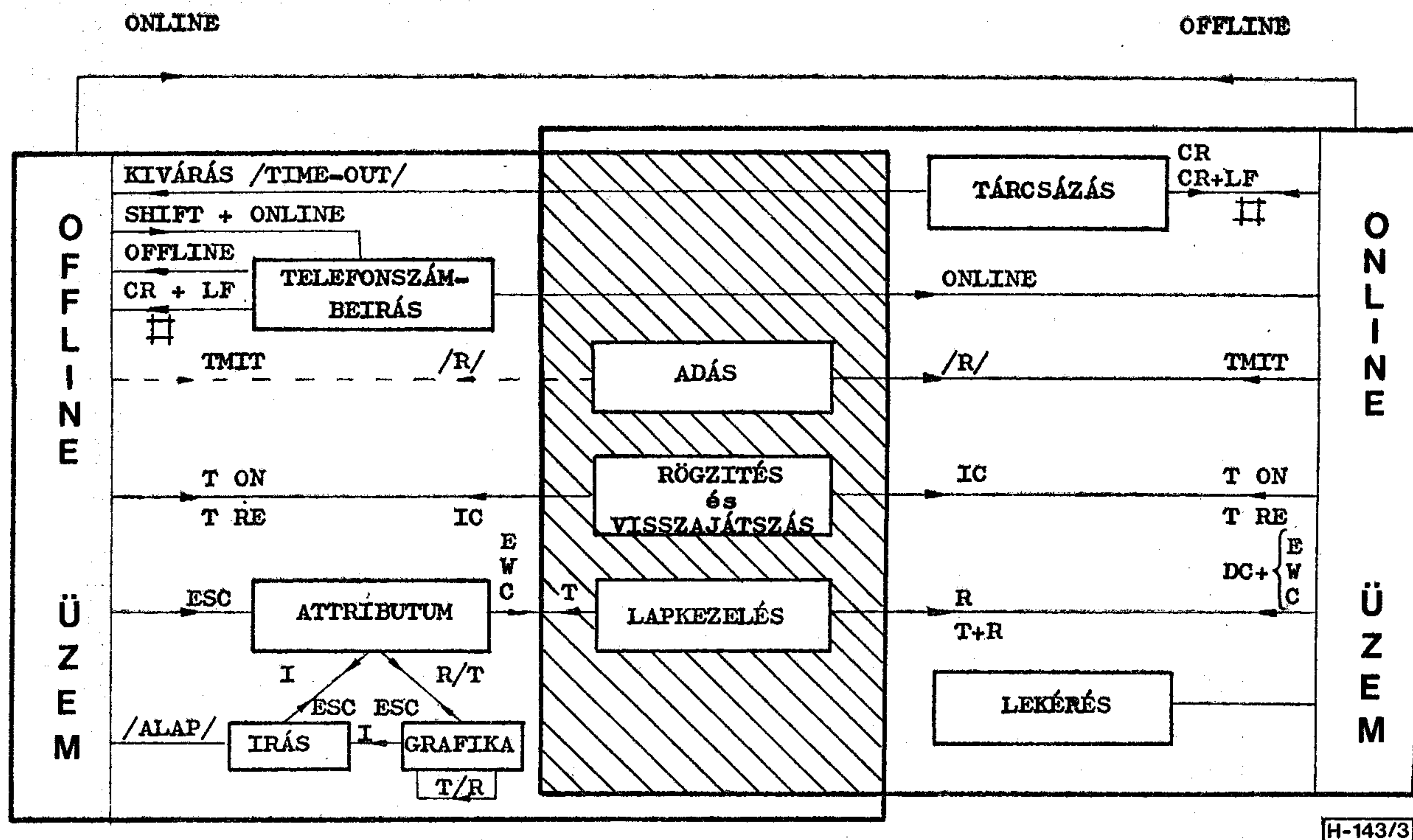
A terminál könnyű felhasználását bizonyítja, hogy alkalmazásához nincs szükség adatfeldolgozási ismeretekre és a kezelése sem igényel külön kiképzést. A szerkesztési képességek hasznosítása már nagyobb ügyességet igényel, egyrészt a tulajdonság-meghatározás, másrészt a többfunkciós billentyűzet kezelése szempontjából.

Üzemmódok és funkciók

A terminál két alapvető működési állapota

- az offline (autonóm) üzem és
- az online (párbeszéd) üzem.

Az 3. ábra ebben a bontásban foglalja össze a VTX—960 üzemmódjait, beleértve a mindkét üzemben értelmezett — a vonalkázott közös mezőben lévő — üzemmódokat. Az üzemmódokat jelentő blokkba való belépéshez, ill. azokból való kilépéshez szükséges billentyűkre utalnak a hatásvonalakon irányítással szereplő jelek és feliratok. Ezek szemléltetik egyúttal



3. ábra. A VTX-960 üzemmódjai offline és online üzemben

az egyes üzemmódokból más üzemmódokba való lehetséges áttéréseket is. Csak az árnyékolással kiemelt üzemmódok kezelhetők a lekérő billentyűzettel, míg az alfanumerikus billentyűzet valamennyi üzemmód és funkció kezelésére alkalmas.

Offline üzemben az írás a terminál alapüzemmódja.

Írás üzemmódban végrehajtható funkciók: kurzor-mozgatás, felső mező, alsó mező, teljes képernyő, felfedés, kurzor BE, kurzor KI, törlés a kurzortól, ernyőtörlés, karakterbeszúrás, karaktertörlés, sor-beiktatás, sortörlés, sortörlés átmeneti tárolással, a tárolt sor beiktatása, s végül a karaktertörlés visszaletétéssel.

Attribútum (tulajdonság-meghatározás) üzemmódban lehetővé válik a megjelenítést vezérlő soros attribútumok elhelyezése a képernyőn. A karakterek színezésére hét színből (vörös, zöld, sárga, kék, bíbor, cián és fehér) választhatunk külön az alfanumerikus és a grafikus megjelenítéshez. Az egyéb megjelenítési tulajdonságok: villogó karakterek, álló karakterek, dupla magas karakterek, normál karakterek, rejtett megjelenítés, új háttér, fekete háttér, folytonos grafika, elváló grafika, tartott grafika, nem tartott grafika. Az attribútum üzemmódban is lehetséges a kurzor-mozgatás, sőt a megszokott léptetéseken kívül mind a négy átló irányába is elmozdítható a kurzor, ezzel könnyítve az attribútumok elhelyezését.

Általánosan igaz, hogy a soros attribútumok csak egyetlen sorra vonatkoznak, míg azon belül egy logikailag ellentétes vezérlést jelentő attribútum azt meg nem változtatja. Minden sor megjelenítése az ún. alaptulajdonságokkal történik, más attribútumok híján. Ezek az alaptulajdonságok: alfanumerikus fehér szín, normál méretű karakter, álló karakter, a megjelenítés nem rejtett és a háttér fekete.

Grafika üzemmódban rajzolást és törlést hajthatunk végre. A rajzolás grafikai ábrák szerkesztésére, a törlés pedig ezen ábrák elemenkénti javítására ad lehetőséget. A grafikai megjelenítés alapja a képelem, amely egy karakter 2×3 elemes bontásából származtatható. Így összességében a képernyő grafikai felbontása 80×72 képelem. A rajzolásnál és a törlésnél ugyancsak mód van átlós irányú elmozdulásokra.

Lapkezelési üzemmódban három funkció hajtható végre: a kijelzett oldal átmeneti tárolása, a RAM-ban tárolt oldal(ak) visszairása a képernyőre, és a RAM-ban tárolt oldal(ak) törlése.

Rögzítési és visszajátszási üzemmódban a terminál a képernyőn látható információ (vagy online üzemben a vonalról beérkező információ) kazettán való rögzítésére, majd visszajátszására képes. Lehetőség van továbbá a RAM-ban tárolt oldal(ak) rögzítésére, de előbb ez(ek)e(t) a képernyőre kell vinni. Ez az üzemmód kizárólag a beépített modemmel együtt használható.

Adás üzemmód offline üzemben is kiváltható a VTX-960/C kivitelnél, mivel ilyenkor a modemnél szükséges vonalra kapcsolás nélkül is kiadható az offline üzemben előkészített üzenet.

Telefonszám-beírás üzemmódban öt, egyenként legfeljebb 16 számjegyből álló telefonszám írható be a billentyűzetről. A terminál összesen 10 telefonszámot tárolhat, amelyből öt gyárilag előre programozható.

Online üzembe kapcsolva a képernyőn megjelenik a 10 sorból álló telefonszám-választék, amelyből sor-szám szerint kiválasztható a kívánt hívószám.

A *tárcsázás* automatikus folyamatát a tárcsahang megérkezését követően a kezelő billentyűlenyomással indítja. A tárcsázás befejeződése után a készülék kb. 2 percet vár a hívott állomásról várt 1300 Hz-es vivő

								b7	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	
								b6	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
								b5	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1
Bitek	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	oszlop	0	1	2	2a	3	3a	4	4a	5	5a	6	6a	7	7a					
								sor	0	1	2	2a	3	3a	4	4a	5	5a	6	6a	7	7a					
	0	0	0	0	0	0	0	NUL			sp		0		É		P		e		p						
	0	0	0	1	1			CON	!		1		A	alfan vörös	Q	grafikus vörös	a		q								
	0	0	1	0	2				"		2		B	alfan zöld	R	grafikus zöld	b		r								
	0	0	1	1	3				#		3		C	alfan sdrga	S	grafikus sdrga	c		s								
	0	1	0	0	4			COFF	⌘		4		D	alfan kék	T	grafikus kék	d		t								
	0	1	0	1	5				%		5		E	alfan bíbor	U	grafikus bíbor	e		u								
	0	1	1	0	6				&		6		F	alfan encian	V	grafikus encian	f		v								
	0	1	1	1	7				/		7		G	alfan fehér	W	grafikus fehér	g		w								
	1	0	0	0	8	BS			(		8		H	villogó	X	rejtett megjelentes	h		x								
	1	0	0	1	9	HT	RON	)		9		I	álló	Y	folytonos grafika	i		y									
	1	0	1	0	10	LF	ROFF	*		:		J	kivágás vege	Z	elválasztott grafika	j		z									
	1	0	1	1	11	VT	ESC	+		;		K	kivágás eleje	Ä			k		ä								
	1	1	0	0	12	FF	EL	,		<		L	normál magasság	Ö	fekete háttér		l		ö								
	1	1	0	1	13	CR		-		=		M	dupla magasság	Á	új háttér		m		á								
	1	1	1	0	14	CAD	cursor home	.		>		N		Ü	tartott grafika		n		ü								
	1	1	1	1	15		EM	/		?		O		—	nemtartott grafika		o										

H-143/4

4. ábra. A VTX—960 bemeneti kódkészlete

beérkezésére. Ha ezen belül nem jön meg a vivő, akkor a terminál bontja a vonalat. A vivő beérkezésére ernyőtörölés, a hang kikapcsolása és a beépített modemről a 390 Hz-es karakterisztikus frekvencia kiadása következik be, ami jelzi, hogy a terminál készen áll a forgalomra.

Online üzemből a *lekérés* a terminál fő üzemmódja. Ez a billentyűzet segítségével lehetővé teszi információk oldalak lekérését a videotex számítógépből, vagy a felhasználói program nyújtotta lehetőségektől függően párbeszédű ügyletek végzését. Online üzemből a *lapkezelés*, a *rögzítés és visszajátszás*, valamint az *adás* üzemmód hasonló szervezésű, mint offline üzemből, figyelembe véve, hogy a beérkező információ feldolgozásának mindig elsőbbsége van.

A főbb műszaki jellemzőket a Függelék ismerteti. A teljesebb információ kedvéért a 4. ábra tartalmazza a terminál bemeneti, az 5. ábra pedig a kimeneti kódkészletet.

AM—1203G modem

Az Orion AM—1203G csoportos videotex modem a VTX—960/M terminálba épített adatátviteli modem párjaként a videotex számítógép mellett helyezkedik el. Az AM—1203G fejlesztése együtt történt a VTX—960 kidolgozásával. Az AM—1203G max. négy 1200/75 bit/s modemkártya befogadására alkalmas, és műkö-

dése összhangban áll a CCITT V. 23, V. 24 és V. 28 ajánlással.

Következtetések

A VTX—960 terminálcsoport korszerű felépítése és sokrétű alkalmazási lehetőségei elősegítik a videotex információs rendszerek hazai elterjedését, s ezzel a számítógépes erőforrások hatékonyabb felhasználását. A Prestel 1-es szintnek megfelelő működés átlagos oldalakat tekintve nem kínál szegényesebb képi élményt, mint a CEPT szabvány szerinti bővebb karakterkészlet, nagyobb színválaszték, többféle villogtatás, dupla sor és szélességi méret. A CEPT szabvány néhány olyan tulajdonságot is magában foglal, ami nem valószínűsíthető meg gazdaságosan, pl. a dinamikus újra-definiálható karakterkészlet (DRCS) [4]. Ezért is állítható, hogy háztáji (in-house) rendszerekben még hosszú távon is reálisan alkalmazható a VTX—960 terminálcsoport. A tervezett postai közhasználatú videotex rendszer bevezetését is elősegítené, ha az alkalmas lenne a meglévő Prestel terminálok átmeneti kiszolgálására. Éppen a francia Teletel és az NSZK Btx rendszer között megvalósuló áttérő (gateway) is bizonyítja, hogy a videotex rendszerek nemzetközi együttműködése sem csak az azonos rendszerműködésen alapulhat. A fejlesztési munka ezzel nem zárul le, és reméljük legközelebb ha nem is egy világszab-

Lekérő billentyűzet

22 billentyű:

Kimenet:

Kimeneti sebesség:

Kódolás:

Működési elv:

Alfanumerikus billentyűzet

87 billentyű:

Kimenet:

Kimeneti sebesség:

Formátum:

Elektronika

8080-as mikroprocesszoron alapuló speciális mikrógép

Billentyűzet bemenet:

Adatátviteli interfész:

(belső csatlakozáshoz)

RGB és szinkronjel kimenet:

Kijelzések:

Vonali átvitel

Adási sebesség:

Vételi sebesség:

Formátum:

Átviteli egység:

10 számjegy billentyű

12 funkció billentyű

soros, TTL szintű

7,7 kódszó/s $\pm 1\%$

az SAA 1350 IC-nek megfelelő

gumimembrános

31 nagybetű

10 számjegy

10 számjegy külön mezőben

7 írásjel

28 funkció

1 betűköz

soros, TTL szintű

2400 bit/s $\pm 0,1\%$

10 bites inverz start-stop karakter

soros, TTL szintű csatlakozás

mindkét billentyűzethez

V. 24 típusú, TTL szintű

1 Vcs-cs (75 ohm)

LINE, TAPE és POWER

75 bit/s $\pm 1\%$

1200 bit/s $\pm 0,1\%$

10 bites start-stop karakterek,

páros paritással és egy stopbittel

beépített adatátviteli modem

vagy

kábel adó-vevő

IRODALOM

- [1] Klein S., Nóbik L.: A teletext és viewdata rendszerű képűjság: a műszaki megvalósítás hazai eredményei = Mérés és Automatika, XXIX. évf. 6. sz. 1981. p. 206—211, á:6, t:2.

- [2] Prestel Terminal Specification, Issue 2, June 1981.
[3] dr. Brückner, H.: Videotex-rendszerek és alkalmazásaik — Számalk, 1985. pp. 277
[4] van den Boog, P.; Groenendaal, G. C.: The HCS400 communication terminal = Philips Telecomm. Rev. Vol. 42. No. 4. Dec. 1984. p. 185—195, á:9.

Ifjúsági fórum

Ez év januárjában az MTESZ országos ifjúsági fórumot rendezett Budapesten.

Az első alkalommal összehívott tanácskozáson dr. Kapolyi László ipari miniszter tartott bevezető előadást a tudományos-technikai haladás és a gazdasági növekedés kapcsolatáról. Az analízist a világ-gazdaság és a magyar gazdaság strukturális adottságainak figyelembevételével végezte el. Előadásában elmondta, hogy a magyar gazdaság történetében hol az ipar, hol a mezőgazdaság került előtérbe, ma a két terület szövődött fejlődésében látható a perspektíva.

A világgazdaságban a trendek változását a ciklusok változása, majd a trendek ciklusainak változása váltotta fel (olajárrobbanás — cserearányromlás —

szénhidrogén-helyettesítők kialakulása — csúcstechnológiák kialakulása — nyersanyagforrások leértékelődése). A két olajárrobbanás több kárt okozott a magyar gazdaságnak, mint a II. világháború.

A világgazdaságban multinacionális vállalatok export-import rendszerei alakulnak ki, mely összetett rendszerbe az elszigetelt magyar vállalatok nehezen tudnak bekapcsolódni. Az elkövetkező időszakban a korszerű technológiákkal átszőtt magyar iparnak be kell törnie a komplex világgazdaságba. Az elektronika, mikroelektronika területén is meg kell találni azokat a területeket, ahol jó esélyek adódnak a világpiacra történő termelésnek is (pl. berendezésorientált integrált áramkörök szoftverrel társulva). Az ipar célja az exportteljesítmények növelése (KGST és fej-

lett nyugati országok piacra orientáltan), melyhez alapvető minőségi követelményeknek kell megfelelni.

A piacorientált gazdaságfejlesztési stratégiához létre kell hogy jöjjön az információáramlás a fejlesztés, gyártás és a kereskedelem között. Az előrejelzések szerint a világgazdaság szorítása nem enyhül a következő időszakban sem. A tudományos technikai forradalom egyre nagyobb követelményeket támaszt az egyénnel szemben is. Szellemi tőkerendszernek kell kialakulnia és ennek kell a gazdasági fejlődés mozgatóerejévé válnia.

Ebben a folyamatban nagy szerep vár a fiatalokra. Bátran kell alkalmazni a munkamegosztást és engedni kell kibontakozni a kisvállalkozásokat, mondotta dr. Kapolyi László ipari miniszter.

Dr. Tóth János MTESZ-főtitkár hozzászólásában összegezte, hogy a MTESZ 1981-ben megtartott közgyűlése óta miként támogatta a műszaki értelmiségi fiatalokat pályakezdésükben és szakmai továbbfejlődésükben. A nemzetközi kapcsolatok területén az MTESZ 78 nemzetközi szervezetnek tagja, 40 nem szocialista országgal van együttműködési szerződése. A tagegyesületek évi 70—100 világkonferenciát rendeznek. A szerződéses munkák mennyisége is jelentősen megnőtt az utóbbi időben (1980-ban 7 MFt, 1985-ben 78 MFt). A MTESZ legfontosabb célja a társadalom figyelmének ráirányítása a műszaki-fejlesztési prioritásokra, a fiatal értelmiség alkotásaira, tehetségükre, anyagi-erkölcsi elismerésükre. Vonzóvá kell tenni az egyesületeket a fiatalok számára. Be kell mutatni nekik, melyek azok a lehetőségek, amelyeket csak az egyesületek nyújthatnak számukra.

A bevezető előadásokat hozzászólások követték — szám szerint közel 30 —, amelyekben a társegyesületek fiataljai gondjaikról, ötleteikről beszéltek. A HTE fiatalságának nevében Dávid Béla, az Ifjúsági Bizottság elnöke szólalt fel. A műszaki fiatal szakemberek szerepét vizsgálva a magyar gazdaságban kiemelt helyen kell megemlíteni az elektronikát. Az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság kezdeményezésére megfogalmazásra került az elektronizálás egész társadalmat átfogó programja. Egy ilyen programban — mely az ezredfordulóig szóló távlatokat vázol fel — a fiatal szakemberek, az alkotó ember és mérnök szerepe alapvető fontosságú. Az elektronizálási program szakmai, társadalmi bázisát és hátterét döntő részben az elektronika szempontjából a MTESZ forrásoldali egyesületei adják (HTE, MATE, NJSZT, OPAKFI), és ezek, valamint az alkalmazók munkáját gesztorálja a HTE az elektronizálás két kulcsterületén, a távközlésben és az elektronikai alkatrésziparban.

A ma fiataljai, tehát holnap e szakma tevékeny végrehajtói, vezetői, szervezői lesznek, éppen ezért fontos a fiatal mérnökök bevonása az országos szintű programok döntéshozókészítő munkába és iparpolitikai kérdéseibe.

A HTE és a fiatal mérnökök elektronizálási programban való részvételét alapvetően befolyásolja a mikroelektronikai alkatrészek és az elektronikai készülékek és berendezések egyre gyakoribb generációváltása (pl. tranzistorok, integrált áramkörök, mikroprocesszorok, berendezésorientált integrált áramkörök). A fejlődés ilyen sebessége mellett a fiatalok munkáját gyakorlatilag nem lehet különválasztani az

elektronikától. A komplex termelési folyamatban végig helyet kap az ifjúság, az alkotó mérnök a tervezés, kutatás, fejlesztés, gyártás, marketing, értékesítés, szervizmunkában és az ehhez kapcsolódó szakmai előmenetel, tudományos karrier, publikálás, oktatás, továbbképzés, kitüntetések, nemzetközi kapcsolatok stb. területein is.

A továbbiakban a fiatal pályakezdők egzisztenciális gondjairól beszélt. Hangsúlyozta, ha nem sikerül hatékony megoldást találni az ifjúság anyagi megerősödésének érdekében, akkor tudomásul kell venni, hogy a nyugodt munkavégzés bázisteremtésének nagy gondjával birkózó fiatalok, gyakran éppen a legtehetségesebbek, létfeltételeik biztosítása érdekében sok esetben arra kényszerülnek, hogy nagy ambícióval művelt és esetleg távlati sikerekkel kecsegtető szakmájuk mellé vagy helyett más, rendszerint kisebb szellemi teljesítményt igénylő munkát vállaljanak. Kimutatható lehetne, hogy összegében és erkölcsi értékében milyen hatalmas veszteséget okoz ez a tény az elektronikának és a népgazdaságnak. Ugyanakkor önként vetődik fel a kérdés: mi lenne, ha a napi 8 órai munkaidő alatt nyújtott teljesítményt lehetne — a gondokat is megoldó mértékben — honorálni!

Ismertette a HTE-ben folyó szerződéses munkák rendszerét. Az elmúlt évben például milliós nagyságrendű összeg került szétosztásra közel 200 mérnök között, akiknek igen jelentős része vállalkozó kedvű, fiatal szakember. Az anyagi megerősödés és társadalmi kötődés mellett e munkák olyan csapatok összeszervezését teszik lehetővé a szakma különböző területeiről, melyek különben a vállalati szférában nem lennének lehetségesek. Például egy berendezésorientált integrált áramkör fejlesztése tipikusan csak akkor lehet sikeres, ha a megrendelő mint felhasználó szorosan együttműködik a gyártóval, vagyis a berendezésfejlesztő mérnök és az alkatrészfejlesztő, -gyártó mérnök közös nyelven beszélve megértik egymást. Ugyanakkor az ipar szervezete olyan, hogy e két terület általában csak a kereskedők útján találkozik egymással, a műszakiak csak ritkán. A berendezésorientált áramkörök fejlesztésekor viszont berendezésfejlesztő és -gyártó, és alkatrészfejlesztő és -gyártó egy asztalnál ülve kell, hogy dolgozzanak az újszerű alkatrész és az azzal fölépített berendezés fejlesztésén. E csoportok szervezésének és koordinálásának nem egyszerű munkáját már nagy tapasztalattal végzik a HTE-ben.

Dávid Béla az Ifjúsági Bizottság feladatainak sorában kiemelte azt a sokrétű továbbképzési, publikálási konferenciákon, pályázatokon való részvételi lehetőségeket, melyek minden fiatal szakember részére hozzáférhetők.

Végül a HTE Ifjúsági Bizottság tagjainak nevében részvételre és munkára jelentkezett a vállalati bérezési-érdekeltségi rendszerek, valamint országos és iparági koncepciók kidolgozásához, iparpolitikai kérdések megvitatásához és más társadalmi, szakmai problémák progresszív megoldásához.

A Fórumon elhangzó javaslatok összegyűjtésre és feldolgozásra kerültek. Meghatározták azokat a feladatokat, melyeknek végrehajtása elősegíti, hogy az ifjú szakemberek minél hatékonyabban bekapcsolódjanak a VII. ötéves terv gazdaságpolitikai céljainak megvalósításába.

Fémüvegekből készült induktív elemek szerepe az elektrotechnikai alkatrészgyártásban

SZÖLLŐSY JÁNOS—LOVAS ANTAL—BASA KÁROLY
MTA KFKI

ÖSSZEFOGLALÁS

Jelen cikk szűk keretei között ismertetjük a gyorsított amorf szerkezetű ötvözeteket, rámutatunk felhasználóságukra az elektrotechnikai alkatrészgyártásban. Figyelemre méltó, hogy a fémüvegek — összetételüktől függően — tág határok között változtathatják mágneses tulajdonságaikat, és ezek az utóbbi egy-két évtizedben megismert anyagok számos szempontból felülmúlják a hagyományos lágymágneses anyagokat.

Bevezetés

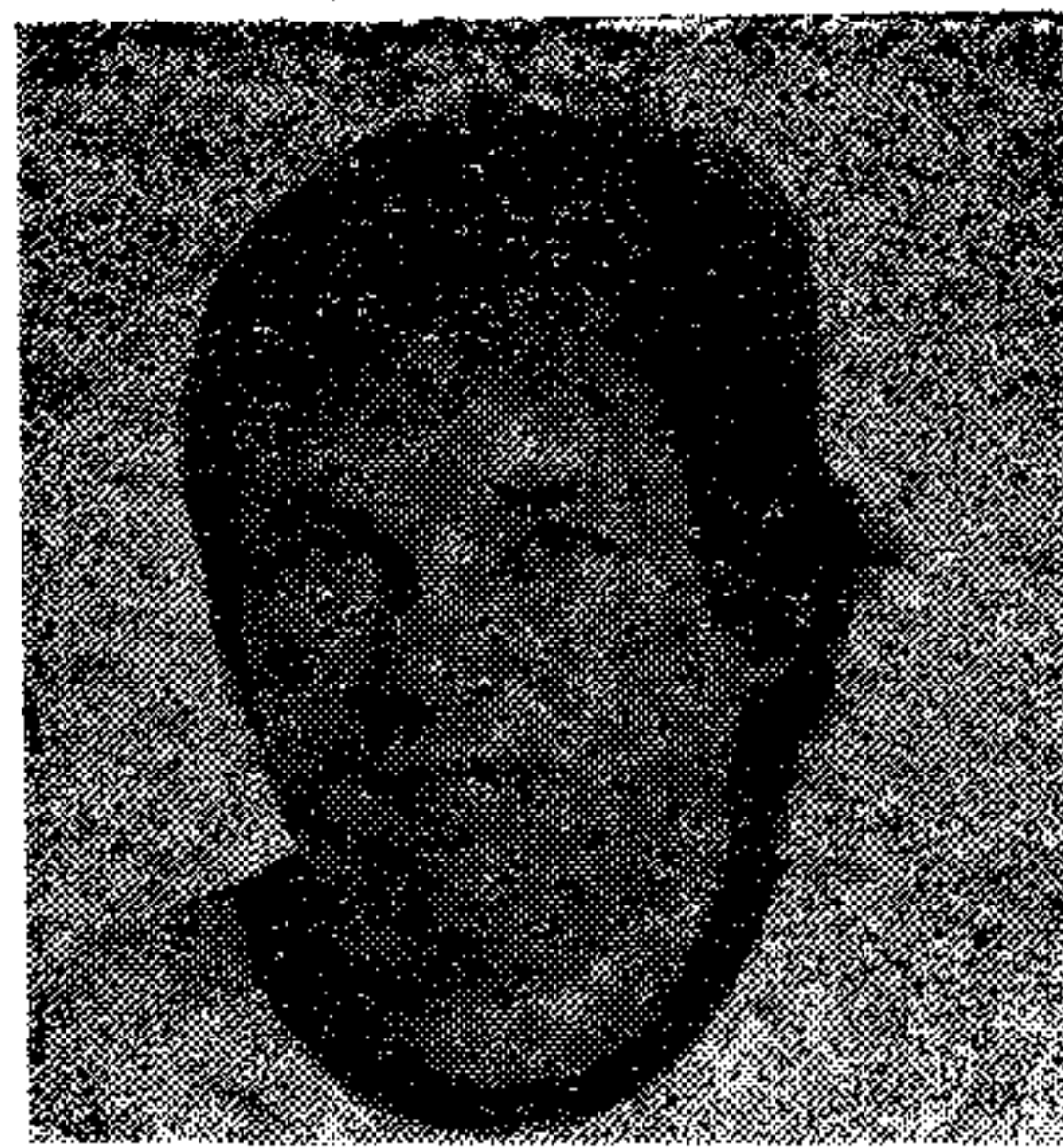
Az amorf ötvözetek kutatása a hatvanas évek elején kezdődött azt követően, hogy Pol Duwez professzornak és munkatársainak sikerült fémolvadék rendkívül gyors hűtésével olyan Au-Si ötvözetet készíteniük, melyben nincs hosszútávú kristálytani rend, hanem túlhűtött olvadéknak tekinthető. Az amorf ötvözetek, melyeknek szerkezete és számos tulajdonsága lényegesen különbözik a szokásos polikristályos vagy egykristályos fémekétől, hosszú ideig csak a fémfizikusok számára jelentettek érdekességet. A hetvenes években sikerült olyan eljárásokat kidolgozni, melyekkel nagyobb mennyiségű olvadék gyors hűtésével amorf ötvözetek vékony szalagok vagy huzalok alakjában készíthetők. Időközben egyre több ötvözetrendszer-ről derült ki, hogy olvadéka a ma technikailag megvalósítható hűtési körülmények között amorf állapotban szilárdul meg. A hetvenes évek közepétől számos laboratórium kapcsolódott be az amorf ötvözetek kutatásába, mivel ezek az anyagok olyan speciális tulajdonságkombinációkkal rendelkeznek, melyek számos alkalmazást tesznek lehetővé. [1]

Ismertetésünkben nem térhetünk ki a fémüvegekkel kapcsolatos összes felhasználási lehetőségre (ezekre a nagyszámú irodalmi összefoglalóban, monográfiában és konferenciakiadványokban talál adatokat az érdeklődő). [2] Most csak a lágymágneses alkalmazások szempontjából szóbajövő tulajdonságokat ismertetjük, különös tekintettel a hazai alkalmazási lehetőségekre, rövid áttekintését adva a hazai kutatófejlesztő tevékenységeknek.

Mágneses tulajdonságok

A kedvező lágymágneses tulajdonságú fémüvegek az összetétel szempontjából két nagy csoportba oszthatók. Korábban főleg az ún. átmenetifém-metalloid típusú fémüvegek mágneses tulajdonságait vizsgálták és ezek alkalmazása kezdődött meg. Az ide sorolható fémüvegek 70—85 at% átmeneti fémet (vasat, nikkelt, kobaltot) és 15—30 at% metalloid elemet (főleg bórt, foszfort, szilíciumot vagy szenet) tartalmaznak. Össze-

Beérkezett: 1985. XII. 4. (†)



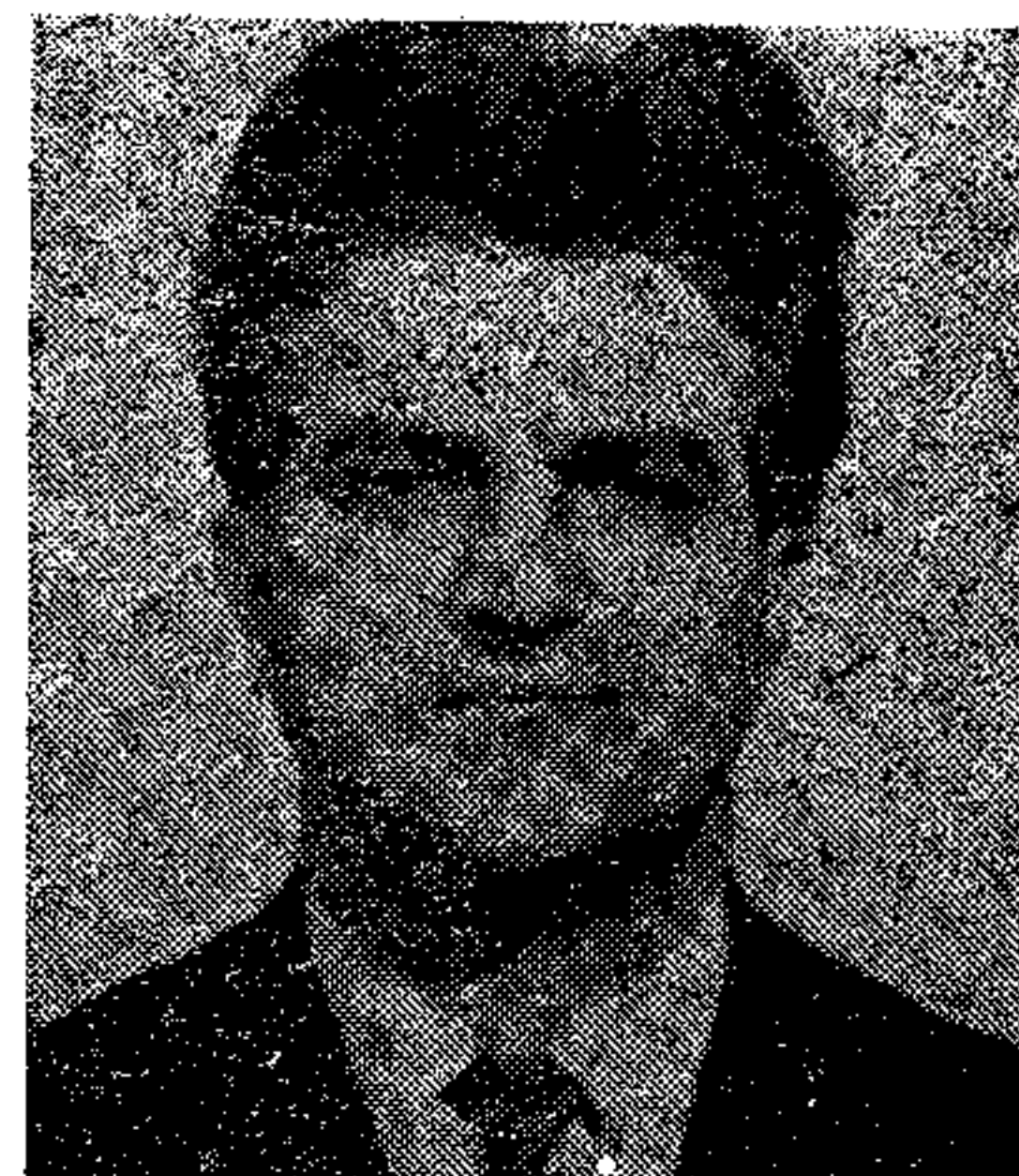
SZÖLLŐSY JÁNOS

1964-ben végzett a Landler Jenő Híradásipari Technikumban. 1969 óta a KFKI-ban dolgozik. Kezdetben mágneses alap kutatások méréseit végezte, majd 1984-ig a mág-

neses buborék memóriakutatások célprogramjában dolgozott. Jelenleg a KFKI Mikroelektronikai Intézetben berendezésorientált áramkörök különlegesen mostoha körülmények közötti alkalmazhatóságát vizsgálja.

LOVAS ANTAL

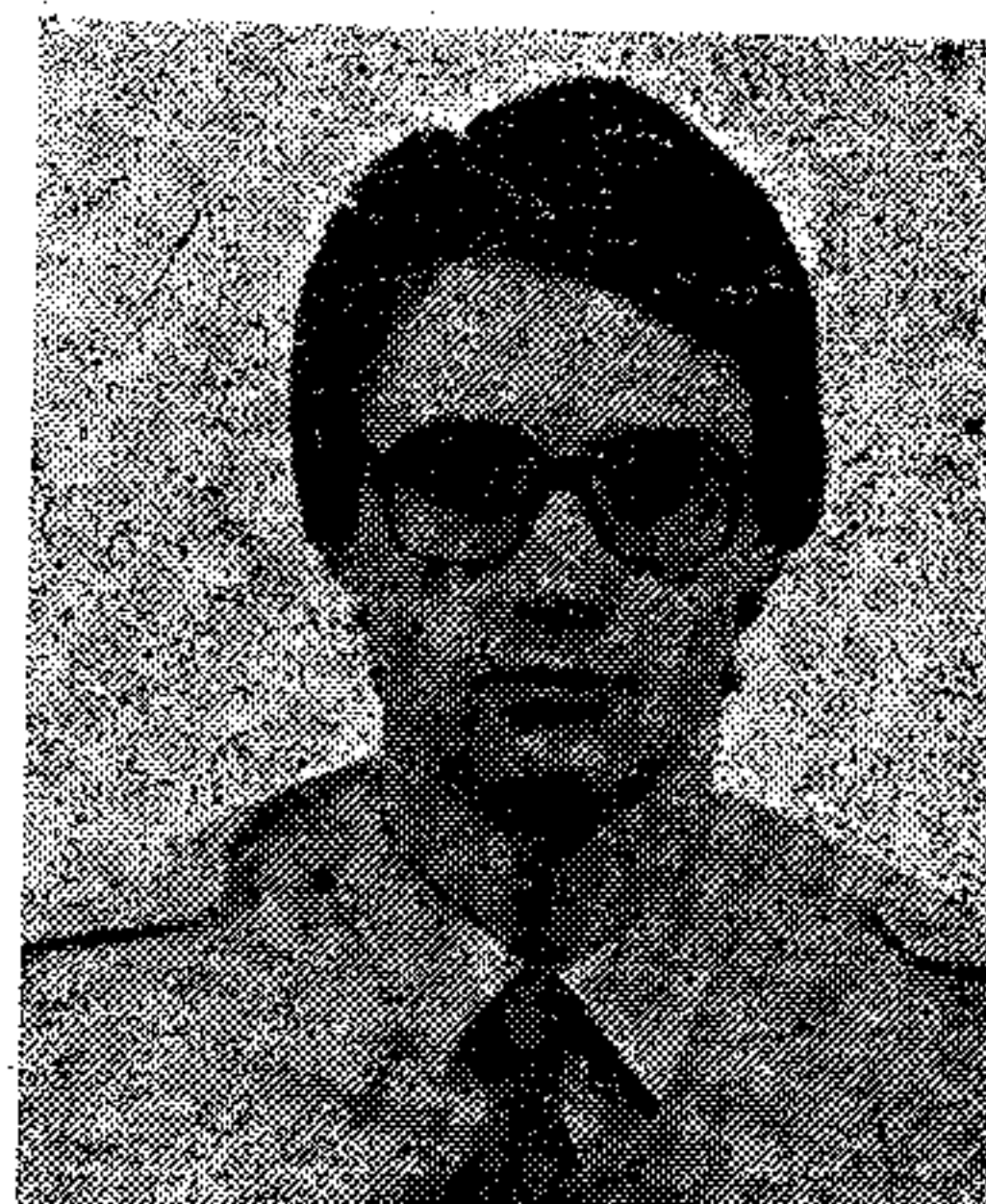
Egyetemi tanulmányait az Eötvös Loránd Tudományegyetem természettudományi karának vegyész szakán fejezte be 1967-ben. 1967-től az MTA Központi Fizikai Kutató Intézetében dolgozik mint fémtechnológus. Kezdetben fém-egy kristályok növesztésével, majd hígötvözetek készítésével foglalkozott. 1972 és 1976 között az ötvözetekben lezajló szilárdfázisú kémiai reakciók kutatásaiban, 1977-től kezdődően az olvadékok gyors hűtésének technológiai megvalósításában vett részt. Jelenleg a fémüvegek ipari



alkalmazásának előkészítésével, a fémüvegekből készíthető lágymágneses eszközök fejlesztésével foglalkozik.

BASA KÁROLY

1985-ben végzett a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának elektronikai technológia szakán. A KFKI doktori ösztöndíját nyerte el amorf ötvözetek nagytömegű előállításának laboratóriumi technológiáinak kidolgozására. Jelenleg elsősorban a fémüvegek elektronikai berendezésekben való felhasználásával, minősítésük kérdéseivel foglalkozik.



foglalónkban csak ezzel az anyagcsaláddal foglalkozunk. A fémüvegek másik nagy csoportja nem tartalmaz metalloidelemet, hanem csak átmeneti fémet, pl. Fe-Zr, Co-Zr.

A gyakorlati alkalmazások céljaira főleg az alábbi három lágymágneses fémüveg ötvözet típust dolgozták ki:

- vas-alapú ötvözetek, melyeknek nagy a telítési mágnesezettsége, és megfelelő lágymágneses tulajdonságokkal rendelkeznek;
- vas-nikkel (permalloy típusú) ötvözetek, melyeknek közepes a telítési mágnesezettsége és jó lágymágneses anyagok;

- kobalt-alapú ötvözetek, közel zéró magnetotrikiós állandóval (ezért lágymágneses paraméterek nagyon jók és érzéketlenek a mechanikai feszültségre).

A hazai kutatás-fejlesztés helyzete

Hazánkban két helyen folyik fejlesztési tevékenység: a KFKI fémfizikai osztályán (itt kezdődtek el 1967-ben a hazai kutatások), illetve a Csepeli Fémműben, ahol KFKI tapasztalatok felhasználásával folyamatban van a kísérleti gyártás megvalósítása. Az alap-kutatáson kívül háromféle tevékenység folyik intézetünkben:

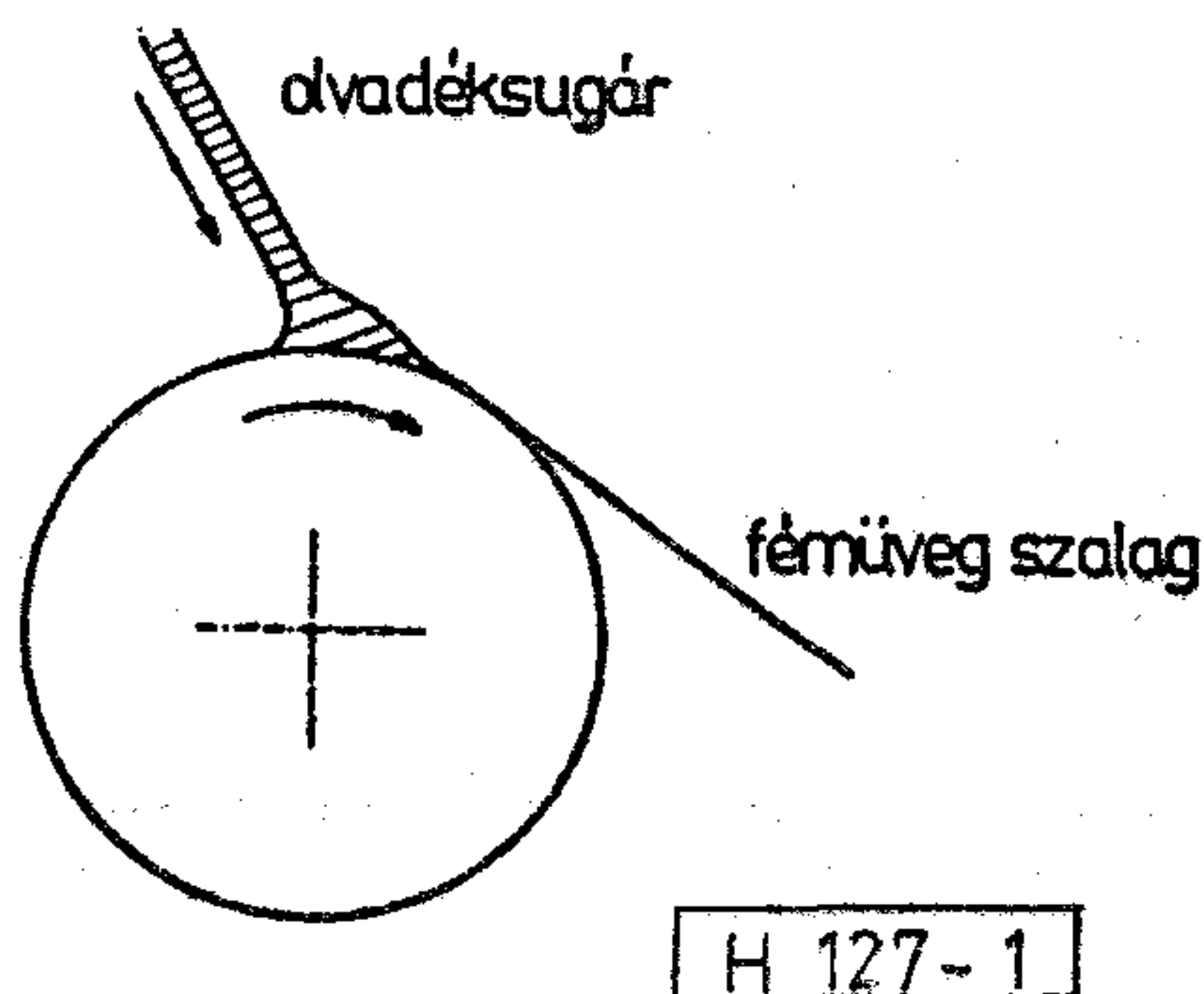
1. Fémüvegek előállítása olvadékok gyorshűtésével, illetve ennek a technológiának a fejlesztése.
2. Fémüvegekből készült eszközök fejlesztése.
3. Speciális mágneses jellemzők mérés technikájának kidolgozása.

A fémüvegszalag előállítása

Az igen nagy, 10^5 K/s nagyságrendű hűlési sebesség speciális gyártástechnikát igényel. (1. ábra) A fém olvadékot egy kapillárisból argon-túlnyomás segítségével egy nagy sebességgel forgó korongra fecskendezik. A gyorshűtés befagyasztja a diffúziós mozgásokat, így azok nem hozhatják létre az alacsony hőmérsékleten stabil kristályos fázisokat. A keletkezett termék ennek megfelelően egy metastabil, végtelenül nagy viszkozitású olvadék, amely örökli az olvadékok izotrópiáját; jellemzője, hogy nincs benne hosszútávú kristályos rend, ennyiben az üvegekre hasonlít. Ugyanakkor számos tulajdonságában a fémekre emlékeztet (jó elektromos- és hővezető-képesség). A termék geometriáját az alkalmazott fúvóka méretei határozzák meg. A szalag vastagsága — a kritikus hűtési sebességnek megfelelően — maximálisan 30–50 μm lehet. A fémüvegszalagok tulajdonságaikat az átkristályosodás hőmérsékletéig őrzik meg, ami ötvözetrendszerként különböző, általában 400...500 °C.

A fémüvegszalagokból — összetételük megfelelő megválasztásával — többféle felhasználásra alkalmas toroid készíthető. Az alábbiakban két ötvözetcsaládot ismertetünk:

- Az F—11 (jelű kobalt alapú) fémüvegszalag nagy kezdőpermeabilitású lágymágneses ötvözet, amely kisszintű hangfrekvenciás jelek átvitelére szolgáló, híradástechnikai és műszeripari transzformátorok vasmagjának anyaga.



1. ábra. A gyorshűtés elvi vázlata

- Az F—10 típusú fémüvegszalag vasalapú amorf ötvözet, főleg zavarsszűrők fojtótekercseinek vasmagjaként használható.

Az 1. és 2. táblázatban a két ötvözetcsalád, a felhasználó szempontjából legfontosabbnak tartott tulajdonságai találhatók. [3]

Anyagjellemzők

Az ötvözet alkotói:	$\text{Fe}_{80}(\text{Si B C})_{20}$
Szalag szélesség:	1—25 mm
Szalag vastagság:	25—35 μm
Szakítószilárdság:	3000 MPa
Keménység:	600 HV _{0,1}
Elektromos ellenállás:	130 $\mu\Omega\text{cm}$
Ellenállás hőfoktényező:	150 ppm/K
Sűrűség:	7,2 g/cm ³
Kristályosodási hőmérséklet:	530 °C
Curie hőmérséklet:	470 °C
Max. üzemi hőmérséklet:	150 °C

Mágneses jellemzők

Telítési indukció	B_s	1,58 T
	$B_s^{10}(H_{\text{max}}=10\text{ A/cm})$	0,95 T
Koercitív erő:	$H_c^{10}(H_{\text{max}}=10\text{ A/cm})$	0,115 A/cm
Permeabilitás:	$\mu_0(H \leq 0,02\text{ A/cm})$	473
	$\mu_{0,01\text{ T}}(H=0,037\text{ A/cm})$	2150
	μ_{max}	23 800
Remanens indukció:	$\left[\frac{B_r^{10}}{B_s} \right]$	0,59

Veszteség:

$$P(f=60\text{ Hz}, B=0,5\text{ T}) = 1,1 \cdot 10^{-1}\text{ W/kg}$$

1. Táblázat

Anyagjellemzők:

Az F—10 típusú fémüvegszalag jellemzői

Az ötvözet alkotói: $\text{Fe}_{7,6}\text{Co}_{54,5}\text{Ni}_{17,1}$
 $\text{Cr}_{4,2}\text{Si}_{3,4}\text{B}_{13,2}$

Szalag szélesség:	1—25 mm
Szalag vastagság:	30—55 μm
Elektromos ellenállás:	120 $\mu\Omega\text{cm}$
Sűrűség:	7,86 g/cm ³
Kristályosodási hőmérséklet:	470 °C
Curie hőmérséklet:	276 °C

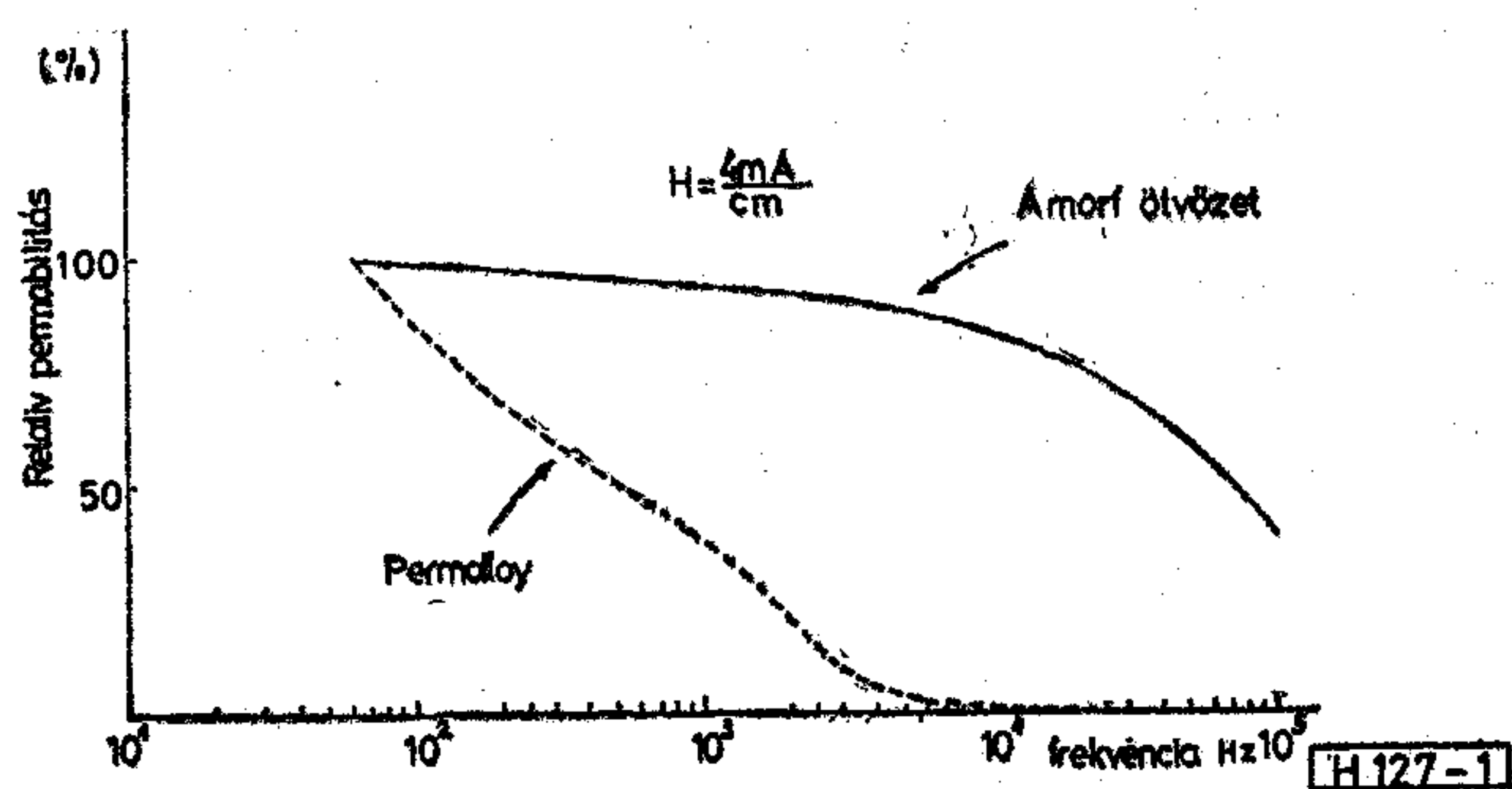
Mágneses jellemzők (hőkezeletlen anyagra)

Telítési indukció:	$B_s=0,61\text{ T}$
Koercitív erő:	$H_c[H_{\text{max}}=100\text{ A/m}]=11\text{ A/m}$
Permeabilitás:	$\mu_0[H=0,4\text{ A/m}]=8000$
Veszteség:	$P[f=10\text{ kHz}; B=0,3\text{ T}]=$ $=28\text{ W/kg}$
Max. üzemi hőmérséklet:	80 °C

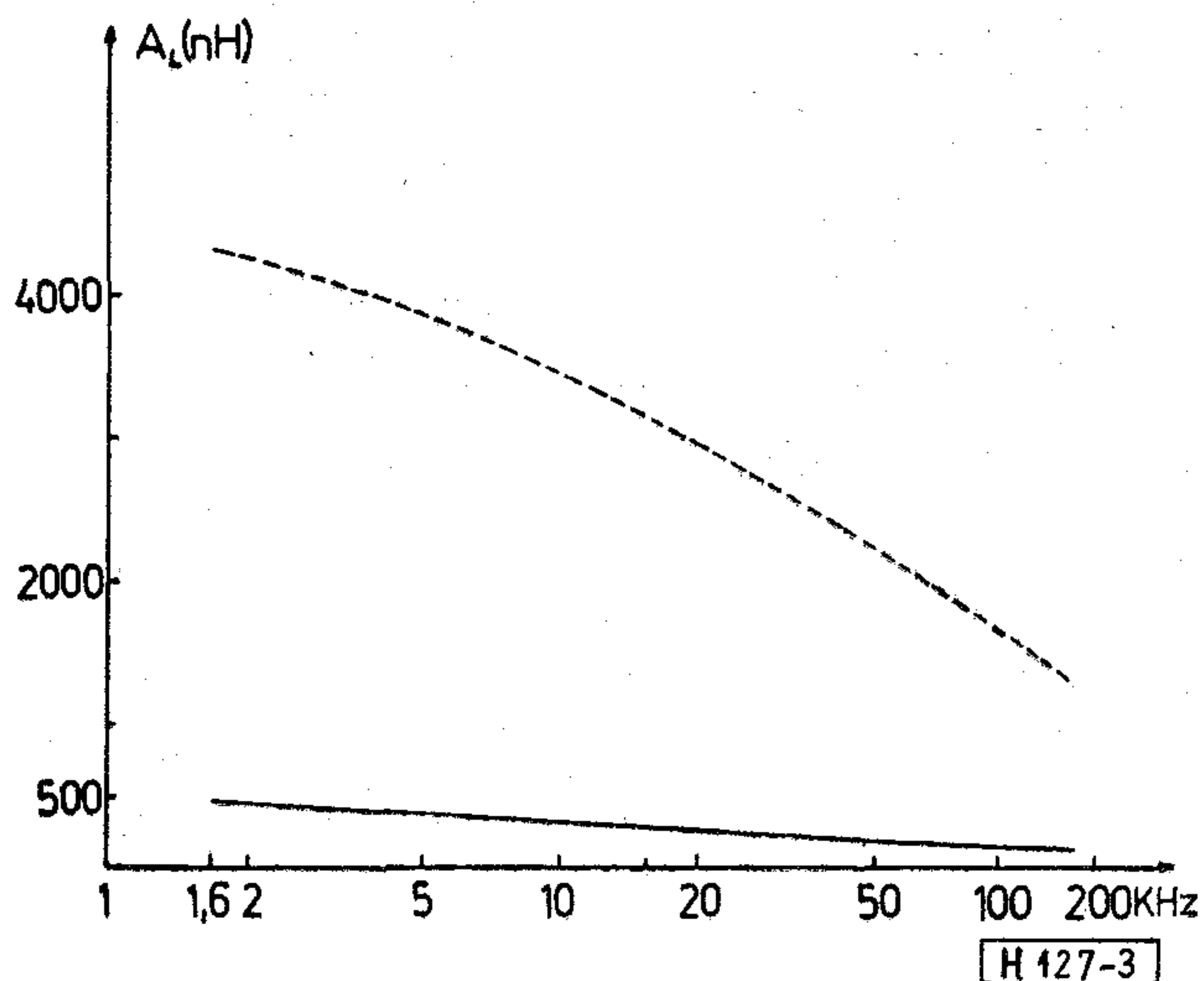
2. Táblázat

Az F—11 típusú fémüvegszalag jellemzői

Különösen nagy jelentőségű lehet a lágymágneses felhasználás számára a fémszalagok permeabilitásának viszonylagos frekvenciafüggetlensége (2. ábra). A permalloy minden tekintetben gyengébb eredményt mutat,



2. ábra. A permalloy és az amorf szalag permeabilitásának összehasonlítása a frekvencia függvényében



3. ábra. Az A_L szám frekvenciafüggése, F10 jelű minta hőkezeléssel és anélkül

$\Delta\mu=50\%$ -hoz több mint két nagyságrenddel nagyobb határfrekvencia tartozik! A kedvező frekvenciakarakterisztika lehetővé teszi azt is, hogy a fémüveget akár 50 kHz-en működő, nagyteljesítményű (>10 kVA) kapcsoló üzemi tápegység építésére használják. A teljesítmény-térfogat arány 10 kHz és 50 kHz között lényegesen nagyobb, mint a MnZn típusú ferriteké; az üvegfém jó mechanikai stabilitása nagyobb tekercsmag elkészítését teszi lehetővé.

Eszközfejlesztés

Eszközfejlesztési tevékenységünk azon a felismerésen alapul, hogy a fémüvegszalagok — mint kohászati termékek — csak potenciális alapanyagok. Így alkalmazhatóságukat főleg a belőlük készített termékek minőségi mutatóival lehet demonstrálni. Felhasználásuk főbb területein a kész vasmagok A_L száma, annak frekvencia-, valamint gerjesztés-függése jelent fontos információt a konstruktőr számára. (3—6. ábrák, folytonos vonal.) Az A_L szám csökkenése a frekvencia növekedésével a permeabilitás frekvenciafüggésével magyarázható.

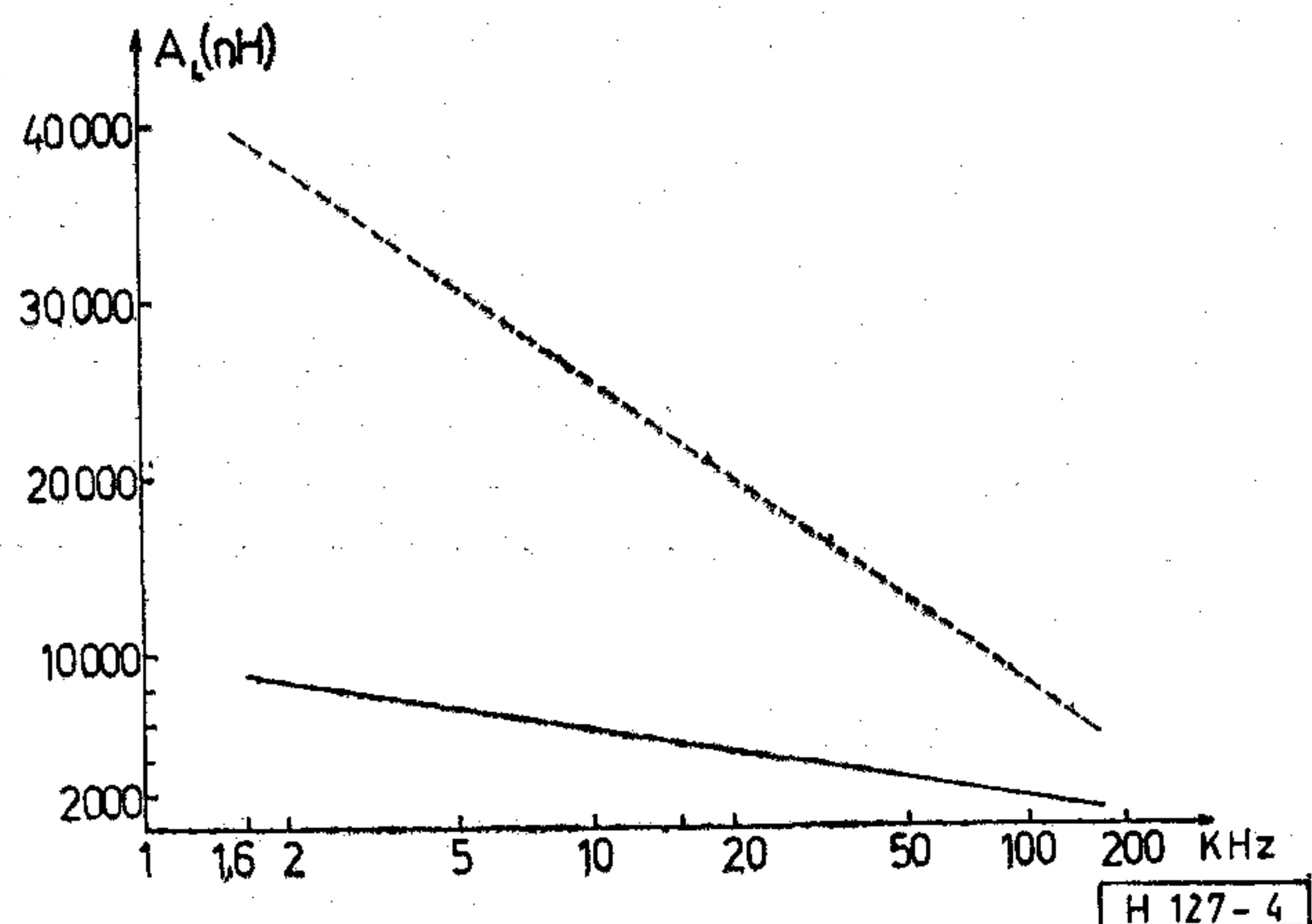
Hőkezeléssel a vasmagok mágneses tulajdonságai lényegesen javíthatók. (3—6. ábrák, szaggatott vonal) Az eljárás igen egyszerű, rövid hőkezelési idővel és néhány száz °C nagyságrendű hőmérsékleten történik. Így a kezdő permeabilitás, valamint annak frekvenciafüggése jelentősen javítható. A terhelés növekedésére is kevésbé reagál az A_L szám, itt a hőkeze-

lés okozta veszteségcsökkenés játszik elsődleges szerepet.

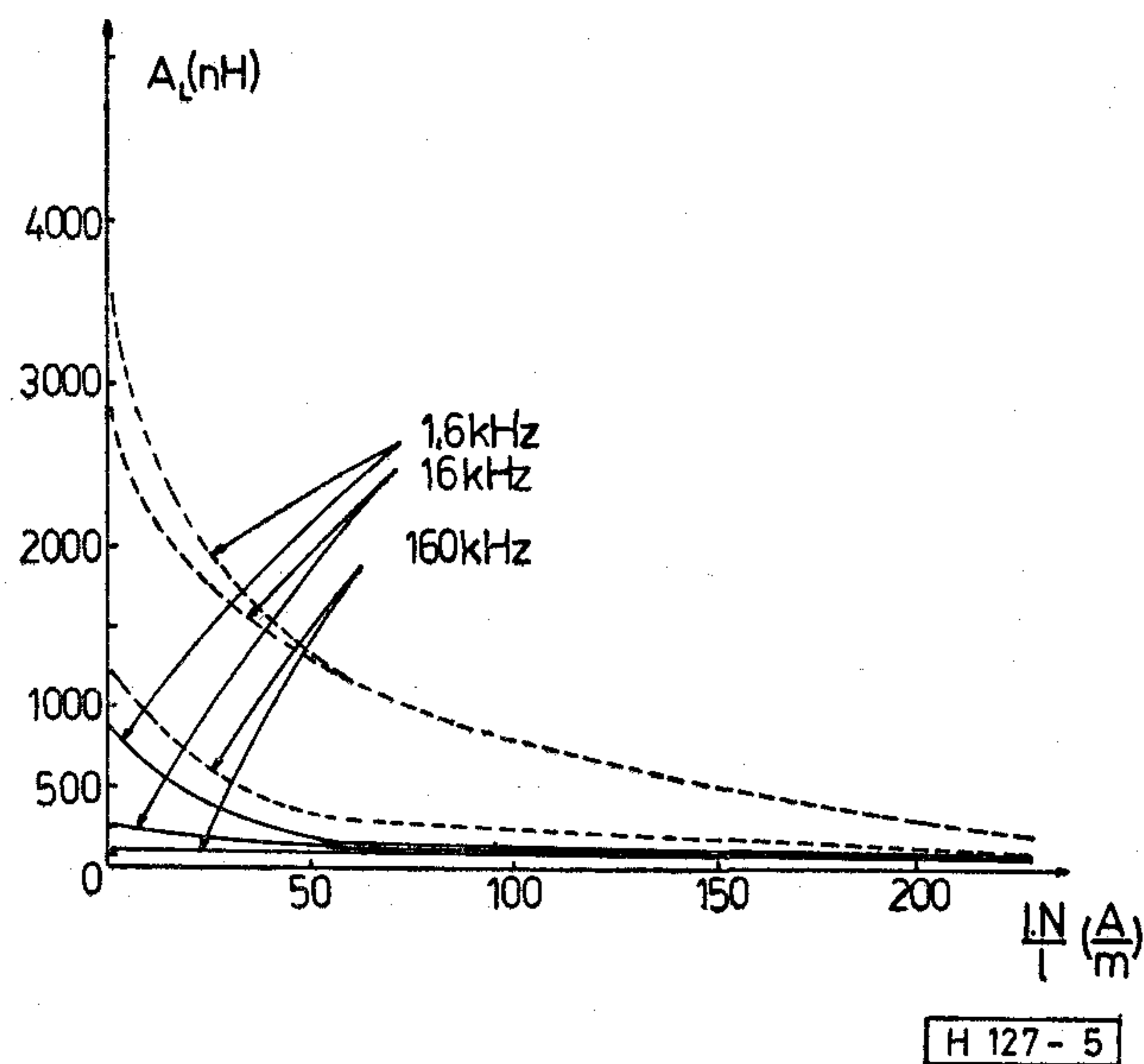
Megvalósított alkalmazások

1. Hangfrekvenciás, kisjelű transzformátorok

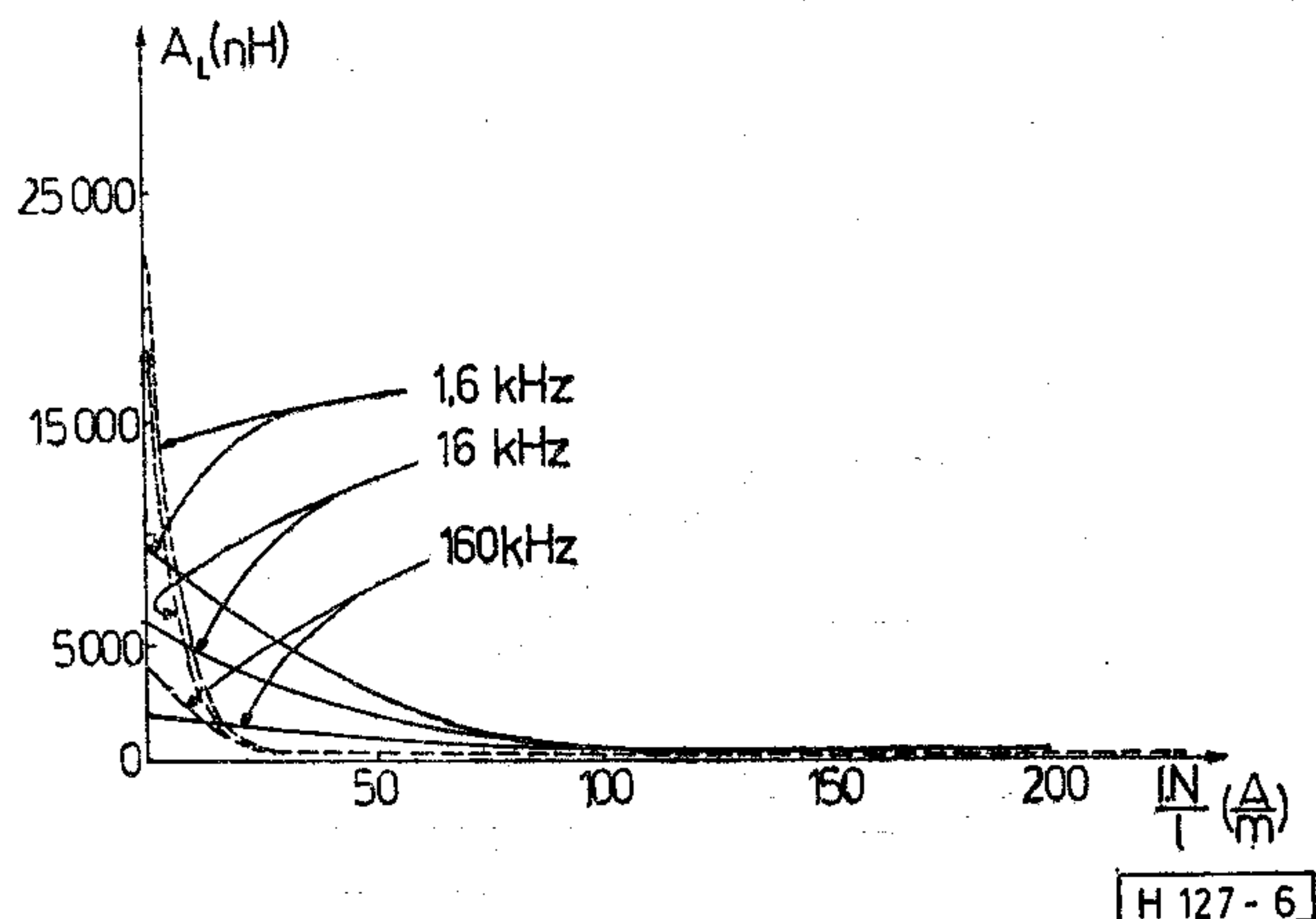
Már kiskereskedelmi forgalomban is kapható a MC (moving coil, mozgó tekercses) lemezjátszó-hangszedő



4. ábra. Az A_L szám frekvenciafüggése, F11 jelű minta, hőkezeléssel és anélkül



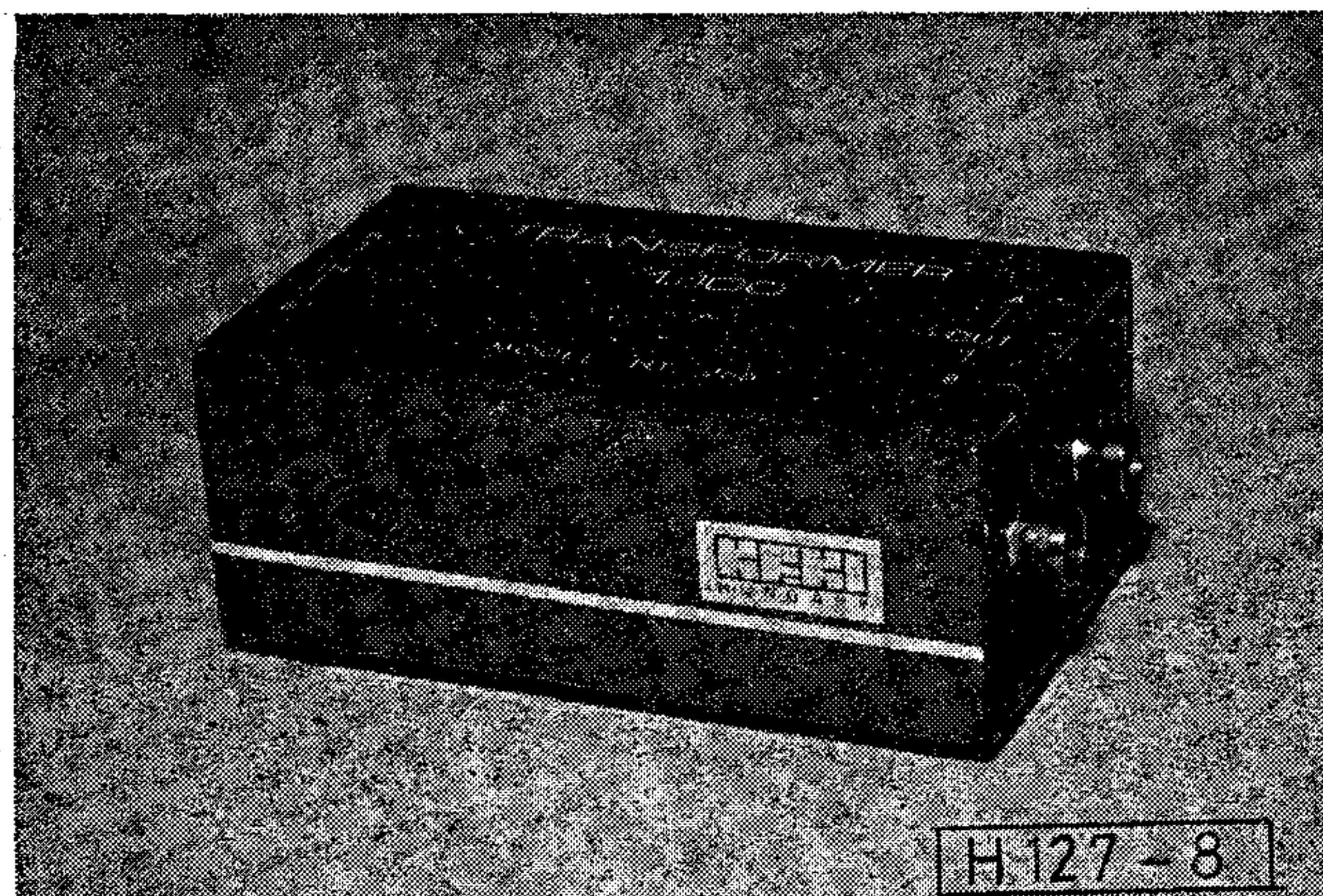
5. ábra. Az A_L szám gerjesztésfüggése, F10 típusú minta



6. ábra. Az A_L szám gerjesztésfüggése, F11 típusú minta



7. ábra. Mozdótekerceses hangszedő transzformátor képe



8. ábra. Kistorzítású műszertranszformátor képe

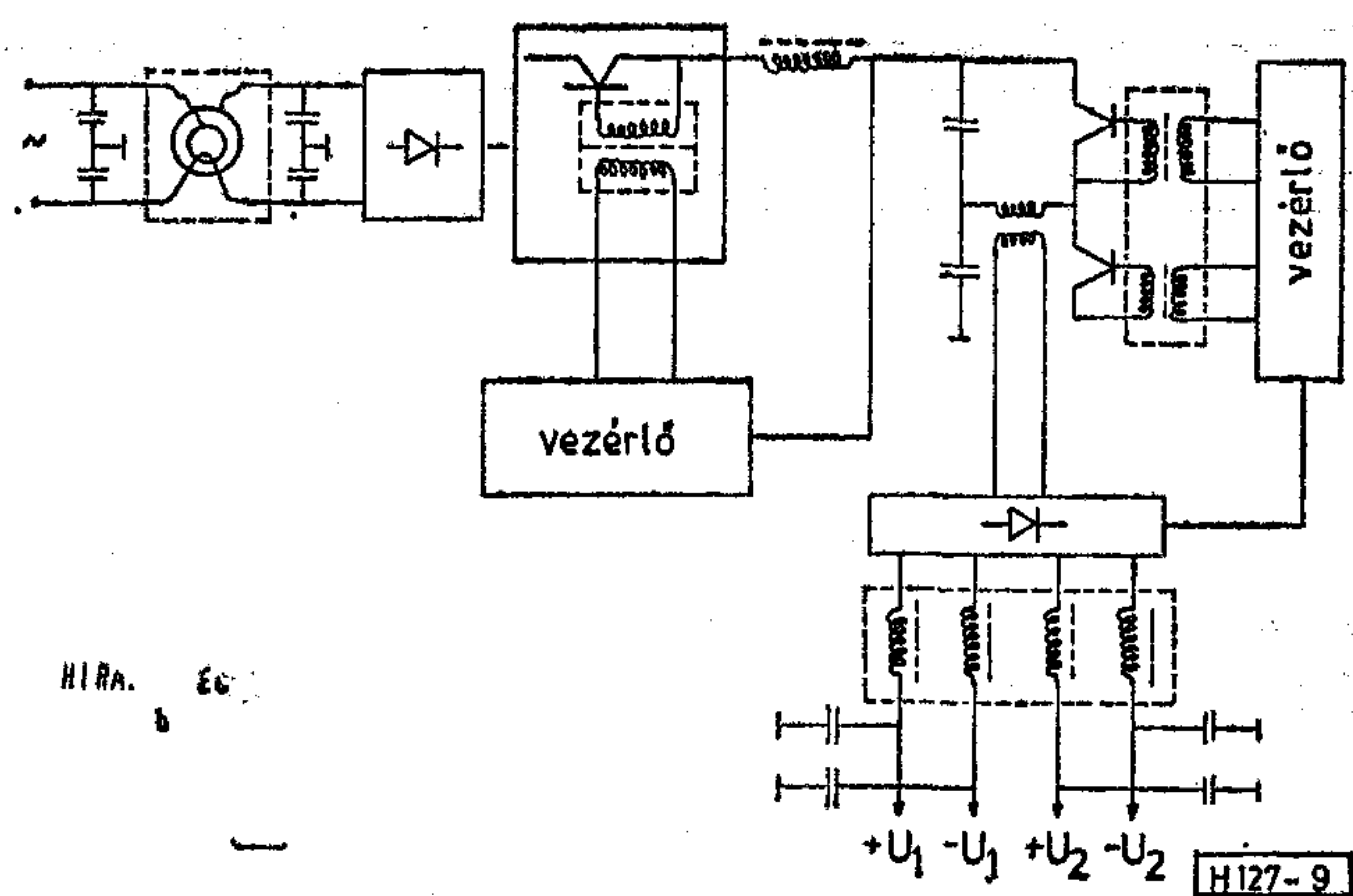
transzformátorunk. (7. ábra) Műszaki jellemzői közül kiemelnénk extrém széles $\Delta A=3$ dB esetén 8 Hz... 200 kHz-ig terjedő frekvenciaátviteli karakterisztikáját, igen csekély fázistolását ($<5^\circ$) és nagyon jó felfutási idejét.

A nagyszerű adatok mögött főleg a permeabilitás relatív frekvenciafüggetlensége rejtőzik. Ezek a műszaki paraméterek, valamint az auditív próbák eredményei a több száz dolláros dán és amerikai pick-up transzformátorok méltó társaivá avatják.

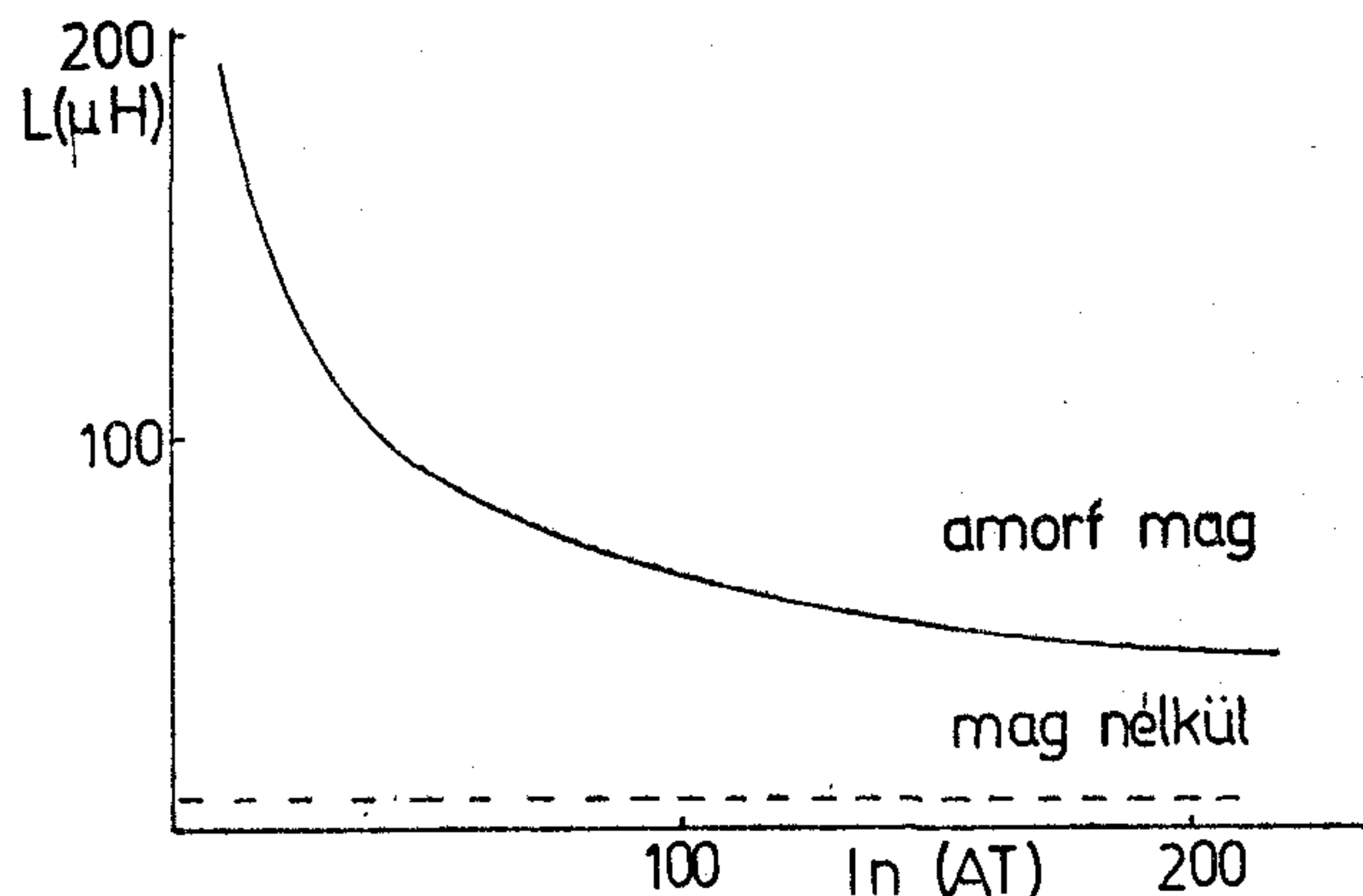
Hasonló konstrukciós elvet követnek azok a kisjelű transzformátoraink, amelyek nem hifi felhasználásra, hanem mérési célokra készülnek. A 266 típusjelű transzformátorcsalád egy igen kis torzítású tagja látható a 8. ábrán.

2. Fojtó- és zavarssűrő tekercsek

A 9. ábrán szaggatott vonallal bekereteztük azokat a helyeket, ahol a ferrit-magokat amorf ötvözetből készülttel váltottuk ki. Az intézetünkben gyártott ICA 80 és Eurocamac egységekben — a fojtótekercsen kívül — a tranzisztormeghajtó áramkörök is tartalmaznak fémüveget. Előnyösen kihasználható az így készült fojtók inductívitásának gerjesztésfüggése (10. ábra) kapcsoló üzemi tápegységek ripplejének terhelés-függetlenítésére is, ugyanis kis terhelésnél a kis $I \cdot N$ szám nagy inductívitást eredményez, ami — az egyébként növekedő — deviáció csökkenésének irányába hat.



9. ábra. Kapcsoló üzemi tápegység sematikus rajza



10. ábra. A zavarssűrőre használt inductívitás gerjesztésfüggése

Az erősáramú felhasználásnál „fordított” geometriát alkalmaztunk, az amorf szalagot itt a tekercs köré cséveltük a vaskeresztmetszet-növelés érdekében. Több száz darabos null-szériával igazoltuk az adott funkcióban a fémüveg felhasználhatóságát, s ezeket a tápegységeket a KFKI jelenleg is gyártja.

Összegezés

A leírtak alapján látható, hogy az amorf ötvözetek jól beilleszthetők a hagyományos anyagú lágymágnesek és a ferritek közé. Telítési mágnesszettségük lényegesen nagyobb a ferritekénél, viszonylagos frekvenciafüggetlenségük révén előnyösebben alkalmazhatók — főleg középfrekvenciás berendezésekben — a hagyományos lágymágneses anyagoknál.

A fémüveg szalagok már hazánkban is hozzáférhetők, és bízunk benne, hogy előnyös tulajdonságaikat egyre több, speciális alkatrésznél használják majd ki.

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] F. Luborsky, szerk.: Amorphous Metallic Alloys, Butterworths Monographs in Materials, London, Boston; (1983)
- [2] R. Hasegawa, szerk.: Glassy Metals — Magnetic, Chemical and Structural Properties, CRC Press, Boca Raton; (1982)
- [3] Konczos G., Tompa K., Varga L.: A fémüvegek gyakorlati felhasználása, KFKI Report 1982—22 Budapest; (1982)

Egy technikatörténeti előadás nyomán

DR. SZABÓ LÁSZLÓ: 60 év a magyar adócsőgyártás történetében

Az előadás a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Senior Csoportjának rendezésében, 1985 októberében hangzott el. Az előadó, az adócsőgyár volt főkonstruktőre, már 1973-ban is megemlékezett az Egyesült Izzólámpa és Villamossági RT. Adócsőgyára 50. évfordulójáról, egyesületünk Vákuumtechnikai Szakosztályának rendezésében.

Az Adócsőgyár több mint fél évszázados története szorosan összefügg a hazai műsorszóró rádiózás fejlődésével. A rádiótechnika fejlődését nagymértékben segítette a rádióamatőr-mozgalom is.

A gyár technológiai és gazdasági színvonalának emelkedése együtt halad a vákuumtechnika tudományának fejlődésével.

Nem véletlen, hogy egyesületünk első témaművelői is ekkor kezdik meg aktívabb munkájukat az Elektrotechnikai Egyesület Rádiószakosztályában előadások rendezésével, szakcikkek írásával. Később a Műegyetemi Rádió Club is rendez nivós szakmai eladásokat, igen nagy látogatottsággal. Néhány név a szakemberek közül: Erdöss Gyula, Magyar Endre, Tomcsányi István, Zakariás János, Molnár János, Tomits Iván, Békésy György a magyar postáról; Makó Zoltán, Czeglédi György, Lasz gallner Ernő, Kauser Dénes, Patay Imre, Bay Zoltán és sokan mások az iparból.

Természetesen a VATEA gyár mérnökei is részt vettek a rádiótechnika tudományának fejlesztésében, mert a vákuumtechnikai műveletek végzésénél számos saját szabadalomra is szükség volt. Az akkori hazai sajtó is nagy örömmel üdvözölte a VATEA gyár fejlesztési programját. Nagy sikere volt a kisfogyasztású telepes kétrácsos csöveknek, melyeknél már kolloid katódokat alkalmaztak. (Tomaschek Zoltán: Kolloid lámpák sajtóbemutatója, 1928.)

Az 1928-as években a hazai piacon a Tungsram gyártmányú báriumoxid katódú csövek is szerepeltek, de volt ORION gyártmány is és kaphatók voltak külföldi eredetű Philips, Telefunken és más márkájú elektroncsövek is.

Adócsövek gyártása regenerálással kezdődött, már az Izzóban is (Rédli Endre) és ez mint módszer a hazai adóberendezések csőellátásának kritikus időszakaiban mindig alkalmazásra került. A hazai adócsőgyártásnak, a Magyar Posta törekvései, jelentős impulzusokat adtak. Eleinte a hazai gyártás nem volt teljes, mert import alkatrészek és anyagok kényszerűségből is beépítésre kerültek, főleg a nagyobb teljesítményű, mesterséges hűtésű csöveknél. A csőgyártás ilyen módszereit a Magyar Philips Művek folytatta, a Philips csőtípusokkal. A hazai műsorszóró adók, 1941-re, hazai gyártású, Philips csövekre lettek átépítve, a Posta Kísérleti Állomásának irányításával. Ezen munkák csőgyártási programjában is ott volt Tomaschek Zoltán vegyészmérnök és munkatársa Waldhauser Ilona fizikus.

Időközben az adócsőgyár adóberendezéseket, sőt rövidhullámú antennákat is gyártott Frank Tibor mérnök vezetésével (Öreghegy 1941 stb.).

A második világháború pusztításai után, az újjáépítés során, igen jó együttműködés alakult ki a Magyar Posta és a Magyar Adócsőgyár között és megindulhatott az önálló magyar adócsőgyártás. Lehetővé vált a hazai adógyártás is, a nagyteljesítményű középhullámú és rövidhullámú berendezések területén és a csőellátásban az Adócsőgyár itt is kivette a részét. Az adógyártásban Sárközy Géza, Szikszay Lajos, Sturmán György, Malcsiner Ferenc és mások dolgoztak ebben az időben.

Az adócsőgyártásban ott találjuk Koncz Istvánt, Garai Lászlót, Konczos Istvánt, Csizmazia Győzőt, Szabó Lászlót és más szakembereket.

Az előadásból és előadottakból is kitűnik, hogy az adócsőgyár, mint ipari bázis és a Magyar Posta, mint felhasználó, jó kapcsolatait tették lehetővé a hazai csőgyártás megfelelő fejlődését. (Például: a nagyfogyasztású wolfram katódok helyett, a gazdaságosabb thorium katódok alkalmazását, valamint a mikrohullámú technikában használatos haladóhullámú csövek gyártását is.)

Az adócsőgyártásban az ipar és a Magyar Posta jó együttműködését mindenkor nagy várakozás és érdeklődés kísérte. Amikor pedig a további évekre az Adócsőgyár vezetőségének és minden munkatársának sikereket kívánunk a Híradástechnikai Tudományos Egyesület nevében is, felmerül sokunkban az a kérdés, hogy a hazai adócsőgyártás képes lesz e kielégíteni a jövő igényeit? Feltétlen megoldásra vár a meglévő fejlesztő és gyártó berendezések modern gépekkel való cseréje és nem utolsósorban a szakemberutánpótlás biztosítása.

Az előadás után több hozzászólás hangzott el és mindannyian hangoztatták a hazai adócsőgyártás fontosságát és szerepét a műsorszóró hálózatban. Kiemelést kívánnak postai részről G. Tóth Károlynak a Posta Rádió és Televízióműszaki Igazgatósága vezetőjének adatai, melyek szerint a jelenleg alkalmazott külföldi adócsőtípusok részleges kiváltása is jelentős valutamegtakarítást jelentene.

Az elhangzottak alapján az előadás elnöke javaslatot terjesztett elő, hogy az ipar és a Magyar Posta, valamint egyesületünk képviselője gyűjtse össze a hazai adócsőgyártásban jelenleg fennálló problémákat és készítsen előterjesztést az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottsághoz.

A jelenlevők helyesnek tartanának egy ily kezdő lépés megtételét.

Budapest, 1985. december 4.

Susánszky László

Alacsony hőmérsékleten leválasztott szigetelő rétegek letörési vizsgálatai

HORVÁTH ZSOLT—STUBNYA GYÖRGY*—
NÉMETH TIBOR—TÜTTŐ PÉTER—PONOMA-
RENKO JURIJ*

Magyar Tudományos Akadémia
Műszaki Fizikai Kutató Intézete

ÖSSZEFOGLALÁS

A dielektrikum rétegeket széleskörűen alkalmazzák a félvezető technológiában. Ezen rétegek letörési tulajdonságai nagymértékben hatnak vagy egyenesen meghatározzák az eszközök gyártási kihozatalát és megbízhatóságát. Alacsony hőmérsékleten leválasztott plazmás Si_3N_4 és CVD SiO_2 rétegek letörési tulajdonságait olyan számítógépezérelt mérési összeállítás segítségével vizsgáltuk, mely lehetővé teszi a rétegek elfáradási tulajdonságainak vizsgálatát is. A kapott letörési eredményeket az extrémérték statisztika integrált eloszlási ábrázolása segítségével értékeltük ki. Ez az ábrázolás kiemeli az eloszlás legfontosabb részét, a kis térerősség értékeknél letörést mutató kondenzátorok hatását, melyek meghatározzák az eszközkihozatalt és a megbízhatóságot. Az eloszlási görbékkel meghatározott, a hibahelyekkel kapcsolatos gyenge pontok aránya mind a Si_3N_4 , mind a SiO_2 rétegek esetében jó korrelációt mutat a leválasztási sebességgel.

Bevezetés

A dielektrikum rétegeket széleskörűen alkalmazzák a félvezető technológiában. Ezen rétegek letörési tulajdonságai nagymértékben hatnak vagy egyenesen meghatározzák az eszközök gyártási kihozatalát és megbízhatóságát.

Jelen előadás röviden leírja a letörési tulajdonságok mérési technikáját és statisztikus kiértékelési módszerét, valamint ismerteti az alacsony hőmérsékleten leválasztott plazmás Si_3N_4 és CVD SiO_2 rétegek esetében kapott eredmények egy részét.

Mérési módszer és kiértékelés

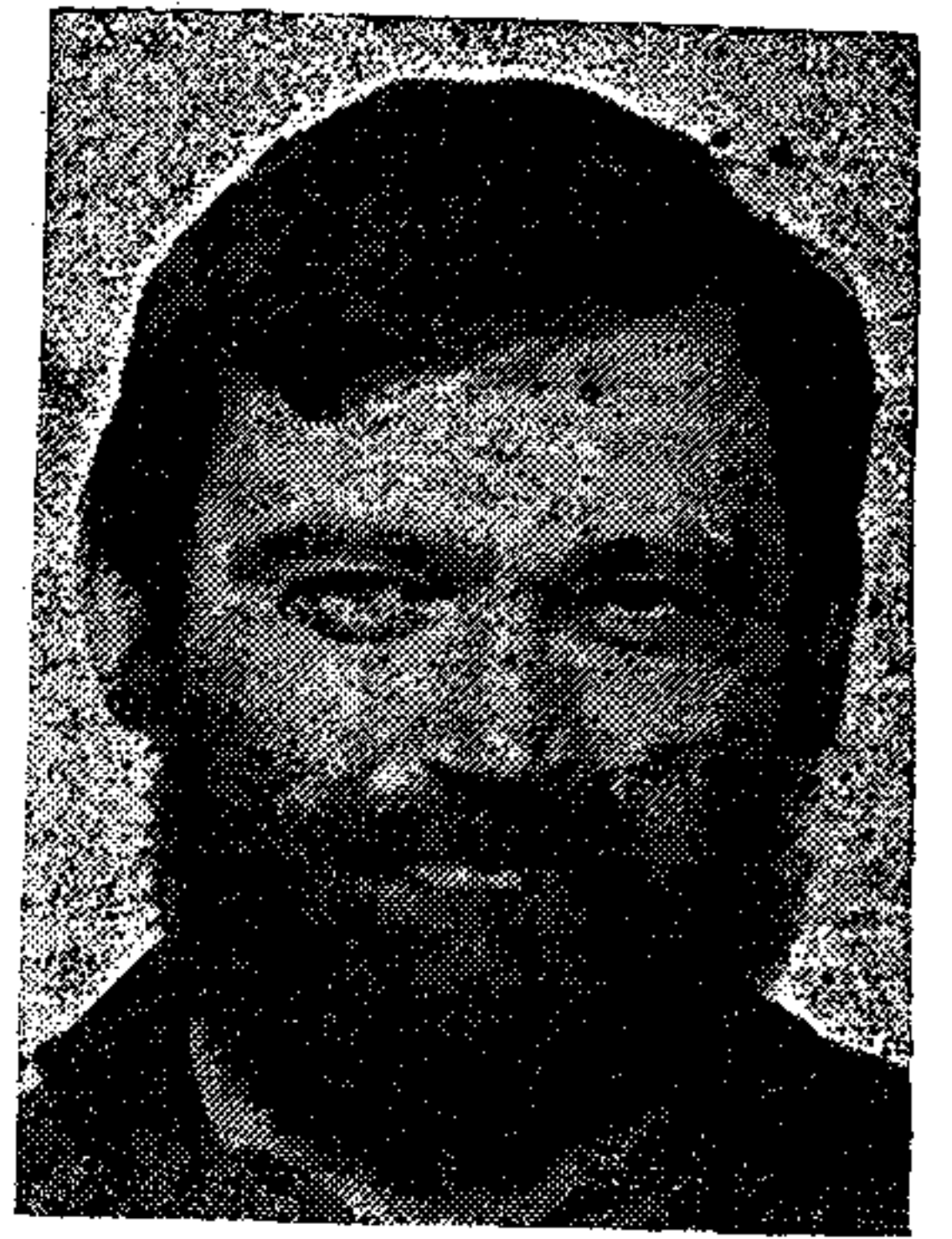
A dielektrikum rétegek letörési tulajdonságait kondenzátorok segítségével vizsgáltuk. A mérés alatt 100 V/s sebességű fűrészfeszültséget kapcsoltunk a mintára olyan polaritással, mely a félvezető felületet akkumulációba vitte. Az átfolyó áramot mértük és a letörést úgy definiáltuk, hogy az átfolyó áramnak el kellett érnie egy előre megadott szintet.

A mérési összeállítás az 1. ábrán látható. A mérés kezdetén a két fűrészgenerátor azonos konstans sebességgel indul. Mikor az áram eléri a megadott szintet, az első generátor nullázódik, a második pedig megáll és feszültségértéke regisztrálásra kerül, majd szintén nullázódik. A mintára kapcsolt fűrészfeszültség sebessége 100–10 000 V/s között változtatható.

Ez az összeállítás lehetővé teszi a kondenzátorok kifáradási tulajdonságainak vizsgálatát is. Kifáradás vizsgálat esetén a kapacitásra kapcsolt fűrészfeszültség sebességgel beáll egy előre megadott szintre. A második generátor adja az adott konstans előfeszítés esetén az előre meghatározott áramerősség eléréséhez szükséges idővel arányos jelet.

* Országos Műszaki Információs Központ és Könyvtár

Beérkezett: 1985. XI. 6. (A)



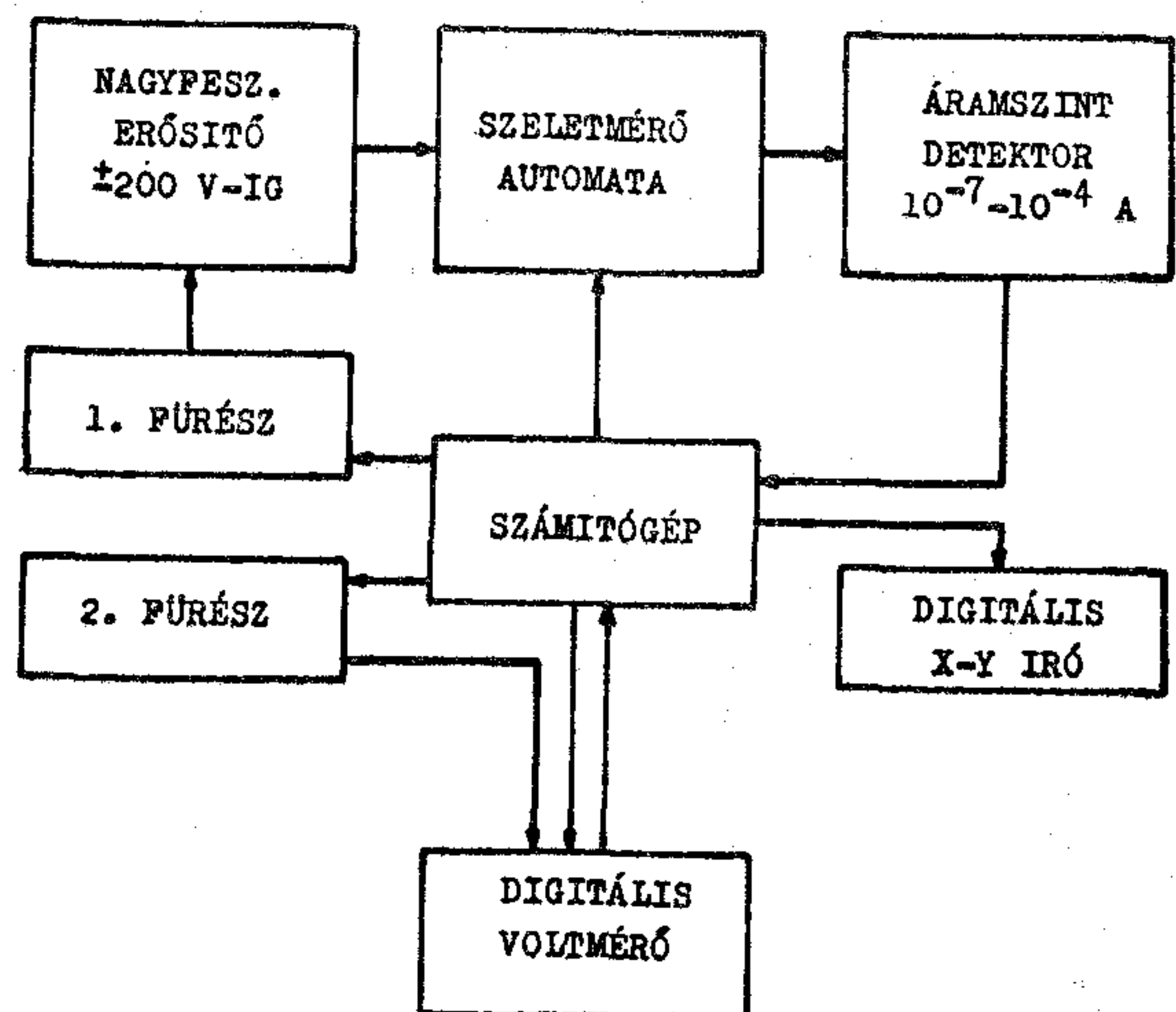
HORVÁTH ZSOLT a Kijevi Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki oklevelet 1973-ban. Azóta az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézetben dolgozik. 1983-ig szilícium alapú rétegszerke-

zetek kutatásával ill. az ezeken felépülő eszközök fejlesztésével foglalkozott. 1983. óta a GaAs alapú kutatásban és a mikrohullámú eszközök fejlesztésében vesz részt.

Az adott értékeket az extrémérték statisztika integrált eloszlási ábrázolása segítségével értékeltük ki [1]. A 2. ábra ezen ábrázolás egy példáját mutatja. Az y tengelyen a kumulatív letörési arány (F) van feltüntetve a térerősség (E) függvényében egyfajta kettős logaritmikus léptékben:

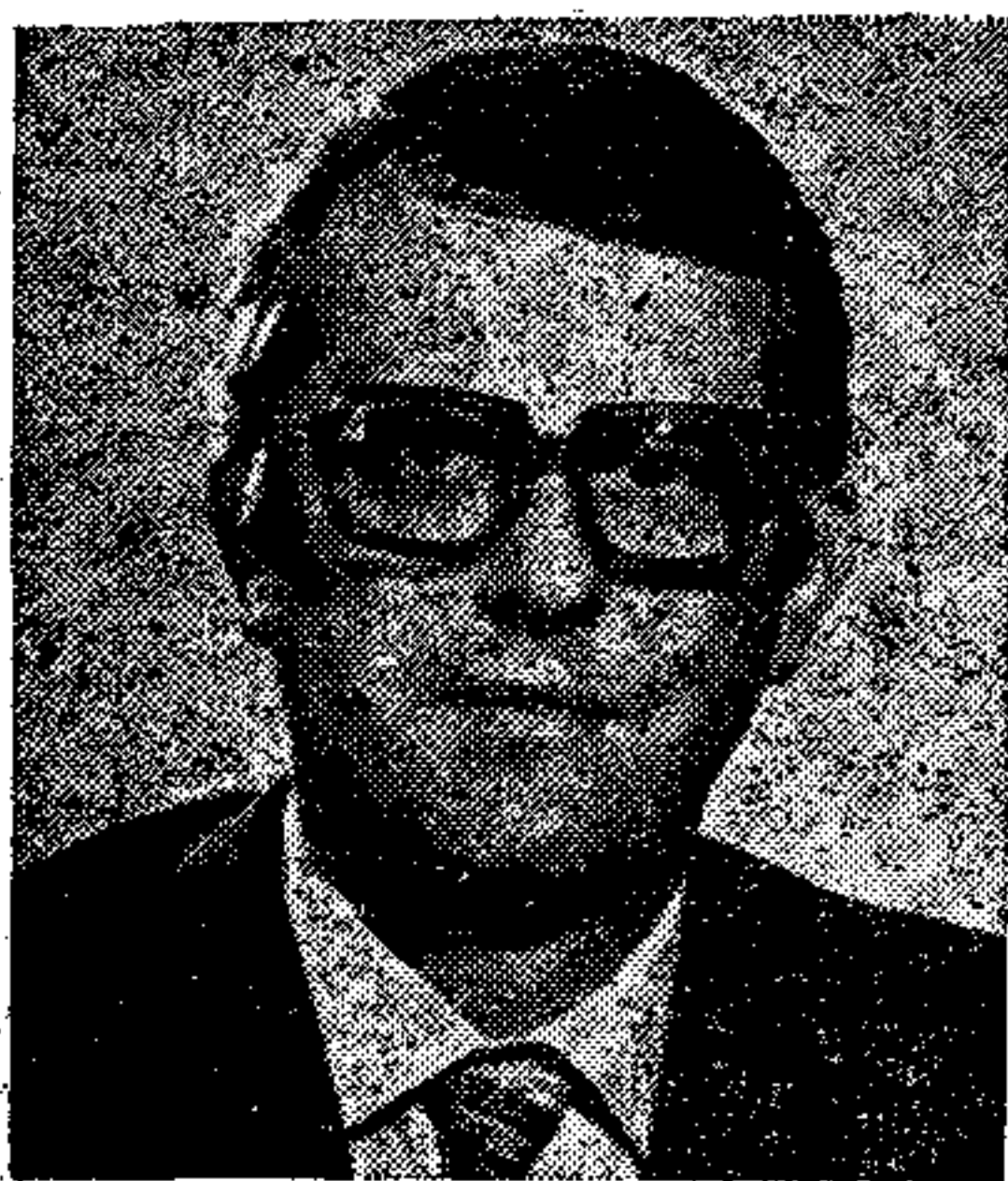
$$y = \ln \{ -\ln[1 - F(E)] \}$$

Ez a statisztikus ábrázolás kiemeli az eloszlás legfontosabb részét, a kis térerősség értékeknél letörést mutató kondenzátorok hatását. Ezek az értékek a legfontosabbak a kiértékelés során, hiszen ezek adnak információt a kihozatalról és megbízhatóságról, továbbá a görbe struktúrája a kis térerősség értékeknél további információt szolgáltat a hibák természetéről. Ezekből az ábrákból könnyű megjósolni a hiba valószínűségét tetszőleges eszközfelület esetén, mert különböző eszközfelületeknél az integrált eloszlási görbe egyszerűen függőlegesen eltolódik az $\ln(A_1/A_2)$ értékkel, ahol A_1 és A_2 az eszközfelületek.

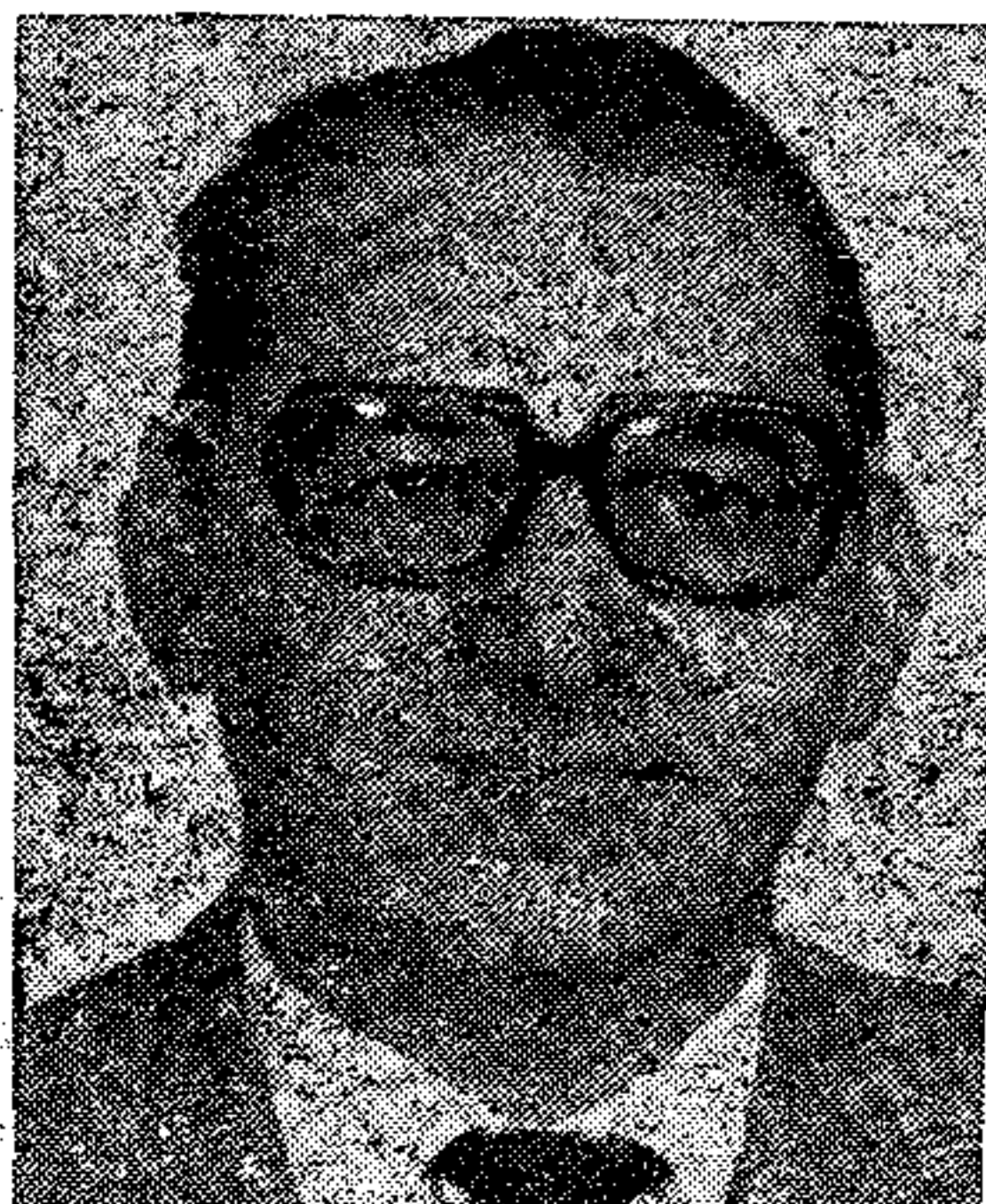


H 113 - 1

1. ábra. A mérési összeállítás blokkvázlata

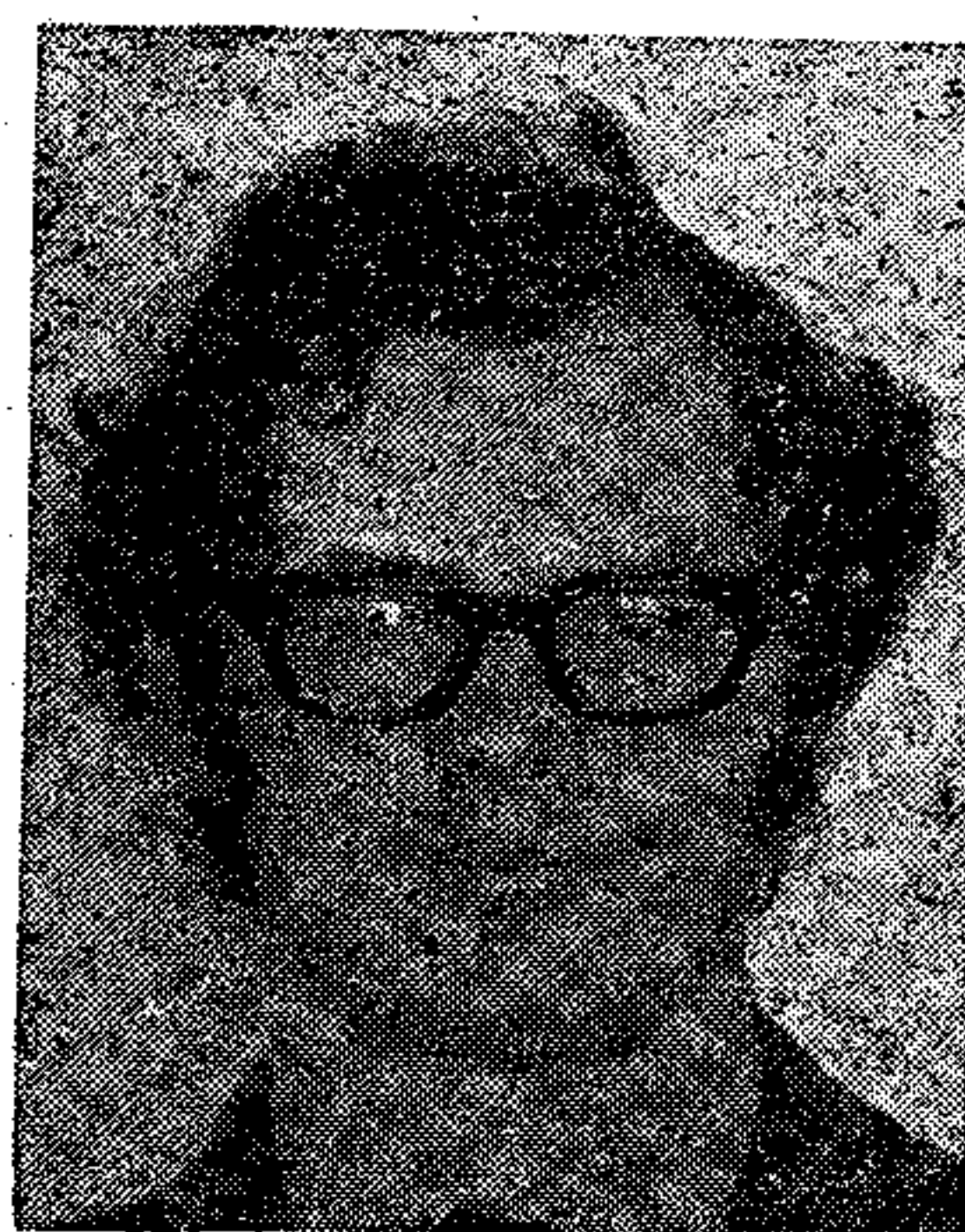


STUBNYA GYÖRGY 1968-ban a debreceni Kossuth Lajos Tudományegyetem vegyész szakán végzett. 1983-ig az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézetben technológusként dolgozott. Kutatási területei: különböző félvezető hordozókon szigetelő rétegek (SiO_2 , Si_3N_4) leválasztása CVD módszerekkel és ezek, valamint az így előállított rétegszerkezetek vizsgálata. 1983-tól az OMIKK-ban dolgozik mint informatikus.



NÉMETH TIBOR egyetemi tanulmányait a Kossuth Lajos

Tudományegyetem vegyész szakán fiziko-kémikusként fejezte be 1958-ban. Az MTA MFKI megalakulása óta első-sorban félvezető technológiával: vékony amorf és epitaxiális rétegek előállításával, tulajdonságaik vizsgálatával, korábban speciális félvezető anyagok előállításával és rövidebb ideig a volfram technológia-kémia problémáival foglalkozott. Tudományos tevékenységét közel 50 dolgozat, 10 előadás és több szabadalom társszerzősége jellemzi.

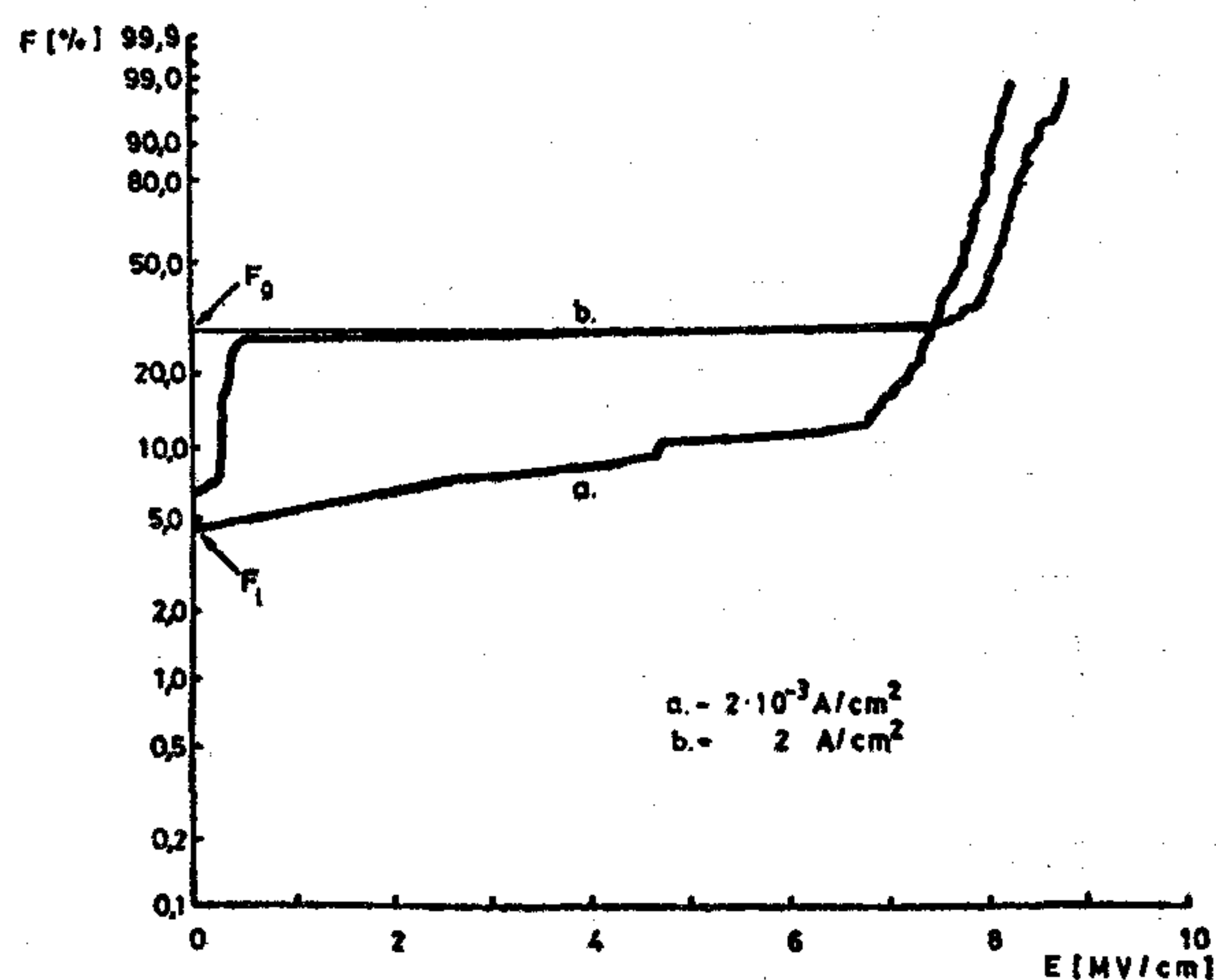


TÚTTÓ PÉTER 1971-ben végzett az ELTE TTK fizikus szakán, azóta az MTA

MFKI-ban dolgozik. Az eltelt időszakban főbb kutatási területei a szilícium alapú félvezető-szigetelő határfelület-közeli tartományok generációs-rekombinációs jelenségeinek, az MNOS struktúrák kettős dielektrikum rétegeiben lejátszódó fizikai folyamatoknak a vizsgálata és mérés technikáinak fejlesztése. Ezenkívül közreműködött a magnetorezisztor, a CCD és az MNOS típusú áramkörök fejlesztésében. Jelenleg vegyületfélvezetőkkel — többek között félvezető lézerek mérés technikai problémáival — foglalkozik.



PONOMARENKO JURIJ 1976-ban félvezető fizikusként végzett az Ogyesszal Állami Egyetemen. Kezdetben a Híradásipari Kutató Intézetben, majd 1978-tól az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézetében MOS eszközök minősítésével foglalkozott. Részt vett a FAMOS elvű nem illékony memória kifejlesztésében. Jelenleg az Országos Műszaki Információs Központ és Könyvtár dolgozójaként az online hozzáférésű információs adatbázisokkal foglalkozik.



H 113-2

2. ábra. 100 db kondenzátor letörési térerősségének tipikus kumulatív eloszlása CVD SiO_2 esetén (a — első, b — második mérési sorozat)

Az elektronsugarasan párologtatott Al rétegekből fotolitográfia és kémiai marás segítségével előállított kondenzátorok felülete 10^{-4} cm^2 volt. Egy mérési sorozat 100 kondenzátor letörési méréséből állt. Két mérési sorozatot végeztünk minden 100 kondenzátorból álló csoporton: az első 200 nA megadott áramszintnél, a másodikat 100 μA -nél. Minden szeleten 2—5 kondenzátorcsoportot vizsgáltunk.

A 2. ábrán a 200 nA-es első mérési sorozatra kapott a görbe két részből áll: a kevésbé meredek rész a lokalizált szemcsékkel, üregekkel, szennyezőkkel, repedésekkel, feszültségekkel és erőtertorzulásokkal kapcsolatos gyenge pontoknak felel meg. A meredek rész az intrinsic letörési tartomány, melynek egyik lehetséges mechanizmusa a Fowler-Nordheim tunnelezés. A hibák okozta letörés nem reverzibilis, míg az intrinsic letörés kis áramszinteknél reverzibilis, amint a 2. ábrán is látható. A második sorozatra kapott b görbe nem függ a második sorozatra megadott áramszinttől, ugyanaz más áramértékek esetén is, csak az első sorozat áramszintjétől függ. A második mérési sorozat közben a nagy áramsűrűség miatt gyakorlatilag az összes kondenzátor tönkremegy, miközben látható fényt sugároz ki.

A kumulatív eloszlásgörbékéből a lyukas pontok arányát (F_1), a gyenge pontok arányát (F_0) és az intrinsic letörési térerősséget (E_B) értékeltük ki. A gyenge pontok arányából kiszámítottuk a hibasűrűséget a következő kifejezés alapján [2].

$$N_g = - \frac{\ln(1 - F_0)}{A}$$

Rétegleválasztás

A szilíciumnitrid rétegek Si és GaAs hordozóra lettek leválasztva egy párhuzamos elektródos alacsonyfrekvenciás (30 kHz) plazma reaktorban 3% SiH_4 + 97% N_2 -t tartalmazó gázkeverék felhasználásával és kb. ugyanilyen mennyiségű N_2 vagy NH_3 hozzáadásával. Néhány esetben Ar hozzáadása is történt. A leválasztás alatt a gáznyomást 0,005—0,013 Pa között tar-

tottuk. A generátor kimenőteljesítményét a lehetséges legoptimálisabb vastagsághomogenitás szerint választottuk ki. A szeletek hőmérséklete 275–325 °C között változott. A szeleteket kémiailag vagy kémiailag és in situ plazmamarással tisztítottuk leválasztás előtt.

A CVD SiO₂ rétegeket 375 és 450 °C-on választottuk le egy 684 cm³/perc áramlási sebességű 0,5% SiH₄-t, 1,7% O₂-t és 97,8% N₂-t tartalmazó gázkeverékből. Vivőgázként 12 180 cm³/perc áramlási sebességű N₂-t használtunk. Esetenként plusz oxigént adtunk hozzá, és a Si szubsztrátok egy részét HNO₃-ban történő forralással passziváltuk leválasztás előtt.

A rétegeket részlegesen hőkezeltük leválasztás után 500 °C-on N₂-ben 20 percig.

Eredmények

Szilíciumnitrid rétegek

A gázkeverék hatását a 300 °C-on Si hordozóra plazmában leválasztott Si₃N₄ rétegek letörési viselkedésére az 1. táblázat szemlélteti. Látszik, hogy NH₃ reaktív gázadalék esetén a hibás pontok száma kisebb és a letörési térférség nagyobb, mint N₂ esetén. Az argon hozzáadása szintén javítja a letörési tulajdonságokat. A tömörebb rétegek kialakulása ezekben az esetekben valószínűleg a nagyobb leválasztási sebességek (v) következménye, melyeket szintén megadtunk az 1. táblázatban. Az NH₃ hatása kapcsolatban állhat még a szilíciumnitrid rétegbe történő nagyobb mértékű hidrogénbeépüléssel, lekötve a szabad szilíciumvegyértékeket, melyek mindig jelen vannak a Si₃N₄ rétegekben [3]. A többi hőmérsékleten is hasonló hatást találtunk.

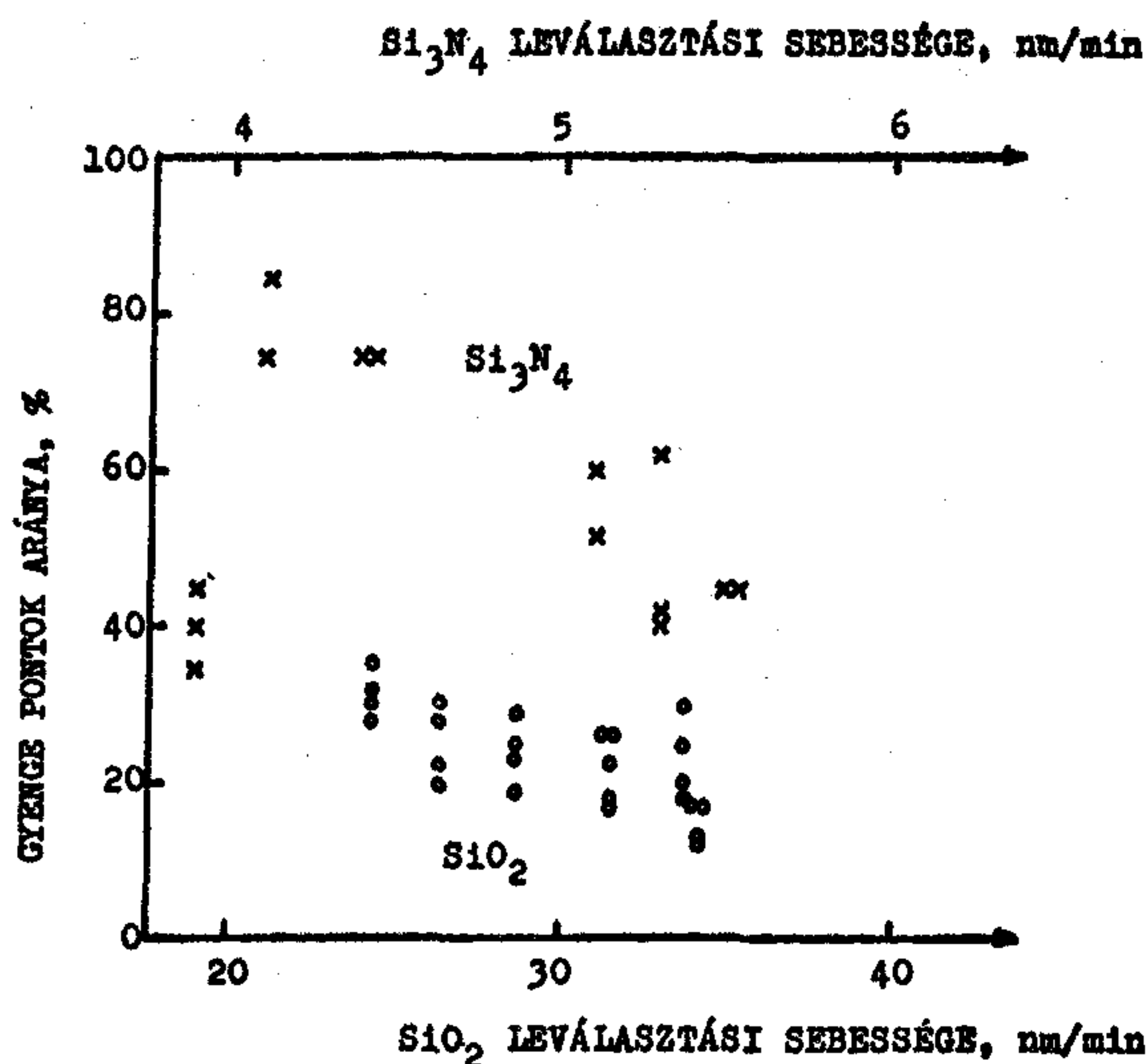
A szubsztrátum hőmérséklet oly módon hatott a letörési tulajdonságokra, hogy azok a hőmérséklet növelésével javultak. Ez a hatás, amint a (SiH₃+N₂)+NH₃+Ar gázkeverékre (Si szubsztrátum) kapott eredményeket tartalmazó 2. táblázat mutatja, bizonyára nemcsak a nagyobb leválási sebességekkel kapcsolatos.

1. táblázat. A gázkeverék hatása a Si₃N₄ rétegek letörési tulajdonságaira

Gázkeverék	F_g , %	N_g , cm ⁻²	E_B , MV/cm	v , nm/min
(SiH ₄ +N ₂)+N ₂	75	13 900	8,2	4,4
(SiH ₄ +N ₂)+NH ₃	40–62	5100–9700	10,3	5,3
(SiH ₄ +N ₂)+N ₂ +Ar	52–60	7300–9200	8,2	5,1
(SiH ₄ +N ₂)+NH ₃ +Ar	45	6000	10,2	5,5

2. táblázat. A leválasztási hőmérséklet hatása a Si₃N₄ rétegek letörési viselkedésére

T , °C	F_g , %	N_g , cm ⁻²	E_B , MV/cm	v , nm/min
275	75–85	13 900–19 000	7,8	4,1
300	52–60	7 300–9 200	8,2	5,1
325	35–45	4 300–6 000	8,9	3,9



H 113 - 3

3. ábra. A leválasztási sebesség és a gyenge pontok aránya közötti korreláció

3. táblázat. Az oxigéntartalom hatása a CVD SiO₂ rétegek letörési tulajdonságaira

3. táblázat

O ₂ tartalom cm ³ /min	F_1 , %	F_g , %	N_g , cm ⁻²	v , nm/min
11,5	0–2	28–35	3300–4300	24,4
16,5	5–8	20–30	2200–3600	26,4
19,3	0–2	19–29	2100–3400	28,8
24,5	0–1	17–26	1900–3000	31,5
31,5	1–17	18–30	2000–3600	33,7
39,0	0–1	7–17	700–1900	34,2
11,5*	1–4	20–28	2200–3300	24,4
31,5*	0–1	3–8	300–800	33,7

* HNO₃ passzivált

A GaAs hordozók insitu plazma marása nagyon jó eredményeket adott: a gyenge pontok számát 10%-ra sikerült csökkentenünk, azaz a hibásűrűséget kb. 1000 cm⁻²-re. Ezek az eredmények azt sugalmazzák, hogy a szubsztrátum felülete fontos szerepet játszik a rétegválasztás folyamatában, ill. a letörési mechanizmusban. Si szubsztrátumok esetén a plazmamarás nem mutatott számottevő hatást.

A leválasztás utáni hőkezelés hatása pozitív volt, de nem jelentős.

A Si₃N₄ rétegek lyukas pontjainak aránya 0–5% között volt.

Szilíciumdioxid rétegek

A CVD szilíciumdioxid rétegek esetén a hordozó-hőmérséklet gyakorlatilag nem hatott a letörési viselkedésre sem Si, sem GaAs esetében. A leválasztás utáni hőkezelés Si szubsztrátum esetén javította a 375 °C-on leválasztott rétegek letörési tulajdonságait, amíg a 450 °C-on leválasztottak esetében rontotta őket.

A legnagyobb mértékben az oxigéntartalom hatott ezen rétegek letörési tulajdonságaira. Hatását Si szubsztrátum és 450 °C esetében a 3. táblázat mutatja. A gyenge pontok aránya csökken növekvő oxigéntartalommal (a 31,5 cm³/perc oxigéntartalomnál kapott értékek valószínűleg egy ismeretlen véletlen esemény következményei). A HNO₃ passziválás javította a letörési tulajdonságokat, ami hangsúlyozza a szubsztrátumfelület hatását.

Ezek a letörési eredmények szintén nagyon jól korrelálnak a leválasztási sebességgel. A 3. ábra az 1., 2. és 3. táblázatban megadott gyengepont arányokat összegzi a HNO₃ passziváció kivételével. A korreláció valószínűleg a krisztallitméretek hatását tükrözi.

Összesítés

Ismertettük az intézetünkben megvalósított statisztikus letörésvizsgáló kísérleti módszert és a mérési adatok kiértékelését.

Az alacsony hőmérsékleten leválasztott plazmás Si₃N₄ és CVD SiO₂ rétegek letörési eredményei jó korrelációt mutatnak a leválasztási sebességgel.

Köszönetnyilvánítás

A szerzők Lendvay Ödönnek, Lőrinczy Andrásnak és Mojzes Imrének támogatásukért, Bácsvány Józsefnek, Csonka Albertnek, Földesi Jánosnak, Lovicska Lászlónak, Németh Tibornak és Szabó Évának a rétegleválasztás és eszközkészítés során nyújtott segítségükért, Nemes Péternek, Tóth Andrásnak és Vitkay Lászlónak a kísérleti berendezés felépítése terén végzett tevékenységükért, Major Jánosnak a gépelési munkák elvégzéséért mondanak köszönetet.

IRODALOM

- [1] D. R. Wolters: Breakdown and Wearout Phenomena in SiO₂. INFOS81, Springer Series in Electrophysics, Vol. 7. pp. 180—184
- [2] P. Solomon, N. Klein, M. Albert: A Statistical Model for Step and Ramp Voltage Breakdown Tests in Thin Insulators. Thin Solid Films, Vol. 35, 1976 N5, pp. 321—326
- [3] H. J. Stein: Ion-bombardment-induced transfer of H from N to Si in amorphous Si₃N₄. Applied Physics Letters, Vol. 32, 1978 N6, pp 379—380

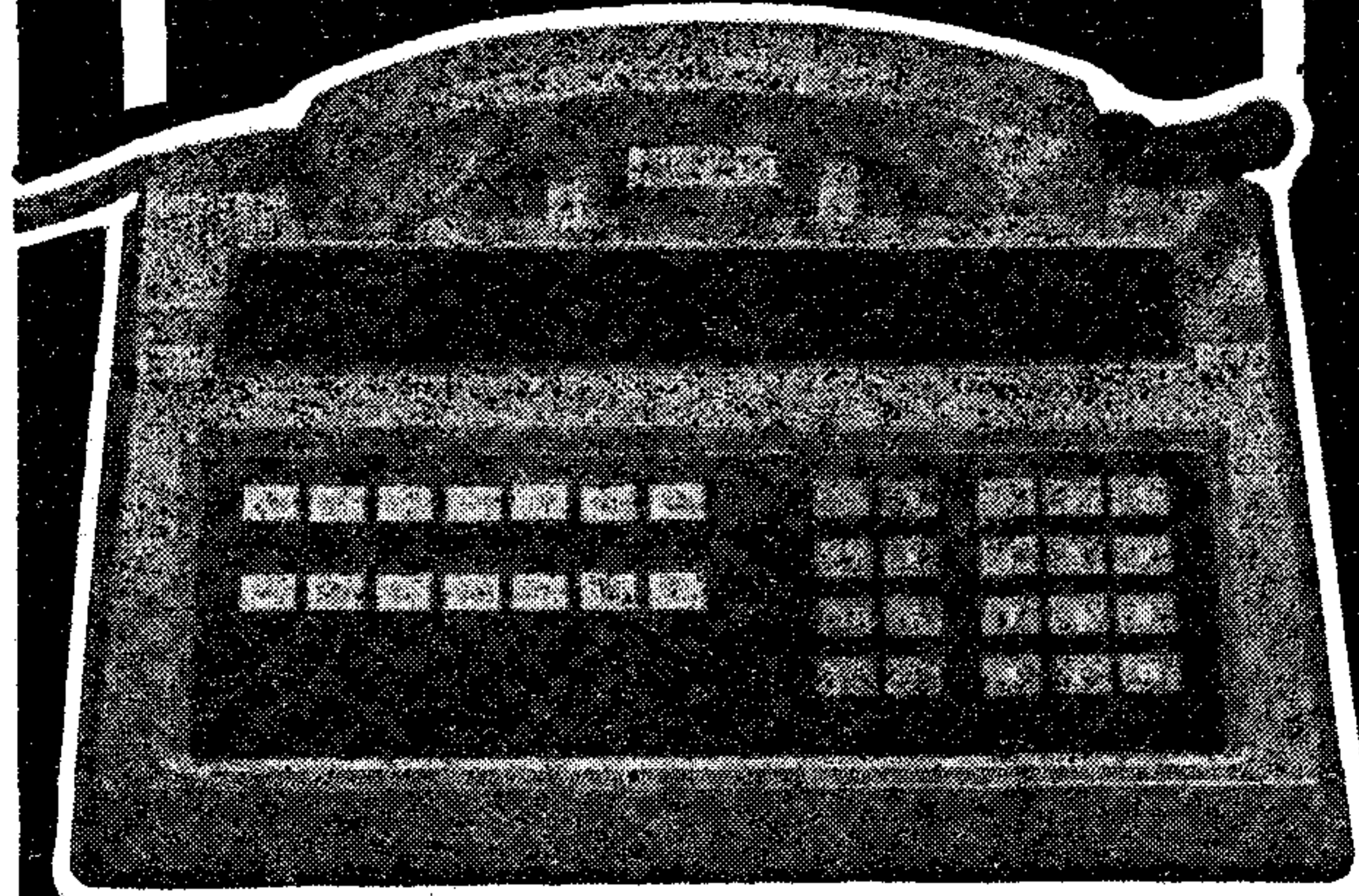


**Munkahelyén
új
SEGÍTŐTÁRS**
a

**főnök-titkári
telefonberendezés**

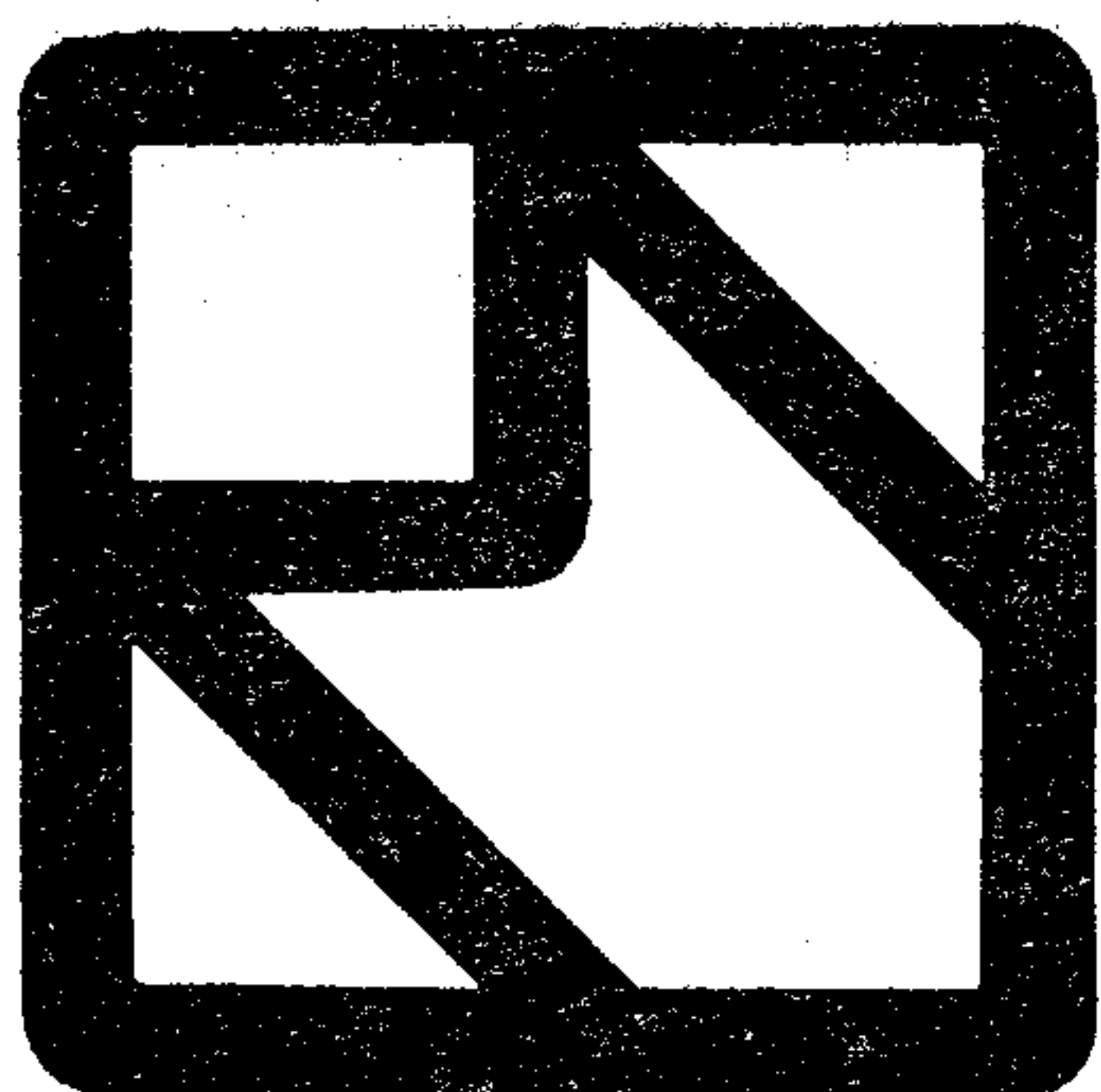
4-12-20
külső vonal
fogadására alkalmas.

Biztosítja
munkatársai gyors
elérésének lehetőségét.



BHG
**Híradástechnikai
Vállalat**

BUDAPEST, 1509 POSTAFIÓK 2 - XI, FENÉRVÁRI ÚT 70.
TELEFON 453 300 - TELEX 22-5933



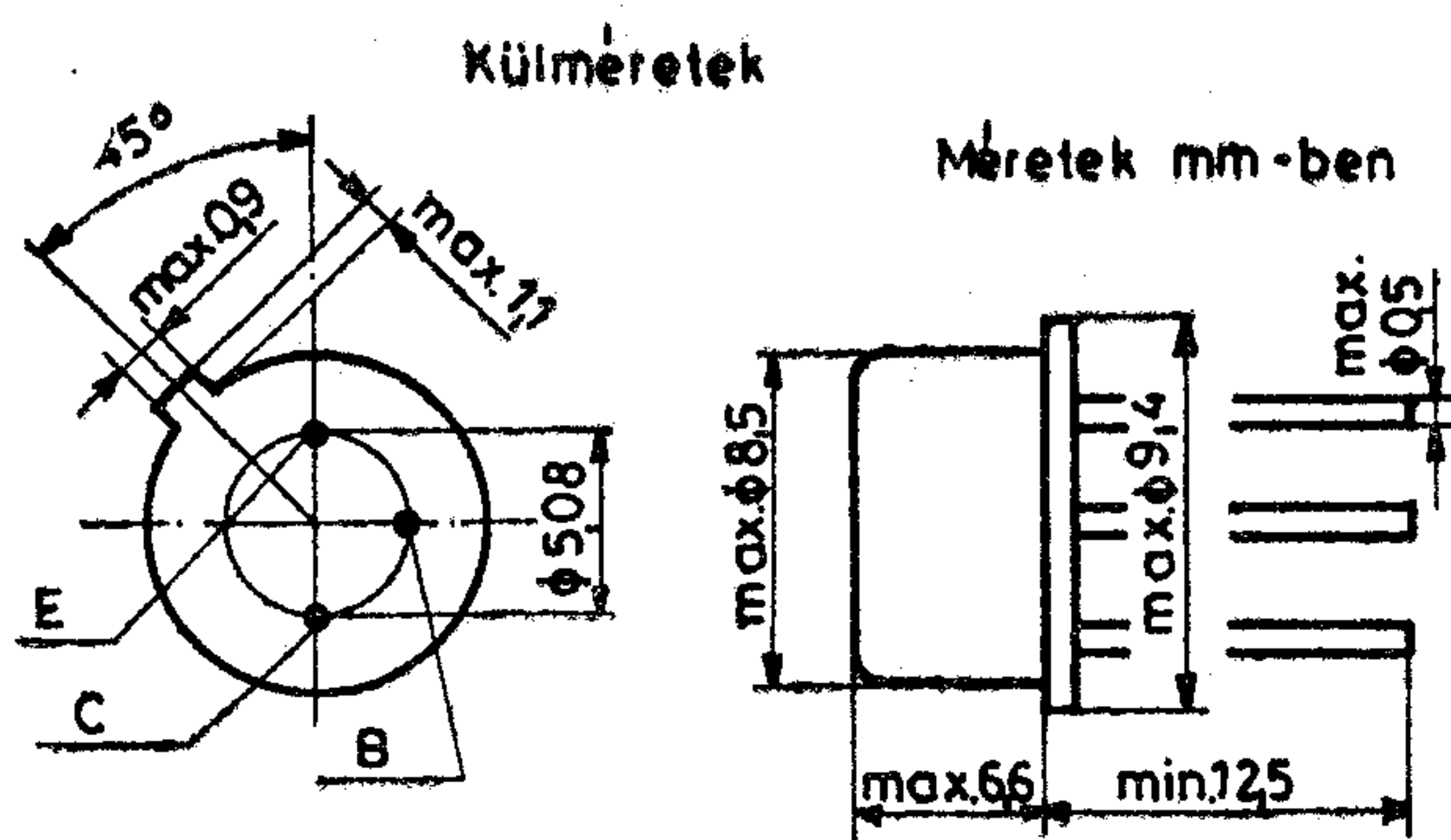
M.E.V.

**MIKROELEKTRONIKAI
VÁLLALAT**

IV., Fóti út 56.

1325 Budapest, Pf. 21 Telefon: 691-100 Telex: 22-7306

Nagyfeszültségű szilícium PNP planár tranzisztor 2N 5415 2N 5416



Tok: TO-39
Tömeg: kb 1,5g

A kollektor a fémházzal
össze van kötve.

Ajánlott alkalmazás

A 2N 5415, 2N 5416 nagyfeszültségű szilícium epitaxiális planár PNP tranzisztor közszükségleti és ipari felhasználásra szolgál. Elsősorban meghajtóként alkalmazható nagyfeszültségű kis áramú inverterekben, kapcsoló és soros üzemű stabilizátorokban.

Bármely alkalmazástechnikai kérdésben a MEV Félvezető Ágazat Fejlesztése készséggel áll felhasználóink rendelkezésére (Telefon: 692-800/2337).

Schronk László

MAXIMÁLIS HATÁRADATOK	JELÖLÉS	2N 5415	2N 5416	EGYSÉG
Kollektor-bázis feszültség	$-V_{CBO}$	200	350	V
Kollektor-emitter feszültség	$-V_{CEO}$	200	300	V
Emitter-bázis feszültség	$-V_{EBO}$	4	6	V
Kollektor egyenáram	$-I_C$	1	1	A
Bázis egyenáram	$-I_B$	0,5	0,5	A
TELJES TELJESÍTMÉNYDISZIPÁCIÓ				
$T_{amb} 50^\circ C$	P_{tot}	1	1	W
$T_{case} 25^\circ C$	P_{tot}	10	10	W
Átmeneti hőmérséklet	T_j	150	150	$^\circ C$
Tárolási hőmérséklet	T_s	- 55...+150		$^\circ C$
HŐELLENÁLLÁS				
átmenet és tok között	R_{thjc}	17,5	17,5	K/W
átmenet és környezet között	R_{thja}	150	150	K/W

STATIKUS JELLEMZŐK $T_{case} = 25^{\circ}C$ ha másként nincs meghatározva	JELÖLÉS	2N 5415	2N 5416	EGYSÉG
Kollektor-bázis visszáram ($I_E = 0$) $-V_{CB} = 175V$ $-V_{CB} = 280V$	$-I_{CBO}$ $-I_{CBO}$	≤ 50	≤ 50	μA μA
Kollektor-emitter visszáram ($I_B = 0$) $-V_{CE} = 150V$	$-I_{CEO}$	≤ 50	≤ 50	μA
Emitter-bázis visszáram ($I_C = 0$) $-V_{EB} = 4V$ $-V_{EB} = 6V$	$-I_{EBO}$ $-I_{EBO}$	≤ 20	≤ 20	μA μA
Tartós kollektor-emitter feszültség* ($I_B = 0$) $-I_C = 10mA$	$-V_{CEO(sus)}$	≥ 200	≥ 300	V
Tartós kollektor-emitter feszültség* ($R_{BE} = 50\Omega$) $-I_C = 50mA$	$-V_{CER}$		≥ 350	V
Kollektor-emitter maradék feszültség* $-I_C = 50mA$, $I_B = 5mA$	$-V_{CEsat}$	$\leq 2,5$	$\leq 2,5$	V
Bázis-emitter feszültség* $-I_C = 50mA$, $V_{CE} = 10V$	$-V_{BE}$	$\leq 1,5$	$\leq 1,5$	V
Egyenáramú áramerősítési tényező* $-I_C = 20mA$, $V_{CE} = 10V$	h_{21E} h_{21E}	≥ 30 ≤ 150	≥ 30 ≤ 120	

* Impulzus üzem: impulzus hossza = $300\mu s$ kitöltési tényező $\leq 2\%$

DINAMIKUS JELLEMZŐK $T_{case} = 25^{\circ}C$	JELÖLÉS	2N 5415	2N 5416	EGYSÉG
Kisjelű áramerősítési tényező $-I_C = 5mA$, $-V_{CE} = 10V$, $f = 1kHz$	h_{21e}	> 25	> 25	
Kollektor-bázis kapacitás $-V_{CB} = 10V$, $f = 1MHz$	C_{BO}	< 25	< 25	pF
Tranzitfrekvencia $-I_C = 10mA$, $-V_{CE} = 10V$, $f = 5MHz$	f_T	> 15	> 15	MHz



M.E.V. MIKROELEKTRONIKAI VÁLLALAT

Beszámoló a 15. Európai Mikrohullámú Konferenciáról

A 15. Európai Mikrohullámú Konferenciát 1985 szeptemberében Párizsban rendezték meg a Kongresszusi Palotában kiállítással egybekötve. A konferencián 30 országból több mint 800 résztvevő volt, ami rekordszámot jelent.

A konferencián 110 előadás hangzott el három párhuzamos szekcióban. Ezen kívül 30 poszterelőadást szerveztek. Továbbá 11 meghívott előadás volt, melyeket plenáris ülésen tartottak áttekintő jelleggel.

Magyar előadás egy volt: dr. Reiter György és Kolumbán Gézáné: „Diplexer elrendezés E síkú fém-lap alkalmazásával” című poszterelőadása, mely iránt jelentős érdeklődés mutatkozott.

Dr. Berceli Tibor ellátta a Satellite II. szekció elnöki teendőit. Részt vett a Rendező Bizottság és a Technikai Program Bizottság munkájában, mint e bizottságok tagja.

Kiemelt témák a rendszerek, új félvezető eszközök és a milliméteres sáv áramkörei voltak. Oktató jellegű szekciót is szerveztek a nemlineáris mikrohullámú áramkörök területén. Ezenkívül munkaülést (workshop) rendeztek a monolit integrált mikrohullámú áramkörök témájában.

A rendszerek területén elsősorban az új áramköri megoldások és ezeknek a berendezésekben való alkalmazása volt az érdeklődés előterében. Ilyenek például a dielektromos rezonátorokkal felépített szűrők, lineáris digitális modulátorok, 2 dB zajtényezőjű FET előerősítők, 5–10 W teljesítményű tranzistoros adófokozatok. Az új félvezető eszközök közül kiemelendők a 20 GHz-ig használható teljesítmény FET-ek és a 100 GHz-ig üzemeltethető Gunn diódák. Az érdeklődés középpontjában a legújabb félvezető eszköz a HEMT (nagy elektronmozgékonyosságú tranzisztor áll). A nagymozgékonyosságot heterostruktúrájú félvezetővel érik el. A HEMT eszközökhöz nagy reményeket fűznek, főleg a milliméteres hullámsávban való alkalmazhatóság szempontjából.

Az áramkörök terén nagy az érdeklődés a milliméteres hullámsávban használható új megoldások iránt. Különösen a fin-vonalas áramkörök és a dielektromos rezonátorral stabilizált oszcillátorok terén ismertettek új eredményeket. Milliméteres hullámú keverőkkel is több előadás foglalkozott.

A műholdas hírközlés és műsorszórás rohamosan terjed és a következő 15 évre szóló prognózisok szerint még gyorsabb ütemű fejlődés várható. Jelenleg 80-nál több geostacionárius műhold van az égbolton. Növekszik a többszörös hozzáférést biztosító megoldások száma.

A Telettra kutatói levegőhidas FET eszközök új technológiáját ismertették, mellyel 1,25 dB zajtényező érték el 9 dB erősítés mellett 10 GHz-en 0,5 m-es gate hossz esetén.

A Thomson kutatói alaplópusú InP Gunn diódás

oszcillátort mutattak be, mely 94 GHz-en 12 mW teljesítményt szolgáltat. Dielektromos rezonátorral való stabilizálással 2,2 MHz/°C hőmérsékleti együtthatót értek el.

Ugyancsak a Thomson kutatóinak egy másik előadása 100 mW-os 94 GHz-es InP Gunn diódákról számolt be, melyek AM zaja — 140 dBc/Hz egyoldalsáv mérésével a vivőfrekvenciától 10 kHz távolságban.

Seiichi Watanabe Japánban elért eredményekről adott tájékoztatást. Ismertetett néhány alkalmazást a 12 GHz-es egy chipen kialakított műholdas (DBS) front end-re. Egyik példájánál a chip mérete $3,4 \times 1,5$ mm, melyben felépítésre került kis zajú előerősítő, tükrörelnyomó szűrő, FET keverő és KF erősítő. Az erősítés jobb volt, mint 24 dB, a zajtényező 2,7 dB-nél kisebb és az állóhullámarány 1,6 értéknél kisebb volt a teljes 1,2 GHz-es sávban. Továbbá ismertetést adott a 3 GHz alatti frekvenciatartományban megvalósított GaAs, illetve szilíciumtechnológiával egy chipen kialakított széles sávú erősítőkről.

Wisseman ismertetett GaAs monolit teljesítményerősítőket. 10–20%-os sáv szélesség mellett a Texas Instruments 16 GHz-es frekvencián 12 dB erősítéssel 2 W kimenő teljesítményt állít elő 20%-os hatásfokkal, $6,6 \text{ mm}^2$ chip felület felhasználásával, 3 fokozatú erősítővel. A Mitsubishi pedig 28 GHz-en 1 fokozattal 1,1 W kimenő teljesítményt 3 dB-es erősítéssel 10,8%-os hatásfokkal állít elő $2,94 \text{ mm}^2$ chip felületen.

A széles sávú erősítőkre jellemző, hogy 3,5–8 GHz sávban a Raytheon 2 fokozattal 2 W kimenő teljesítményt 10 dB erősítéssel, 20%-os hatásfokkal, 11 mm^2 chip felületen, a Texas 7–17 GHz-es sávban 0,54 W teljesítményt 10,6 dB-es erősítéssel 18,8% hatásfokkal $15,8 \text{ mm}^2$ chip felületen állít elő.

A munkaülés (workshop) a mikrohullámú monolit integrált áramkörök alkalmazási területeit vizsgálta. A monolit áramkörök gyakorlati alkalmazása csak akkor gazdaságos, ha igazán nagy sorozatokat kb. 100 000 db/év készítenek. Ilyen nagy sorozatra azonban jelenleg kevés alkalmazásnál van igény. A fázisvezérelt antennasorok erősítői és a közvetlen műsorszóró műholdak vevői lesznek várhatóan azok a területek, ahol a mikrohullámú monolit integrált áramkörök felhasználásra kerülnek.

A konferenciával párhuzamosan szakmai kiállítást is rendeztek. A kiállításon igen sok cég képviseltette magát. Elsősorban alkatrészeket, egységeket és félvezető eszközöket állítottak ki. Ezek értékes katalógusaihoz is hozzá lehetett jutni.

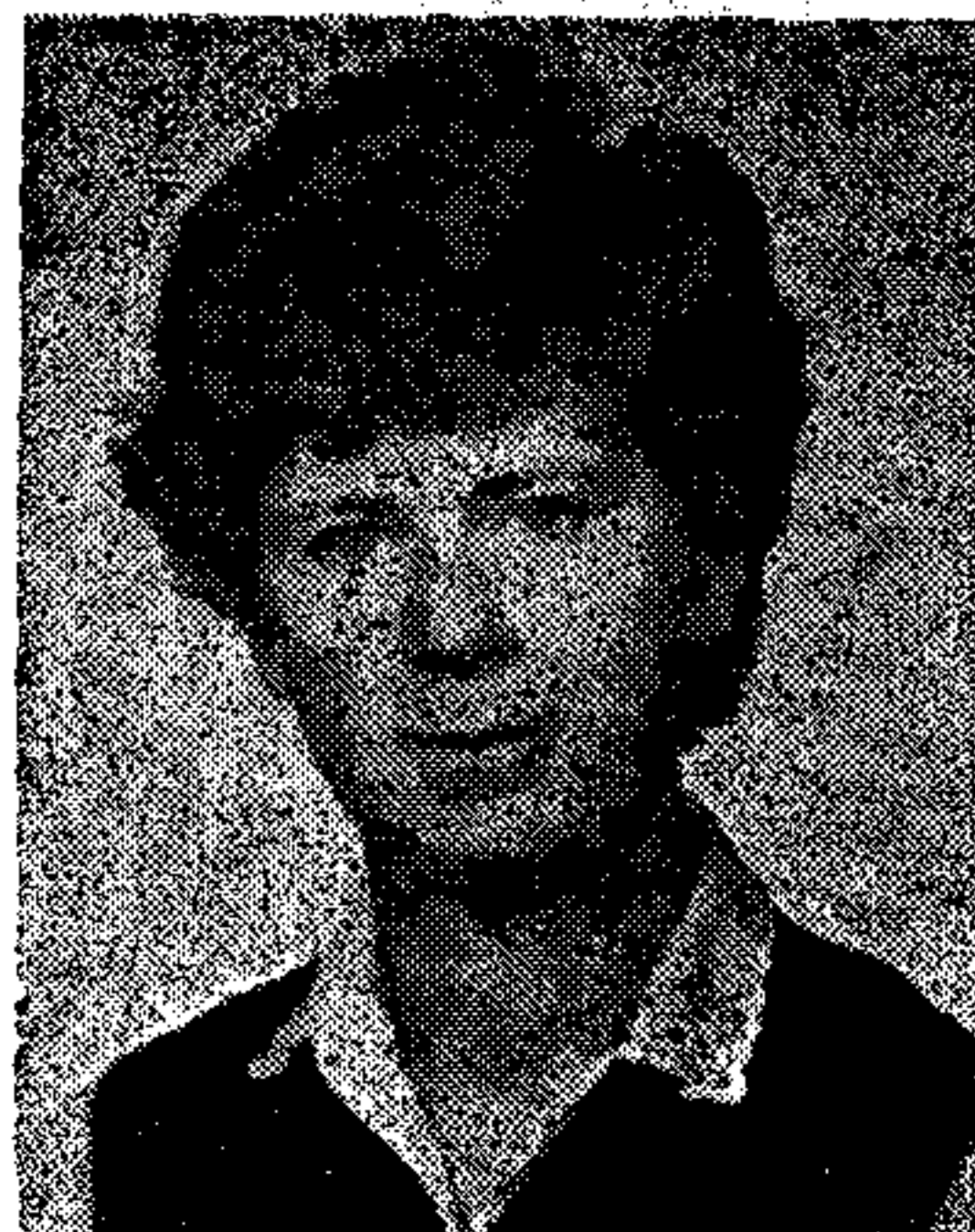
Az 1986. évi Európai Mikrohullámú Konferenciát Dublinban, Írországon fogják megrendezni kiállítás nélkül.

Dr. Berceli Tibor

100 W-os tv-átjátszóberendezések új generációja

SOMODI JÓZSEFNÉ DR.

BHG Híradástechnikai Vállalat Fejlesztési Intézete



ÖSSZEFOGLALÁS

A BHG Híradástechnikai Vállalat az utóbbi években fokozatosan kifejlesztette teljesen tranzisztorizált tv-átjátszóinak és adóinak új generációjú termékcsaládját a különféle tv-sávokra és szabványokra 1, 10 és 100 W névleges kimeneti teljesítményre. Az 1 W-os alapkészülék kifejlesztése után most fejeződött be a 10 és 100 W-os erősítők fejlesztése. Egy, az 1 W-os készülékről szóló korábbi cikk után jelen cikk beszámol a legújabb fejlesztési eredményekről és a fejlesztés során felmerült főbb műszaki problémákról.

Bevezetés

A televízió gerinchálózati adók által rosszul ellátott „fehér foltok” megszüntetésére szolgáló kis teljesítményű tv-átjátszók telepítése nemzetközi viszonylatban 2–3 évtizedes múltra tekint vissza. Kezdetben az átjátszók elektroncsövekkel működtek. Később a technikai lehetőségek határai között sor került a kis teljesítményű áramkörök félvezetősítésére. A 70-es években megjelent nagyfrekvenciás, széles sávú, lineáris teljesítménytranzisztorok új lendületet adtak az átjátszók fejlesztésének. Ekkor kezdte meg vállalatunk is a teljesen tranzisztorizált berendezések fejlesztését a III. sávban, 20, 40 és 80 W teljesítményre, és ezekből a típusokból ma a Magyar Posta számottevő mennyiséget üzemeltet.

A félvezetők állandó fejlődése — nemcsak a teljesítménytranzisztorok, hanem különféle integrált és hibrid áramkörök területén is — új meg új ösztönzést ad a világ adástechnikai termékeit előállító cégeinek, és ez bennünket is folyamatos újításra kényszerít. A közelmúlt években új átjátszócsaládot fejlesztettünk ki, figyelembe véve nemcsak az alkatrészválaszték alakulását, hanem az egyre szigorodó műszaki elvárásokat is. Korszerűsítettük VHF-sávi termékeinket, kialakítottuk az UHF sávi tranzisztoros átjátszókat, és választékunkat bővítettük kis teljesítményű tv-adókkal, melyekre újabban, a helyi stúdiók szaporodásával, egyre fokozódó igény van.

Ha nem is tudunk az élenjáró világcégekkel folyamatosan lépést tartani (a Magyarországon közismert gondok miatt, melyek az elektronikus készülékek fejlesztését és gyártásbavitelét lassítják), új átjátszóinkat korszerű, versenyképes termékcsaládnak tekintjük mind a KGST, mind sok dollárelszámolású piacon.

SOMODI JÓZSEFNÉ DR.

A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett gyengeáramú villamosmérnöki diplomát 1964-ben. Azóta dolgozik jelenlegi munkahelyén, az akkori Elektromechanikai Vállalat adástechnikai fejlesztésén. Mint fejlesztőmérnök, tv- és urh-adók video- és automatika áramköreivel és

rendszer technikájával foglalkozott. 1970-ben rádióműsor-szóró szakmérnöki oklevelet szerzett. 1975-ben doktorált, dolgozatának témája a televízióadók differenciális torzításának problémaköre volt. 1971 óta laborvezető, 1979 óta pedig a BHG adóberendezés fejlesztési osztályát vezeti.

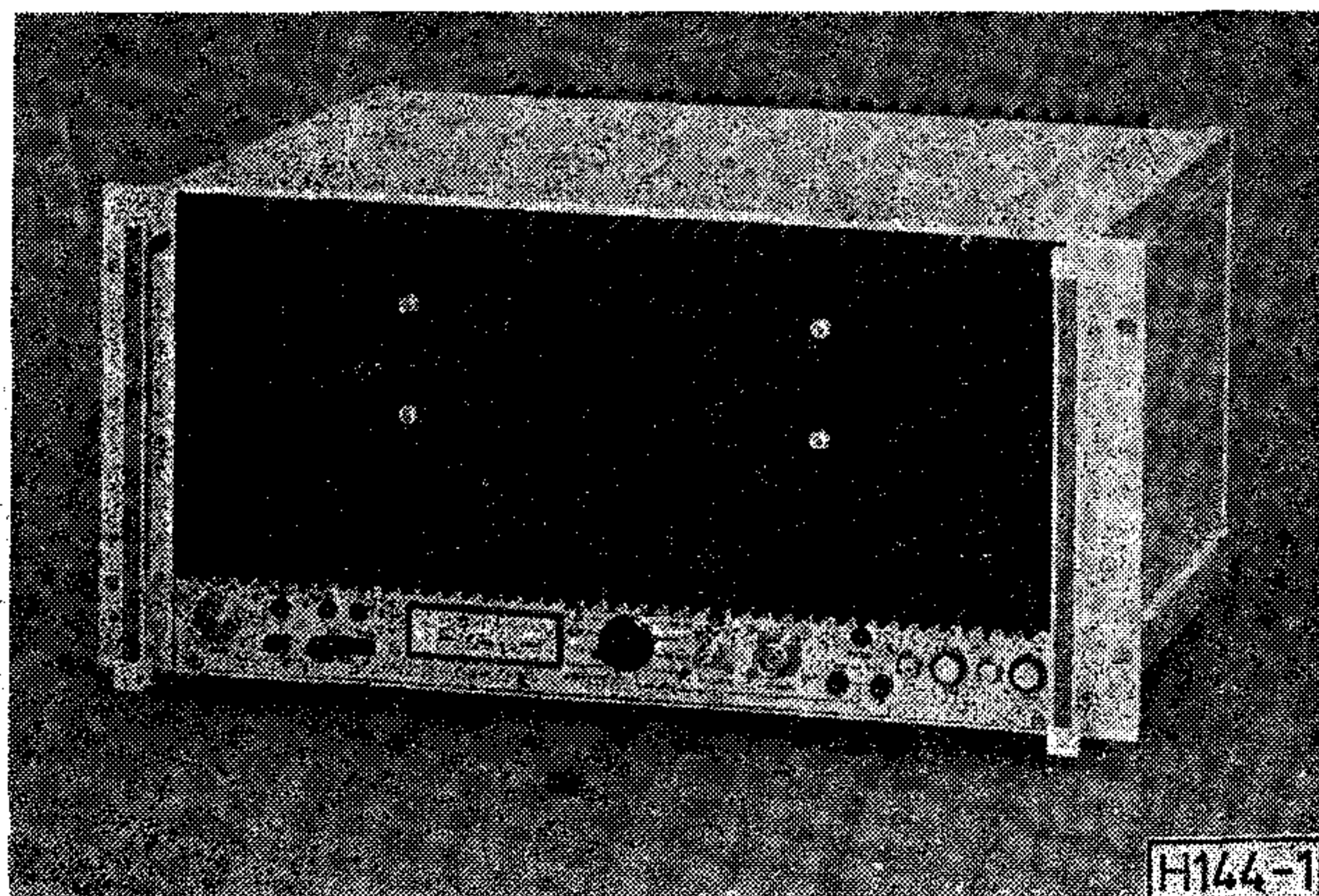
A termékcsalád 1, 10 és 100 W-os átjátszó-, ill. adótípusokat tartalmaz a III., IV. és V. sávra, ill. 10 W-ig az I. és a II. sávra is. (Az I. és II. sávi 100 W-os berendezéseket azért nem fejlesztettük ki, mert ezekre zavartatási okokból várhatólag nem lesz kereslet.)

A berendezések teljesítik a Magyar Posta, a Szovjet Posta és az NSZK-beli ARD előírásait (melyek közül a Magyar Postáé a legszigorúbbak az átviteli jellemzők tekintetében).

E család legújabb tagjainak fényképe látható az 1., 2. és 3. ábrán.

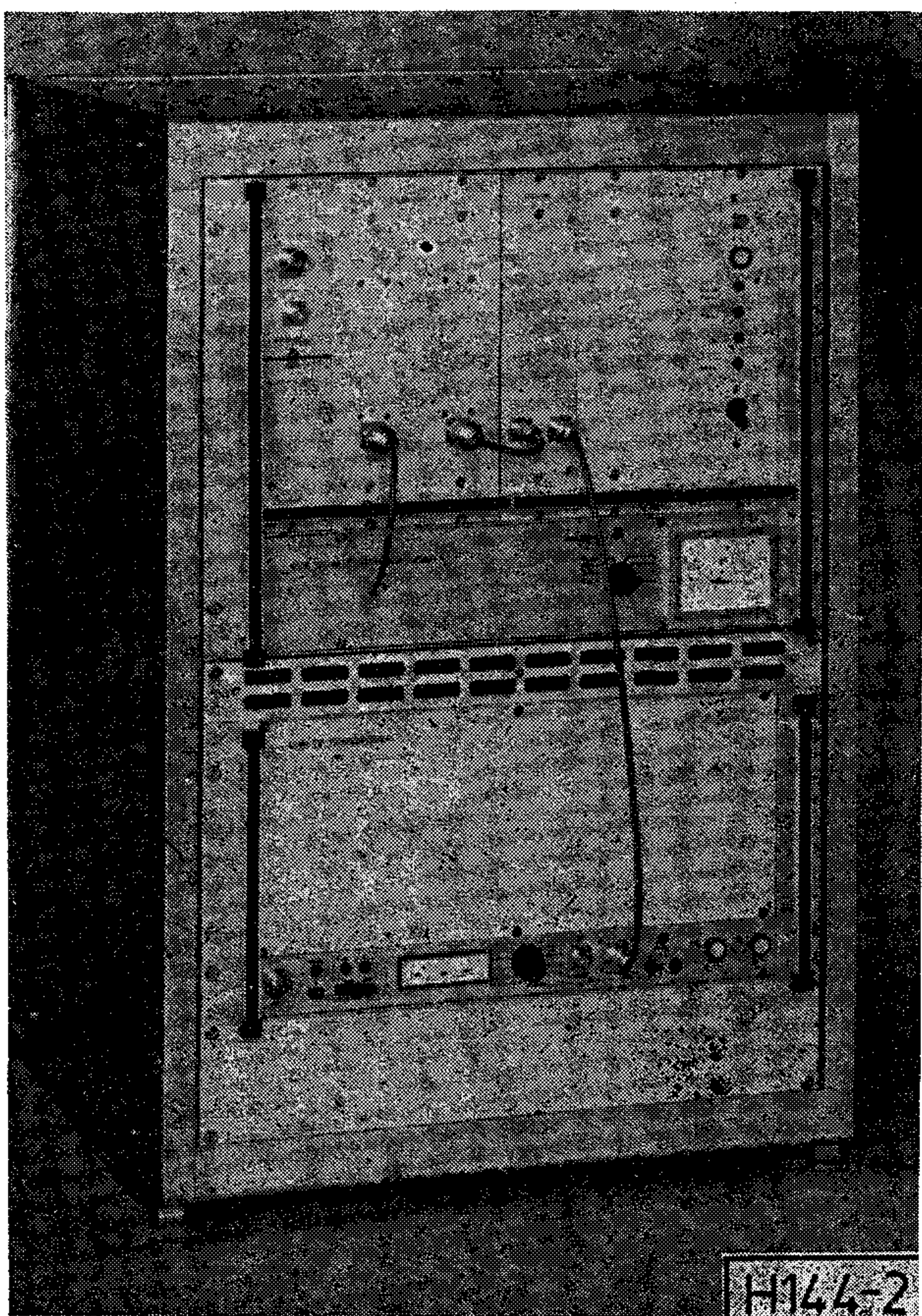
Alapátjátszó

A termékcsalád alapberendezése az 1 W kimenő teljesítményű alapátjátszó. Ennek III. sávi típusáról, melyet elsőnek fejlesztettünk ki, részletesen olvasható e folyóirat egy korábbi számában ([1]). Előlap megjelenése látható a 2. ábra felső részén. A többi sávra készült újabb változatok — az eredeti célkitűzésnek megfelelően — a III. sávon kialakított konstrukciós

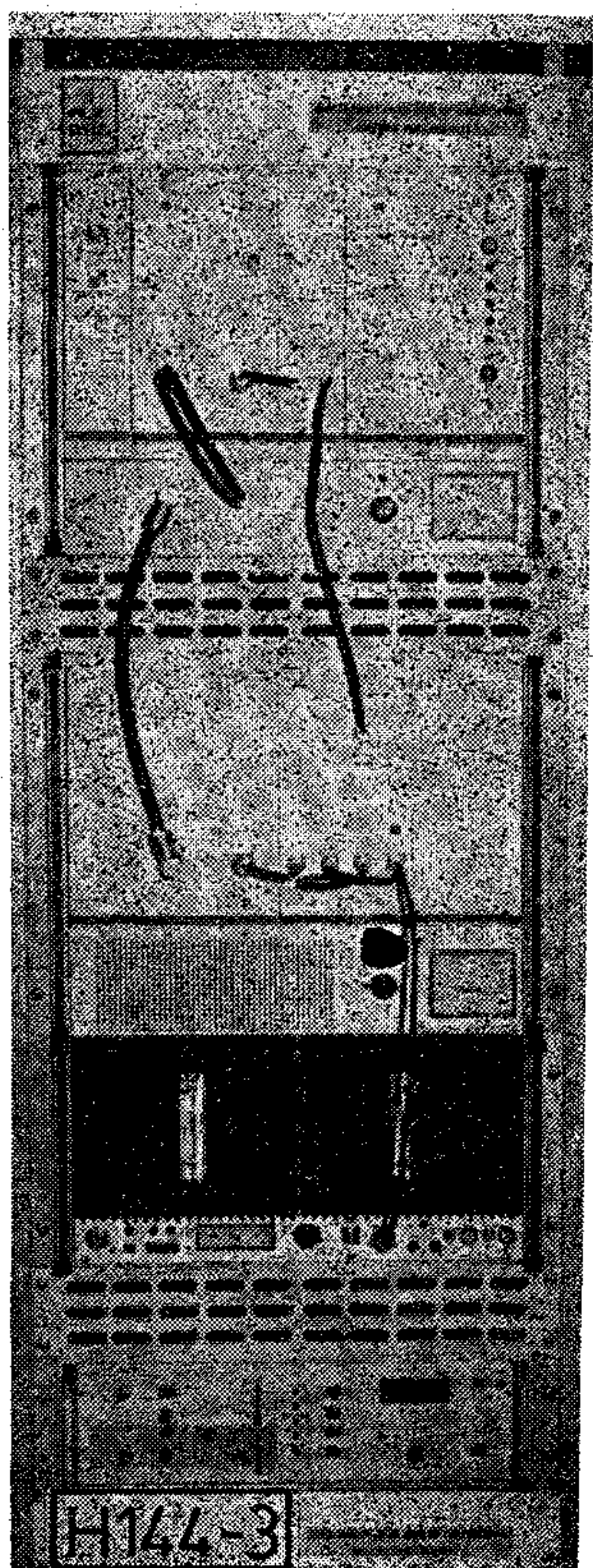


1. ábra. UHF sávi 10 W-os átjátszó

Beérkezett: 1985. XII. 10. (#)



2. ábra. III. sávi 100 W-os ájtátszó



3. ábra. IV/V. sávi 100 W-os adó

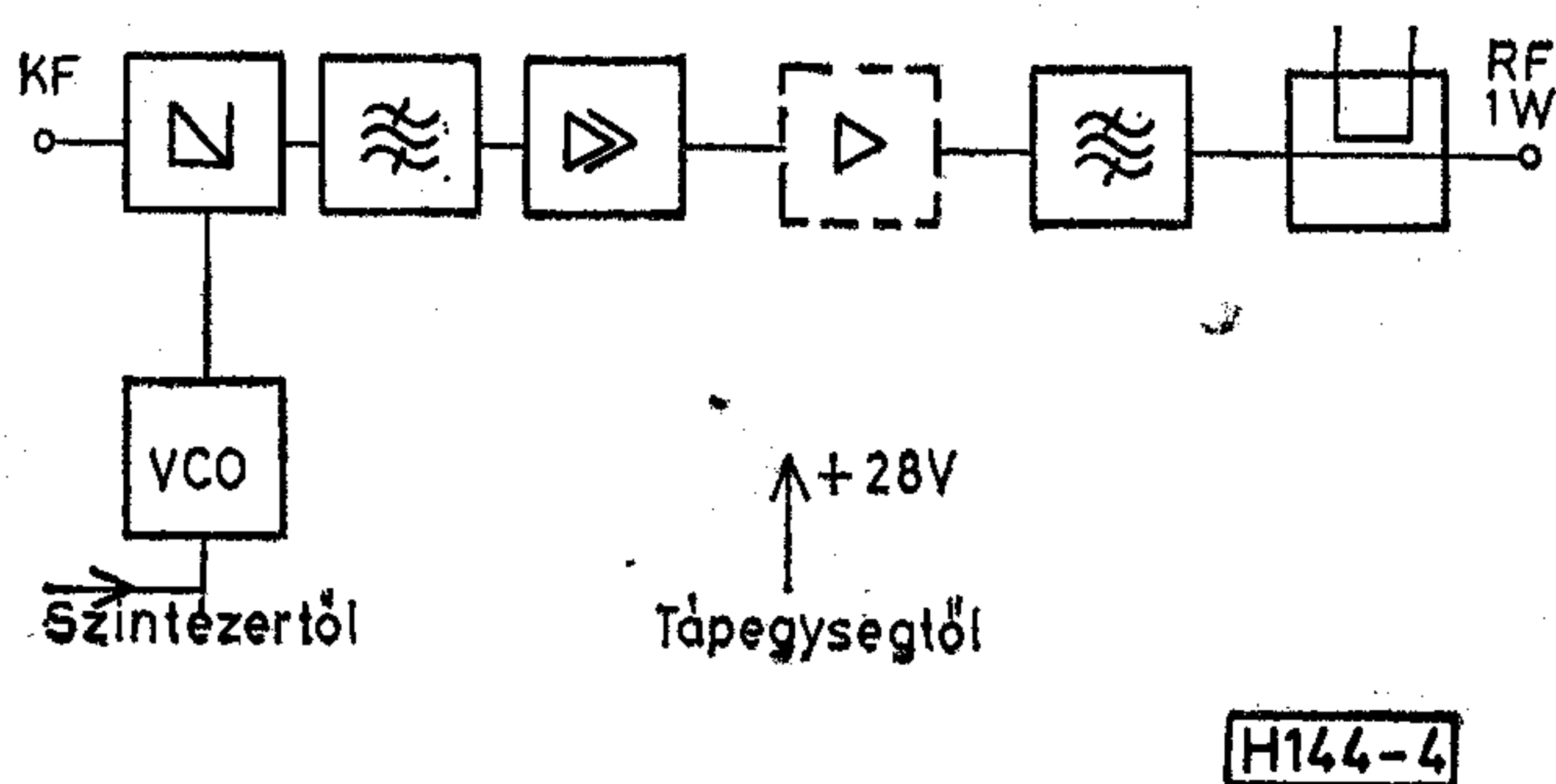
rendszerbe illeszkednek bele. Lényegében az alapátjátszó adórészváltozatait kellett kidolgozni, hiszen a vevőréss valamennyi sávi változata a „III. sávi alapátjátszó” megnevezés mögött készen állt. Az adórész blokksemáját mutatja a 4. ábra. A blokksema egyes kockái önmagukban mérhető, 50 Ohm csatlakozású, dugaszolható funkcionális és mechanikai egységek. Ezek külső méreteit és lehetőleg belső struktúráját megtartva készült el a keverő, a feszültségvezérelt adóoszillátor, a teljesítményerősítők és az iránycsatoló I., II. és IV/V. sávi változata. Az egyes szűrők a vevőben alkalmazottakkal egyező típusúak. A szaggatott vonallal határolt blokk csak az UHF-sávokban szükséges. VHF-sávokon a keverő utáni erősítő BLX 93A (Philips) típusú (viszonylag olcsó és kis disszipációjú) tranzisztora megfelelő linearitással ki tudja adni az 1 W teljesítményt akár önálló ájtátszóként, akár a 100 W-os ájtátszók meghajtófokozataként. A IV/V. sávban e fokozat tranzisztora TPV 590 (TRW-gyártmány). Utána még egy további fokozatot kellett beiktatni. Ennek tranzisztora BLW 32 (Philips) típusú. A tranzisztor kivehető szinkron-csúcsteljesítménye 860 MHz-en (a tv-sávok felső határán) tipikusan 0,63 W, — 60 dB intermodulációs produktum mellett, 5:1 kép-hang teljesítmény aránynál. Az alapátjátszóba 2 db BLW 32 került, 90°-os hibridekkel párhuzamosan kapcsolva. Az erősítő áthangolás nélkül átfogja a IV. és V. sávot. Az 5. ábrán látható ennek a fokozatnak a fényképe. Az alapátjátszó adórészének kialakításakor kiemelt szempont volt az alacsony disszipáció, mivel az 1 (és 10) W-os ájtátszóknak akkumulátoros táplálásra is alkalmasnak kell lenniük. A nagy fogyasztású egységek igen gondos méretezésével és a KF rész korábbi konstrukciójának megjavításával (új KF-korrektor kifejlesztésével) sikerült jó értékeket elérni: mind a VHF-, mind az UHF-sávon 100 W alatt van a teljesítményfelvétel.

Külön súlyt fektettünk az egyes fokozatok optimális hőelvezetésére, megfelelő légutak és hűtőbordák alkalmazásával. Az egyébként is igen jó hatásfokú, kapcsolóüzemű tápegység a fiók hátoldalára került, egyetlen kifelé sugárzó nagy hűtőbordára szétterítve, és így nem rontja a nagyfrekvenciás részek klímakörülményeit (ld. a 6. ábrát). Mindennek köszönhetően az alapátjátszó nem igényel forszírozott léghűtést még +45 °C környezeti hőmérsékletnél sem. Alapsávi jeleket fogadó tv adó esetében az alapátjátszó vevőréssze és KF részének java elmarad, és a maradék rész elé KF modulátor kerül. Berendezéseinket a Híradástechnika Szövetkezet által gyártott KF modulátor beépítésére alkalmas módon alakítottuk ki. Egy ilyen beépítés látható a 3. ábrán.

100 W-os teljesítményerősítők

A 100 W teljesítményű berendezések az alapátjátszó, ill. -adó megfelelő teljesítményű erősítőlánccal való kiegészítésével jönnek létre. Az erősítőláncok erősítőmodulok soros és párhuzamos kapcsolásai. A láncok felépítésének alapkérdése tehát a modulok kialakítása, ezen belül elsősorban az optimális tranzisztorválasztás. Itt természetesen össze kell egyeztetni a korszerűség, a hozzáférhetőség és a gazdaságosság kérdését.

100 W-os szinten ma csak a kifejezetten tv-alkalmazásra kifejlesztett, széles sávú lineáris tranzisztorok



4. ábra. Az alapátjátszó adórésze

jöhetnek szóba. Ezek legjobb típusait kevés cég gyártja, melyek közül számunkra a legjobban hozzáférhető a Philips cég. A hozzáférhetőség itt nemcsak tranzisztorok szállítására vonatkozik, hanem a velük kapcsolatos alkalmazási dokumentációk, gyári mérési eredmények, előzetes adatok gyors, rugalmas szolgáltatására is. Ezért moduljaink valamennyi tranziszortípusa Philips-gyártmány.

100 W szinten az igen korszerű BLV 36, ill. BLV 57 tranzisztort választottuk a III., ill. IV/V. sávra. Mindkettő ún. balansz tranzisztor. Ezeknél egy tokba 2 tranzisztor épül, a tokon belül összekötött és földelt emitterrel, ami kiküszöböli a külső emitter-hozzávezetések szórt-induktivitás problémáját. A két tranzisztor ellenütemű kapcsolásban használandó. Kiemelendő tulajdonságai a nevezett két tranzisztornak, hogy bemenetük széles sávú belső előillesztést tartalmaz, és hogy multibázisú és -emitterű struktúrájuk, valamint emitterük diffundált belső terhelőellenállása megbízható árameloszlást és ezáltal nagy hőstabilitást biztosít. A BLV 36-ból kivehető szinkron-csúcs teljesítmény kb. 30 W, teljesítményerősítése kb. 14 dB. Ugyanezek az adatok a BLV 57-nél kb. 7,5 W és kb. 8,5 dB. (Az adatok a III. ill. V. sáv felső határán, 5:1 kép-hang teljesítményarány mellett — 55 dB intermodulációs produktum esetére vonatkoznak.) Ezekből az adatokból könnyen következik, hogy 100 W teljesítményhez 4 db BLV 36-ot, ill. 16 db BLV 57-et kell párhuzamosan kapcsolni. Bizonyos teljesítménytartalékra szükség van a paraleljáratási veszteségek és a kimeneti szűrő és iránycsatoló alapszabványozása miatt.)

Az általunk modulnak nevezett blokkok 1 db BLV 36-ot ill. 2 db BLV 57-et tartalmaznak. A végerősítő és az alapátjátszó közé további fokozatot — fokozatot — kell beiktatni. III. sávban a BLV 32F tranzisztor alkalmazása látszott célszerűnek ($P_{szinkr.} = 10 \text{ W}$, $G_p = 16 \text{ dB}$ — 55 dB IP mellett), míg a IV/V. sávban homogén BLV 57-es láncot építettünk fel. A III. és IV/V. sávi teljesítményerősítők blokkvázlata a 7. és 8. ábrán látható.

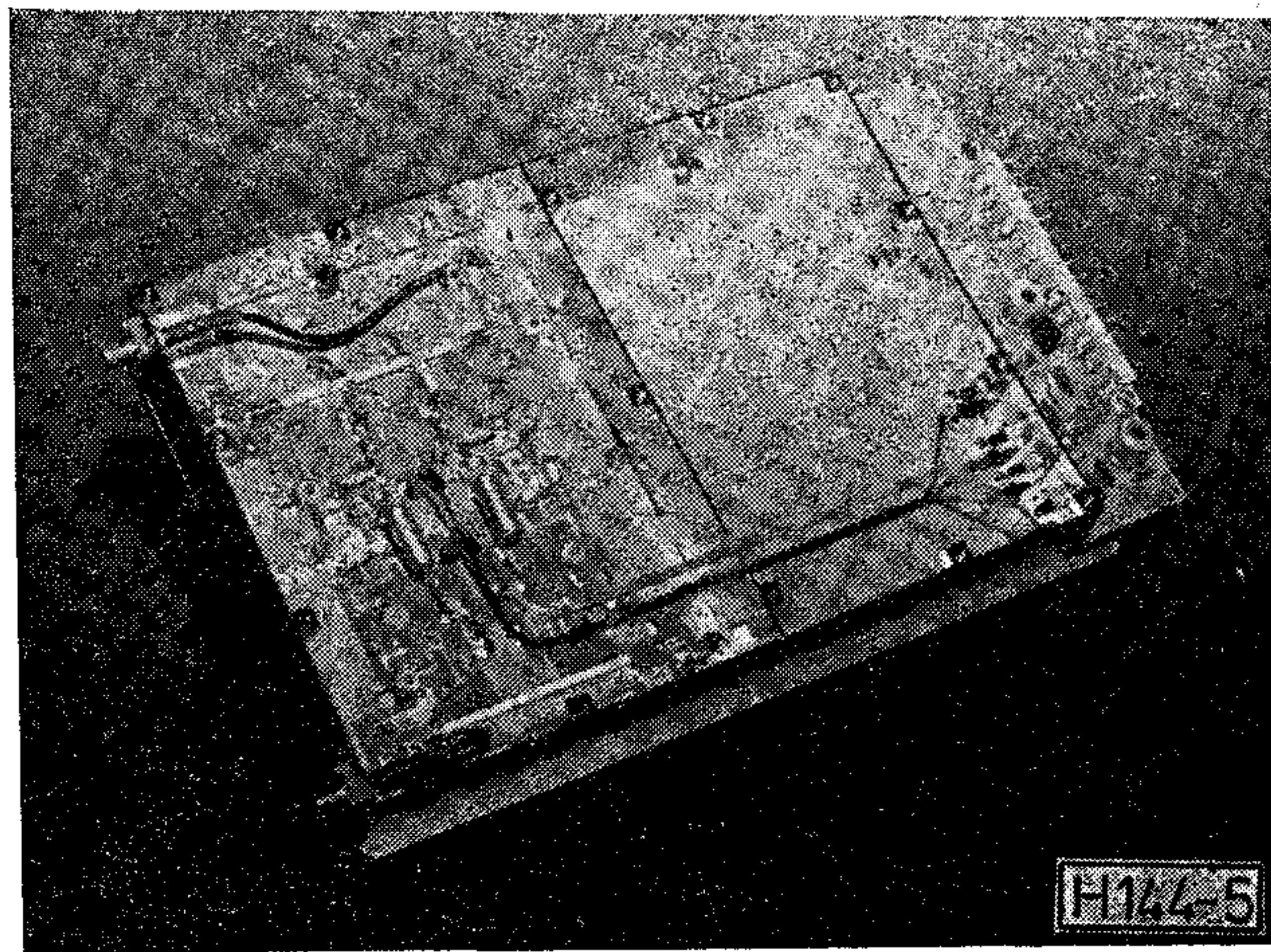
Az egyes modulok tervezése az optimális teljesítményerősítésre (ezen keresztül a minimális IP-re), minimális erősítésszórásra (a IV/V. sávban pl. 0,59 relatív sáv szélességű frekvenciatartományon belül), kis bemeneti és kimeneti reflexióra, valamint stabilitásra törekszik. E céloknak a megvalósítása, figyelembe véve még a tranzisztoradatok frekvencia- és szintfüggését is, bonyolult optimalizálási feladat, melyet összetett, elvileg hosszadalmas számításokkal lehet megoldani. E számításokhoz PTK 1096 zsebkalkulátorra programot készítettünk, melyről [2]-ben

tájékoztattuk e lap olvasóit. Az illesztő áramkörök a tranzisztorok bemenetén és kimenetén Csebiszev típusú aluláteresztő szűrők. A teljesítmény szétosztók és összegezők, melyek a modulon belüli tranzisztorokat ill. a modulokat párhuzamosan kapcsolják, a csatlakozási impedanciákra való rendkívüli érzékenység miatt 90°-os hibridek, strip-line technikával megvalósítva. Egy IV/V. sávi modul 2 db BLV 57-tel látható a 9. ábrán.

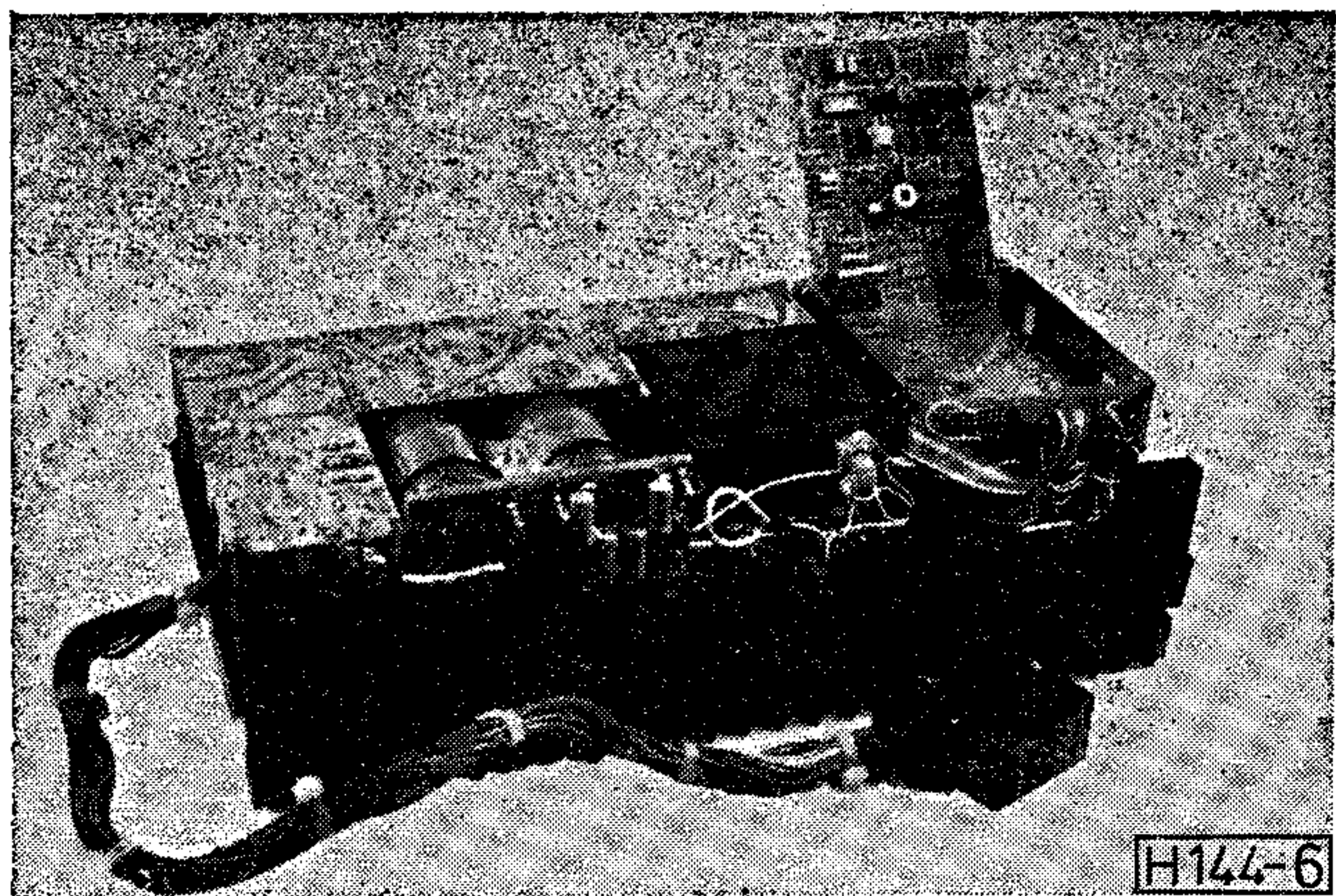
A modul áramkörei alumínium hőelosztó lemezre vannak szerelve. Az egyes modulok és az őket összekötő hibridek hűtőbordákra kerültek. A hűtőbordák előlappal és kiegészítő mechanikai szerelvényekkel együtt subrackeket alkotnak. III. sávban a 100 W-os végfokozat és meghajtó fokozata egy-egy subrack-et képez, melyek közös fiókba kerültek. IV/V. sávban egy fiók 50 W teljesítményű, és a 100 W-hoz két fiók van párhuzamosan kapcsolva. (A 7. és 8. ábrán a szaggatott vonalak jelölik egy-egy subrack tartalmát.)

Az erősítőlánc nem teljesíti minden további nélkül a linearitásra vonatkozó követelményeket (ami gazdaságosan méretezett tv-berendezéseknél általános gyakorlat). Különösen szigorúak a követelmények a csatornán belüli intermodulációs termékekre ($IP < -54 \text{ dB}$, egyes előírásokban -57 dB), és a differenciális erősítésre vonatkozóan ($< 10\%$). Ezek teljesítéséhez linearitáskorrekciót alkalmazunk. Ami kevésbé általános, hogy az előkorrekció egy részét középfrekvencián, egy részét pedig vivőfrekvencián valósítjuk meg. A KF-korrektor az alapátjátszóba, az RF-korrektor a 100 W-os erősítőlánc első tagjába van beépítve. Mindkettő állítható, stabilitásukat klímavizsgálat igazolta.

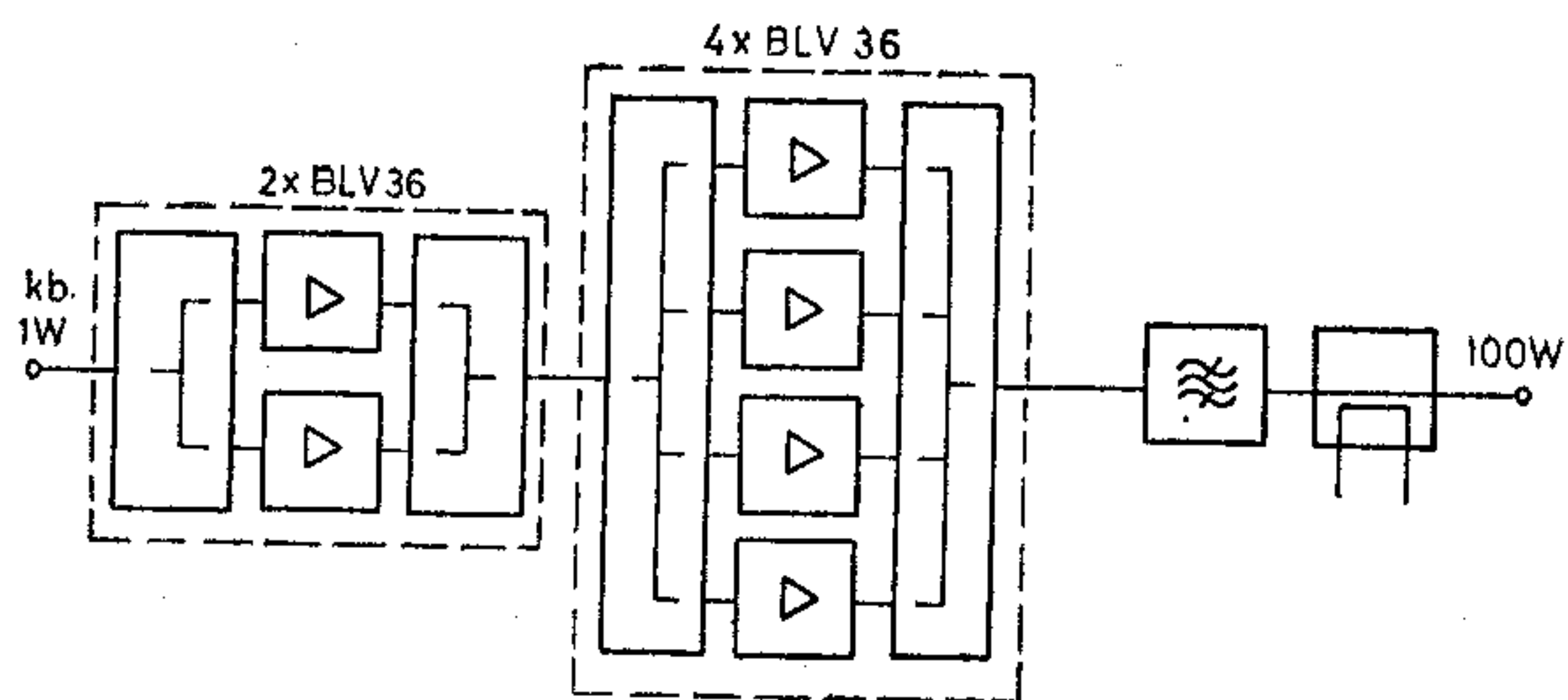
Az erősítőfiókok tartalmazzák az erősítők közös tápegységét is. IV/V. sávban az egyik fiókban a tápegység helyén található a két fiók paraleljáratója és közös meghajtófokozata. Maga a tápegység (közvetlen hálózati egyenirányítású, kapcsolóüzemű, 28 V — 45 A-es tápegység) szintén subrack-be épült, az erősítőkéhez hasonló hűtőbordás konstrukcióban. (A tápegység egyik tagja annak a tápegységcsaládnak, amelyről fejlesztői korábban a [3]-ban beszámoltak.) Az átjátszó kimeneti csatornaszűrője, mely a csatornán kívüli nemlineáris torzítási termékeket (felharmonikusokat, rászterfrekvenciákat) hivatott csillapítani,



5. ábra. 1 W-os UHF sávi teljesítményerősítő



6. ábra. Az alapátjátszó tápegysége



7. ábra. III. sávi 100 W-os erősítő blokk-sémája

VHF-en a fiók hátoldalára, UHF-en a paraleljáratót tartalmazó fiók hátoldalára van szerelve. A kimeneti szűrő kivezetett hangoló szervekkel rendelkező sáv-szűrő, mely a III., IV. ill. V. sáv teljes terjedelmében áthangolható. A fiók hűtése forszírozott. A fiók alsó részén található perforált előlapú sávban nagy megbízhatóságú Gamma gyártmányú ventilátorok helyezkednek el. Ezek a berendezésben alulról felfelé irányuló légáramot hoznak létre.

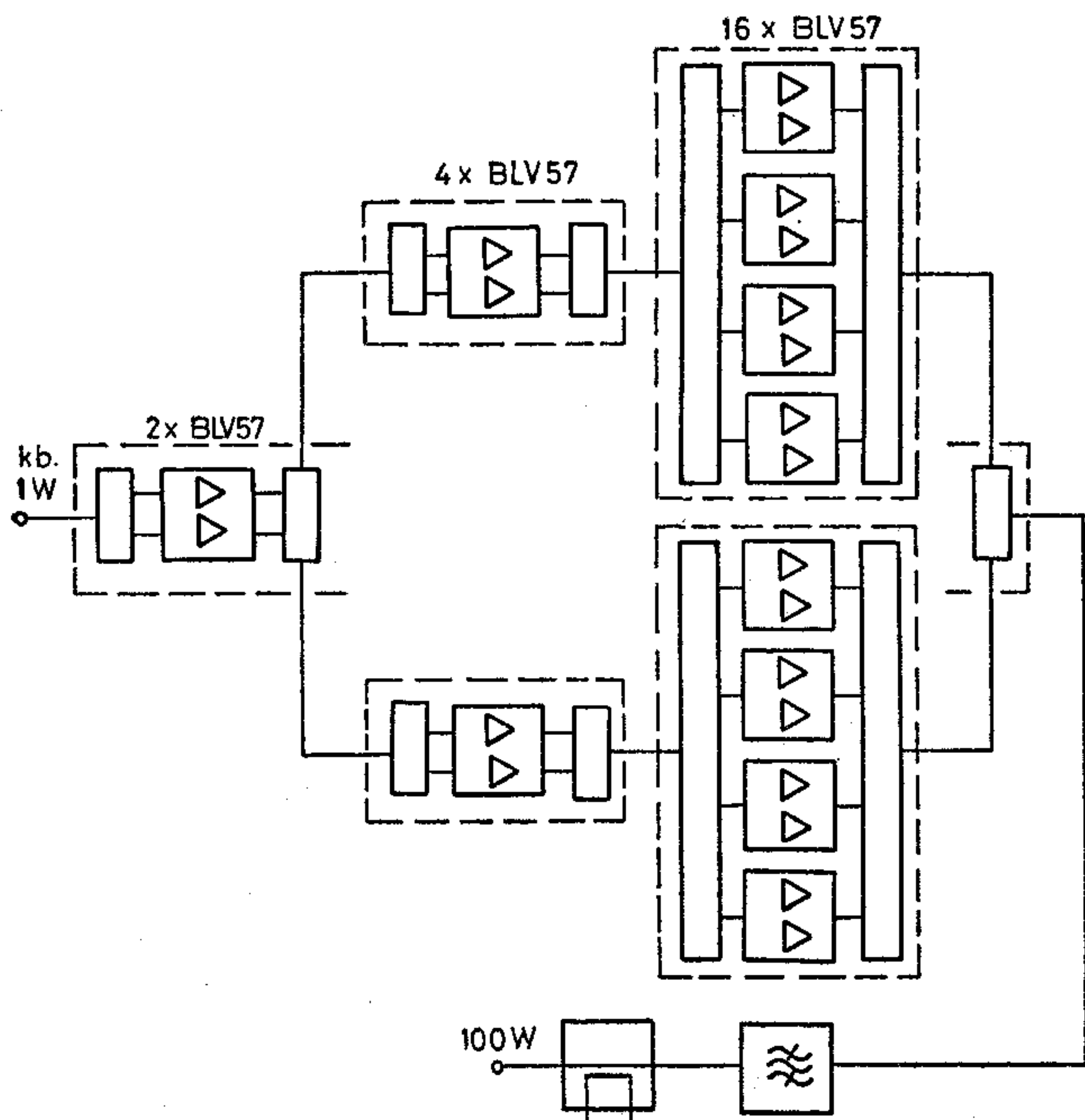
Az erősítőfiók egy automatika kártyát is tartalmaz, amely két feladatot tölt be: egyrészt védelmet nyújt az erősítő kimeneti illesztetlensége vagy túlmelegedése ellen, másrészt ellenőrzi a berendezés kimeneti jelét, és ennek alapján jelzést ad az alapátjátszó automatikájának (távjelzés céljából), valamint a berendezéshez csatlakoztatható tartalékoló automatikának. Ez az ellenőrzés átjátszó esetén a kimeneti csúcsteljesítményre vonatkozik, adó esetében a csúcsteljesítményre, a szinkronjel meglétére és a különbségi hangvivő jelenlétére.

Vizsgálati eredmények, fő műszaki adatok

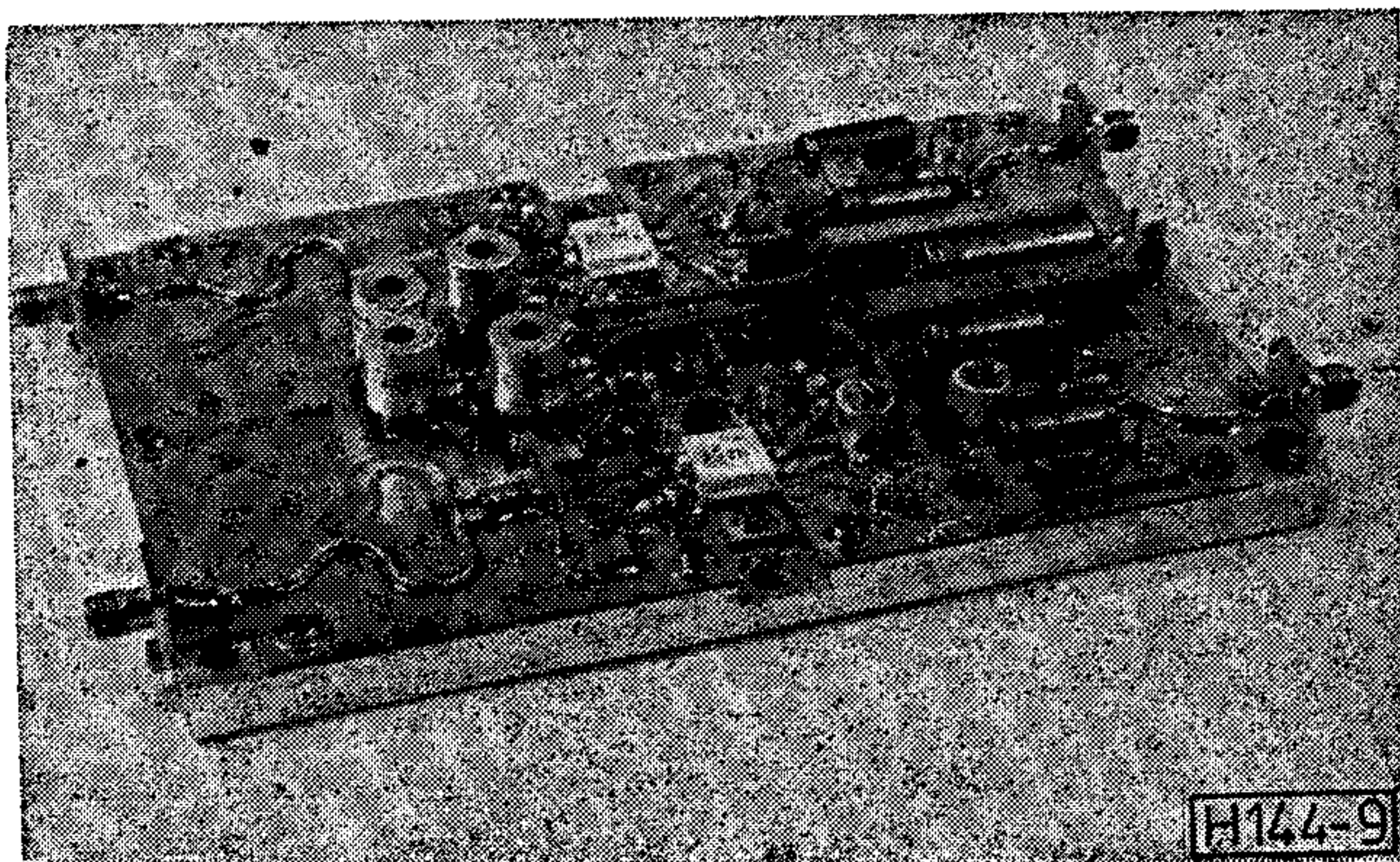
A 100 W-os átjátszókat igen alapos vizsgálatoknak vetettük alá. A normál környezetben lefolytatott méréseket klímavizsgálatok követték nemcsak a teljes berendezés szintjén, hanem egyes részegységek (pl. alapátjátszó, korrektorok stb.) szintjén is. A klímavizsgálatok eredménye helyenként visszahatott a konstrukcióra, és áramkörmódosítást, alkatrész (pl. trimmer kondenzátor) típusváltoztatást, alapanyagváltoztatást (pl. a szűrőkben invar alkalmazását) tették szükségessé. Ezek eredményeként mind az alapátjátszó, mind a komplett 100 W-os átjátszó elektromos paraméterei $-20...+45\text{ }^{\circ}\text{C}$ környezeti hőmérséklet-tartományban specifikáción belül maradnak.

A 100 W-os átjátszó fő műszaki adatai

Vételi frekvenciatartomány	I. sáv (48,5...66 MHz) II. sáv (76...100 MHz) III. sáv (174...230 MHz) IV/V. sáv (470...860 MHz)
Adási frekvenciatartomány	III. sáv IV. sáv V. sáv
Kép-hang teljesítményarány (amelynél a linearitásjellemzők teljesülnek)	10:1
Terhelőellenállás	50 Ohm
Középfrekvencia	38,9 MHz (más szabvány szerint is lehetséges)
Bemeneti jelszint (szinkroncsúcs)	0,2...20 mV _{eff}
Zajtényező	$\leq 8\text{ kT}_0$
Amplitúdó-frekvencia-menet	tetszőleges tv szabvány előírása szerint



8. ábra. IV/V. sávi 100 W-os erősítő blokk-sémája



9. ábra. IV/V. sávi erősítőmodul

Csoportfutásidő-ingadozás	≤ 100 ns
Jel-zaj viszony	≤ 46 dB
Differenciális erősítés	$\leq \pm 5\%$
Differenciális fázis	$\leq \pm 3^\circ$
Intermodulációs termék	≤ -54 dB
$(f_k = -8$ dB, $f = -10$ dB, $f_{old} = -16$ dB összetételű mérőjellel mérve)	
Harmonikusok és mellék- hullámok	≤ -60 dB
(a 100 W szinkroncsúcs- teljesítményhez viszonyít- va)	
Frekvenciainstabilitás	≤ 350 Hz/hónap
Hálózati táplálás	220 V, 50 Hz
Teljesítményfelvétel	a III. sávban max. 1000 W a IV/V. sávban max. 1800 W

Méret	a III. sávban
(szélesség $\times$ mélység $\times$ $\times$ magasság)	kb. 560 $\times$ 550 $\times$ 810 mm a IV/V. sávban kb. 560 $\times$ 550 $\times$ 1310 mm

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] Szalay István: TV-átjátszóberendezések meghajtó-fokozata
Híradástechnika XXXII. évf. 1981. 2. szám
61...65. old.
- [2] Szalay István: Erősítőtervezés S-paraméterek segítségével programozható kalkulátorral
Híradástechnika XXXVI. évf. 1985. 4. szám
163...170. old.
- [3] Bihari György—Deák János: Nagy teljesítményű kapcsolóüzemű tápegység
Híradástechnika XXXV. évf. 1984. 5. szám
211...215. old.

KÖNYVISMERTETÉS

Dr. Ripka Gábor (szerk.):

Vastagréteg integrált áramkörök

Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1985.

Előttünk van egy hézagpótló mű, amely 640 oldalon átfogóan és részletesen tárgyalja a vastagréteg integrált áramkörök tervezésének, gyártásának, alkalmazásának problémáit. Azokét az integrált áramkörökét, amelyek közismerten kis sorozatnagyság esetén is gazdaságosak, speciális igényeket, pontosság és megbízhatóság terén szigorúbb követelményeket egyedi jellegüknel fogva sok esetben optimálisan kielégítenek.

A könyv szerkezetében mintegy végig követi egy hibrid integrált áramkör előállításának folyamatát: először az áramköri tervezéssel, ezen belül is kiemelten a korszerű technológia, gyártás megkövetelte számítógépes módszerekkel foglalkozik. Nagyon lényeges, hogy a tárgyalás középpontjába az (analízist is alkalmazó) tervezést állítja, ezen belül sem marad meg a névleges értékeknél, hanem figyelembe veszi a toleranciák hatását is. Az alkatrészeket és a topológia tervezését tárgyaló rész a könyv legnagyobb, minden fontos részletet megvilágító, optimálisan tagolt fejezete, amely még speciális, néhol indokolatlanul mellékesen kezelt problémákkal is foglalkozik (parazita hatások, hőtechnikai tervezés stb.). A tervezési, méretezési módszerek után a korszerű gyártási technológia lépéseit mutatja be a könyv: a maszkkészítési, rétegfelviteli és beállítási eljárások tárgyalását a hibrid elemek tulajdonságainak részletes ismertetése követi, végül e gondolatsort a tokozási és kötési módszerek átfogó

ismertetése zárja. Nem marad el a gyártás legvégső, ellenőrzési fázisához kapcsolódó mérési eljárások bemutatása sem, sőt, még a megbízhatóság témaköréből is kerül néhány gondolat a fejezetbe. Nagy értéke a könyvnek, hogy az alkalmazásokra is kitér. Ez annál is nehezebb feladat, hiszen a hibrid áramköröket elsősorban nem standard katalógusfunkciók, hanem egyedi, speciális igények megvalósítására célszerű alkalmazni. A könyv ezt a feladatot is kiválóan oldja meg: a hibrid áramkörök legjellegzetesebb alkalmazásai (konverterek, követő-tartó áramkör, erősítők) mellett még jelentős terjedelemben ismerteti figyelemre méltó speciális alkalmazási területeket (orvoselektronika, teljesítményáramkörök, érzékelők, kijelzők).

Az egyes fejezetek számos, gyakorlatban jól használható adatot tartalmaznak diagram, táblázat, összefüggés, ábra formájában. Ezek szervesen kiegészítik a szöveget, szükségessé, a könyv jó használhatóságához nagymértékben hozzájárulnak.

A könyv teljességre törekszik, lényegretörően, részletesen tárgyalja a témát. A feldolgozás mélysége mellett a könyv stílusa is kiváló: szabatos, világos, érthető. A szép kivitelért a Franklin Nyomda munkatársait illeti köszönet.

Összefoglalva: ezzel a művel a Műszaki Könyvkiadó olyan átfogó jellegű szakkönyvet ad az ipari szakemberek, egyetemi hallgatók kezébe, amely mind tartalmában, mind stílusában, mind kivitelében kiváló. Érdemes lenne megvizsgálni a könyv idegen nyelvre való lefordításának lehetőségét, mert nemzetközi viszonylatban is érdeklődésre tarthat számot.

Dr. Varga Imre

Др. Чиби, Ш.:

Авторитетная информатика. Оценка деятельности Научно-исследовательского Института дальней связи на 35-ой годовщине его роения

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 8

35-летие основания Научно-исследовательского института дальней связи хороший повод для автора ознакомиться с венгерской промышленностью дальней связи и вообще с электронной промышленностью. Реально говорит о венгерской промышленности и в этом свете ищет пути выхода из настоящего положения.

Др. Чернох Я.:

Расчет при дифференциальном усилении и дифференциальной фазе в радиорелейных линиях

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника Будапешт) 1986. № 8

Автор даёт определение дифференциальной фазы и дифференциального усиления для участка переоприема МОДЕМ радиорелейной линии СВЧ. Автор выводит количественные зависимости дифференциального усиления и дифференциальной фазы создаваемых нелинейной характеристикой цепей непостоянством амплитудно-частотной характеристики и характеристики групп времени запаздывания цепей СВЧ и ПЧ. Автор отдельно занимается дифференциальными ТВ искажениями возникающими вследствие отражения в амплитудно-волновой системе и многолучевого распространения.

Весели, Д.—Зомбори, Л.:

Классическая теория поля при обучении микроэлектроники

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 8

На обучение электромагнитной теории довольно результативно влияют микроэлектронные проблемы. С точки зрения теории классического поля рассмотрим основные управления полупроводниковых элементов. Продемонстрируем несколько примеров в области полупроводниковых элементов, которые могли бы служить заданием при обучении теории поля.

Л. Нобик:

Разработка видеотекс терминалов в Венгрии: Семейство видеотекс терминалов ORION VTX-960

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника Будапешт) 1986. №7.

Развитие диалоговых видеотекс систем в международном аспекте привели к разным результатам. На заводе ORION было разработано семейство видеотекс терминалов типа VTX — 960, которые обеспечивают совместимость на уровне Prestel — I. В статье описаны принцип действия, режимы работы и функции терминала. В заключении автор указывает, что в разрабатываемой системе Венгерской Администрации Связи обслуживание терминалов, соответствующих уровню Prestel — I, было бы целесообразным решением.

Сёлёши, Я —Ловаш, А —Баша, К.:

Роль индуктивных элементов изотавливаемых из металлизированного стекла в производстве электротехнических деталей

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 8

Настоящая статья в довольно узких пределах знакомит с структурой быстроохлаждаемого сплава аморф, а также указывает на применимость при производстве электротехнических деталей. Достоинству внимания то, что металлизированное стекло — в зависимости от состава — между обширными пределами могут менять свое магнитное свойство, и эти известные в последние одно или два десятилетия материалы с некоторой точки зрения превосходят традиционные магнито-мягкие материалы.

Хорват, Ж. — Штубня, Дь. — Немец, Т. —Тюттё, П. — Пономаренко, Ю.:

Исследование пробоя диэлектрических плёнок осаждённых при низких температурах

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 8

Диэлектрические плёнки широко применяются в полупроводниковой технологии. Выход продукции и надёжность приборов в сильной степени, а то и определяющим образом зависит от пробойных свойств этих плёнок. Пробойные свойства плёнок Si_3N_4 нанесённых плазмой, и плёнок SiO_2 осаждённых методом химического испарения при низких температурах, исследовались на измерительной установке, управляемой микро-ЭВМ и позволяющей также измерять характеристики износа плёнок. Полу-

ченные результаты по пробоем обрабатывались с помощью представления интегрального распределения статистики экстремальных значений. Такое представление выделяет наиболее важную часть распределения — влияние конденсаторов, пробивающихся при слабых напряжённостях поля и определяющих выход и надёжность приборов. Найдена хорошая корреляция между скоростью осаждения плёнок и долей слабых точек распределения, как в случае плёнок Si_3N_4 так и для SiO_2

Шомоди, Й.-не, др.:

Фовое поколение БВ ретрансляторов мощностью 100 Вт

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. №8

Предприятием Техники Связи БХГ в последних годах постепенно разработано новое семейство изделий нового поколения полностью транзисторизованных ТВ ретрансляторов и передатчиков для различные ТВ полосы и стандарты номинальной выходной мощностью 1,10 и 100 Вт. За разработкой основной аппаратуры в настоящее время завершается разработка усилителей 10 и 100 Вт. После предыдущей статьи об I Вт-ной аппаратуре настоящая статья излагает самые новейшие результаты и возникшие по ходу разработки основные технические проблемы.

* * *

Dr. Csibi, S.:

„Ars Informatika.“ Rechenschaft anlässlich des 35. sten „Geburtstags“ des Forschungsinstituts für Fernmeldetechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 8

Der 35.-ste „Geburtstag“ des Forschungsinstituts für Fernmeldetechnik (TKI) ist eine gute Gelegenheit für den Autor über die ungarische fernmeldetechnische Industrie und auch über die ganze elektronische Industrie Ungarns zu sprechen. In diesem Artikel wird der Umfang der Realität in Ungarn präzise dargestellt und der Autor sucht als Kenner der ungarischen Situation den entsprechenden Ausweg. Respektierend die Ergebnisse seines „Erziehungsinstituts“ sucht er die Lösungen der ungarischen Zukunft.

Dr. Csernoch, J.:

Ermittlung des Differenzialgewinns und der Differenzialphase bei den Richtfunkverbindungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 8

Der Verfasser definiert den Differenzialgewinn und die Differenzialphase eines Modemabschnittes der Richtfunkverbindung. Es werden quantitative Ausdrücke für den Differenzialgewinn und Differenzialphase der Videostromkreise mit nichtlinearen Amplitudencharakteristik im weiteren, der ZF und SHF Stromreise mit nichtkonstanter Amplituden — Frequenz- und Gruppenlaufzeit — Frequenzcharakteristik abgeleitet. Der Verfasser beschäftigt sich getrennt mit den durch eine Reflexion in der Antennen — Hohlleiter und durch eine Mehrwegausbreitung entstandenen TV Differenzialverzerrungen.

Veszely, Gy. — Zombory, L.

Klassische Feldtheorie im mikroelektronischen Unterricht

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 8

Die mikroelektronischen Probleme wirken fruchtbringend auf den Unterricht der elektromagnetischen Prinzipien. In diesem Artikel werden die Grundfunktionen der Halbleitermittel vom Standpunkt der klassischen Feldtheorie überblickt. Es werden hier einige Beispiele aus dem Gebiet der Halbleitermittel vorgestellt. Diese Beispiele können als Aufgaben im Unterricht der Feldtheorie dienen.

Nóbik, L.:

Videotex Endgerateentwicklung in Ungarn: Die VTX-960 Terminal-Familie von ORION

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr.8

Die internationale Entwicklung der Zweigespräch-Videotex-Systeme zeigt verschiedene Resultate. Die Videotex-Terminal-Familie Typ VTX 960 ist ein Ergebnis von ORION's eigener Entwicklung, deren Arbeitsweise dem Pegel von Prestel-1 entspricht. Nach prinzipieller Darstellung des Terminals folgt die Darlegung der Betriebsarten und Funktionen. Der Autor zieht die Schlussfolgerung, dass die Bedienung der Terminals Pegel Prestel-1 wäre eine zweckmäßige Lösung auch im geplanten System der Ungarischen Post.

Szöllösy, J.—Lovas, A.—Basa, K.:

Die Rolle der aus Metallgläser hergestellten induktiven Elemente in der Komponentenfertigung der Elektrotechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 8

Es werden jetzt, innerhalb der beschränkten Rahmen dieses Artikels, die kurzgekühlten Legierungen amorphischer Struktur bekanntgemacht und es wird auf deren Anwenbarkeit hingewiesen, im Gebiet der Komponentenfertigung der Elektrotechnik. Es ist beachtenswert, dass die Metallgläser-abhängig von ihrer Zusammensetzung ihre magnetischen Eigenschaften zwischen breiten Grenzen verändern können und diese in den letzten Jahrzehnten bekannt gewordenen Materialien, aus zahlreichen Standpunkten die traditionellen weichmagnetischen Materialien überragen.

Horváth, Zs.—Stubnya, Gy.—Németh, T.—Tüttő, P.—Ponomarenko, J.:

Abbruchsprüfungen der bei niedrigen Temperaturen abgeschiedenen Isolierschichten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 8

In der Halbleitertechnologie werden die dielektrischen Schichten in grossem Ausmass verwendet. Die Abbruchseigenschaften dieser Schichten haben einen grossen Effekt und bestimmen sogar direkt die Produktionsausnutzung und die Zuverlässigkeit.

Die Abbruchseigenschaften der bei niedrigen Temperaturen abgeschiedenen Si_3N_4 und CVD SiO_2 Plasmenschichten wurden mittels so einer rechnergestützten Messungszusammenstellung geprüft, welche auch die Prüfung der Ermüdungseigenschaften der Schichten ermöglicht. Die erhaltenen Abbruchresultate wurden mit Hilfe der integrierten Verteilungsdarstellung der Statistik für Extremwerte ausgewertet und zwar die Wirkung der Kondensatoren, welche bei kleiner Feldstärke einen Abbruch vorzeigen und welche auch die Mittelausnutzung und die Zuverlässigkeit bestimmen.

Die Proportion der aus der Verteilungskurven bestimmten und mit den Fehlerstellen im Zusammenhang stehenden Si_3N_4 und SiO_2 Schichten zeigen eine gute Korrelation mit der Abscheidungsgeschwindigkeit.

Frau dr. Somodi, J.:

Eine neue Generation von TV-Umsetzern mit 100 W Leistung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr.8

In den letzten Jahren entwickelte das Budapester Fernmeldewerk BHG, eine neue Generation seiner volltransistorisierten TV-Umsetzer und Senderfamilie für die verschiedenen Fernsehänder und Normen für die Ausgangsleistungen mit Nennwerten von 1, 10 und 100 W. Nach der Entwicklung des 1 W Grundgeräts wurde die Entwicklung der 10 und 100 W Leistungsverstärker soeben beendet. Nach einem früheren Artikel in HÍRADÁSTECHNIKA, berichtet dieser Artikel über die neuesten Entwicklungsergebnisse und über diejenigen Hauptprobleme, die während der Entwicklung vorgekommen sind.

* * *

Dr. Csibi, S.:

"Ars Informatika". Careful Consideration on the 35th "Birthday" of the Research Institute for Telecommunication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 8

The 35th "birthday" of the Research Institute for Telecommunication (TKI) gives the author a good opportunity to write about the Hungarian Telecommunications Industry, moreover about the whole Electronic Industry. He gives a general idea of the radius of the Hungarian reality and tries to find a solution to it. The author expresses his respect to his "school" seeking for the settling of the future of the country.

Dr. Csernoch, J.:

Calculation at the differential gain and differential phase in the radio relay link

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 8

The author defines the differential gain and differential phase for MODEM section at a radio relay link. Moreover he derives quantitative expressions for the differential gain and differential phase in the video amplifiers having non-linear amplitude response, in the IF and SHF circuits having a non-constant amplitude-frequency response and a non-constant group delay-frequency response. The author deals separately with the differential distortion due to the reflexion in the antenna-waveguide system and to the multipath propagation.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja: a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató leányvállalat, Budapest, Garay u. 5. 1442. Telefon: 215-440. Felelős kiadó: Dr. Varga György igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási Irodánál (HELIR, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180 — Ft. egész évre 360,— Ft. Egyes szám ára 30,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest, Postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279. 86-253.

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

86-2917—Szegedi Nyomda. Felelős vezető: Surányi Tibor igazgató

Veszely, Gy.—Zombory, L.:

Classical field theory in the education of microelectronics

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 8

The education of the electromagnetic concepts may be fertilized by the micro-electronic problems. The governing equations of semiconductor devices are examined from the point of view of classical field theory. Some examples are given from the field of semiconductor devices, which can be used as examples in the education of field theory.

NÓBIK, L.:

Videotex terminal development in Hungary: Orion VTX-960 terminal family

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No.8

Evolution of interactive videotex systems shows a different view on the international field. Development of Orion VTX-960 family of videotex terminals is the result of his own efforts. The brief description of the terminal facilities is followed by the presentation of both the terminal modes of operation and the functions realized. As a conclusion, it is emphasized that the support of Prestel Level 1 terminals would be a practical solution in the public videotex system to be introduced by the Hungarian PTT.

Szöllösy, J.—Lovas, A.—Basa, K.:

Inductive elements for electronic components made of glassy metals

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 8

Present paper briefly reviews the possibilities of the rapidly quenched amorphous alloys in the production of electronic components. It is remarkable, that the magnetic properties of the glassy metals can be changed varying composition and, in many respects, this new class materials can surpass the traditional soft-magnetic materials.

Horváth, Zs.—Stubnya, G.—Németh, T.—Tüttő, P.—Ponomarenko, Ju.:

Breakdown investigations of dielectric films deposited at low temperatures

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No.

Dielectric films are widely used in semiconductor technology. The breakdown properties of these films strongly affect or even determine the production yield and the reliability of devices.

The breakdown behaviour of plasma deposited Si_3N_4 and CVD SiO_2 films both prepared at low temperatures has been investigated by a computer controlled experimental arrangement which makes it possible to measure the wearout properties of the films as well. The received breakdown results have been evaluated using the integral distribution representation of the extreme value statistics. This representation enhances the most important part of the distribution, the effect of the capacitors showing breakdown at low field strength values determining the yield and reliability of devices.

The defect related weak point fraction of the distributions found for both the Si_3N_4 and SiO_2 films show good correlation with the deposition rate.

Mrs. Somodi, J. dr:

New Generation of TV Transposers of 100 W

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No.8

The new generation family of the fully transistorized TV transposers and transmitters of 1, 10 and 100 W output powers for the different TV bands and standards are gradually developed by the BHG Telecommunication Works of late years. After the development of the basic equipment of 1 W, the amplifiers of 10 and 100 W have been developed. Following the article on the amplifier of 1 W published earlier, the latest development results and the main technical problems emerged in the course of the development are given by this article.