



756

**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA**

**XXXVI. évfolyam
B U D A P E S T**

1985

1

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXVI. évfolyam 1985. 1. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXI. évfolyam 1985. 1. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

III. évfolyam 1985. 1. 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

Dr. Flesch István

Forintos György

Gál Ferenc

BHG

Rovatvezető: Angyal László

Tudományos szerkesztő: Dr. Frajka Béla

Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter,

dr. Gosztony Géza, dr. Kerpán István, Klug

Miklós, Laczkó Endre, Tölgyesi László

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László

Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz

Balogh Albert, Csornai László, Czermann

Mihály, Hidas György, Huszka Zoltán,

dr. Ligeti Róbertné, dr. Mátay Géza,

dr. Motál György, Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: Jakubik Béla

Tudományos szerkesztő: Dr. Frigyes István

Csernoch János, Froemel Károly, Szabó

Károly, 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, Halmi Gábor,

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 HTV
BME KONTAKTA
BRG KŐPORC
EMO KFKI
El. szöv. M. Posta
FMV ML
GAMMA MM
HTSZ MFKI
HAGY TUNGSRAM

TARTALOM

DR. TÓFALVI GYULA:

Úgy gondolom 1

Hetedik Nemzetközi Wroclawi Szimpózium az elektromágneses kom-
patibilitásról 2

DR. BERCELI TIBOR:

Műholdas televízió műsorszórás helyzete 3

Hibrid Klub 6

DR. NAGY JÁNOS—DR. HANS PIEPER—DR. HEINZ HOF-
MANN:

Mikroakusztikai eszközök és alkalmazásai 9

KERESZTES LÁSZLÓ:

TERTA processzorvezérelt jelzésmultiplexerek 16

HTE elnökségi ülés 21

FODOR LÁSZLÓ—HIDAS BÉLA—VÉCSEY BÉLA:

Komplex adalék Mn-Zn ferritekhez 22

DR. KOCSIS FERENC:

Gyors eljárások a diszkrét Fourier-transzformáció számítására.

II. rész 31

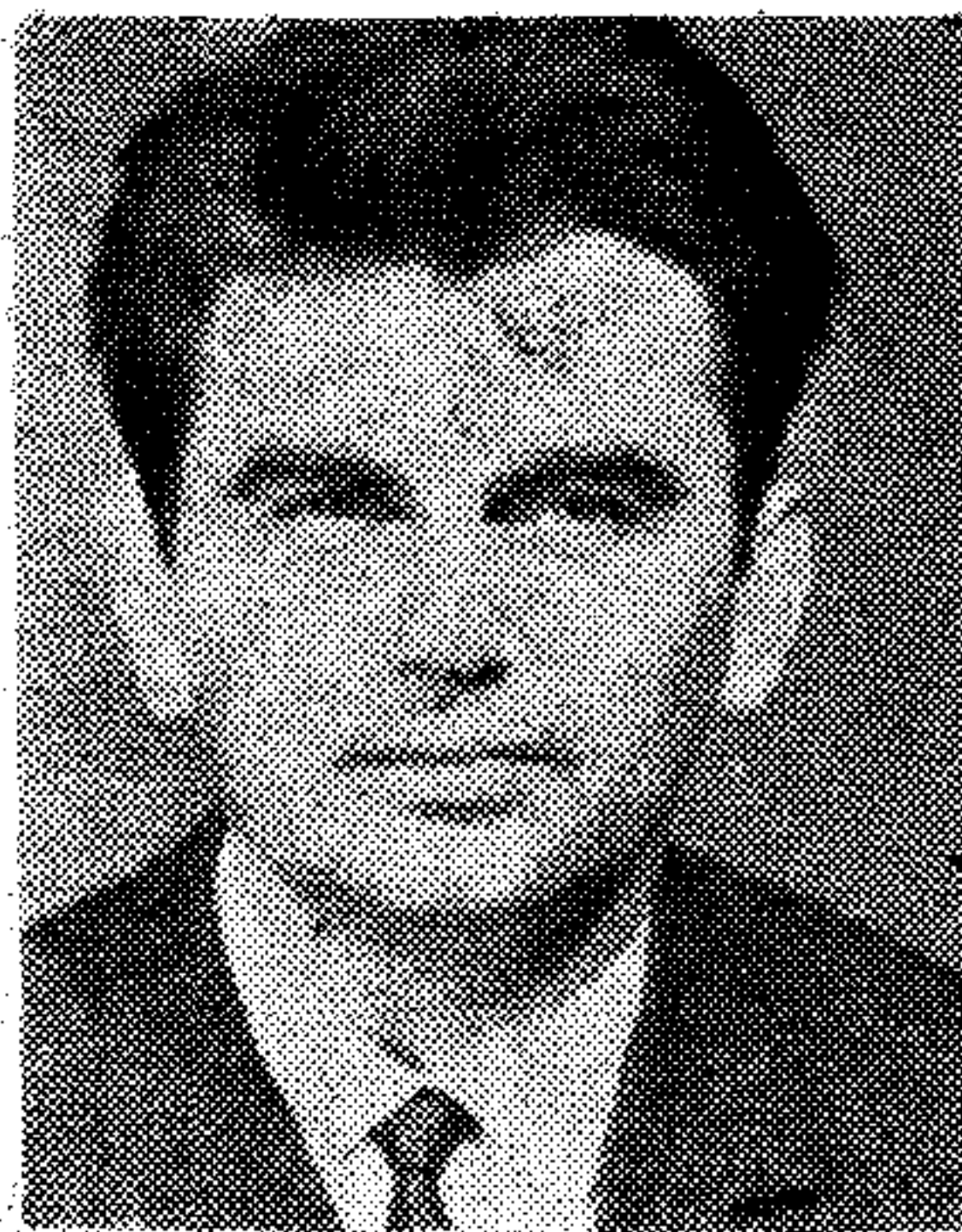
REMIX:

Fóliás kondenzátorok ajánlott termékválasztéka 17

Szemle 18

Tartalmi összefoglalások 19

Úgy gondolom...



Úgy gondolom, hogy mindaz, amit 1985 kezdetén Kedves Olvasóinknak mondani szeretnék, legjobban úgy foglalható össze, ha röviden beszámolok szerkesztő bizottságunk 1984. évi utolsó, decemberi ülésén elhangzott elemzésekről, gondolatokról és ehhez hozzáadva saját, főszerkesztői elképzeléseimet is, egy rövid, de átfogó képet tudok adni arról, mi az, amit sikerült megvalósítanunk az elmúlt évben, mi az, amit nem, és milyen irányban kívánjuk folytatni munkánkat, hogy folyóiratunk színvonalának fejlődését töretlenül biztosítani tudjuk a jövőben is.

Szerkesztő bizottságunk legutolsó ülésén két kérdést tettem fel munkatársaimnak:

- Ki hogyan látja az 1984. évben végzett munkát?
- Mit kell tennünk 1985-ben, hogy folyóiratunk színvonalának fejlődése töretlen legyen a következő évben is?

A vita- és javaslat sorozat oly hosszú és széles körű volt, hogy azokról csak tömör összefoglalás formájában tudok számot adni.

Sikerült

- megvalósítani azt a szövetséget, amelyre az újrászervezés során folyóiratunk koncepcióját építettük;
- teljesíteni azokat a vállalásainkat, amelyeket Egyesületünk és rovatgazda vállalataink felé tettünk;
- az átfogó cikkek és a szűk szakkultúrákba tartozó, specialista, rövid cikkek tartalmi színvonalát a kívánt szintre emelni;
- megoldani, hogy a cikkek vonatkozásában a bőség zavarával küzdünk, mely esetenként olyan méreteket ért el, hogy több szerzőtől türelmet kellett kérnünk, a megjelenés időpontjával kapcsolatosan;
- kialakítani azt a formáját is, amely a tartalmi változást segíteni tudja;
- kialakítani a célszámokkal kapcsolatos követelményrendszert és megtalálni azok helyét folyóiratunk tartalmában;
- a hirdetés munkáját olyan szintre emelni, amely jól illeszkedik folyóiratunk szakkulturális szolgáltatába és a rovatgazda vállalatok elsődleges szolgáltatán túl, megoldottuk több rovat-társ vállalat szakkultúrájával kapcsolatos hirdetések lehetőségét is stb.

Szándékkal nem soroltam tovább a „*sikerült*”-eket, mert inkább azokkal a kérdésekkel szeretnék bővebben foglalkozni, amelyek továbbfejlődésünk szempontjából megoldandók az elkövetkező év során.

Nem sikerült

- optimálisan megválasztani az egyes témákhoz tartozó terjedelmet;
- mindig megőrizni a „rövid hírek” frissességét;
- stabilizálni folyóiratunk megjelenési időpontját a megváltozott kiadói feltételek között;
- mindig illeszteni a képek, fényképek, ábrák stb. nyomdai minőségét, a tartalmi és formai fejlődéshez;
- közös színvonalra hozni az egyes rovatszerkesztőségek munkáját. Ez nemcsak a cikkek számában, hanem azok terjedelmében és tartalmában is többször megmutatkozott;
- a tudományos szerkesztők által biztosított nagy lehetőséget mindig optimálisan kihasználni.

A „nem sikerült” nyomán kialakult tennivalóknál is jelentősebbnek ítélem azokat a maguktól programmá formálódó javaslatokat, amelyeket a vita további részében a szerkesztő bizottság tagjai megfogalmaztak. Ezek a javaslatok fejlődésünk további útját jelölik ki, de mindig úgy, hogy az induláskor megfogalmazott vállalásunknak és kötelezettségünknek folyamatosan és maradéktalanul eleget tudjunk tenni.

Néhány a javaslatok közül:

- A vállalt program megvalósítása mellett már van elég erőnk arra is, hogy az egyesületi élet és a rovatgazda vállalatokhoz tartozó szakkultúrák képviselőin túl szélesebb kaput tárjunk a rovatárs vállalatok, az egyes akadémiai kutatóhelyek, a széles elektronikai kultúrába tartozó kutató—fejlesztő—gyártó és alkalmazó helyek munkája nyomán létrejött eredmények bemutatásához;
- Egyre jobban törekednünk kell, hogy folyóiratunk tartalma minél jobban „elektronikai” legyen.
- Meg kell kezdeni egész elektronikai iparunkat érintő, sőt, az elektronizációt érintő általános, átfogó kérdések kerekasztal vitájáról szóló ismertetések közzétételét.
- Fokozatosan ki kellene szélesíteni a főszerkesztő „Úgy gondolom” című írásait olyan irányba, hogy azok egy-egy számban közölt gondolatok átfogó indításai legyenek, különösen vonatkozik ez a célszámokra és az orientált számokra.
- Jobban kell limitálni a szűk szakmai területet átfogó, a folyóirat terjedelméhez képest mégis túl hosszú cikkeket, és törekedni kell több szakmai kultúrával foglalkozó rövidebb írások közzétételére.
- Több olyan írásra volna szükség, amely átfogóan foglalkozna egy-egy, a kutatást, fejlesztést, gyártást, értékesítést átfogó probléma elemzésével.
- Jobban kell segíteni a kezdő mérnökök íráskészségének fejlesztését és a díjnyertes diploma-pályázatok bemutatását.

Csak röviden, néhány gondolatban tudtam ízelítőt adni a szerkesztő bizottság rendkívül aktív decemberi üléséről, de remélem, hogy ebből is láthatók az eddig végzett munka eredményei és a főbb tennivalók.

Megragadva az alkalmat, szeretnék a szerkesztő bizottság nevében minden kedves olvasónknak és a magyar elektronikai ipar több, mint százezer fős közösségének boldog új évet kívánni, abban a reményben, hogy lesz elég erőnk, egészségünk, lehetőségünk, szándékunk és hitünk ahhoz, hogy az egyre nehezedő feltételek között is megoldjuk azokat a feladatokat, amelyeket az elkövetkezendő évben tőlünk várnak.

Dr. Tófalvi Gyula
főszerkesztő

Megjegyzés:

Lapzártakor egy kedves levelet kaptam dr. Tóth János elvtársától, a MTESZ főtítkárától, melyben gratulál Egyesületünknek HÍRADÁSTECHNIKA című folyóiratunk alapításának 35. évfordulója alkalmából.

Az elismerő szavak tételes ismertetése helyett most csak annyit szeretnék elmondani, hogy tudjuk, ez az elismerés elsősorban azoknak szól, akik oly sokat tettek *előttünk*, évtizedeken át, folyóiratunk megjelenéséért és fejlődéséért. Nekik kívántam örömet szerezni, az ő munkájuknak akarok tiszteletet adni, amikor soron kívül hírt adok a MTESZ főtítkár elismerő megemlékezéséről.

Hetedik Nemzetközi Wroclawi Szimpózium az elektromágneses kompatibilitásról

A Lengyel Elektromérnökök Egyesülete, a Wroclawi Műszaki Egyetem és a lengyel Távközlési Intézet 1984. június 18-a és 20-a között rendezte meg az elektromágneses kompatibilitás kérdéseivel foglalkozó Hetedik Nemzetközi Wroclawi Szimpóziumot. A szimpóziumon 22 országból 200 szakember vett részt és 17 szekcióban 100 előadás hangzott el.

A szimpózium munkájának fontosabb témakörei a következők voltak:

- elektromágneses környezet;
- elektromágneses kompatibilitás biológiai vonatkozásai;
- elektromágneses kompatibilitás a mozgó rádió hírközlésben;
- elektromágneses hullámok terjedése;
- elektromágneses kompatibilitás a vezetékös távközlésben;
- elektromágneses térerősség mérése;
- interferencia mérések szoftver problémái.

A szimpózium 1070 oldalas kiadványa Egyesületünk Titkárságán megtekinthető.

Műholdas televízió műsorszórás helyzete

DR. BERCELI TIBOR
TKI

ÖSSZEFOGLALÁS

Áttekintjük a cikkben a műholdas televízió műsorszórás rendszerét, majd részletesebben tárgyaljuk a vevő és az antenna megoldásokat, valamint a magyarországi vételi lehetőségeket.

Bevezetés

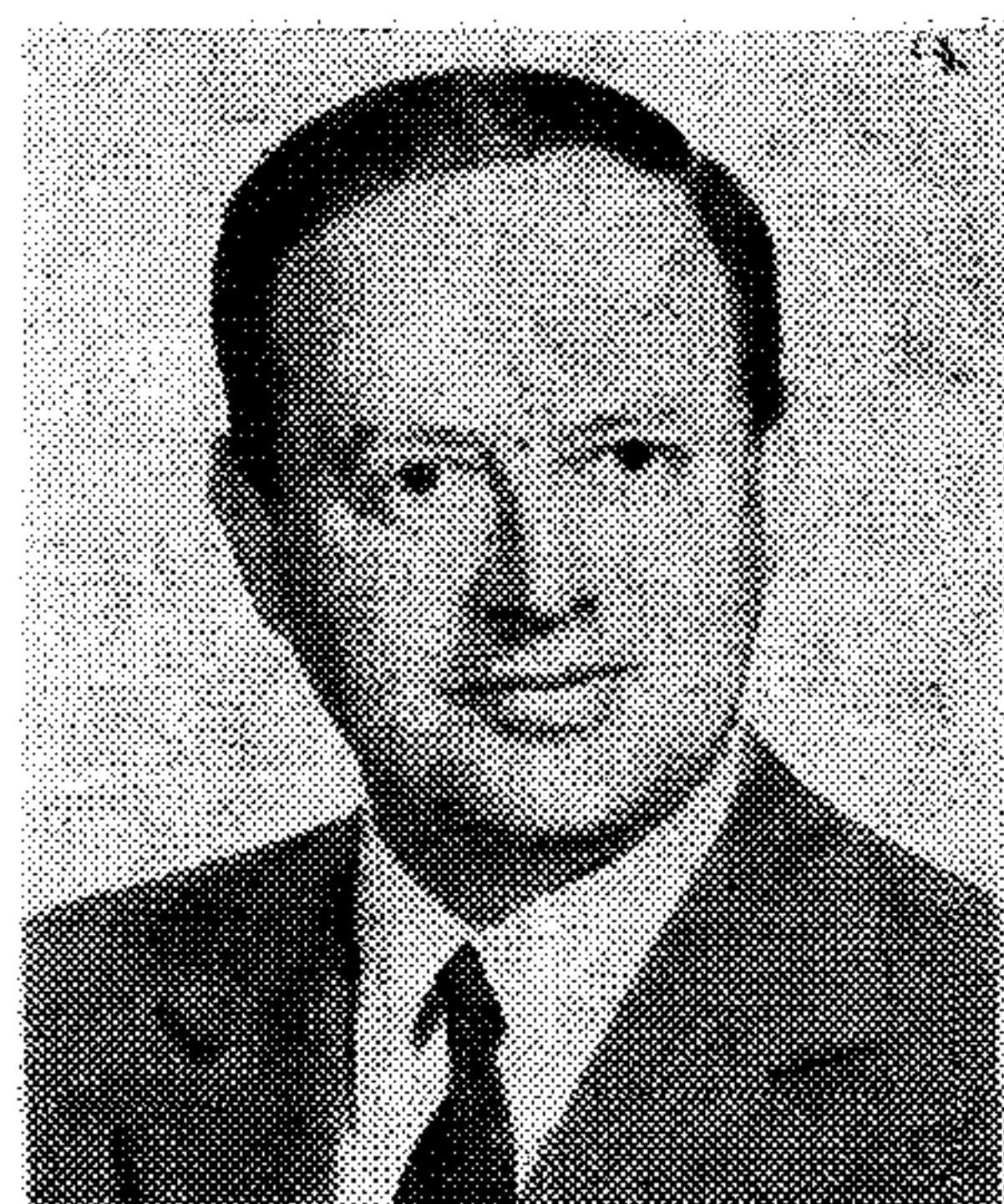
A televízió műsorszórást jelenleg a földfelszínen levő adók végzik, melyek részint az ultrarövidhullámú sávban sugároznak. Egy-egy adó sugárzását legfeljebb 50–100 km távolságból lehet venni, ezért a televízióadók hálózatára van szükség még a kisebb területű országok műsorral való ellátásához is. A stúdióból az adóhoz a műsort el kell juttatni, ezt a feladatot végzi a műsorelosztó hálózat. A televízióadóknak és a műsorelosztó hálózatnak a kiépítése és üzemben tartása tetemes költségekkel jár.

Műholdak alkalmazásával először a műsorelosztó hálózat feladatait lehetett a korábbinál előnyösebben megoldani. A műhold a szétszandó televízióműsorokat a mikrohullámú sávban sugározza ki. A kisugárzott jeleket a földi televízióadók mellé telepített mikrohullámú vevőkkel veszik, és megfelelő átalakítással az adóhoz vezetik. A műholdas műsorelosztó hálózat hatalmas területeken tudja gazdaságosan ellátni a földi adókat műsorral, de az előfizetők számára közvetlen vételi lehetőséget nem ad. Ugyanis a műholdon levő adó teljesítménye nem elég nagy ahhoz, hogy egyszerű és olcsó vevővel venni lehessen. A műsorelosztó műholdak vételéhez nagy méretű, kb. 4–5 m átmérőjű antennák szükségesek, melyek igen drágák.

A következő nagy előrelépés a közvetlen műsorszóró műholdak megjelenése lesz. A közvetlen műsorszóró műholdak üzembe állítása jelentős javulást fog hozni mind a minőség, mind a gazdaságosság szempontjából. Műholdról való vétel esetén sokkal kisebb a reflexió, ez pedig a szellemképek és a színhibák jelentős csökkenését eredményezi. A műholdas műsorszórással országnyi terület teljes műsorellátása biztosítható, amihez jelenleg a föld felszínén adók tömegére van szükség.

A közeljövőben az NSZK és Franciaország tervezi műsorszóró műhold fellövését. Amerikában és Angliában 1986-ra ígérk az üzembe helyezést. A KGST-országok tervei a 90-es évek elejére teszik a műholdas műsorszórás megvalósításának az időpontját.

Beérkezett: 1984. VIII. 28. (□)



DR. BERCELI TIBOR

A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki oklevelet. Ezután a Távközlési Kutató Intézetben előbb aspiránsként, majd tudományos kutatóként dolgozott. Jelenleg ugyanott főosztályvezető. A Budapesti Műszaki Egyetemen félállású adjunktus volt, jelen-

leg címzetes egyetemi tanár. Kutatásait elsősorban a mikrohullámú technika területén végzi. E területen előbb kandidátusi, majd akadémiai doktori tudományos fokozatot szerzett. Munkájának eredményeiről 48 idegen nyelvű és 39 magyar nyelvű cikket írt. Tevékenységét Állami Díjjal ismerték el.

A műhold elhelyezése

Műsorszórásra csak olyan műhold használható, mely a Földdel együtt forog és ezért a Föld felszínén álló helyzetűnek látszik. Az ilyen műholdat geostacionáriusnak nevezzük. A Föld és a műhold együttforgása az egyenlítő síkjában oldható meg. A műsorszóró műholdaknak így mind az egyenlítő felett kell elhelyezkedniük. A geostacionárius műholdpálya sugara 42 164 km, vagyis közel hétszerese a Föld sugarának. A műholdaknak a geostacionárius pályán való elhelyezését nemzetközi egyezmények szabályozzák.

A Földdel együttforgó műhold adja azt a lehetőséget, hogy az előfizető rögzített helyzetű antennát

1. táblázat

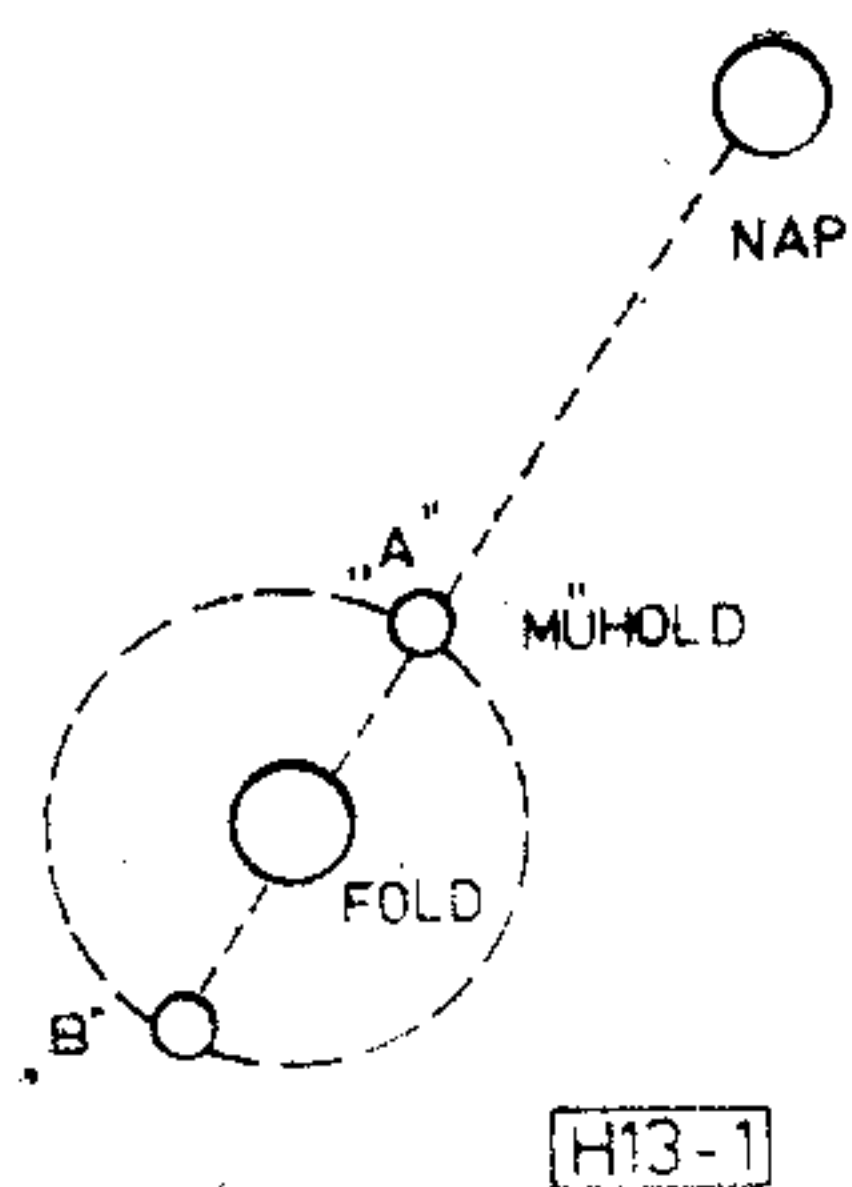
A magyar műhold irányának adatai

Helység neve	Emelkedési szög, fokban	Oldalszög, fokban
Budapest	32,0	26,3
Miskolc	30,9	28,3
Pécs	33,6	25,8
Sopron	32,6	23,2
Mátészalka	30,5	30,1

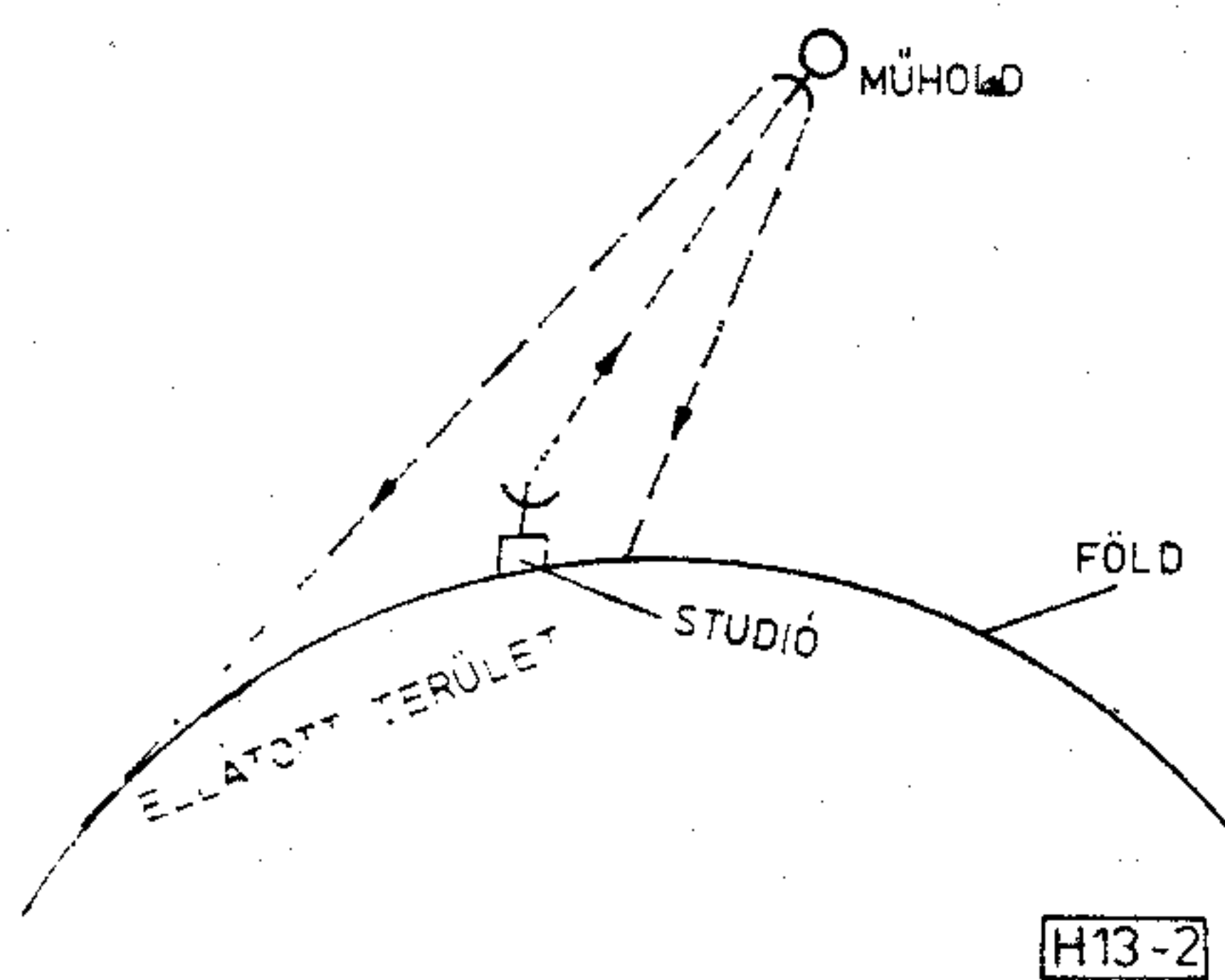
2. táblázat

Az NSZK és a francia műhold irányának adatai

Helység neve	Emelkedési szög, fokban	Oldalszög, fokban
Budapest	24,2	46,7
Miskolc	22,9	48,2
Pécs	25,6	46,5
Sopron	25,4	44,1
Mátészalka	22,2	49,8



1. ábra. A műhold helyzete



2. ábra. A műholdas műsorszórás felépítése

használhasson. Egyéb, a Föld körül keringő műholdak esetén ugyanis az antennát folyamatosan a műhold irányába kell állítani, vagyis a műholdat követni kell. Ez a követés csak meglehetősen bonyolult és drága mechanizmussal valósítható meg.

Sajnos a Földdel együtt forgó műhold még önmagában nem ad teljes megoldást, mivel helyzetét a Földön kívül más égitestek is befolyásolják. Legjelentősebb a Nap hatása, amit az 1. ábra mutat. Az „A” pontban a műholdra a Föld és a Nap vonzása ellenkező irányban, míg a „B” pontban egyező irányban hat. Ezért a műhold az „A” pontban távolabb van a Földtől, a „B” pontban pedig közelebb van a Földhöz. Ez a mozgás a Föld felszínén kb. 2 fokos szögeltérést jelent 24 óra alatt. Ilyen mértékű szögeltérés az antenna keskeny vételi sugárnyalábja miatt nem engedhető meg, ezért a műhold helyzetét stabilizálni kell annyira, hogy a szögeltérés kb. a tizedére csökkenjen le. Ehhez a műholdon stabilizáló rakétákra van szükség, melyek üzemanyagot fogyasztanak. Jelenleg kb. 10 évre elegendő üzemanyagot tudnak a műholdon a fellövéskor elhelyezni. A műhold helyzetének stabilizálását fedélzeti számítógép vezérli. A stabilizálásnál még a valódi Hold hatását is figyelembe kell venni.

A műholdas műsorszórás egyik feltétele tehát a korszerű rakétatechnika, mellyel a fellövés és a stabilizálás megvalósítható. A másik feltétel az adó- és vevőberendezés kidolgozásához szükséges korszerű híradástechnika.

A műholdas műsorszórás rendszere

A műholdról a műsort mikrohullámokon, kb. 2,5 cm-es hullámhosszon sugározzák. A sugárzáshoz olyan nagy teljesítményű adóra van szükség, mellyel

a műsorral ellátandó földterületen a közvetlen vételhez szükséges erősségű jelet biztosítani lehet. Az adónak ugyanakkor jó hatásfokának kell lennie, mivel az elektromos energiát napelemek szolgáltatják, és ezek teljesítőképessége korlátozott.

A műholdas műsorszórás felépítését a 2. ábra mutatja. A műsort a stúdióból a mikrohullámú sávban, a 14 vagy 18 GHz-en juttatják el a műholdra. Ehhez a Földön nagy teljesítményű adót használnak, melynek jelét éles sugárnyalábú antennával sugározzák ki a műhold felé. A műholdon a vett jelet a 12 GHz-es sávba teszik át, és ezt sugározzák le a Föld felé. Az antenna sugárzási nyalábjának szélességét megfelelő adóteljesítmény esetén úgy állítják be, hogy a jel erőssége az előírt szint felett legyen a műsorral ellátandó területen, azon kívül pedig gyorsan csökkenjen.

Nemzetközi megállapodások szerint minden ország csak a saját területét sugározhatja be a műholdról a közvetlen vételhez szükséges erősségű jellel. Ennek megvalósítása csak közelítőleg lehetséges, ezért az ellátott területen kívül is vehető a műsor kisebb jelsszinttel. Így kétféle vételről lehet szó. Egyéni vételre van lehetőség az ellátott területen belül és közösségi vételre az ellátott terület környezetében. Ezek az elnevezések műszaki osztályozást jelentenek, és nincs köztük ahhoz, hogy a vételben hány személy, vagy előfizető vesz részt.

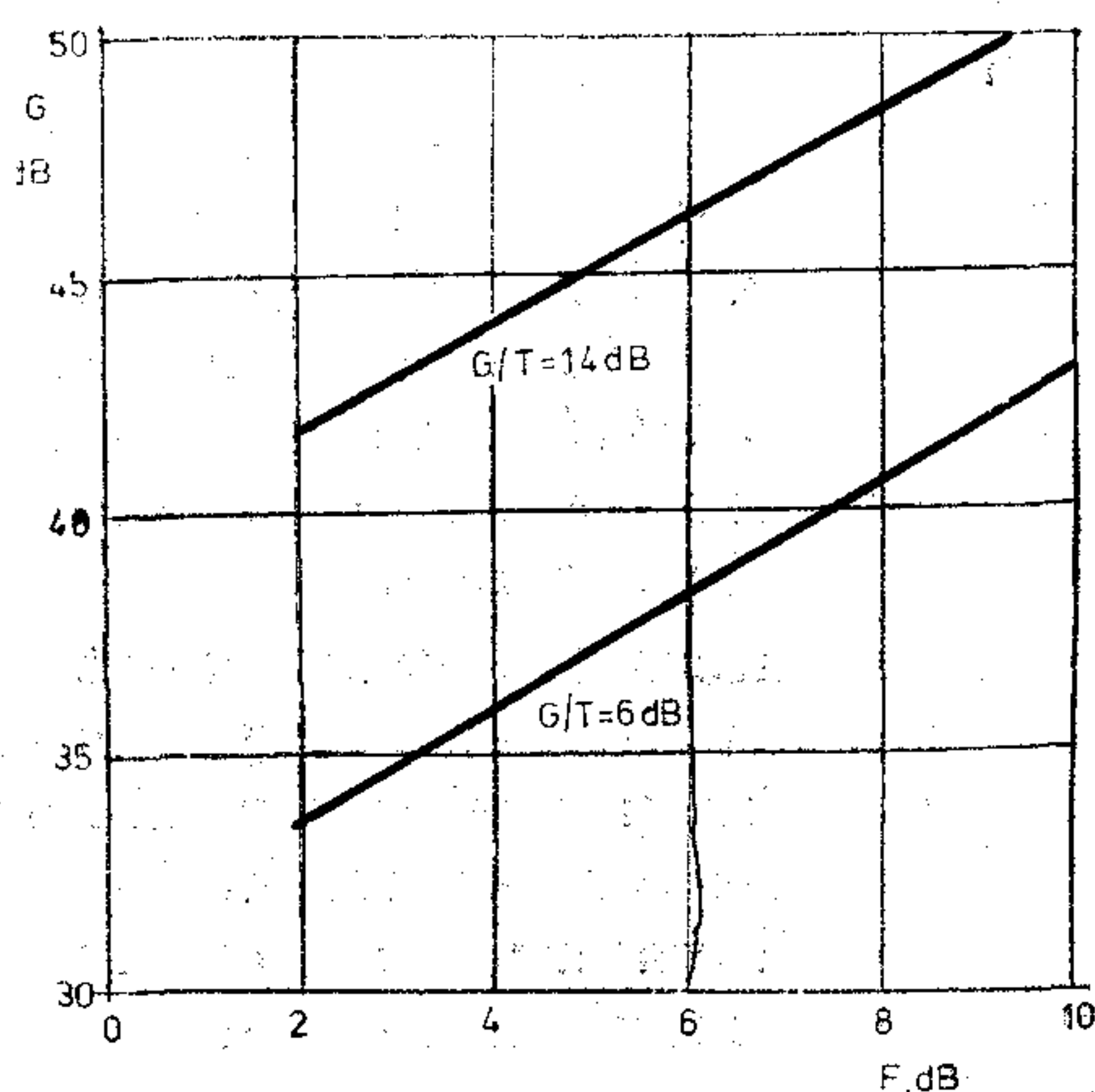
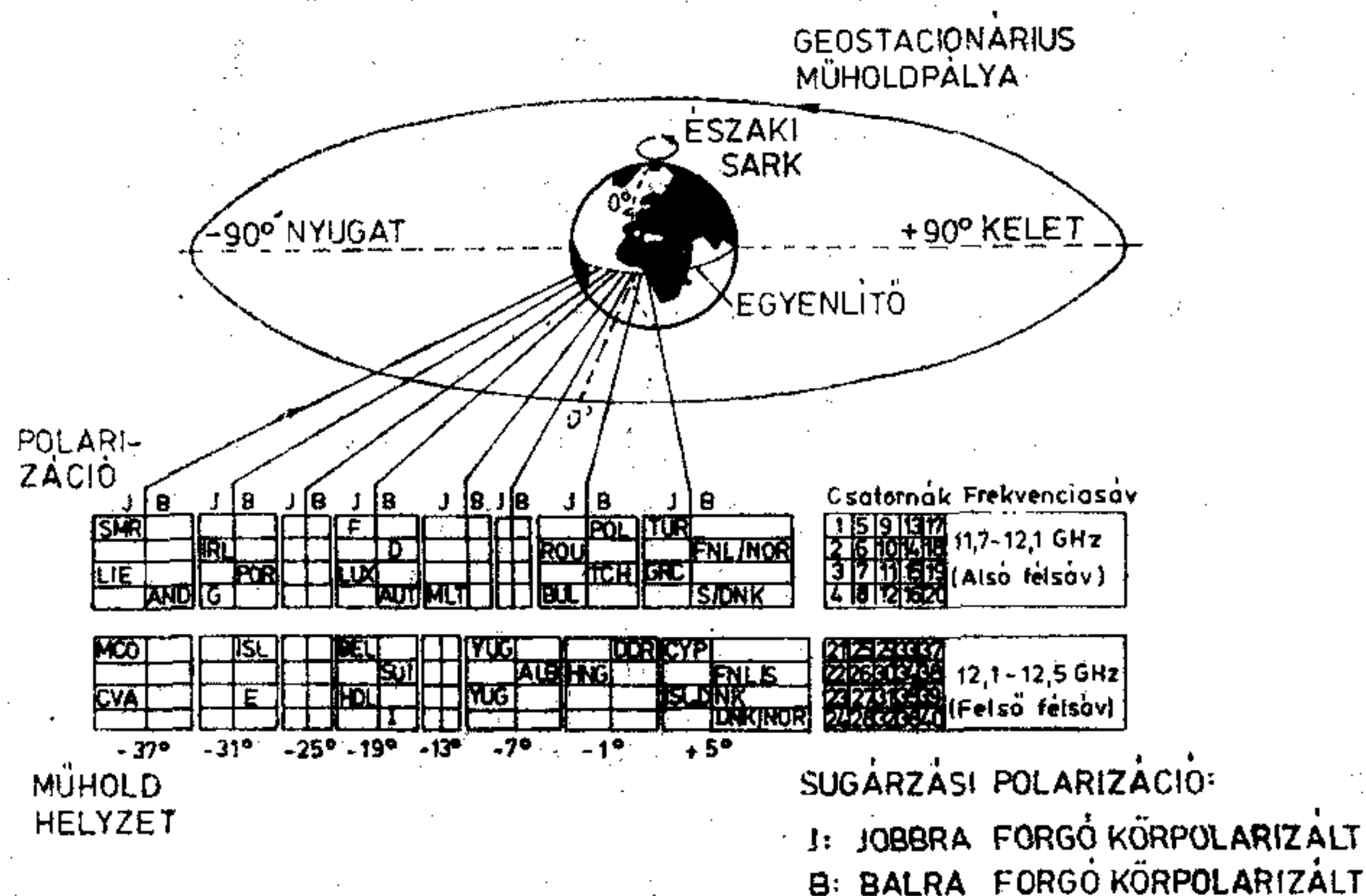
Az egyéni vételhez a nemzetközi előírás legalább -103 dBW/m² teljesítménysűrűségű sugárzást ír elő, és ekkor a vételhez legalább 6 dB/K antennanyereség/zajhőmérséklet értékkel rendelkező vevő szükséges. Községi vételhez a megfelelő értékek -111 dBW/m², illetve 14 dB/K. Más szóval a községi vétel határán a teljesítménysűrűség közel tizede az egyéni vétel határán levő értéknek.

A műholdról körpolarizált hullámú jelet sugároznak. Lineáris polarizációjú hullám esetén ugyanis sokkal szigorúbb követelmények lennének a műhold helyzetének a stabilizálására.

A műsorszórásra kiosztott csatornák a 11,7–12,5 GHz közötti frekvenciasávban vannak. Ez a sáv két részre oszlik: 11,7–12,1 GHz között van az alsó félsáv és 12,1–12,5 GHz között a felső félsáv. Mindkét félsávban 20 csatornát jelöltek ki, melyek sáv szélessége 27 MHz. Az egymás melletti csatornákon ellenkező forgásirányú polarizáció használatát írták elő.

Az európai országok műsorszóró műholdjainak főbb adatait a 3. ábra adja meg. A Szovjetunió európai területének ellátására szolgáló műhold a 23°-os szégnél helyezhető el. Mint látható, a műsorszóró műholdak helyzete a hosszúsági fokkal van meghatározva. A szocialista országok egyik csoportjának műholdjai, közöttük a magyar műhold is, -1° -nál, vagyis Greenwich-hez képest 1° -kal nyugatra helyezhetők el. A nyugat-európai országok egy jelentős részének a műholdjai -19° -on lesznek.

A műholdak nem az adott ország hosszúságú fokának megfelelő helyen vannak, hanem ahhoz képest nyugati irányban eltolva. Erre azért van szükség, mert a műholdnak az energiát napelemek szolgáltatják és a műhold az éjszaka egy részében a Föld árnyékába kerül, amikor a napelemek nem mű-



4. ábra. Antennanyereség a vevő zajtényezőjének függvényében

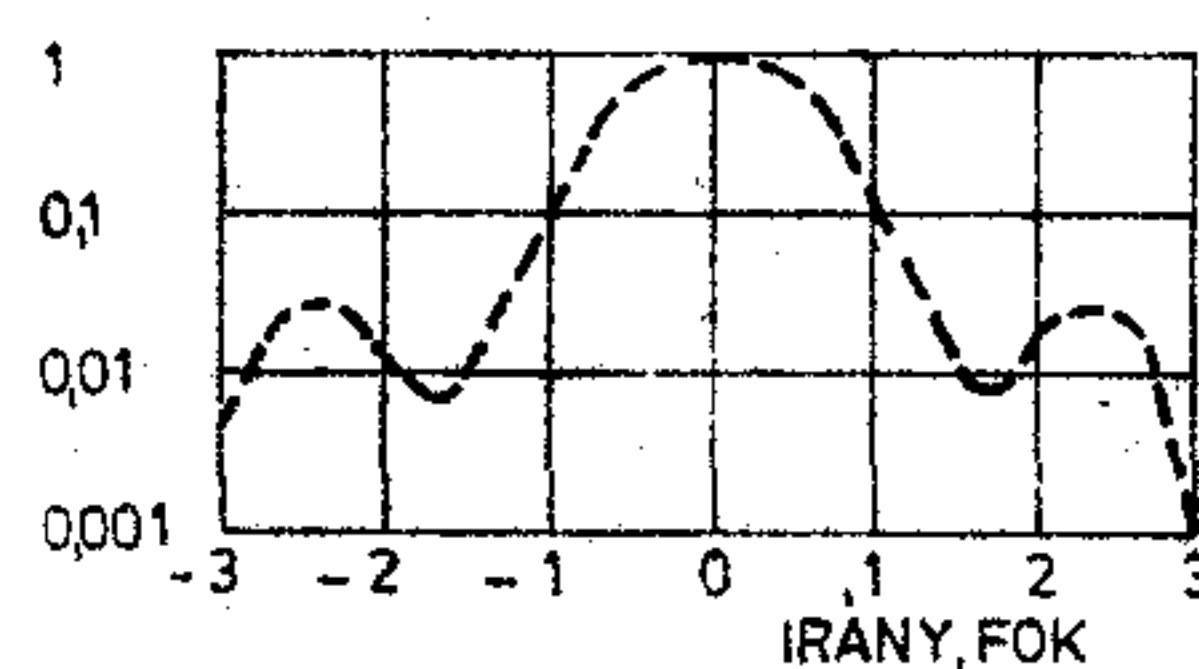
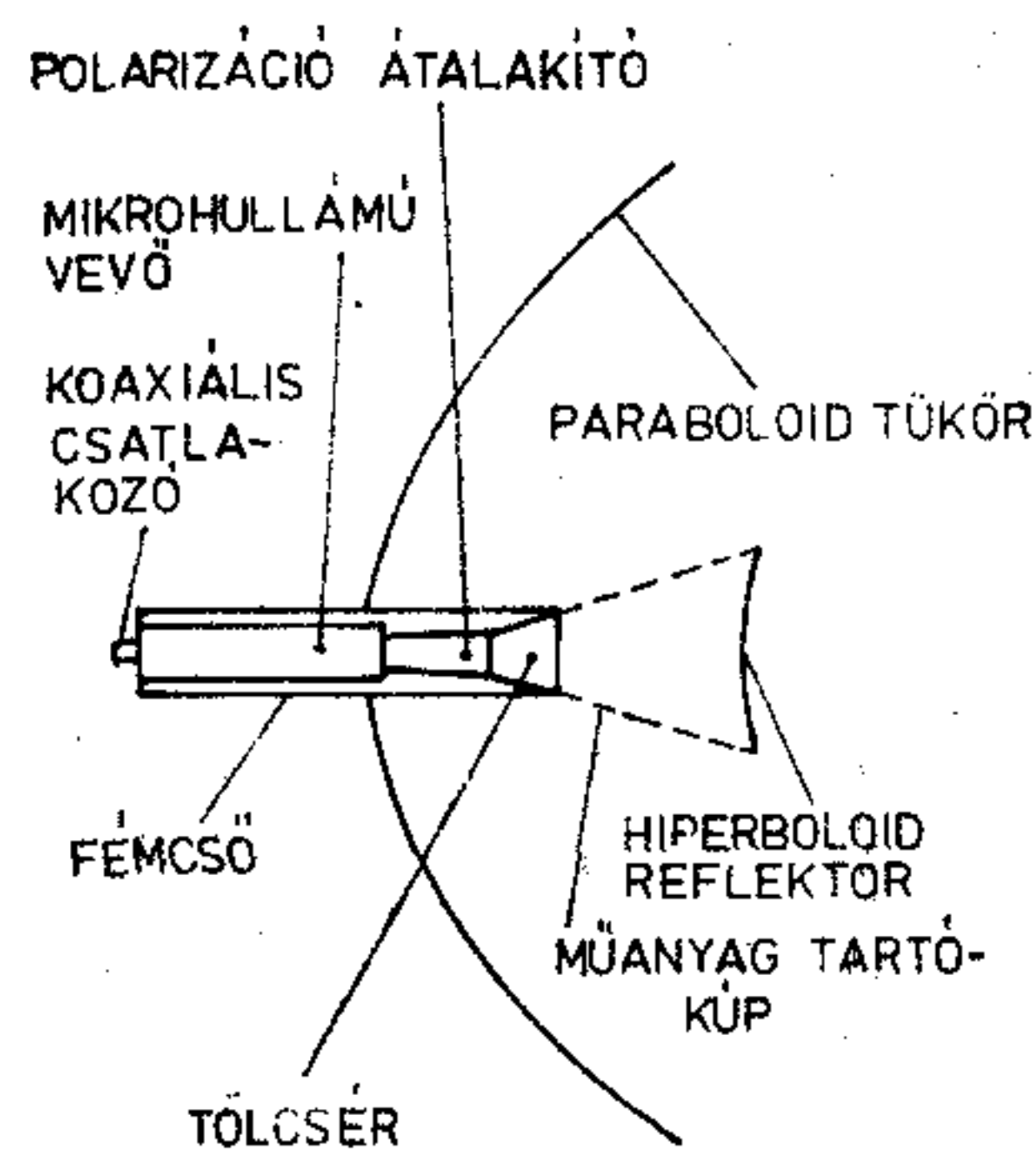
ködnek. A nyugati irányú eltolás biztosítja, hogy az árnyékba jutás ideje a késő éjszakai órákra kerüljön, általában éjjel 1 óra utánra, amikor már nincs műsor-közvetítés.

Vételi lehetőségek

Az egyes műholdak vételét több tényező befolyásolja. Ezek közül a legfontosabb, hogy az adott helyen mekkora a kisugárzott jel szintje. Hazánk területén elsősorban a tervezett magyar műsorszóró műhold lesz vehető, mégpedig az egyéni vételnek megfelelő szinten. A magyar műhold üzembe helyezésére azonban pontos időpont még nincs kitűzve. A távolabbi jövőben további 7 ország adása lesz vehető az ország egyes területein egyéni vevővel. Közösségi vevővel viszont 9 külföldi adás az ország egész területén és további 5 az ország egyes területein vehető lesz. Hogy ezek a lehetőségek mikor válnak valóra, az attól függ, hogy mikor helyezik üzembe az egyes műholdakat.

A vevőberendezés legfőbb jellemzői az antenna nyeresége és a vevő zajtényezője (zajhőmérséklete). Adott teljesítménysűrűség esetén a kettő között kapcsolat van, melyet a 4. ábra ad meg. Az egyéni vétel körzetében például előerősítővel rendelkező vevő esetén, melynek zajtényezője kb. 4 dB, kb.

ALB — ALBANIA	I — OLASZORSZÁG
AND — ANDORRA	IRL — ÍRORSZÁG
AUT — AUSZTRIA	ISL — ÍZLAND
BEL — BELGIUM	LIE — LIECHTENSTEIN
BUL — BULGÁRIA	LUX — LUXEMBURG
CVA — Vatikán	MCO — MONACO
CYP — CIPRUS	MLT — MÁLTÁ
D — NSZK	NOR — NORVÉGIA
DDR — NDK	POL — Lengyelország
DNK — DÁNIA	POR — PORTUGÁLIA
E — SPANYOLORSZÁG	ROU — ROMÁNIA
F — FRANCIAORSZÁG	S — SVÉDORSZÁG
FNL — FINNORSZÁG	SMR — SAN MARINO
G — ANGLIA	SUI — SVÁJC
GRC — GÖRÖGORSZÁG	TCH — CSEHSZLOVÁKIA
HNG — MAGYARORSZÁG	TUR — TÖRÖKORSZÁG
HOL — HOLLANDIA	YUG — JUGOSZLÁVIA



5. ábra. Az antenna főbb részei

6. ábra. Az antenna iránygörbéje

36 dB nyereségű antennára van szükség. Ezt a nyereséget 70—80 cm átmérőjű paraboloid tükörrel biztosíthatjuk. Előerősítő nélkül a vevő a zajtényezője kb. 7 dB, melyhez 39 dB antennanyereség szükséges. Ezt kb. 1,1 m átmérőjű tükörrel érhetjük el.

A közösségi vétel határán 4 dB-es vevőzajtényezőhöz 44 dB antennanyereség, vagyis kb. 2 m átmérőjű tükör tartozik; míg 7 dB-es vevőzajtényező esetén már 47,5 dB antennanyereség, azaz közel 3 m átmérőjű tükör szükséges.

Magyarország az NSZK és a francia műhold sugárzásának a közösségi zónájába esik. Az ország keleti részein 12–13 dB/K, a középső részeken 10–11 dB/K, a nyugati részeken 8–9 dB/K lesz a szükséges G/T érték. A vevő zajtényező ismeretében a 4. ábráról az antennanyereség értéke leolvasható. Az antenna-átmérőt pedig közelítőleg meghatározhatjuk viszonyítás alapján. Ehhez felhasználjuk, hogy a 1,5 m átmérőjű antenna nyeresége kb. 42 dB. A nyereség a felülettel arányos, vagyis 2-szeres átmérő 6 dB-lel nagyobb nyereséget jelent.

A vételhez megfelelő antennára, mikrohullámú vevőre és csatornaegységre van szükség. Ezek mindegyikének jelentős hatása van a vétel minőségére. Ezért a következőkben ezek főbb jellemzőit tárgyaljuk.

Antenna

A műholdról kisugárzott jelet paraboloid antenna fogja fel. Az antenna főbb részeit az 5. ábra mutatja. Az antennatükör felületéről visszaverődő hullámok a fókuszpont közelében elhelyezett hiperboloid reflektorra kerülnek, ahonnan ismét visszaverődve az antennatölcsérbe jutnak.

Az antenna paraboloid tükrét és hiperboloid reflektorát nagy pontossággal kell készíteni, a felületeknek az ideálistól való eltérése ± 1 mm alatt kell legyen. A nagy pontosság követelménye miatt meglehetősen drága az antenna. Az árat nagy mértékben meghatározza az antennatükör átmérője. Egyéni vevőhöz 0,6–1,2 m-es átmérőjű antennát lehet használni, közösségi vétel esetén azonban az átmérő 1,5–3,0 m között van.

Az antenna kialakításánál fontos szempont, hogy az időjárás viszontagságainak ki van téve. Az antenna megfogásának erősnek kell lennie, egyébként a szél elsodorhatja. Birnia kell a hőmérsékleti ingadozásokat, az eső, hó, jég hatását. Ezenkívül külön problémát jelent, hogy az antennatükör a Nap sugarait is összegyűjti, és ezért a fókuszpont közelében időnként túl nagy a meleg. Ez ellen megfelelő hőszigeteléssel kell védekezni.

Az antenna vételi nyalábjának szélessége 1° körül van. Példaképpen a 6. ábrán bemutatjuk egy 1,5 m átmérőjű antenna vételi iránygörbét. A paraboloid felület tengelyének irányában van a 0° , ez a vételi irány. Erre nézve a görbe szimmetrikus. Látható azonban, hogy az antennának a pontos irányba állítása igen lényeges. Ha az irányba állítás hibája 1° -os, a vett jel szintje már a tizedére csökken. További 1° hiba esetén a vételi szint az eredeti értéknek az 50-ed része lesz csupán. Ezért az antenna megfelelő irányba állításához mozgó szerkezet szükséges, melyet beállítás után rögzíteni kell.

Az antenna beállítása egyébként is bizonyos felkészülést igényel. A műholdakat ugyanis nappal szabad szemmel nem lehet látni, éjjel pedig nehéz a sok fényes pont közül az égen kiválasztani. Ezért geodéziai műszerekkel kell az antennát beállítani és ehhez ismerni kell az adott helyen a műhold irányát. A leendő magyar műhold irányára az 1. táblázat, az NSZK és a francia műhold irányára a 2. táblázat adja meg az oldal- és az emelkedési szöget néhány helység esetére. Az oldalszöget a déli iránytól nyugat felé, az emelkedési szöget pedig a vízszintestől felfelé értjük. Az ország különböző területein az irány más és más.

A paraboloid antennával felfogott jel körpolarizált, amit a vevő számára még át kell alakítani. Erre szolgál a polarizáció-átalakító, mely az antennatölcsérhez csatlakozik, mint ez az 5. ábrán látható. A 3. ábrából viszont kiolvasható, hogy a szomszédos csatornák polarizációja különböző: az egyik balra forog, a másik jobbra forog. Ezért a polarizáció-

átalakítónak az egyik irányú forgással rendelkező körpolarizált hullámot lineáris polarizációjává kell alakítania, amit a vevő venni tud, a másik polarizációjú jelet viszont el kell nyomnia, hogy ne jusson a vevőre.

A műholdas műsorszórás megindulásával az előfizetők várhatóan több ország adását kívánják majd venni, és így szükségük lesz mindkét polarizációjú hullám vételére. Erre a paraboloid antenna önmagában véve alkalmas, de a polarizáció-átalakító helyett polarizáció-szétválasztót kell hozzá csatlakoztatni. A kettős polarizációjú vételhez azonban vagy két mikrohullámú vevő szükséges, vagy a mikrohullámú vevőt kapcsolóval kell a polarizáció-szétválasztónak hol az egyik, hol a másik kimenetéhez csatlakoztatni.

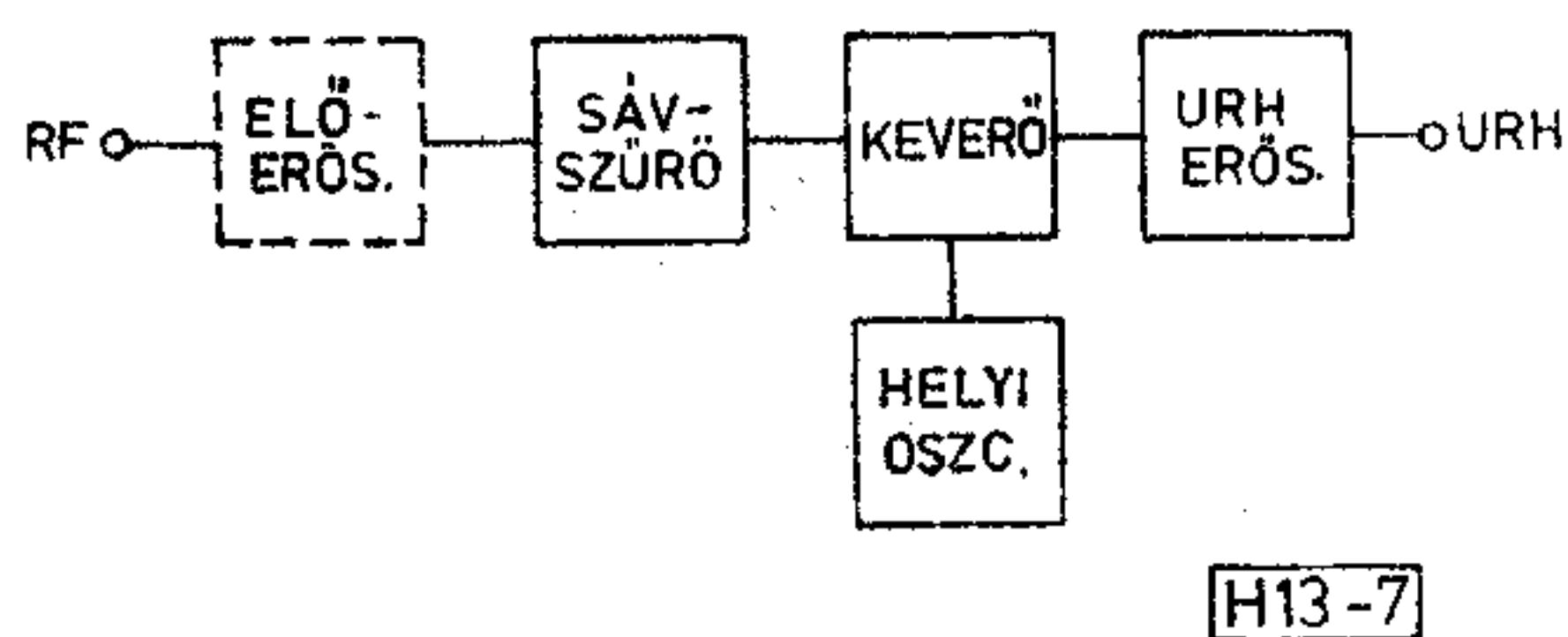
Mikrohullámú vevő

A vevőberendezés felépítése többféle lehet. Az antenna sáv szélessége általában elég nagy ahhoz, hogy a vételi főnyaláb irányában levő műsorszóró műholdról vagy műholdakról érkező jeleket, vagyis egyszerre több csatorna jelét felfogja. Az egyes csatornák jeleit szét kell választani.

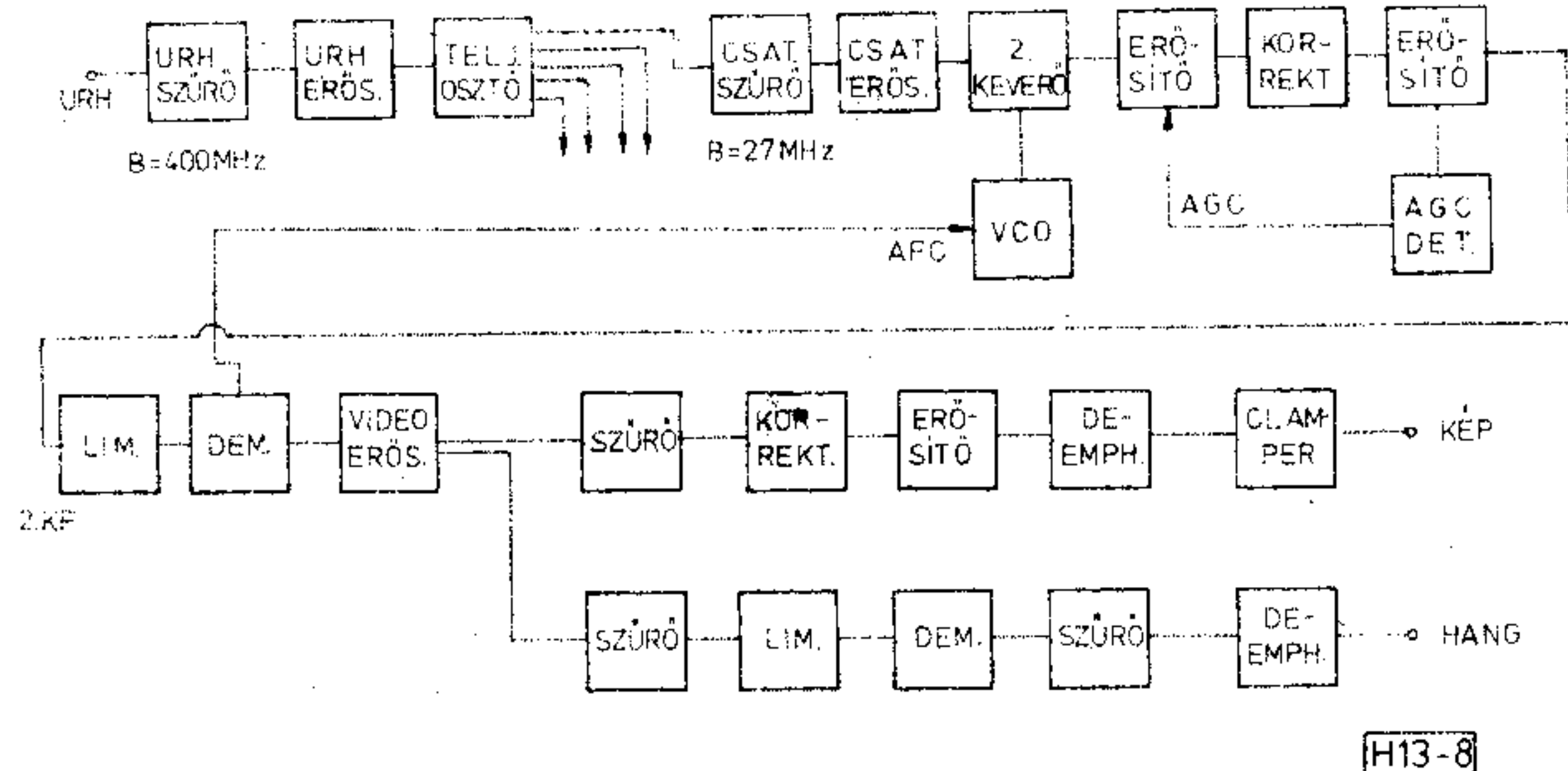
Végezhetjük a csatornák szétválasztását közvetlenül a vételi frekvenciasávban, vagyis mikrohullámokon. Ekkor közösségi vétel esetén mikrohullámú szűrőkkel kell kiválasztani a venni kívánt csatornákat, és ahány vételi csatorna van, annyi vevőt kell teljesen kiépíteni. Ez nyilvánvalóan nem gazdaságos megoldás.

Közvetlen előfizetői vétel esetén egyidejűleg csak egy csatorna vétele szükséges, de ez tetszőleges lehet. Ilyenkor elektronikusan hangolható (pl. YIG) szűrőre és helyi oszcillátorra (pl. VCO-ra) van szükség. Ez a megoldás sem gazdaságos, mert a szűrő és a helyi oszcillátor hangolása a mikrohullámú sávban bonyolultabb és drágább, mint kisebb frekvenciákon. Ezek miatt a problémák miatt a csatornaválasztást nem a mikrohullámú sávban, hanem középfrekvencián végzik.

A vevő felépítésére elterjedt megoldásokban kétszeres keverést és ennek megfelelően két középfrekvenciát használnak. Így egyszerűbben lehet kellő szűrőselektivitást elérni. Az ilyen felépítésű mikrohullámú vevő tömbvázlatát a 7. ábra mutatja. A bemeneten az előerősítő után sáváteresztő szűrő van, mely 400 vagy 800 MHz sáv szélességű attól függően, hogy a vevő félsávú vagy teljes sávú. Ennek a szűrőnek a csillapítása a nagyobb sáv szélesség miatt lényegesen kisebb, mint az egyetlen csatornát kiválasztó szűrőé. A szűrőn áthaladó jel mikrohullámú keverőre jut, mely a jelet a helyi oszcillátor segítségével az első középfrekvenciára teszi át. A tükrőfrekvenciáknak a szűrő záró sávjába kell esniük, ezért félsávú vevőnél az első középfrekvencia legkisebb értéke 400 MHz, teljes sávú vevőnél pedig 800 MHz lehet. Az első középfrekvenciás sáv szokásos tartománya félsávú vevő esetén 400–800 MHz vagy 470–870 MHz, míg teljes sávú vevő esetében 800–1600 MHz vagy 950–1750 MHz. Az első tartományok a lehetséges legkisebb frekvenciákon vannak, míg a másodikok már egyéb szempontok figyelembe-



7. ábra. A mikrohullámú vevő tömbvázlata



8. ábra. A csatornaegység tömbvázlata

vételével lettek meghatározva. Mindkét esetben az első középfrekvenciás áramkörök sáv szélességének kb. 1 oktávnak kell lennie.

A vevő sáv szélességének a megválasztását több tényező befolyásolja. Mint az előbbiekben láttuk, a félsávú megoldásban az első középfrekvencia értéke lényegesen kisebb, és beleesik a földfelszíni műsorszórás sávjába. Ezért az áramkörök lényegesen olcsóbbak és a kereskedelmi forgalomban beszerezhetőek. A csatornakiválasztás szempontjából is a kisebb frekvencia előnyösebb, mert ott a relatív sáv szélesség nagyobb, ami a szelektivitás követelményeinek teljesítését elősegíti. A kisebb középfrekvencia viszont hátrányosabb a zavarások szempontjából, mert az ultrarövidhullámú sávban nagy teljesítményű televízióműsor-szóró adók működnek.

A mikrohullámú vevő tömbvázlatában az előerősítőt szaggatva rajzoltuk, mivel alkalmazására általában csak közösségi vétel esetén van szükség. A vett jelet tehát vagy az előerősítővel felerősítve, vagy anélkül vezetjük a keverőre.

A mikrohullámú vevő egyik legfontosabb jellemzője a zajtényező. Előerősítővel 3–4 dB zajtényező érhető el, míg előerősítő nélkül a zajtényező 7–8 dB. Kisebbs zajtényezőjű mikrohullámú vevő esetén kisebb átmérőjű antenna használható. Ily módon a szükséges antenna ára csökkenthető, viszont az előerősítő is meglehetősen drága.

Ugyancsak a zajtényező szempontjából fontos, hogy az antenna és a mikrohullámú vevő között a csillapítás minél kisebb legyen. Ezért a mikrohullámú vevőt rendszerint ráépítik az antennára. A mikrohullámú vevő kimenő jelet pedig kábelrel az épületbe vezetik a csatornaegység számára.

Csatornaegység

Az első középfrekvenciára lekevert jelek közül a venni kívántat a csatornaegység választja ki. Az antenna és a mikrohullámú vevő kialakítása lényegileg füg-

getlen attól, hogy hány előfizető számára szolgáltatja a vett jeleket. Ezzel szemben a csatornaegység alapvetően kétféle: az egyik változat akkor használható, ha közvetlenül az előfizetői televízió-vevőkészülékhez csatlakozik; a másik változat pedig központilag használható. Az előfizetői csatornaegységgel egyidejűleg csak egy csatornát kell kiválasztani, és ezért lényegesen egyszerűbb. A központi csatornaegységnek viszont több csatornát kell egyidejűleg szétválasztania és a kábeles elosztóhálózatra ráadnia.

A csatornaegység feladata még a vett jel modulációjának az átalakítása is. Ugyanis a műholdas műsorszórásban a kép átvitelére frekvenciamodulációt használnak, míg a földfelszíni műsorszórásban elnyomott oldalsávú amplitúdómodulációt. A jelenlegi televízió-vevőkészülékek viszont a frekvenciamodulációval átvitt képpel vételére nem alkalmasak.

Az előzőeknek megfelelően a csatornaegység tömbvázlatát a 8. ábra adja a meg a központi alkalmazás esetében. A csatornák kiválasztását sáváteresztő szűrők végzik. A kiválasztott csatorna jelet tovább erősítjük, majd a 2. keverő és 2. helyi oszcillátor segítségével a 2. középfrekvenciára tesszük át. E sávban a jel szintjét automatikus erősítésszabályozással (AGC-vel) stabilizáljuk és megfelelő szűréssel frekvencia-diszkriminátorra visszük. Ezután a kép- és hangcsatornákat szétválasztjuk, és a megfelelő jelfeldolgozást (pl. deempházis) elvégezzük. Ebben a megoldásban annyi csatornaegységre van szükség, ahány csatornát venni kívánunk. A csatornaegységek kép- és hangjeleit a továbbiakban amplitúdó, illetve frekvenciamodulációval megfelelő vivőkre ültetve a kábeles elosztóhálózatra adjuk.

Közvetlen előfizetői vétel esetében egyidejűleg csak egy csatornát kívánunk kiválasztani, mely azonban tetszőleges lehet. Ezért a csatornakiválasztó szűrőnek és a 2. helyi oszcillátornak hangolhatónak kell lennie. Az utóbbi céljára előnyösen szintetizátort is használhatunk. A jel demodulálása helyett pedig vivőfrekvenciás FM–AM átalakítást végezhetünk, és így csatlakozhatunk a televízió-vevőkészülékhez.

Az átvitel módjára újabban más változatokat is terveznek. A képjelet mintavételezés segítségével előzetes jelfeldolgozásnak vetik alá, és így az átvitel minőségét nagy mértékben megjavítják. A jelfeldolgozás egyúttal lehetőséget ad több digitális hangcsatorna átvitelére is. Ez a rendszer a C–MAC elnevezést kapta. Ha bevezetésre kerül, a csatornaegység még bonyolultabb lesz, mert a jelfeldolgozás fordított műveleteit is el kell benne végezni.

Hazai eredmények

A műholdas műsorszórás vételére az előkészületek hazánkban is megtörténtek. A Távközlési Kutató Intézetben kifejlesztették a közösségi vételre használható antennákat, mikrohullámú vevőket és csatornaegységeket. A nagyközösségek számára a Híradástechnikai Vállalat, kisközösségek számára a Parabola Szervező és Tervező Szövetkezet készült fel a berendezések előállítására és felszerelésére. A közvetlen előfizetői vételhez szükséges készülékekkel az Orion és Videoton foglalkozik. A Posta Kísérleti

Intézet a terjedési viszonyokat vizsgálja. A Budapesti Műszaki Egyetem több tanszékén is foglalkoznak a vétel egyes kérdéseivel.

A műholdas műsorszórás közvetlen vételének széles körű elterjedésére azonban csak akkor számíthatunk, ha már magyar műholdas műsorszórás is lesz. Erre előreláthatólag a 90-es években fog sor kerülni, amikor a harmadik műsor megindítása időszerűvé válik.

I R O D A L O M

- [1] *Zwilling, H.*: Satelliten-Rundfunk und Kabelfernsehen in und außerhalb Europas. *Nachrichtentechnische Zeitschrift*, 1983, No. 6, 372–377. old.

- [2] Final Acts, World Broadcasting-Satellite Administrative Radio Conference, Genf, Svájc, 1977.
 [3] *Pribelszky György*: Rendszerterv a műholdas műsorszóró rendszerek jeleinek vételére. 1980, TKI tanulmány.
 [4] *Freeman, K. G.*: Direct broadcast satellite receivers. *The Radio and Electronic Engineer*, 1982, No. 3, 127–133. old.
 [5] Igazgatási rádió világértékeztetés — Genf, 1977. (Magyar fordítás.) KÖZDOK, 1978.
 [6] *Kása István*: Beszámoló a „Műholdas műsorszóró rendszerek” konferenciáról. *Híradástechnika*, 1983. 8–9. sz. 403–406. o.
 [7] *Bali József—Papp István*: A műholdas műsorszórás vételi lehetőségei. PKI Közlemények, 1984.

HIBRID KLUB

A Hibrid Klub 1984. évi utolsó összejelentésén dr. Kolonits Pálné beszámolt azokról az országos, illetve tárcaszintű programokról, melyeket az érzékelők kifejlesztésére dolgoztak ki a MEV-ben. Ismertette a hibrid technológiára épülő gáz- és nedvességérzékelők területén az eddig elért eredményeket.

A gáz- és nedvességérzékelés folyamata hasonló egymáshoz, ezért lehetett mindkettőt azonos (vas-tagréteg) technológiával megvalósítani.

A gázérzékelés magyarázata röviden a következő: a kerámia hordozó felületére felvitt oxid típusú félvezető felületén az oxigén adszorbeálódik, az oxigén eltávolításakor (amelyet éppen az érzékelendő gáz okoz) O-ionok szűnnek meg, s így az oxid vezetőképessége növekszik. Ezen a fizikai folyamaton kívül esetenként kémiai reakció is lezajlik, amelynek eredményeképpen elektronok szabadulnak fel, s ezek is a vezetőképességet növelik. Az ellenállásváltozás több nagyságrendet tesz ki, s ebben a szemcsés szerkezet is szerepet játszik: a szemcsék közötti potenciálgát az oxigén adszorpció hatására növekszik. A hatásfok maximumának elérése érdekében a felületen szoba-hőmérsékleten megtapadó vízmaradványokat felfűtéssel el kell távolítani, hogy a felület teljesen szabadon váljon a gázok számára.

A gázok megtapadási valószínűsége, s így oxigén eltávolító képességük is eltérő, ezért más-más érzékenységet kapunk a különféle gázoknál. Különösen a telített szénhidrogének megtapadási valószínűsége kicsi, ezért nagyon nehéz pl. a metán kimutatása.

Mivel a működés az oxigén elvonásán alapul, a gázérzékelők nagyjából azonosan reagálnak mindenféle gázra, működésük nem szelektív. A gázérzékelőkkel füst is kimutatható. A továbbbégési folyamat miatt a lecsengés lassú.

Érdekes, hogy az eddigiekkel ellentétes hatás is tapasztalható: gáz hatására a vezetőképesség nem növekszik, hanem csökken. Ilyen gáz pl. az ammónia.

Az ismertetést az elkészült mintapéldányok bemutatása egészítette ki. Egy — szintén a MEV-ben készült — riasztó elektronikához kapcsolt gázérzékelő azonnal jelezte az alkoholba mártott vatta jelenlétét.

A MEV-ben készült gázérzékelők főbb műszaki adatai:

fűtőteltjesítmény: 1,3 W;
 fűtőellenállás: 100 ohm;
 mérőfeszültség: ≤ 10 V;
 beállási idő: növekvő koncentrációnál 5 sec;
 beállási idő: csökkenő koncentrációnál 60 sec.

Az érzékelő 5 pólusú tuchel csatlakozóra szerelt, perforált, hengeres fémtokban foglal helyet.

A nedvességérzékelők kétféle jelenség kihasználásával építhetők fel.

Az egyik működési mód alapja a kapillár kondenzáció és a protonvezetés. A kerámia hordozón ebben az esetben is oxid típusú anyag található. A szemcsék közötti részben kondenzáció következik be. A póruseloszlástól függ, hogy mekkora páratartalomnál jön létre telítődés, milyen lesz a karakterisztika. Az oxid szerepe a víz megtartása, ugyanis a víz mennyiségétől függ a vezetőképesség. Természetesen szén-dioxid jelenlétében a víz vezetőképessége nagyobb, az érzékelő ellenállása kisebb. Ez a működési mód a 25–100 °C hőmérséklet-tartományban hasznosítható.

Magas hőmérsékleten a nedvességérzékelésben egy másik jelenség érvényesül: az adszorpció. A gáztér páratartalma érzékelhető ily módon. Ebben az üzemmódban kisebb az ellenállásváltozás az előzőhöz képest.

A MEV az elsőként említett üzemmódú érzékelőket fejleszti. A nedvességérzékelők működését a hőmérsékletváltozás is befolyásolja, ezért olyan elektronika szükséges a kiértékeléshez, amely egyúttal a hőmérséklet hatását korrigálja. Ezért a MEV ezeket az érzékelőket csak saját gyártmányú elektronikával együtt kívánja szállítani. A nedvességérzékelők ugyanolyan kivitelűek, mint a gázérzékelők.

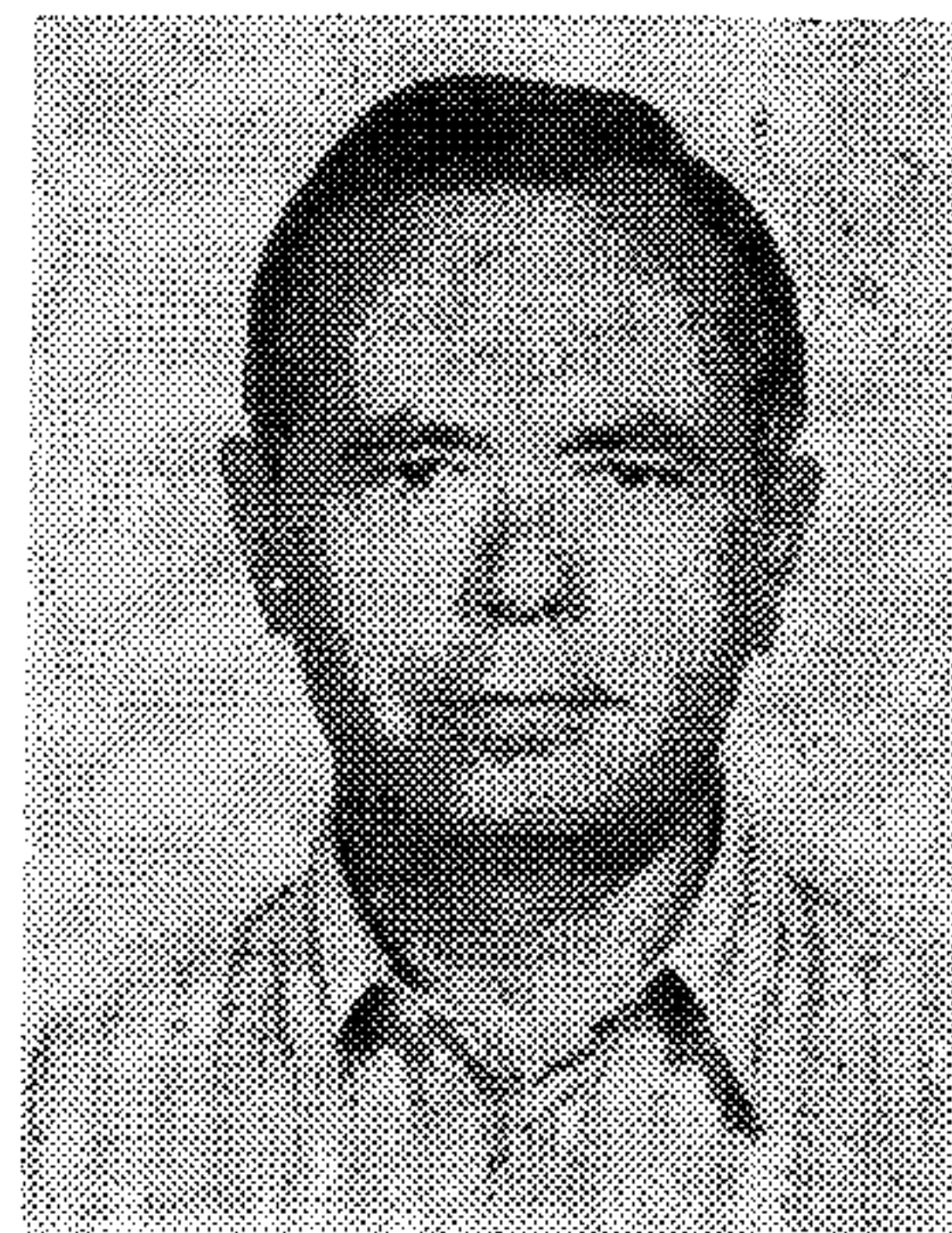
A kérdésekre adott válaszokból még további információkhoz juthatott a hallgatóság. Van halogénekre érzéketlen érzékelő típus. Mivel a gázérzékelők nem szelektívek, 100 ppm alatt nagyon nagy stabilitás szükséges, ezért csak egy paraméter változhat egy időben. Létezik robbanásbiztos gázérzékelő típus is: kettős fémhálószerű ellátva. A MEV a fejlesztést nem fejezte be, más technológia felhasználásával még további érzékelők kialakítása is várható.

A klubdelután annak bejelentésével zárult, hogy a jövő év első összejelentésének tárgya az érzékelők-höz kialakított elektronikus áramkörök ismertetése lesz.

Dr. Száraz György
 MEV

Mikroakusztikai eszközök és alkalmazásai

DR. NAGY JÁNOS, Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola,
PROF. DR. HANS PIEPER, Ingenieurhochschule Dresden,
DR. HEINZ HOFMANN, Ingenieurhochschule Dresden



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk bemutatja a Drezdai Műszaki Főiskola és a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola között a mikroakusztikai eszközök fejlesztése és vizsgálata területén kialakult együttműködés tématerületét. Foglalkozik az eszközök működési elvével, fizikai és áramkörü vizsgálatával és az elért eredményekkel.

1. Bevezetés

Az elmúlt 15 év folyamán a mikroakusztikai technológia (akusztikus felülethullámú eszközök alkalmazása jelfeldolgozásra) gyors fejlődése során számos gyakorlati alkalmazásra alkalmas eszközt hozott létre. A színes tv-vevőkben alkalmazott középfrekvenciás szűrő [1] csak egyik jól ismert példája a mikroakusztikai eszközök széles körű felhasználásának [2]. Ez a munka az eszközök működésének és tervezésének néhány, elvi kérdésével foglalkozik és egyben röviden számot ad a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola és az Ingenieurhochschule Dresden között folyó együttműködés tématerületéről. Az irodalmi hivatkozásokban adott közlemények ([3]–[9]) az együttműködés részterületeit ismertetik és a Budapesten, valamint Drezdában megtartott tudományos ülésszakokon kerültek előadásra.

2. A mikroakusztika alapjai

Bár Lord Rayleigh a felületi hullámokat földrengésekkel kapcsolatban már több mint 100 évvel ezelőtt kimutatta, az elvből csak a mikroelektronika fejlődése hozott létre az információfeldolgozásban alkalmazható eszközöket. A mikroakusztikai eszközökben a monolitikus mechanikai szűrőkhöz hasonlóan az elektromos jel mechanikai hullámmá alakul át, jelen esetben felülethullámokká. (Innen származik az eszközök angol nyelvű rövidítése: SAW, Surface Acoustic Waves.) Az információfeldolgozás (szűrés, késleltetés, erősítés stb.) a mechanikai alakban jelenlévő adatokon történik, majd a mechanikai jeleket villamos jelekké alakítjuk vissza. Mind az oda-, mind a visszairányban az átalakítás az interdigitális átalakítóval történik. Ez valamilyen piezoelektromos alapon (többnyire LiNbO_3) valamilyen fémből (többnyire alumínium) létrehozott ujjrendszer. Az interdigitális átalakító rajzolata az információfeldolgozási feladattól függően sokféle lehet.

Amint az 1. ábra mutatja, minden ujjpár elemi

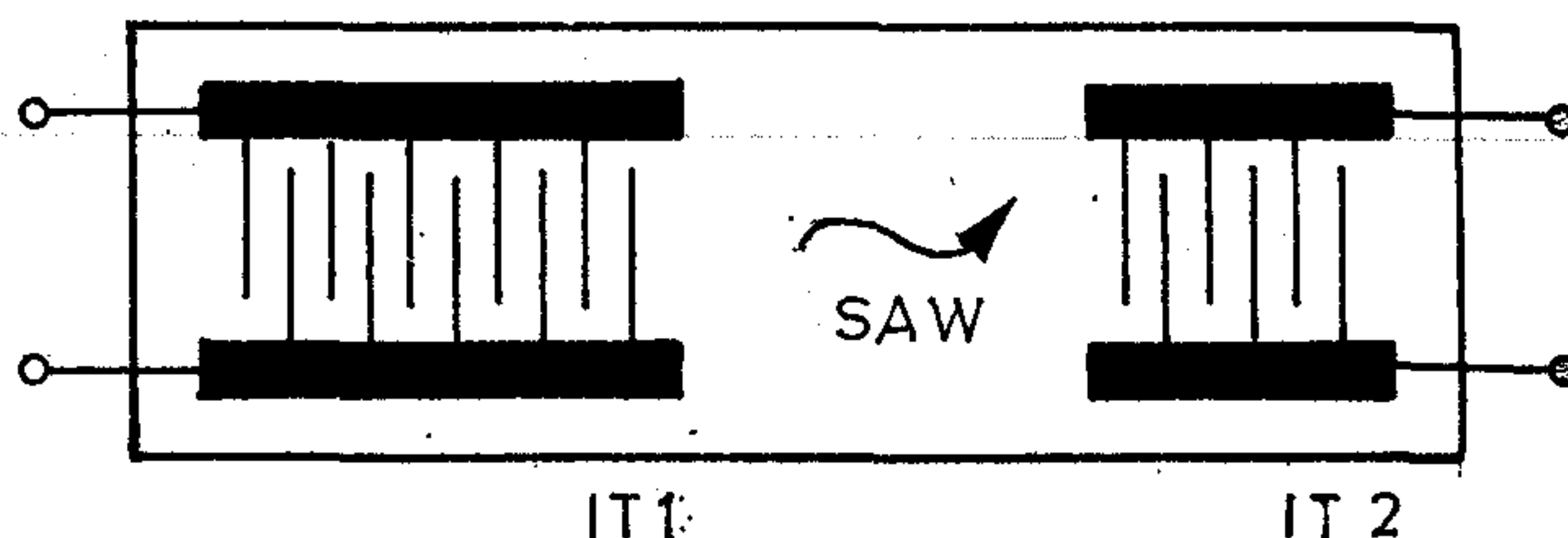
DR. NAGY JÁNOS

A Budapesti Műszaki Egyetemen 1957-ben villamosmérnöki oklevelet, 1966-ban mikrohullámú szakmérnöki oklevelet, 1968-ban egyetemi doktori fokozatot szerzett. 1972-ig a Távközlési Kutató Intézetben kutató, 1972-től főiskolai tanár a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán. Fő tématerülete az

aktív és passzív mikrohullámú áramkörök tervezése és mérése, a Mikrohullámú Szakcsoport vezetője, a Villamosságtan tárgy elektronikai szakokon való oktatásának irányítója. A véges elemek módszerének alkalmazása keretében foglalkozik mikroakusztikai eszközök fizikai működésének numerikus analízisével.

hullámforrás, amely az alapon mechanikai felülethullámot hoz létre (SAW). Az eredő felülethullám frekvenciafüggését az ujjak távolsága, átlapolása és az összes elemi hullámforrások (ujjpárok) száma határozza meg. Ez lényegileg meghatározza a tervezés feladatát, amely eszerint valamely piezoelektromos alapon mikroelektronikai technológiával megvalósítandó interdigitális alumínium struktúra geometriai méreteinek megadása. Az előállítás a mikroelektronika viszonylag egyszerűbb lépéseit igényli. (fotolitográfia, másolás, párologtatás stb.). A mikroakusztika alapelve meghatározza az eszközök alapvető paramétereit. Ezek főbb elemei a következők:

- A mikroakusztikai eszköz hullámhosszát a szomszédos ujjak távolsága határozza meg. Ha $0,1 \mu\text{m}$ finomságú litográfiát alkalmazunk, akkor a felső frekvenciakorlát kb. 2 GHz.
- A felülethullámok terjedési sebessége kb. $3 \cdot 10^3 \text{ m/s}$, tehát LSI alkalmazási feladatoknál az alsó frekvenciahatár kb. 10 MHz.
- Az elektromos—mechanikai és a mechanikai—elektromos jeltranszformáció veszteségekkel jár. A gyakorlatban a beiktatási csillapítás emiatt 3–30 dB.



H955-1

Beérkezett: 1984. II. 20. (#)

1. ábra. Akusztikus felülethullámú szűrő kialakítása

3. Az eszközök fizikai működésének numerikus vizsgálata

A mikroakusztikai eszközök gyakorlatban megvalósított kialakítása olyan peremfeltételek előírását jelenti, amelyeket csak numerikus módszerekkel lehet figyelembe venni. A fizikai működés vizsgálatára ilyen feltételek mellett hatékonyan alkalmazható a végeselemek módszere. A végeselemek analízisével számos mű foglalkozik, jobbra az általános mérnöki alkalmazásokkal kapcsolatban. A módszer átfogó, világos tárgyalását adja a [10] sz. hivatkozás. Az alkalmazások köre egyre bővül mind a villamosmérnöki tervezésben [11], mind a piezoelektromos eszközök fizikai működésének vizsgálatában [12].

A módszer lényege a vizsgálandó kontinuum tetrazőleges alakú elemekre bontásából áll. Az elemek belsejében a mezőváltozó viselkedését önkényesen, de alkalmasan meghatározott interpolációs függvények írják le. Az interpolációs függvények paraméterei az elemek meghatározott pontjaiban felvett mezőváltozó értékek, melyeknek meghatározása a módszer feladata.

Ha összehasonlítjuk a végeselemek módszerét a mikroakusztikai eszközök vizsgálatára alkalmazott modellekkel, lényeges különbségként állapíthatjuk meg, hogy míg a modellek a fizikai valóság valamilyen értelemben vett közelítései, a végeselemek módszere a minden szempontból figyelembe vett eszköz analízisének matematikai közelítő módszere, tehát pontossága nem egy modell közelítésének minőségétől, hanem a numerikus eljárás pontosságától függ.

A Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán a piezoelektromos anyagok vizsgálatára olyan végeselem analízist fejlesztettünk ki, amelynek alapelve a rendszer energiájának extrémizálása. Interpolációs függvényként a széleskörűen alkalmazott egyszerű kvadrilaterális elem alakfüggvényeit választottuk [10].

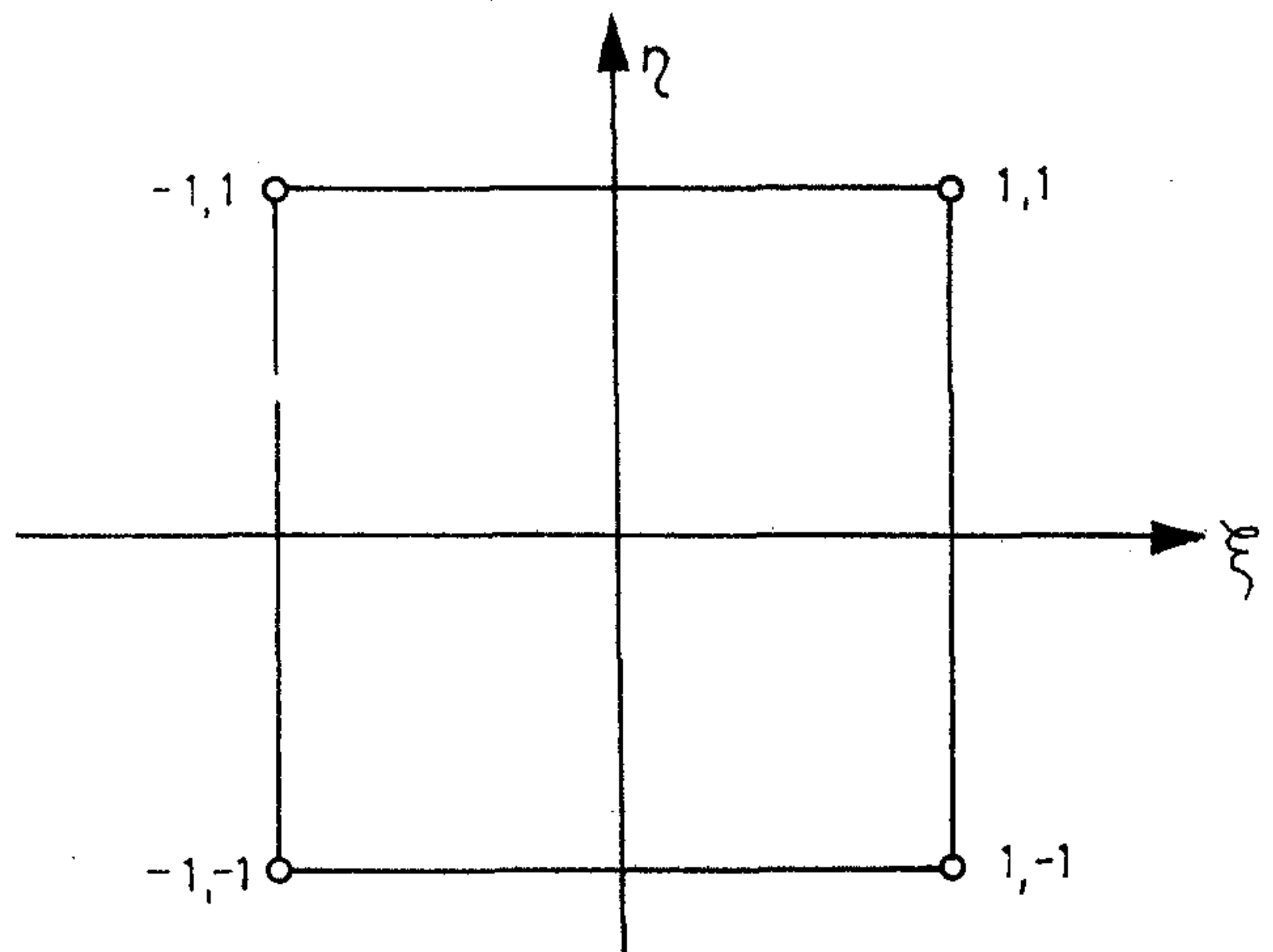
$$N_i = \frac{1}{4} (1 + \xi \xi_i)(1 + \eta \eta_i). \quad (1)$$

A paraméterek jelentése a 2. ábrából látható. Az izoparametrikus leképezés elvét [11] alkalmazva az általános végeselem karakterisztika az (1)-ben adott elemi alakfüggvényekre visszavezethető. Az N_i elemi alakfüggvény értéke 1 az (ξ_i, η_i) koordinátájú sarokpontokban és zérus az összes többi sarokpontban ($i=1$ esetben $N_1 = \frac{1}{4} (1 + \xi)(1 + \eta)$). Az elemi alakfüggvényekre való visszavezetésnek jelentős számítástechnikai előnyei vannak [10].

A végeselemek módszerénél a rendszer meghatározó egyenletét célszerűen integrál alakban kell meghatározni, ezért a piezoelektromos anyagok viselkedésének vizsgálatára a (2) formula által adott Lagrange-függvény variációt választottuk.

$$\delta\{\alpha\} = \delta \left\{ \int_{(e)} w_{\text{mech}}^{(e)} ds - \int_{(e)} w_{\text{el}}^{(e)} ds \right\} = 0, \quad (2)$$

ahol w_{mech} és w_{el} a mechanikai és az elektromos-energia-sűrűséget jelöli, az integrálás a végeselem tartományára terjed ki. (Legkisebb hatás elve.) A kvadrilaterális elemi alakfüggvényt felhasználva az általános elem karakterisztikáját (2)-ből származtat-



i	1	2	3	4
ξ_i	-1	-1	1	1
η_i	-1	1	1	-1

H955-2

2. ábra. A numerikus analízisben alkalmazott kvadrilaterális végeselem

tuk. Kétdimenziós piezoelektromos problémára az anyagi alapösszefüggés a következő:

$$\begin{aligned} T_p &= C_{pq}^{(E)} S_q - e_{pk} E_k \\ D_i &= e_{iq} S_q + \epsilon_{ik}^{(S)} E_k, \end{aligned} \quad (3)$$

ahol S_q a deformáció három komponense, E_k az elektromos térintenzitás két komponense. Az általános háromdimenziós esethez képest a p, q indexek értékei 1, 2, 6 és az i, k indexek értéke 1, 2. A (3) egyenletben $C_{pq}^{(E)}$ az anyagra jellemző merevségi állandók, ha az elektromos térintenzitás zérus, e_{pk} és e_{iq} a piezoelektromos csatolásra jellemző anyagállandók és $\epsilon_{ik}^{(S)}$ a kimerevített anyag permeabilitása.

Az elmozdulás két komponensét (u, v), a skalár potenciált (Φ), a deformáció három komponensét (S_1, S_2, S_6), valamint az elektromos térintenzitás két komponensét (E_1, E_2) az alakfüggvényekből származtattuk (4a–4h).

$$u = \sum_{i=1}^4 N_i u_{i0} \quad (4a)$$

$$v = \sum_{i=1}^4 N_i v_{i0} \quad (4b)$$

$$\Phi = \sum_{i=1}^4 N_i \Phi_{i0} \quad (4c)$$

$$S_1 = \frac{\partial u}{\partial x} \quad (4d)$$



Prof. Dr. sc. techn.
HANS PIEPER
Ingenieurhochschule
Dresden



Dr. rer. nat.
HEINZ HOFMANN
Ingenieurhochschule
Dresden

$$S_2 = \frac{\partial v}{\partial y} \quad (4e)$$

$$S_6 = \frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x} \quad (4f)$$

$$E_1 = -\frac{\partial \Phi}{\partial x} \quad (4g)$$

$$E_2 = -\frac{\partial \Phi}{\partial y} \quad (4h)$$

A Lagrange-függvényben szereplő energiasűrűségek a következők:

$$W_{\text{mech}}^{(6)} = \frac{1}{2} \sum_{p=1,2,6} S_p T_p \quad (5a)$$

$$W_{\text{el}}^{(e)} = \frac{1}{2} \sum_{i=1,2} E_i D_i \quad (5b)$$

Megjegyezzük, hogy az anyagjellemzők mátrixának szimmetriája miatt a kölcsönös csatolásból származó energiasűrűségek egyenlők, de ellenkező előjelűek.

Az ismertett végeselem közelítések figyelembevételével a végeselem Lagrange-függvénye származtatható [13]. Ebben az elemi egyenletben az ismeretlenek a csomóponti értékek. A rendszeregyenletet a végeselemek csatolt egyenletrendszere adja, melynek összeállítása a módszer ismert eljárása szerint történik [10]. A rendszeregyenletet adott peremfeltételek figyelembevételével numerikusan oldottuk meg. A személyi számítógépek elterjedése lehetővé teszi, hogy az eljárást mint mérnöki tervezési módszert alkalmazzuk.

A Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán a kétdimenziós piezoelektromos peremérték feladat megoldására programcsomagot fejlesztettünk ki. Egy 16 K felhasználói memóriakapacitással rendelkező személyi számítógépen, megfelelő programláncolással, gyakorlati feladatok megoldása lehetséges.

A programláncoláshoz a megoldó rendszert 4 szakaszra bontottuk. Az első szakasz a bemenő geometriai adatokat, illetve a topológiai adatokat dolgozza fel, a második szakasz a peremfeltételeket veszi figye-

lembe, a harmadik szakasz összeállítja az adott probléma rendszeregyenletét, végül a negyedik szakasz a megoldást végzi. Ebben a szervezésben egyedül a harmadik szakasz függ az aktuális fizikai feladattól.

A végeselemek módszerének mikroakusztikai eszközök tervezésére való kiterjesztése a Drezdai Műszaki Főiskola és a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola együttműködése keretében végzett kutató-fejlesztő munkánk részét képezi.

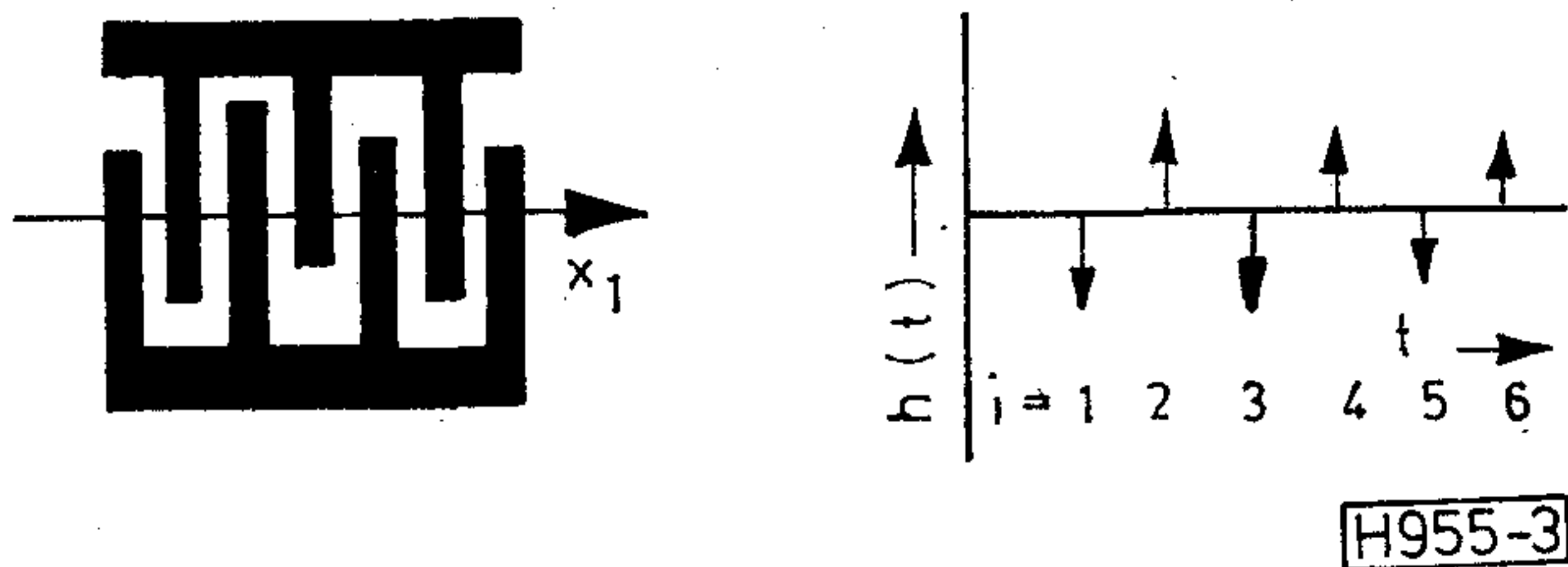
4. Nem állandó csoportfutási idő karakterisztikájú transzverzális szűrők tervezése

Az akusztikus felülethullámú szűrő transzverzális szűrő, melyben az alaplemez a késleltető közeg, az ujjpárok a megcsapolások, az ujjpárokat összekötő vezeték pedig az összegzés feladatát látja el. Tervezése az előírt amplitúdó és csoportfutási idő karakterisztikát megfelelően közelítő karakterisztikájú interdigitális struktúra meghatározásából áll. A televízió vevők középfrekvenciás szűrőinél speciális követelményeket kell figyelembe venni. A hagyományos L és C elemekkel megvalósított kivitelnél nem lehetett lineáris fáziskarakterisztikát megvalósítani. Ennek a nehézségnek a kiküszöbölésére az európai televízió szabványok a csoportfutási idő karakterisztikájának az adás során megvalósított előtorzítását írták elő.

Az akusztikus felülethullámú szűrőkben alkalmazott interdigitális átalakító átviteli karakterisztikáját az egyes ujjpárok h súlytényezői határozzák meg. Ezek az elemi hullámforrások intenzitását, vagyis az ujjpárok átfedését adják meg. Valamely lineáris rendszer komplex átviteli karakterisztikáját az impulzus válaszfüggvény Fourier-transzformáltja adja meg, $H(\omega) = F[h(t)]$, az impulzus válaszfüggvényt viszont az interdigitális átalakító egyes súlytényezői határozzák meg, amint ez a 3. ábrából látható.

Ennek megfelelően az interdigitális átalakító komplex átviteli karakterisztikája az adott ujjelrendezéshez tartozó súlytényezők segítségével a következőképpen adható meg:

$$H(\omega) = \sum_{i=0}^N h(t_i) \exp(-j\omega t_i), \quad (6)$$



3. ábra. Az interdigitális átalakító és a hozzá tartozó súlyozó együtthatók

ahol N az elemi hullámforrások száma,
 t_i az elemi források helyzete az időtartományban.

A gyakorlatban csak a bemeneti interdigitális átalakító határozza meg a szűrő karakterisztikáját, mert a kimeneti átalakító ehhez képest lényegesen szélesebb sávszélességű, mindössze néhány ujjpárból áll.

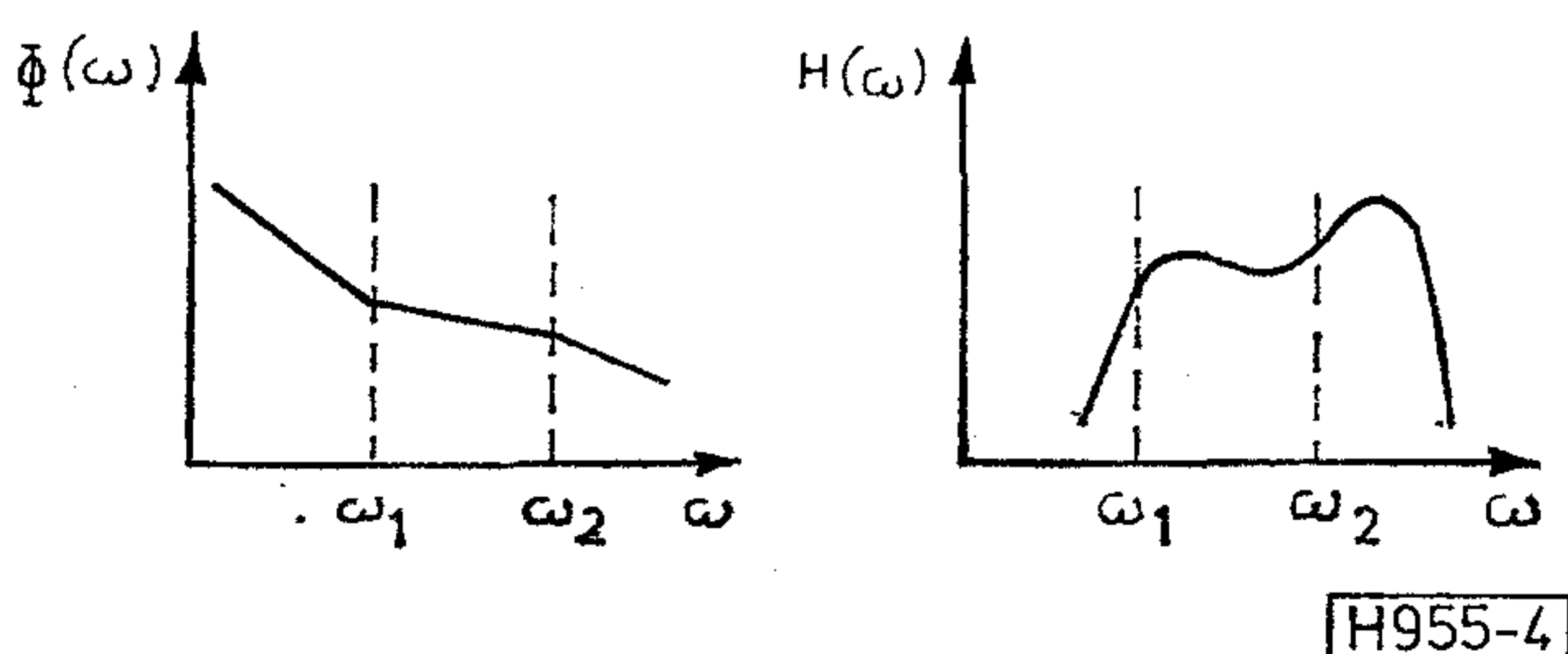
Az elmondottakból következik, hogy ideális esetben az előírt komplex átviteli karakterisztika inverz Fourier-transzformáltját kell meghatározni. Ezzel az eljárással az interdigitális átalakító $h(t_i)$ impulzus válaszfüggvényét kapjuk, amiből a felülethullám terjedési sebességének ismeretében az átalakító geometriai kialakítása meghatározható. Az eljárás gyakorlati megvalósításánál természetesen mutatkoznak nehézségek, amelyek közül itt néhányat megemlítünk. Az inverz Fourier-transzformáció nem véges hosszúságú impulzus válaszfüggvényt ad, holott valójában a tényleges megvalósításhoz ez szükséges. A válaszfüggvény csonkításából adódó következményeket a digitális szűrők tervezésénél szokásos módon lehet figyelembe venni. A felülethullámú szűrők tervezésénél követett gyakorlati módszert a [14] irodalmi hivatkozás tárgyalja.

A felülethullámú szűrő elvben lineáris fáziskarakterisztikájú, ezért ha nem állandó csoportfutási időjű karakterisztikát akarunk megvalósítani, akkor az amplitúdó karakterisztikát különböző csoportfutási idejű szakaszokra kell bontani és a tervezést szakaszonként elvégezni. A módszert a 4. ábra mutatja be.

A komplex átviteli karakterisztika ennek megfelelően a következő alakban írható:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \sum_{n=1}^M H_n(\omega) \exp j\varphi_n(\omega) = \\ &= \sum_{n=1}^M H_n(\omega) \exp(-j\omega T_{csn}(\omega)), \end{aligned} \quad (7)$$

ahol M a szakaszok száma.



4. ábra. A tervezésben szakaszokra bontott átviteli karakterisztika

Az időtartományba történő transzformáció a következő eredményt adja:

$$h(t) = \sum_{n=1}^M h_n(t - T_{csn}). \quad (8)$$

Ez azt mutatja, hogy a teljes impulzus válaszfüggvény az időben eltolott összetevő válaszfüggvények összege. Az eredmény minden esetben aszimmetrikus interdigitális átalakítóhoz vezet.

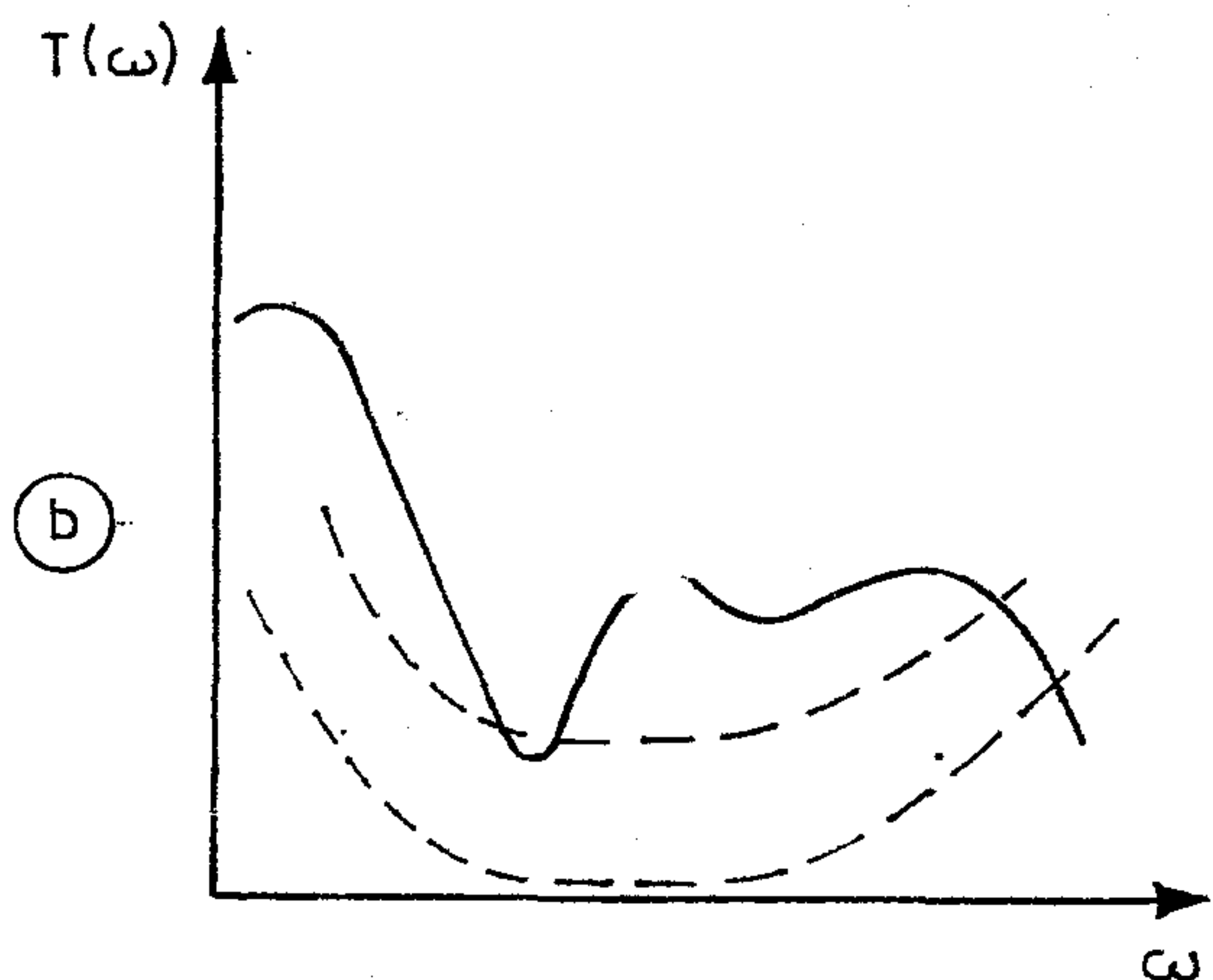
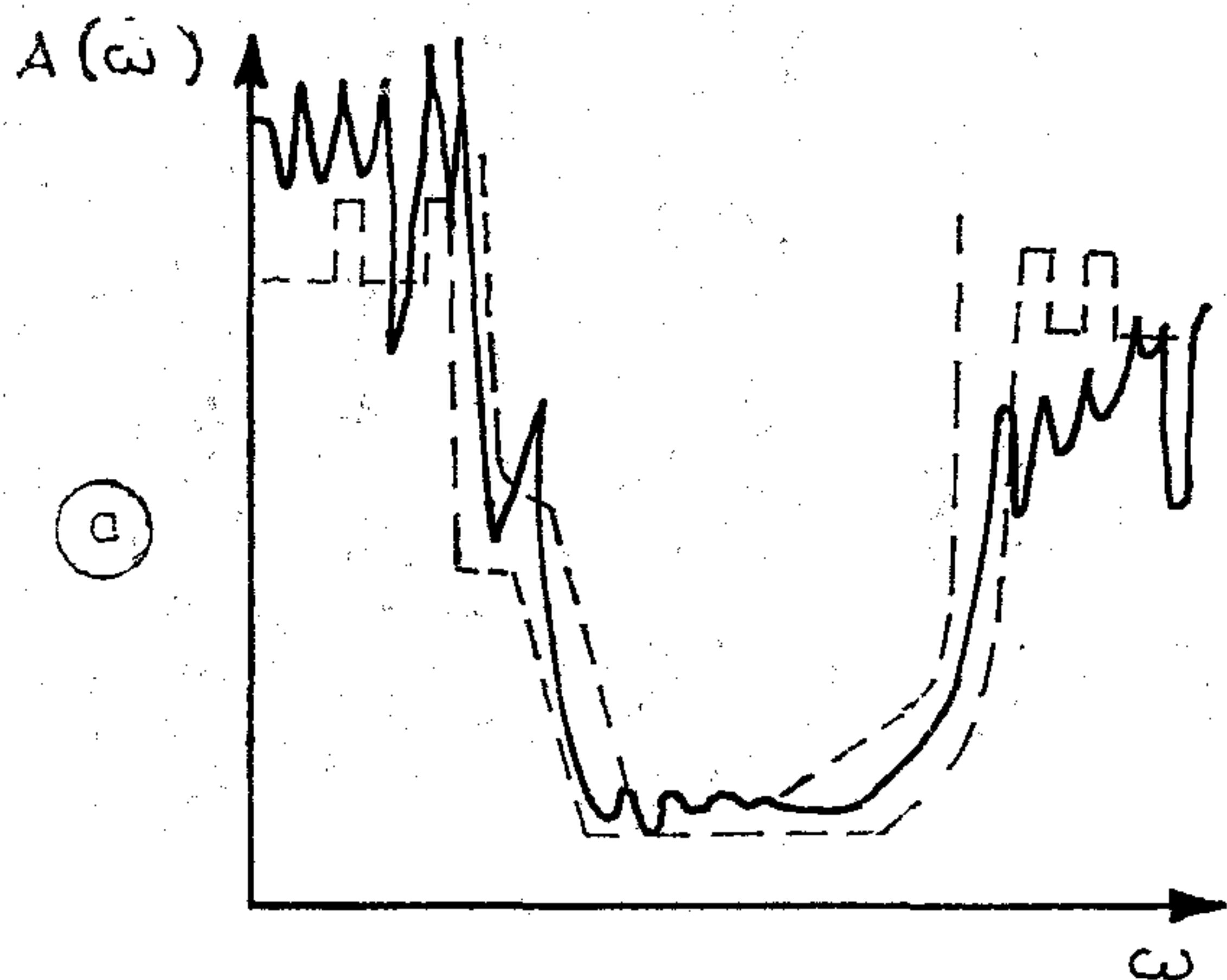
A módszerrel kapcsolatban az a súlyos probléma adódik, hogy a részekre osztott átviteli karakterisztika ideális sávszűrő karakterisztika szakaszokból tevődik össze, vagyis az amplitúdó karakterisztika összetevők az összetevők határpontjaiban végtelen nagy meredekségűek. Egyébként az egyes szakaszok egymásra hatásából a karakterisztika torzítása állna elő. Mivel véges hosszúságú impulzus válaszfüggvénnyel ideális sávszűrő karakterisztika nem állítható elő, a megoldás lépésenkénti közelítésekkel határozható meg. A tervezés más módszere az ún. csonkító függvényeket alkalmazza (C. F. Vasile, [15]). A módszer alapja a sávszűrő karakterisztika saját függvények segítségével való elállítása, ami véges hosszúságú impulzus válaszfüggvényt eredményez. Ezt a módszert megfelelő kiegészítő algoritmussal alkalmazva az átviteli karakterisztika összetevőire megfelelő eredményeket kaptunk [16].

Az első tervezési aktusban, amint az várható, az eredmény nem felel meg a kívánt specifikációnak, ahogy ezt az 5. ábra mutatja.

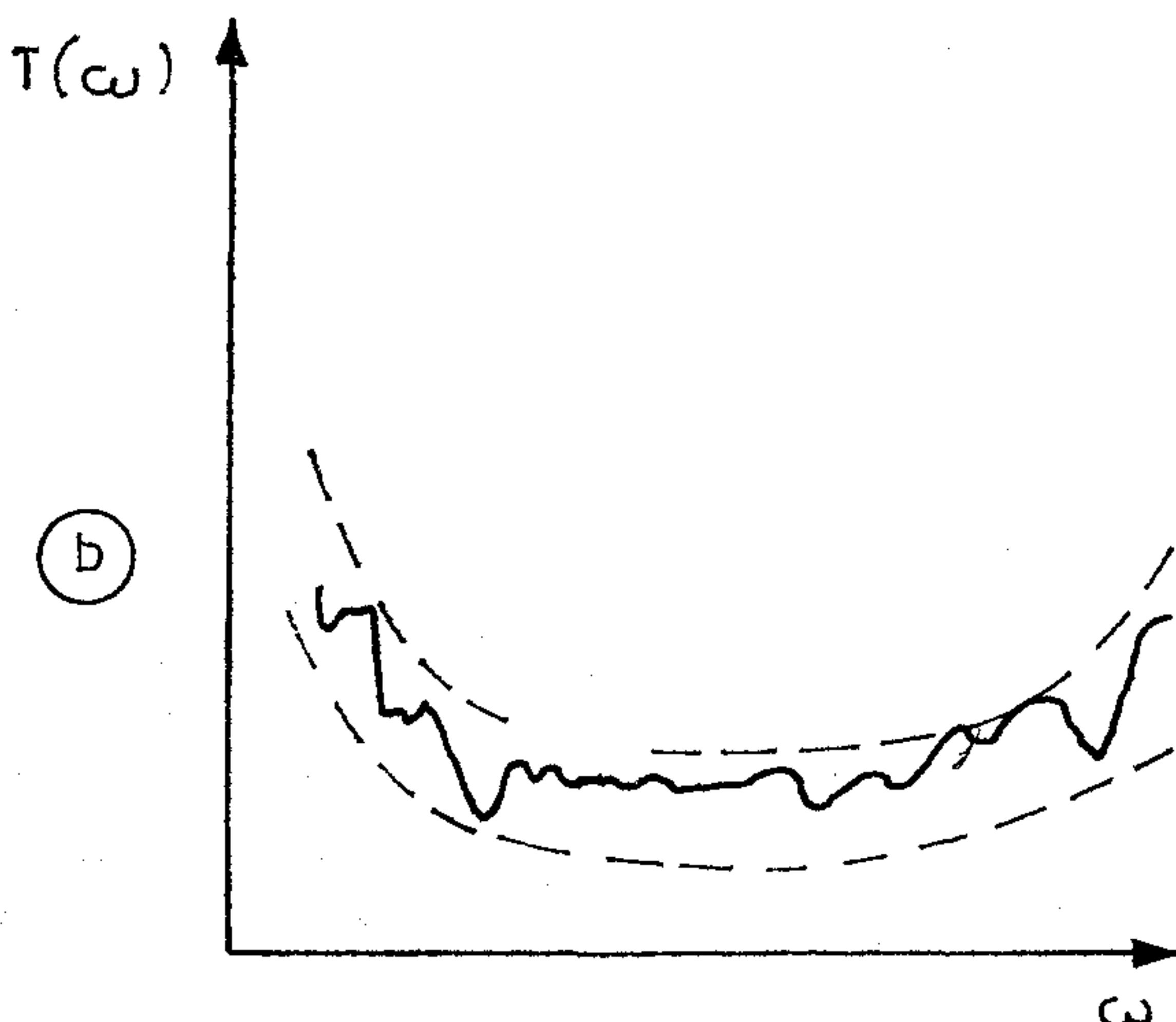
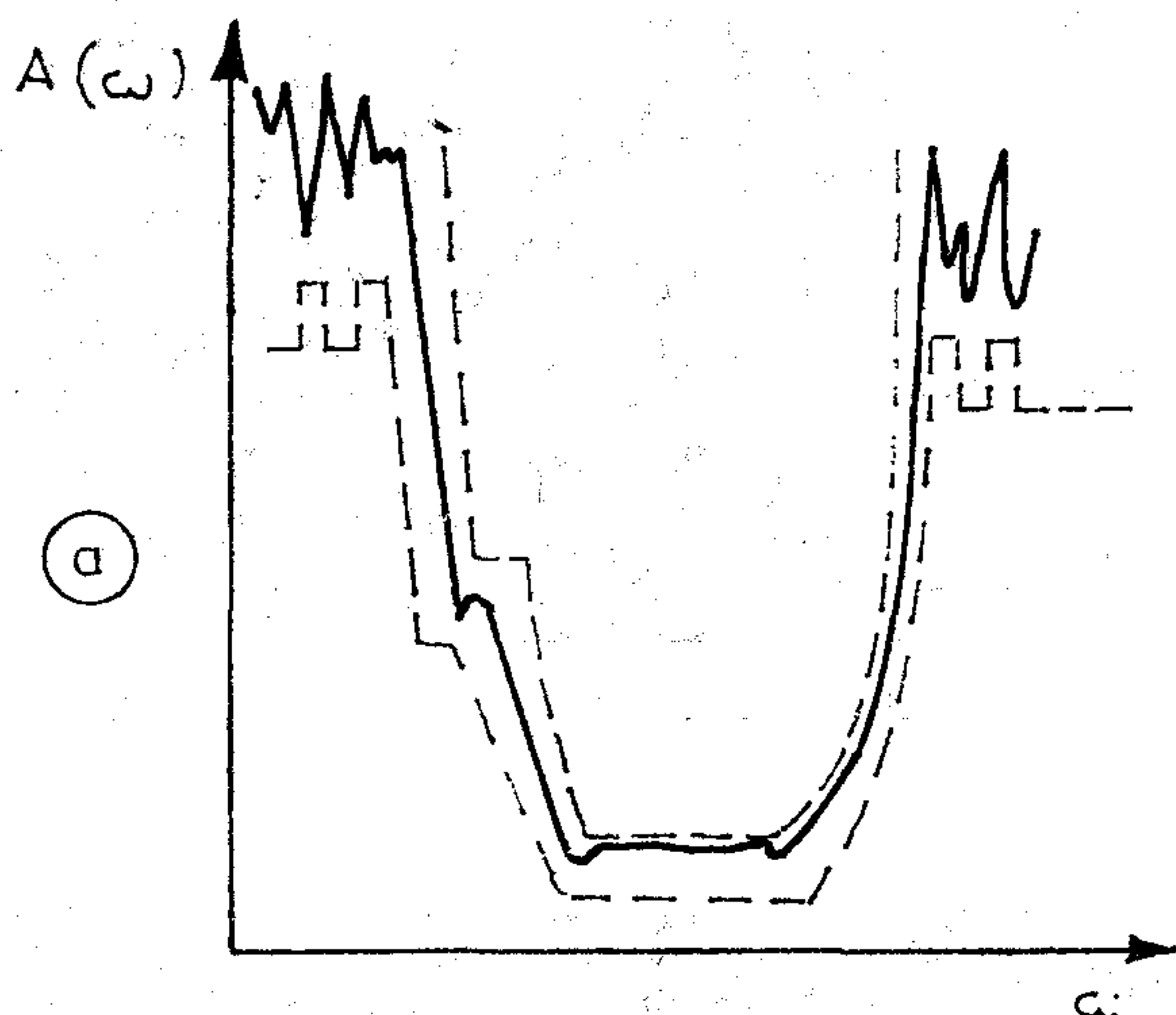
Az amplitúdó karakterisztikában néhány helyen lényeges eltérés mutatkozik, különösen a magasabb frekvenciákon tapasztalható kis csillapítás értékek, valamint a nem kielégítő hanglépcső és a kisfrekvenciás csillapításmenet. A csoportfutási idő karakterisztikában erős ingadozások mutatkoznak és az előírások közelítése nem kielégítő. A lépésenkénti közelítések csupán részben tudták teljesíteni a megkívánt specifikációt.

Az eltérések oka elsősorban az volt, hogy az ideálisnak tekintett interdigitális átalakítónál a másodlagos hatásokat elhanyagoltuk. Ezen másodlagos hatások miatt a valóságos átalakító nem a súlyozó tényezők által meghatározott impulzus válaszfüggvényt állítja elő. Vegyünk sorra néhányat ezen másodlagos tényezők közül. Az elemi hullámforrás intenzitás csak akkor arányos az ujjak átfedésével, ha ez az átfedés nem túl kicsiny. Ha az átfedés a felülethullám hullámhosszához egyharmadát közelíti meg, az eltérés igen számottevővé válik. A felülethullám diffrakciója szintén lényeges másodlagos hatást okoz. Mindezek következtében az elemi hullámforrások amplitúdó és fáziskarakterisztikája lényegesen módosul.

További másodlagos hatás, hogy a felülethullám terjedési sebessége a felület részleges fémbevonata miatt módosul. Ez a hatás a hullámfront meggörbülését okozza és ezen keresztül az átviteli karakterisztikát megváltoztatja. Végül említést kell tenni a felülethullámokkal egyidőben gerjedő tömbhullámokról. Minden interdigitális átalakító a felülethullámokon kívül tömbhullámokat is létrehoz, melyek az alaplemezen terjednek. A tömbhullámok és a



5. ábra. Az első tervezési ciklus eredményei



6. ábra. A módosított tervezés eredményei

H955-6

felülethullámok interferenciája lényeges változást hozhat létre az eszköz komplex átviteli karakteristikájában.

A másodlagos hatások ellen az átalakító speciális kiképzésével védekezhetünk, mint pl. vak ujjak, hasított ujjak alkalmazásával, sok sávcsatlókkal, az alaplamez hátoldalának hornyolásával stb. [2].

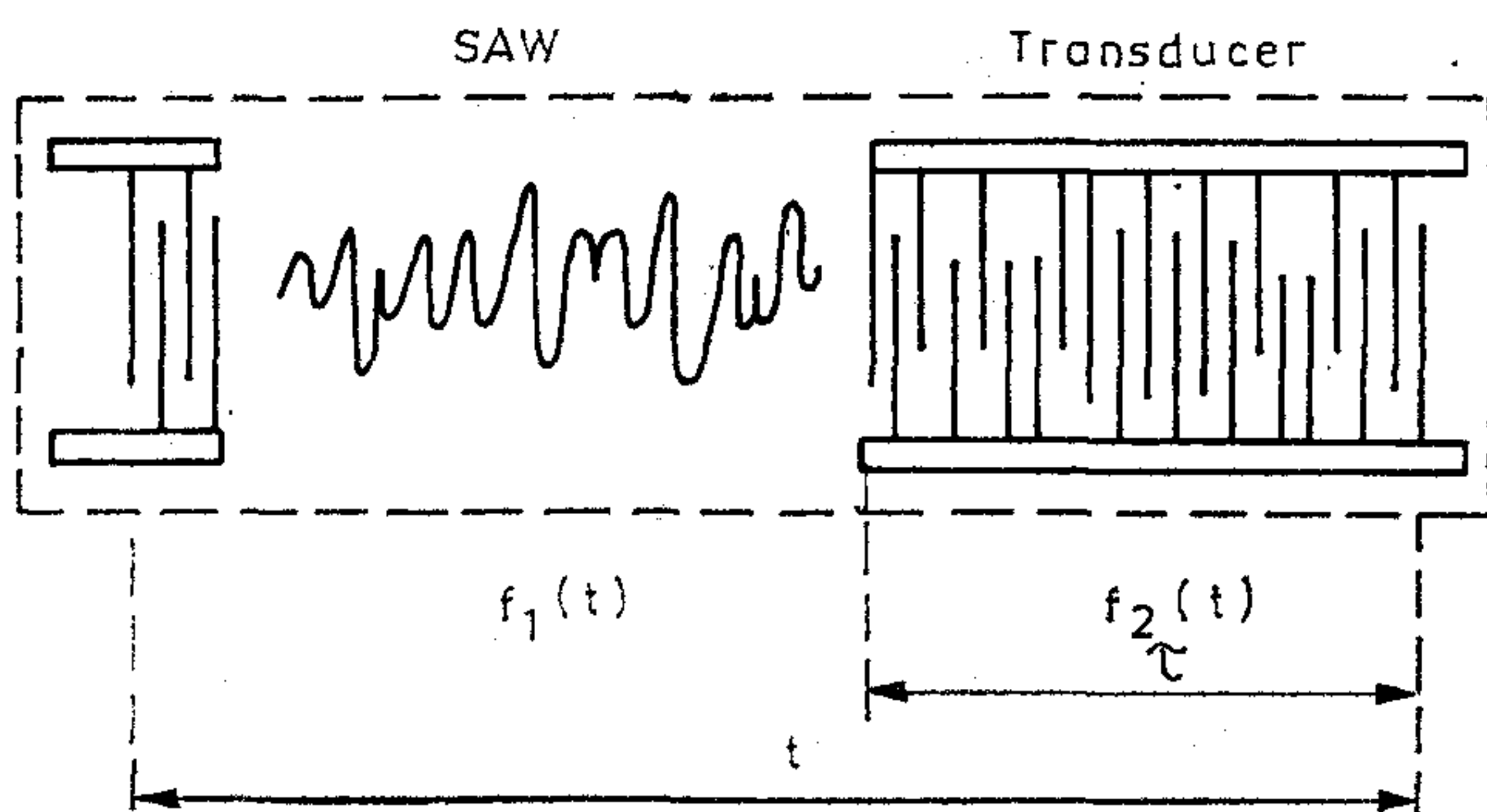
Mindezek segítségével volt lehetséges elérni a 6. ábrán bemutatott eredményeket [16].

5. Korrelációs jelfeldolgozás frekvencialöketes (chirp) szűrővel és módosított illesztő (mismatched) mikroakusztikai eszközökkel

A 7. ábra a mikroakusztikai korrelációs szűrő kialakítását mutatja. A szűrő egy rövid homogén interdigitális bemeneti átalakítóból és egy megfelelően súlyozott ujjpárokból álló interdigitális kimenő átalakítóból áll. Alapanyagként leggyakrabban LiNbO_3 -t vagy kvarcot használnak. Az átalakítók közötti szakasz lényegileg egy akusztikus késleltető vonal. E há-

rom szakasz együttesen látja el az $F(\tau)$ korrelációs függvénynek megfelelő feladatot az alábbi összefüggés alapján:

$$F(\tau) = \int_0^t f_1(t)f_2(t-\tau) d\tau. \quad (9)$$



H955-7

7. ábra. Korrelációs szűrő megvalósítása mikroakusztikai eszközzel

A mikroakusztikai szűrő tehát mint transzverzális szűrő képes ellátni a hírközléstechnikában előálló korrelációs szűrési feladatokat (10 MHz felett). Meghatározott feladathoz meghatározott kimenő interdigitális átalakító ujjpár súlyozás (apodizáció) tartozik.

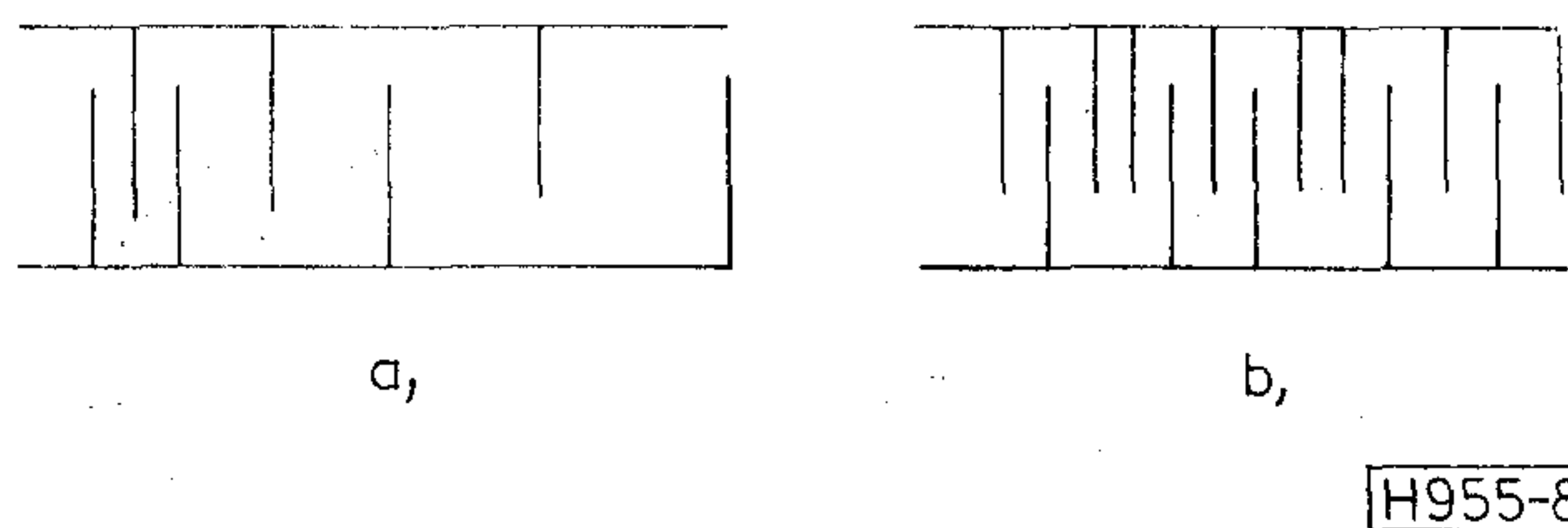
A korrelációs feladatok ellátásához két alapvető súlyozást alkalmaznak:

- A frekvencialöketes (chirp) szűrőkben az ujjpár távolságok változnak az átalakító mentén.
- Fázisváltással kódolt (PSK) szűrőkben a polarizációt is figyelembe vevő ujjpár átfedések változnak az átalakító mentén.

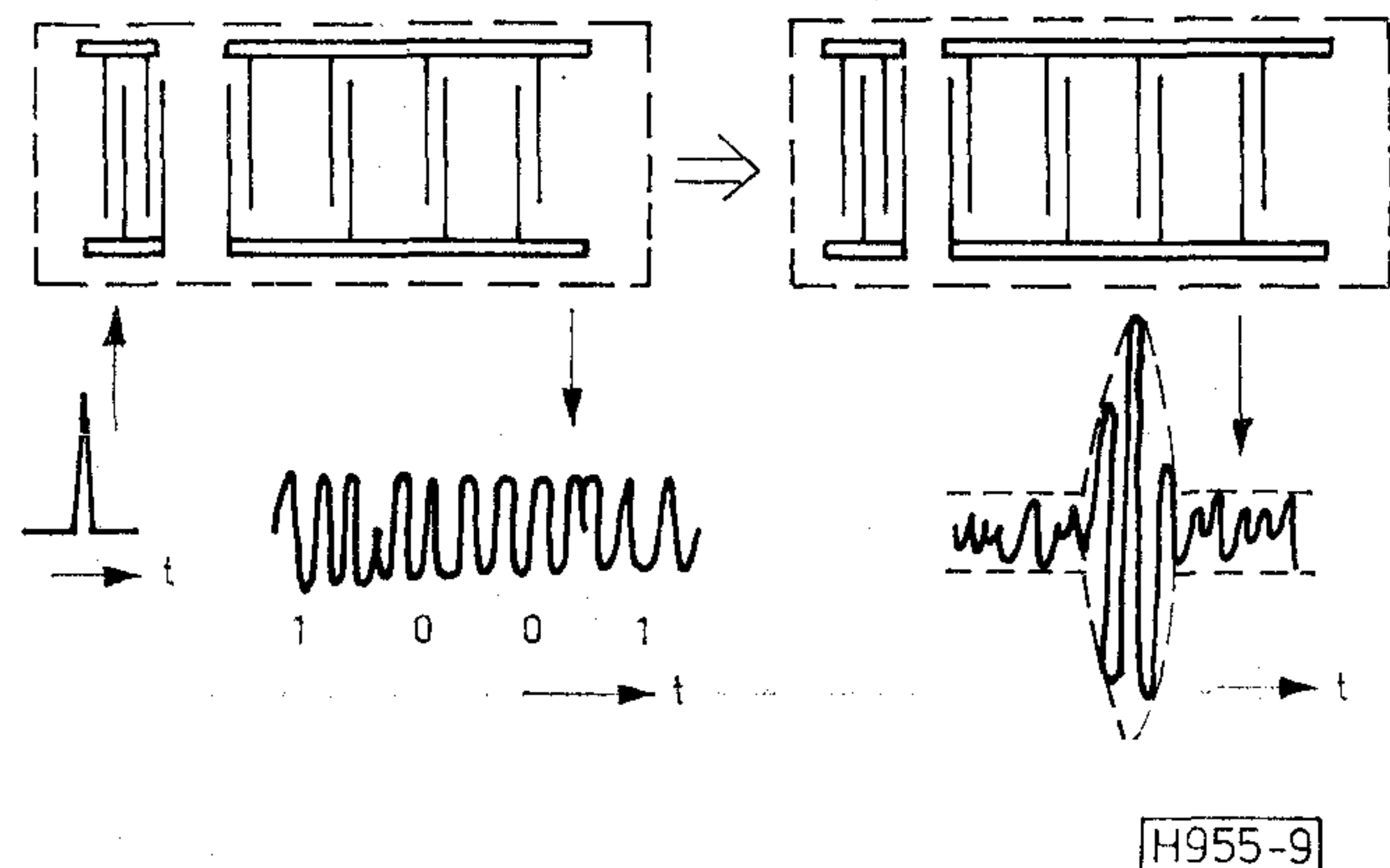
A két módszert a 8. ábra mutatja be. (a =ujjpár távolságok változnak, b =ujjpár átfedések változnak.) Az optimális szűrők elméletéből ismert, hogy az illesztett szűrő kimenete a bemenőjel autokorrelációs függvényével arányos [17]. Hírközlő rendszerekben való alkalmazásoknál a zajvédetség szempontjából olyan autokorrelációs függvényeket célszerű alkalmazni, melyeknek mellékági maximumai kicsinyek. Ilyen jelek az n impulzusból álló pszeudo zaj jelek, melyek főági maximumának a mellékági maximumhoz való viszonya n , ha a jelet illesztett szűrővel vesszük. A mikroakusztikai eszközök kedvezően alkalmazhatók ilyen jelek előállítására és vételére fázisváltással kódolt (PSK) rendszerben.

Az „1001” PSK jel mikroakusztikai előállítását és vételét mutatja a 9. ábra. A folytonos jel fázisváltását az „1” állapotból a „0” állapotba az interdigitális átalakító ujjpárjainak polaritásváltása hozza létre.

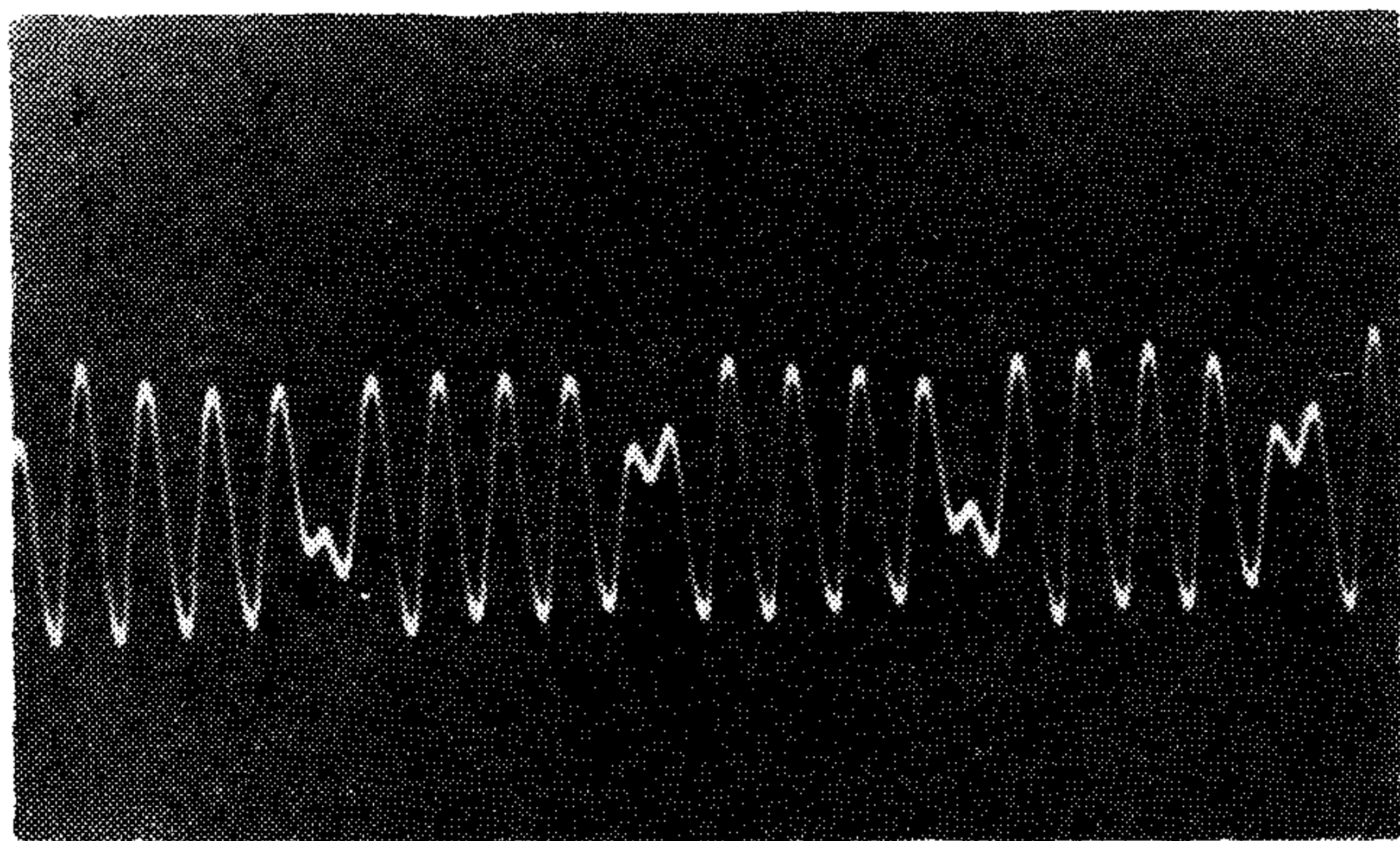
A jelfeldolgozás sebessége néhány Gbps-t érhet el az interdigitális átalakítók közötti futási időtől függően.



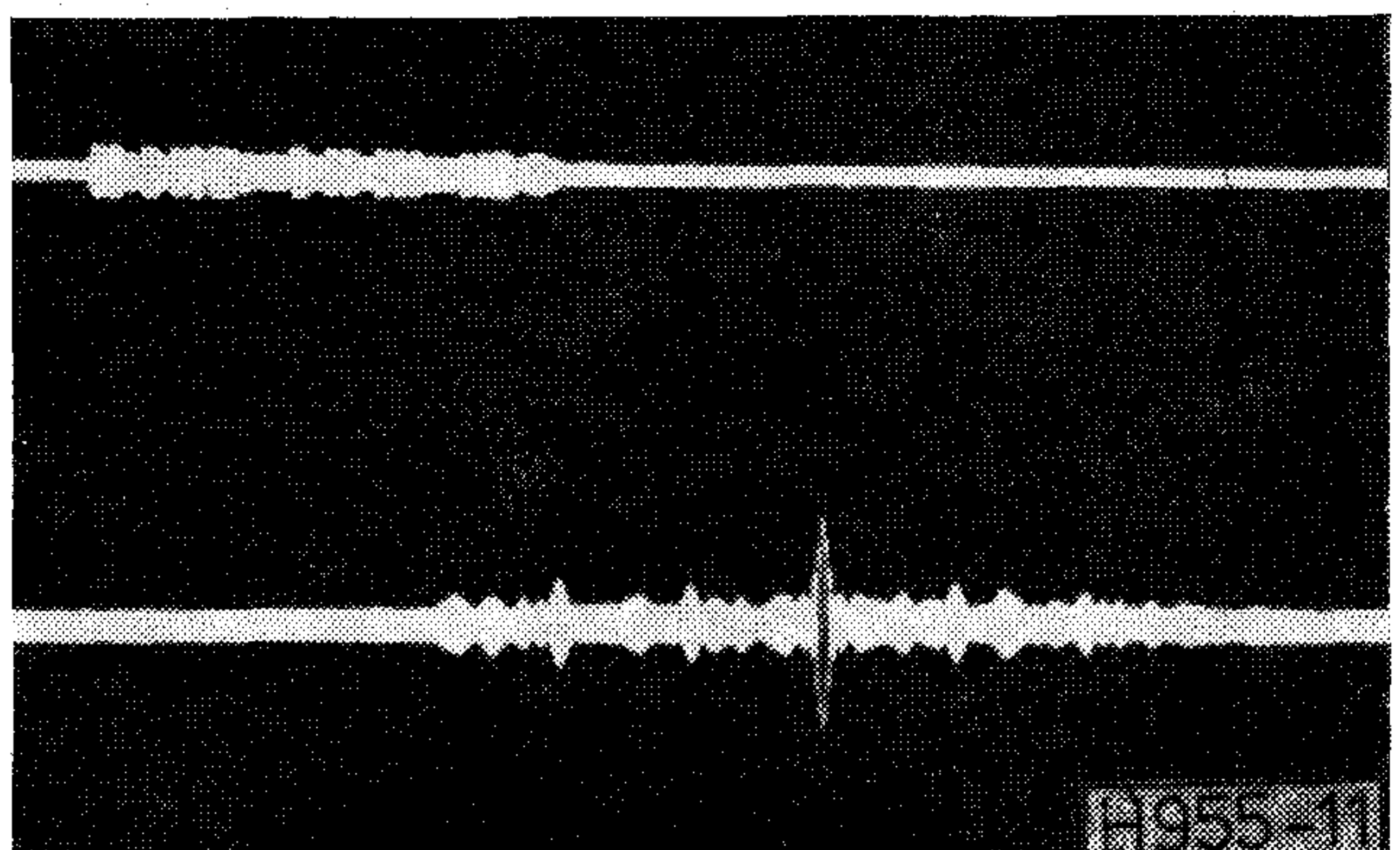
8. ábra. a) Ujjköz távolsággal súlyozott frekvencialöketes (chirp) átalakító
b) Ujjpár polarizációval fázisban kódolt (PSK) átalakító



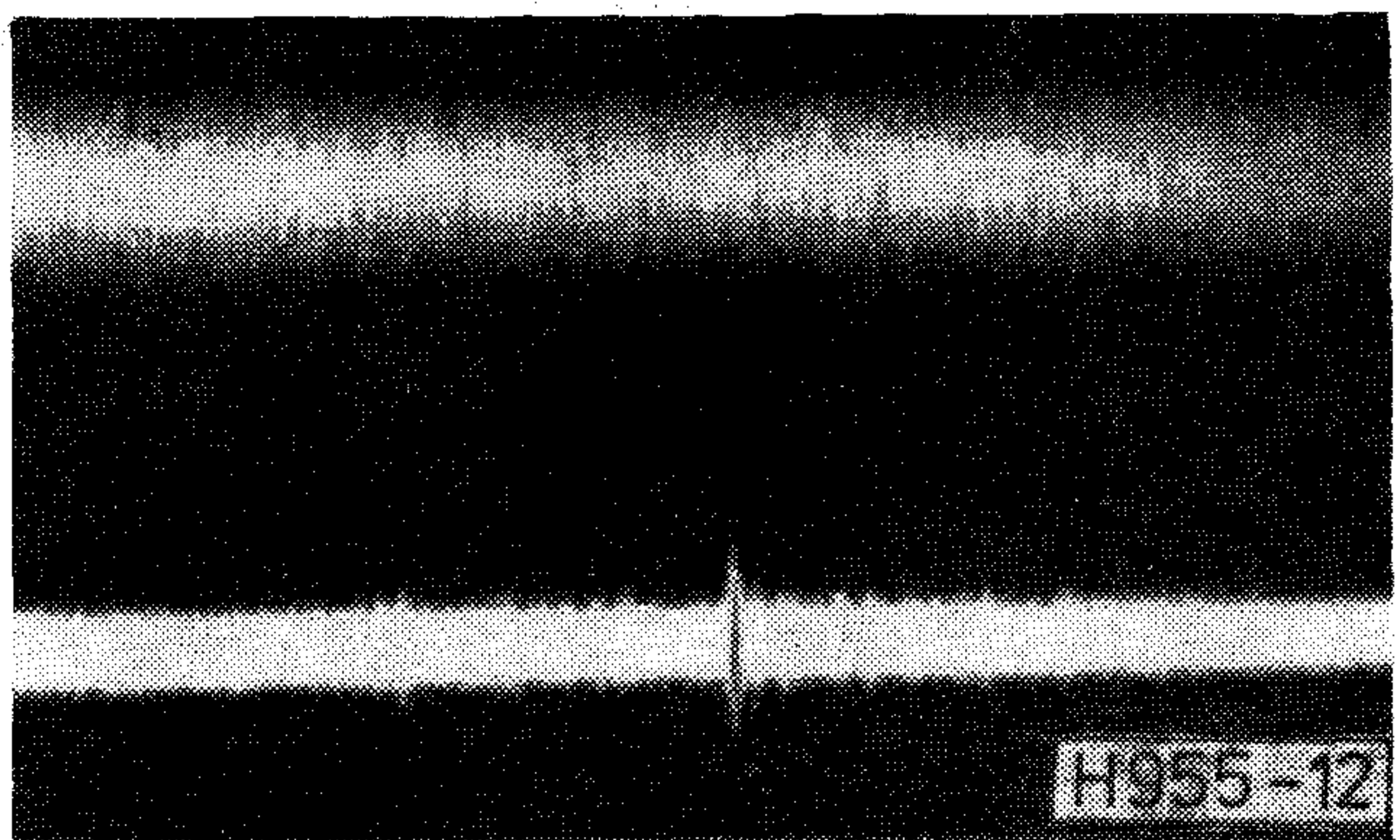
9. ábra. Fázisban kódolt (PSK) jel előállítása és detektálása



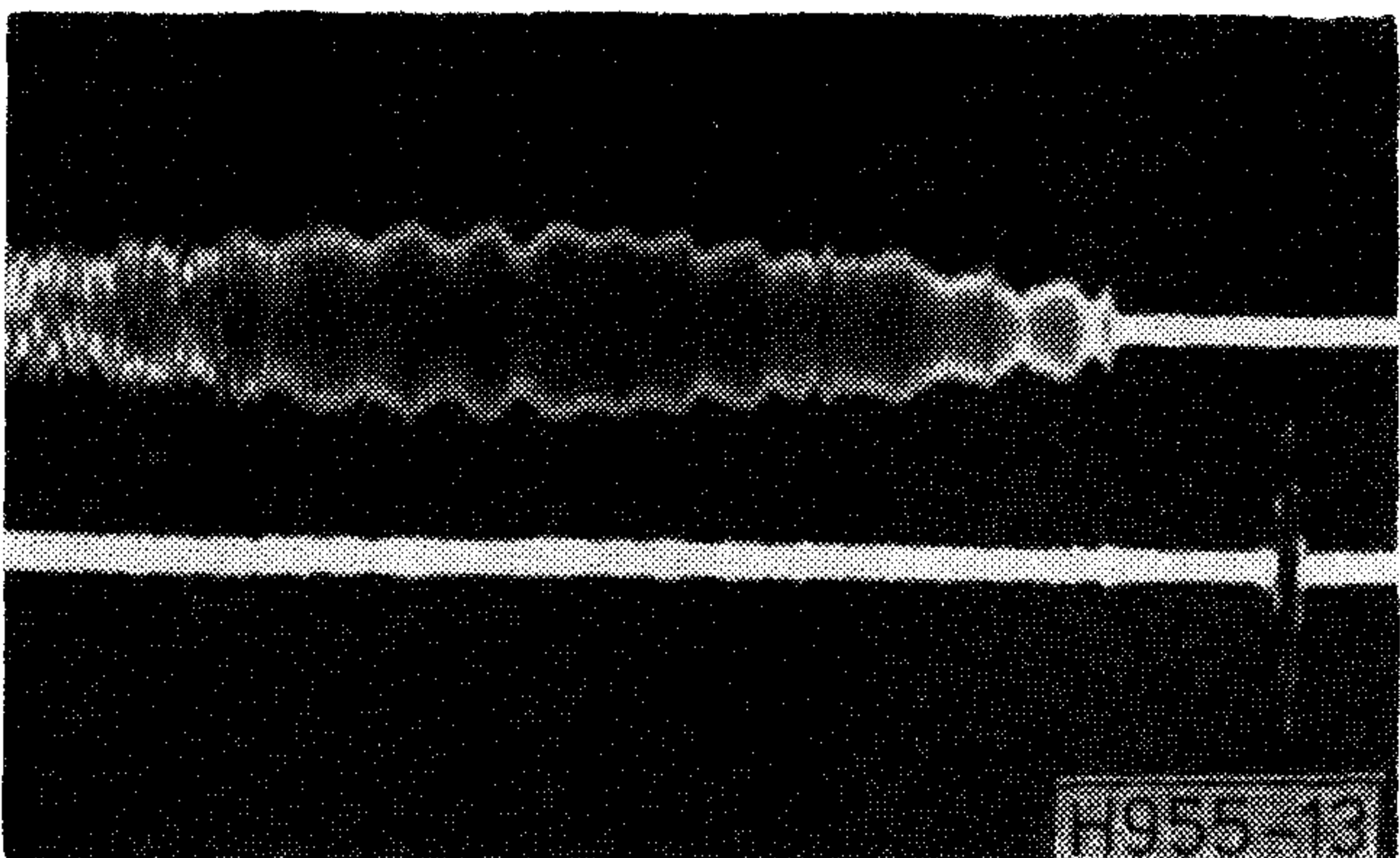
10. ábra. Fázisban kódolt (PSK) jel részlete



11. ábra. Mikroakusztikai szűrővel megvalósított korreláció



12. ábra. Additív zajból kiemelt korrelációs jel



13. ábra. Korreláció frekvencialöketes (chirp) jelből

Módosított illesztésű (mismatched) korrelációs szűrők a mikroakusztikai technológiával az ujjpárok átlapolásának súlyozásával (apodizációval) tervezhetők és így módon a korrelációs szűrők mellékági maximumai elnyomhatók. A mikroakusztikai eszközökkel megvalósított módosított illesztésű szűrők tervezésének elmélete a szakirodalomból ismert [18].

A mellékági maximumok elnyomása az illesztett szűrő $H(\omega)_{MF}$ átviteli karakterisztikájának valamilyen $B(\omega)$ súlyozó függvénnyel való szorzása útján történik. Az eljárás lényegileg hasonló az interdigitális átalakító átviteli karakterisztikáját módosító ujjpár súlyozáshoz. A módosított illesztésű korrelációs szűrő átviteli karakterisztikája tehát

$$H(\omega)_{MMF} = H(\omega)_{MF} \cdot B(\omega). \quad (10)$$

A kísérleti eredményeket a 10–12. ábrákon mutatjuk be.

A 10. ábra mikroakusztikai eszközzel létrehozott fázisváltással kódolt (PSK) jel egy részét mutatja be. A fázisváltás világosan felismerhető.

($f_0 = 48,5$ MHz, kódszó hossza: 28 bit, bitenként 5 ciklus)

A 11. ábra felső része a teljes bemenő jelet, alsó része a korrelációs szűrő kimenő jelét mutatja.

A mellékági maximum elnyomása módosított illesztésű szűrővel az illesztett szűrőhöz képest közel kétszeresre javult. A kísérlet eredményei jól egyeznek az elméletileg elvárt értékekkel.

A 12. ábra felső része a vizsgálójelhez adott járulékos zajt mutatja, melynek effektív értéke négyeszerese a vizsgálójel amplitúdójának, az alsó részen egy 8:1 főnyaláb–melléknyaláb viszonyú korrelációs szűrő kimenő jele látható. Frekvencialöketes (chirp) szűrőt diszperzív (változó ujjköztávolságú) interdigitális átalakítóval lehet megvalósítani [19].

A chirp jel pillanatnyi frekvenciája az idő függvényében:

$$f(t) = f_1 + \frac{B}{T} \cdot t, \quad (11)$$

ahol f_1 a frekvencialöketes jel alsó frekvenciája, B a sáv szélesség, T a jel hossza.

Frekvencialöketes korrelációs rendszer kísérleti eredményeit mutatja be a 13. ábra. A felső részen egy LiNbO_3 alapon megvalósított frekvencialöketes mikroakusztikai eszköz kimenő jele látható (a legalsó nyaláb frekvencia 35 MHz, a legmagasabb frekvencia 55 MHz, a jel hossza 5,6 μs , a BT szorzat értéke 110), az alsó rész a frekvencialöketes szűrő kimenete, vagyis az autokorrelációs függvény. A főnyaláb–melléknyaláb viszony az elméletileg várható értékkel jó egyezéssel 21 dB.

Következtetések

A mikroakusztikai eszközök széleskörűen alkalmazhatók a jelfeldolgozásban. A fejlett mikroelektronikai technológia és a személyi számítógépeken elvégezhető tervezés a további fejlődést lehetővé teszi. Ennek a rövid összefoglalásnak az volt a célja, hogy általános áttekintést adjon a mikroakusztikai eszkö-

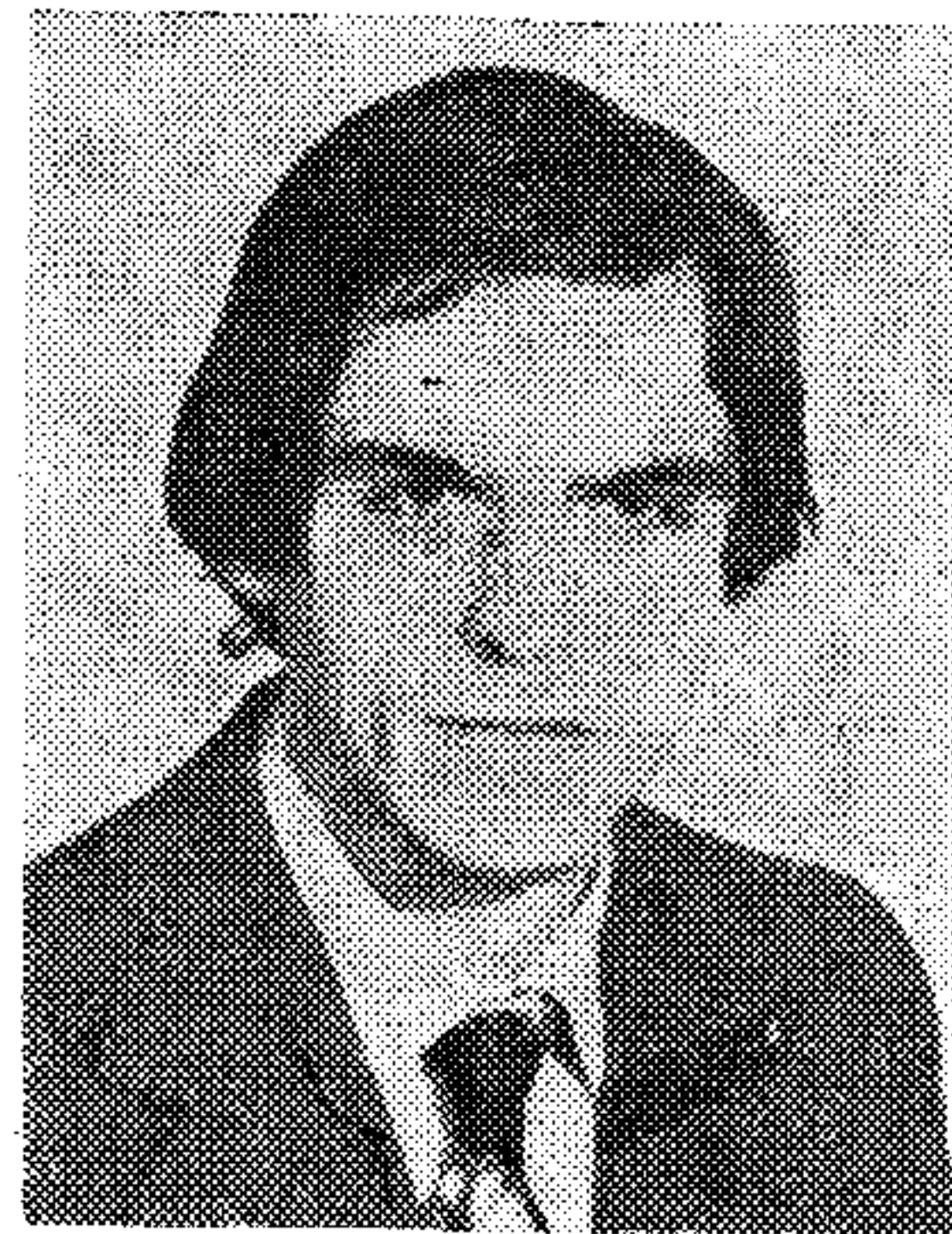
zök működési elveiről és felhasználásáról, valamint a mikroakusztika területén a Drezdai Műszaki Főiskola és a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola közötti együttműködésről.

I R O D A L O M

- [1] Hälsig, Ch.: Akustisches Oberflächenwellenfilter MSF 38,9 für die Fernsehempfangstechnik. Radio, fernsehen, elektronik Berlin 31 (1982). H. 12, S. 767.
- [2] Oliner, A. A. (ed.): Acoustic Surface Waves. Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1978.
- [3] Nagy, J.: Messung moderner Erzeugnisse der Elektronik. OFW-Bauelemente. Vortrag III. Wissenschaftliche Tagung Ingenieurhochschule Dresden. 20–22. 04. 1977.
- [4] Nagy, J.: Signaltransformation mit Hilfe akustischer Oberflächenwellenfilter. Vortrag IV. Wissenschaftliche Tagung Ingenieurhochschule Dresden, 25–27. 04. 1979.
- [5] Nagy, J.: The Finite Element Method in Microacoustics. Vortrag V. Wissenschaftliche Tagung Ingenieurhochschule Dresden, 21–23. 04. 1982.
- [6] Pieper, H., Renger, J.: Synthese von Oberflächenwellenbandfiltern unter Berücksichtigung eines asymmetrischen Amplitudenfrequenzgangs. Vortrag 3. Wissenschaftliche Tagung der TH „Kandó Kálmán”, Budapest, 20. 04. 1978.
- [7] Pieper, H., Fischer, B.: Realisierung einer nichtlinearen Gruppenlaufzeitcharakteristik bei SAW-Bandfiltern. Vortrag 7. Wissenschaftliche Tagung der TH „Kandó Kálmán”, Budapest 27. 05. 1982.
- [8] Fischer, B., Pieper, H.: Aufbau und Wirkungsweise analoger Oberflächenwellenbauelemente für die Signalselektion. Vortrag 7. Wissenschaftliche Tagung der TH „Kandó Kálmán”, Budapest 27. 05. 1982.
- [9] Hofmann, H.: Mismatched und Chirpfilter als Signalverarbeitungsbauelemente in akustischer Oberflächenwellentechnik. Vortrag 7. Wissenschaftliche Tagung der TH „Kandó Kálmán”, Budapest 27. 05. 1982.
- [10] Zienkiewicz, O. C.: The Finite Element Method. McGraw-Hill 1977.
- [11] Chari, M. V., Silvester, P. P.: Finite Elements in Electrical and Magnetic Field Problems. John Wiley & sons 1980.
- [12] Kagawa, Y., Yamabuchi, T.: A finite Element Approach to electromechanical Problems with an Application to energytrapped and Surface-Wave-Devices. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol. SU 23, No. 4, July 1976.
- [13] Nagy, J.: Die Methode der finiten Elemente in der Mikroakustik. Wissenschaftliche Beiträge der IH Dresden, 13 (1983), 20.
- [14] Pieper, H., Zidek, E., Hofmann, H.: Probleme der Gruppenlaufzeit in Oberflächenwellen-Bandpaßfiltern. Nachrichtentechnik-Elektronik 30 (1980), 147.
- [15] Vasile, C. F.: A numerical Fourier Transform Technique and its Application for acoustic Surface Wave Sandpass Filter Synthesis and Design. IEEE Transactions SU 21 (1974), 7.
- [16] Pieper, H., Fischer, B.: Entwurf und Realisierung phasennichtlinearer Bandfilter in AOW-Technik. 26. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, TH Ilmenau 1981.
- [17] Turin, G. L.: An Introduction to matched Filters. IRE Trans. IT-6 (1960), 311.
- [18] Schulz, P., Hofmann, H.: Entwurf von Korrelationsfiltern für die Realisierung in mikroakustischer Technik. Nachrichten-Elektronik 31 (1981), 100.
- [19] Matthews, H. (ed.): Surface Wave Filters, p. 347 John Wiley, New York 1977.

TERTA processzorvezérelt jelzésmultiplexerek

KERESZTES LÁSZLÓ
TERTA



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk rövid áttekintést ad a jelzésmultiplexerek PCM átviteltechnikában betöltött szerepéről, fejlesztésük néhány műszaki-gazdasági szempontjáról. Ismerteti az STB 30/60—2 típusú processzorvezérelt jelzésmultiplexer felépítését, főbb műszaki jellemzőit, kitér a berendezés üzemvitelére, fejlesztésének szoftver és hardver hátterére.

Rendszertechnikai áttekintés

A PCM jelzésmultiplexerek alapvető feladata a távbeszélő-központok analóg környezetének illesztése a PCM átviteltechnikai rendszerek digitális közegéhez. A jelzésmultiplexerek a távbeszélőközpont vonali szerelvényeire, vagy kapcsoló fokozatai és a primer PCM multiplex berendezés közé kapcsolódnak (1. ábra). A központ váltóáramú jeleit kondenzátoros leválasztás után a PCM multiplex berendezés két- vagy négyhuzalos bemenetére továbbítják, az egyenáramú jelzések fojtótekerccsel történő leválasztás után a jelzésmultiplexer jeldetektor feldolgozó áramköreinek segítségével a G732 ajánlás szerinti keretszervezésben, a 64 kbit/s-os ellenirányú interfészen keresztül a digitális átviteltechnikai rendszeren kerülnek átvitelre. Az ellenoldali jelzésmultiplexer jelfeldolgozó—állapotkiadó áramkörei a vett jelzésbitek alapján leutánozzák a bejövő központ egyenáramú jelzéseit, és azokat a kimenő központ megfelelő áramköreire juttatják.

A jelfeldolgozás megvalósítási módját tekintve kétféle jelzésmultiplexert különböztetünk meg. Ha a jelfeldolgozás a távbeszélőközpont-hoz csatlakozó végződésekben valósul meg, úgy csatornánkénti vagy diszkrét jelzésfeldolgozásról, ha egy közös digitális áramkör segítségével, úgy központi vagy processzorvezérelt jelfeldolgozásról beszélünk. A diszkrét jelfeldolgozású jelzésmultiplexerek elsőrendűen egyszerű, általában hurokjelzésekből felépülő jelzésrendszerek (pl. ARF, ARM, 7A2, kétvezetékes PENTACONTA, E/M stb.) illesztésénél használatosak. A TERTA BD 30 típusú PCM-rendszer ilyen jellegű tagjai az EMB 30/60 és az STB 30/60 típusú jelzésmultiplexerek. A processzorvezérelt jelzésmultiplexerek a három- vagy többvezetékes és/vagy bonyolult jelzésfeldolgozást — pl. impulzuskorrekciók, programozott lebontás stb. — igénylő jelzésrendszerek (hazai konténerközpontok, tarifaágas előfizetői és alközponti végződések, EMD, Siemens F1—F6, SZU ATSZ központok stb.) illesztésére szolgálnak.

KERESZTES LÁSZLÓ

1977-ben végzett a Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola Vezetékes Átviteltechnikai Szakán. Ezután egy évig a Belvárosi Távbeszélő Üzem különleges csoportjában dolgozott, majd 1978-ban került a TER-

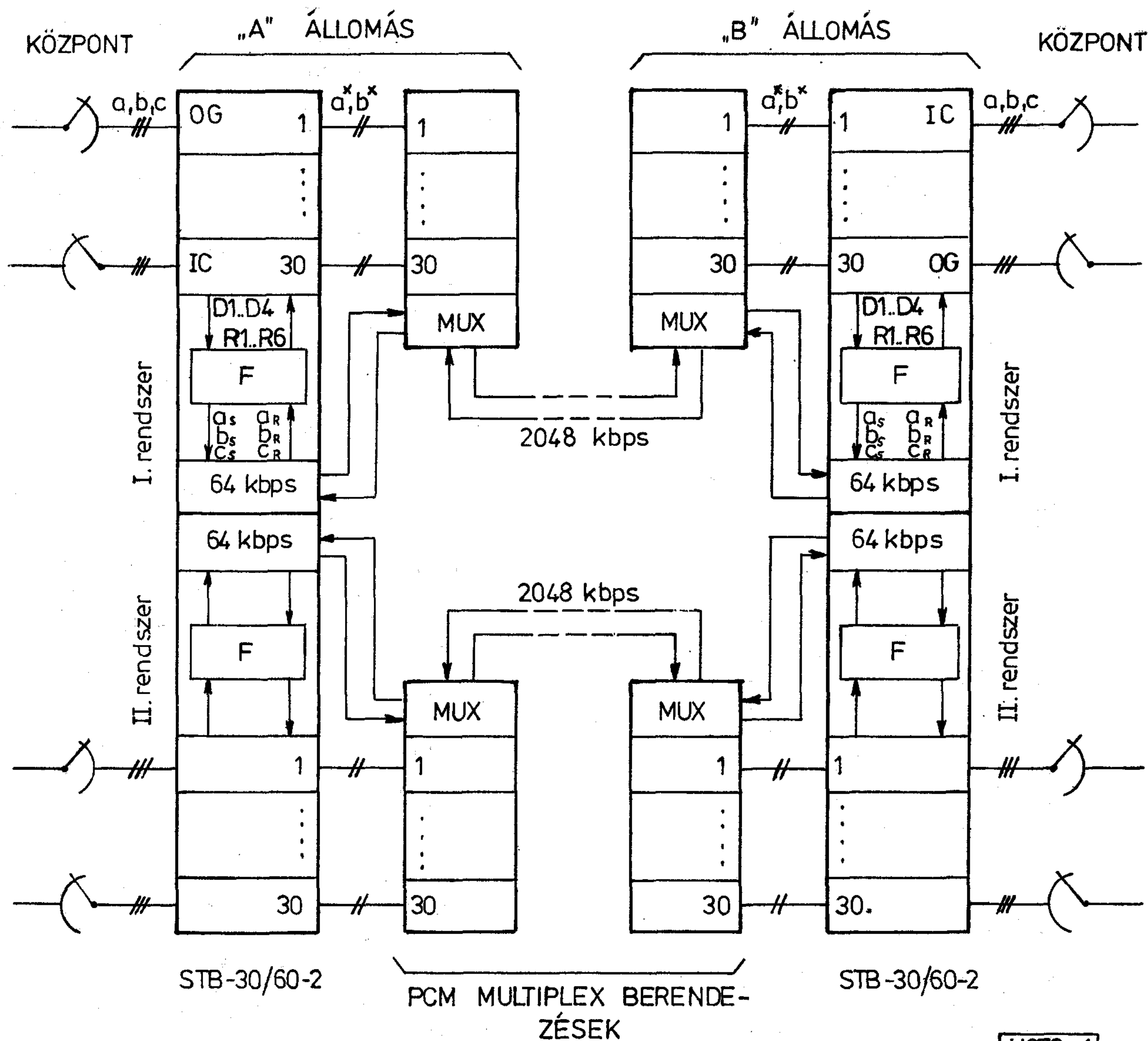
TA átviteltechnikai főosztályára. Itt jelzésmultiplexerek és PCM üzemviteli berendezések fejlesztésével foglalkozott. 1982-től a Telefongyár Fejlesztési Intézetének Transzlátor csoportvezetője. 1983-ban a TFI által alapított Maxwell díjjal tüntették ki.

A TERTA-ban az első ilyen processzorvezérelt jelzésmultiplexer a Ferihegyi repülőtéri rekonstrukciós programja részére került kifejlesztésre. Az STB 30/60—2 típusú jelzésmultiplexer a hazai konténerközpontok jelzésillesztésének ellátására is alkalmas.

Jelzésmultiplexerek fejlesztési kérdései

Mint az az 1. ábrából kitűnik, a jelzésmultiplexerek a távbeszélőközpont elektromechanikus és a PCM átviteltechnikai rendszer elektronikus közegének illesztését végzik, így fejlesztésük bonyolult műszaki-gazdasági probléma megoldását jelenti. A berendezés műszaki szempontból a távbeszélőközpont alkalmazott jelzésrendszere (kritériumtáblázata), és a PCM jelzésbitek jelzésrendszerhez igazodó megadása révén nagyrészt specifikálható, azonban az elektromechanikus rendszerben már meglevő, illetve a jelzésillesztő alkalmazása során napvilágra kerülő jelzés-tranziensek elnyomása, valamint a rendszer impulzusjellegű jelzéseinek korrigálása joggal elvárható a jelzésillesztő elektronikus rendszerétől. Egyszerű jelzésrendszerek illesztési feladatainak megoldásánál — hacsak különleges felhasználói igények az ellenkezőjét nem indokolják — általában a diszkrét jelzésfeldolgozással rendelkező jelzésmultiplexerek gazdaságosak. Ezek a rendszerek a jelzésfeldolgozáshoz szükséges logikai és időzítő elemeket (általában RC-tagokat) a csatornavégződésekben hordozzák, így azok megvalósítási módjai és az előálló időzítéstűrések értékei adják alkalmazási határaikat. A processzorvezérelt rendszerekben a jelzésfeldolgozás metodikája, a jelzésrendszerhez rendelt állapotok és időzítési értékek egy közös jelfeldolgozó egységben tárolt programként vannak megadva, és mint ilyenek, megfelelő programozással egyszerűen applikálhatók az alkalmazott jelzésrendszer és a felhasználó igényeihez. A jelzésfeldolgozás metodikájának kézben tartása révén lehetőség van az impulzus jellegű

Beérkezett: 1984. IV. 27. (↔)



1. ábra. A jelzésillesztő helye a PCM átviteltechnikai rendszerben

jelzések korrekciójára, öndiagnosztikai módszerek használatára, bizonyos berendezéshibák esetén az összeköttetés programozott lebontására, és egyéb felhasználói igények kielégítésére, adott esetben pl. két eltérő jelzésrendszerű (ARF—E/M) központ jelzésillesztésére is. Az állapot és időzítési értékek közben tartása révén pedig egyszerű és digitális pontosságú jelfelismerési és tranzienselnyomási lehetőségeket kapunk.

A TERTA processzorvezérelt jelzésmultiplexerek hatékony berendezésfejlesztési háttérrel rendelkeznek, melynek fő elemei a következők:

- Számítógépes szoftver-szimulációs program segítségével — az adott központ kritériumtáblázatának figyelembe vételével — meghatározhatók a program-, állapot- és időadattárak tartalma.
- A szoftver-szimulációt követő hardver-szimuláció segítségével a megvalósított csatornavégzódések és központutánzó áramkörök együttműködése alapján lehetséges az előző fázisban nyert rendszerszoftver továbbfejlesztése.

- A szoftver-véglegesítés a TERTA fejlesztésű SAS 8501 típusú jelzésanalizátor segítségével, az üzemi próbán történik.

Az említett jelzésanalizátor 2 msec ÷ 10 sec terjedő időtartammal 2 msec-os felbontásban képes a központ és a jelzésmultiplexer együttműködésének főbb adatjellemzőit tárolni (2. ábra), a csatornavégzódések hurok-üzemmódba történő kapcsolásánál. Ezen adatok felhasználásával a szoftver-jellemzők a helyszínen módosíthatók.

Az STB 30/60—2 típusú jelzésmultiplexer

Az STB 30/60—2 típusú jelzésmultiplexer berendezés két 30 csatornás rendszerből tevődik össze. Funkcionális felépítése a 3. ábrán látható. A berendezés egységei és ezek fő feladatai a következők:

- Tápegység (TE1) (az első szállítású berendezéseknél TE1 és TE2) a berendezés két 30 csatornás rendszeréhez közösen állítja elő a belső tápfeszültségeket a bejövő telepfeszültségből. A TE1 tápegység előlapján elhelyezett kapcsoló


```

SAS 8501 TEST MODE: LOOP CH: 02-10
TIME AB RD PH SE RD PH SL ..
FFFF....1B..1B..A1..2E..4F..A9..
0004....1B..1B..A1..2E..0B..90..
0012....1B..1B..A1..2E..1B..85..
0002....0B..1B..A1..2E..1B..85..
0006....0B..2B..A2..2E..1B..85..
0064....0B..2B..A2..2A..1B..85..
0018....0B..2B..A2..22..1B..85..
0102....0B..2B..A2..22..4B..A5..
0002....2B..2B..A2..22..4B..A5..
0102....2B..7F..AE..22..4B..A5..
0002....23..7F..AE..22..4B..A5..
0052....27..7F..AE..22..4B..A5..
0012....2F..7F..AE..22..4B..A5..
0096....25..7F..AE..22..4B..A5..
0002....27..7F..AE..22..4B..A5..
0022....27..9F..BE..22..4B..A5..
0004....27..9F..BE..32..4B..A5..
0022....27..9F..BE..32..6F..A5..
0004....27..9F..BE..3E..6F..A5..
0030....27..9F..BE..3E..6F..A5..
0028....27..9F..BE..3E..6F..A5..
0102....27..9F..BE..3E..AB..85..
0002....07..9F..BE..3E..AB..85..
0102....07..BB..A6..3E..AB..85..
0002....0F..BB..A6..3E..AB..85..
0004....0F..BB..A6..2E..AB..85..
0172....0B..BB..A6..2E..AB..85..
5610....0B..BB..A6..2A..AB..85..
0018....0B..BB..A6..22..AB..85..
0102....0B..BB..A6..22..4B..A5..
0002....2B..BB..A6..22..4B..A5..
0102....2B..7F..AE..22..4B..A5..
0002....23..7F..AE..22..4B..A5..
0040....27..7F..AE..22..4B..A5..
0012....2F..7F..AE..22..4B..A5..
0200....2E..7F..AE..22..4B..A5..
0014....2E..7F..AE..2A..4B..A5..
0014....2E..7F..AE..2E..4B..A5..
0074....2E..F3..80..2E..4B..A5..
0002....2A..F3..80..2E..4B..A5..
0002....2B..F3..80..2E..4B..A5..
0004....2B..F3..80..0E..4B..A5..
0002....2A..F3..80..0E..4B..A5..
0096....2A..F3..80..0E..F3..80..
0002....0A..F3..80..0E..F3..80..
0004....0A..F3..80..0F..F3..80..
0018....0A..F3..80..0F..0B..90..
0002....10..F3..80..0F..0B..90..
0022....10..0B..81..0F..0B..90..
FFFF....00..FF..FF..00..FF..FF..

```

H972-2

2. ábra. A SAS 8501 jelzésanalizátorral felvett adatjellemzők

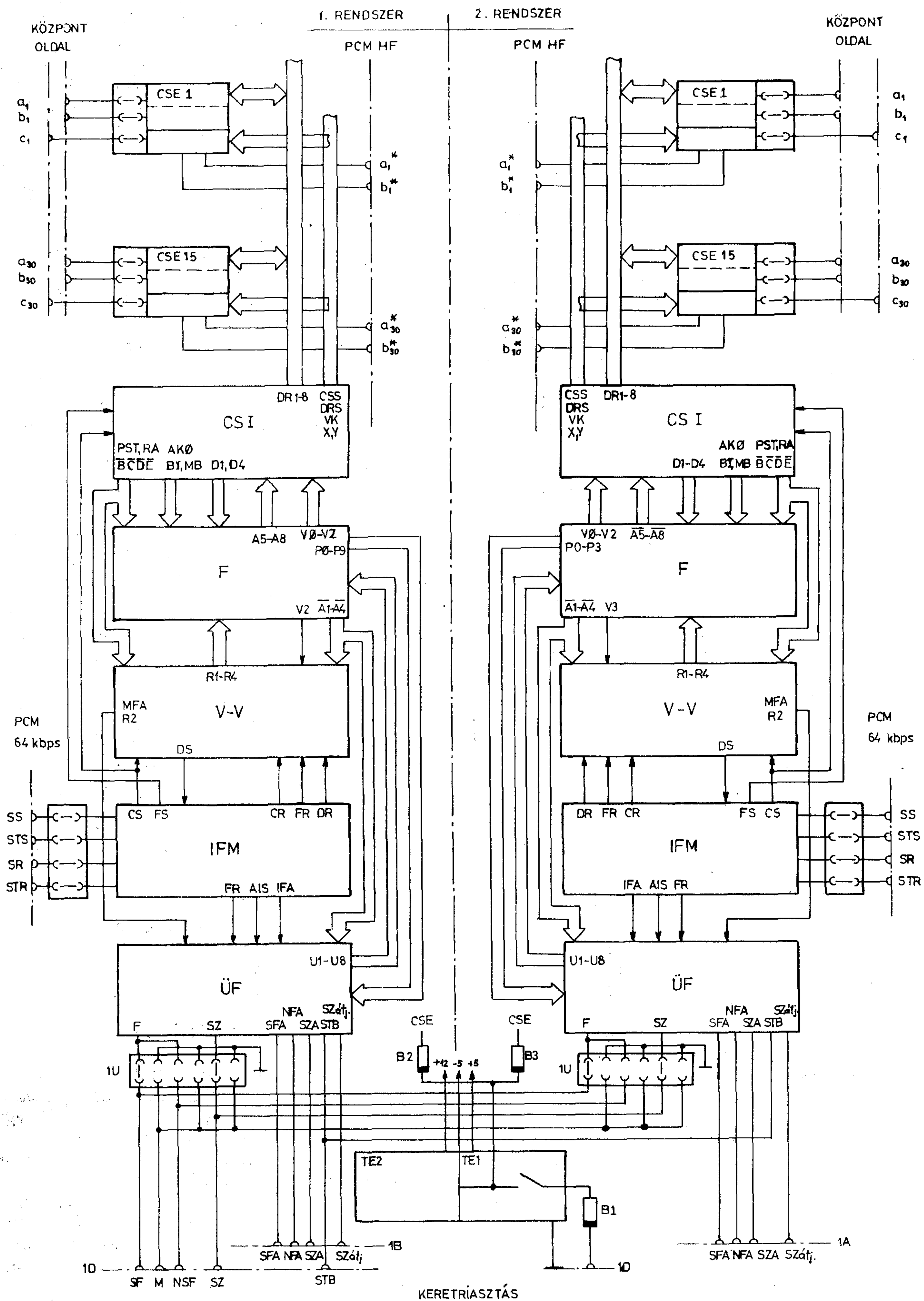
a csatornavégződések telepfeszültségének kapcsolására is szolgál.

- 64 kbit/s-os interfész (IFM): a 64 kbit/s-os ellenirányú interfész jeleit illeszti a berendezés közös áramköreiben alkalmazott TTL jelekhez, valamint lehetőséget nyújt a későbbiekben ismertetésre kerülő SMB 30 K típusú, fenntartási vizsgálatokra szolgáló szervizbetét adatcsatornájának létrehozására.
- Feldolgozó egység (F): a rendszerben elhelyezett maximálisan négyféle, 30 csatornavégződés programozható metodikájú, állapot- és időparaméterekkel rendelkező jelzés feldolgozását végzi.
- Vételvezérlő egység (VV): a vételi időzítéssel vett vételirányú jelfolyamot dolgozza fel, és a vett jelzésbitek logikai szűrés után az adási időzítésnek megfelelően a Feldolgozó egységre juttatja.
- Csatornaegység illesztő (CSI): előállítja a rendszer adási időzítéshez igazodó vezérlőjeleit, a csatornavégződések adási és vételi kijelölését, a jelfeldolgozás indítását és a csatornaszámhoz történő szinkronitását, valamint illeszti a csatornavégződések 8 bites, kétirányú adatsínét a Feldolgozó egységhez.
- Üzemállapot-figyelő egység (ÜF): kiértékeli a berendezésben detektált hibajelzéseket, ellenőrzi a Feldolgozó egység helyes működését, és hiba esetén előállítja az optikai és riasztójelzéseket, valamint elvégzi a Csatornaegységek blokkolását.
- Csatornaegységek (CSE): a központ jelzésrendszerétől függően különböző felépítésűek, a vett egyenáramú jelzések alapján előállítják a „D” detektorbitek, a Feldolgozó egység által kiadott „RE” regiszterbitek alapján leutánozzák a távoli központ egyenáramú állapotait, ezen felül leválasztják a PCM-beszédcsatornán továbbítandó hangfrekvenciás jeleket az egyenáramú jelzésekről.

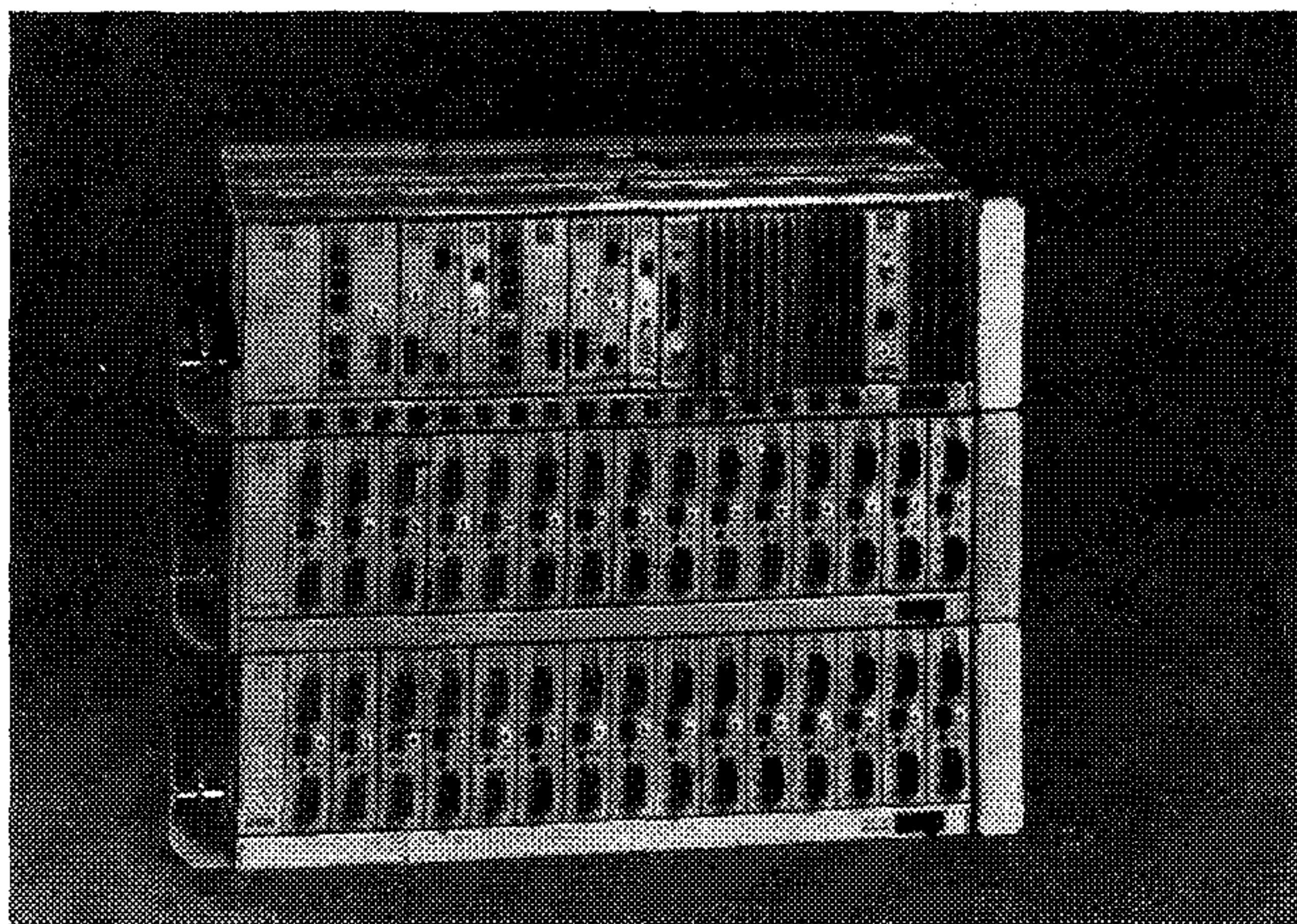
A TE1 tápegység közös a berendezés mindkét rendszerére; az IFM, F, VV, CSI és ÜF egységek, valamint a csatornaegységek az egyes 30 csatornás rendszerekhez vannak rendelve. A berendezés rendszertechnikai kialakítása két különböző jelzésrendszerhez kidolgozott és két, kártyánként azonos bejövő, ill. kimenő csatornavégződés tetszőleges elhelyezését teszi lehetővé egy rendszeren belül.

A berendezés mechanikai felépítése a TERTA E2 egységes konstrukciós rendszernek megfelelően van kialakítva (4. ábra). A berendezés 3 emeletes betétben helyezkedik el; az első emeleten a tápegységek, valamint a két rendszerhez tartozó közös egységek, a második emeleten az 1. rendszer csatornaegységei, a harmadik emeleten a 2. rendszer csatornaegységei találhatók.

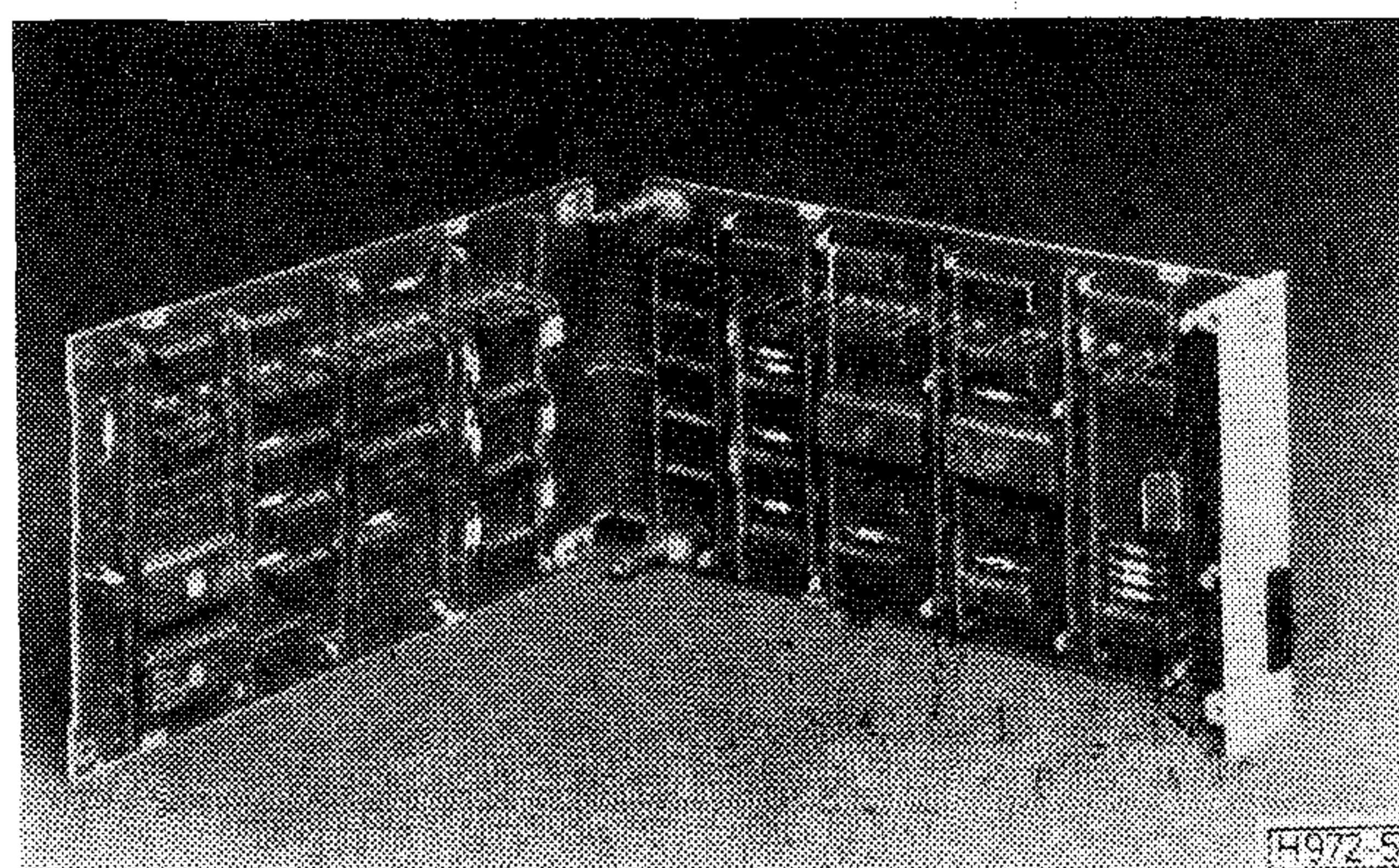
A berendezés a PCM multiplex berendezésből kapott órajelek vezérlésével időosztásos rendszerben a végződésekre nézve közös jelfeldolgozást végez, programozott memóriákban tárolt program-, állapot- és időjellemzők alapján. A helyi csatornavégződések „D” detektor-információja, a távoli oldalról vett „R” jelzésbitek és a tárolt korábbi jelzésállapot alapján a Feldolgozó egység programozott digitális késleltetést



3. ábra. Az STB 30/60—2 berendezés felépítése



4. ábra. Az STB 30/60—2 jelzésmultiplexer betét



5. ábra. Az STB 30/60—2 jelzésmultiplexer feldolgozó egysége

végezve meghatároz egy belső jelzésállapotot, majd ennek megfelelően vezérléseket (RE regiszterbitek) küld a helyi csatornavégződés és a távoli oldal (DS adási jelzésbitek) felé. A közös jelzésfeldolgozás az adási időzítéssel (CS, FS) a CS I egységben előállított vezérlőjelek alapján működik. E vezérlőjelek biztosítják a PCM keretszervezésnek megfelelő csatorna-kijelölést és a feldolgozási ciklus indítását. A jelzésfeldolgozás mereven a keretszervezéshez van rendelve, így egy csatornavégződés jelfeldolgozási ciklusa maximálisan $62,5 \mu\text{sec}$ ideig tart. A CS I feladata még a csatornavégzödések 8 bites (DR1...DR8) kétirányú adatsínének illesztése is, melyben a DR adatsínen érkező „D” detektorbitek biztosítja a feldolgozási ciklus számára, illetve a feldolgozás eredményeképpen kapott regiszterbitek kiköszvetíti a csatornák állapottárai felé. A $62,5 \mu\text{sec}$ idejű feldolgozási ciklus végén a VV egység állítja össze a PCM 16. időrés tartalmát az F egységből kapott adatok alapján. Szintén a VV egység feladata a vételi időzítéssel vett vételi adatok „visszaforratása” az adási időzítésnek megfelelő feldolgozási ciklus „R” vételi jelzésbit adatainak biztosítására.

Az STB 30/60—2 berendezésben a csatornaegységek központ oldali csatlakoztatása maximálisan három ágon történhet. A Feldolgozó egység a rendszer Üzemállapot-figyelő egységét speciális csatornaegységként kezeli, külön program-, állapot-, és időzítéstartalmat rendel hozzá, és a PCM-keret K_0 időrésében kerül ellenőrzésre a Feldolgozó egység működése is.

Az STB 30/60—2 rendszer Feldolgozó egysége egy diszkrét elemekből felépített 8 bites, tárolt program alapján, közvetlen mikrovezérelt célorientált feldolgozórendszer (5. ábra). Az egység funkcionálisan két részre, műveletvégrehajtó- és tárelemeket tartalmazó egységre, valamint a mikroprogramot tároló és a mikrovezérlést előállító egységre oszlik. A funkcionális tagozódás egyben térbeli elkülönülést is jelent; a Feldolgozó egység két részegysége egy-egy E2 méretű áramköri lapon van megoldva. A két egység közötti elektromos kapcsolatot, melyben a mikrovezérlés valósul meg, speciális koaxiális csatlakozó elemek biztosítják. A Feldolgozó egység önálló időzítőrendszerrel rendelkezik, a PCM keretszervezéshez történő szinkronműködést a CS I vezérlőjelei biztosítják.

A Feldolgozó egység főbb jellemzői:

- két jelzésrendszerhez tartozó bejövő és kimenő csatornavégződés különböző jelfeldolgozási procedúrával, állapot- és időjellemzőkkel történő kiszolgálása;
- 16 különböző jelzésállapot kezelése, az összes jelátmenetre közvetlen jelfelismerési időmeghatározással;
- jelzésállapotonként 16 különböző adatbyte bázis (DS jelzésbitek, regiszterbitek stb.);
- csatornánként 8 byte kapacitású RAM memória;
- manuális blokkoláskérés kezelése;
- 772 ns utasításidő (egy aritmetikai, egy adatmozgatási művelet és program-címátírási feltételvizsgálat párhuzamosan, egy utasításidő alatt történik);
- program-címátírás feltételbeállító jelek alapján két utasításidővel;
- 16-féle aritmetikai és logikai utasítás;
- 11-féle adatmozgatási utasítás;
- 1272 ms időtartamú hardver időzítési lehetőség ($0 \div 256 \text{ ms}$ -ig 2 ms-os, $256 \div 1272 \text{ ms}$ -ig 8 ms-os felbontással);
- 4 különböző periféria kezelése (ebből három periféria belső funkciókat, egy mérési célokat szolgál).

A Feldolgozó egység LS TTL áramkörökkel, 2716 típusú EPROM-okkal és 2101 típusú RAM memóriaelemekkel került megvalósításra.

Az STB 30/60—2 berendezés üzemvitele

A berendezés riasztási rendszere szervesen illeszkedik a BD—30 primer PCM-rendszerhez. A berendezésben detektált hibákat az ÜF (Üzemállapot-figyelő) egység fogja össze és a hibák elemzése alapján előlapi számjegykijelzőn jelenteti meg az elsődlegesen elhárítandó hibajelenség sorszámát. Ezen felül az ide vonatkozó CCITT ajánlásoknak megfelelően sürgős fenntartási riasztás- (SFA), nem sürgős fenntartási riasztás- (NFA) és szolgáltatási riasztásjelzést (SZA) állít elő és ad a keret riasztási multiplikációjára, valamint elvégzi a CCITT által előírt beavatkozási műveleteket. A berendezés üzemvitelét az SMB 30K típusú szervizberendezés szolgálja. Ez a szervizberendezés a BD—30 rendszer SMB 30 és SMB 30T típusú szer-

vizberendezéseinek továbbfejlesztéséből született, azok üzemviteli tulajdonságait egyesíti (lásd: Híradástechnika 1982. 12. sz.) Ezekon felül lehetőséget nyújt 4 db 2 Mbit-es vonalszakasz végződtesére, ill. egy tartalék vonalszakaszra történő manuális átkapcsolásra is. Ezáltal az SDK 120 típusú keretben elhelyezett 2 db STB 30/60—2 jelzésmultiplexer betétből a 4 db CMB 30 típusú primer PCM multiplex betétből (összesen 120 csatorna) és a 4 db VVB 30 vonalvégződő betétből álló PCM átviteltechnikai rendszer üzemvitelét is el tudja látni.

A processzorvezérelt jelzésmultiplexerek jövője

A TERTA-ban jelenleg szovjet együttműködés keretében dekádleptetős és Crossbar típusú ATSZ központok jelzésillesztési feladatainak megoldására az

STB 30S típusú processzorvezérelt jelzésmultiplexer fejlesztése folyik. Míg az STB 30/60—2 jelzés multiplexer csatornánként maximálisan három központcsatlakozási lehetőséggel bír, addig az STB 30S típusú berendezésben csatornánként 12 központvezeték csatlakoztatható.

Az STB 30S jelzésmultiplexer alkalmas 2/4 huzalos tranzitpontok jelzésátviteli feladatainak megoldására is, valamint a nagy érszámú központcsatlakozási lehetőség miatt (pl. Ericsson crossbar rendszereken történő) alkalmazása esetén, az addig használatos megoldásokkal szemben megtakarítható a (FIR, FUR) vonalcsatlakozó áramkörök költsége, ezáltal a fajlagos trónkköltség jelentősen csökkenthető.

A TERTA processzorvezérelt jelzésmultiplexerek — szoftverhajlékonyságuknak köszönhetően — rövid átfutási időkkel képesek új felhasználói igények kielégítésére.

HTE elnökségi ülés

Egyesületünk 1984. november 19-én tartotta ez évi elnökségi ülését. Az utóbbi években — mint ismeretes — az Egyesület elnöke több alkalommal olyan neves vezető szakembert kért fel elnökségi ülés keretében ünnepi előadás megtartására, aki hivatalánál fogva képes volt komoly, átfogó tájékoztatást adni a népgazdaság valamelyik jelentős témájáról.

E hagyománynak megfelelően erre az ülésre dr. Soltész Lászlót, a Magyar Nemzeti Bank elnökhelyettesét hívta meg, aki „A híradástechnika ágazat pénzügyi helyzetének kérdései” címmel előadást tartott.

Ezt követően Mérey Imréné a főtitkári beszámolóban összefoglalta a két elnökségi ülés közötti időszak egyesületi eseményeit. Tájékoztatóját nyugállományba való vonulására való tekintettel, bensőséges búcsúszavakkal zárta. Visszanézve az Egyesület vezetésében eltöltött tartalmas és eredményes 14 évre, hálával és szeretettel gondol mindazokra, akikkel alkotó módon dolgozhatott az elektronikai kultúráért, a magyar elektronikai iparért. Hangsúlyozta, hogy tartalmában új korszak következik Egyesületünk életében. Két dinamikus vezető igénylő posztra most új egyének kerülnek. Szükséges, hogy új elképzeléseket, új módszereket hozzanak, ha meg akarják oldani az Egyesületünk előtt torlódó gondokat. Végül utódjától, Prónay Gábortól azt kérte, hogy legyen az ő emberi életének is része az Egyesület minden gondja, és azzal a jókívánsággal adja át helyét, hogy legyen sikeres az ő munkája is az Egyesület fejlődésére és valamennyi tagjának örömére.

Köveskúti Lajos elnök meleg szavakkal válaszolt és annak a reményének adott kifejezést, hogy a búcsúszavak nem végleges távozást jelentenek, hanem csak formájában megváltozott, nyugodtabb ritmusú, de a továbbiakban is az Egyesület érdekeit szolgáló tevékenység kezdetét.

A következőkben Köveskúti elvtárs az Egyesület életében történt változásokkal foglalkozott. Beiktatta az ügyvezető titkárt, dr. Prónay Gábort, majd beszámolt a vb-ülésen is elhangzott jelölő bizottsági állásfoglalásról a főtitkár választásával kapcsolatban. Ennek eredményeképpen a jelölő bizottság dr. Tófalvi Gyulát, Egyesületünk alelnökét javasolta a főtitkári tisztségre. Ennek alapján az elnökségi ülés, a MTESZ egyeztetéssel kapcsolatos formai eljárásának befejezéséig, egyhangúlag dr. Tófalvi Gyulát bízta meg a főtitkári teendők végzésével.

Az új tisztségviselők néhány szóban megköszönték a bizalmat, és kifejezték, hogy vállalt feladatuknak becsülettel eleget akarnak tenni.

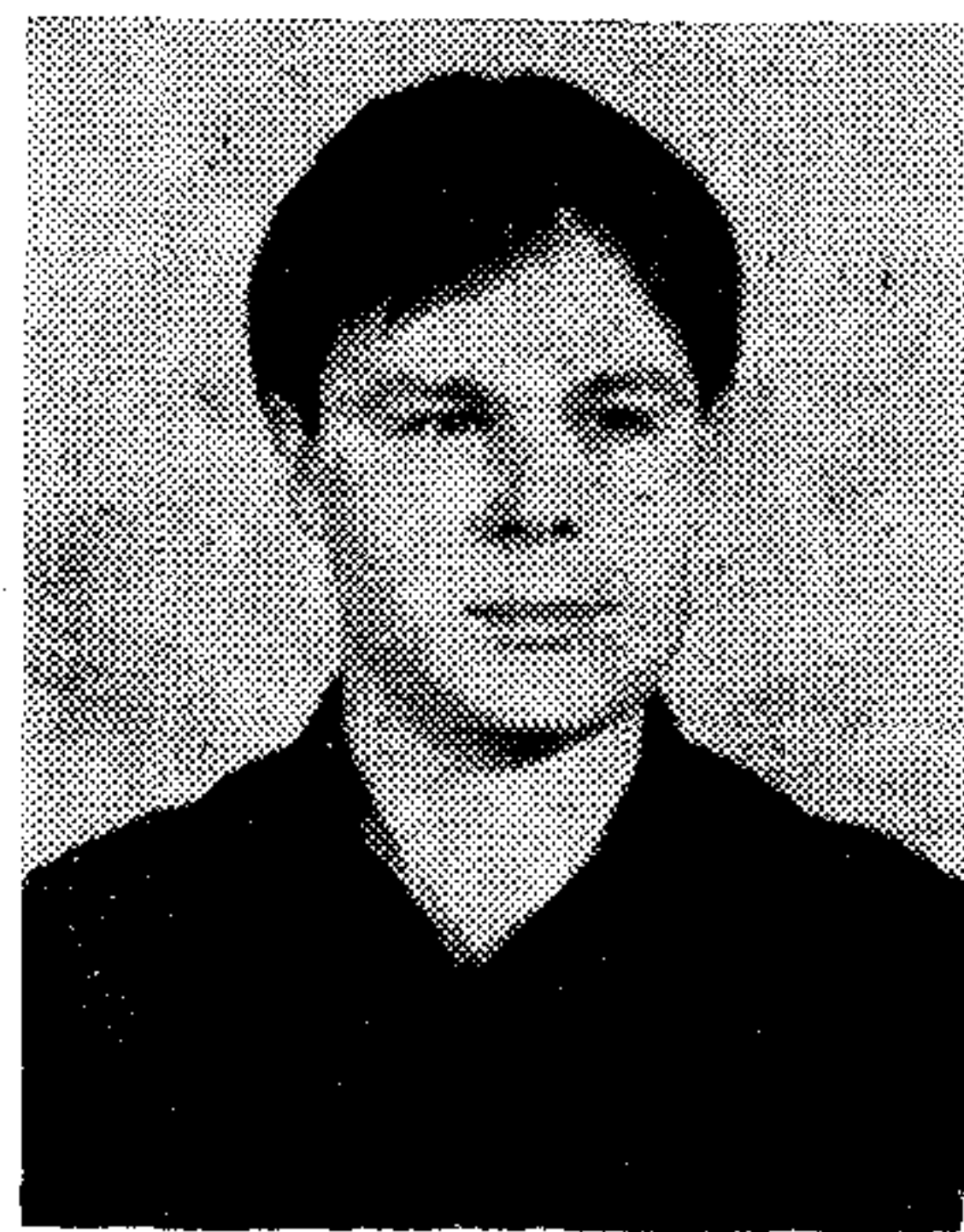
Az idő rövidsége miatt az elnök a hozzászólásokat írásban kérte, hogy azok az emlékeztetőben közlésre kerülhessenek.

Az ünnepi ülés befejezéseként, a társadalmi munkát meghaladó nagyon hasznos tevékenységért az Egyesület elnöke 124 egyesületi aktívának jutalmat adott át.

Az elnök az év utolsó elnökségi ülését jókívánságaival zárta.

Komplex adalék Mn-Zn ferritekhez

FODOR LÁSZLÓ, HAGY,
HIDASI BÉLA, BME,
VÉCSEY BÉLA, HAGY



ÖSSZEFOGLALÁS

Adott kezdeti összetételű Mn-Zn ferritanyaghoz a Fe_2O_3 egy részét TiO_2 -vel helyettesítve 1 mol% adalékkoncentrációnál adódnak a legkedvezőbb mágneses tulajdonságok. További Ta_2O_5 -adagolással kis veszteségű és jó stabilitási tulajdonságokkal rendelkező komplex ferrit állítható elő.

Az adalékanyagok hatásmechanizmusára vonatkozó finomszerkezet-vizsgálatok szerint egymás hatását alig befolyásolva, a Ti a spinel-rács oktaéderes rácshézagába épül be, a Ta pedig a szemesehatármenti kiválásokban helyezkedik el.

Bevezetés

A Mn-Zn ferritek kutatásával kapcsolatos eredményeink egy részét a HÍRADÁSTECHNIKA 1/84. számában foglaltuk össze.

Jelen cikkünkben egy komplex — Ti és Ta komponenseket tartalmazó — adalék alkalmazásával kapcsolatos kutatásainkról, eredményeinkről számolunk be, megkísérelve az adalékanyagok hatásmechanizmusának feltárását.

Alapanyagként az M2F (HAGY) típusú ferritanyagot használtuk fel [1], és az adalékolás miatti eltérésekre mindig utalunk.

A legtöbb használatos adalék csak egy bizonyos mágneses jellemzőt, ill. jellemzőcsoportot javít, a többit viszont általában károsan befolyásolja. Mivel a legkülönbözőbb célokra alkalmazott ferritanyagok esetében a paraméterek tartásának fontossági sorrendje változó, sőt alkalmanként egy-egy jellemző mellett a többi tulajdonság szerepe eltörpül, emiatt a közlemények többségéből nehéz általánosítható ismereteket szerezni. Mi törekedtünk a stabilitási és veszteségi tulajdonságok javítása mellett a mágneses jellemzők minél szélesebb körének vizsgálatára és egy átfogó kép kialakítására.

Stabilitási tulajdonságok javítása titán adalékolással

A hőmérsékleti stabilitás mérőszámaként a kezdeti permeabilitás ($\alpha_{\mu i}$) hőmérsékleti tényezőjét, ill. az ún. fajlagos hőmérsékleti tényezőt (α/μ_i) alkalmazuk. Ismeretes, hogy a kezdeti permeabilitás értéke a különböző hőmérsékleti intervallumokban eltérő. A $\mu_i - T$ görbe ferriteknél általában nem növekszik monoton a Curie-hőmérsékletig (T_c), hanem egy második lokális maximumot is mutat. A két maximum közötti tartományban — helyzetüktől függően — érhető el a legkisebb hőmérsékletfüggés.

A permeabilitás második maximumának (SPM) a helyzete a Fe_2O_3 mennyiségétől, pontosabban a

FODOR LÁSZLÓ

1981-ben szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen. 1981–83 között a Villamosmérnöki Kar nappali szakmérnök képzésén vett részt, és diplomamunkáját a mangán-cink ferritek téma-

körében írta. Elektronikai technológia szakmérnöki oklevelet 1983-ban szerzett. Jelenleg a váci Híradástechnikai Anyagok Gyára dolgozója, és kutatási témája a ferritek mágneses tulajdonságainak javítását szolgáló adalékanyagok.

vas-oxid feleslegből a szinterelés során keletkezett Fe^{2+} -ionok koncentrációjától függ. Ennek növekedése azt eredményezi, hogy a T_{SPM} alacsonyabb hőmérsékletek felé tolódik el, és ezzel a számunkra fontos hőmérséklet-tartományban (20...55 °C) módosul a $\mu_i - T$ görbe alakja is. Az Fe_2O_3 tartalom változtatásával tehát így befolyásolhatjuk a kezdeti permeabilitás hőfokfüggését bizonyos határok között. Túl nagy Fe^{2+} ionkoncentráció esetén azonban számunkra kedvezőtlen negatív hőfokfüggés is kialakulhat. Ez annak a következménye, hogy az Fe_2O_3 tartalom növekedésével a Curie-hőmérséklet is növekszik, és a két maximum távolodásával a $\mu_i - T$ görbe „behajlik”, nagy negatív meredekségű szakasz keletkezik rajta.

Az időbeli stabilitás a dezakkomodációs tényezővel (D), ill. ennek fajlagos értékével (D/μ_i) jellemezhető, és nagyrészt annak a jelenségnek a következménye, hogy a Fe^{2+} ionok egy része idővel háromvegyértékűvé alakul át. A kis dezakkomodációs tényező elérése szempontjából tehát a vas-oxid-tartalom csökkentése a kívánatos. Látható tehát, hogy a kétféle stabilitási tulajdonság vonatkozásában a Fe^{2+} ionok hatása ellentmondásos. Ugyanakkor több szerző [2], [3] is beszámolt arról, hogy ha a vas-oxid felesleg bizonyos mennyiségét titán-dioxiddal helyettesítjük, akkor kedvezően változik a magok permeabilitásának hőfokfüggése és időbeli stabilitása is egyidejűleg.

Kísérleteink során az 53,0 mol% Fe_2O_3 , 28,0 mol% MnO és 19,0 mol% ZnO tartalmú ferritanyagból indultunk ki. Mintasorozatokat állítottunk elő, melyekben a TiO_2 mennyisége 0...2,5 mol% között változott, az Fe_2O_3 pedig ennek arányában csökkent. A titán-dioxidot a porkeverékhez kevertük és vele együtt homogenizáltuk. Az előszinterelést levegő atmoszférában, 1000 °C-on végeztük. Ezt követően a mintákat 1270 °C-on 12 tf.% O_2 tartalom mellett 4 órán át végszintereltük, majd 0,01 tf.% O_2 tartalmú nitrogén védőgázban kb. 200 K/h sebességgel hűtöttük szobahőmérsékletre.

A főbb mágneses jellemzőkre vonatkozó mérési

Beérkezett: 1984. IV. 5. (H)

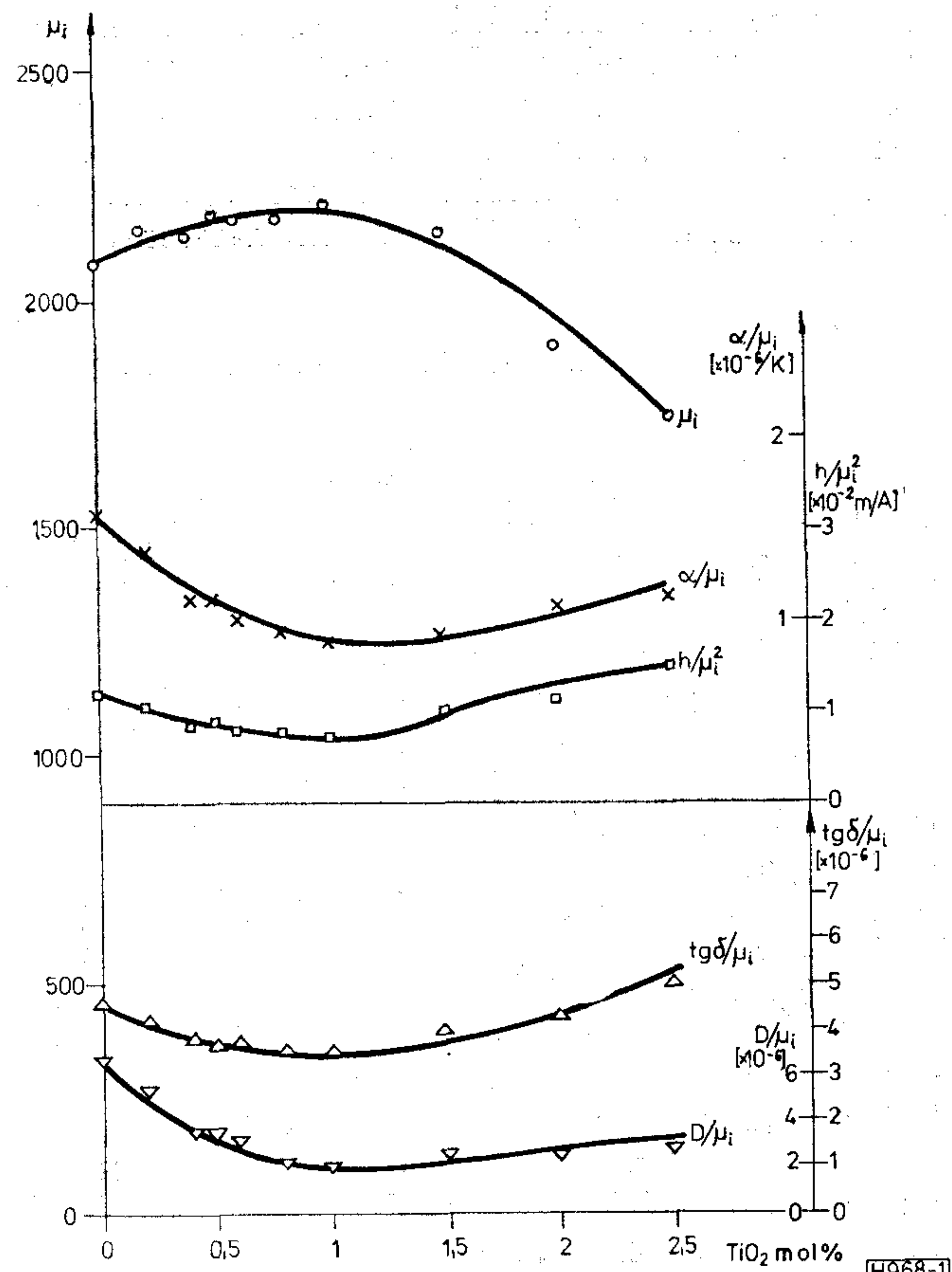
eredményeket az 1. ábrán követhetjük nyomon. A görbék szemléletesen mutatják, hogy a TiO_2 adalékolás elsősorban a stabilitási tulajdonságokat befolyásolja.

Valamennyi tulajdonságot figyelembe véve az 1 mol%-os minta jellemzői a legjobbak. Az ábrákon a hiszterézis veszteség (h/μ_i^2) és a fajlagos veszteségi szög tangensének ($\text{tg } \delta/\mu_i$) jelölése a konvencionális szokásoknak felel meg.

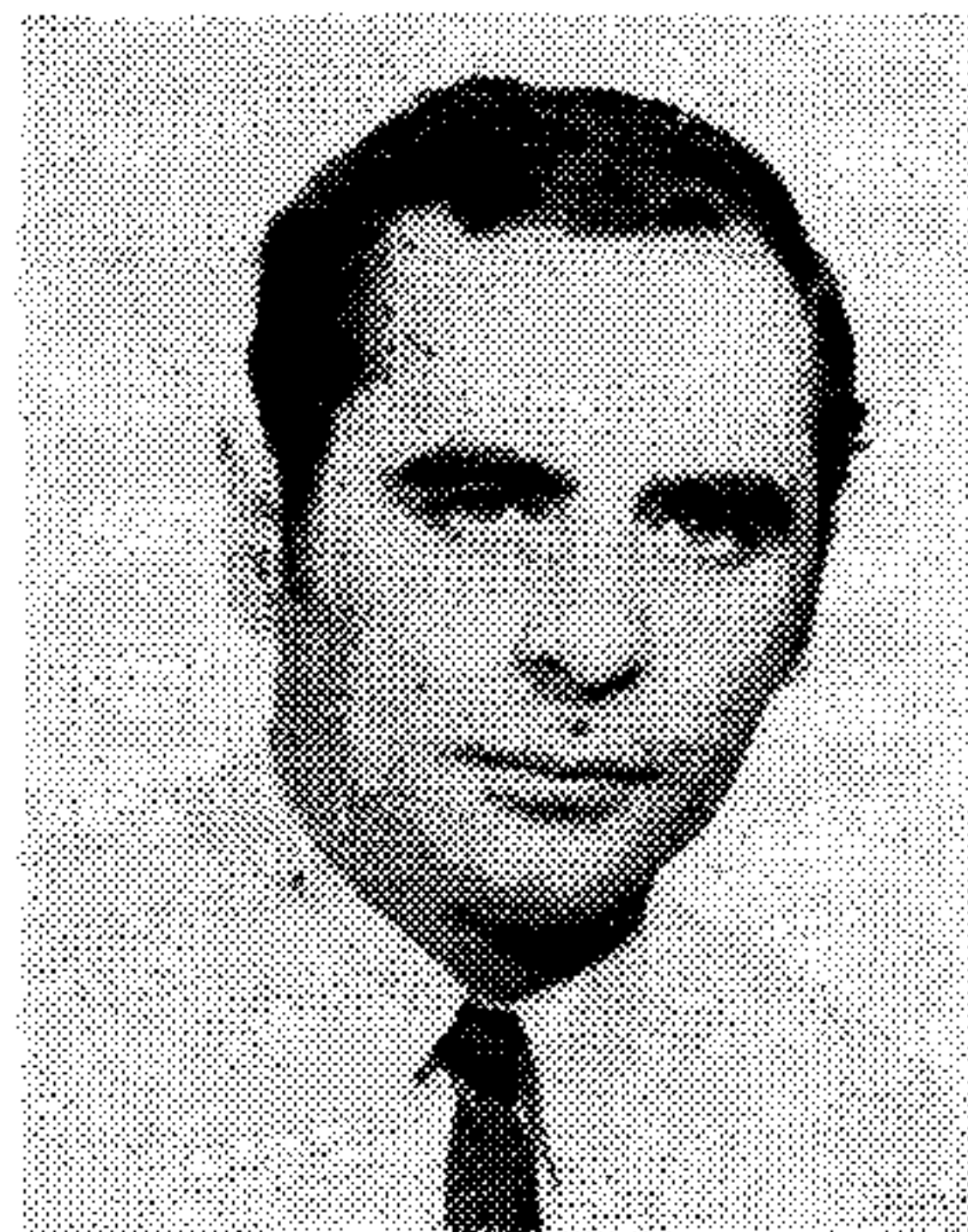
Az első mágnesezési görbék vizsgálata jól mutatja, hogy a titánadalék hatására monoton csökken a magok telítési indukciója (B_s). A szűzgörbék kezdeti érintőinek meredeksége pedig 1 mol% feletti adalékkoncentráció után csökken. A koercitív erő (H_c), és a remanens indukció (B_R) változását a teljes hiszterézis görbék alapján követjük nyomon. Mindkét jellemző kezdetben csökken, majd egy bizonyos adalékkoncentráció elérése után növekszik.

A koercitív erő 1 mol%-ánál, a remanens indukció 0,5 mol%-nál mutat minimumot. Az összefoglaló eredmények a 2. ábrán láthatók. A koercitív erő és a veszteségek között fennálló kapcsolatot jól érzékelteti a görbék hasonló jellege, és hogy mindkettő minimuma 1 mol%-ra esik.

A fajlagos ellenállás is szoros összefüggésben áll a veszteségekkel — az örvényáramú veszteség első közelítésben fordítottan arányos a fajlagos ellenállással — a 3. ábrán látható, hogy kb. 1,5 mol%-ig a TiO_2 adalékolás hatására meredeken növekszik a minták fajlagos ellenállása, és az adalékolatlanéhoz képest egy nagyságrenddel megnő. 1,5 mol% felett a növekedés lelassul.



1. ábra



HIDASÍ BÉLA

Villamosmérnöki oklevélét a Budapesti Műszaki Egyetemen 1962-ben szerezte. Ezt követően 1965-ig a Villamos Automatika Intézetben volt tervező, 1965 óta a BME-n dolgozik oktatóként. Jelenleg a Mechanikai Technológia és Anyagszerkezet-tani Intézet adjunktusa.



Tématerülete: vezetési és mágneses tulajdonságok, anyagok kutatása.

VÉCSEY BÉLA

Kohómérnöki oklevélét a miskolci Nehézipari Műszaki Egyetemen szerezte 1957-ben. 1959 óta a váci Híradástechnikai Anyagok Gyára dolgozója. Jelenleg Mn-Zn ferritek fejlesztésével foglalkozik.

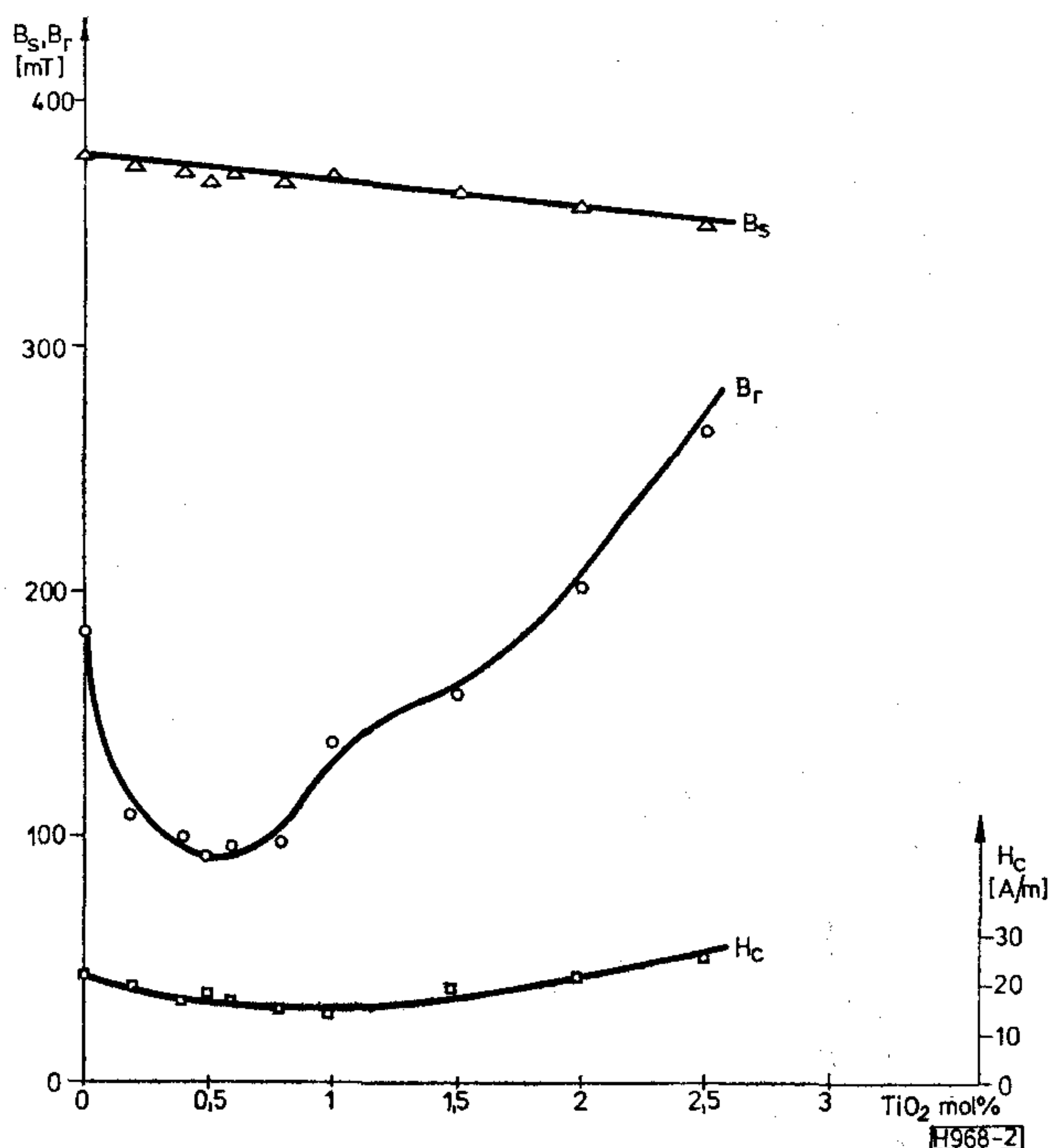
A kezdeti permeabilitás hőmérsékletfüggését vizsgálva azt tapasztaltuk, hogy a TiO_2 adalék hatására — a Fe^{2+} hatásához hasonlóan — megváltozik a μ_i-T görbe alakja. Az adalékkoncentráció növelésével a T_c kis mértékű és a T_{SPM} jelentős eltolódását tapasztaltuk az alacsonyabb hőmérsékletek felé. A mérési eredményeket a 4. ábra mutatja. Tehát eszerint mód nyílik a hőmérsékletfüggés beállítására az üzemi hőmérsékletek tartományában.

Nemcsak a permeabilitás, hanem a veszteségek hőfokfüggése is erősen befolyásolja a ferritmagok alkalmazhatóságát. Az 5. ábrán látható, hogy a fajlagos hiszterézis veszteségi tényező (h/μ_i^2) minimummal rendelkezik, melynek helyzete szintén a TiO_2 koncentráció függvénye. A szekunder permeabilitás maximumának eltolódásához hasonlóan itt a minimumhely tolódik el az adalék mennyiségének növelésével az alacsonyabb hőmérsékletek irányába.

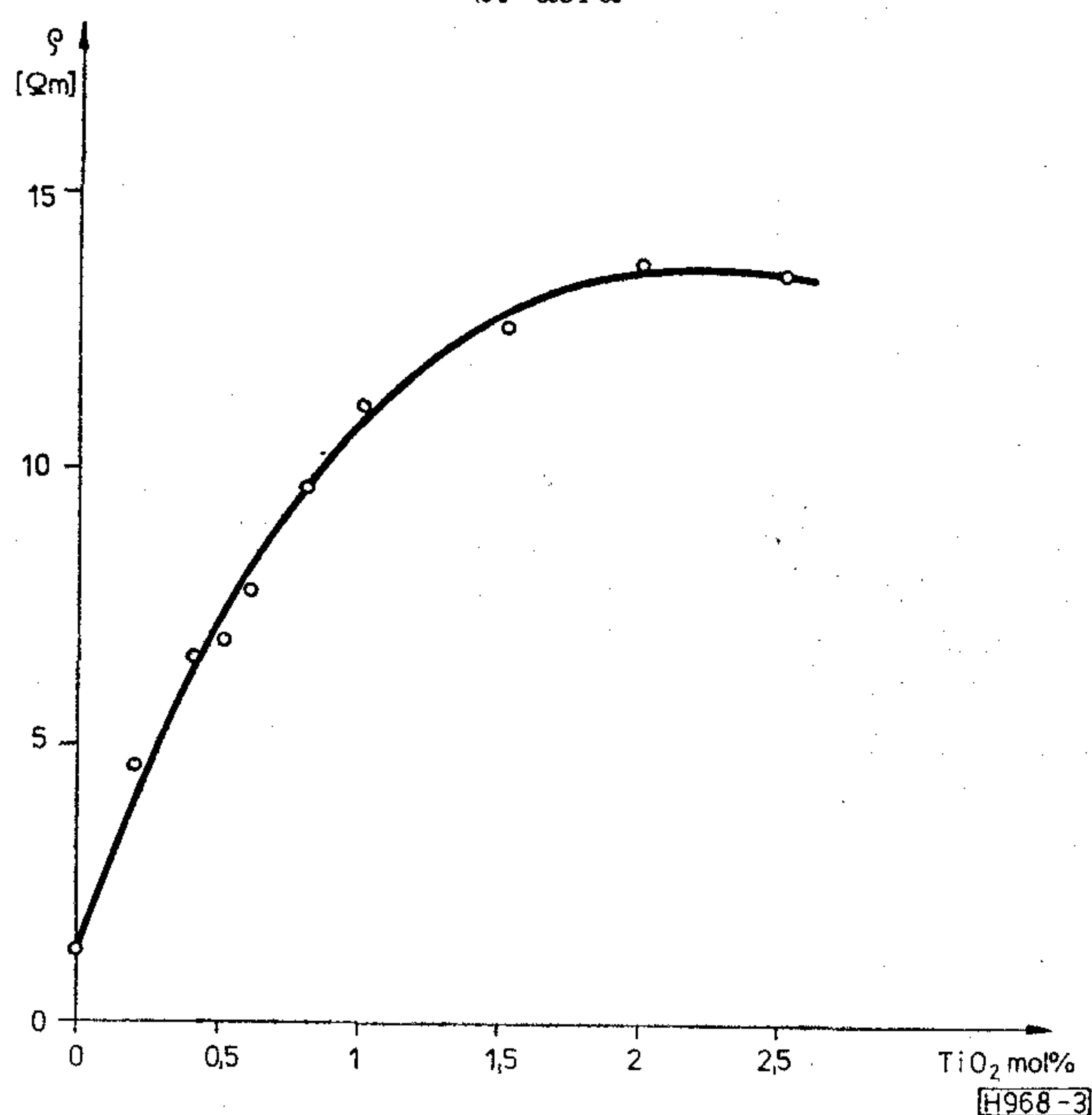
A hőmérsékleti és időbeli stabilitás kapcsolatának vizsgálatát az teszi indokolttá, hogy a dezakkomodációs jelenségeket is termikusan aktivált folyamatok befolyásolják. A fajlagos dezakkomodációs tényező hőmérsékleti spektrumán 6. ábrán megfigyelhető, hogy a görbék maximuma az adalék hatására az alacsonyabb hőmérséklettartományokba tolódik el.

A TiO_2 adalékolás méréseink szerint nem változtatja meg lényegesen a főbb tulajdonságok frekvenciafüggését. Ennek demonstrálására a 7. ábrán a permeabilitás valós (μ_L) és képzetes (μ_R) részének, a 8. ábrán a $\text{tg } \delta/\mu_i$, a 9. ábrán pedig a h/μ_i^2 frekvenciafüggését ábrázoltuk.

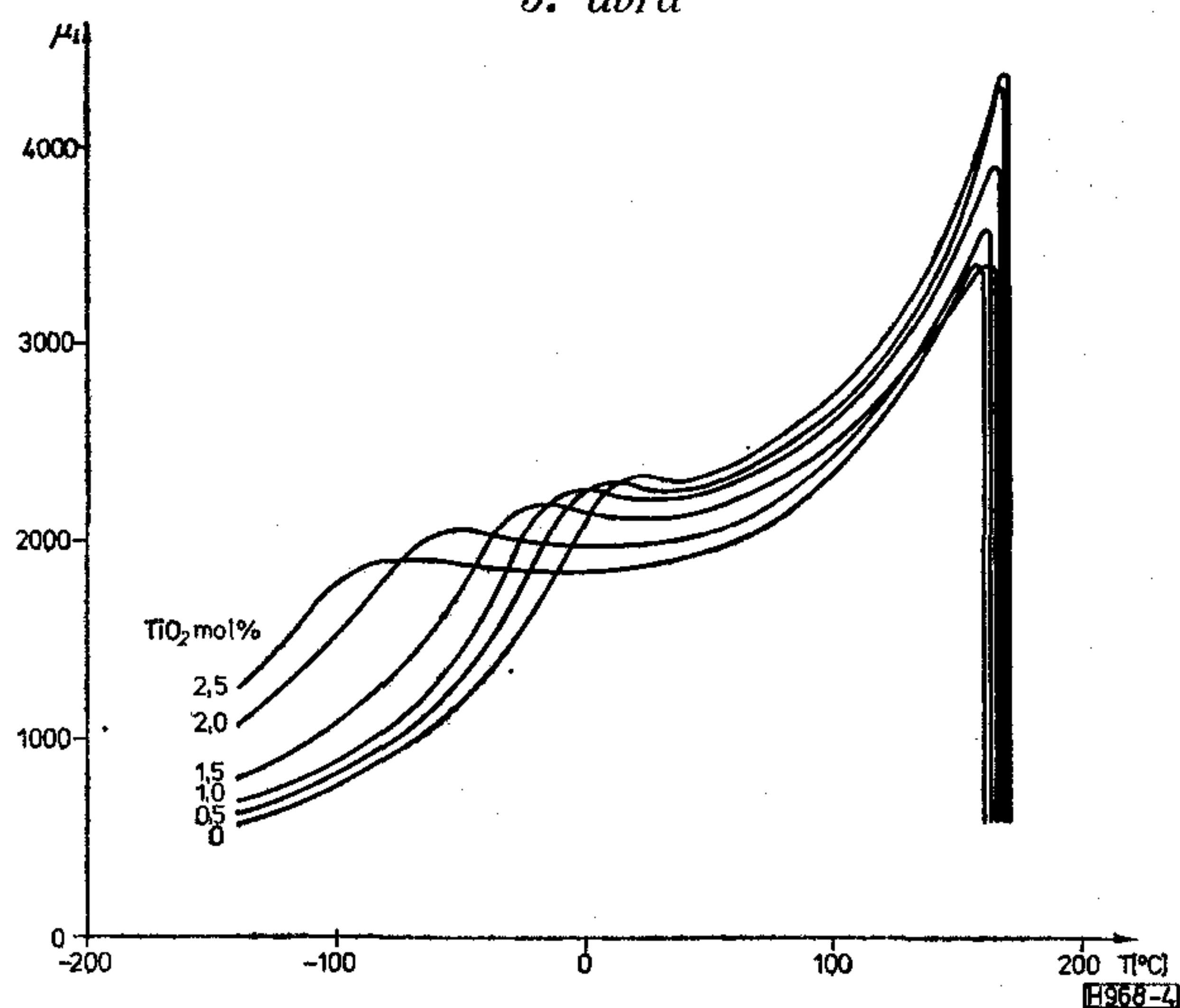
A titán-dioxid adalék hatását a következőkben lehet összegezni. A Fe_2O_3 egy részének TiO_2 -vel történő helyettesítése kedvezően befolyásolja a ferritmagok stabilitási tulajdonságait. Az üzemi hőmérséklettartományban megfelelően kis hőmérsékleti tényező érhető el ($\alpha/\mu_i = 0,7 \times 10^{-6}/\text{K}$), és a dezakkomodáció értékét is jelentősen csökkenthetjük ($D/\mu_i = 2 \times 10^{-6}$).



2. ábra



3. ábra



4. ábra

Az adalékolás ugyanakkor nem befolyásolja károsan a permeabilitást és a veszteségi jellemzőket, csak egy bizonyos adalékkoncentráció túllépése után.

Az eredményekből látható, hogy a legjobb mágneses tulajdonságokat 1 mol% TiO_2 adalékolásával érhetjük el, azaz az

52,0 mol% Fe_2O_3 ,
28,0 mol% MnO ,
19,0 mol% ZnO ,
1,0 mol% TiO_2

összetételű minta esetében. Ennek a mintának a legjobbak a stabilitási tulajdonságai, veszteségei valamivel alacsonyabbak, mint az adalékolatlan mintáé, és permeabilitása is nagyobb az utóbbinál.

Megállapítható, hogy a TiO_2 adalék segítségével a kezdeti permeabilitás hőfokfüggését viszonylag széles hőmérséklet-intervallumban közel állandó értékűvé tehetjük, és megfelelő nagyságúra állíthatjuk be. Az α/μ_i -nek általában pozitívnak kell lennie, de egyes speciális alkalmazások céljára a kis negatív hőmérsékleti tényező, vagy éppen a 0 hőfokfüggés megvalósítására is lehetőséget ad a TiO_2 adalékolás. A permeabilitás másodlagos maximumával összhangban tolódik el a veszteségek minimumhelye is, amint célszerűen az üzemi hőmérsékletre szokás beállítani. A TiO_2 adalék hatására a veszteségek némileg csökkennek (1 mol%-ig), amit a fajlagos ellenállás növelésével magyarázhatunk. Ugyanakkor a veszteségi jellemzők stabilizálódása is megfigyelhető, amit a veszteségi görbék minimumhelyének az eltolódása eredményez. E minimumhely eltolódásával lehetőség van olyan ferritek előállítására is, melyek alacsonyabb üzemi hőmérsékleteken működnek (pl. különböző klimatikus igények esetén). A mágneses mérési eredményeink jó egyezést mutatnak Hanke és Röss [2] közléseivel, akik a stabilitási tulajdonságok hasonló javulását tapasztalták a TiO_2 adalék hatására.

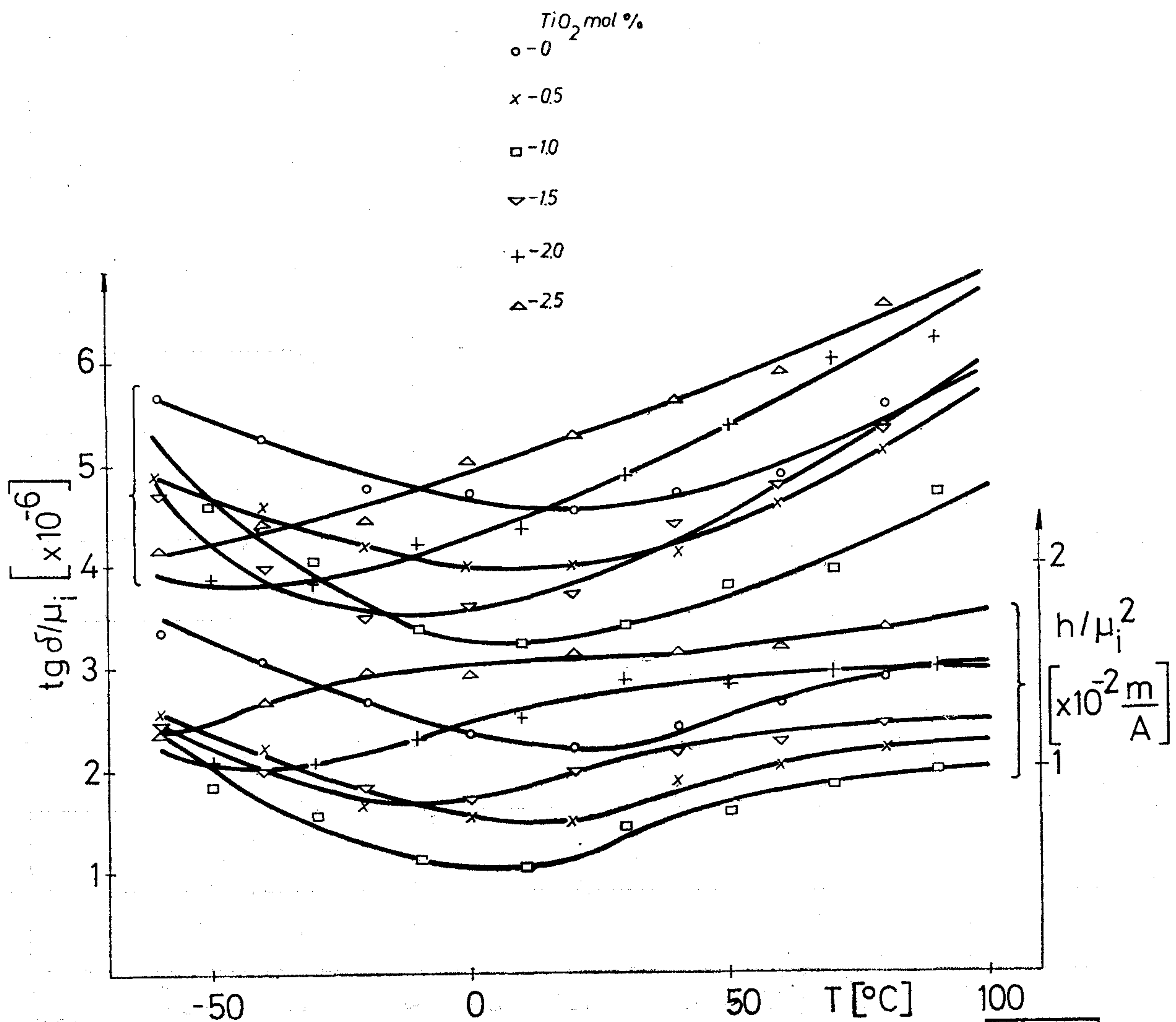
A veszteségek csökkentése tantál adalékolással

A ferritmagok eredő vesztesége több hatás eredőjeként alakul ki. Ezek közül mérés technikailag is jól elkülöníthető a hiszterézis veszteség, a többi veszteség hatását pedig összevontan a $\text{tg } \delta/\mu_i$ -vel jellemezzük.

További kísérletsorozatunkban azt vizsgáltuk, hogy lehetséges-e Ta_2O_5 adalék alkalmazásával a veszteségek csökkentése az üzemi hőmérsékleteken anélkül, hogy ez a többi tulajdonság romlását vonná maga után. Kiindulásnak a TiO_2 adalékolási kísérletek legjobb tulajdonságokat adó mintáját vettük, és ehhez adalékolunk 0...1 súly% mennyiségben Ta_2O_5 -ot, amit az előszinterelt porhoz kevertünk.

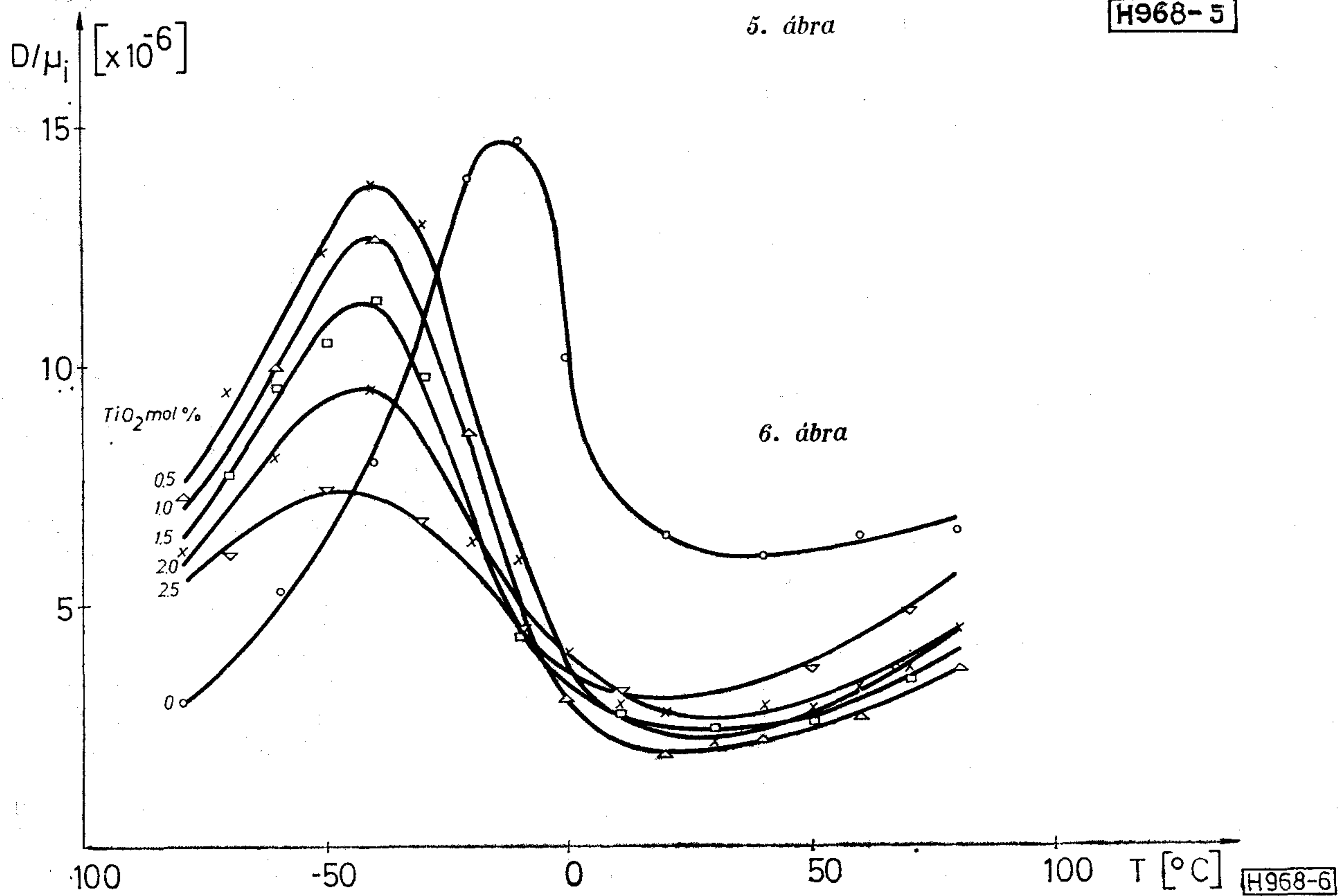
A mágneses paraméterek mért értékeit a 10. ábra mutatja. A permeabilitás és a stabilitási tulajdonságok kb. 0,15 súly% adalékkoncentrációig gyakorlatilag nem változnak, viszont a fajlagos veszteségi szög és a hiszterézis veszteség erősen csökken kb. 0,05 súly% adalékkoncentrációig. Minimumot ér el, 0,08 súly%-nál, majd növekedést mutat.

A teljes hiszterézis görbék alapján a telítési indukció, remanencia és a koercitív erő változásait



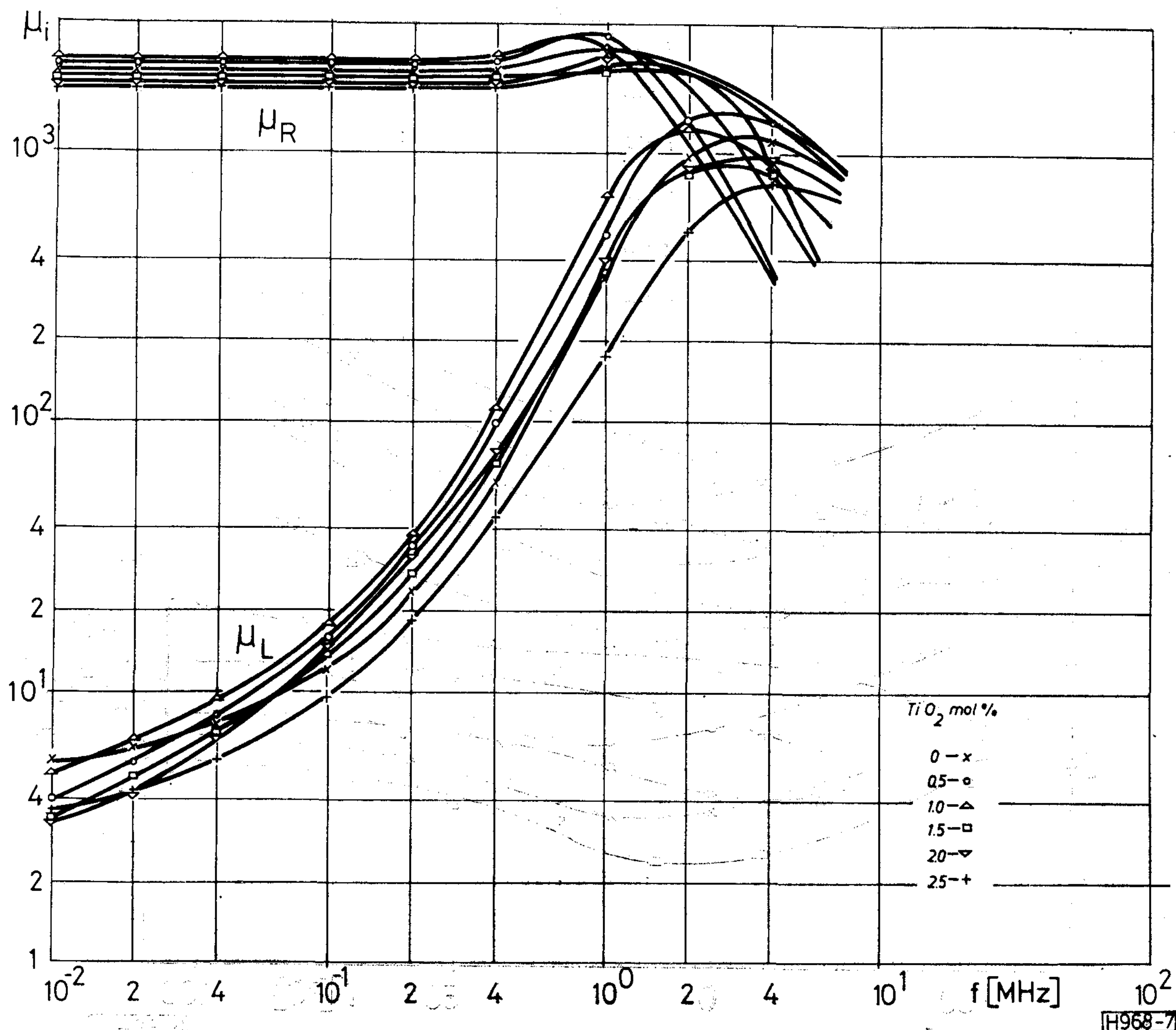
5. ábra

H968-5



6. ábra

H968-6



7. ábra

mutatja a 11. ábra. A telítési indukció az adalékkoncentrációval nő, majd csökken, a koercitív erő minimuma pedig jó egyezést mutat a veszteségek minimum helyeivel. A fajlagos ellenállásmérés szerint — a 12. ábrán — a Ta_2O_5 adalék a 0...1 súly% mennyiségben a fajlagos ellenállás monoton növekedését eredményezi, ami a veszteségek csökkentését is magyarázza.

Tehát, tantál-pentoxid megfelelő mennyiségű adalékolásával a titántartalmú ferritmagok veszteségei tovább javíthatók, és $\text{tg } \delta/\mu_i = 2,2 \times 10^{-6}$, ill. $h/\mu_i^2 = 0,46 \times 10^{-2} \text{ m/A}$ paraméterű magok is előállíthatók. Mivel a veszteségek csökkenése nagyrészt a 0,05 súly% Ta_2O_5 alatti tartományban megy végbe, és itt a stabilitási tulajdonságok romlása még alig észlelhető, így nem érdemes — gazdasági megfontolások alapján sem — ezen adalékkoncentráció fölé menni.

Az adalékok hatásmechanizmusára vonatkozó vizsgálatok

A mintagyártás homogenitásának ellenőrzésére alkalmazott optikai (OM) és pásztázó elektronmikroszkópos (SEM) vizsgálatokból megállapítható volt, hogy a szinterelési technológia megfelelő. A szemcsemeret és buborékeloszlás a jó ferritmintákra jellemző

képet mutatta. A titántartalom emelése egyértelműen az átlagos szemcsemeret növekedéséhez vezet. (Lásd I. táblázat.)

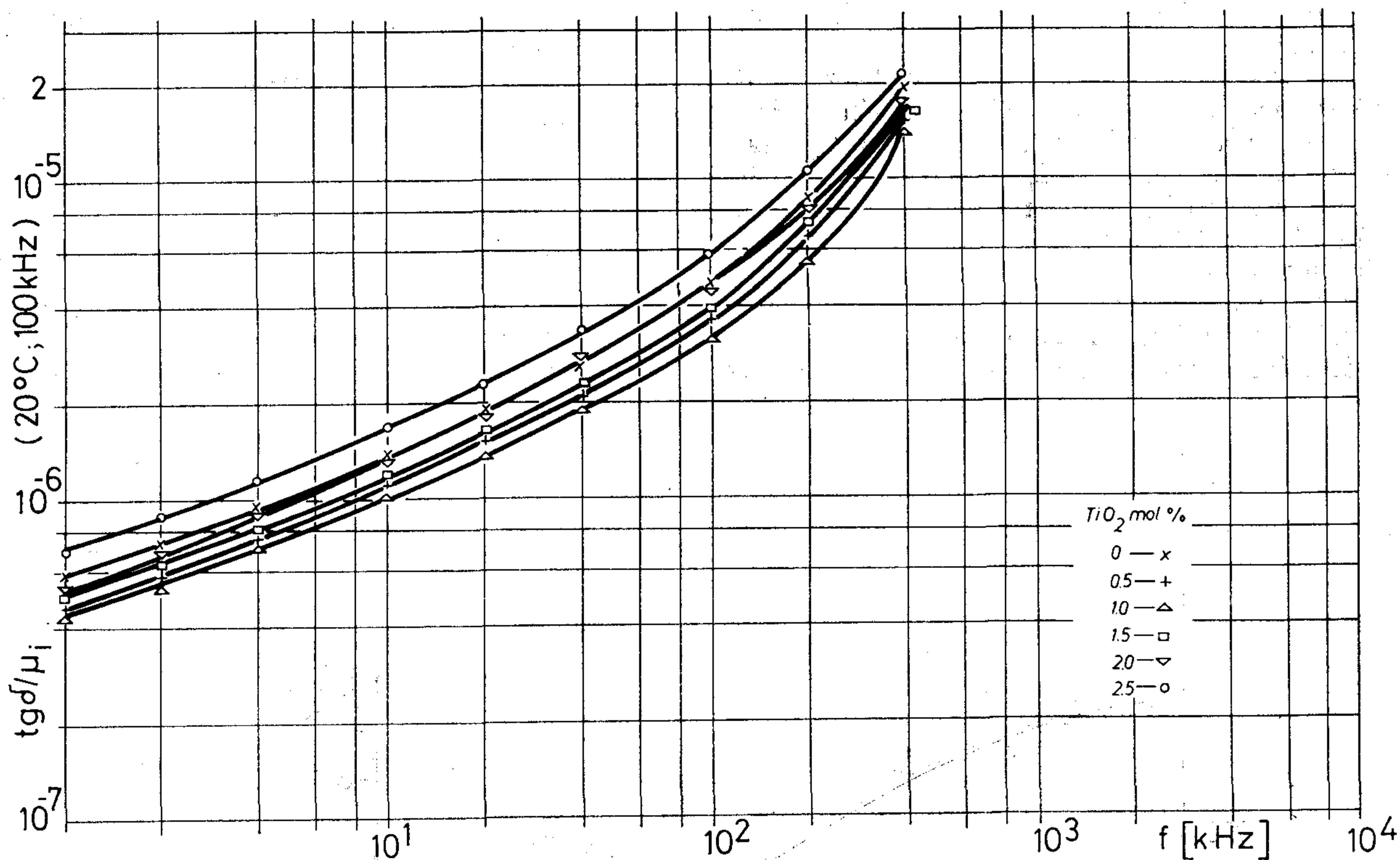
A röntgen (XRD) és neutrondiffrakciós (NRD) mérések alapján új fázisok megjelenése nem figyelhető meg. Titánadalékolás hatására a rácsállandó monoton növekszik (lásd II. táblázat).

Ez összhangban van az ionméretek viszonya okozta változással, ha a spinell rácsban az oktaéderez helyeken a Fe^{3+} (0,064 nm) ionokat Ti^{4+} ionokkal (0,068 nm) helyettesítjük.

Yan és Johnson szerint [4] is a titán meggyorsítja a szemcsenövekedést fokozva a leglassúbb ionok diffúziós sebességét úgy, hogy a kérdéses alrácson megnöveli a vakanciakonzentrációt. A vizsgált koncentráció-intervallumban homogén, egyfázisú szerkezet alakul ki.

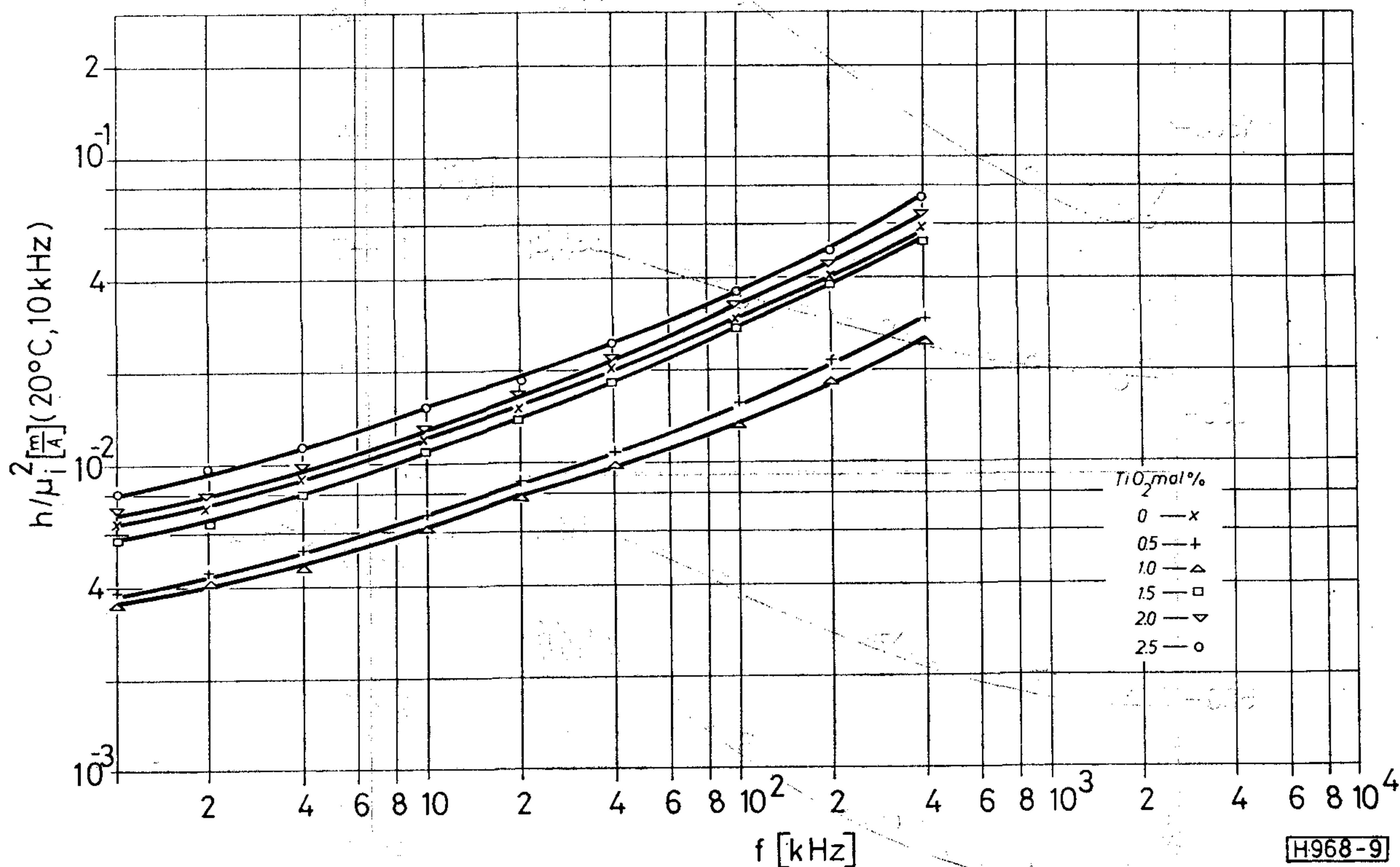
A tantáladalékolás hatására bekövetkező rácsállandóváltozást nem tudtunk kimutatni.

A mágneses mérések megerősítik a Ti^{4+} ionok oktaéderez beilleszkedésének feltételezését. Elképzelhető a 2Fe^{3+} ionok helyettesítése $\text{Ti}^{4+} + \text{Fe}^{2+}$ formában [5]. A Fe^{2+} ionok beépülésére a szekunder permeabilitás maximum (T_{SPM}) helyzetének változásából is lehet következtetni. Mint láttuk a T_{SPM} a TiO_2 koncentráció növekedésével az alacsonyabb



H968-8

8. ábra



H968-9

9. ábra

hőmérsékletek felé tolódik. Az előzőekben láttuk, hogy a Mn-Zn ferritek anizotrópia-állandója negatív, és hogy a Fe^{2+} ionoknak a sztöchiometrikus összetételt meghaladó mennyiségben történő bevitele pozitív anizotrópia járulékot ad, tehát csökkenti az eredő

anizotrópiát. Mivel a két mágneses alrács mágnesessétségének és anizotrópiájának hőmérsékletfüggése különböző, az e tényből adódó SPM alacsonyabb hőmérsékletek felé tolódása a Fe^{2+} ionok generálódását jelenti az oktaéderes helyeken. Csak ilyen

elhelyezkedés esetén képesek pozitív anizotrópia-járulékot adni.

A Ti^{4+} ionok beépülési helyére vonatkozó NDR vizsgálat nem hozott értékelhető eredményt. Egyrészt azért, mert az adalék mennyisége a kimutathatóság határán volt. Másrészt pedig elképzelhető, hogy nukleáris és mágneses szerkezeti tényezők együttes változása mellett kiegyenlítődik a hatásuk, a szóráskép alig változik.

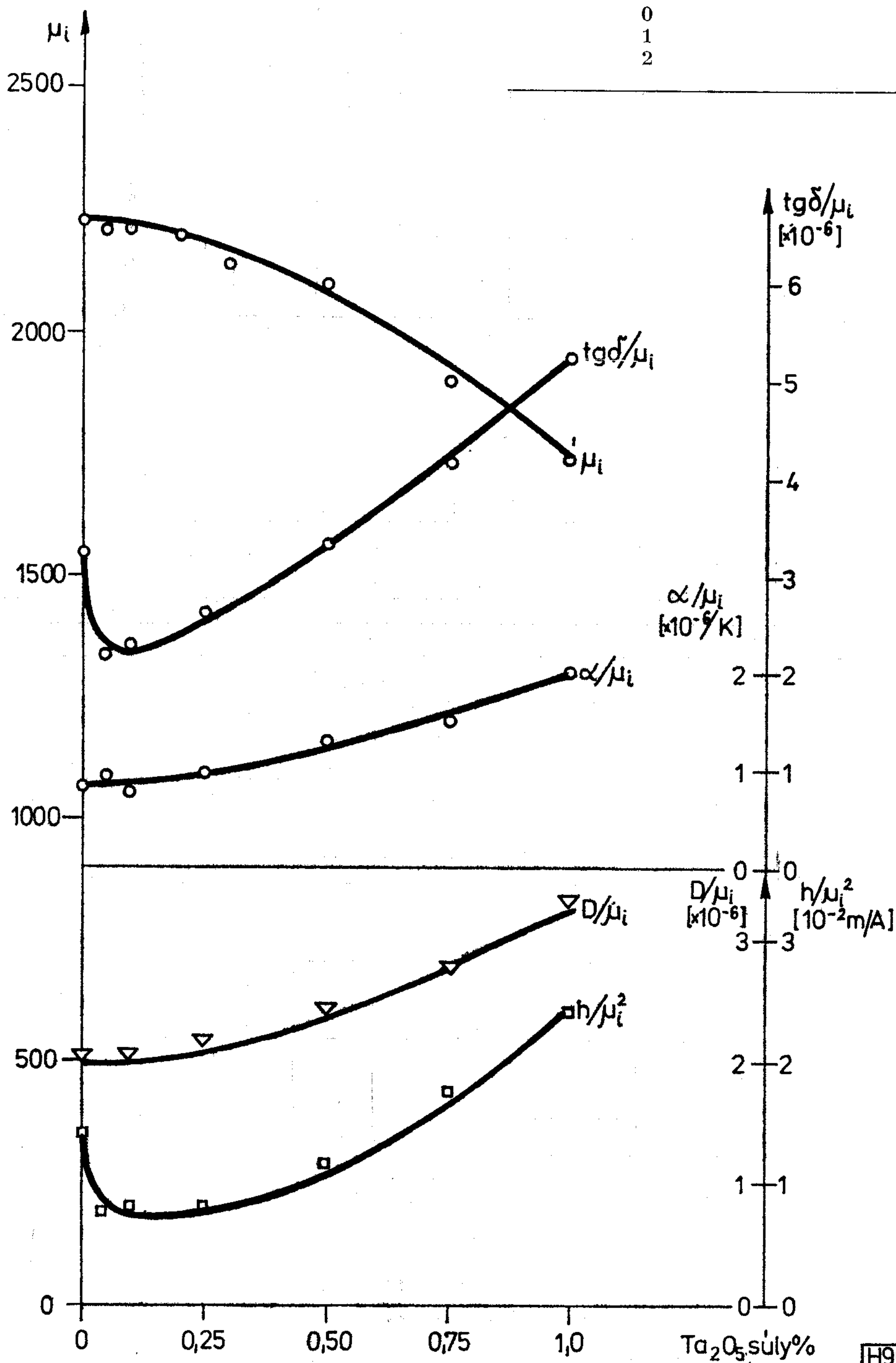
A Fe^{2+} ionok közvetlen bevitele vagy Ti^{4+} ionokkal történő generálása az eredő anizotrópiában azonos változást okoz, de a stabilitási tulajdonságok

I. táblázat

TiO_2 (mol%)	Átlagos szemcseméret (μm)
0	5
1	11
2,5	43

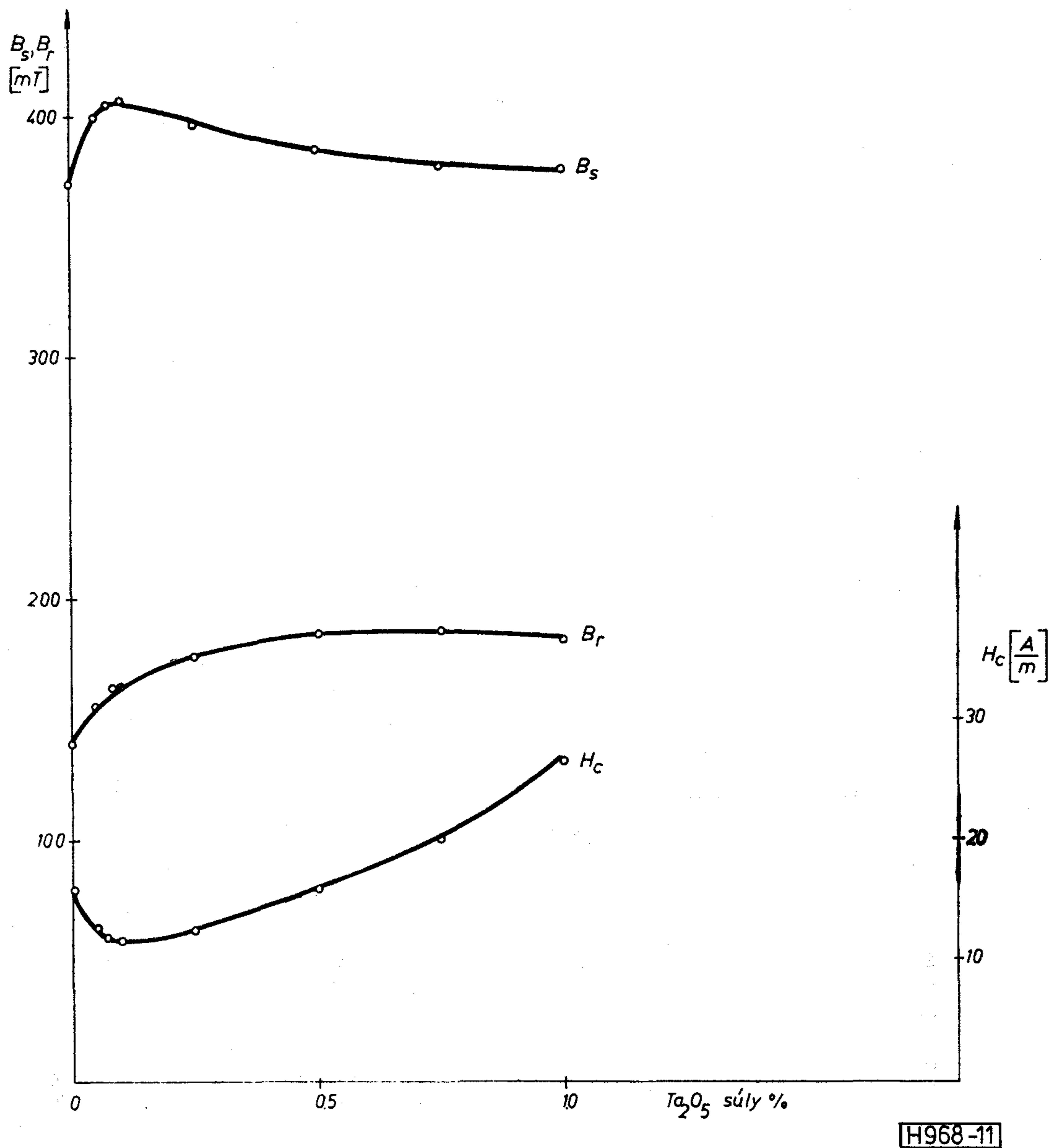
II. táblázat

TiO_2 (mol%)	Rácsállandó (nm)
0	0,8486
1	0,8492
2	0,8498



[H968-10]

10. ábra



11. ábra

méréseink szerint a második esetben kedvezőbben alakulnak.

Hanke [3] hasonló eredményeit azzal indokolja, hogy a kétvegyértékű vasionok egy része hajlamos arra, hogy háromvegyértékűvé válják és emellett vakanciatöbblet jön létre. Kísérleteinkből kitűnik, hogy a Ti tartalmú mintákban az oxigéntartalom kisebb mértékben tért el a sztöchiometriai aránytól mint a névlegesen ugyanannyi Fe^{2+} iont tartalmazó anyagban, ami végül is a dezakkomodáció javulását okozza.

Mikroszondás (EMP) méréseink a Ti egyenletes eloszlását, a Ta-nak pedig a szemcsehatárok menti kiválását mutatják. Jellegzetes eredmények találhatók a III. táblázatban.

Tehát, Ta csak a szemcsehatárokon fordul elő, de ritkán — a felületi eloszlás vizsgálatakor — szemcsejellegű kiválások formájában is megfigyelhető volt.

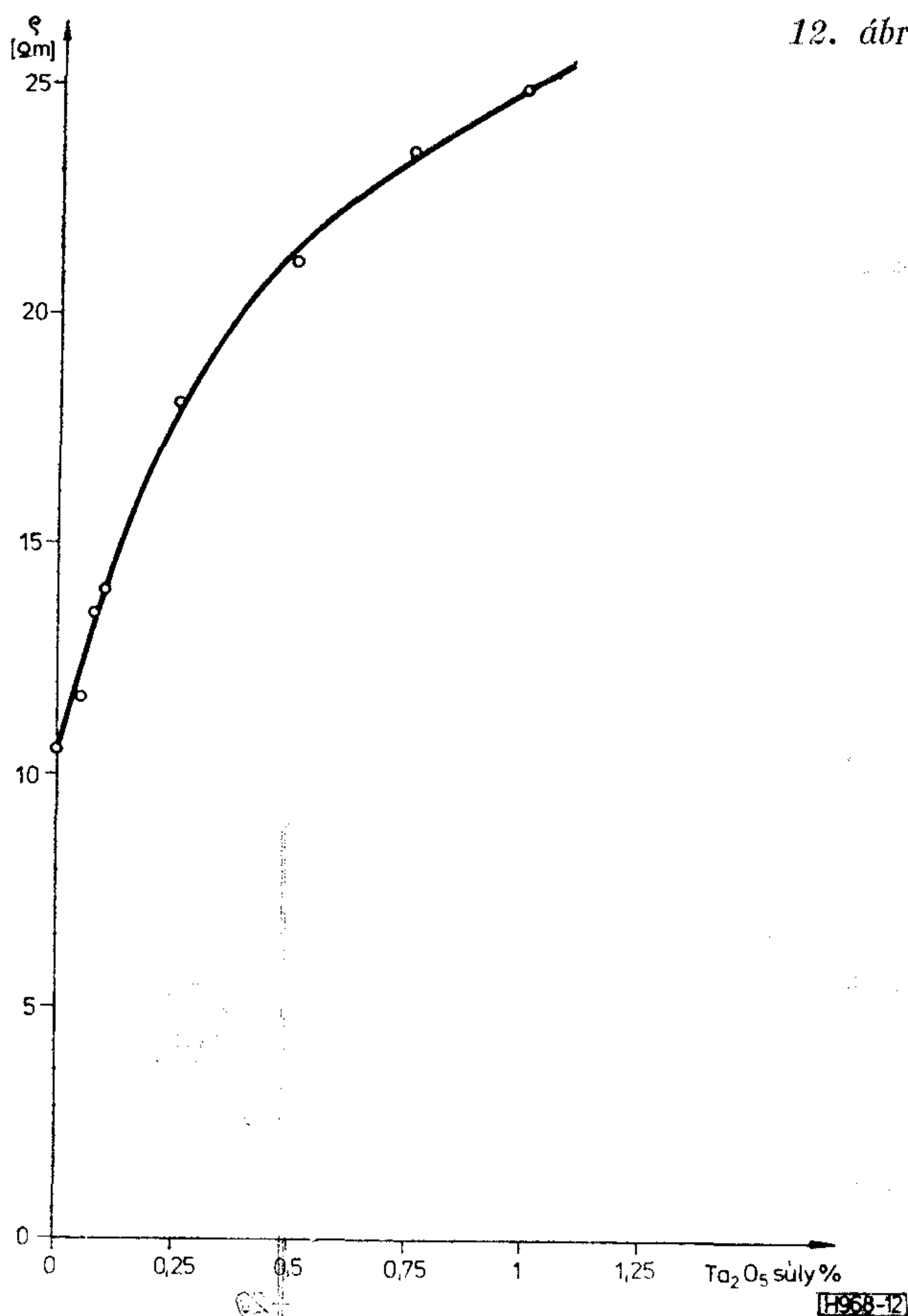
Alacsony veszteségű ferritek előállításánál szokásos

III. táblázat

Mérés helye	Összetétel (at%)						
	Fe	Mn	Zn	Ta	Ti	Ca	Si
Szemcsehatár	69,51	20,14	5,61	3,26	0,83	0,21	0,19
Szemcse belseje	71,23	21,54	6,24	0	0,94	0	0

az olyan szerkezetkialakítás, melyben a szemcsehatárokon második fázis válik ki. Ha ez a réteg szigetelő, akkor csökkenti az örvényáram-pályák geometriai méretét. Egy lehetséges megoldás például az lehet, hogy az alapanyagban eleve meglevő — a rácsban nem oldódó — szennyező ionokat (Ca, Si, K stb.) úgy egészítik ki, hogy üvegszerű vékony hárttyát hozzanak létre a szemcsehatárokon [6].

Problémát jelent azonban az, hogy mind a Ca,



12. ábra

síthető egy nagy fajlagos villamos ellenállású $Ta_{4,5}Si$ és Ta_2Si -t tartalmazó szilikát réteg létrejötté.

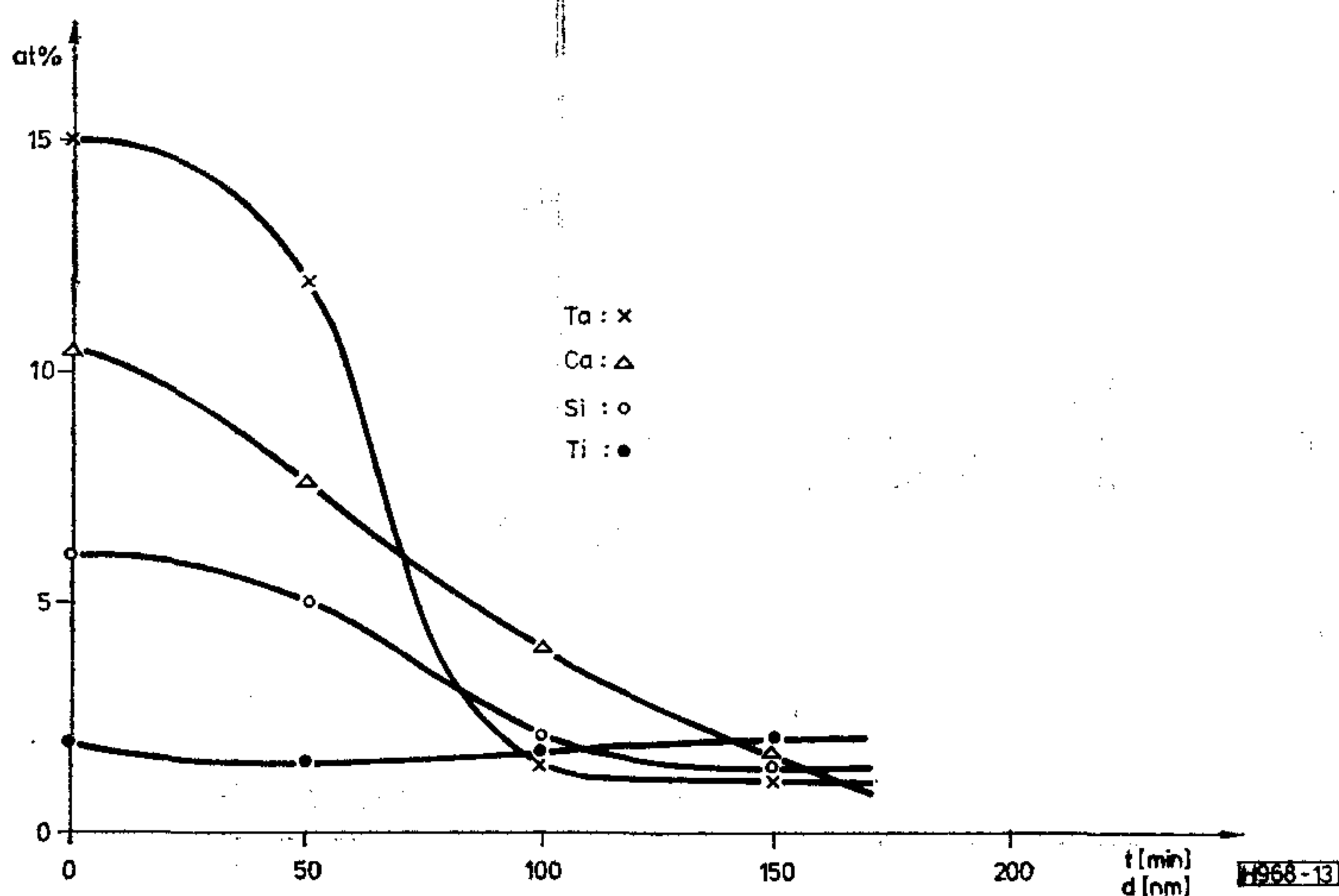
További Ta adalékolás hatására pl. 1 súly% Ta_2O_5 esetében ez a rétegvastagság 200–300 nm-re nőtt fel. Emiatt a rendszerre jellemző egyensúlyi doménfalvastagságot (ami becsléseink szerint kb. 280–300 nm) megközelítő méretű második fázis a doménfalmozgást gátló, így a permeabilitást csökkentő tulajdonsága egyre dominálőbb.

Az általunk alkalmazott kétféle adalék hatása — megítélésünk szerint — összegeződik. Tekintve, hogy a Ti beépül a rácsba a Ta pedig második fázisként a szemcsehatárokon válik ki, egymás hatását alig befolyásolva alkalmazásukkal egyidejűleg több mágneses jellemző javítására nyílik mód.

Összefoglalás

Az 53 mol% Fe_2O_3 , 28 mol% MnO és 19 mol% ZnO tartalmú ferritanyagon végzett adalékolási kísérleteink eredményeit a következőkben foglalhatjuk össze:

- A TiO_2 adalékolásával jelentős mértékben javíthatók a ferritmagok stabilitási tulajdonságai. Kis pozitív hőfokfüggés ($0,5 \times 10^{-6}/K$) és alacsony dezakkomodációs tényező (2×10^{-6}) érhető el.
- A Ti^{4+} ionok egy kritikus koncentrációig (1 mol%) növelik a fajlagos ellenállást, és ez a veszteségek csökkenését eredményezi.
- A Ti^{4+} ionok a spinellrács oktaéderes helyeire beépülve rácsállandó növekedést okoznak. Az eredő anizotrópiához pozitív járulékot adva megváltoztatják a μ_i-T görbe alakját, és a hőfokfüggést.
- A Ta_2O_5 adalék alkalmazásával a tulajdonságok tovább javíthatók, mivel a tantál a szemcsék felületén dúsul fel és a szilíciummal szigetelő réteget hoz létre. Ez a fajlagos ellenállás növekedéséhez, a veszteségek további csökkenéséhez vezet.
- A két adalék együttes (komplex) alkalmazása lehetséges, mivel az adalékok hatásukat egymástól függetlenül fejtik ki, így kis veszteségű jó stabilitású magok állíthatók elő.



13. ábra

mind a Si ha csekély mértékben is, de beépül a rácsba. Így a Ca^{2+} nagy (0,099 nm), a Si^{4+} ionok pedig túl kicsi (0,042 nm) ion sugarának következtében pedig rácsstorzulás, ill. anizotrópia indukálódik.

A Ta választás ebből a szempontból is jónak mondható, mivel a Ta^{4+} ionsugara (0,068 nm) gyakorlatilag megegyezik a Ti^{4+} ionméretével. Esetleges oldódása esetén sem ad lényeges anizotrópia járulékot, nem csökkenti a permeabilitást. A 0,05 súly% Ta_2O_5 tartalmú minták szemcsehatárainak koncentráció profilját a 13. ábra mutatja. A mérések Auger elektronspektroszkópiával (AES) készültek.

Látható, hogy a Ta nagy része egy 60 nm-es sávban helyezkedik el. A felvételek alapján valószínű-

I R O D A L O M

- [1] Fodor L.—Hidasi B.—Vécsey B.: Mángán-cink ferritek mágneses tulajdonságainak javítása adalékanyagok segítségével. Híradástechnika 1/83.
- [2] Röss, E.—Hanke, J.: The influence of titanium and tin in manganese-zinc ferrites. Phys. Status Solidi, 2 3. 185–187. 1970.
- [3] Hanke, J.: Einfluss von Titationen auf die magnetischen Eigenschaften in Mangan-Zink Ferriten. Ber. Deut. Ker. Ges. 49 9. 295–300. 1972.
- [4] Yan, M. F.—Johnson, D. W.: Impurity — induced Exaggerated Grain Growth in Mn-Zn ferrites. J. of The Am. Cr. Soc. 61 7–8. 342–349. 1978.
- [5] Stijntjes, T. G. W.—Klerk, J.—Broese van G. A.: Permeability and conductivity of Ti-substituted Mn-Zn ferrites Philips Res. Repts. 25 95–107. 1970.
- [6] Tardos M.: Idegen ionok hatása Mn-Zn ferritek mágneses sajátosságaira. Híradástechnika, 10. 319–327. 1967.

Gyors eljárások a diszkrét Fourier-transzformáció számítására II. rész

DR. KOCSIS FERENC

Budapesti Műszaki Egyetem

Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A címben megjelölt témával foglalkozó cikksorozatunk jelen, második része elsőként az egydimenziós DFT többdimenzióssá való átalakításának lehetőségeit vizsgálja. Ezt követi a DFT és a periodikus konvolúció kapcsolatának vizsgálata. Végül gyors eljárást adunk a konvolúció számítására.

1. Az egydimenziós DFT átalakítása többdimenziós transzformációvá

A dolgozat e folyóirat korábbi számában megjelent első részében a fokozatos részekre bontás eredményének értelmezésénél kiderült, hogy az egydimenziós DFT többdimenziós transzformációvá és egységnyi abszolút értékű komplex számokkal való szorzásokká, úgynevezett forgatásokká alakítható át. A második rész egyrészt a tisztán többdimenziós transzformációvá való átalakítás feltételeit vizsgálja, másrészt a DFT számítását ekvivalens módon olyan feladattá próbálja transzformálni, amely megoldására ismert hatékony algoritmus. Az irodalomjegyzéket az 1. rész tartalmazza, a hivatkozások számozása annak megfelelő.

1.1. Az átalakítás feltételei

Tekintsük először az $1-D$ és a $2-D$ DFT közötti kapcsolatot. Induljunk ki ismét az $N=N_1 \cdot P$ felbontásból. Mivel minden egész c -re $e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)cN} \equiv 1$, ezért a definíciós egyenletben (1. rész 1-1. összefüggés) szereplő i és k indexek felbontásánál kiindulhatunk a következő alakból ([8]):

$$\begin{aligned} i &= I_1 i_1 + I_2 i_2 \pmod{N} & (I_1 \text{ és } I_2 \text{ egész állandók}) \\ (1-1) \quad & 0 \leq i_1 \leq N_1 - 1 \\ & 0 \leq i_2 \leq P - 1 \\ k &= K_1 k_1 + K_2 k_2 \pmod{N} & (K_1 \text{ és } K_2 \text{ egész állandó}) \\ & 0 \leq k_1 \leq N_1 - 1 \\ & 0 \leq k_2 \leq P - 1 \end{aligned}$$

Természetesen sok másféle, a fentiektől eltérő felbontás is elképzelhető (akár nemlineáris is), azonban a gyakorlat szempontjából ezen lineáris kombinációk a legjelentősebbek. Az I_1 , I_2 , K_1 és K_2 állandókra az első feltétel, hogy az $i \rightarrow (i_1, i_2)$ és a $k \rightarrow (k_1, k_2)$ leképezések kölcsönösen egyértelműek legyenek. A definíciós összefüggésbe helyettesítve:

$$\begin{aligned} (1-2) \quad X(K_1 k_1 + K_2 k_2) &= X(k_1, k_2) = \\ &= \sum_{i_1=0}^{N_1-1} \sum_{i_2=0}^{P-1} x(I_1 i_1 + I_2 i_2) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)(K_1 k_1 + K_2 k_2)(I_1 i_1 + I_2 i_2)} \end{aligned}$$

Beérkezett: 1984. X. 30. (↔)

DR. KOCSIS FERENC

1975-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a BME Villamosmérnöki Karán, majd a Távközlési Kutató Intézetben kezdett dolgozni. Egyetemi doktori értekezését 1978-ban védte meg. 1983 szeptembere óta a BME

HEI-ben dolgozik tudományos ösztöndíjasként, ahol a digitális jelfeldolgozás és jelszintézis algoritmikus kérdéseivel foglalkozik. Szakmai érdeklődési köre: rendszertechnika, digitális jelfeldolgozás, számítástechnika, algoritmusok elmélete.

(1-2) $2-D$ DFT, ha felbontható egy i_2 szerinti belső és egy i_1 szerinti külső összegre. Ez akkor teljesül, ha

$$\begin{aligned} (1-3) \quad e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)(K_1 I_2 k_1 i_2 + K_2 I_1 k_2 i_1)} &\equiv 1 \rightarrow K_1 I_2 k_1 i_2 + \\ &+ K_2 I_1 i_1 k_2 \equiv 0 \pmod{N}. \end{aligned}$$

Mivel i_1 , i_2 , k_1 és k_2 változók, az összefüggés akkor áll, ha

$$\begin{aligned} (1-4) \quad K_1 I_2 &\equiv 0 \pmod{N}, \\ K_2 I_1 &\equiv 0 \pmod{N}. \end{aligned}$$

Egy lehetséges megoldás:

$$\begin{aligned} (1-5) \quad K_1 &= a_1 P & I_1 &= b_1 P, \\ K_2 &= a_2 N_1 & I_2 &= b_2 N_1. \end{aligned}$$

P és N értékére nézve eddig semmilyen más feltevést nem tettünk, csupán hogy egészek és $N=N_1 \cdot P$. Legyen N_1 és P legnagyobb közös osztója λ , azaz $(N_1, P) = \lambda$:

$$\begin{aligned} (1-6) \quad K_1 &= \lambda a_1 p & I_1 &= \lambda b_1 p \\ K_2 &= \lambda a_2 n & I_2 &= \lambda b_2 p \end{aligned} \quad (n, p) = 1$$

(1-1)-be helyettesítve és figyelembe véve, hogy $N = \lambda^2 np$:

$$\begin{aligned} (1-7) \quad i &\equiv \lambda(b_1 p i_1 + b_2 n i_2) \pmod{\lambda^2 np}, \\ k &\equiv \lambda(a_1 p k_1 + a_2 n k_2) \pmod{\lambda^2 np}. \end{aligned}$$

Mivel i és k a $(0, N-1)$ közé eső változók, ezért az (1-2) kongruenciák csak $\lambda=1$ esetben teljesülhetnek, azaz a fenti megoldástípus létezésének szükséges feltétele, hogy N_1 és P relatív prímek legyenek $((N_1, P)=1)$.

Hogy (1-2) valóban $N_1 \times P$ méretű $2-D$ DFT legyen, annak másik feltétele, hogy a megmaradó expo-

nenciális tagok $e^{-j\left(\frac{2\pi}{N_1}\right)k_1i_1}$, ill. $e^{-j\left(\frac{2\pi}{P}\right)k_2i_2}$ alakúak legyenek. Másképpen:

$$(1-8) \quad \begin{aligned} K_1 I_1 i_1 k_1 &\equiv i_1 k_1 P \pmod{N} \\ K_2 I_2 i_2 k_2 &\equiv i_2 k_2 N_1 \pmod{N}. \end{aligned}$$

Az összefüggéseknek az i_1, i_2, k_1 és k_2 változók minden értékére teljesülniük kell. A kongruenciákra érvényes alapvető azonosságokat alkalmazva:

$$(1-9) \quad \begin{aligned} K_1 I_1 &\equiv P \pmod{N_1} & K_2 I_2 &\equiv 0 \pmod{N_1} \\ K_1 I_1 &\equiv 0 \pmod{P} & K_2 I_2 &\equiv N_1 \pmod{P}. \end{aligned}$$

(1-5) helyettesítése után adódik:

$$(1-10) \quad \begin{aligned} a_1 b_1 P &\equiv 1 \pmod{N_1}, \\ a_2 b_2 N_1 &\equiv 1 \pmod{P}. \end{aligned}$$

$a_1=1$ és $a_2=1$ választással (2 egyenlet 4 ismeretlennel):

$$(1-11) \quad \begin{aligned} k_1 P &\equiv 1 \pmod{N_1}, \\ b_2 N_1 &\equiv 1 \pmod{P}. \end{aligned}$$

Mivel $(N_1, P)=1$, alkalmazható Euler tétele (1. FÜGGELÉK):

$$(1-12) \quad \begin{aligned} b_1 &= P^{\varphi(N_1)-1} \\ b_2 &= N_1^{\varphi(P)-1}. \end{aligned}$$

$\varphi(N)$ az Euler-féle φ függvény, amely az N értéknél kisebb, ahhoz relatív prímek számát adja meg (1. FÜGGELÉK).

A részeredményeket összefoglalva: ha N felbontásának a két tagja egymáshoz relatív prím, akkor az eredeti $1-D$ DFT valódi $2-D$ DFT-be alakítható át. A szükséges indexelést meghatározó összefüggések:

$$(1-13) \quad \begin{aligned} i &\equiv i_1 P^{\varphi(N_1)} + i_2 N_1^{\varphi(P)} \pmod{N} & 0 \leq i_1 \leq N_1 - 1 \\ & & 0 \leq i_2 \leq P - 1 \\ k &\equiv k_1 P + k_2 N_1 \pmod{N} & 0 \leq k_1 \leq N_1 - 1 \\ & & 0 \leq k_2 \leq P - 1 \end{aligned}$$

Mivel $(P, N_1)=1$, teljesülnek a kínai maradéktétel ([17]) feltételei, így az (1-1) és az (1-3) összefüggések valóban kölcsönösen egyértelmű leképezést jelentenek $i \rightarrow (i_1, i_2)$ és $k \rightarrow (k_1, k_2)$ között. A fokozatos részekre bontás azután tovább folytatható, amíg csak P egymáshoz relatív prímek szorzatára bontható, vagyis az N -pontos $1-D$ DFT számítása valóban visszavezethető $N_1 \cdot N_2 \cdot \dots \cdot N_n$ méretű $n-D$ DFT számítására ($N = \prod_{j=1}^n N_j$, és az N_j számok egymással relatív prímek). Az indexek értékeit meghatározó kifejezések:

$$(1-14) \quad \begin{aligned} i &\equiv i_j \pmod{N_j} \\ k &\equiv \sum_{j=1}^n \frac{N k_j}{N_j} \pmod{N_j} \end{aligned}$$

Mivel az összes (N_j, N_j) párok relatív prímek, így i és k meghatározása ismét történhet az egészekre vonatkozó kínai maradéktétel alapján, ami egyúttal biztosítja az $i \rightarrow (i_1, \dots, i_n)$ és a $k \rightarrow (k_1, \dots, k_n)$ leképezések kölcsönösen egyértelmű voltát is.

1.2. Az együttthatómátrixok közti kapcsolat

Vizsgáljuk meg, mi az összefüggés a kiindulásul szolgáló $1-D$ DFT 1. rész (1-2) szerinti W_N együttthatómátrixa, valamint az abból ekvivalens átalakításokkal előállított $n-D$ DFT egyes dimenzióbeli együttthatómátrixai között. Először ismét a kétdimenziós esetből kiindulva [$N=N_1 \cdot P$ és $(N_1, P)=1$] az (1-1) összefüggéseket felhasználva kapjuk, hogy az együttthatómátrix elemei:

$$(1-15) \quad \begin{aligned} w_N^{ik \pmod{N}} &= e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)ik \pmod{N}} = \\ &= e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)K_1 I_1 i_1 k_1 \pmod{N}} \cdot e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)K_2 I_2 i_2 k_2 \pmod{N}} \end{aligned}$$

Az (1-8) szerinti feltételeket behelyettesítve és elvégezve a lehetséges egyszerűsítéseket:

$$(1-16) \quad \begin{aligned} w_N^{ik \pmod{N}} &= e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)i_1 k_1 P_1 \pmod{N}} \cdot e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)i_2 k_2 N_1 \pmod{N}} = \\ &= e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)K_1 I_1 i_1 k_1 \pmod{N}} \cdot e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)K_2 I_2 i_2 k_2 \pmod{N}}. \end{aligned}$$

A w mennyiségek alsó indexelése a végrehajtandó DFT pontszámát jelzi. A szorzatot az (i_1, k_1) és az (i_2, k_2) számpárok minden szóba jöhető értékére képezni kell. $w_P^{i_2 k_2 \pmod{P}}$ értékei viszont ($0 \leq i_2 \leq P-1$, $0 \leq k_2 \leq P-1$) éppen a P -pontos, $1-D$ DFT együttthatómátrixát határozzák meg:

$$(1-17) \quad \{w_P^{i_2 k_2 \pmod{P}}\} = W_P.$$

Azaz az (1-16) alatti szorzat értéke:

$$(1-18) \quad W_N = \{w_N^{ik \pmod{N}}\} = \{w_{N_1}^{i_1 k_1 \pmod{N_1}}\} \cdot W_P.$$

A kifejezés jobb oldalán álló érték viszont éppen két mátrix (W_N és W_P) Kronecker-szorzata. Mátrixok Kronecker szorzatának definícióját és annak néhány fontosabb tulajdonságát a 2. FÜGGELÉK tartalmazza. A Kronecker-szorzatot az „ $\otimes$ ” szimbólummal jelölve az együttthatómátrixok közti kapcsolatot:

$$(1-19) \quad W_N = W_N \otimes W_P.$$

A Kronecker-szorzat asszociativitását felhasználva (2. FÜGGELÉK), P további páronként relatív prím tényezőkre való bontásával ($P = N_2 \cdot N_3 \cdot \dots \cdot N_n$) kimutatható, hogy az ekvivalens $n-D$ DFT egyes dimenzióbeli együttthatómátrixai és az eredeti N -pontos $1-D$ DFT együttthatómátrixa között az összefüggés:

$$(1-20) \quad W_N = W_{N_1} \otimes W_{N_2} \otimes \dots \otimes W_{N_n}.$$

A felbontás gyakorlati kivitelezésével kapcsolatban emlékeztetni kell arra a korábban már említett tényre, hogy a fokozatos részekre osztás egyúttal a kiindulási adatok átrendezését is jelentheti, amelynek következtében az eredeti W_N mátrix egyes sorai és oszlopai még a felbontás előtt felcserélődnek.

1.3. A fokozatos részekre osztással elérhető jelfeldolgozási frekvencia

Az $1-D \rightarrow n-D$ átalakítás és a fokozatos részekre osztás eredményeinek felhasználásával kimutatható, hogy ily módon a szükséges szorzások száma $f(N) = O(N \log N)$ rendig csökkenthető, ami jelentős

javulás (különösen nagyobb N -értékeknél) a közvetlen kiértékelés $O(N^2)$ műveletszámahoz képest.

Az elérhető $f_{\max}$ jelfeldolgozási frekvencia az 1. rész (1-4) szerint $N=2^{10} \sim 10^3$ pontszámnál az 1. rész (3-14) összefüggés alapján:

$$(1-21) \quad f_{\max} = \frac{N}{2 \cdot t_{\text{szorzás}} \cdot f(N)} = 237,96 \text{ kHz},$$

ami jelentős ugrást jelent a közvetlen kiértékeléssel elérhető frekvenciákhoz képest.

A fokozatos részekre osztás lehetőségeinek a ki-merítésével felmerül a kérdés, vajon léteznek-e más, a gyakorlatban is alkalmazható algoritmusok, amelyek a fentiekénél gyorsabbak (kisebb a szorzásigényük). Másik fontos kérdés, hogy a DFT számításának bonyolultságát a már ismert módon definiálva létezik-e alsó korlát általános esetben a szorzások számára nézve, s ha igen, az hogyan érhető el. A feladat nehézsége miatt a továbbiakban megelégszünk az első kérdésben felvetett probléma vizsgálatával. Megmutatható, hogy az algebra és a számelmélet eszközeinek a felhasználásával valóban származtathatók az előbbieknél hatékonyabb algoritmusok.

A következőkben a DFT számítását olyan ekvivalens feladattá transzformáljuk, amely megoldására ismert hatékony eljárás, vagy viszonylag könnyen készíthető ilyen. Ezen elvet követve vizsgáljuk a konvolúció és a DFT meghatározása közti kapcsolatot.

2. A DFT és a periodikus konvolúció kapcsolata

Legyen $\{x(i)\}$ és $\{h(i)\}$ két véges, általános esetben komplex $(0 \leq i \leq N-1)$ sorozat. Lineáris konvolúción a

$$(2-1) \quad y(i) = \sum_{k=\max(0, i-N+1)}^{\min(N-1, i)} h(i-k) \cdot x(k) \quad 0 \leq i \leq 2N-2$$

sorozatot értjük. A két sorozat periodikus konvolúcióját definiáló összefüggés:

$$(2-2) \quad y(i) = \sum_{k=0}^{N-1} h(i-k) \cdot x(k) \quad 0 \leq i \leq N-1.$$

A DFT-t mátrix alakban definiáló 1. rész (1-2) összefüggésben a $\mathbf{W}_N$ együtthatómátrix

$$\{w_N^{k,l}\} = \left\{ e^{-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) kl} \right\}$$

elemei helyett a minden egész c -re érvényes

$$e^{-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) cN} \equiv 1$$

azonosság miatt elegendő az

$e^{-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) (kl \bmod N)}$ értékekkel számolni. A mod N művelet alkalmazásával előállított, úgynevezett redukált kitevőmátrix:

$k \backslash i$	0	1	2	3	...	$(N-3)$	$(N-2)$	$(N-1)$
0	0	0	0	0	...	0	0	0
1	0	1	2	3	...	$(N-3)$	$(N-2)$	$(N-1)$
2	0	2	4	6	...	$(N-6)$	$(N-4)$	$(N-2)$
3	0	3	6	9	...	$(N-9)$	$(N-6)$	$(N-3)$
...	...	...	...	...	...	...	...	...
$(N-3)$	0	$(N-3)$	$(N-6)$	$(N-9)$	...	9	6	3
$(N-2)$	0	$(N-2)$	$(N-4)$	$(N-6)$	...	6	4	2
$(N-1)$	0	$(N-1)$	$(N-2)$	$(N-3)$	...	3	2	1

Az első sorral és az első oszloppal nincs mit tenni. Jelentése: $X(0)$ igen egyszerűen számítható, csupán komplex összeadásokat felhasználva

$$X(0) = \sum_{i=0}^{N-1} x(i).$$

A többi transzformált felírható a következő alakban:

$$X(k) = x(0) + \sum_{i=1}^{N-1} x(i) e^{-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) ki} \quad (1 \leq k \leq N-1).$$

A zérusokat tartalmazó első sor és az első oszlop elhagyása után a redukált transzformáció mátrixalakban:

$$(2-4) \quad \mathbf{X}' = \mathbf{W}'_{N-1} \cdot \mathbf{X}' \begin{bmatrix} X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{w'_{N-1}{}^{kl}\} = w_N^{kl \bmod N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix}$$

$$1 \leq k \leq N-1$$

$$1 \leq i \leq N-1.$$

A $\mathbf{W}_{N-1}$ mátrix elemeinek kitevői a mod N maradékosztályba esnek. Mérete $(N-1) \times (N-1)$. A transzformált sorozat ($\mathbf{X}'$) egyrészt nem tartalmazza $X(0)$ értékét, másrészt $X'(k) = X(k) - x(0)$ ($1 \leq k \leq N-1$).

Az $(N-1)$ pontra vett periodikus konvolúció mátrixalakban:

$$(2-5) \quad y = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} \quad \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(N-3) \\ y(N-2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(0) & h(1) & \dots & h(N-2) \\ h(1) & h(2) & \dots & h(0) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(N-3) & h(N-2) & \dots & h(N-4) \\ h(N-2) & h(0) & \dots & h(N-3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-3) \\ x(N-2) \end{bmatrix}$$

A $\mathbf{H}$ mátrix elemeinek egy lehetséges előállítása az indexek közti összefüggés alapján:

$$(2-6) \quad \{h^{ki}\} = \{h((k+i) \bmod N-1)\}.$$

Összehasonlítással látható, hogy a DFT akkor tekinthető periodikus konvolúciónak, ha a $\mathbf{W}'_{N-1}$ együtthatómátrix indexelése is megfelel a periodikus konvolúció indexelésének. A megfelelő indexsorrendek a sorok és az oszlopok ekvivalens felcserélésével esetlegesen is kialakíthatók. Célszerűbbnek látszik azonban szisztematikus eljárást keresni a megfelelő átrendezésre. Az első felmerülő kérdés: létezik-e egyáltalán ilyen átrendezés, és ha igen, milyen feltételek mellett.

Az átrendezés definiálható leképezésként is. Eszerint keresünk olyan leképezés(ek)e(t), amely(ek) az indexek modulo N vett szorzatát az indexek modulo $(N-1)$ szerint vett összegébe képezik le.

Tekintsük az $a^i \bmod N$ (a pozitív egész) alakú sorozatot, ahol i zérustól kezdve végigfut a természetes számokon. A sorozatban nyilván csak véges számú különböző elem szerepel (a lehetséges maradékosztályok száma N). A sorozat egyetlen elemmel (a) generálható. Euler tételének (1. FÜGGELÉK) felhasználásával kimutatható, hogy a sorozat periodikus. Tekintsük az $(a, N)=1$ esetet [az $(a, N)>1$ eset erre visszavezethető]. Ha a sorozat P értékkel periodikus, akkor:

$$(2-7) \quad (a^i \bmod N) = (a^{i+P} \bmod N) = ((a^i \bmod N) \cdot (a^P \bmod N) \bmod N).$$

Összehasonlítással adódik, hogy $a^P \bmod N = 1$. Euler tétele értelmében ilyen P biztosan létezik. $P = \varphi(N)$, ahol φ az Euler-féle számelméleti függvény. Legyen d a legkisebb periódus. Mivel $(a^0 \bmod N) = 1$, ezért $(a^d \bmod N), \dots, (a^{kd} \bmod N) = 1$. Nyilván $(a^i \bmod N) \neq 1$, ha $d \nmid i$, mivel egyébként létezne d értéknél kisebb periódus. Ezért $d \mid \varphi(N)$.

Az Euler-tétel másik fontos következménye, hogy

$$(2-8) \quad (a^i \bmod N) = (a^{i \bmod \varphi(N)} \bmod N).$$

Azon elemeket, amelyekre a legkisebb periódus éppen $\varphi(N)$ értékű, primitív gyököknek nevezzük. Ismert számelméleti eredmény (Gauss [1]) szerint primitív gyökök csupán $N=2, 4, p, p^k$ és $2p^k$ értékekre léteznek, ahol p páratlan prím. A primitív gyökök fontosságát számunkra az a tény adja, hogy N prím esetén $\varphi(N) = N-1$, azaz létezik olyan a egész (a primitív gyök), amelyre az $a^i \bmod N$ sorozat egy periódusa az $(1, 2, \dots, N-1)$ számok valamely per-

mutációja, azaz kölcsönösen egyértelmű leképezés létesíthető i és $(a^i \bmod N)$ között. Az

$$(2-9) \quad (a^i \bmod N) = (a^{i \bmod \varphi(N)} \bmod N) = (a^{i \bmod (N-1)} \bmod N)$$

összefüggés alapján:

$$(2-10) \quad \begin{aligned} k &\equiv a^{i_1} \bmod N \\ i &\equiv a^{i_2} \bmod N \end{aligned} \quad k \cdot i \bmod N = (a^{i_1+i_2} \bmod N) = (a^{i_1+i_2 \bmod (N-1)} \bmod N),$$

ami pontosan a keresett leképezés.

A primitív gyökök előállítására szisztematikus módszer nem ismert. Ha egy számhoz létezik primitív gyök, akkor ugyanazon értékhez több primitív gyök is tartozhat. Néhány prímszám legkisebb primitív gyökét az 1. FÜGGELÉK tartalmazza. Példaként ugyanott látható az $i \rightarrow a^i \bmod N$ leképezés $N=7, a=3$ esetre.

A primitív gyökök fogalmának felhasználásával már könnyen megmutatható, hogy N prím volta esetén az N -pontos DFT ekvivalens módon átalakítható periodikus konvolúcióvá. A bizonyítás egyúttal megadja az átalakítás algoritmusát is ([24]). Ismét az 1. rész (1-1) alatti definíciós összefüggésből kiindulva számítsuk $X(0)$ értékét külön, és a többi tagban is kezeljük külön $X(0)$ -t, azaz:

$$(2-11) \quad \begin{aligned} X(0) &= \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \\ X(k) &= x(0) + \sum_{i=1}^{N-1} x(i) w^{ki} \quad 1 \leq k \leq N-1 \text{ és } (k, N)=1. \end{aligned}$$

A primitív gyökök létezését kihasználva változócserét végrehajtva:

$$(2-12) \quad \begin{aligned} k &\rightarrow (a^k \bmod N) \\ i &\rightarrow (a^{-i} \bmod N). \end{aligned}$$

Mivel $(a^{\varphi(N)} \bmod N) = 1$ (Euler-tétel), ezért $(a^{-i} \bmod N) = (a^{\varphi(N)-i} \bmod N)$. Az első változócsere (k) az egyenletek átszámozását jelenti, míg a másik (i) az összegzésen belül a tagok átrendezését.

$$(2-13) \quad \begin{aligned} X(a^k \bmod N) &= \\ &= x(0) + \sum_{i=1}^{N-1} x(a^{-i} \bmod N) w^{(-i+k) \bmod N} = \\ &= x(0) + \sum_{i=1}^{N-1} x(a^{-i} \bmod N) w^{(k-i) \bmod N}, \end{aligned}$$

vagyis $X(a^k \bmod N)$ éppen egy $\varphi(N)=N-1$ hosszúságú (N prím) periodikus konvolúció.

Ha $N=p^k$ (p páratlan prím), az átalakításnál nehézséget okoznak p többszörösei. Az előzőekhez hasonlóan kimutatható, hogy az $N=p^k$ pontszámú DFT számítható 1 db $p^{k-1}(p-1)$ hosszúságú, 2 db $p^{k-2}(p-1)$ hosszúságú, ... és p^{k-1} db $(p-1)$ hosszúságú periodikus konvolúcióként.

A fejezet elején kijelölt célokat elértük: kiderült, hogy a DFT azon esetekben, amikor a transzformáció N pontszáma prím, vagy páratlan prímszám hatványa, visszavezethető periodikus konvolúció számítására.

3. Gyors eljárás a konvolúció számítására

A DFT számításához szükséges szorzások számának ($f(N)$) csökkentésére irányuló algoritmikus módszerek közül a fokozatos részekre osztás lehetőségeinek kimerítése után egy lehetséges stratégia az eredeti feladat visszavezetése ekvivalens módon olyan feladatra, amely számítására már ismert, vagy található hatékony algoritmus. Az előzőek szerint a DFT meghatározása ekvivalens a periodikus konvolúció számításával, ha $N=2, 4, p, p^k$ vagy $2p^k$, ahol a p páratlan prím.

3.1. Gyors eljárás a lineáris konvolúció számítására

Legyen $\{x(i)\}$ és $\{h(i)\}$ két időtartománybeli, N pontból álló véges sorozat, amely tagjai akár komplexek is lehetnek. Legyen $H(z)$ és $X(z)$ két $(N-1)-d$ fokú polinom:

$$\begin{aligned} H(z) &= \sum_{i=0}^{N-1} h(i)z^i = h(0) + h(1)z + \dots + h(N-1)z^{N-1} \\ X(z) &= \sum_{i=0}^{N-1} x(i)z^i = x(0) + x(1)z + \dots + x(N-1)z^{N-1}. \end{aligned} \quad (3-1)$$

A polinomok együtthatói a sorozatok tagjai (formailag a két polinom megegyezik a két sorozat Laplace-féle z -transzformáltjával). Az időtartománybeli lineáris konvolúciónak megfelel a két polinom szorzása:

$$(3-2) \quad Z(y(i)) = Z(h(i) * x(i)) = Y(z) = H(z) \cdot X(z),$$

ahol $Y(z)$ egy $(2N-2)$ -edfokú polinom, amely együtthatói az $\{x(i)\}$ és a $\{h(i)\}$ sorozatok konvolúciójának eredményeül adódnak:

$$(3-3) \quad Y(z) = y \sum_{i=0}^{2N-2} y(i)z^i = y(0) + y(1)z + \dots + y(2N-2)z^{N-2}.$$

Ezek szerint az $y(i) = [y(0), y(1), \dots, y(2N-2)]$ konvolúciós sorozat meghatározása visszavezethető két $(N-1)$ -edfokú polinom szorzatával meghatározott polinom együtthatóinak előállítására.

Toom ([26]) tétele szerint két $(N-1)$ -tagú sorozat időtartománybeli lineáris konvolúciója meghatározható $(2N-1)$ db szorzással (a racionális számtestbe

tartozó, előre ismert állandókkal való szorzásokat nem számítva).

A bizonyítás elvégezhető a kiszámítási eljárás megadásával. Az algoritmus a szakirodalomban Toom–Cook-eljárás néven ismeretes (pl. [5]). Az $\{x(i)\}$ és a $\{h(i)\}$ sorozatok (3-2) és (3-3) szerint egyértelműen meghatározzák az $Y(z)$ polinomot. A Lagrange-féle interpolációs tétel állítása viszont kimondja, hogy tetszőleges $(2N-2)$ -edfokú polinomot egyértelműen meghatározza $(2N-1)$ pontban felvett értéke. Ha $Y(z)$ a keresett polinom, akkor a z_i ($0 \leq i \leq 2N-2$) pontokban felvett $Y(z_i)$ értékek ismeretében $Y(z)$ előállítása:

$$(3-4) \quad Y(z) = \sum_{i=0}^{2N-2} Y(z_i) \prod_{i \neq k} \frac{(z - z_k)}{(z_i - z_k)}.$$

Az összefüggés jobb oldala az ismert Lagrange-féle interpolációs polinom. (3-2) szerint $Y(z_i) = H(z_i) \cdot X(z_i)$ ($0 \leq i \leq 2N-2$), azaz $Y(z)$ valóban előállítható $(2N-1)$ db $H(z_i) \cdot X(z_i)$ szorzat ismeretében (az összegben álló szorzattag kifejtése után $Y(z)$ keresett együtthatói az $Y(z_i)$ értékek lineáris kombinációiként adódnak). A számítás egyszerűsíthető a z_i értékek ügyes választásával.

Az eljárás leírható mátrixos jelölésmóddal is. Legyen $x = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$, $h = [h(0), h(1), \dots, h(N-1)]^T$. Defináljuk az A együtthatómátrixot a következőképpen:

$$(3-5) \quad A = \begin{bmatrix} 1 & z_0 & z_0^2 & \dots & z_0^{N-1} \\ 1 & z_1 & z_1^2 & \dots & z_1^{N-1} \\ 1 & z_2 & z_2^2 & \dots & z_2^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & z_{2N-2} & z_{2N-2}^2 & \dots & z_{2N-2}^{N-1} \end{bmatrix}.$$

Ekkor:

$$(3-6) \quad \begin{aligned} Ax &= [X(z_0), X(z_1), \dots, X(z_{2N-2})]^T \text{ és} \\ Ah &= [H(z_0), H(z_1), \dots, H(z_{2N-2})]^T. \end{aligned}$$

Bevezetve az $m = [Y(z_0), Y(z_1), \dots, Y(z_{2N-2})]^T$ segédvektort, $m = (Ah) \circ (Ax)$, ahol a $\circ$ szimbólum az elemenkénti szorzást jelenti. Az interpolációs formulából következően $Y(z)$ együtthatói valóban az $\{m(i)\}$ értékek lineáris kombinációi, azaz:

$$(3-7) \quad y = Cm,$$

ahol C egy $(2N-1) \times (2N-1)$ méretű mátrix. C elemei racionálisak, ha a z_i értékek is racionálisak.

3.2. A periodikus konvolúció számítása

Az $\{x(i)\}$ és a $\{h(i)\}$ sorozatok periodikus konvolúcióját leíró $\{y(i)\}$ sorozathoz ($0 \leq i \leq N-1$) a (3-1) és a (3-2) összefüggésekhez hasonlóan hozzárendelt $Y(z)$ polinom fokszáma a definícióból következően $(N-1)$. Előállításának módjából következik a definiáló összefüggés:

$$(3-8) \quad Y(z) = H(z) \cdot X(z) \bmod (z^N - 1).$$

Helyessége egyszerű polinomosztással belátható ($H(z) \cdot X(z) \bmod z^N - 1$) éppen a $(z^N - 1)$ polinommal való osztás maradékát jelenti:

$$H(z) \cdot X(z) = \sum_{i=0}^{N-1} z^i \sum_{k=0}^i x(i-k) \cdot h(k) + z^N \sum_{i=0}^{N-2} \sum_{k=i+1}^{N-1} x(N-k+i) \cdot h(k)$$

(3-9)

$$H(z) \cdot X(z) \bmod (z^N - 1) = z^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} x(N-1-k) \cdot h(k) + \sum_{i=0}^{N-2} z^i \sum_{k=0}^i x(i-k) \cdot h(k) + \sum_{k=i+1}^{N-1} x(N-k+i) \cdot h(k).$$

Vegyük észre, hogy a polinom együtthatói valójában az $\{x(i)\}$ és a $\{h(i)\}$, N pontból álló sorozatok periodikus konvolúciójának felelnek meg, azaz a periodikus konvolúció számítását két polinom szorzata egy speciális polinommal való osztási maradékának meghatározására lehet visszavezetni.

Winograd tétele ([27]) kimondja, hogy az $Y(z) = H(z) \cdot X(z) \bmod (z^N - 1)$ periodikus konvolúció kiszámításához $2N - K$ db szorzás szükséges, ahol K pontosan N osztóinak száma. A szorzások számának meghatározásánál a racionális számtestbe tartozó, előre ismert állandókkal való szorzásokat nem számítottuk. A bizonyítás (pl. [5]) ismét megad egy lehetséges kiszámítási módot.

A $(z^N - 1)$ polinom felbontható egész együtthatós, a racionális számtestben egyébként felbonthatatlan polinomok szorzatára:

$$(3-10) \quad z^N - 1 = P_{d_1}(z) \cdot P_{d_2}(z) \cdot \dots \cdot P_{d_k}(z) \quad (d_i | N).$$

A $P_{d_i}(z)$ polinomok a számelméletből ismert, úgynevezett ciklotomikus polinomok. Fokszámuk $\varphi(d_i)$, ahol φ az első részben már említett Euler-féle számelméleti függvény.

Mivel $\deg(Y(z)) < N$ és a $P_{d_i}(z)$ polinomok egész együtthatójúak, teljesülnek a polinomokra vonatkozó kínai maradéktétel (3. FÜGGELÉK) feltételei, vagyis $Y(z)$ egy lehetséges előállítása:

$$Y(z) = \left[\sum_{d|N} Y_d(z) \cdot B_d(z) \right] \bmod (z^N - 1), \text{ ahol}$$

$$(3-11) \quad Y_d(z) = [H(z) \cdot X(z)] \bmod P_d(z) \text{ és}$$

$$B_d(z) = [(z^N - 1)/P_d(z)] \cdot \{1/\{(z^N - 1)/P_d(z)\}\} \bmod P_d(z).$$

Az $Y_d(z) = H(z) \cdot X(z) \bmod P_d(z)$ konvolúciók az előzőek szerint legfeljebb $2\varphi(d) - 1$ szorzással meghatározhatók [$Y_d(z)$ fokszáma $\varphi(d)$ -nél biztosan nem nagyobb]. Mivel az eredeti konvolúció K db ilyen konvolúció összegeként számítható, a szükséges szorzások száma nem több, mint $\sum_{d|N} 2\varphi(d) - 1 = 2N - K$ (felhasználva az ismert $\sum_{i=1}^K \varphi(d_i) = N$ azonosságot).

Winograd azt is kimutatta, hogy a szükséges szorzások minimális száma valóban $2N - K = O(N)$.

A minimális számú szorzást igénylő algoritmusok származtatását megkönnyíti, hogy az eredeti $Y(z) = H(z) \cdot X(z) \bmod (z^N - 1)$ periodikus konvolúció több kisebb pontszámú $Y_d(z) = H(z) \cdot X(z) \bmod P_d(z) = H_d(z) \cdot X_d(z) \bmod P_d(z)$ konvolúcióra vezethető vissza, ahol $H_d(z) = H(z) \bmod P_d(z)$, ill. $X_d(z) = X(z) \bmod P_d(z)$. A $H_d(z) \cdot X_d(z)$ szorzat értéke a Toom-Cook-algoritmussal vagy egyéb szisztematikus eljárással meghatározható. Az A és a C mátrixok bo-

nyolultsága következtében azonban még kis N értékekre is érdemes az optimálistól kismértékben eltérő algoritmusokat keresni. Az eltérés eredményeképpen az A és a C mátrixok elemei egyszerűsödnek, ami megkönnyíti a gyakorlati megvalósítást. Ára: a szorzások számának kismértékű növekedése.

3.3. Példa a periodikus konvolúció kiszámítására

Példaképp határozzuk meg az optimális számítási eljárást $N=6$ esetére. A keresett periodikus konvolúció:

$$(3-12) \quad y(i) = \sum_{j=0}^5 h(i-j) \cdot x(j); \quad 0 \leq i \leq 5; \quad X(z) = \sum_{j=0}^5 x(j)z^j \text{ és } H(z) = \sum_{j=0}^5 h(j)z^j.$$

Polinom alakban:

$$(3-13) \quad Y(z) = H(z) \cdot X(z) \bmod (z^6 - 1)$$

(a keresett $y(i)$ értékek az $Y(z)$ polinom együtthatói). N osztói $d=1, 2, 3$ és 6 , így az osztó polinom felbontása:

$$(z^6 - 1) = P_1(z) \cdot P_2(z) \cdot P_3(z) \cdot P_4(z) = (z-1)(z+1)(z^2-z+1)(z^2+z+1).$$

A szükséges segédmenyiségek:

$$H_1(z) = H(z) \bmod P_1(z) = \sum_{j=0}^5 h(j)$$

$$H_2(z) = H(z) \bmod P_2(z) = h(0) - h(1) + h(2) - h(3) + h(4) - h(5)$$

$$H_3(z) = H(z) \bmod P_3(z) = \{h(0) - h(2) + h(5) - h(3)\} + z\{h(1) - h(4) + h(2) - h(5)\}$$

$$H_4(z) = H(z) \bmod P_4(z) = \{h(0) - h(2) + h(3) - h(5)\} + z\{h(1) - h(2) + h(4) - h(5)\}.$$

Az $X_i(z) = X(z) \bmod P_i(z)$ ($1 \leq i \leq 4$) mennyiségek azonos felépítésűek. A kínai maradéktétel segédpolinomjainak meghatározása:

$$B_1(z) = \frac{1}{6} \cdot (z+1)(z^2-z+1)(z^2+z+1)$$

$$B_2(z) = -\frac{1}{6} \cdot (z-1)(z^2-z+1)(z^2+z+1)$$

$$B_3(z) = -\frac{1}{2} \cdot (z-1)(z^2+z+1)$$

$$B_4(z) = \frac{1}{2} \cdot (z+1)(z^2-z+1).$$

A szorzások számának minimálásához az $\{x(i)\}$ és a $\{h(i)\}$ együtthatókból képzett értékek:

$$h_0 = [h(0) - h(2) + h(3) - h(5)]/6$$

$$x_0 = x(0) - x(2) + x(3) - x(5)$$

$$h_1 = [h(1) - h(2) + h(4) - h(5)]/6$$

$$x_1 = x(1) - x(2) + x(4) - x(5)$$

$$h_2 = h_1 - h_0 \quad x_2 = x_0 - x_1$$

N	K	$2N-K$	M	A_c	$f(N)=3M$	$A_r=2A_c+5M$
2	2	2	2	4	6	28
3	2	4	4	11	12	42
4	3	5	5	15	15	55
5	2	8	10	35	30	120
6	4	8	8	44	24	122
7	2	12	19	72	57	239
8	4	12	14	46	42	162
9	3	15	22	98	66	306

A_c : a komplex összeadások száma, M : a komplex szorzások száma, A_r : a valós összeadások száma.

listól kismértékben eltérő (a minimálisnál valamivel több szorzást tartalmazó) algoritmusok bonyolultsága is lényegében $O(N)$.

Másik lehetőség az egydimenziós konvolúciót többdimenzióssá alakítani úgy, hogy az egyes dimenziók méretének szorzata éppen az egydimenziós konvolúció méretét adja. A DFT meghatározása szempontjából azonban elegendő néhány kis (lehetőleg prím, vagy prímhatvány) pontszámra meghatározni a lehetőleg optimális konvolúciós eljárást, mert az $1-D$ DFT biztosan többdimenzióssá alakítható át, ha a pontszám egymáshoz relatív prím tényezők szorzatára bontható. A gyakorlati esetekben fontos pontszámok esetén azonban N általában néhány, viszonylag kicsi, egymáshoz relatív prím szorzatára bontható.

A konvolúciót optimálisan számító algoritmusoknak hasonlóan nagy jelentősége van, mint a DFT eljárásoknak. A szükséges szorzások számának csökkentése ugyanis itt is a kötött idejű jelfeldolgozás maximális frekvenciájának a növekedésére vezet (pl. véges súlyfüggvényű szűrőknél), mint a DFT alkalmazásán alapuló eszközöknél.

(A cikk ugyanezen folyóirat későbbi számában folytatódik.)

1. FÜGGELÉK

Euler-tétel:

Ha $(x, N)=1$, akkor

$$x^{\varphi(N)} \equiv 1 \pmod{N}.$$

$\varphi(N)$ az Euler-féle φ -függvény. Jelentése: azon értékek száma, amelyek N -nél kisebbek és ahhoz relatív prímek. Definíciószerűen $\varphi(1)=1$. Ha N prím, nyilván $\varphi(N)=N-1$. $N=p^a$ (prímhatvány) esetén egyszerű leszámplálással kimutatható, hogy:

$$\varphi(N)=\varphi(p^a)=p^{a-1}(p-1).$$

Bizonyítás nélkül az általános összefüggés $\varphi(N)$ -re, ha a törzstényező felbontásból indulunk ki, azaz

$$N = \prod_{i=1}^n p_i^{a_i}$$

$$h_3 = [h(0) - h(2) + h(5) - h(3)]/6$$

$$x_3 = x(0) - x(2) + x(5) - x(3)$$

$$h_4 = [h(1) - h(4) + h(2) - h(5)]/6$$

$$x_4 = x(1) - x(4) + x(2) - x(5)$$

$$h_5 = h_3 + h_4 \quad x_5 = x_3 + x_4$$

$$h_6 = [h(0) - h(1) + h(2) - h(3) + h(4) - h(5)]/6$$

$$x_6 = x(0) - x(1) + x(2) - x(3) + x(4) - x(5)$$

$$h_7 = \left[\sum_{j=0}^5 h(j) \right] / 6 \quad x_7 = \left[\sum_{j=0}^5 x(j) \right]$$

Az $Y_i(z)$ segédpolinomok:

$$Y_1(z) = H_1(z) \cdot X_1(z) \pmod{P_1(z) = 6h_7x_7}$$

$$Y_2(z) = H_2(z) \cdot X_2(z) \pmod{P_2(z) = 6h_6x_6}$$

$$Y_3(z) = H_3(z) \cdot X_3(z) \pmod{P_3(z) = 6(x_5h_5 - x_3h_3)z + 6(x_3h_3 - x_4h_4)}$$

$$Y_4(z) = H_4(z) \cdot X_4(z) \pmod{P_4(z) = 6(x_2h_2 - x_0h_0)z + 6(x_0h_0 - x_1h_1)}$$

$$m_i = h_i x_i \quad 0 \leq i \leq 7,$$

végül az $Y(z)$ polinom keresett együtthatói:

$$y(0) = \{(m_0 - m_1) - (m_1 + m_2)\} + \{(m_3 - m_4) - (m_4 - m_5)\} + (m_6 + m_7)$$

$$y(1) = \{(m_0 + m_2) + (m_1 + m_2)\} - \{(m_3 - m_5) + (m_4 - m_5)\} - (m_6 - m_7)$$

$$y(2) = -\{(m_0 - m_1) + (m_0 + m_2)\} - \{(m_3 - m_4) + (m_3 - m_5)\} + (m_6 + m_7)$$

$$y(3) = \{(m_0 - m_1) - (m_1 + m_2)\} - \{(m_3 - m_4) - (m_4 - m_5)\} - (m_6 - m_7)$$

$$y(4) = \{(m_0 + m_2) + (m_1 + m_2)\} + \{(m_3 - m_5) + (m_4 - m_5)\} + (m_6 + m_7)$$

$$y(5) = -\{(m_0 - m_1) + (m_0 + m_2)\} + \{(m_3 - m_4) + (m_3 - m_5)\} - (m_6 - m_7).$$

A szükséges szorzások száma 8 ($2N - K = 2 \cdot 6 - 4 = 8$), az összeadásoké pedig 44.

3.4. A periodikus konvolúció számítására szolgáló gyors eljárások értékelése

A polinomokra vonatkozó kínai maradéktétel felhasználásával kapott eredményeket $N=2, 3, 4, 5$ és 7 pontszámokra a 4. FÜGGELÉK tartalmazza ([5]). Az ott leírt algoritmusokhoz szükséges szorzások és összeadások száma az 1. táblázatban található (az elméleti minimum természetesen $2N - K$).

Az összeadások száma az asszociativitási tulajdonság felhasználásával ügyes csoportosítással esetlegesen csökkenthető. Egyelőre azonban nem ismeretes az összeadások minimális számára vonatkozó tétel, ill. szisztematikus eljárás számuk minimálására.

Nagy N értékekre az optimális algoritmus származtatása igen nehézkesé válik. A C mátrix egyes elemei igen nagyok lehetnek, és a szükséges összeadások száma is hirtelen megnő. Ugyanakkor az optimá-

akkor
$$\varphi\left(\prod_{i=1}^n p_i^{a_i}\right) = \prod_{i=1}^n \varphi(p_i^{a_i}).$$

Példa:

Legyen $x=7$ és $N=6$. Ekkor $(x, N)=1$. Az N értéknél kisebb egészek: 1, 2, 3, 4 és 5. Ezek közül $(1, 6)=1$ és $(5, 6)=1$, azaz $\varphi(N)=2$. Euler tételét felírva:

$$(x^{\varphi(N)} \bmod N) = (7^2 \bmod 6) = (49 \bmod 6) = 1.$$

Néhány prímszám legkisebb primitív gyöke:

p	a	p	a	p	a	p	a	p	a	p	a	p	a	p	a
2	1	11	2	23	5	41	6	59	2	73	5	97	5	109	6
3	2	13	2	29	2	43	3	61	2	79	3	101	2	113	3
5	2	17	3	31	3	47	5	67	2	83	2	103	5	127	3
7	2	19	2	37	2	53	2	71	7	89	3	107	2	131	2

Az $i \rightarrow a^i \bmod N$ leképezés $N=7$, $a=3$ esetén ($1 \leq i \leq 6$):

i	1	2	3	4	5	6
$a^i \bmod N$	3	2	6	4	5	1

2. FÜGGELÉK

Mátrixok Kronecker-szorzata:

Definíció: Két mátrix (**A** és **B**) Kronecker-szorzatán (direkt szorzatán) a következő kifejezést értjük:

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{11}\mathbf{B} & a_{12}\mathbf{B} & \dots & a_{1n}\mathbf{B} \\ a_{21}\mathbf{B} & a_{22}\mathbf{B} & \dots & a_{2n}\mathbf{B} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1}\mathbf{B} & a_{m2}\mathbf{B} & \dots & a_{mn}\mathbf{B} \end{bmatrix}.$$

Az **A** mátrix mérete $m \times n$, a **B** mátrix mérete $k \times l$, míg az $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ mátrix $mk \times nl$ nagyságú.

Fontosabb azonosságok (bizonyítás nélkül):

1.

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11}\mathbf{A} & b_{12}\mathbf{A} & \dots & b_{1l}\mathbf{A} \\ b_{21}\mathbf{A} & b_{22}\mathbf{A} & \dots & b_{2l}\mathbf{A} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{k1}\mathbf{A} & b_{k2}\mathbf{A} & \dots & b_{kl}\mathbf{A} \end{bmatrix}.$$

A definíciós összefüggéssel összehasonlítva látható, hogy a Kronecker-szorzat nem kommutatív.

2. $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} \otimes \mathbf{C} = (\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}) \otimes \mathbf{C} = \mathbf{A} \otimes (\mathbf{B} \otimes \mathbf{C})$
(asszociativitás)

3. $(\mathbf{A} + \mathbf{B}) \otimes (\mathbf{C} + \mathbf{D}) = \mathbf{A} \otimes \mathbf{C} + \mathbf{A} \otimes \mathbf{D} + \mathbf{B} \otimes \mathbf{C} + \mathbf{B} \otimes \mathbf{D}$
(disztributivitás)

4. $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})(\mathbf{C} \otimes \mathbf{D}) = (\mathbf{AC}) \otimes (\mathbf{BD})$

5. $(\mathbf{A}_1\mathbf{B}_1) \otimes (\mathbf{A}_2\mathbf{B}_2) \otimes \dots \otimes (\mathbf{A}_n\mathbf{B}_n) =$
 $= (\mathbf{A}_1 \otimes \mathbf{B}_2 \otimes \dots \otimes \mathbf{A}_n) \cdot (\mathbf{B}_1 \otimes \mathbf{B}_2 \otimes \dots \otimes \mathbf{B}_n)$

6. $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^T = \mathbf{A}^T \otimes \mathbf{B}^T$

7. $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} \otimes \mathbf{B}^{-1}$

8. $\mathbf{A}^{(2)} = \mathbf{A} \otimes \mathbf{A}$ (hatvány definíciója)

$\mathbf{A}^{k+1} = \mathbf{A} \otimes \mathbf{A}^k = \mathbf{A}^k \otimes \mathbf{A}$

$(\mathbf{AB})^k = \mathbf{A}^k \cdot \mathbf{B}^k$ minden **A** és **B** mátrixra.

3. FÜGGELÉK

A polinomokra vonatkozó kínai maradéktétel

Legyen $A(z)$ egy véges tér felett definiált N -edfokú polinom, amely K db egymáshoz relatív prím, ugyanazon tér felett értelmezett polinom szorzatára bontható:

$$A(z) = A_1(z) \cdot A_2(z) \cdot \dots \cdot A_k(z).$$

Legyen $\deg A_i(z) = N_i(z)$ az $A_i(z)$ polinom fokszáma, és $N = \prod_{i=1}^k N_i$. Akkor adott $B_i(z)$ ($0 \leq \deg B_i(z) < N_i$ és $0 \leq i \leq K$) polinomokhoz létezik olyan egyértelmű $B(z)$ polinom, amelyre $\deg [B(z)] < N$, és $B_i(z) = B(z) \bmod A_i(z)$. A $B(z)$ polinomot meghatározó összefüggés:

$$B(z) = \left[\sum_{i=1}^k B_i(z) \cdot C_i(z) \bmod A(z) \right], \text{ ahol a } C_i(z) \text{ segédpolinomokat definiáló egyenlet:}$$

$$C_i(z) = \frac{A(z)}{A_i(z)} \cdot \frac{1}{[A(z)/A_i(z)] \bmod A_i(z)}.$$

4. FÜGGELÉK

A: komplex összeadások száma, **M:** komplex szorzások száma.

Algoritmus 1. $N=2$, $M=2$, $A=4$.

$$a_0 = (h(0) + h(1))/2 \quad b_0 = x(0) + x(1) \quad m_0 = a_0 b_0$$

$$y(0) = m_0 + m_1$$

$$a_1 = (h(0) - h(1))/2 \quad b_1 = x(0) - x(1) \quad m_1 = a_1 b_1$$

$$y(1) = m_0 - m_1$$

Algoritmus 2. $A=3$, $M=4$, $A=11$

$$a_0 = (h(0) + h(1) + h(2))/3 \quad b_0 = x(0) + x(1) + x(2)$$

$$m_0 = a_0 b_0$$

$$a_1 = h(0) - h(2) \quad b_1 = x(0) - x(2) \quad m_1 = a_1 b_1$$

$$a_2 = h(1) - h(2) \quad b_2 = x(1) - x(2) \quad m_2 = a_2 b_2$$

$$a_3 = (a_1 + a_2)/3 \quad b_3 = b_1 + b_2 \quad m_3 = a_3 b_3$$

$$y(0) = m_0 + (m_1 - m_3) \quad y(1) = m_0 - (m_1 - m_3) - (m_2 - m_3)$$

$$y(2) = m_0 + (m_2 - m_3)$$

Algoritmus 3. $N=4$, $M=5$, $A=15$.

$$a_0 = ((h(0) + h(2)) + (h(1) + h(3)))/4$$

$$b_0 = (x(0) + x(2)) + (x(1) + x(3))$$

$$a_1 = ((h(0) + h(2)) - (h(1) + h(3)))/4$$

$$b_1 = (x(0) + x(2)) - (x(1) + x(3))$$

$$a_2 = (h(0) - h(2))/2$$

$$b_2 = (x(0) - x(2)) + x(1) - x(3)$$

$$a_3 = ((h(0) - h(2)) - (h(1) - h(3))) / 2$$

$$a_4 = ((h(0) - h(2)) + (h(1) - h(3))) / 2$$

$$b_3 = x(0) - x(2) \quad b_4 = x(1) - x(3)$$

$$m_i = a_i b_i \quad 0 \leq i \leq 4$$

$$y(0) = m_0 + m_1 + (m_2 - m_4) \quad y(2) = (m_0 + m_1) - (m_2 - m_4)$$

$$y(1) = (m_0 - m_1) + (m_2 - m_3) \quad y(3) = (m_0 - m_1) - (m_2 - m_3)$$

Algoritmus 4. $N=5$, $M=10$, $A=35$.

$$a_0 = \left(\sum_{i=0}^4 h(i) \right) \quad a_1 = h(0) - h(4) \quad a_2 = h(1) - h(4)$$

$$a_3 = h(2) - h(4)$$

$$a_4 = h(3) - h(4) \quad a_5 = a_1 + a_2 \quad a_6 = a_3 + a_4 \quad a_7 = a_1 + a_3$$

$$a_8 = a_2 + a_4 \quad a_9 = (a_5 + a_6) / 5.$$

A $b_0 - b_9$ mennyiségek hasonló felépítésűek, elhagyva az állandókkal való osztást.

$$m_i = a_i b_i \quad 0 \leq i \leq 9$$

$$y(0) = (m_0 - m_9) + (m_1 - m_4) - m_3 + m_6$$

$$y(2) = (m_0 - m_9) + (m_2 - m_3) - m_1 + m_7$$

$$y(1) = (m_0 - m_9) - (m_1 - m_4) - m_2 + m_5$$

$$y(4) = (m_0 - m_9) - (m_2 - m_3) - m_4 + m_8$$

$$y(3) = (m_0 + m_0) + (m_0 + m_0) + \\ + m_0 - y(0) - y(1) - y(2) - y(4).$$

Algoritmus 5. $N=6$, $M=10$, $A=35$. Lásd a 2.3-beli példát.

Algoritmus 6. $N=7$, $M=19$, $A=72$.

$$a_1 = h(0) - h(6) \quad a_2 = h(1) - h(6) \quad a_3 = h(2) - h(6)$$

$$a_4 = h(3) - h(6) \quad a_5 = h(4) - h(6) \quad a_6 = h(5) - h(6)$$

$$a_7 = a_1 + a_4 \quad a_8 = a_2 + a_5 \quad a_9 = a_3 + a_6$$

$$a_{10} = a_1 + a_2 \quad a_{11} = a_2 + a_3 \quad a_{12} = a_1 + a_3$$

$$a_{13} = a_4 + a_5 \quad a_{14} = a_5 + a_6 \quad a_{15} = a_4 + a_3$$

$$a_{16} = a_{10} + a_{13} \quad a_{17} = a_{11} + a_{14} \quad a_{18} = (a_7 + a_{17}) / 7$$

$$a_0 = a_{18} + h(6) \quad b_{18} = b_7 + b_{17}$$

$$b_0 = b_{18} + x(6) + (x(6) + x(6)) + (x(6) + x(6)) + \\ + (x(6) + x(6)).$$

$b_1 - b_{17}$ hasonló felépítésűek, mint $a_1 - a_{17}$ csupán a $h(i)$ mennyiségek helyett az $x(i)$ mennyiségeket tartalmaznak.

$$m_i = a_i b_i \quad 0 \leq i \leq 18$$

$$u_0 = m_0 - m_{18} \quad u_1 = m_1 - m_5 \quad u_2 = m_4 + m_6$$

$$u_3 = m_1 + m_3 \quad u_4 = m_2 - m_6 \quad u_5 = m_2 + m_3 + m_4 +$$

$$+ m_5 - m_8 \quad u_6 = u_0 - u_3 \quad u_7 = u_0 + u_5$$

$$y(0) = u_0 + u_1 - u_2 - m_3 + m_9 + m_{13}$$

$$y(1) = u_0 - u_1 - u_2 - m_2 + m_{10} + m_{15}$$

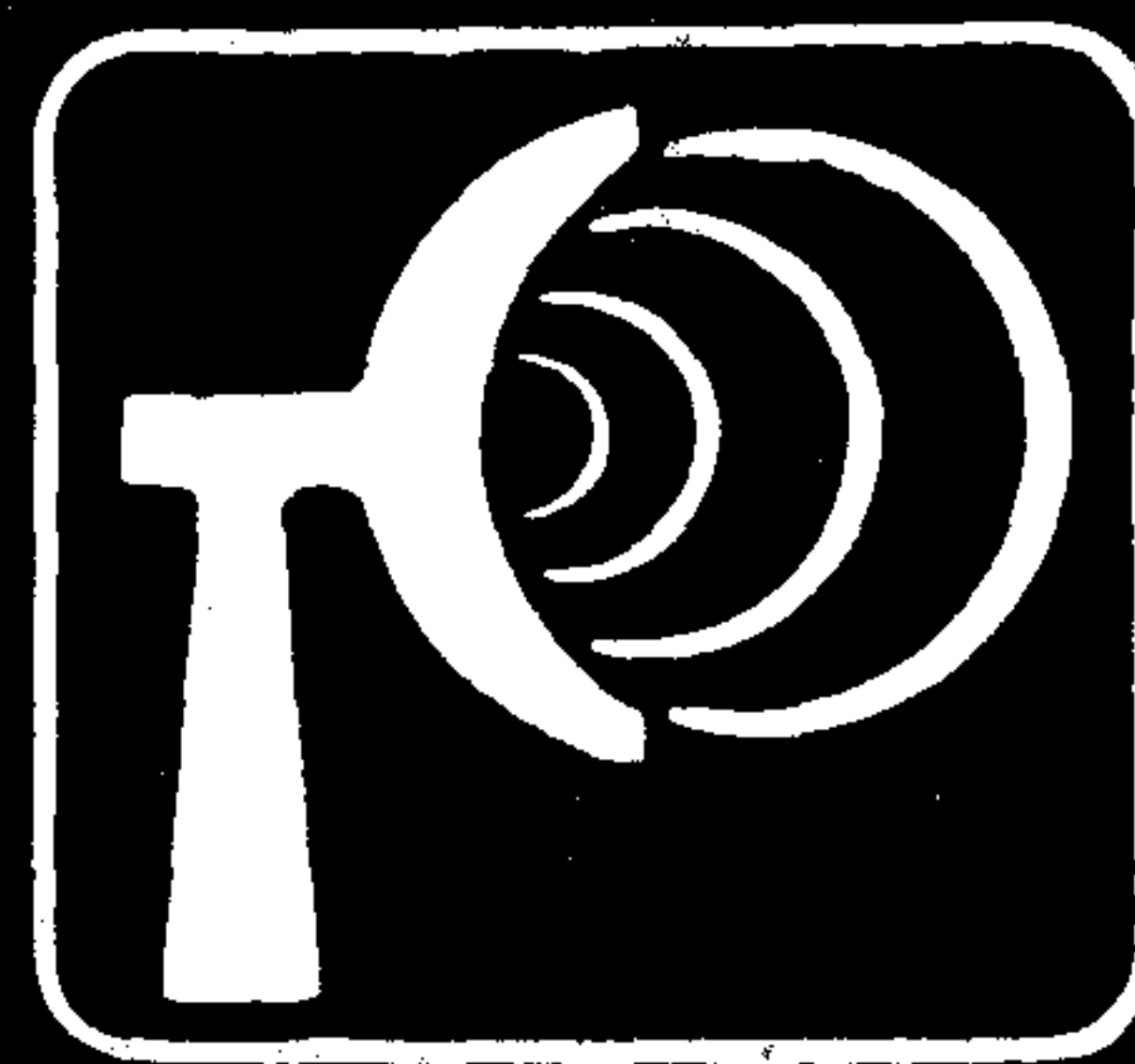
$$y(2) = u_6 + u_4 - m_5 + m_{12} + m_{14}$$

$$y(3) = u_6 - u_4 - m_4 + m_7 + m_{11}$$

$$y(4) = u_7 + m_1 - m_7 - m_{10} - m_{13} + m_{16}$$

$$y(6) = u_7 + m_6 - m_9 - m_{11} - m_{14} + m_{17}$$

$$y(5) = (m_0 + m_0) + (m_0 + m_0) + (m_0 + m_0) + \\ + m_0 - y(0) - y(1) - y(2) - y(3) - y(4) - y(5) - y(6).$$



TELEKOM TELECOM

„Telekom” rádióelektronikai
és hírközlő eszközöket,
híradástechnikai alkatrészeket és műszereket,
valamint műszaki szolgáltatásokat exportáló
és importáló külkereskedelmi társaság.

VITIO „TELEKOM”

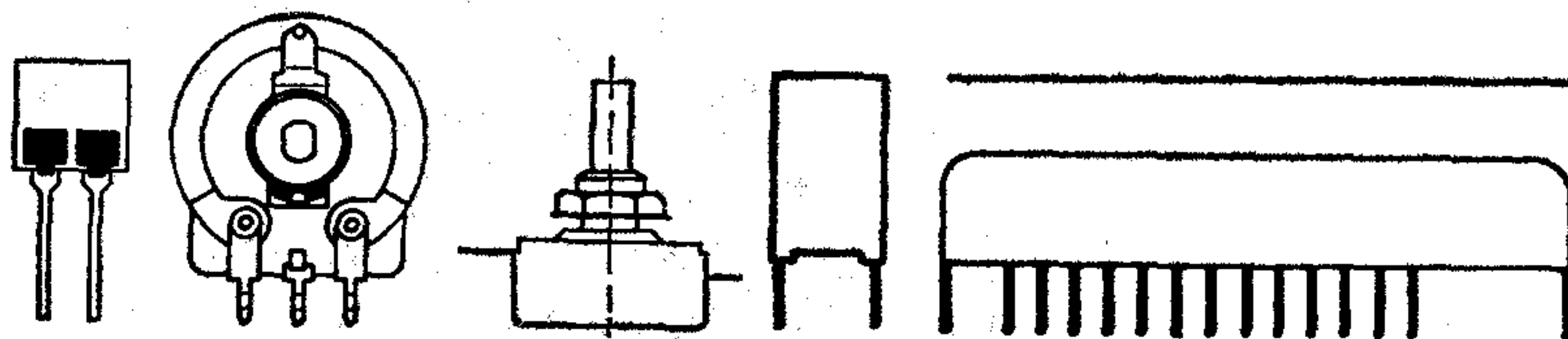
Szófia – Bulgária

Wasington u. 17.

Telefon: 86-181

Telex: 022075, 022076





MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

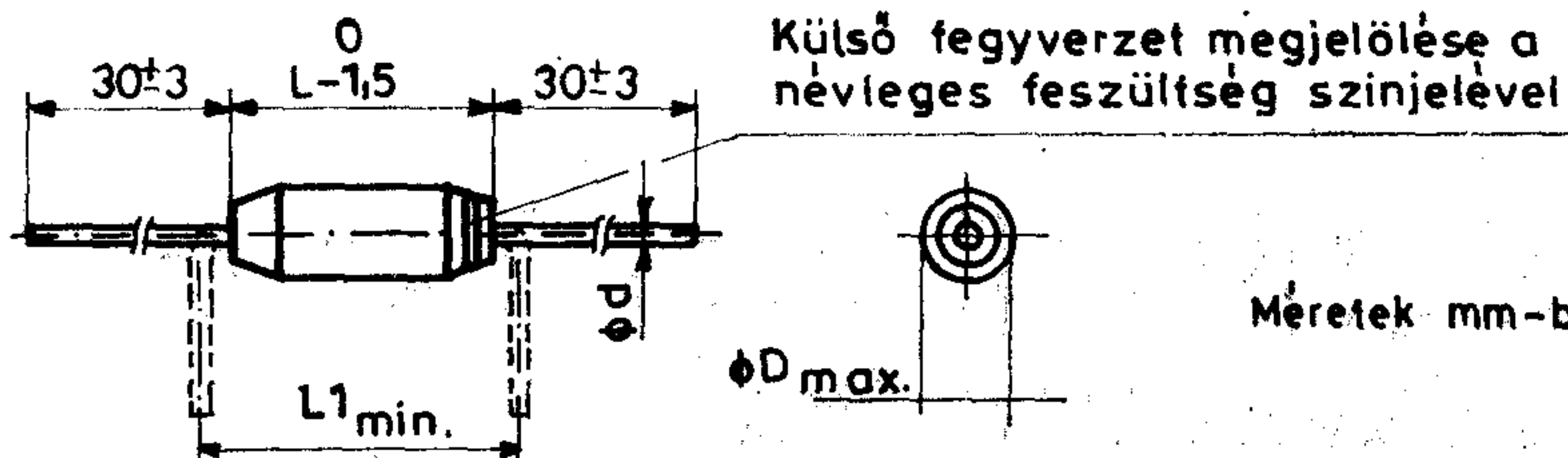
Tipus	Dielektrikum	Fegyverzet	Névleges feszültség [U _n]	Kapacitás tartomány	Sor	Tűrés [%]	Határfeszültség
C2441*	polisztirol (PS) fólia	aluminium fólia	160V	10pF... 10 nF	E24	±5 ±2,5	50°C-on 0,95 · U _n 60°C-on 0,9 · U _n 70°C-on 0,8 · U _n
			630V	2pF ... 1 nF			
C2442*			160V	10pF ... 47nF			
C229	polisztirol (PS) fólia	aluminium fólia	160V	10pF ... 27nF	E6	±20 ±10 ±5 ±2,5	
			630V	10pF ... 15nF	E12 E24		
C2241	polisztirol (PS) fólia	aluminium fólia	63V	100pF ... 11,5nF	E192		±5±1 ±2
C2242				1000pF ... 50,5nF		±5±1 ±2±0,5	
C209	polisztirol (PS) fólia	aluminium fólia	160V	47pF ... 200pF	E120	±1	—
				> 200pF ... 1,995 nF	E240	±0,5	
				> 1,995 nF... 31,32nF	E240	±0,5	
				> 31,32nF... 61,14nF	E480	±0,25	
C2341*	polipropilén (PP) fólia	aluminium fólia	160V	> 330pF ... 82 nF	E24	±5	160V
630V			2pF ... 22 nF	630V			
C2342*			160V	> 330pF ... 10nF		±2,5	85°C-on 160V
			630V	2pF ... 2,2nF			630V
C2343			1000V	100pF ... 1,5nF			1000V
C242	polietilén tereftalát (PETP) fólia	aluminium fólia	160V	10nF ... 220nF	E6	±20 ±10	—
			250V	68nF ... 150nF			
			630V	33nF ... 47nF			
			1000V	2,2nF ... 22nF			
			1600V	2,2nF ... 15nF			

FÓLIÁS KONDENZÁTOROK

AJÁNLOTT TERMÉKVÁLASZTÉKA

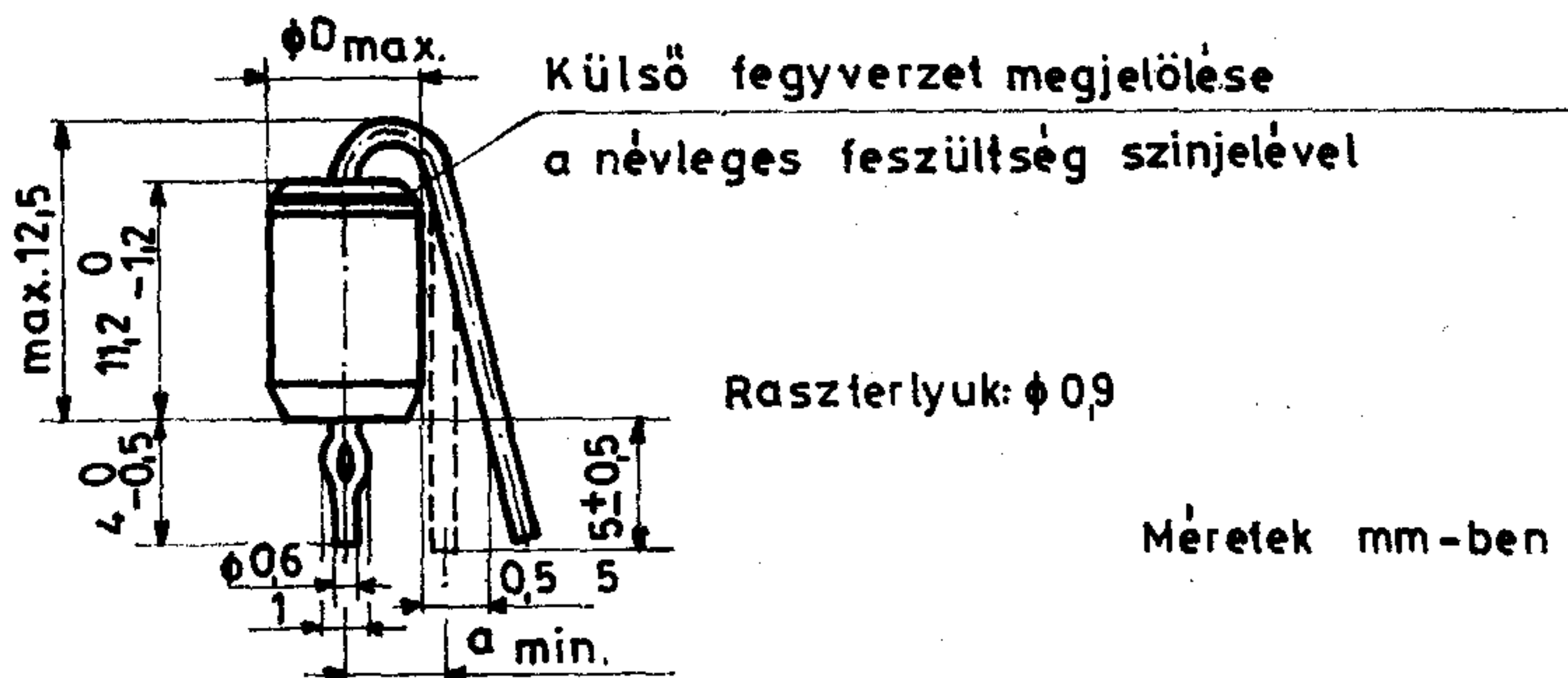
* SIEMENS licenc

Veszteségi tényező [tg δ · 10 ³]				Feszültség vizsgálata [V=]	Hőmérsékleti tényező [·10 ⁻⁶ /K]	Váltakozó feszültségű terhelhetőség	Szigetelési ellenállás [GΩ]	Kulcs-szám	Termék-szabvány
$\frac{C [nF]}{f [Hz]}$	< 0,1	...4,7	...10,0	400	-25°C...+70°C	U _n U [V=] [V~]			
1K	0,1		0,2	1600	160V -(100...250)		98% min.100	—	Rx-74.372/1
100K	0,4		—		630V -(100...200)	160 65	2% min.10		
1M	0,4	—	—	400		630 125			
$\frac{C [nF]}{f [Hz]}$	< 0,1	...4,7	...22,0	320	C < 50pF:				
1K	—	0,2	0,2		-(100 ± 75)		min.100	10/070/04	MSZ-0561.2487
100K	0,2	0,5	—	1300					
$\frac{C [nF]}{f [Hz]}$	< 0,33	...1,0	...50,5						
1K	0,3	0,3	0,3		-(125 ± 60)	25V~	—	10/070/21	MSZ-0561.2489
1M	0,3	1,0	—						
$\frac{C [nF]}{f [Hz]}$	< 0,22	...1,0	...60,1		C > 200pF:				
1K	0,3	0,3	0,3	320	-(300 ± 40)	63V~	min.500	40/070/56	MSZ-0561.2484
1M	0,3	1,0	—						
$\frac{C [nF]}{f [Hz]}$	≤ 0,1	...4,7	...82	400	-40°C...+85°C	U _n U [V=] [V~]			
1K	0,1	0,4	0,5	1600	C ≥ 100pF:		98% min 100		
10K	0,2	0,3	0,6		-(100...300)	160 65	2% min 10	40/085/21	Rx-74.376/1
100K	0,3	0,5	—	400		630 210			
1M	0,4	—	—	1600		1000 210			
				2500					
1kHz max.10				2 · U _n	—	—	kivezetők között min.30 kivezetők és a burkolat között min.30	40/100/21	Rx-74.157/5



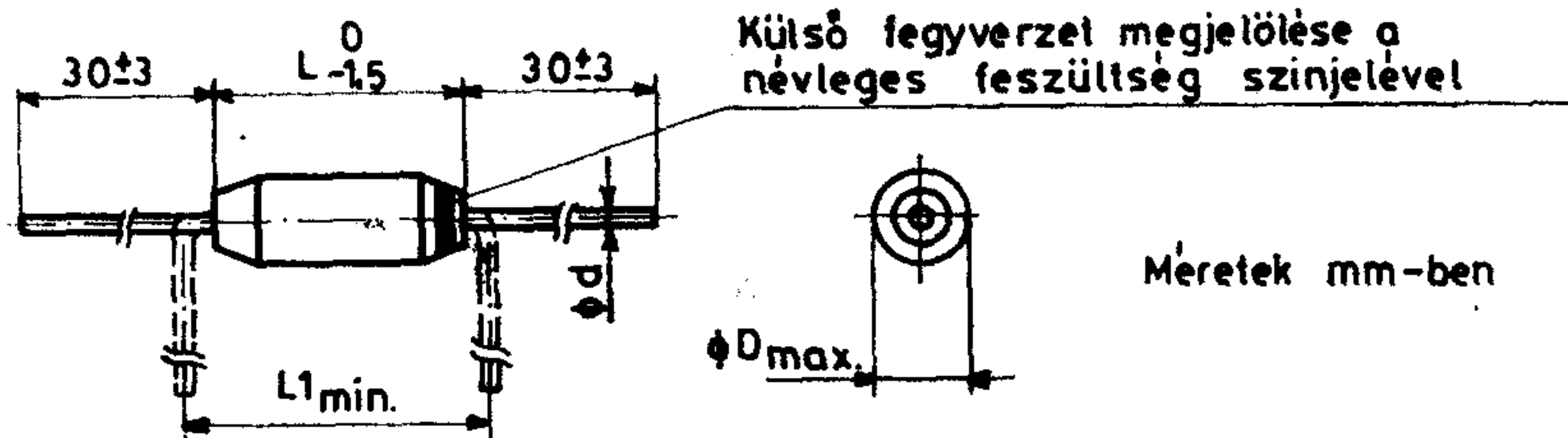
C2441

Névleges kapacitás [pF]	160V				630V			
	színjel: vörös				színjel: fekete			
	$\phi D_{max.}$	$L - \overset{0}{1,5}$	$L1_{min.}$	ϕd	$\phi D_{max.}$	$L - \overset{0}{1,5}$	$L1_{min.}$	ϕd
2 ... < 10					5,8	11,5	15	0,6
10 ... 20	4,0	11,5	15	0,6				
> 20 ... 30								
> 30 ... 39	4,5							
> 39 ... 220								
> 220 ... 330								
> 330 ... 470								
> 470 ... 680	4,7							
> 680 ... 1000								
> 1000... 1500								
> 1500... 2200								
> 2200... 3300	6,7							
> 3300... 4700	7,6							
> 4700... 6800	6,9	16,5	20	0,6				
> 6800... 10000	8,0							



C2442

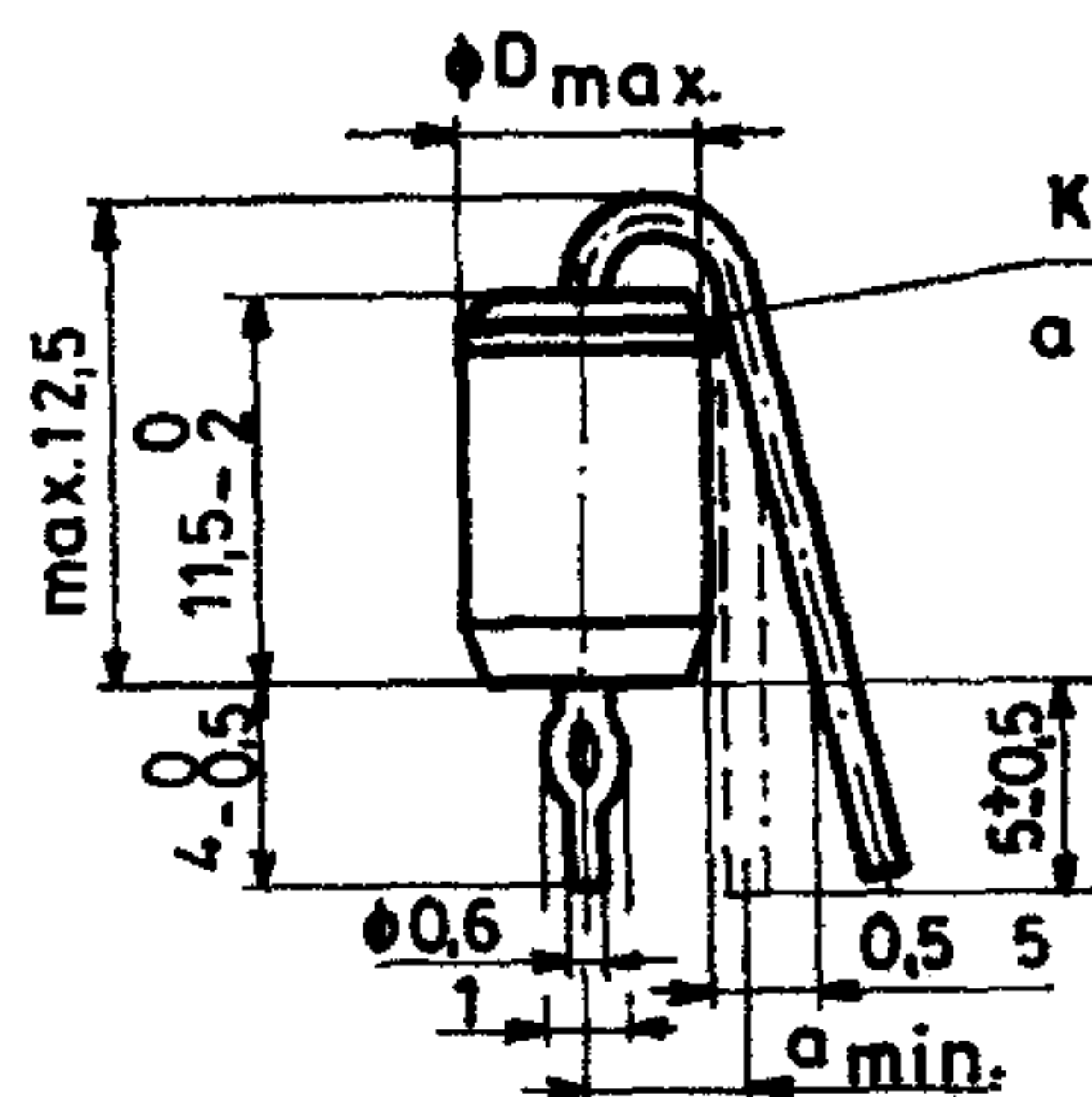
Névleges kapacitás [pF]	160V	
	színjel: vörös	
	$\phi D_{max.}$	$a_{min.}$
10 ... 20	4,0	2,5
> 20 ... 30		
> 30 ... 39	4,5	2,8
> 39 ... 330		
> 330 ... 470		
> 470 ... 680		
> 680 ... 1000	4,7	2,9
> 1000 ... 1500	5,2	3,1
> 1500 ... 2000	5,8	3,4
> 2200 ... 3300	6,7	3,9
> 3300 ... 4700	7,6	4,4



C2341

Méreték mm-ben

Névleges kapacitás [pF]	160V				630V			
	színjel: vörös				színjel fekete			
	$\phi D_{max.}$	$L_{-1,5}^0$	L_{min}^1	ϕd	ϕD_{max}	$L_{-1,5}^0$	L_{min}^1	ϕd
2 47	κ				4,0	11,5	15	0,6
> 47... ... 330					4,5			
> 330 ... 1000	4,5	11,5	15	0,6	6,0			
> 1000 ... 1500					6,9			
> 1500 ... 2200					7,9			
> 2200 ... 3300					7,6			
> 3300 ... 7500	10,4				16,5	20	0,8	
> 7500 ... 8200	9,6							
> 8200 ... 10000	10,4				21,5	25		
> 10000 ... 15000	12,3							
> 15000 ... 22000	14,5							
> 22000 ... 27000	10,2				16,5	20		0,8
> 27000 ... 33000	10,0							
> 33000 ... 47000	11,7							
> 47000 ... 82000	15,0							
	21,5	25						



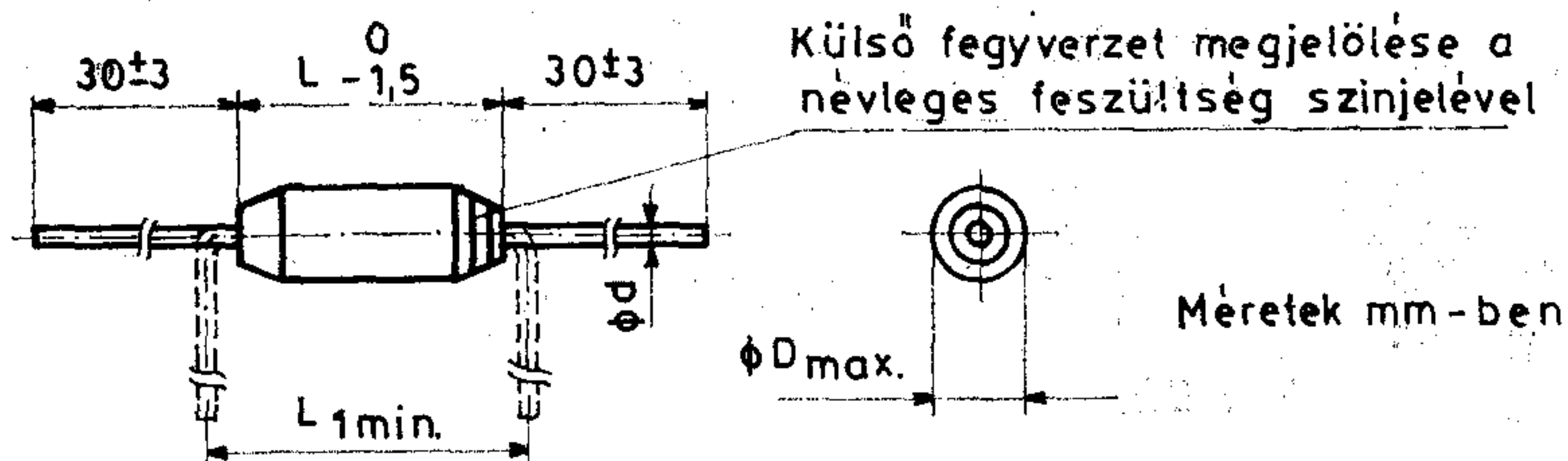
Külső fegyverzet megjelölése a névleges feszültség színjelével

Raszterlyuk: ϕ 09

Méreték mm-ben

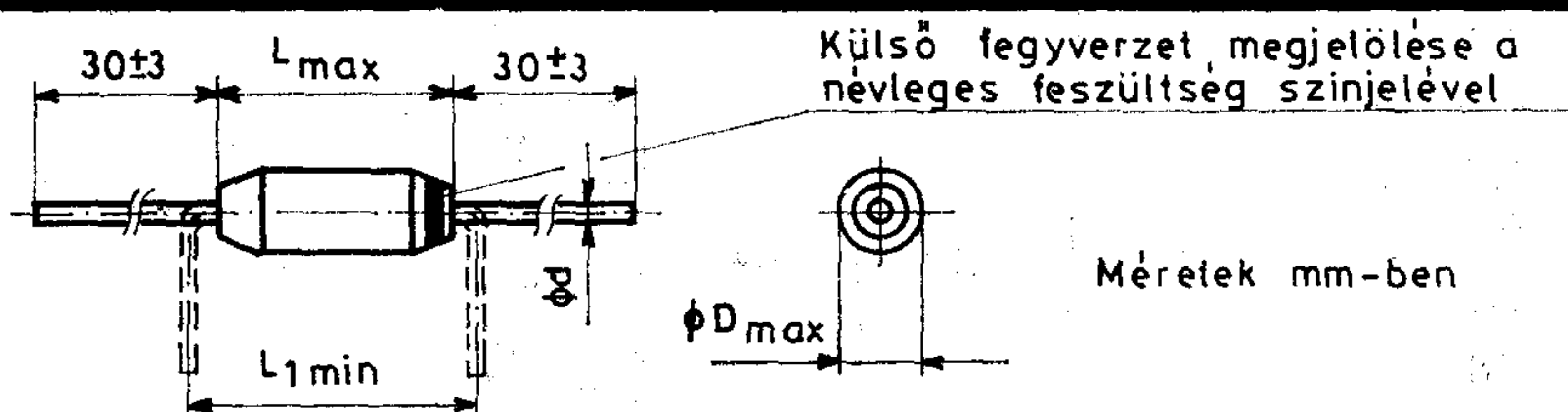
C2342

Névleges kapacitás [pF]	160V		630V	
	színjel vörös		színjel fekete	
	ϕD _{max.}	a _{min.}	ϕD _{max.}	a _{min.}
2... ... 47			4,0	2,5
> 47... ... 330			4,5	2,8
> 330 ... 1000			6,0	3,5
> 1000 ... 1500	4,5	2,8	6,9	4,0
> 1500 ... 2200	5,0	3,0	7,9	4,5
> 2200 ... 3300	5,7	3,3		
> 3300 ... 7500	7,8	4,4		
> 7500 ... 8200	8,1	4,6		
> 8200 ... 10000	8,7	4,9		



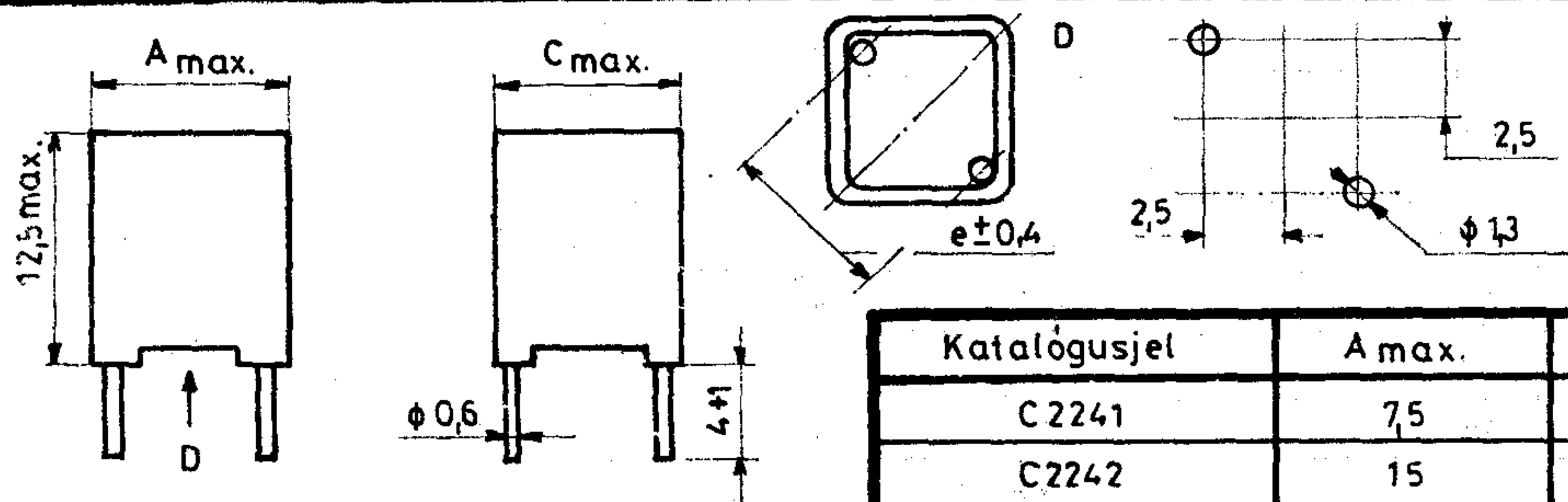
C2343

Névleges kapacitás [pF]	1000V			
	ϕD_{max}	$L -1,5$	L_{1min}	ϕd
100 ... 150	5,5	16,5	20	0,8
> 150 ... 620	6,2			
> 620 ... 1000	7,0			
> 1000 ... 1500	8,0			

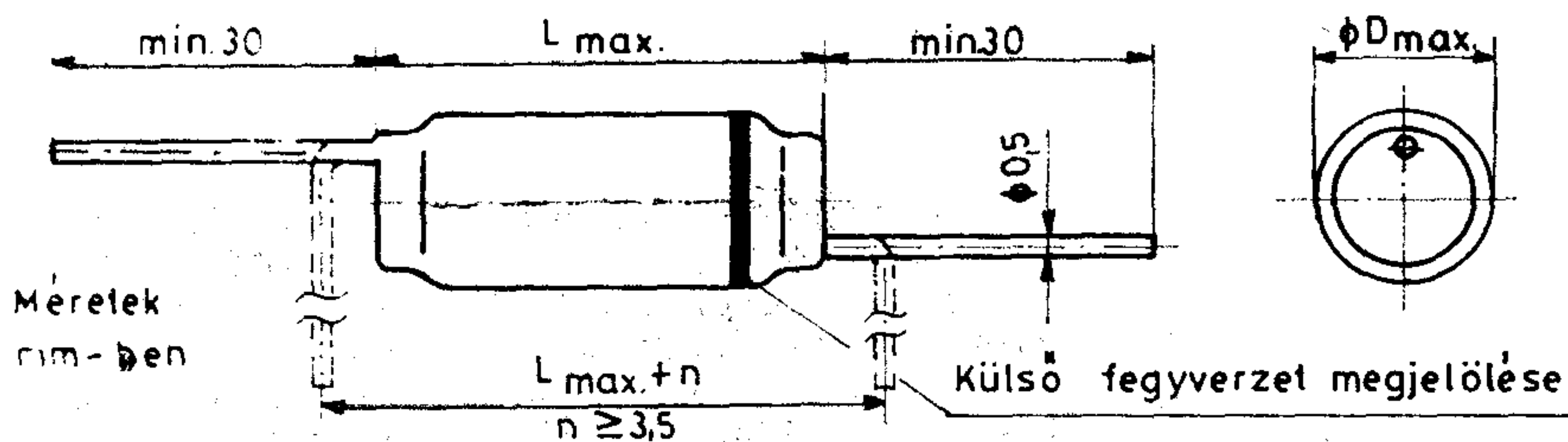


C229

Névleges kapacitás [pF]	160V				630V						
	színjel: vörös				színjel: fekete						
	ϕD_{max}	L max	L1 min	ϕd	ϕD_{max}	Lmax	L1 min	ϕd			
10 ... 20	4,0	11,5	5	0,6	5,8	11,5	15	0,6			
> 20 ... 30											
> 30 ... 39	4,5				6,2						
> 39 ... 220									11,5	25	0,8
> 220 ... 330											
> 330 ... 470											
> 470 ... 680											
> 680 ... 1000											
> 1000 ... 1500	4,7				7,6	21,5	25	0,8			
> 1500 ... 2200	5,2				8,4						
> 2200 ... 3300	5,8				9,5						
> 3300 ... 4700	6,7				10,8						
> 4700 ... 6800	7,6	10,0	31,5	35							
> 6800 ... 10000	6,9	16,5			20						
> 10000 ... 15000	7,5										
> 15000 ... 22000	8,8	21,5	25	0,8							
> 22000 ... 27000	10,2										
	11,2										



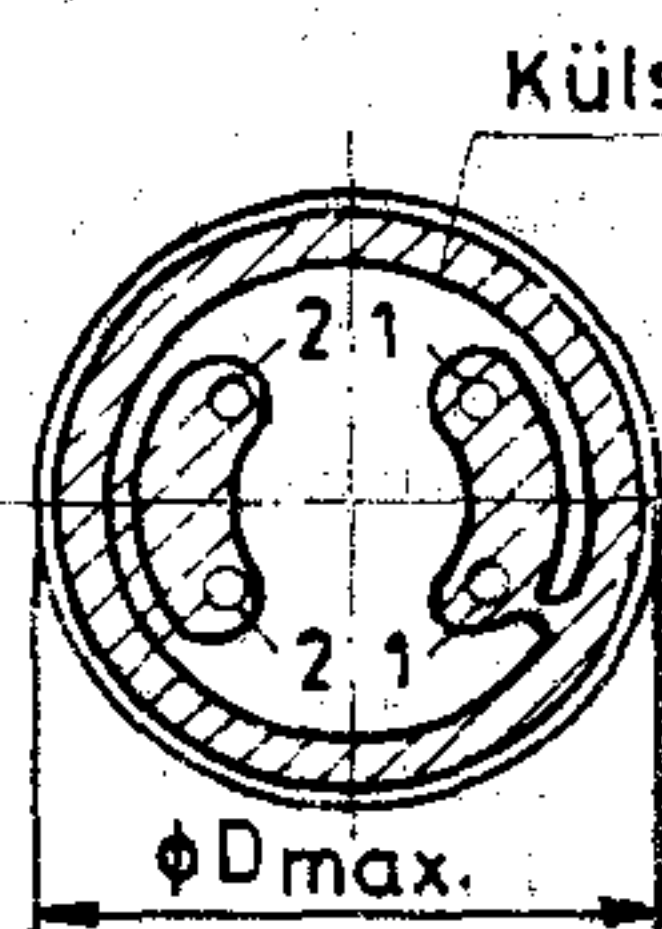
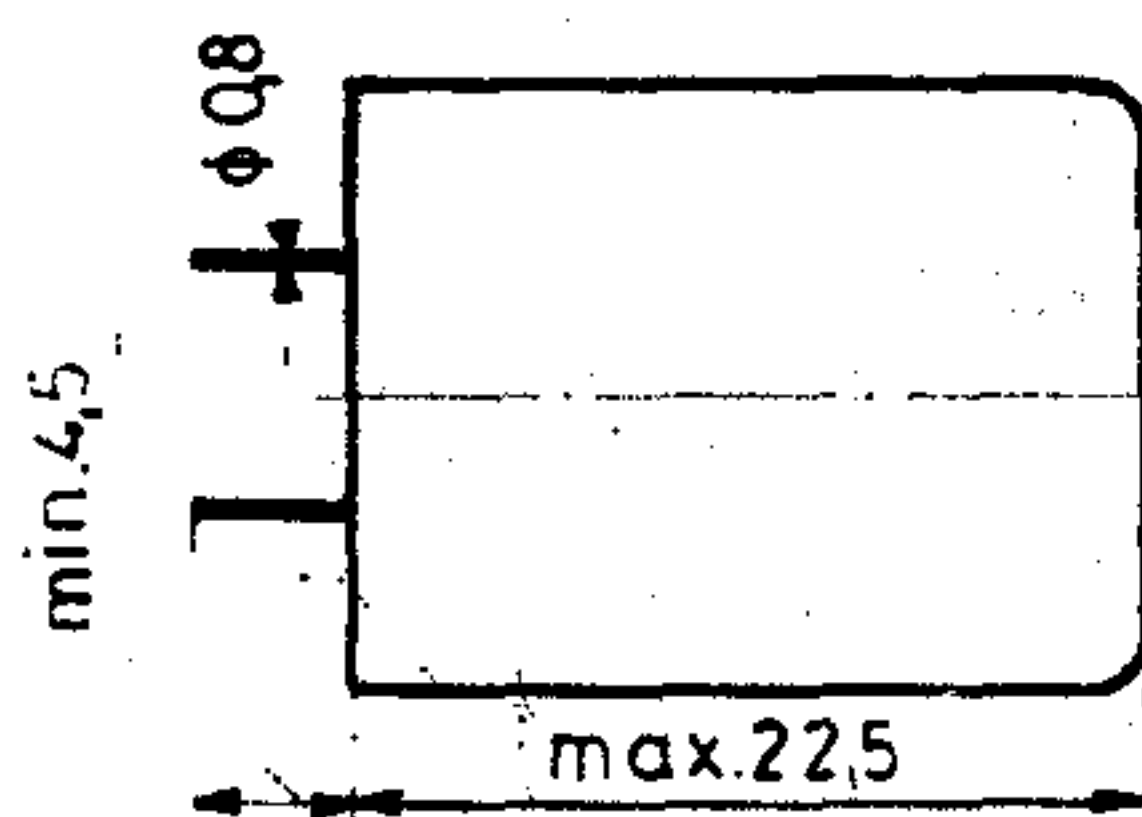
Katalógusjel	A max.	C max.	e
C 2241	7,5	7,5	7,07
C 2242	15	15	17,7



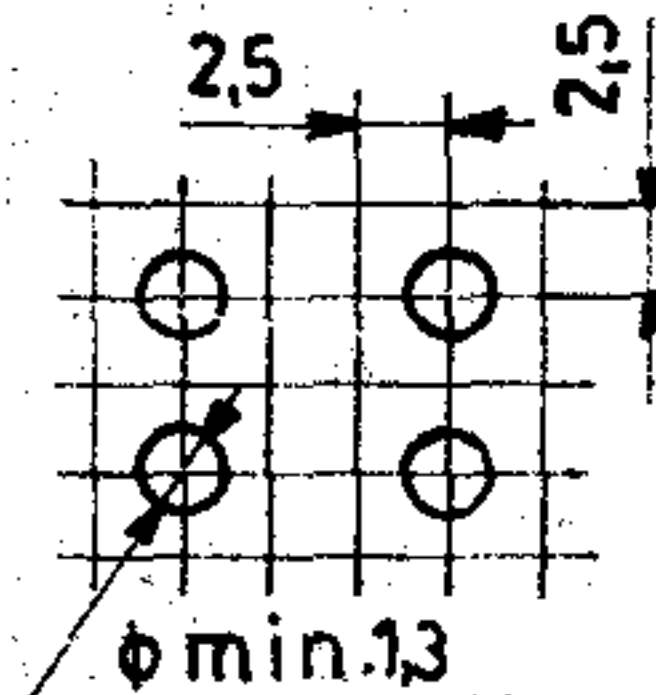
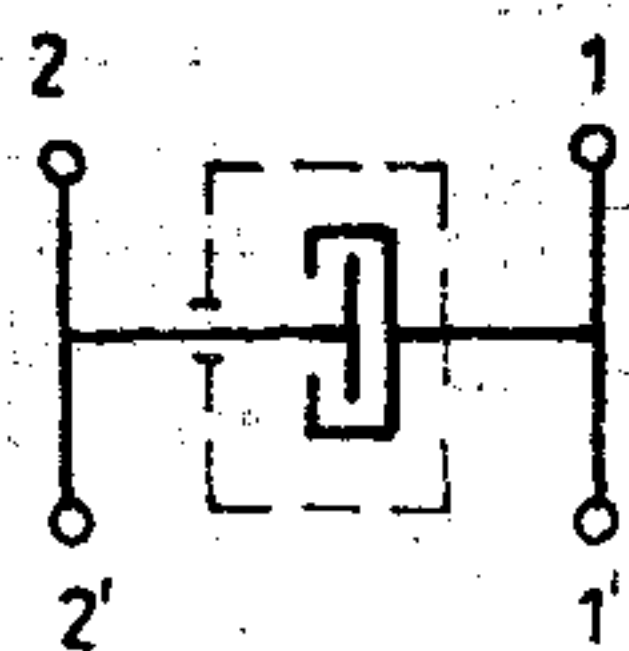
C242

Névleges kapacitás [nF]	160V		250V		630V		1000V		1600V		
	φ D	L	φ D	L	φ D	L	φ D	L	φ D	L	
1,5											
2,2											
3,3											
4,7											
6,8											
10	5,5	16,5	6,0	16,5	6,0	16,5	6,5	16,5	7,0	21,5	
15			7,0				7,5		7,0		8,0
22	6,5		7,0		7,5		9,0	9,0	11,0		
33	7,5		21,5	9,0	21,5		10,5	12,0	12,0		14,0
47				8,0			10,0	10,5	12,0		
68	21,5	9,0		11,5							
100		10,5									
150		12,5									
220		14,0									

Méretek mm-ben



Külső fegyverzet



C209

AJÁNLOTT FELHASZNÁLÁS

A polisztirol (PS) kondenzátorokat (C2441, C2442, C229, C2241, C2242, C209) kis veszteségi tényezőt, konstans negatív hőmérsékleti tényezőt és nagy kapacitásállandóságot igénylő áramkörökbe (pl.: rezgőkörökbe) ajánljuk.

A polipropilén (PP) kondenzátorokat (C2341, C2342, C2343) rádió és tv, valamint egyéb híradástechnikai készülékekbe, egyenfeszültségű, hangfrekvenciás hálózati és impulzusáramkörökbe ajánljuk.

A polietiléntereftalát (PETP) kondenzátort (C242) közszükségleti híradástechnikai készülékek és egyéb villamos berendezések egyen- és váltakozó feszültségű áramköreibe ajánljuk.

Névleges kapacitás	D max.
47 pF ... 200 pF	17,2
> 200 pF ... 1,995 nF	
> 1,995 nF ... 31,32 nF	
> 31,32 nF ... 60,14 nF	21,2

Megkeresésükre küldünk katalógust. Kereskedelmi főosztályunk várja érdeklődésünket és készséggel áll rendelkezésükre.

Plavec Istvánné



RÁDIÓTECHNIKAI VÁLLALAT Bp. X., Pataky tér 20.
H-1475 Bp. 10. Pf. 64. Tel.: 573-033. Telex: 22-4565

Összeállította: Gál Ferenc

Bensőséges ünnepség keretében ünnepelte május 21-én a vásári nagydíjat a LOTRIMOS-rendszer kifejlesztésében részt vett BHG kollektíva. Berecz Frigyes vezérigazgató köszönte meg az eredményes munkát hangsúlyozva, hogy a nehéz világ gazdasági helyzetben nem könnyű ilyen eredményeket elérni. Mivel a BHG export-orientált vállalat, állandóan törekszik arra, hogy egyre tökéletesebb termékekkel jelenjen meg a piacon. Az előző években is kaptak már díjakat, így 1982-ben a lipcei vásáron aranyérmet, tavaly BNV vásárdíjas lett egy termékük. Az idei sikert arató termékből vállalati siker csak akkor lesz, ha elérkezik a termelési siker ideje is. A vásári nagydíj csak állomásnak tekinthető, nem pedig végállomásnak.

A vezérigazgató ezután jutalmakat adott át. Így Kiváló Munkáért miniszteri kitüntetésben részesült dr. Eisler Péter műszaki igazgatóhelyettes és Gátmezei József, a Fejlesztési Intézet osztályvezetője. Kiváló Dolgozó kitüntetésben részesült Hamvas György fejlesztési mérnök és Kollár Jánosné, a Fejlesztési Intézet fejlesztési technikus.

A LOTRIMOS tárolt program vezérlésű elektronikus üzemfelügyeleti és karbantartó rendszer a távbeszélőközpontok üzemvitelére, forgalmára, működésére jellemző paraméterek folyamatos mérésére, ellenőrzésére alkalmas. Az észlelt hibákat automatikusan kijelzi egy felügyeleti központ számára. Az összegyűjtött adatokból statisztikát készít és azt elemzi. Bevezetésével a központberendezések megbízhatósága, szolgáltatási minősége, üzemviteli és karbantartási színvonala emelkedik, a karbantartási élőmunkaigény csökkenthető. A tároltprogram-vezérlésű, teljesen elektronikus LOTRIMOS rendszer lehetővé teszi eddig nem, vagy csak korlátozottan vizsgált adatok meghatározását, ezek valós idejű feldolgozását, melyek ismeretében a távbeszélőközpontok optimális kihasználását elősegítő beavatkozások automatikusan is elvégezhetők.

Más berendezésekkel szerzett külföldi tapasztalatok szerint a kihasználás 8–10 százalékkal javulhat. A hibák felderítéséhez szükséges idő 25 százalékra csökken. A hibás egységek automatikus kizárása jól érzékelhetően javítja a szolgáltatás minőségét, ezek gyors javítása a kiesett jövedelmet (veszteséget) csökkenti.

Mindezek eredményeképpen a beruházási költségek várhatóan 2–3 év alatt megtérülnek.

A LOTRIMOS a hasonló célra külföldön kifejlesztett elektronikus üzemfelügyeleti rendszerekkel állja az összehasonlítást, sőt bizonyos paramétereiben, mérési módszerében felülmúlja azokat.

* * *

A sűrűn szerelt nyomtatott áramköröket tartalmazó híradástechnikai és adatfeldolgozó berendezésekhez a Siemens cég olyan, az ediginél is kisebb méretű tantál kondenzátorokat fejlesztett ki, melyek automatikusan beültethetők a NYÁK lemezbe. A chip formájú, műanyag téglatestek nem tartalmazzak hagyományos huzalkivezetéseket, hanem a rajtuk kialakított érintkező felület közvetlenül a NYÁK lemezhez forrasztható.

Az ötféle méretben készülő kondenzátorok (B45193 sorozat) lefedik a 0,1–100 μ F kapacitás, illetve 6,3–50 V feszültségtartományt. A hagyományos huzalkivezetésű tantál kondenzátorokkal összehasonlítva így 4,5–6-szoros térfogatcsökkenést sikerült elérni. Az új alkatrészcsalád üzemi hőmérséklettartománya –55...+125 °C és kielégíti a DIN 40 040 szabvány klimatikus előírásait.

(Siemens Press release, B PB 0884.239e)

Az Elektronikai Alkatrészek IEC Minősítési Rendszerét, az IECQ-t azzal az alapcélkitűzéssel hozták létre, hogy elősegítse a belföldi és a nemzetközi árucserét azáltal, hogy a terméknek a felhasználónál végzett ismételt vizsgálatától (approbálásától) el lehessen tekinteni, a gyártónál végzett minőségellenőrzésben meg lehessen bízni, és a tételről kiállított minőségi bizonyítványt kölcsönösen el lehessen fogadni. A Rendszerben jóváhagyott gyártó tevékenységét ugyanis nemzetközileg egyeztetett eljárási szabályzatnak megfelelően egy nemzeti szervezet rendszeresen felügyeli. A Rendszerben csak olyan alkatrészek szállíthatók, amelyek megfelelnek az IEC szabványok előírásainak.

A Rendszer előnyös tehát a berendezések gyártójának, mert IEC minőségű, tanúsított alkatrészt kaphat, amelyet nem kell idegenáru-ellenőrzésnek alávetnie. Előnyös az alkatrészgyártónak is, mert exportszállítás esetén a tagállamok kölcsönösen elfogadják egymás tanúsítványait és az IECQ szállítóként való jóváhagyás jelentős presztíznövekedést jelent.

A Rendszert elsősorban a nagy tömegben gyártott alkatrészekre dolgozták ki, de most folyik kiterjesztése a kisebb darabszámban készülő vagy különleges áramkörökre (pl. BOÁK, NYÁK).

A nemzetközi Rendszernek tagja minden fejlett elektronikai iparú ország. A szocialista országokat hazánk, Lengyelország és a Szovjetunió képviseli. A tagságnak két fokozata van. Az egyszerű részvétel, amely az ügyek figyelemmel kísérését jelenti, és a tanúsításra is jogosító fokozat. Ez utóbbi elnyerése érdekében az adott országban nemzeti szervezetet kell létrehozni, amelyben a szabványosítóknak, a forgalmazóknak, a mérésügynek és az érdekelt gyártóknak kell részt venniük. A nemzeti szervezetet egy ún. Nemzeti Meghatalmazott Intézmény irányítja, és az országot ez képviseli az IECQ vezető testületében. A tanúsítási jog elnyeréséhez további feltétel, hogy az országban kijelölt Nemzeti Felügyeleti Szervet a nemzetközi testület hivatalosan is elfogadja (akkreditálja). Az elfogadás egy pártatlan szakértőkből álló csoport helyszíni vizsgálata alapján történik, amelynek során ellenőrzik a nemzeti szerveket és a felügyeleti szerv alkalmasságát. Ha mindent rendben találnak, a Nemzeti Felügyeleti Szerv jogosulttá válik, hogy jóváhagyja azokat a gyártókat, akik a Rendszer feltételei szerinti szállításban érdekeltek.

A nemzetközi Rendszer 1982. január 1-től operatíván működik, és ma már angol, amerikai, japán, svéd, francia és szovjet cégek kaptak engedélyt arra, hogy egyes termékeiket a megkülönböztető tanúsítással szállítsák.

Hazánk elektronikai ipara is érdekelt abban, hogy az ország tanúsító jogú tagságot szerezzen. Egyes külföldi szállítások esetén már ma is feltételként merül fel, hogy az alkatrésznek EICQ minősítésűnek kell lennie, illetőleg, hogy a berendezésbe csak minősített alkatrészt szabad beépíteni. Érdekeltségünk miatt a nemzetközi munka eredményeit a Magyar Szabványügyi Hivatal szervezésében eddig is folyamatosan figyelemmel kísértük.

Soron következő feladat: elérni, hogy a hazai felügyeleti szervet, a Magyar Elektrotechnikai Ellenőrző Intézetet az IECQ szakértői akkreditálják. Ehhez számos intézkedést kell teljesíteni (IEC szabványoknak megfelelő terméktípusok próbaminősítése, az érdekelt gyártók minőségellenőrzésének IEC szerinti kialakítása, néhány vizsgálóberendezés beszerzése, a hitelesítési rendszer kialakítása stb.). A részintézkedések közé tartozik, hogy az IECQ Alapszabályzatát és Eljárási Szabályzatát magyar nyelven megjelentessük. Evégből került kiadásra az MI 18 961 és az MI 18 962 sorozat, amely a napokban jelent meg. Az MI-k a Szabványboltban beszerezhetők.

(Ocskay Imre – REMIX)

Д-р Берцели, Т.:

Состояние спутникового телевизионного вещания

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1985. № 1.

В статье дается обзор о системе телевизионного вещания с использованием ИСЗ, и более подробно рассматриваются методы построения приемников и антенн. Рассматриваются также возможности приема на территории ВНР.

Д-р Надь, Я.—д-р Пиепер Х.—д-р Хофман, Х.:

Средства микроакустики и их применение

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1985. № 1.

Статья продемонстрирует создаваемое сотрудничество в области разработки и испытания микроакустических средств между Техническими Институтами гор. ДРЕЗДЕН и Институтом Электрической Промышленности имени КАНДО КАЛМАН ВНР. Статья занимается принципом действия упомянутых средств и испытаниями физических цепей, демонстрируя достигнутые результаты.

Керестеш, Л.:

Сигнальный мультиплексор терта с процессорным управлением

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1985. № 1.

Статья дает краткий обзор о выполняющей роли сигнальных мультиплексоров в технике уплотнения системы ИКМ, о некоторых технико-экономических точках зрения их разработки. Излагает структуру согласующего устройства типа STB 30/60—2, и основные технические характеристики, описывает техническую эксплуатацию аппаратуры и задел разработки софтвера и хардвера.

Фодор, Л.—Хидаши, Б.—Вечей, Б.:

Комплексная добавка для Mn-Zn ферритов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1985. № 1.

Данные начального состава к Mn-Zn ферритным материалам часть Fe_2O_3 заменив TiO_2 и с 1 мол процентной концентрацией получают оптимальные магнетические свойства. С дальнейшим добовлением Ta_2O_5 можно выработать комплексные ферриты с малыми потерями и с прочной стабильностью. Добавочные материалы относящиеся к механизму действия, по обследованиям, друг на друга не влияют, Ti встраивается в пазы решетки восьмигранника шпинельной решетки, а Ta располагается на границах зерен.

Д-р Кочиш, Ф.:

Быстрые процедуры расчета дискретного преобразования Фурье (ДПФ)

(Хирадаштехника, Будапешт) 1985. № 1.

Характеризуя сложность вычислений ДПФ необходимым количеством умножений, выводится выражение, определяющее максимальную частоту сигналов в реальном масштабе времени. Одной из возможных путей увеличения максимальной частоты является уменьшение числа умножений алгоритмическим петём. Количество умножений, которые равно $O(N^2)$ при непосредственном расчёте уменьшается до величины $O(N \log N)$ при постепенном делении на части. При некоторых условий, наложенных на количество точек, вычисление ДПФ сводится к определению периодической свёртки. Применением известных процедур для расчёта периодической свёртки, количества операций у который равно $O(N)$, получают модули ДПФ Винограда для небольшого числа точек. Для большего числа точек применяются алгоритм простых коэффициентов Гуда и алгоритм Винограда, затем оцениваются отдельные алгоритм на основе полного числа операций (умножений, сложений, передвижений данных) в точка зрения практического осуществления.

* * *

Dr. Bercei, T.:

Satelliten-Fernsehfunks: eine Übersicht

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 1.

In diesem Artikel überblicken wir zuerst das System des Satelliten-Fernsehfunks, dann untersuchen wir die verschiedenen Empfänger und Antennen sowie die Empfangsmöglichkeiten in Ungarn.

Dr. J. Nagy—Dr. H. Pieper—Dr. H. Hofman:

Mikroakustische Mittel und deren Verwendung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 1.

Der Artikel zeigt uns das Themengebiet der Zusammenarbeit, welche zwischen der Technischen Hochschule von Dresden und der Technischen Hochschule „Kandó Kálmán“ für Elektroindustrie

von Budapest, sich entwickelt hat. Der Artikel befasst sich mit den Funktionsprinzipien der akustischen Mittel, sowie mit ihrer physikalischen und stromkreislichen Prüfung und auch mit den erreichten Resultaten.

Keresztes, L.:

Signalmultiplexer Typ TERTA, mit Prozessorsteuerung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 1.

Der Artikel gibt uns eine kurze Übersicht auf die Rolle der verschiedenen Signalmultiplexer in der Übertragungstechnik mit PCM System, sowie auf einige technische und wirtschaftliche Standpunkte hinsichtlich der erwähnten Signalmultiplexer. Der Verfasser des Artikels macht uns mit dem Aufbau des Signalmultiplexers Typ STB 30/60—2 mit Prozessorsteuerung bekannt. Ausserdem erfahren wir einiges über die Inbetriebhaltung dieser Anlage, sowie über den Hintergrund für Hardware und Software der Geräteentwicklung des signalmultiplexers.

Fodor, L.—Hidasi, B.—Vécsey, B.:

Komplexe Beimischung zu Mn-Zn Ferritmateriellen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 1.

Bei Mn-Zn Ferritmaterial mit gegebener Anfangskonzentration ergeben sich bei teilweiser Substitution von Fe_2O_3 durch TiO_2 in einer Konzentration von 1 mol% die besten magnetischen Eigenschaften. Durch weiteres Zumischen von Ti_2O_5 können verlustarme und sehr stabile Komplex-Ferrite gewonnen werden. In den, sich auf das Wirkprinzip der Zusatzstoffe beziehenden Untersuchungen der Feinstruktur konnten kaum gegenseitige Beeinflussungen ihrer Wirkungen festgestellt werden. Das Ti setzt sich in die oktaedrischen Gitterzwischenräume des Spinelgitters, das Ta dagegen in die Aussparungen entlang der Korngrenzen.

Dr. Kocsis F.:

Schnelle Verfahren zur Berechnung der diskreten Fouriertransformation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 1.

Die Komplexität der Berechnung der DFT mit der Zahl der notwendigen Multiplikationen beschreibend wird eine Beziehung hergeleitet, welche die höchste Frequenz der Real Time Signalverarbeitung angibt. Ein möglicher Weg zum Erhöhen der erreichbaren Frequenz ist die Reduktion der Zahl der Multiplikationen mit algorithmischen Mitteln. Die Zahl der bei der direkten Auswertung notwendigen $O(N^2)$ Rechenoperationen reduziert wird bei dem sukzessivem Aufteilen auf $O(N \log N)$ Multiplikationen. Mit bestimmten Einschränkungen in Bezug der Zahl der Punkte kann die Berechnung der DFT auf das Bestimmen periodischer Konvolution zurückgeführt werden. Mit der Anwendung der zu der Berechnung der periodischen Konvolution bekannten Verfahren mit $O(N)$ Rechenoperationen werden die Winogradsche DFT-Moduls für kleine Punktzahlen wird das Goodsche Primfaktor-Algorithmus (PFA) und das Winogradsche Algorithmus (WFTA) angewendet, und die einzelnen Algorithmen werden unter dem Gesichtspunkt der praktischen Realisierung, auf Grund der Zahl der notwendigen Rechenoperationen (Multiplikationen, Additionen, Datenbewegungen, usw.) bewertet.

* * *

Dr. Bercei, T.:

Satellite television broadcasting: a survey

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 1.

In the paper the system of satellite television broadcasting is surveyed. The receiver and antenna constructions, as well as the reception possibilities in Hungary are discussed in more detail.

Dr. Nagy, J.—Dr. Pieper, H.—Dr. Hofman, H.:

Microacoustic Devices and Applications

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 1.

The paper introduces the activity range of the cooperation between the Dresdner Technical Hochschule and the Kandó Kálmán Electrical Industrial Technical High School in the field of development and test of microacoustic devices. The paper deals with the operating principles, physical and circuitry test of these devices and the achievements.

Keresztes, L.:

TERTA Processor Controlled Signal Multiplexors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 1.

The paper briefly reviews the function of signal multiplexors in PCM transmission and several technical economy aspects of their development. The structure and main technical characteristics of the processor controlled signal multiplexor Type STB 30/60—2 are introduced, the operation and software and hardware background of equipment development are mentioned.

Fodor, L.—Hidasi, B.—Vécsey, B.:

Complex additive for Mn-Zn ferrites

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 1.

Substituting part of Fe_2O_3 by TiO_2 in a Mn-Zn ferrite material of a given initial composition the most favourable magnetic properties are obtained at an additive concentration of 1 mole per cent. By way of further adding of Ta_2O_5 a low-loss complex ferrite of good stability features can be produced. According to fine structure tests on effect

mechanism features of the additives Ti occupies the octahedral sites of the spinel lattice and Ta settles itself in the grain boundary precipitations without any serious influence on each other's effect.

Dr. Kocsis, F.:

Fast Algorithms for Computing the discrete Fourier-Transform

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 1.

Measuring the computational complexity of the DFT with the number of necessary multiplications a formula has been derived to determine the maximal frequency of real-time signal processing. One possible method to increase the maximal frequency is to decrease the number of multiplications algorithmically. Comparing with the $O(N^2)$ complexity of direct evaluation, the number of multiplications can be decreased to the order of $O(N \log N)$ by the "divide and conquer" method. Under some constraints on the length of the transformation the evaluation of the DFT can be transformed into computing an equivalent cyclic convolution. Using the optimal $O(N)$ procedures to evaluate cyclic convolutions the optimal small length Winograd-type DFT modules have been derived. Computation of greater length DFT is done by the application of the Good-type prime factor (PFA) procedure and the Winograd algorithm (WFTA). The different algorithms are compared and evaluated on the bases of the number of necessary operations (arithmetic operations, data transfers, etc.) and the requirements of practical implementation.

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, 1442 Budapest VII., Garay u. 5. Telefon: 415-583, 215-440. Felelős kiadó: Fajkfen Pál igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—296 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180,— Ft, egész évre 360,— Ft. Egyes szám ára 30,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1839 Budapest, Postafiók 149.



Egyetemi Nyomda — 85.2968 Budapest, 1985. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375