



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXVIII. évfolyam

BUDAPEST

1987

5

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXVIII. évfolyam 1987. 5. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXIII. évfolyam 1987. 5. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

V. évfolyam 1987. 5. szám

Felelős szerkesztő:
DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke:
HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:
ANGYAL LÁSZLÓ
MÉREY IMRÉNÉ
SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐBIZOTTSÁG

HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné
Csepregi-Horváth Kázmér
Dr. Flesch István
Forintos György
Gál Ferenc
Dr. Prónay Gábor

BHG

Rovatvezető: Angyal László
Tudományos szerkesztő: dr. Frajka Béla
Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter,
Fazekas László, dr. Gosztony Géza,
dr. Kerpán István, Klug Miklós,
Laczkó Endre, Sztaiacs Ákos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László
Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,
Balogh Albert, Csornai László,
Czermann Mihály, Hidas György,
Huszka Zoltán, dr. Ligeti Róbertné,
dr. Mátrai Géza, dr. Motál György,
Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: Dr. Somogyi András
Tudományos szerkesztő: dr. Frigyes István,
Denk Attila, Froemel Károly,
Nóbik Lajos, Szász Gerő

REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza
Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,
Balanyi Szilveszter, Bodnár László,
Kovács Gyula, Mészáros Sándor,
Molnár László

TKI

Rovatvezető: dr. Baranyi András
Tudományos szerkesztő: dr. Lajtha György,
dr. Henk Tamás, dr. Kása István,
Megyesi Csaba, dr. Sárkány Tamás,
dr. Simonyi Ernő

TERTA

Rovatvezető: Bánsághi Pál
Tudományos szerkesztő: dr. Gordos Géza,
Baján Tibor, Benedek Elek, Kovács Oszkár,
Schnürmacher Tamás, Márik Zoltán

*

Szerkesztőségi ügyekben
és kéziratokkal kapcsolatban
felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné.
Telefon: 495-098

ROVATOK

Egyesületi élet
Rendszertechnika
Kapcsolástechnika
Vezetékes technika
Fénytvádközlés
Vezeték nélküli technika
Adástechnika
Vételtechnika
Mikroelektronika
Alkatrésztechnika
Hálózatelmélet
Elektromágneses problémák

ROVATGAZDÁK ROVATTÁRSÁK

HTE	(H)	BEAG	HTV
TKI	(□)	BME	KONTAKTA
BHG	(#)	BRG	KŐPORC
TERTA	(↔)	EMO	KFKI
ORION	(*)	El. Szöv.	M. Posta
MEV	(↑)	FMV	ML
REMIX	(△)	GAMMA	MM
		HTSZ	MFKI
		HAGY	TUNGSRAM

TARTALOM

HELMUT MANGOLD: A digitális beszédfeldolgozás újabb eredményei: beszédkódolás, beszédfelismerés és beszéd-szintézis	193
HERMANN NEY: Automatikus beszédfelismerés a SPICOS rendszerben	198
WOLFGANG ROSSMANN: Hibrid áramkörök layout-tervezésének szá- mítógépes támogatása	202
F. LANDSTORFER: Az antennatechnika új eredményei	206
DR. ÁBRAHÁM LÁSZLÓ: IM-BUS forgalom vizsgáló berendezés	211
Dr. Bognár Géza	217
DR. GEFFERTH LÁSZLÓ: Hullámdigitális szűrők diszkrét optimalizá- lása	218
Beszámoló a 8. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokviumról és az URSI Elektromágneses Térelméleti Szimpóziumról	221, 233
MATUSIK FERENC—FÖVENYESSY ANDRÁS: 900 telefon csatorna szimmetrikus kábelben	222
MEV: Nagyfeszültségű szilícium NPN planár tranzisztor 2N 3439 2N 3440	234
DR. KOCSIS FERENC: Lineáris lépésszámú algoritmus $N=2^c$ hosszú- ságú diszkrét Fourier-transzformált számítására	236
Tartalmi összefoglalások	238

A digitális beszédfeldolgozás újabb eredményei: beszédkódolás, beszédfelismerés és beszédszintézis

HELMUT MANGOLD

AEG Forschungsinstitut Ulm



ÖSSZEFOGLALÁS:

A beszédfeldolgozás az utóbbi években jelentős előrehaladást tett a digitális jelfeldolgozás lehetőségeinek lényeges javulásával. Ez érvényes mind a digitális beszédkódolásra és beszédátvitelre, mind az automatikus beszédfelismerés és beszédszintézis területére.

Az automatikus beszédfelismerés és beszédszintézis már közben olyan szintet ért el, hogy bizonyos területeken érdemes alkalmazni őket. Ezáltal az ember-gép párbeszéd könnyebbé és megbízhatóbbá vált.

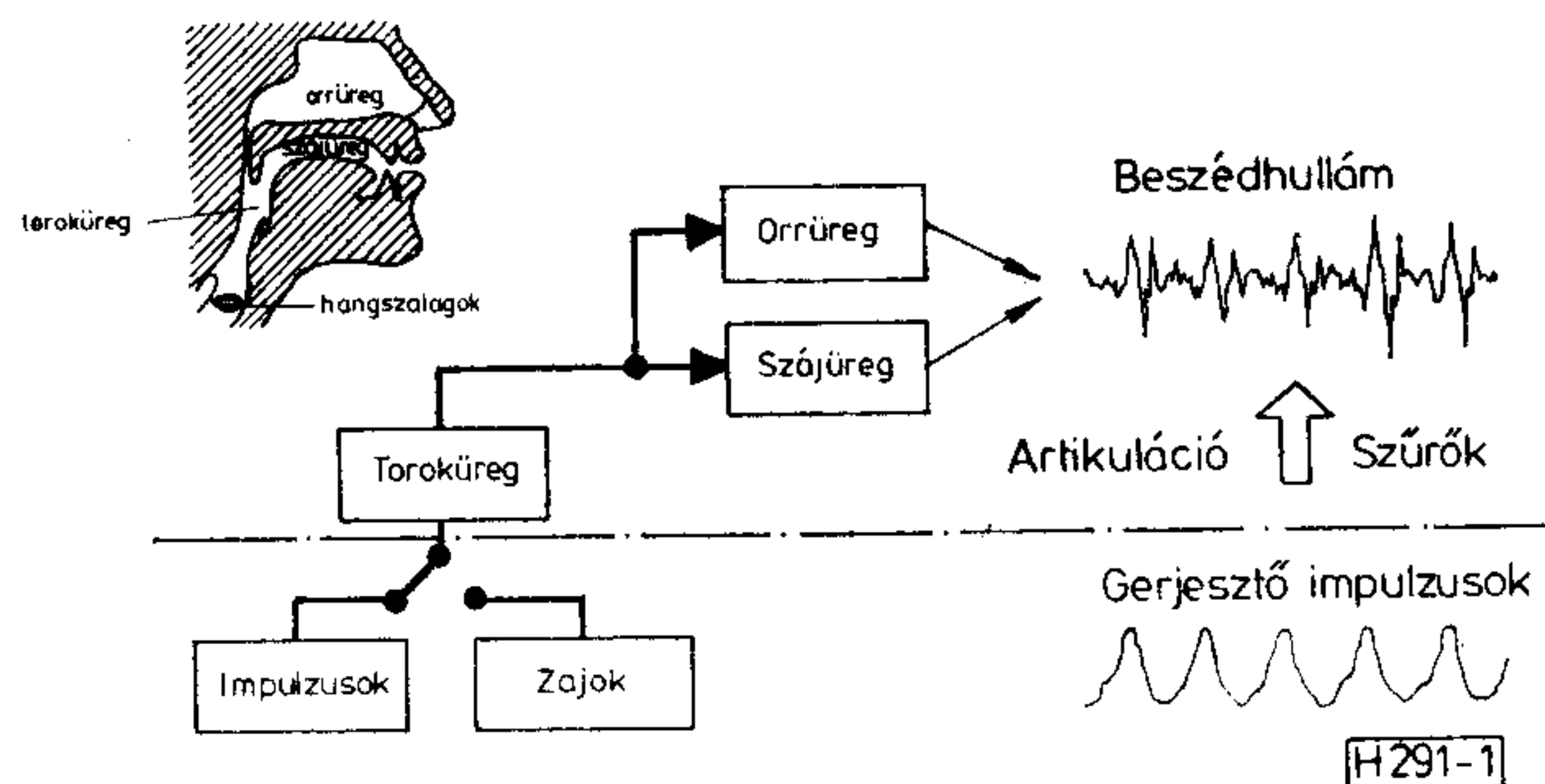
1. Beszédjel

A beszédjelek, az emberi beszédtraktusban létrejöttüktől kezdve, egészen jellegzetes jelek, melyekben az információ specifikus módon van kódolva. A feldolgozó algoritmusoknak ezeket a sajátos tulajdonságokat figyelembe kell venniük. Csak ebben az esetben lehetséges az információtartalom hatékony feldolgozása és elemzése.

A természetes beszédelőállításnál a gégében vagy a beszédtraktus szűkületében gerjesztőjelek képződnek, melyeket azután a torok, a száj- és az orrüreg az adott állásának megfelelően akusztikailag megszűr (1. ábra). Ezt a folyamatot artikulációnak nevezzük.

A beszédjel információjának lényeges elemei a jelek különböző jellemzőiben találhatók:

- * Az időfüggvény periodikus szerkezete zöngés hangokat, pl. magánhangzókat jelez.
- * Zajszerű jelrészletek zöngétlen hangokra utalnak.
- * A jelspektrum burkolója jellemzi az artikulációs szervek állását és ezzel a speciális hangot.



1. ábra. A beszédjel természetes előállításának elve

Fordította: Koutny Ilona
Elhangzott az 1987. máj 6—7-én tartott VDE konferencián.

MANGOLD, H.

A Müncheneri Műszaki Egyetemen híradástechnikát és informatikát tanult. 1962-től a Telefunkennél dolgozott különféle fejlesztési munkákon. 1964-től az AEG-Telefunken ulmi kutatóintézeténél, a beszédlaboratóriumban a beszédkódolás új eljárásainak vizsgálatával foglalkozott. 1967-ben laborvezetővé ne-

vezték ki, és mint új témát az automatikus beszédfelismerést és beszédszintézist vezette. 1975 óta az AEG kutatóintézetében azt az osztályt vezeti, mely a beszédjelek feldolgozásával, felismerésével és szintézisével, valamint képanalizissal és kódolással foglalkozik. Ehhez csatlakozik még a digitális audiótechnika témakörének kutatása.

* A tulajdonképpeni beszéd folyamatát mindezeknek a paramétereknek a dinamikus változásában rejlik.

A digitális jelfeldolgozás sokféle nagyon hatékony feldolgozási algoritmushoz vezetett, melyek lehetővé teszik a beszédjel különböző paramétereinek elemzését.

Lényegében megkülönböztetjük a tisztán jellemző eljárásokat és azokat, melyek osztályozással vannak egybekötve és ezért erősebben kapcsolódnak a jel tulajdonképpeni információtartalmához.

Az előbbi eljárásokhoz tartozik például a szűrés, a transzformációk különböző formái és az autokorreláció; az osztályozás-orientáltakhoz pedig a szegmentálás, az alapfrekvencia-elemzés, hangosztályozás, valamint a jelfelismerés egész területe. Példaként egy beszédjel digitálisan kiszámított spektrumát mutatjuk be a második ábrán.

2. Digitális beszédkódolás

A digitális beszédkódolás feladata, hogy a kommunikáció számára fontos információtartalmat úgy felkészítse, hogy egy rákövetkező átvitel és dekódolás ismét lehetőleg torzulatlan jelet eredményezzen, amely jól érthető és természetesen cseng. Mindamellet valójában csak releváns információt kell átvinni, a kódolónak el kell hagynia a redundáns és irreleváns információkat.

Digitális beszédkódoló rendszereket időközben nem csak híradástechnikai átvitelben használnak, hanem már a közeljövőben fontos szerepet játszanak a beszéd tároló szolgáltatások, akár az emberek közötti kommunikációt megkönnyítő hangos posta (Voice-Mail), akár a számos bemondó és információszolgáltató rendszer terén.

A kódoló elv és a szükséges adatátviteli sebesség alapján lényegében három különböző kódolási

csoportot különböztetünk meg: a hullámforma-kódolást, a paraméteres kódolást és a kevertket, melyeknél mindkét elv elemeit alkalmazzák. Kiválasztott példák alapján bemutatjuk a különböző lehetőségeket.

2.1 Hullámforma-kódolás [1]

A hullámforma-kódolók az időfüggvényben rejlő statisztikus redundanciát használják ki.

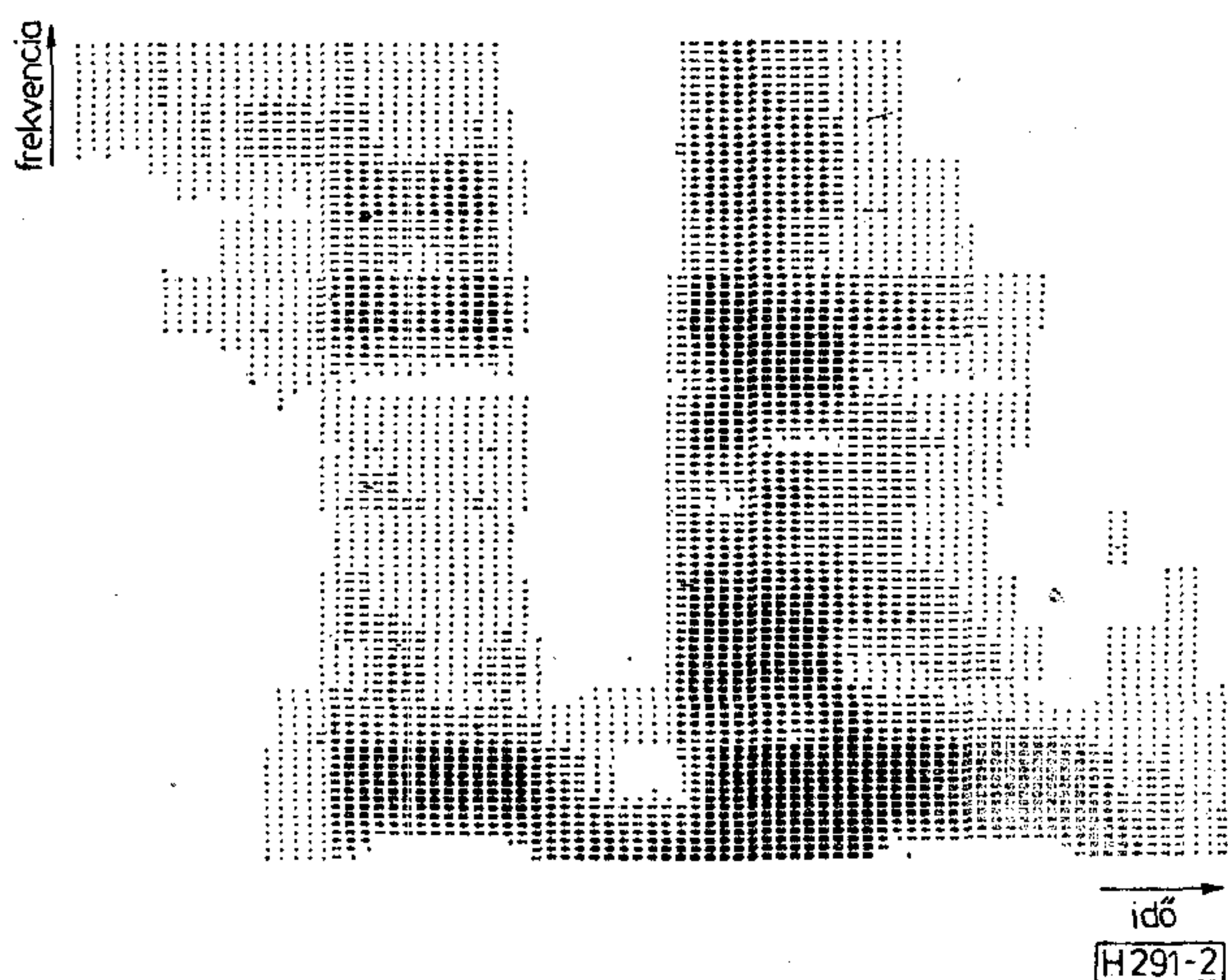
A hullámforma-kódoló legismertebb és legegyszerűbb példája a kompressziós pulzus-kód-moduláció (PCM), amelynél a minták nemlineáris kvantálása egy nagy dinamikai tartományban konstans jel/zaj viszonyhoz vezet. A kódolásnak evvel az egyszerű formájával a beszédet az időközben 64 kbit/s-ra normált átviteli sebességgel jó minőségűen lehet átvinni.

A digitális kódolásról szóló újabb munkák egyre inkább a 8 kbit/s-tól mintegy 16 kbit/s-ig terjedő középső átviteli tartománnyal foglalkoznak. A kapcsolt rádiótelefon adáshoz tervezett digitális adórendszereket ennél az átviteli sebességnél igen hatékonyan lehet üzemeltetni.

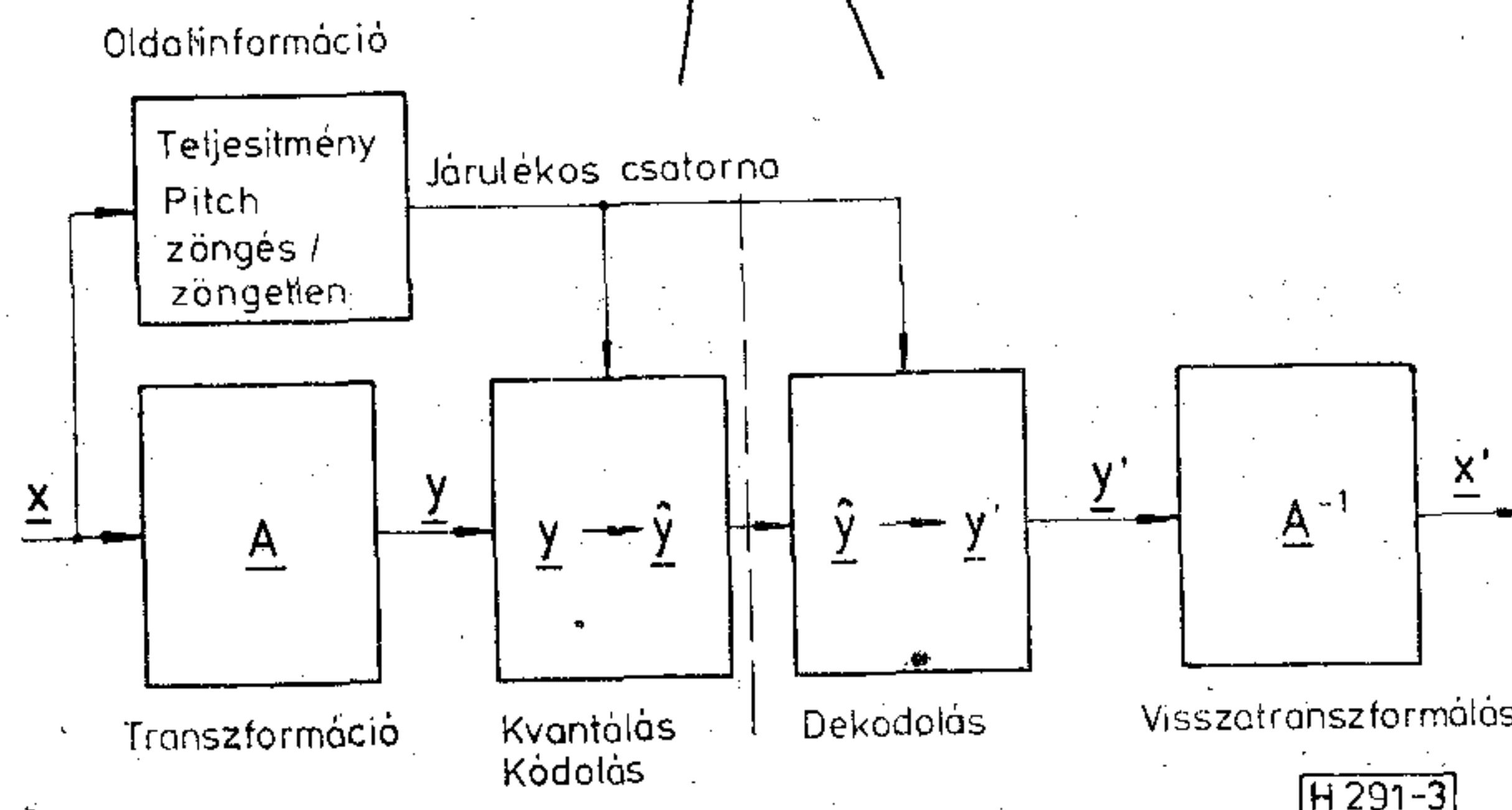
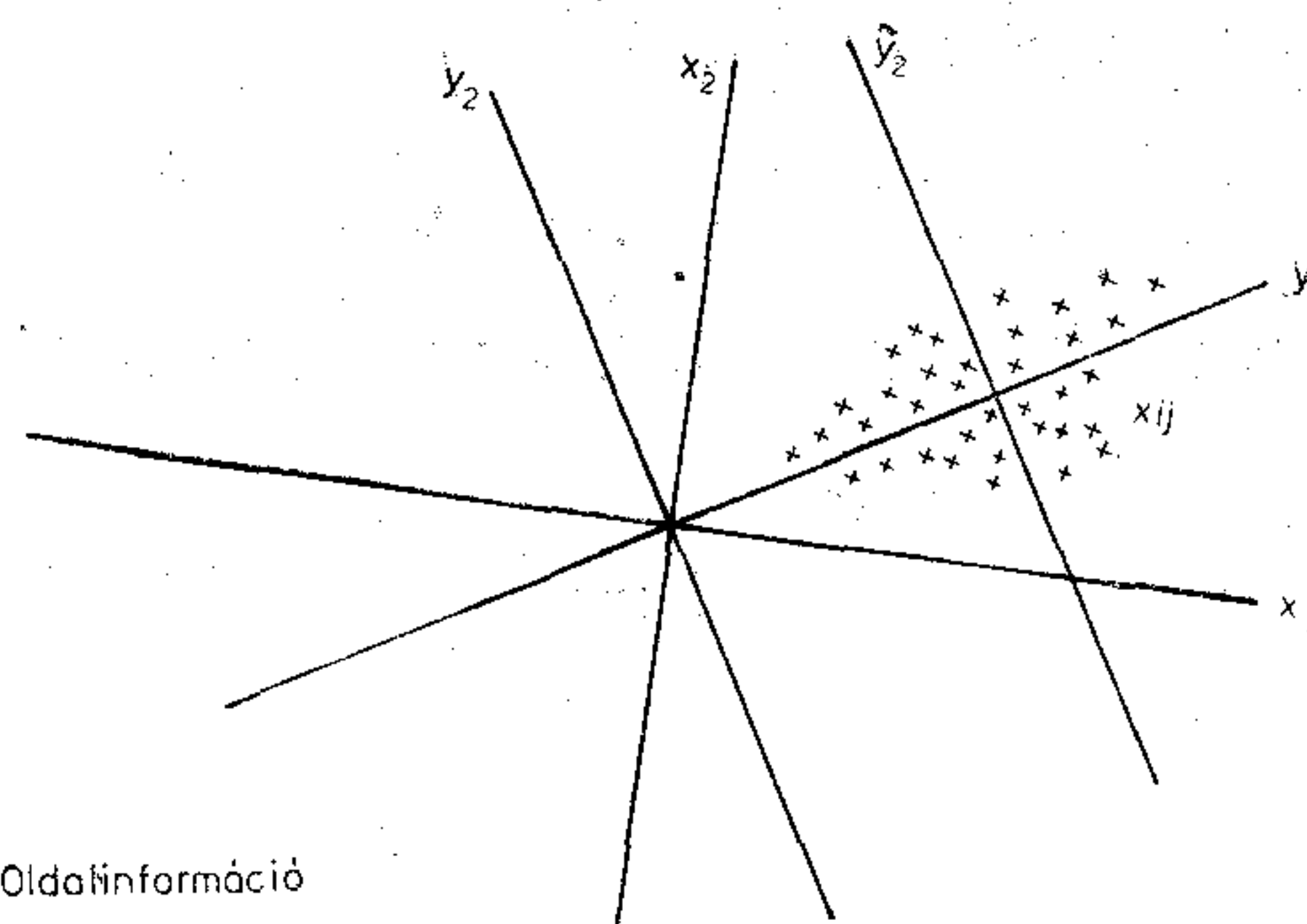
A hullámforma-kódoló modern példaként a transzformáció-kódolót mutatjuk be. A PCM és számos változatával szemben, itt a képtartománybeli, azaz pl. a frekvenciatartománybeli, jelstatisztikát használják ki [2]. A 3. ábra mutatja példaként a mintavételek statisztikus eloszlását kétdimenziós koordinátarendszerben. Az eredetileg x_1 -gyel és x_2 -vel leírt mintákat egy elforgatott és eltolt y_1 és y_2 koordinátarendszerben jelentősen kevesebb bittel lehet leírni.

A kódolandó jel mintáit egy megfelelő jeltérben egy transzformációnak (pl. Fourier-transzformáció) vetik alá, és ott kódolják és továbbítják. A vevőhelyen történik a dekódolás és a visszatranszformálás. Általában egy kiegészítő csatornán a beszédjel további jellemzőit, mint például a zöngés hangrészletek periodicitását, értékelik ki és továbbítják. Ezzel a transzformált jel kódolása tovább javítható.

A transzformáció-kódolással minden nehézség nélkül elérhető 10–20 kbit/s átviteli sebesség.



2. ábra. A „Lautsprache” szó spektrogramja



3. ábra. Transzformáció-kódoló; fent: koordináta-transzformáció; lent: elvi megvalósítás

Ezeknél az arányoknál a transzformáció-kódoló megfontolandó az átviteli minőséget illetően más eljárásokkal szemben [3].

2.2 Paraméteres rendszerek

A paraméteres beszéd kódolásnál a beszédjel nem bármilyen formában lesz közvetlenül kódolva, hanem egy modell szerint, amelynek paraméterei adottak. Egy ilyen modell-elképzelés általában a természetes emberi beszédelőállításra irányul. Így kapjuk a 4. ábra szerinti kódoló elvet.

Párhuzamosan mind a gerjesztőjelet, mind a beszédtraktus átviteli függvényének a karakterisztikáját közlik. Ez a két paraméter jellemzi, az 1. ábra szerint, a beszédelőállításához szükséges összes tulajdonságot. Evvel lehet irányítani a vevőnél végbemenő, a szintézishez szükséges folyamatokat. Ezért nevezzük az ilyen rendszereket analízis-szintézis rendszereknek is.

Így a szükséges átviteli sebesség egészen 2 kbit/s-ra csökkenthető. A vocoderek az egyedüli olyan rendszerek, amelyekkel a digitális beszédátvitel rövidhullámon is lehetséges.

A vocoderek néhány éve egy rendkívül érdekes, új alkalmazásra találtak a digitális beszéd tárolás területén. Megfelelő beszédminőségnél is alacsony tárolófelhasználásuk miatt széleskörűen bevetik őket az információ-szolgáltató rendszerekben és a hangos posta rendszerekben is.

2.3 Kevert kódolás

Beszédjelnél alkalmazott vegyes kódolón olyan kódolót értünk, melynél mind jelstatisztikai tulajdonságok, mind pedig a beszédmodellnek vagy a hallásunk működésének tulajdonságai felhasználásra kerülnek a kódolásnál.

Erre példa a részsáv-kódoló [4]. A részsáv-kódolók viszonylag szerény hardware-ráfordítást

igényelnek, és ennek ellenére meglepően jó beszédminőséget nyújtanak.

A beszédfrekvenciasávot több részsávra osztják. Ezek a sávok a különböző mértékű hallásérzékenységnek megfelelően a nagy frekvenciáknál sokkal szélesebbek. Az egyes sávokat így különböző frekvenciákkal tapogatják le, mégpedig a magasabb sávoknál az alsó sávszélénél. A felső sávok kvantáló pontosságát erősen lehet csökkenteni. Így egy olyan összedathalmaz adódik, amely jóval kisebb, mint a PCM-nél. A beszédjel természetessége mindamellett messzemenően megmarad.

3. Automatikus beszédfelismerés

Míg néhány évvel ezelőtt a digitális beszéd kódolás állt a tudományos és technikai érdeklődés előterében, ma egyértelműen az automatikus felismerésnek és szintézisnek van prioritása. Az ember és gép közötti párbeszéd egyszerűsítését nem kis mértékben a gépi beszédfeldolgozás teszi lehetővé.

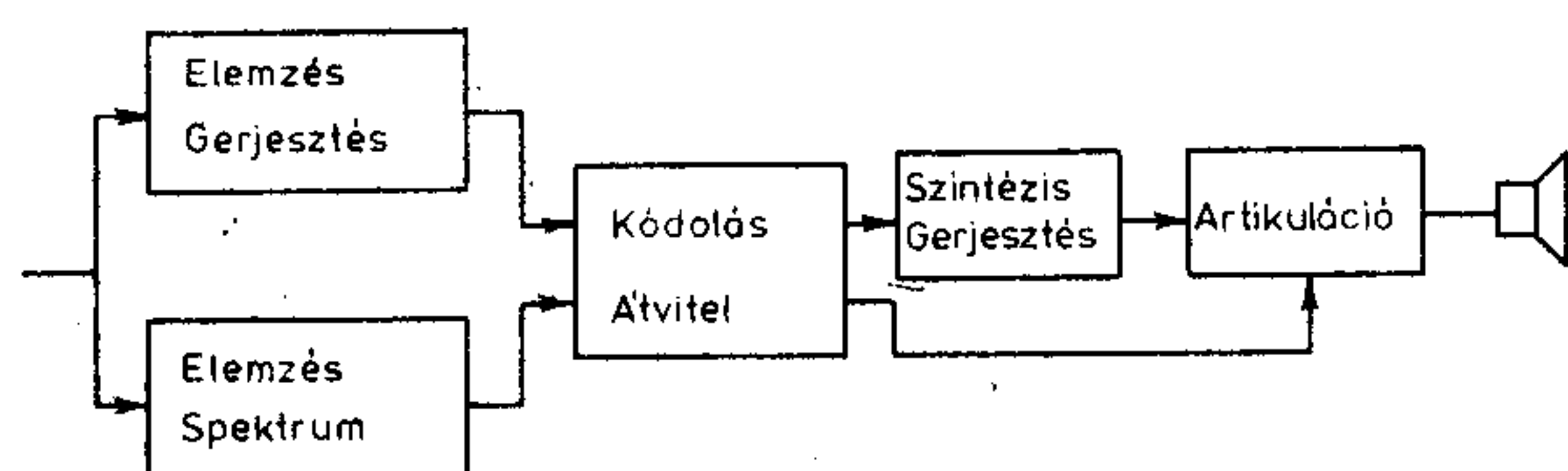
3.1 Szófelismerő

Napjainkban az alkalmazható beszédfelismerők gyakorlatilag mindannyian egész szavak alapján dolgoznak, azaz a legkisebb felismerési egység a szó. Ezzel gyakorlatilag már sok felmerülő feladatot, például az ipari technikában vagy irodákban, meg lehet oldani.

A beszédjelből paramétereket vonnak ki, rendszerint a jelspektrumot (2. ábra). A felismerendő szó kezdetének és végének a meghatározása után egy előfeldolgozási fázisban különböző normálások történnek. Ezek az előfeldolgozási lépések arra szolgálnak, hogy a különböző ejtészváltozatok sokféleségét valamennyire redukálják.

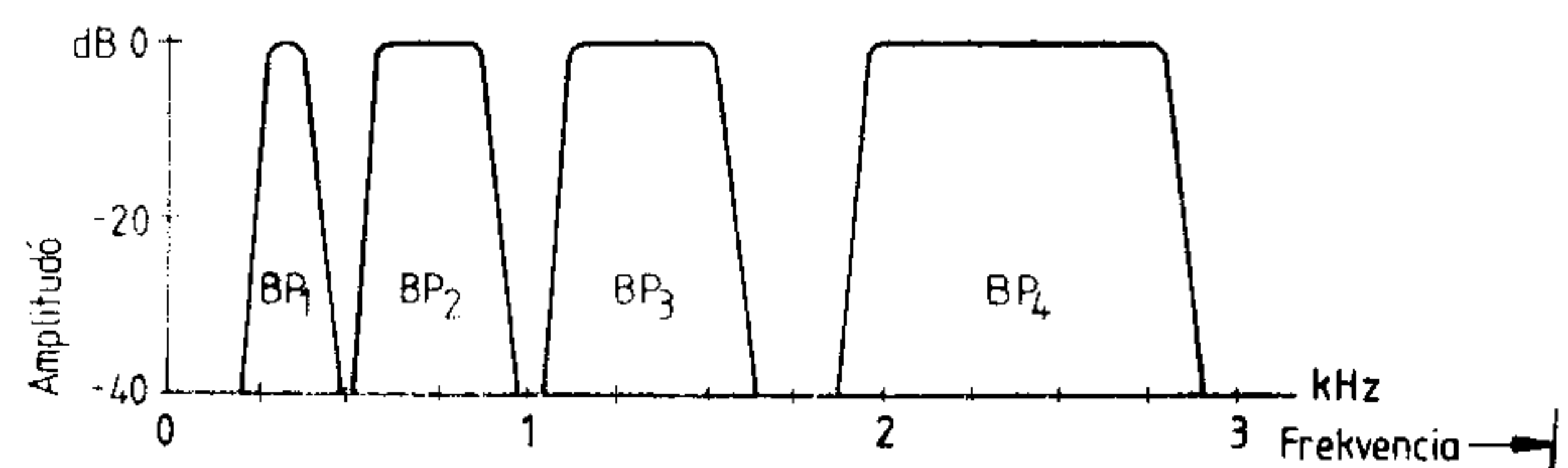
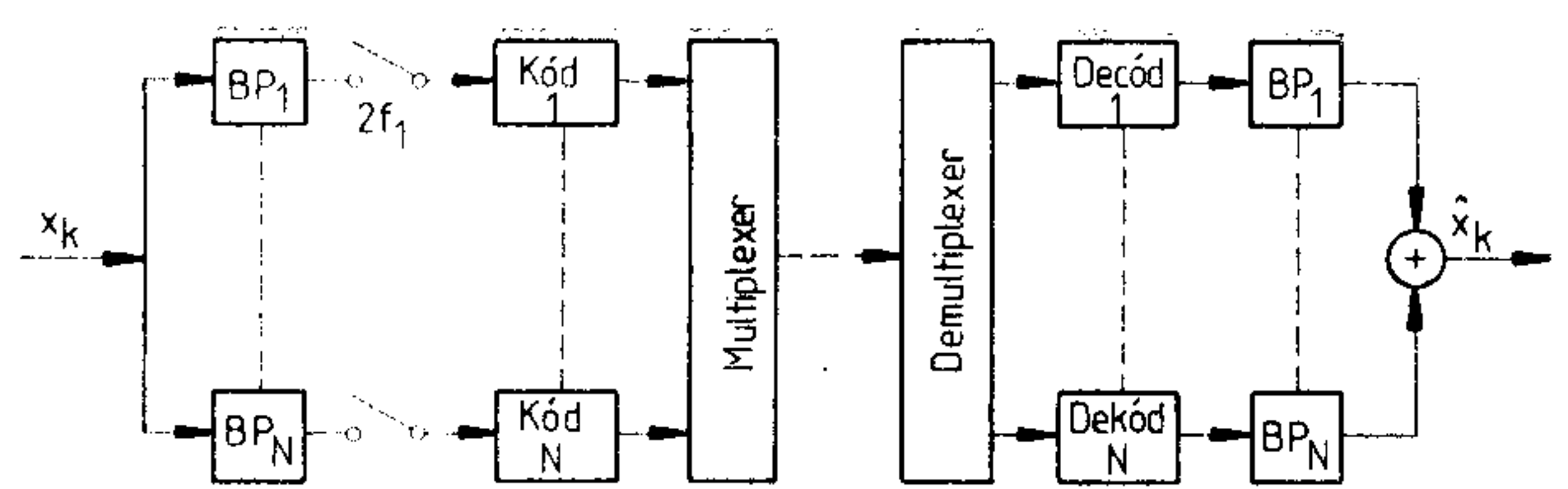
Ezután kezdődik a tulajdonképpeni felismerés, azaz a jelosztályozás. Az osztályozásra időközben a dinamikus programozás módszere honosult meg. Ennél az osztályozandó mintát az idő-tengely mentén leképezik a referenciamintára úgy, hogy optimális legyen a megfeleltetés. Az alkalmazott időtorzítás mértéke, valamint a két minta, ezután mért spektrális euklideszi távolsága szolgáltatja a mértéket a két minta hasonlóságára. Egy utólagos szintaktikai feldolgozás javíthatja a felismerési eredményt.

Az ilyen izoláltzavas felismerők kielégítő megbízhatósággal leginkább csak beszélőfüggően működnek. Tehát minden felismerendő szót a rend-



H 291-4

4. ábra. Paraméteres beszéd kódoló elve (Vocoder)



H291-5

5. ábra. A részsáv-kódolás elve

szernek előzőleg be kell mondani. Így a referenciaminták automatikusan létrejönnek, de természetesen beszélőspecifikusak. Kisebbszókincs, mintegy 200—500 szó esetén elérhető a 99% feletti helyes felismerési arány [5].

Egészen más a helyzet beszélőfüggetlen rendszereknél. Itt az eddig lehetséges felismerési arányok jóval alacsonyabbak. Laboratóriumban mért felismerési arányok 95% körül vannak.

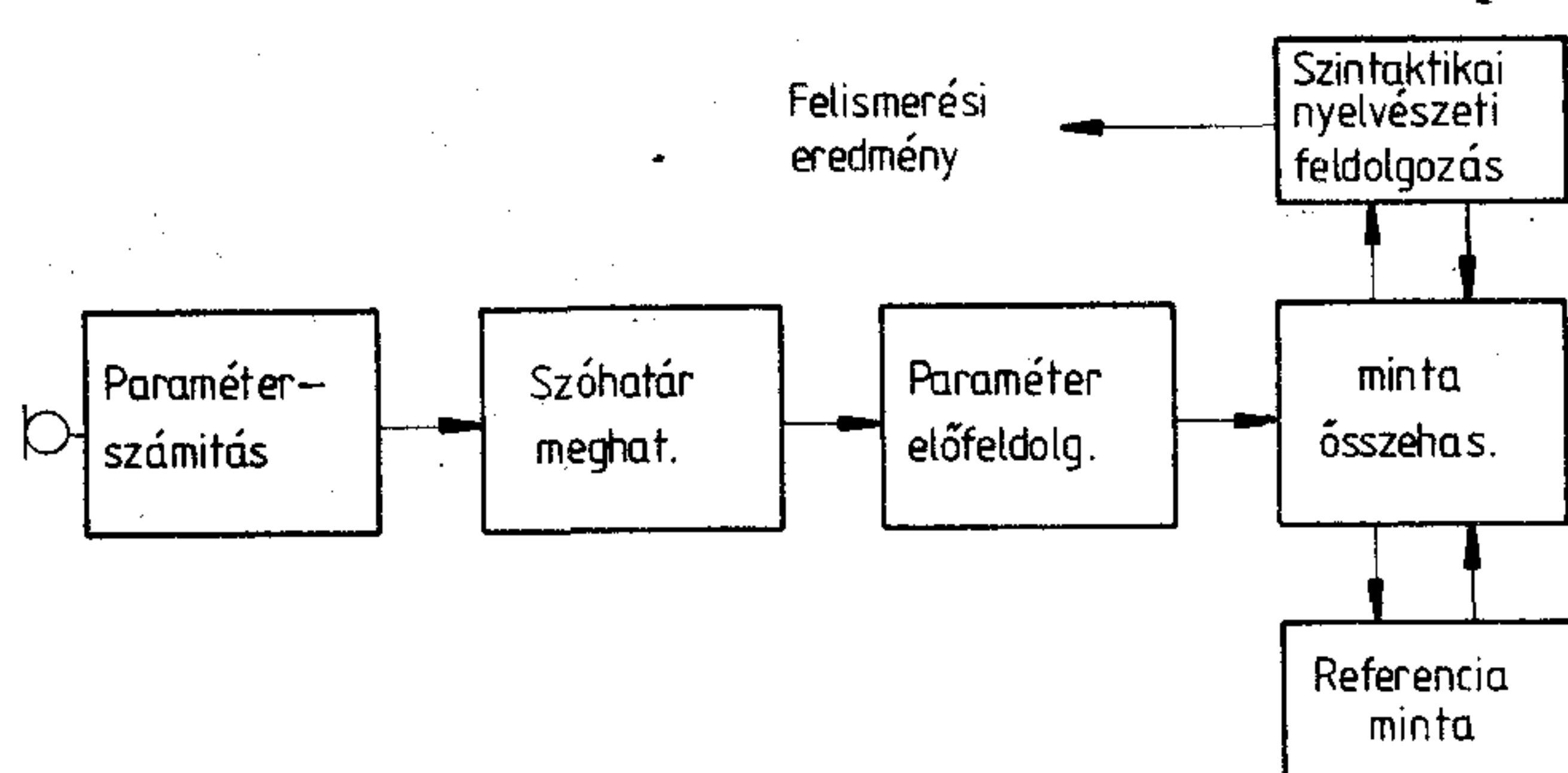
Hasonló problémák adódnak magas zajszintnél. Jóllehet izoláltzavas felismerőket gyakorlatilag már sok feladatra alkalmaznak, mégis intenzív alapkutatásra van szükség az elkövetkezendő években.

3.2 Kapcsolt szavak felismerése

Egy ideje intenzív fejlesztéseket végeznek kapcsoltan kimondott szavak megbízható felismerése terén. Kapcsoltzavas beszédfelismerő alatt még nem folyamatos beszédfelismerőt értünk, azaz nem a szokásos mindennapi beszédünk felismerését. Kapcsoltzavas felismerők messzemenően az izoláltzavas felismerő elvén működnek. Tehát elvüket tekintve ugyanúgy épülnek fel, mint az izoláltzavas felismerők (6. ábra).

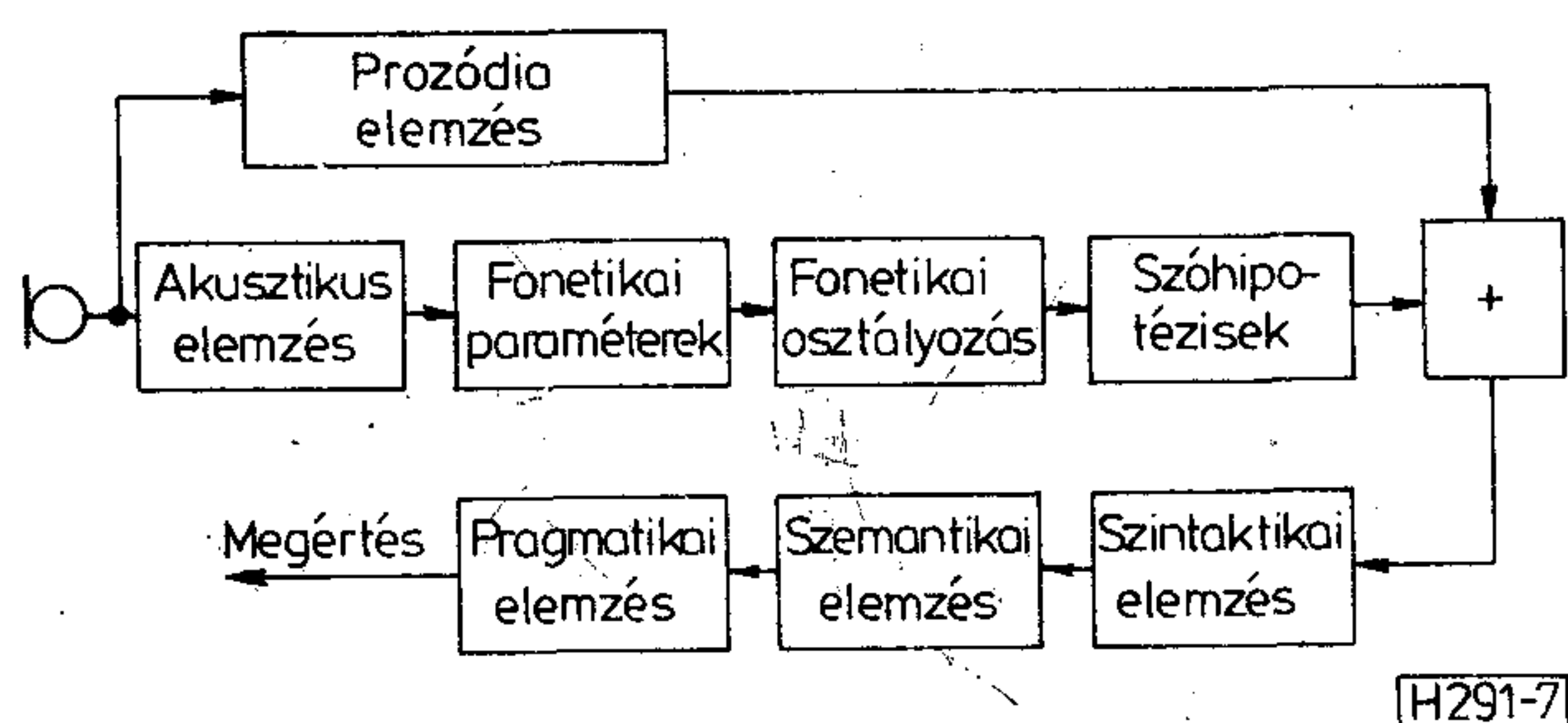
Megkülönböztetünk explicite és implicite szegmentáló felismerőket [6], ahol az osztályozás és szegmentálás ugyanabban a feldolgozási fázisban megy végbe. Mindkét eljárásnak a teljesítőképessége körülbelül ugyanolyan.

Számcsoportokkal — akár 5 egymás után következő számmal — végzett tesztek kb. 97%-os csoportfelismerési arányt produkálnak beszélőadaptív üzemenben. Itt még jobban megmutatkozik, mint az izoláltzavas felismerőknél, hogy egy teljesítőképessé tanuló eljárás a felismerés minőségére egészen döntő. A megtanulandó referenciamintába bele kell dolgozni egy szónak a különböző ejtéseit, a szócsoporthoz elején, közepén és végén.



H291-6

6. ábra. Izolált szavas felismerő alapvető felépítése



H291-7

7. ábra. Beszédmegértő rendszer elvi vázlata

3.3 Beszédmegértés

A gépi beszédfelismerés területén minden kutatási munka tulajdonképpen célja természetesen olyan rendszerek kifejlesztése, melyek teljesítőképessége egyre inkább megközelíti az emberét a beszéd megértésében. Hosszú az út odáig, és nem is teljesen világos, hogy ezt a célt egyáltalán el lehet érni. Mégis egy egész sor olyan köztes célkitűzés van, melyeket addig kutatási projekteken vizsgálni lehet [7].

Beszédmegértő rendszerek már nem dolgozhatnak egész szavak felismerése alapján. Egyedül az a tény, hogy folyamatos beszédben sok szót koartikulálunk, ezeket nem egyenként, hanem folyamatosan ejtjük ki, lehetetlenné teszi a szó, mint egység alkalmazását. Ehelyett hangokat vagy hangkapcsolatokat alkalmaznak a felismerés alapelemként.

Egy beszédmegértő rendszerben több, hierarchikus lépcsőben hajtják végre az egyes elemző lépéseket. A 7. ábra durva áttekintést ad a folyamatról.

A jelosztályozás kiértékelte szóhipotézisek felállításával fejeződik be. Ezek a hozzákapcsolt magasabb feldolgozási lépcsőkben tovább elemződnek fonetikai és szemantikai összefüggésben.

4. Automatikus beszéd-szintézis

A gépi beszédfelismeréssel ellentétben, mely a többévi intenzív kutatás ellenére is csak szerény eredményeket tud felmutatni, a beszéd-szintézist különböző formákban intenzíven alkalmazzák. A

siker részben annak is köszönhető, hogy a szintetizált jel vevője mindig az ember, aki egy nem teljesen természetes jelet is meg tud érteni az emberi percepció rendszer magas teljesítménye következtében.

4.1 Reprodukáló eljárás

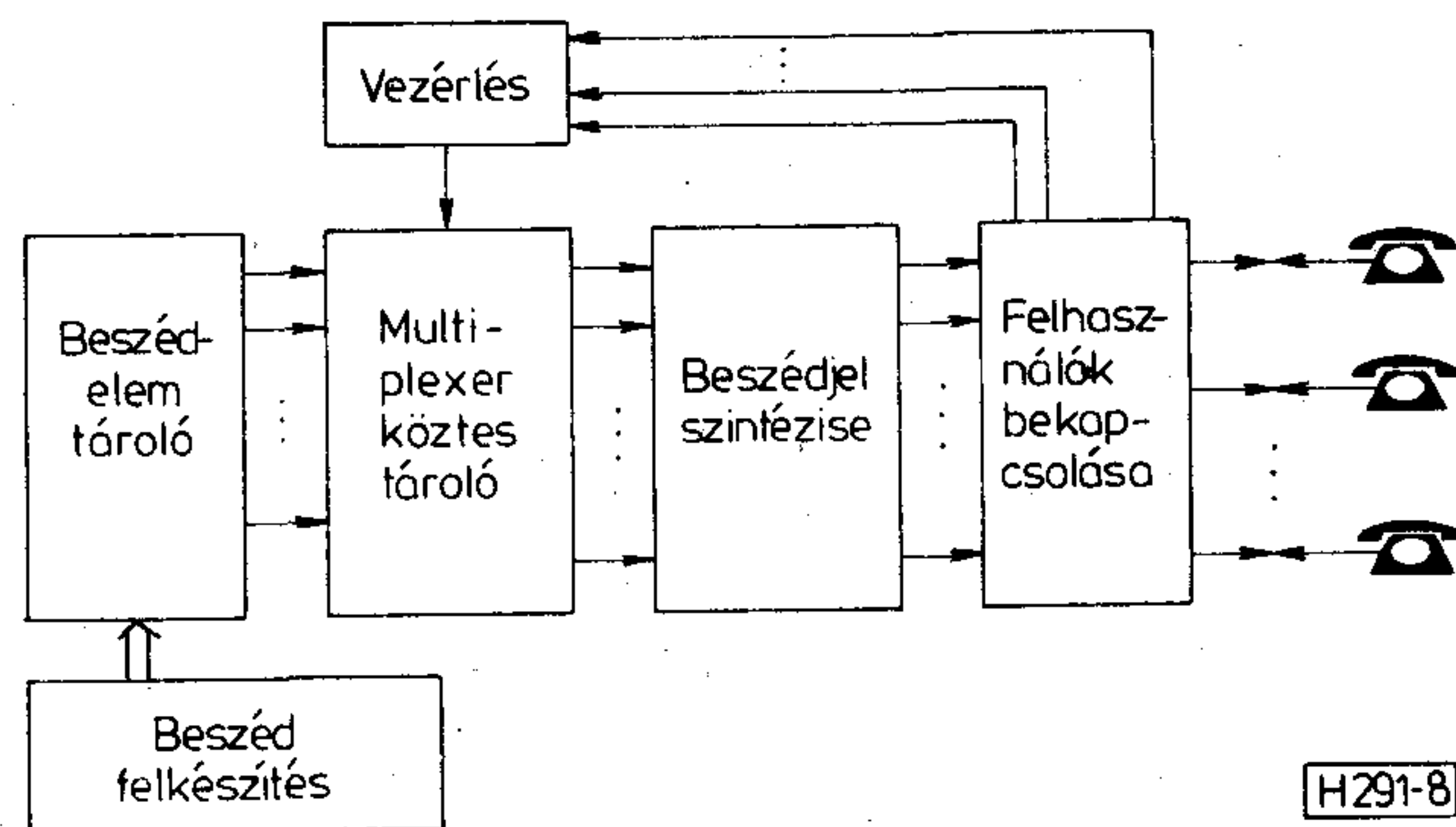
Reprodukáló vagy félig-szintetizáló eljárás alatt olyan beszéd-kimenetű rendszert értünk, ahol a kiadandó szöveg több vagy kevesebb olyan elem-ből tevődik össze, melyeket rendszerint előzőleg egy emberi beszélő bemondott és azután digitálisan tároltak.

A félig-szintetizáló rendszerek nem mások, mint rugalmasan irányítható tárolórendszerek. A minőség végső soron attól függ, hogy a báziselemeket milyen ügyesen választották ki és készítették elő, és hogy a jelkódolás melyik formáját használják. A technika mai állásánál már nem probléma a telefonnál megszokott minőséget ezeknél a rendszereknél is biztosítani.

Félig-szintetizáló rendszereket akkor lehet előnyösen alkalmazni, ha a kiadandó szöveg előzőleg ismert, és csak nagyon ritkán fordulnak elő szöveg-változások, mivel minden szöveg-változás nagy mennyiségű manuális előkészítő munkát igényel. Amennyiben gyakorlatilag bármilyen szöveget, amely gyakran változhat, akarunk kiadni, akkor a teljes szintézis a megfelelő rendszer.

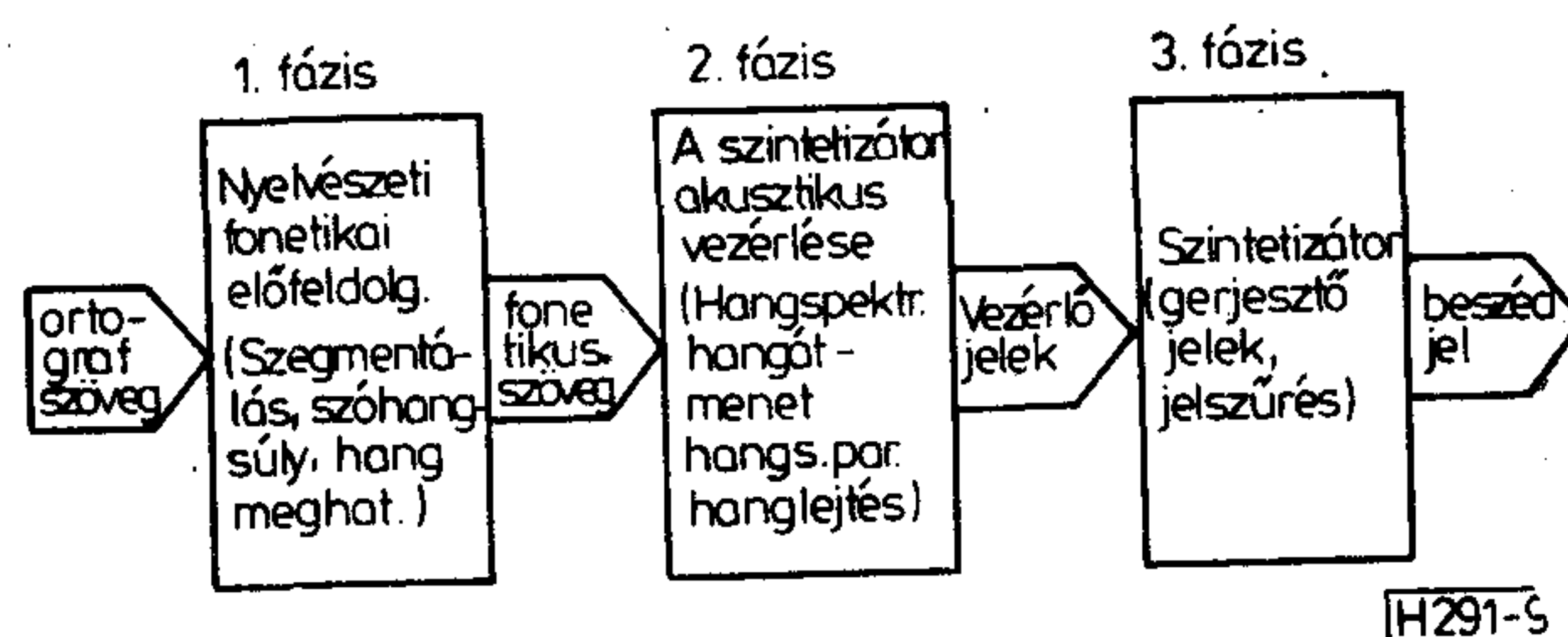
4.2 Beszédelőállítást teljes szintézissel

A teljes szintézissel dolgozó rendszerek a beszédjel előállításához nem igényelnek tárolt beszédelemeket, hanem az ortografikusan írt szövegből teljes egészében beszédet tudnak generálni. Ezért ango-



H291-8

8. ábra. Félig-szintetizáló beszédelőállító rendszer elve



H291-9

9. ábra. A teljes szintézis alapelve

lul *text-to-speech* rendszereknek nevezik őket. Lényegében három feldolgozási lépést tudunk megkülönböztetni.

A nyelvészeti fázisban lesznek a beadott szövegből kivonva és elemezve a kiejtés számára fontos jellemzők egy átfogó és nyelvspecifikus szabályrendszer segítségével.

A következő fázis tárolja az artikulációs szabályokat és meghatározza a tulajdonképpeni beszéd szintetizátor vezérléséhez szükséges vezérlő paramétereket. Itt hozzák létre például a hangátmeneteket, melyeknek lehetőleg természetesen kell csengeniük.

A harmadik fázis állítja végül elő a tényleges beszédjelet a gerjesztő és átviteli függvényből.

Az első jól érthető teljes-szintézisű rendszerek nem régóta vannak a piacon. Már különböző berendezésekben alkalmazzák őket. A teljes szintézist először a testi fogyatékosokat segítő segéd-eszközökben használták fel, elsősorban vakoknak szánt felolvasógépekben. Időközben a teljes szintézist irodai rendszerekben is egyre inkább alkalmazzák, hála a megjavult beszédminőségnek.

5. Kitekintés

A digitális beszédfeldolgozás az elmúlt években nagymértékben szélesítette a kommunikáció lehetőségeit az emberek számára. Mind az emberek közötti, mind az ember-gép kommunikáció terén olyan alkalmazások adódnak, melyek a pusztán

híradástechnikai alkalmazáson túl az információtechnika fontos közegévé teszik az emberi beszédet. A jövőbeli kutatások segíteni fognak, hogy a beszédkommunikációban rejlő információs folyamatot jobban megértsük és ezáltal jobban felhasználhassuk.

I R O D A L O M

- [1] *R. E. Crochiere, J. M. Tribolet*: Frequency Domain Techniques for Speech Coding, J. Acoust. Soc. Am. Dec. 1979 512—530.
- [2] *R. Zelinski*: Ein System zur adaptiven Transformationscodierung mit cepstraler Steuerung und Entropiecodierung, Frequenz 36 (1982) 7/8, 193—198.
- [3] *J. M. Tribolet, et. al.*: A Comparison of the Performance of Four Low Bit Rate Speech Waveform Coders, Bell Syst. Tech. J., vol. 58, March 1979, 699—712.
- [4] *U. Schneider*: Digitale Sprachübertragung mit 9.6 kbit/s über Funkkanäle, NTG-Fachberichte Bd. 94 Sprachkommunikation, 1986, 168—173.
- [5] *F. Class, R. Zelinski*: Ein Algorithmus zur Beschleunigung der dynamischen Zeitnormierung für die automatische Spracherkennung, Fortschritte der Akustik — DAGA 1984, Bad Honnef, DPG-GmbH 1984, 853ff.
- [6] *F. Class, H. Mangold, R. Zelinski*: Zur Segmentierung bei der automatischen Erkennung von Wortgruppen, Frequenz 34 (1980) 5, 142—148.
- [7] *H. Ney*, Automatic Speech Recognition, VDE-Tage 1987, Budapest
- [8] *H. Mangold*, Prinzipien und Möglichkeiten der elektronischen Sprachausgabe, ED 85, Vol. 1, Network 1985, 1.3.1—17.

Lapunk példányonként megvásárolható

V., Váci utca 10.

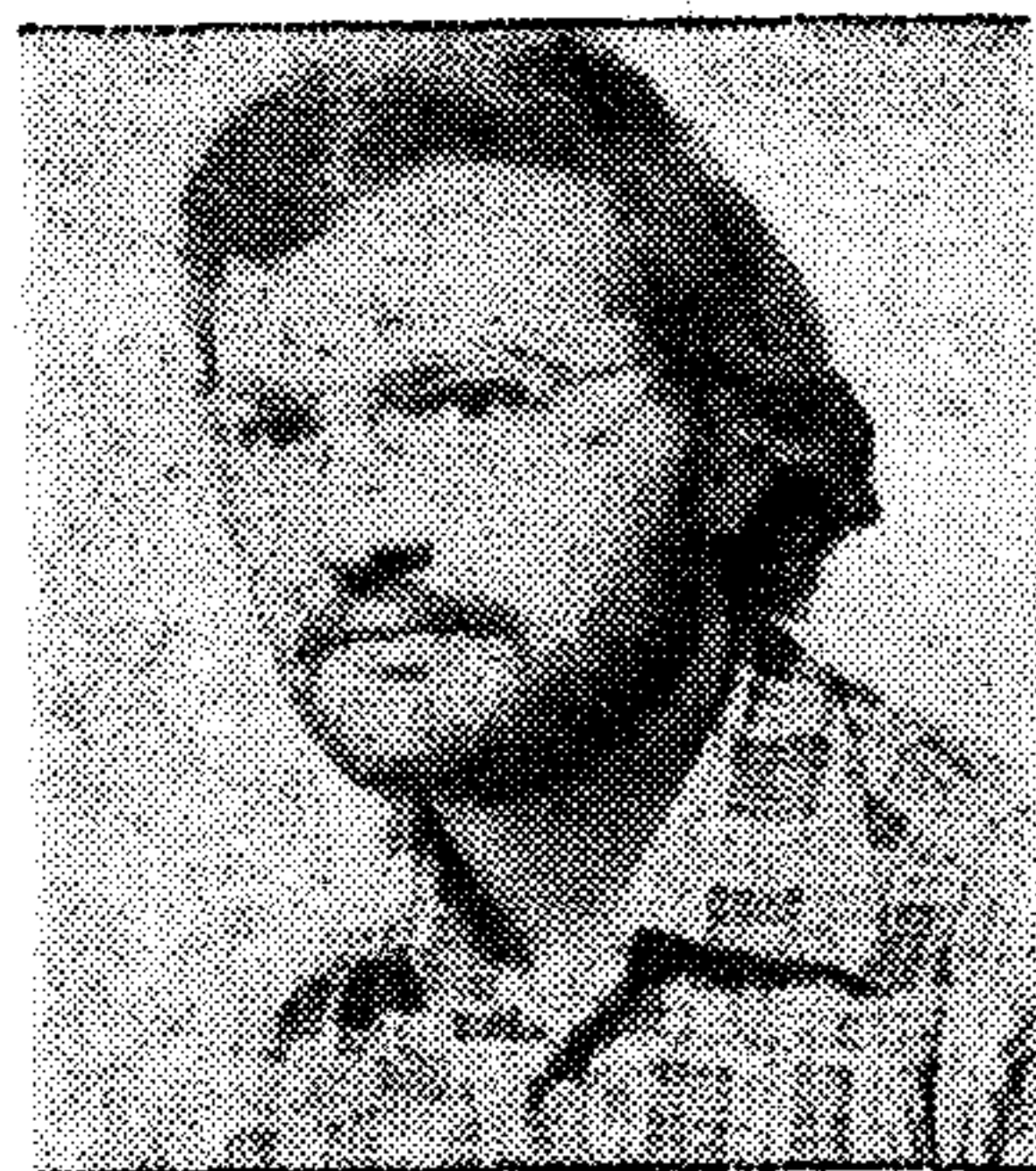
V., Bajcsy-Zsilinszky út 76. szám alatti

hírlapboltban

Automatikus beszédfelismerés a SPICOS rendszerben

HERMANN NEY

Philips GmbH Kutató Laboratórium, Hamburg



ÖSSZEFOGLALÁS:

Ebben a cikkben a SPICOS rendszerben használt technika kerül bemutatásra. Egy olyan integrált megközelítés az alap, ahol különböző ismeretforrások, mint részszómodellek tára, kiejtési lexikon és nyelvmodell, kombinálódnak a döntési folyamatban az akusztikai felismerés javítása érdekében. A felismerési döntés egy nagy állapot-térben való keresést jelent késleltetett döntésekkel. 5 beszélővel mentek végbe a kísérleti tesztek. Beszélőnként 376 mondatot teszteltek, ami 2584 szó felismerési tesztjét jelenti.

1. Bevezetés

A SPICOS szó a 'Siemens-Philips-Ipo COntinuous Speech recognition and understanding' (Siemens-Philips-Ipo folyamatos beszéd felismerése és megértése) helyett áll. A projekt célja egy olyan ember-gép párbeszédes rendszer, amely képes folyamatosan kimondott német mondatokat megérteni és így hanggal történő hozzáférést tesz lehetővé adatbázisokhoz.

A választott adatbázis információkat tartalmaz a SPICOS projektről magáról. Személyi dokumentációs rendszernek lehet tekinteni a belső tevékenységekről és a SPICOS projektbe bevont kutatócsoportok közötti kommunikációról. 200 mondatot választottak ki a rendszer által kezelendő kérdések lefedésére. Hogy egyszerűsítsük a nyelvészeti szerkezeteket, néhány megszorítást vezettünk be: nincs vonatkozó mellékmondat, szenvedő szerkezet, névmások. A szótár 917 teljes szóalakot tartalmaz, amelyek 420 szótóból származnak.

Ebben a cikkben egy, a kimondott szavak akusztikai felismerésére szolgáló módszerről van szó. Úgy sorolható be, mint integrált megközelítés és kísérlet az input beszédatatok legjobb értelmezésére olyan ismeretforrásokat használva, mint nyelvmodell, kiejtési lexikon és részszó egységek tára.

2. Statisztikai döntésmélet

Folyamatos beszéd felismerése bonyolultabb feladat, mint izolált szavaké több tekintetből: a szókincs nagyobb, a szavakat kevésbé tisztán ejtik, és a felismerő rendszernek figyelembe kell vennie a mondatok szintaktikai-szemantikai szerkezetét. A következmény az, hogy a felismerő folyamatnak egy nagyobb keresési térben kell mozognia, azaz nagyobb a szavakhoz és mondatokhoz alkotott hipotézisek száma, és magasszintű szin-

HERMANN NEY

Fizikából szerzett diplomát 1977-ben a Göttingeni Egyetemen (NSZK) és elektromérnöki doktori fokozatot 1982-ben a Braunschweigi Műszaki Egyetemen. 1977 óta a Philips Kutató Laboratóriumában dolgozik Hamburgban telefonos beszélőfelismerés, digitális jelfeldolgozás, valamint szó-

és beszéd felismerés területén. Tevékenysége olyan adott környezetbeli döntéshozatal alkalmazására koncentrálódik, mint például a nemlineáris időnormálás és nemlineáris simítás. Különösen érdekli a jelfeldolgozás és alakfelismerés matematikai módszereinek alkalmazása iránt. Jelenleg a folyamatos beszéd felismerése kutatási témák felelőse.

taktikai és szemantikai megszorításokkal kell számolnia.

A rendszerfelépítések szisztematikus osztályozására hasznos kritérium az a mód, ahogyan a hipotézisek kétértelműségeit kezelik és a kereső eljárás szervezése [Lea, 1980; Haton, 1982; de Mori, Suen, 1985]. Gyakran a rendszerfelépítést aszerint osztályozzák, hogy a hipotéziseket alulról-fölfelé (bottom-up) vagy főlülről-lefelé (top-down) hozzák létre. Az attribútumok eredetileg egy nem-probabilisztikus környezetfüggetlen nyelvtan elemzéséből származnak [Hopcroft, Ullman, 1979].

Az alulról-fölfelé megközelítésben a részszó és szó szintű felismerés a magasszintű komponensektől függetlenül működik, amikor részszó vagy szó hipotéziseket hoz létre. A főlülről-lefelé megközelítésben a magasszintű komponensek előre jósolnak bizonyos részsavakat vagy szavakat a már eddig feldolgozott mondatok, valamint szintaktikai, szemantikai és pragmatikai ismeretek alapján, majd pedig továbbadják ezeket az akusztikai szintnek a hasonlóság kiértékelésére.

A statisztikai döntésmélet szempontjából a probléma a következőképpen néz ki. Azért, hogy minimalizáljuk a hiba valószínűségét, Bayes döntési szabálya alapján [Fukunaga, 1972], a beszéd felismerő feladata meghatározni azt a $w(1), \dots, w(n), \dots, w(N) := w[1:N]$ (nem ismert N hosszúságú) szósorozatot, amely a legvalószínűbben előidézte az $x(1), \dots, x(i), \dots, x(I) := x[1:I]$ mérésorozatot. A Bayes tételt felhasználva a következő formára alakíthatjuk ezt [Jelinek, 1976]: Meghatározandó az a $w[1:N]$ szósorozat, amely maximálja a

$$Pr(w[1:N]) \cdot Pr(x[1:I] | w[1:N]) - t.$$

Ez a fontos egyenlet megvilágítja a megfigyelt adatok és a rendszer ismeretforrásai közötti kölcsönhatást: a döntés a megfigyelt adatok és a

Fordította: Koutny Ilona

Elhangzott az 1987. máj 6—7-én tartott VDE konferencián.

rendszer ismeretforrásai közötti legjobb kompromisszumra kell hogy vezessen. Az egyenlet egyidejűleg lehetővé teszi, hogy világosan definiáljuk a határt az akusztikai-fonetikai és magasabb-szintű ismeretforrások között.

Az első tag $Pr(w[1:N])$ a $w[1:N]$ szószorozat a-priori valószínűsége. Független az akusztikai megfigyelésektől és a magasabb-szintű ismeretforrások határozzák meg egyértelműen. Más szavakkal a magasabb-szintű ismeretforrások, mint a szintaxis, a szemantika és pragmatika, ekvivalensek minden $w[1:N]$ szószorozat $Pr(w[1:N])$ a-priori valószínűségének a tudásával. Ezeket az ismeretforrásokat rendszerint nyelvmodellnek hívják.

A második tag $Pr(x[1:I] | w[1:N])$ az $x[1:I]$ sorozat megfigyelésének feltételes valószínűsége, ha a $w[1:N]$ szószorozat lett kiejtve. Ennek tükröznie kell az akusztikai-fonetikai és lexikai ismeretforrásokat. Amennyiben a nyelv és az akusztikai fonetika valószínűségfüggvényei adottak, elvileg lehetséges kiértékelni minden egyes $w[1:N]$ szószorozat esetében a $Pr(w[1:N]) \cdot Pr(w[1:N] | x[1:I])$ -t és meghatározni közvetlenül a legvalószínűbb szószorozatot.

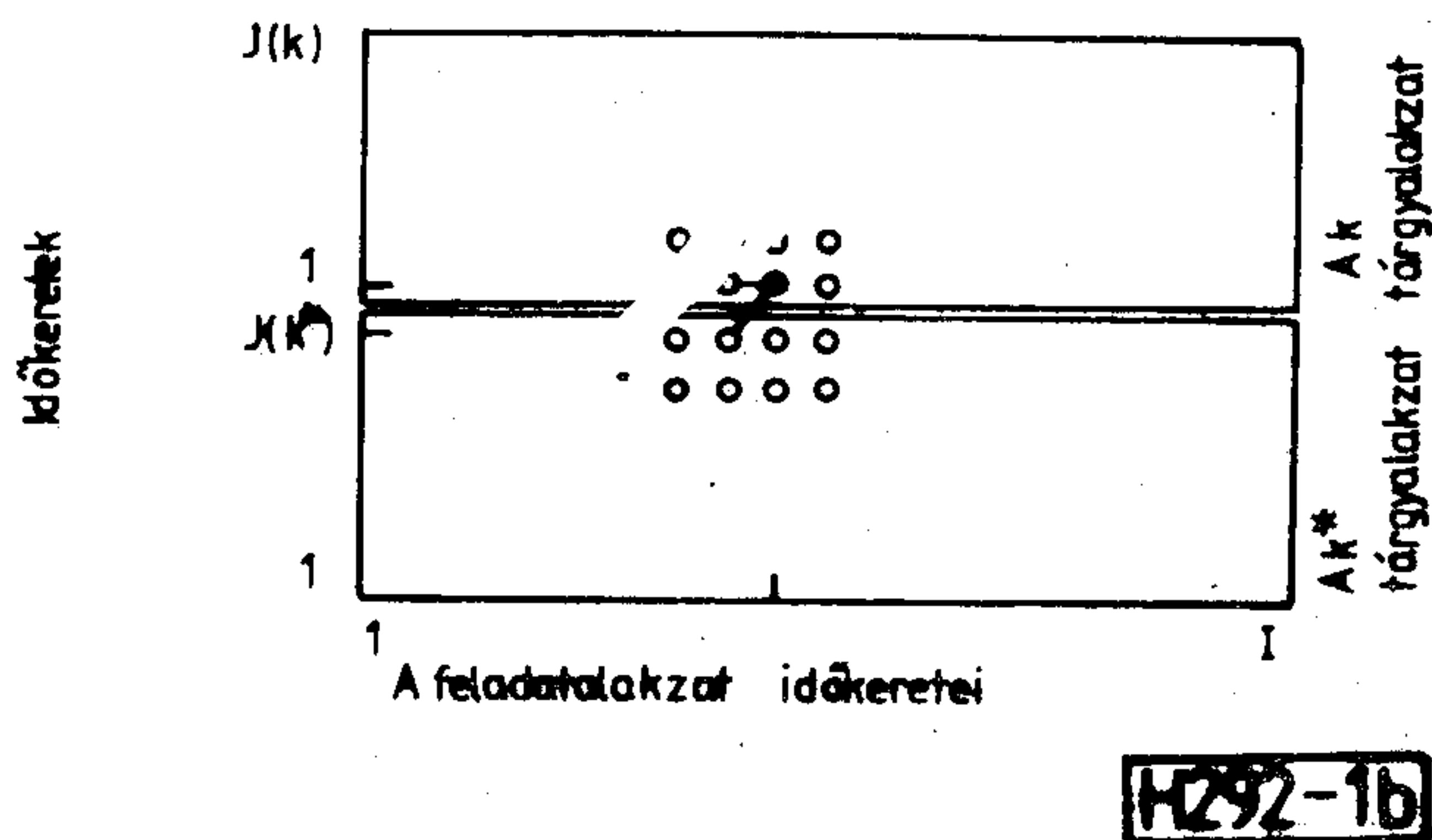
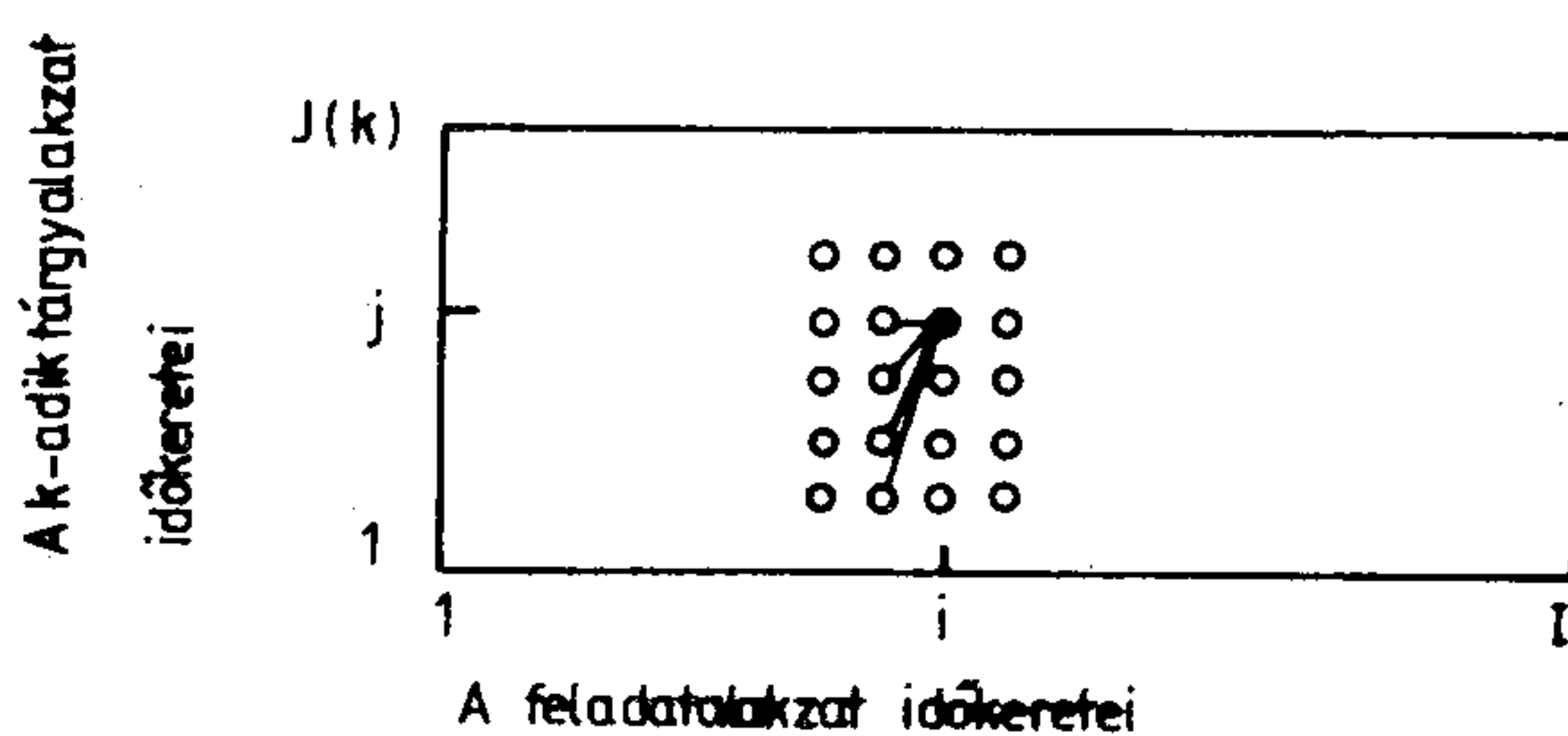
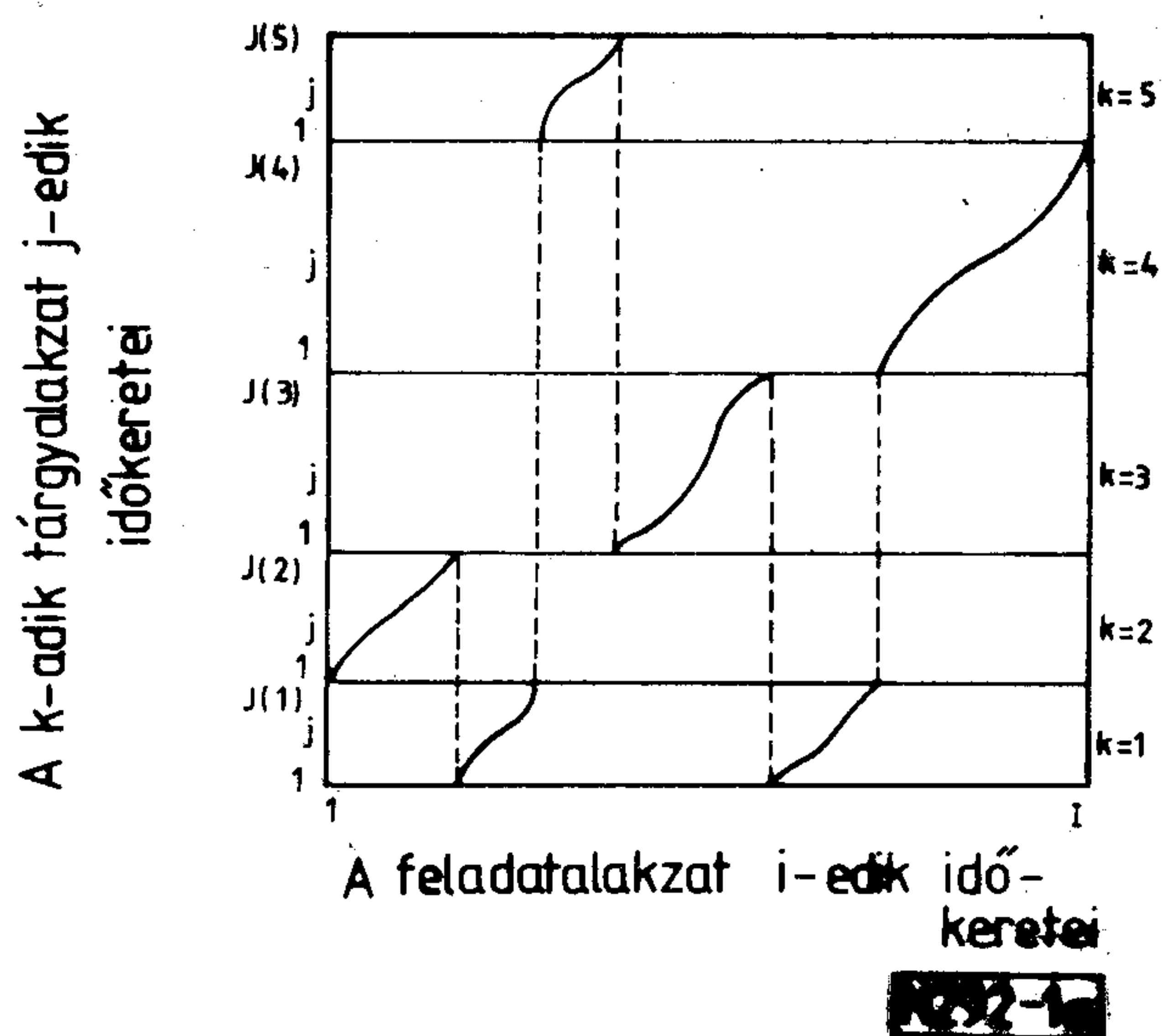
A statisztikai döntésmélet szempontjából a megkülönböztetés top-down és bottom-up megközelítés szerint irreleváns. A kereső eljárás a lényeges a leghasonlóbb szószorozat megtalálására. A továbbiakban olyan modelleket és megközelítéseket tárgyalunk, melyek kiszámolják a nyelvi modellek feltételes valószínűségeit és a-priori valószínűségeit, valamint elvégzik az optimalizálást.

3. Egylépéses algoritmus

Ebben a részben egy dinamikus programozási algoritmus kerül bemutatásra, mely zárt alakban kínálja a megoldást nemlineáris időnormálás, szóhatár-meghatározás és szóazonosítás összefüggéseinek a kezelésére folyamatos beszéd felismerésében [Ney, 1984; Bridle, Brown, Chamberlain, 1982; Vintsyuk, 1971]. Ez az algoritmus lehetővé teszi, hogy a 2. részben bemutatott feltételes valószínűséget kiszámoljuk.

Az ismeretlen bemenő vagy tesztminta $i = 1, \dots, I$ időablakból áll, mindegyiket egy $x(i)$ akusztikai vektor reprezentál. Azt tudjuk, hogy a bemenő minta egyedi szavakból áll, melyeket az adott szótárból választottunk. A szótár szavai megfelelnek egy K referenciamintából álló halmaznak. A szómintákat k -val indexeljük, $k = 1, \dots, K$. Minden k mintát egy véges állapotú gép modellál [Baker, 1975a, b; Jelinek, 1976], melynek $j = 1, \dots, J(k)$ állapota lehet. Az alapötletet az 1. ábra illusztrálja.

A tesztminta i időablaka és minden k referenciaminta j állapota egy (i, j, k) rácsponthalmazt definiál. Mindegyik (i, j, k) rácsponthoz létezik egy $d(x(i) | j, k)$ lokális távolságmérték, amely az i -edik tesztablak $x(i)$ vektorának a lokális távolsága a k -adik referenciaminta j -edik állapotának a referenciavektorától. Valószínűségi keretben ez a kibocsátási valószínűség sűrűségfüggvényének a



1. ábra

negatív logaritmusa jelenti. Ezenkívül számolni kell az időtorzítás 'büntetés'-eivel (Penalties), melyeket úgy kell érteni és kiszámolni, mint az átmeneti valószínűségek negatív logaritmusa. A $T(j | j', k)$ azt a büntetést jelenti, amikor a k -adik minta j' -edik állapotából a j -edik állapotába megyünk. A kapcsoltzavas felismerés nem más, mint az (i, j, k) rácspontok halmazában annak az útnak a megtalálása, amely a legjobb illeszkedést szolgáltatja a tesztminta és a referenciaszavak ismeretlen sorozata között (1a ábra).

A végesállapotú modell következtében bizonyos folyamatossági megszorítások vagy átmeneti szabályok érvényesek az (idő, állapot) pontok hálóján keresztül vezető útra. Célszerű különbséget tenni az átmenetek két típusa között, ahogy ezt az 1b ábra mutatja: átmenetek a szómintán belül és átmenetek a szóminták határánál. Hogy a dina-

mikus programozás technikáját alkalmazhassuk [Ney, 1982], definiáljuk, a $D(i, j, k)$ minimális kumulatív távolságot az (i, j, k) rácsponthalmazban bármely útra. Szó belsejében rekurziót kell alkalmazni minden $k=1, \dots, K$ -ra és $j=1, \dots, J(k)$ -ra:

$$D(i, j, k) = d(x(i)|j, k) + \min \{D(i-1, j', k) + T(j|j', k) : j' = 0, \dots, j\}$$

Hogy ki tudjuk számolni a szavak közötti átmenetet, bevezetünk egy további mesterséges rácspontot, $(i, 0, k)$ -t, melyet egy adott i időpontban az összes (i, j, k) rácspont ($k=1, \dots, K$ és $j=1, \dots, J(k)$) feldolgozása után értékelünk ki:

$$D(i, 0, k) = \min \{D(i, j(k'), k') : k' = 1, \dots, K\}$$

Általában a büntetéseket úgy modellálják, hogy csak az átviteli szélességtől függjenek: $T(j|j', k) = T(j-j')$. A rekurzív kiértékelés az összes referenciaszóra egy lépésben megy végbe. A megvalósítás három hurkot igényel; egyet a bemenő ablakoknál, egyet a referenciaszavaknál és egyet minden referenciaszó ablakaira. Az utolsó input ablak feldolgozása után úgy jön létre az optimális út, hogy visszamegyünk az egyes helyi optimalizáló lépések optimális döntéseire. Így határozzuk meg, hogy a szószorozat melyik mintával illeszkedik a legjobban.

4. A nyelvmodell megszorításai

A 2. részben bevezetett nyelvmodell olyan komplex felismerési feladathoz kapcsolódik, ahol nincs közvetlen függés a szótár méretével. A továbbiakban avval egyszerűsítjük a nyelvi modellt, hogy feltesszük, hogy minden mondat egyformán valószínű. Egy lehetőség arra, hogy a felismerési feladat komplexitását, más szóval a magasszintű tudásforrások megkövetelte megszorítások fokát mérjük, az ún. elágazási faktor vagy bonyolultság, mely azon szavak átlagos számát adja meg, melyek egy megengedett mondatban valamely szó után következhetnek. Ha minden megengedett mondat egyformán valószínű és a nyelvi bonyolultság p , akkor egy adott n -hosszúságú mondatból összesen p^n különböző van. Ezeket a megszorításokat leírhatja egy véges állapotú háló [Jelinek, 1976]. A hálóban minden út legális mondatához vezet. Bár a folyamatos beszéd felismerése esetében a szótár 1000 vagy még több szót tartalmaz, egy adott állapotnál a választható szavak átlagos száma jóval kisebb, rendszerint 10 és 100 között van. Ilyen tekintetben a folyamatos beszéd felismerése könnyebb feladat lehet, mint számsorozatok felismerése, ha a bonyolultság kisebb, mint 10. A SPICOS feladatra kifejlesztett nyelvmodell [Mergel, 1986] bonyolultsága 58. A háló 368 csomópontból és 3481 átmenetből áll.

A nyelvi megszorításokat a következőképpen lehet beültetni a dinamikus programozás algoritmusába. A véges állapotú hálót úgy írjuk le, hogy minden k szóátmenetre megadjuk a $b(k)$ kezdeti csomópontot és $e(k)$ végpontot:

$b(k)$ = az a csomópont, ahol k kezdődik

$e(k)$ = az a csomópont, ahol k befejeződik.

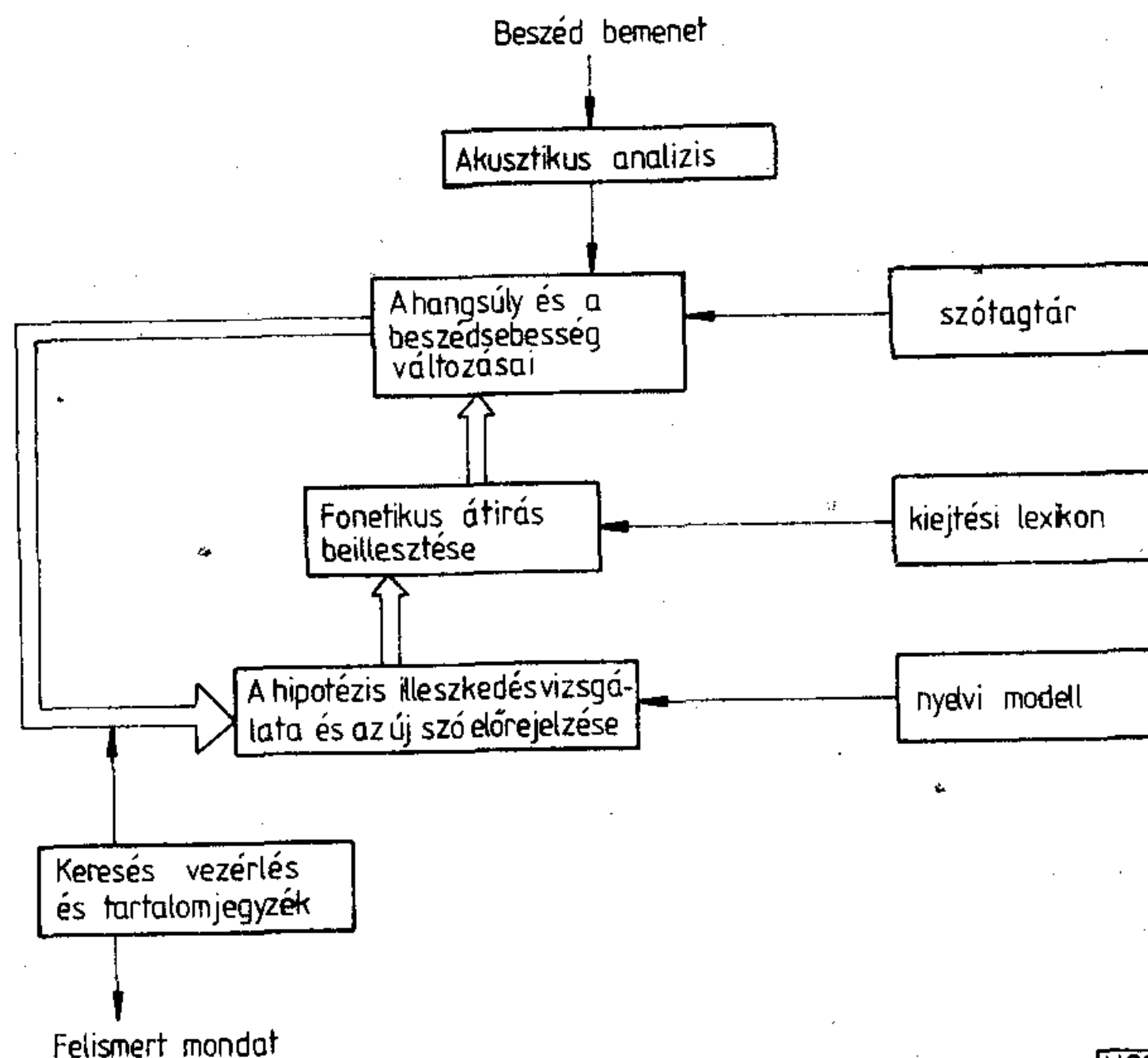
Általában ugyanannak az akusztikai szónak több példányára van szükség, hogy lefedhessük azt a változatos szintaktikai környezetet, ahol a szó előfordulhat. A dinamikus programozás rekurziója ugyanaz marad a szó belsejében, mint azt a 3. részben leírtuk. Miután egy adott i időpillanatra az összes (i, j, k) rácspont fel lett dolgozva, ki kell számolni a legjobb, szintaktikai csomópont-hoz vezető utat, ezután lehet kezdeni egy k újszóátmenetet, melyet a következő egyenlet fejez ki:

$$D(i, 0, k) = \min \{D(i, J(k'), k') : k' = 1, \dots, K\}$$

5. Az integrált megközelítés kereső eljárása

A dinamikus programozási egyenletek alapvető problémája az, hogy az ismeretforrások által definiált állapottérben a teljes keresés elriasztó. A nyelvi modellnek két ellentétes hatása van. Egyrészt a szóátmenetek száma és hogy az egész kereső tér nagyobb, mint nyelvi megszorítások nélkül. Másrészt a nyelvmodell szigorú megszorításokat kényszerít a 'legális' szószorozatokra. Ezért olyan kereső algoritmust alkalmazunk, amely megpróbálja hatékonyan kihasználni a nyelvi megszorításokat és csak a keresőtér 'releváns' területein kiértékelni a fenti dinamikus programozási egyenletet.

A 2. ábra a kereső eljárás egyfajta megszervezését mutatja be. A három szintű hierarchia a nyelvmodellből, a kiejtési lexikonból és a részsavak tárából áll, melyek véges állapotú gépekként modellálhatók [Boulard et al., 1985; Ney, Mergel, Marcus, 1986]. Ez a három szint elkülönül, csak a kereső eljáráson keresztül tudnak kapcsolatba lépni. Elméletileg a keresés dinamikus programozás, ahol a keresés a leghasonlóbb hipotézisre korlátozódik. Mindezt a nagy, mintegy 200 000 állapotú kereső tér miatt speciális szervezés kell, hogy csökkenteni lehessen a költségeket és a tároló kapacitást. Mivel a kereső eljárás mindegyik tudásforrást használja, ezt a technikát integrált meg-



2. ábra

[H292-2]

közelítésnek hívjuk. Hasonló, globális felismerésre alapozott rendszerek az IBM-rendszer [Jelinek, 1985], a BBN-rendszer [1986], a Vintsyuk által kifejlesztett rendszer [1982]. a Bell laboratórium repülőjegy-rendelő rendszere [Rabiner, Levinson, 1981], a DRAGON-rendszer [Baker, 1975a] és a HARPY-rendszer [Lowerre, 1976].

6. Kísérleti eredmények

Kísérleti tesztek egy 5 beszélővel létrehozott adatbázissal végeztünk. Minden beszélőnek 1–3 alkalommal be kellett mondani a 200 SPICOS mondatot folyamatosan, azaz szavak közti szünet nélkül. A felismerési tesztek a 200 SPICOS mondatból 188-on hajtottuk végre. 188 mondatra a szófelismerési tesztek száma 1292 volt.

A beszélőfüggő fonémamodellek 200 mondatból származnak, amelyeknek a szókinccse nem egyezik meg a SPICOS-éval. Ezek az ún. Sotschek mondatok jellemzőek a német nyelv fonéma eloszlására és összesen 4860 fonémát tartalmaznak. Az átfedés a felismerő szótárral mindössze 51 szó volt, amelyek főként a nyelv nyelvtani szavai voltak, mint névelők és előjárók.

A szóhiba-arány sokban függ a beszélőtől. A rendszer jelenlegi verziójában a szóhiba-arány 8 és 20% között mozog beszélőtől függően. A szóhibák eloszlása a mondatban nem egyforma, hanem inkább csoportokat alkot. A felismerési kísérletekben az algoritmus által átvizsgált terület az egész lehetséges keresőtérnek csak 2–5%-a, ami tipikusan 50–200 MIPSS-et (= másodpercenkénti millió utasítás) jelent.

Az itt leírt munkát egy kapcsolódó Siemens-Philips-IPO (Eindhoven) projekt keretében végeztük és a Német Szövetségi Kutatási és Technológiai Minisztérium (BMFT) támogatta a 413-5839-ITM 8401 sz. hozzájárulással. Csak a szerző felelős a publikáció tartalmáért.

I R O D A L O M

- [1] J. K. Baker, (1975a): „The DRAGON System — An Overview”, IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-23, No. 1, pp. 24–29, February 1975.
- [2] J. K. Baker (1975b): „Stochastic Modeling for Automatic Speech Understanding”, in D. R. REDDY (ed.): 'Speech Recognition', Academic Press, New York, pp. 512–542, 1975.
- [3] H. Bourlard, Y. KAMP, H. Ney, C. J. Wellekens (1985): „Speaker Dependent Connected Speech Recognition via Dynamic Programming and Statistical Methods”, in M. R. Schroeder (ed.): 'Speech and Speaker Recognition', Karger, Basel, pp. 115–148, 1985.
- [4] J. S. Bridle, M. D. Brown, R. M. Chamberlain (1982): „An Algorithm for Connected Word Recognition”, Proc. 1982 IEEE Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Paris, France, pp. 899–902, May 1982.

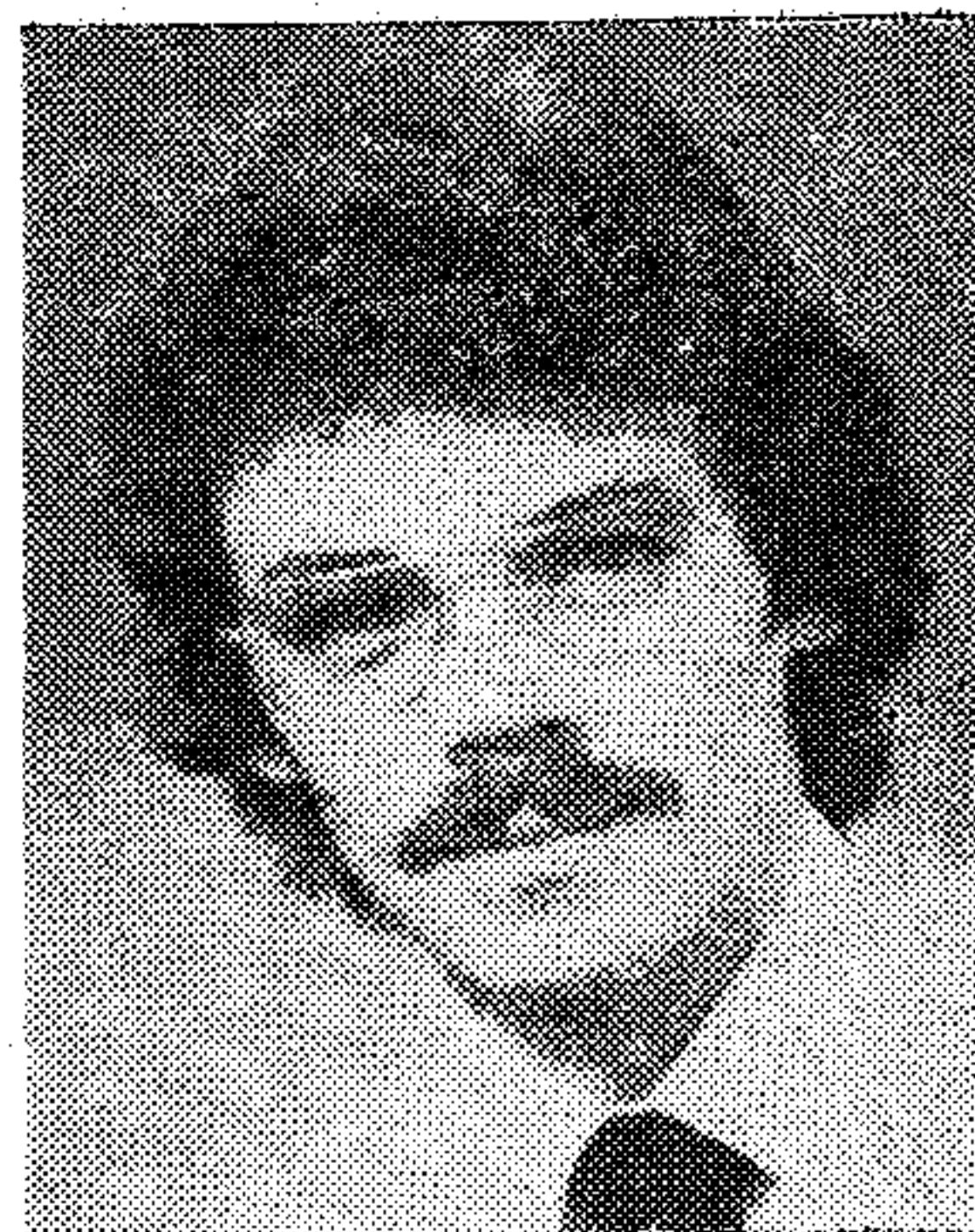
- [5] Y. L. Chow, R. Schwartz, S. Roucos et al. (1986): „The Role of Word-Dependent Coarticulatory effects in a Phoneme-Based Speech Recognition System”, Proc. 1986 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Tokyo, Japan, pp. 30. 9. 1–4. April 1986.
- [6] K. Fukunaga (1972): „Introduction to Statistical Pattern Recognition” Academic Press, New York, 1972.
- [7] J.—P. Haton (ed.) (1982): „Automatic Speech Analysis and Recognition” Nato Advanced Study Institute Series, D. Reidel Publishing Company, Dordrecht, Holland, 1982.
- [8] J. E. Hopcroft, J. D. Ullman (1979): „Introduction to Automata Theory, Languages and Computation” Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts 1979.
- [9] F. Jelinek (1976): „Continuous Speech Recognition by Statistical Methods”, Proc. of the IEEE, Vol. 64, No. 10, pp. 532–556, April 1976.
- [10] F. Jelinek (1985): „The Development of an Experimental Discrete Dictation Recognizer”, Proc. of the IEEE, Vol. 73, No. 11, pp. 1616–1624, Nov. 1985.
- [11] W. A. Lea (ed.) (1980): „Trends in Speech Recognition” Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1980.
- [12] B. T. Lowerre (1976): „The Harpy Speech Recognition System”, Ph. D. Thesis, Carnegie Mellon University, Dept. Computer Science, Pittsburgh, Pennsylvania, April 1976.
- [13] R. De Mori, C. Y. Suen (ed.) (1985): „New Systems and Architectures for Automatic Speech Recognition and Synthesis”, Proc. of the NATO Advanced Science Institute held at Bonas, Gers, France July 1984, Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [14] D. Mergel (1986): „A Language Model for Spoken German Data Base Queries”, Int. Conf. on 'Speech Input/Output: Techniques and Applications', London UK, pp. 9–14, March 1986.
- [15] H. Ney (1982): „Dynamic Programming as a Technique for Pattern Recognition”, Proc. 6th. Int. Conf. on Pattern Recognition, Munich, Germany, pp. 1119–1125, Oct. 1982.
- [16] H. Ney (1984): „The Use of a One-Stage Dynamic Programming Algorithm for Connected Word Recognition”, IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal, Vol. ASSP-32, No. 2, pp. 263–271, April 1984.
- [17] H. Ney, D. Mergel, S. M. Marcus (1986): „On the Automatic Training of Phonetic Units”, IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-34, pp. 209–213, Jan.-Feb. 1986.
- [18] L. R. Rabiner, S. E. Levinson (1981): „Isolated and Connected Word Recognition — Theory and Selected Applications”, IEEE Trans. on Communications, No. 5, Vol. COM-29, pp. 621–659, May 1981.
- [19] T. K. Vintsyuk (1971): „Element-wise Recognition of Continuous Speech Composed of Words from a Specified Dictionary”, Kibernetika (Cybernetics), Vol. 7, No. 2, pp. 133–143, March-April 1971.
- [20] T. K. Vintsyuk (1982): „Speech Recognition and Understanding”, Kibernetika (Cybernetics), Vol 18, No. 5, pp. 101–105, Sept.-Oct. 1982.

Hibrid áramkörök layout-tervezésének számítógépes támogatása

WOLFGANG ROSSMANN

Müncheni Műszaki Egyetem

Hálózatelméleti és Kapcsolástechnikai Tanszék



WOLFGANG
ROSSMANN

A Müncheni Műszaki Egyetem Híradástechnika szakon okleveles mérnök lett 1978-ban. 1979-ben nyerte el a Master of Science fokozatot a számítástechnikai tudományokban a Californiai Egyetem Davis-ben levő ta-

gozatán. 1980 óta akadémiai tanácsos Rudolf Saal egyetemi tanárnál a Müncheni Műszaki Egyetem Hálózatelméleti és Kapcsolástechnikai Tanszékén. Munkaterülete: a számítógéppel segített layout-tervezés algoritmusai, és ezek alkalmazása a tanszéki hibrid-mikroelektromos laborban.

ÖSSZEFOGLALÁS:

A cikk áttekinti a hibrid áramkörök layout tervezésénél alkalmazott számítógépes támogatás lehetőségeit. A különböző tervezési lépésekre kidolgozott algoritmusokat és módszereket veszi sorra: az elemtervezés, az interaktív elhelyezés és huzalozás, az automatikus huzalozás, a tömörítés és az automatikus maszkelőállítás területeit tárgyalja. Egy olyan szisztematikus adatgyűjtést ír le, amely különösen a vastagréteg áramköröknél előnyös. Az alkalmazási lehetőségeket példákkal illusztrálja.

A hibrid technológia jelentősége

A bonyolult nyomtatott áramkörök, valamint a mindjobban előrenyomuló monolit integrált áramkörök — gate-array és berendezésorientált áramkörök — tervezéséhez rendelkezésre álló kiforrott technika ellenére, egy állandóan növekvő igény mutatható ki a hibrid áramkörök iránt. Különös jelentőséggel bír itt a vastagréteg technológia, amely a nyomtatott áramkörök és a monolit technológia közötti összekötő kapocsként mindkét eljárás előnyeit összehasonlítható, ill. valamivel csekélyebb haszonnal egyesíteni igyekszik [1].

Ebben a technológiában többnyire egy kerámia hordozóra vezetékeztést és passzív építőelemeket (ún. réteg elemeket) együttesen visznek fel. Ezután előre elkészített miniatűr alkatrészeket helyeznek be: ezzel a valódi hibrid áramkör létrejön. Vastagréteg technológiával, amelynél a pasztákat szitanyomásos eljárással viszik fel és kiégetik, 100 μm -ig realizálhatók áramkörök. Ez a határ a vékonyréteg technológiánál, amelynél fotolitografikus eljárást alkalmaznak, 10 μm -nél van.

Mindkét technológiát széleskörűen alkalmazzák a teljesítményelektronikától a mikrohullámú technikáig.

A hibrid áramkörök nagy flexibilitásukkal tűnnek ki. A legkülönbözőbb technológiák és alkalmazások (analóg, digitális) elemei kombinálhatók. Kis sorozatok viszonylag gyorsan és olcsón állíthatók elő és középüzemek is rendelkezhetnek saját hibridgyártással.

A layout-gyártás tervezési lépései

A logikai kapcsolási rajzot a tervező mérnök (többnyire manuálisan) teszi át a kapcsolat fizikai leképezésébe, a layout-ba. Ezen layoutok különböző

síkjai — a kapcsolást alkotó rétegek és elemek sikszerű kiterítése és elrendezése — tartalmazzák a maszkok és ezáltal a kívánt kapcsolat gyártásához szükséges lényeges információkat (1. ábra).

Nyomtatott áramkörök és monolit integrált áramkörök fejlesztésénél ma már a számítógéppel támogatott tervezés eszközeitől nem tekinthetünk el. A hibrid áramkörök layout tervezésénél más a helyzet. Itt (legalábbis az ipari alkalmazásoknál) a számítógépes támogatás technikája még kevésbé érett. Mindazonáltal a tervező munkája az egyes tervezési lépésekre kidolgozott számítógépprogramokkal lényegesen megkönnyíthető, felgyorsítható és hibamentessé tehető. A következőkben néhány lehetőséget mutatunk be.

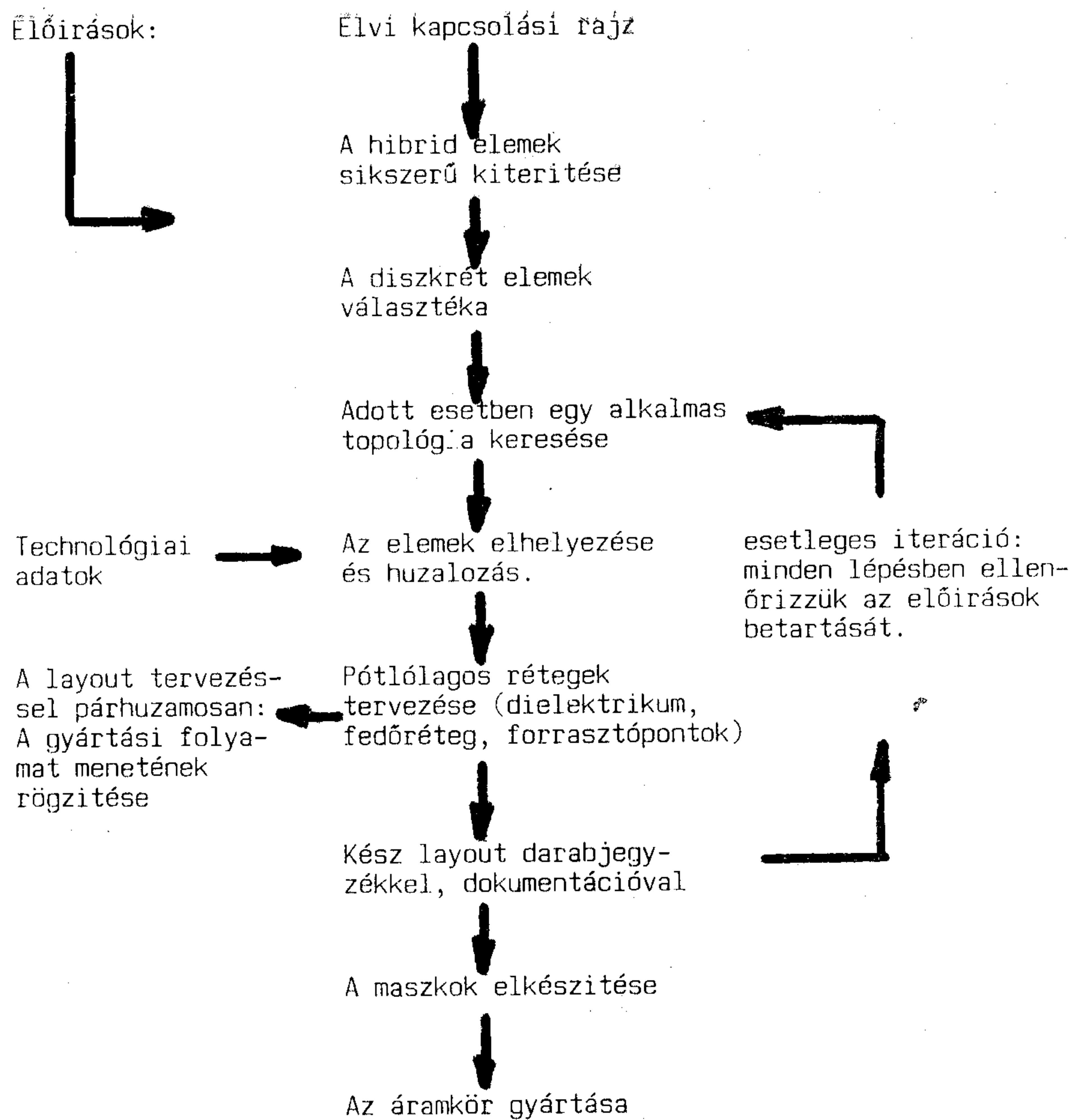
Elemtervezés

Mielőtt az elvi kapcsolási rajz layout-ját elkészítenénk, meg kell határoznunk az egyes diszkrét elemek geometriai alakját. Különösen a rétegellenállásokra kell több gondot fordítanunk. A formát és méretet az ellenállás értéke, a pontosság, a disszipálendő teljesítmény, a hangolhatóság és a hosszúidejű stabilitás nagymértékben befolyásolja. Csak az ellenállás jellemzőit befolyásoló összes technológiai hatás figyelembevételével kaphatunk reprodukálható eredményeket. A fajlagos pasztaellenállás, amely az ellenállásértéket meghatározza, a gyakorlatban lényegesen függ az ellenállás geometriájától (formától és abszolút nagyságtól), a hordozó, és a paszta anyagától. Az ellenállás számításakor a legjobb eredményt az itt érvényes nemlineáris összefüggések figyelembevételére a mérési adatok statisztikusan számolt átlagértékei alapján nyerhetjük.

Az anyagok, méretek stb. lényeges kombinációinak reprezentatív választékát, mint tesztmintát legyártjuk, lemérjük és tájékoztató értékűként elhelyezzük egy adatbankban. Ezután egy tetszőleges értékű ellenállás tervezésekor az aktuális mé-

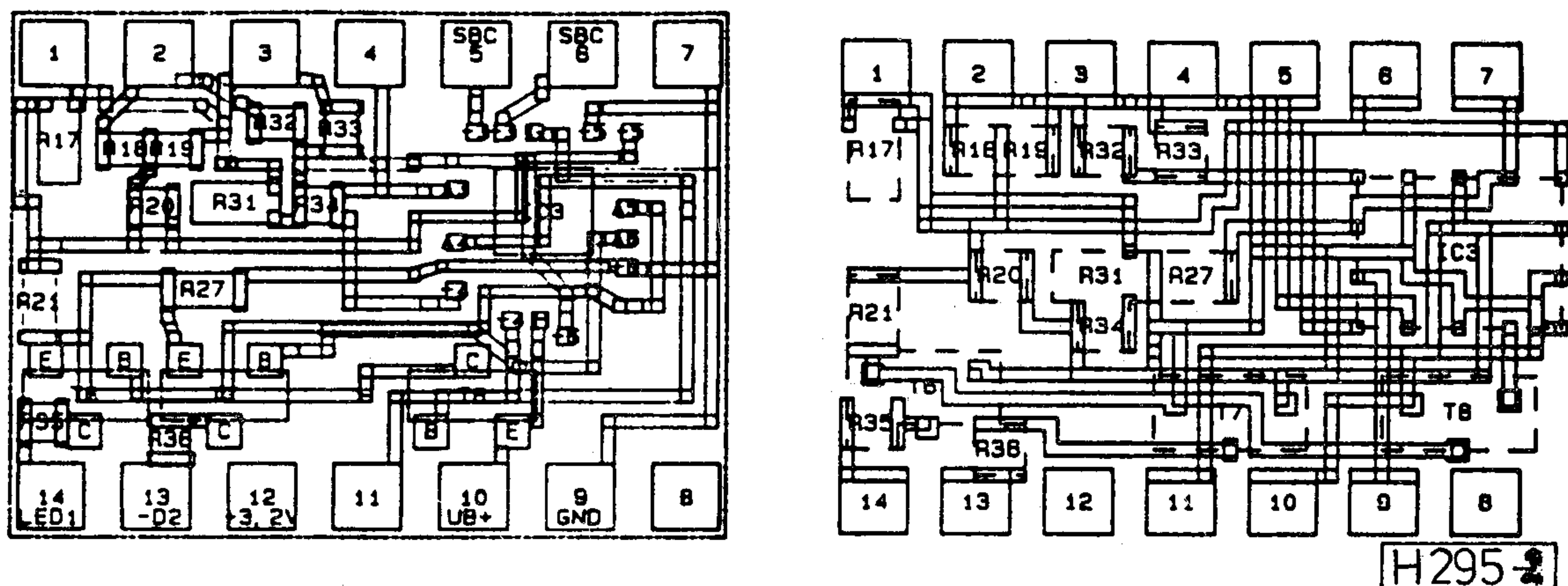
Fordította: dr. Gefferth László

Elhangzott az 1987. máj. 6—7-én tartott VDE konferencián



1. ábra.

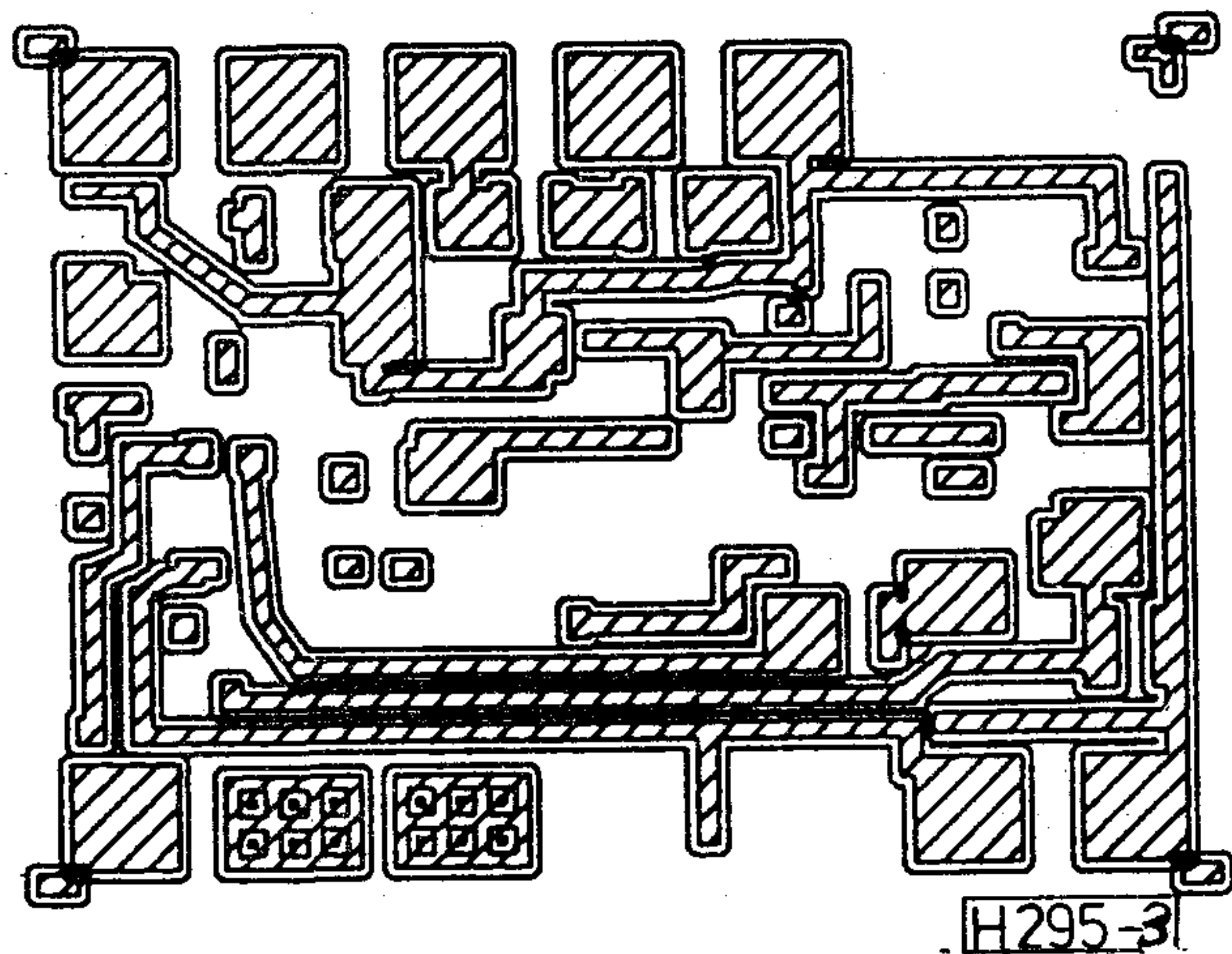
1. ábra. Vastagréteg áramkör layout-jának tervezési
és gyártási fázisai



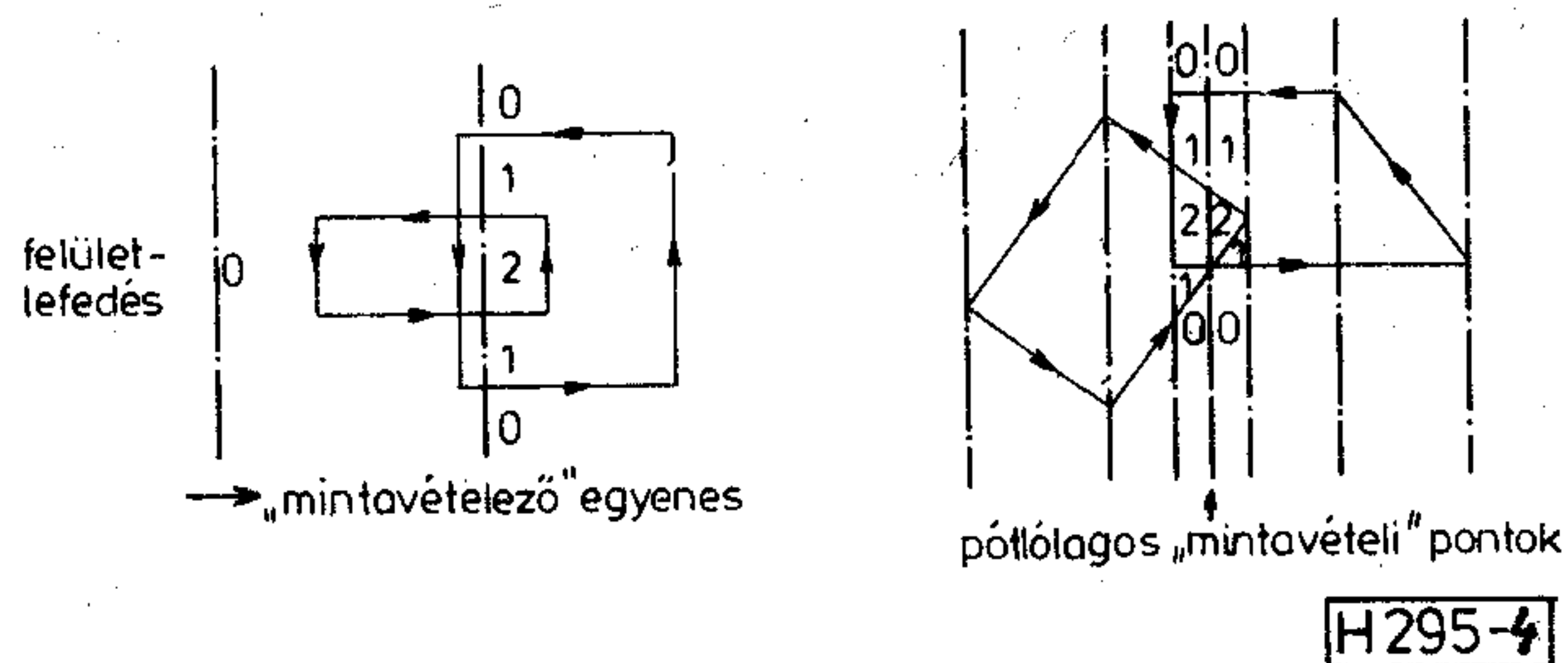
reteket a rendelkezésre álló adatokból approximáció segítségével (pl. a hibanégyszetek minimumának beállításával) kaphatjuk meg.

A hangolási karakterisztika, s így a lézeres hangolással elérhető pontosság számítógépes szimulációval szintén előre meghatározható és az ellenállás tervezésénél — mint lényeges kritérium — figyelembe vehető.

Íly módon az ellenállás értékét befolyásoló technológiai hatások előre kiszámíthatók, s ezáltal egy drága újratervezés elkerülhető.



3. ábra. A vezetékek közötti minimális távolság hatásának ellenőrzése



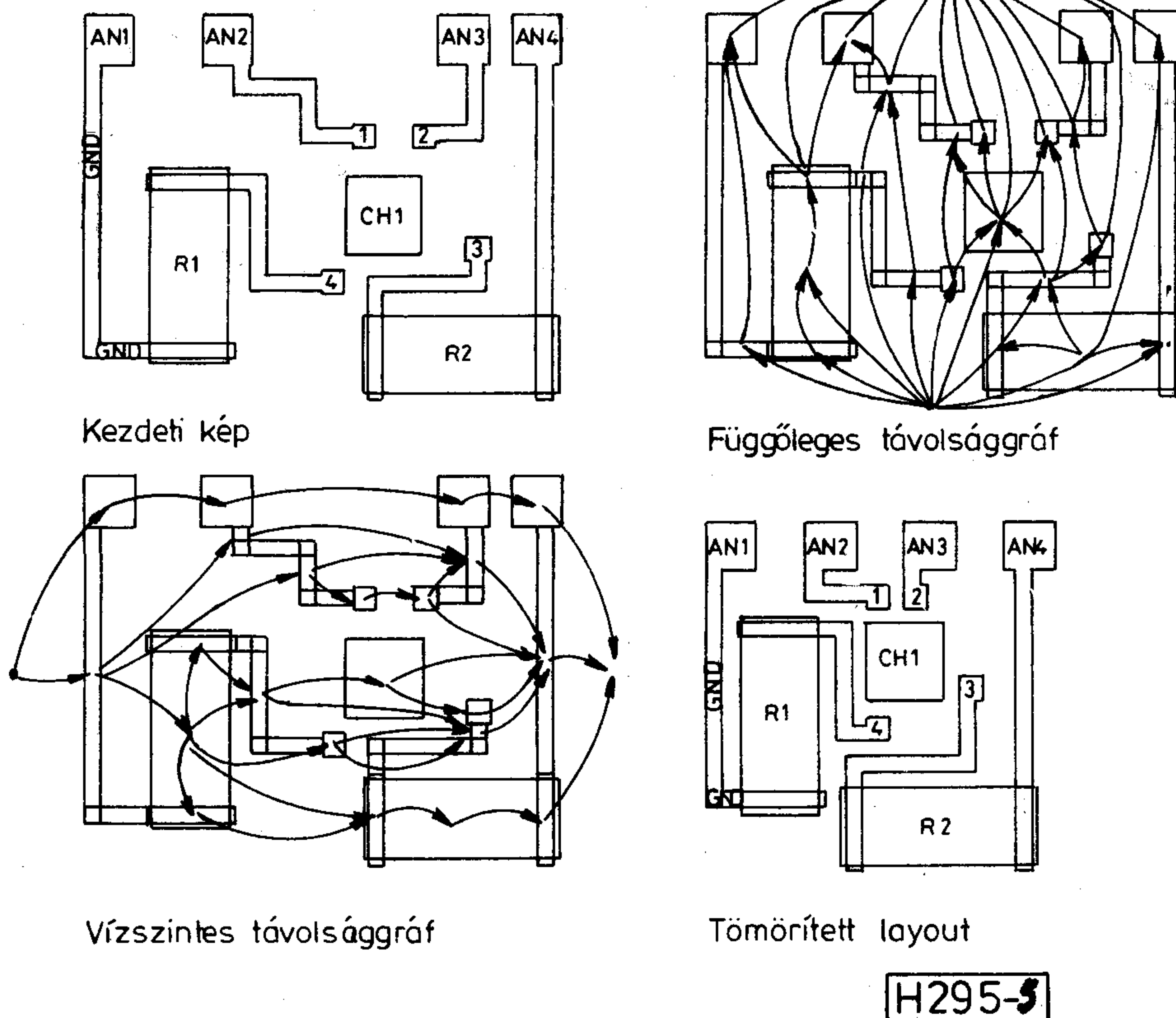
4. ábra. Derékszögű és általános poligon logikai összekapcsolásának „mintavételezéses” kezelése

Elrendezés és huzalozás

A következő munkalépésben a fentiek szerint megtervezett, ill. egy elemkönyvtárból vett elemeket a síkban elrendezzük és az elvi kapcsolási rajz alapján elkészített huzalozási listának megfelelően összehuzalozzuk. E tevékenység számítógépes fejlesztő rendszer alkalmazásával lényegesen megkönnyíthető. A nyomtatott áramköröknél ismeretes huzalozás algoritmusok alkalmazásával a fejlesztési idő tovább rövidíthető, az eredményezett terület azonban kb. 10—20%-kal nagyobb, mint teljesen kézi tervezés esetén (2. ábra).

A tervezési szabályok betartásának ellenőrzése

A tervezési folyamat (1. ábra) minden fázisa után célszerű az előírások betartásáról meggyőződni.



5. ábra. Automatikus vízszintes és függőleges tömörítés

Az a célunk, hogy minden előre kiszámítható hibát elkerüljünk, és lehetőleg ne legyen szükség figyelmetlenségből adódóan, pl. a layout vagy a kész áramkör újratervezésére.

A layout ellenőrzésénél elektromos és geometriai tervezési szabályokat különböztetünk meg. Az elektromos vizsgálat során a realizált kapcsolás huzalozását összehasonlítjuk az előzetesen elkészített huzalozási listával. Rövidzárat, nem, vagy helytelenül bekötött vezetékeket is idejekorán azonosíthatunk.

Amennyiben a kapcsolat viselkedését szimulációval is ellenőrizzük (pl. nagyfrekvencián), a fentiekén kívül a parazita hatások (a vezetékek ellenállása és szórt kapacitása) figyelembevétele is célszerű. A geometriai szabályok (legkisebb és legnagyobb távolságok, legkisebb szélességek és legkisebb átfedések) betartásának ellenőrzése az integrált áramkörök tervezésénél használatos szabályok szerint lehetséges, e szabályok általában azonban csak derékszögű alakzatokra érvényesek.

A hibridtechnika alkalmazásához egy általános és flexibilis módszer szükséges, hogy a sokféle követelménynek eleget tehessünk, amelyek mindegyike a kapcsolástól és az alkalmazott síkok számától függően változhat. Tudnunk kell kezelni derékszögűtől eltérő alakzatokat is. Ezen feladat megoldásának új és sikeres stratégiája azon alapszik, hogy minden egyes helyen, ahol egy meghatározott tervezési szabály lényeges szerepet játszik „extraháljunk”. A második lépésben azután a kapott alakzatot a geometriai szabályok betartása szempontjából ellenőrizzük. Így módon a tervezési szabályok megsértése sorra kimutatható [2].

Az alakzatok extrahálásának és ellenőrzésének lépései logikai és geometriai műveletek kombinációira vezethetők vissza. Két egyszerű példával világítjuk meg a fentieket: Két vezető alakzat kontaktzónáját a két alakzat logikai *ÉS* kapcsolatával extraháljuk. A megkívánt legkisebb d távolságot akkor tudjuk megállapítani ha a szóban forgó felületek — mindkettő $d/2$ -vel megnövelve — nem lapolódnak át. Átlapolódás vizsgálatánál, szintén az *ÉS* kapcsolat alkalmazásával, a hibás helyek ott mutathatók ki, ahol legalább két felület fedi egymást. A 3. ábrán a legkisebb távolság betartásának ellenőrzése látható. Az alakzatokat először egy *VAGY* kapcsolattal „összeolvasztjuk”, azután az előírt távolság felével megnöveljük. Egy felület megnagyobbításának, ill. lekicsinyítésének geometriai műveletei a sarokpontoknak a határvonalak szögfelezői mentén való eltolásával realizálhatók. Az éles sarkoknál fellépő tértörzések néhány százalékra csökkenthetők, ha — szögenként — pótlólagos peremdarabot iktatunk be, amelyek a kívánt lekerekítéseket szimulálják.

A logikai műveletek (*ÉS*, *VAGY*, *NEM*) az összekapcsolandó objektumok alkalmas ábrázolásával egy gyors „mintavételező” eljárással értékelhetők ki (4. ábra). A layout-alakzatokat egy „mintavételező” egyenessel az egyes koordináták mentén a felületlefedést kiértékeljük. Az éppen átmetszett peremnél a felületlefedés — az irányításnak megfelelően — növekszik vagy csökken. Egy *VAGY* kapcsolatot azok a peremrészletek képezik, amelynél 0-1 átmenetet találunk, míg egy *ÉS* kapcsolatot az 1-2 átmenet ír le. Különös gondot igényelnek a tetszőleges szögű peremek. Ez esetben minden metszéspontot ki kell értékelnünk „mintavételező” egyenessel (4. ábra). Ezen műveletek kombinációival nemcsak minden lényeges geometriai tervezési szabály betartása ellenőrizhető, hanem további maszk-síkok, mint forrasztási vagy szigetelő rétegek, az alkotó síkok összekapcsolásával (nagyobbitásával vagy invertálásával) automatikusan generálhatók.

Layout-tömörítés

Habár a tervezési szabályok betartásának ellenőrzésekor a layout alakzatainak tértörzsei automatikusan napvilágra kerülnek, a tervező feladata marad a korrigálás elvégzése, ami nagy munkát jelenthet, különösen akkor, ha a layout máris zsúfolt. További számítógépes támogatást a layout-tömörítéssel érhetünk el. Ilyenkor a layoutot egydimenziós tömörítő lépésekkel vízszintesen és függőlegesen átdolgozzuk (5. ábra). Ezáltal minden elemet a tömörítés irányába annyira tolunk el, amennyire a szomszéd elemek irányába a térköz megengedi. Ezen optimalizálási probléma megoldásának érdekében a layoutot, mint irányított és súlyozott gráfot fogjuk fel. Az előálló lineáris egyenletrendszert megoldjuk és az eredményt a tömörített layout új koordinátaiba visszatranszformáljuk. Az 5. ábrán egy egyszerű tömörítő vízszintes és függőleges távolság gráfjai láthatók.

Habár hibrid áramkörök layout-jának előállítására még nincs teljesen automatizált eljárás, az egyes munkafázisokhoz alkalmas algoritmusok állnak rendelkezésre. Ezek nem teszik feleslegessé a tervezőt, hanem kellemesebbé, gyorsabbá és biztosabbá teszik munkáját.

I R O D A L O M

- [1] E. Lüder: Bau hybrider Mikroschaltungen. Springer Verlag 1977.
- [2] W. Roßmann: A New Approach to the Design Rule Check of Hybrid Integrated Circuits. ISCAS, San Jose, 1986.

Az antennatechnika új eredményei

F. LANDSTORFER

Műszaki Egyetem, München



ÖSSZEFOGLALÁS:

Az antenna, mint a vezeték nélküli híradástechnikai összeköttetések eleme mintegy 100 éve ismert. Az antennatechnika fejlődése ennek ellenére még nem záródott le. A vezeték nélküli hírközlés állandóan növekvő igénye, a világűr híradástechnikai felfedezése, a rendelkezésre álló új technológia, a gyorsabb digitális számítógépek, valamint a szabad frekvencia sávok állandóan érzékelhető szűkösége nagymértékben befolyásolta az utóbbi tíz évben az antennatechnika fejlődését. Ennek megfelelően az antennák mai generációja már többnyire a polarizációra és/vagy a frekvenciasávra vonatkozóan többszörösen kihasználható. A számítógépes tervezési módszerek (CAD) belépésével elérhetővé vált egy adott átviteli távolsághoz tartozó, frekvenciára és teljesítményre optimalizált (beam shaping) iránykarakterisztika előállítása is.

Az előadás az NTG Antenna Szakbizottságának munkáira alapozva az antennatechnika NSZK-beli jelenlegi állapotát mutatja be.

Bevezetés

Mintegy 100 évvel ezelőtt Heinrich Hertz volt az, aki híres kísérleteivel a Maxwell által elméletileg leírt elektromágneses hullámok létezését igazolta. Ezzel egyidőben elsőként Hertz alkalmazott tudatosan antennát az elektromágneses hullámok kisugárzására és vételére. A mai meghatározás szerint Heinrich Hertz egy tetőkapacitás által lerövidített dipólt használt, és ennek az antenna-típusnak még ma is van gyakorlati jelentősége.

Az antennatechnika azonban e tény ellenére sem maradt az 1887-bes szinten. Fejlődését alapvetően következő tényezők határozták meg:

- Az antennák új elektronikai és mechanikai követelményei.
- Az antennák és antennarendszerek analízisének és szintézisének új műszaki lehetőségei.
- A rendelkezésre álló új technológia.

Az antennákkal szemben támasztott elektromos követelményeket az (1) egyenletben adjuk meg. A vevő kimenetén fellépő jel/zaj viszony (S/N) vezeték nélküli átvitel esetén:

$$S/N = p \left(\frac{\lambda_0}{4\pi} \right)^2 \cdot \frac{P_{t0} \cdot G_t \cdot G_r}{k \cdot B(T_a + T_z)} \quad (1)$$

ahol:

- p — Polarizáció illesztési tényező.
- P_{t0} — Az adóantenna bemenő teljesítménye.
- G_t — Az adóantenna nyeresége.
- G_r — A vevőantenna nyeresége.

Fordította: Rozemberszki Csaba

Elhangzott az 1987. máj. 6—7-én tartott VDE konferencián.

PROF. DR.—ING. F.
LANDSTORFER

1959-től 1964-ig a Müncheni Műszaki Főiskola hallgatója, majd Prof. Meinkenél 1967-ben egyetemi doktorrá avatják. 1967-ben a Müncheni Műszaki Egyetem docensévé

nevezik ki, majd 1978-ban professzorrá. 1983-tól az NTG „Antennák” szakbizottságának vezetője.

Az 1986-os téli szemeszter idején a Stuttgarter Egyetemen a Nagyfrekvenciás-technika Tanszék meghívásának tesz eleget.

λ_0 — Szabadtéri hullámhossz.

k — Boltzmann állandó.

T_a — Az antenna ekvivalens zajhőmérséklete.

T_z — A vevő járulékos zajhőmérséklete.

B — Sáv szélesség.

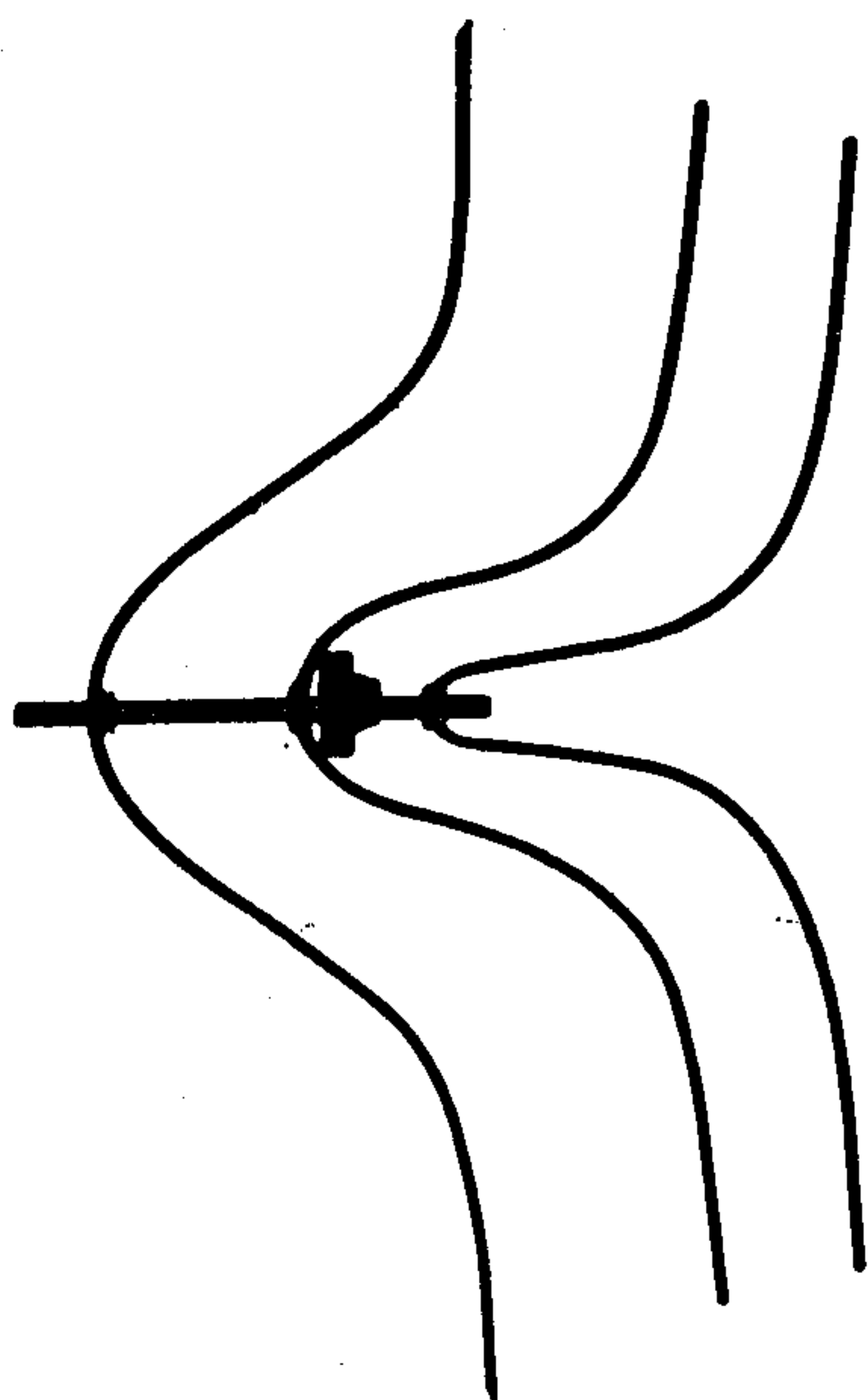
Bármely átviteli távolság esetén elvileg a maximális S/N viszony elérésére törekszünk, ami az (1) egyenlet számlálójának maximalizálását, és nevezőjének minimalizálását jelenti. Ezen túl azonban az áthidalandó szakasz speciális jellegéből adódó járulékos feltételeket is be kell tartanunk, így például egy szatelitantenna bemenő teljesítménye és terjedelme egy meghatározott értéket nem léphet túl. A földön megvilágított területnek megfelelően bizonyos határok között kell mozognia az antenna nyereségének (G_t) is. Másrészt a földi rádióállomás antennájának zajhőmérsékletét (T_a) befolyásolja többek között az iránykarakterisztika melléknyaláb szintje, valamint a föld termikus sugárzása is. A vevő járulékos zajhőmérsékletének lehetséges minimumát a félvezető technológia szintje szabja meg.

Amennyiben az ismertett járulékos feltételek mellett az (1) egyenlet jel/zaj viszonyának maximalizálását célozzuk meg, akkor folytathatjuk a sort azzal, hogy mennyire állnak rendelkezésre az újabb analízáló és szintetizáló eljárások, valamint az új technológia. Mindezek hatását az NTG Antenna Szakbizottságának különböző munkái során már megvalósított antenna illetve antennarendszerek segítségével szemléltetjük.

2. Lineáris antennák

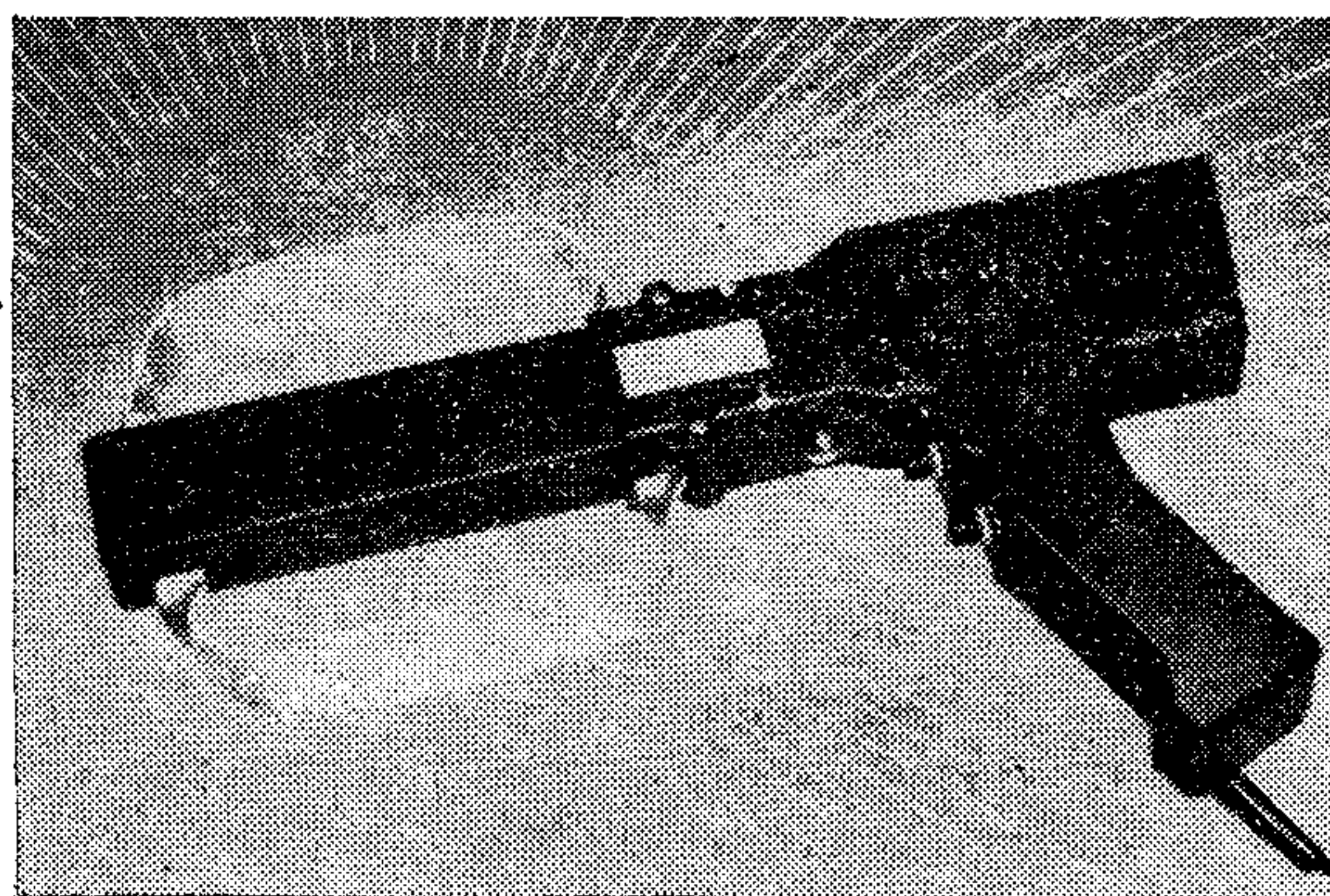
Lineáris antennákat elsősorban az UHF frekvenciasávval bezárólag alkalmazunk. Ha a feladat nem követel meg különleges körsugárzó iránykarakterisztikát, akkor az (1) képletből láthatóan a nagy adó- és vevőoldali antennanyereségnek köszönhetően jó jel-zaj viszonyt kapunk. Egy viszonylag nagy nyereségű, kis térfogatú antennaelrendezésre az 1. ábra mutat példát [1].

Yagi elv szerint működő antenna egy optimálisan megformált közvetlenül táplált, $1,5 \tau_0$ ívhossz-

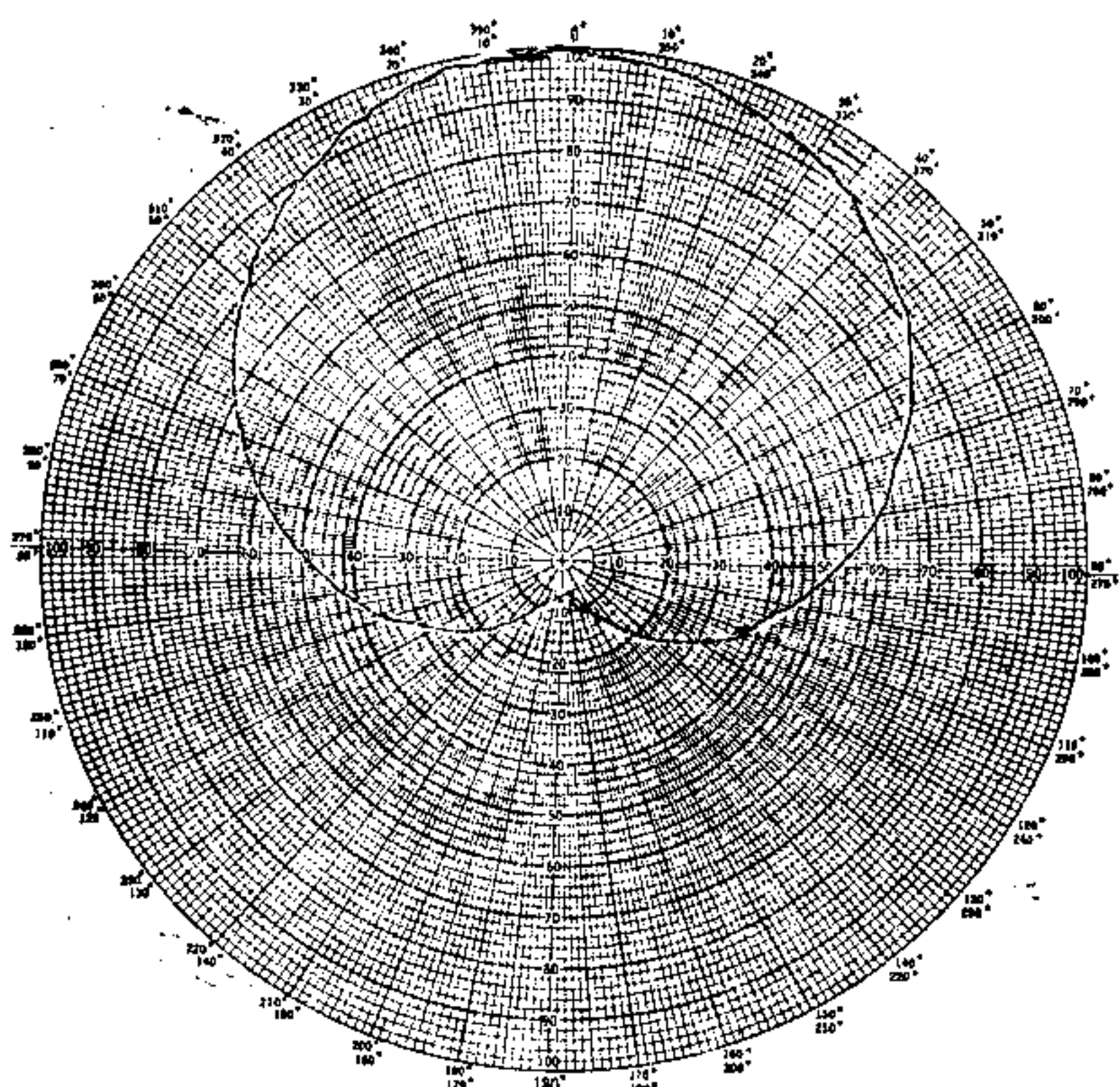


H297-1

1. ábra. Hajlított elemű Yagi-Uda antenna



a)



b)

H297-2

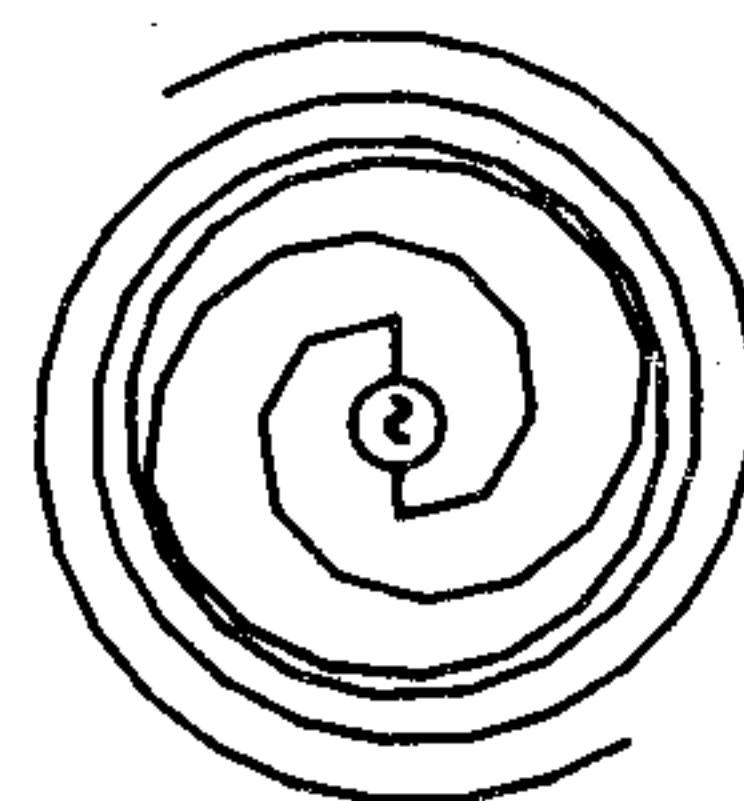
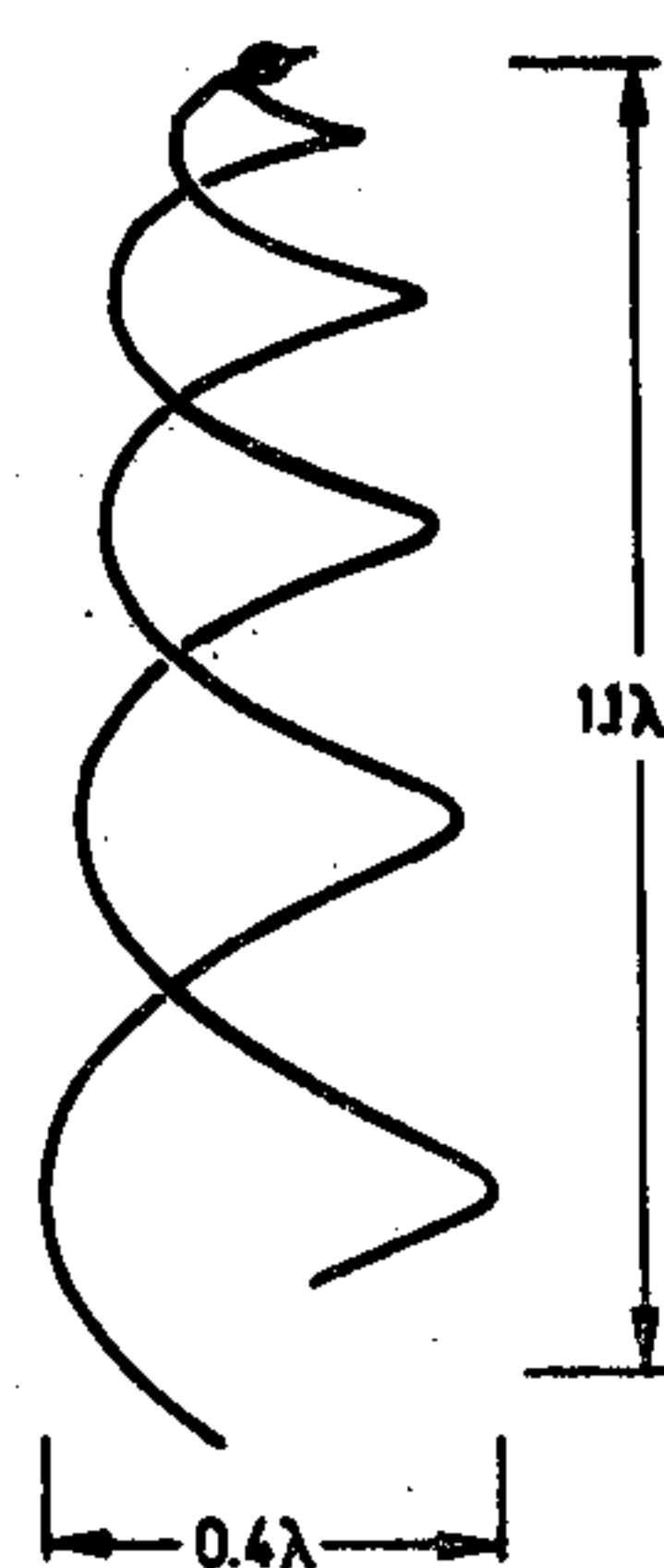
2. ábra. 20-tól 200 MHz-ig működő aktív iránymérő antenna Fotó: Rohde & Schwarz a., Felépítése b., Iránykarakterisztika

szúságú dipólból, és két szintén a nyereségre optimalizált parazita elemből áll. Fejlesztése a hajlított lineáris sugárzókra vonatkozó analízis eljárás — „Momentum módszer” [2, 3], valamint optimalizálási eljárás [4, 9] felhasználásával történt. Az 1. ábra szerinti antenna 11,5 dB-es (izotróphoz viszonyított) nyereséggel, 26 dB-es előre-hátra sugárzási viszonytal és 20 dB-es melléknyaláb elnyomással rendelkezik. Ezeket az adatokat figyelembe véve egy hagyományos 8—10 elemes Yagi antennával egyenértékű. A kisebb elemszámért azonban keskenyebb sávzsélességgel fizetünk.

Aktív antennák (5, 6] esetén, amelyet pl. a 2. a ábra mutat [7], a félvezető alkatrészeket új módon, úgy használjuk fel, hogy az (1) egyenlet nevezőjét befolyásolni tudjuk. Bizonyítható, hogy az erősítő elemek és a passzív antenna integrálásával vagy a $(T_a + T_z)$ összeg csökkenthető, ami nagyobb jel-zaj viszonyt eredményez, vagy, ha T_a már eleve nagy, akkor változatlan jel/zaj viszony mellett az antenna méretei csökkenthetők [5].

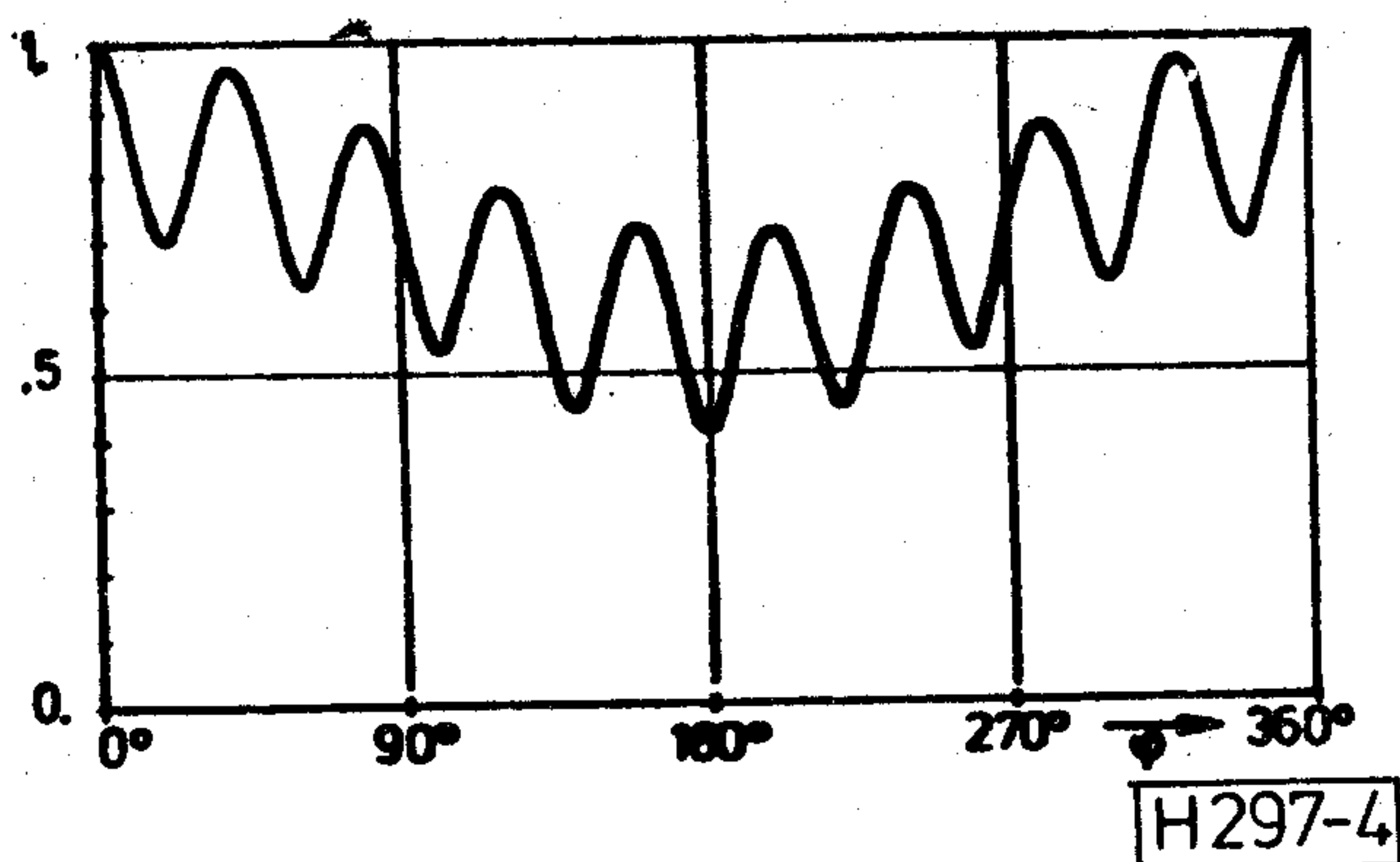
Nagyon szélessávú, ezért különösen hasznos antennatípus a nagy ohmos bemeneti impedanciájú erősítővel integrált passzív rúdantenna és a kis bemeneti impedanciájú erősítővel integrált keretantenna kombinációja. A 2. a ábrán példaként egy kézi iránymérésre szolgáló aktív antennát mutatunk be, melynek kardioid iránykarakterisztikája a 2. b ábrán látható. Az antenna iránykarakterisztikája 20—200 MHz-es frekvenciatartományban változatlan marad. Ez kiterjeszthető az 1 GHz-es frekvenciatartományra is kiegészítő antennamoddal felhasználásával [7].

Lineárisan polarizált antennák esetén megfelelő beállítással viszonylag könnyen elérhető a $p \approx 1$ -es polarizáció-illesztési tényező. Körösen polarizált antennáknál ugyanez már nehezebben valósítható

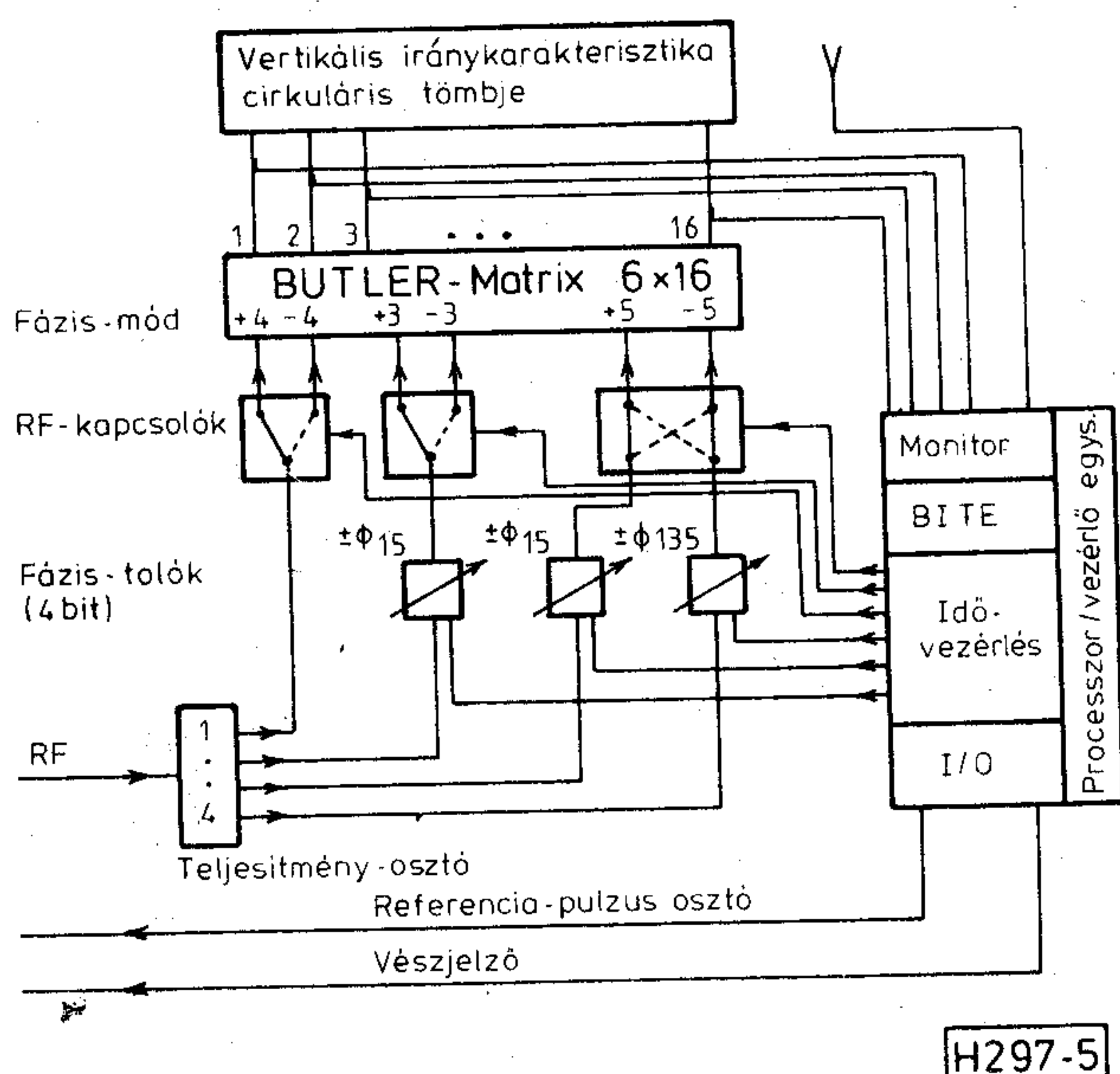


H297-3

3. ábra. Optimalizált szatelit vevőantenna



4. ábra. Rádiónavigációs berendezés antenna iránykarakterisztikája



5. ábra. A 4. ábra szerinti rádió-navigációs iránykarakterisztikához tartozó fázisvezérelt antenna blokkvázlata

meg. Példaként a 3. ábrán egy szatelit navigációs rendszer antennáját mutatjuk be, mely jobbforrású körösen polarizált hullámok vételére alkalmas. A félgömb formájú iránykarakterisztika megszabja az antenna nyereségét, így nagyobb jelentőséghez jut a p polarizáció illesztési tényező. A 3. ábrán bemutatott változó meredekségű kétkarú spirálantenna formáját egy új, többparaméteres optimalizálási eljárás segítségével határoztuk meg [8, 9, 10]. Ezzel elérhetővé vált, hogy elegendő tegyük a polarizációval és a bemeneti impedanciával szemben támasztott követelményeknek, valamint ezzel egyidőben maximálisan közelíthetővé vált a szükséges iránykarakterisztika is.

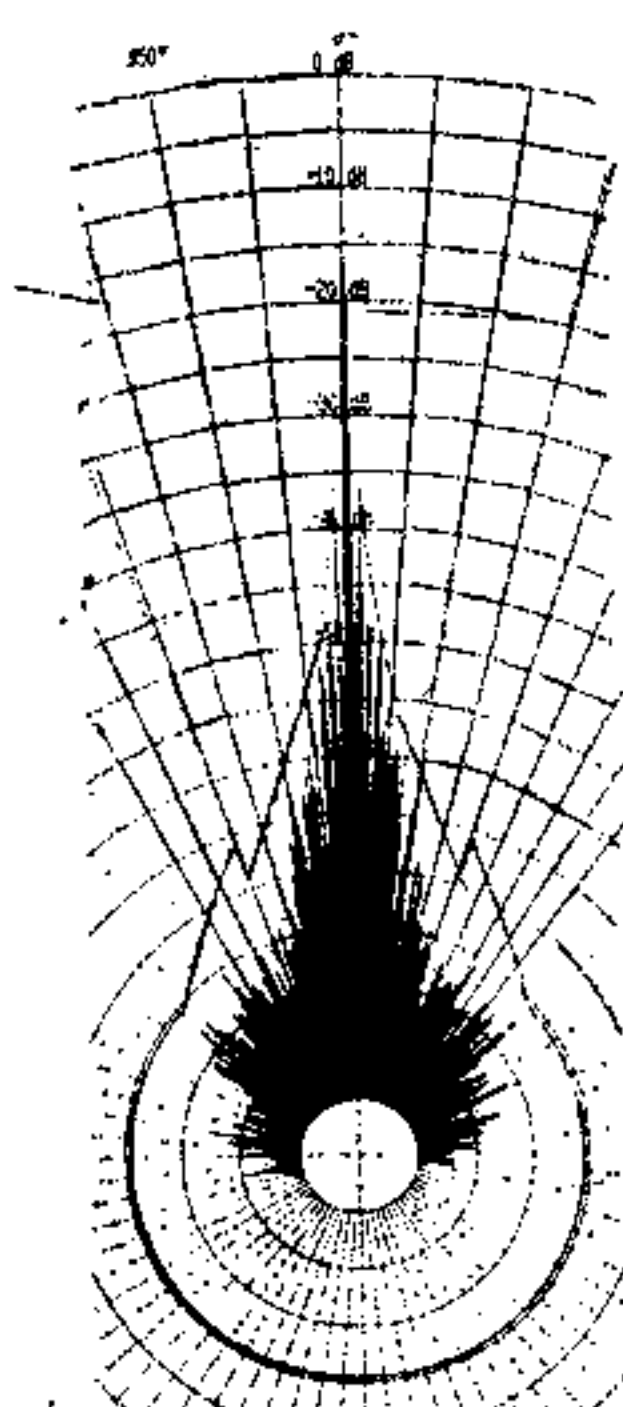
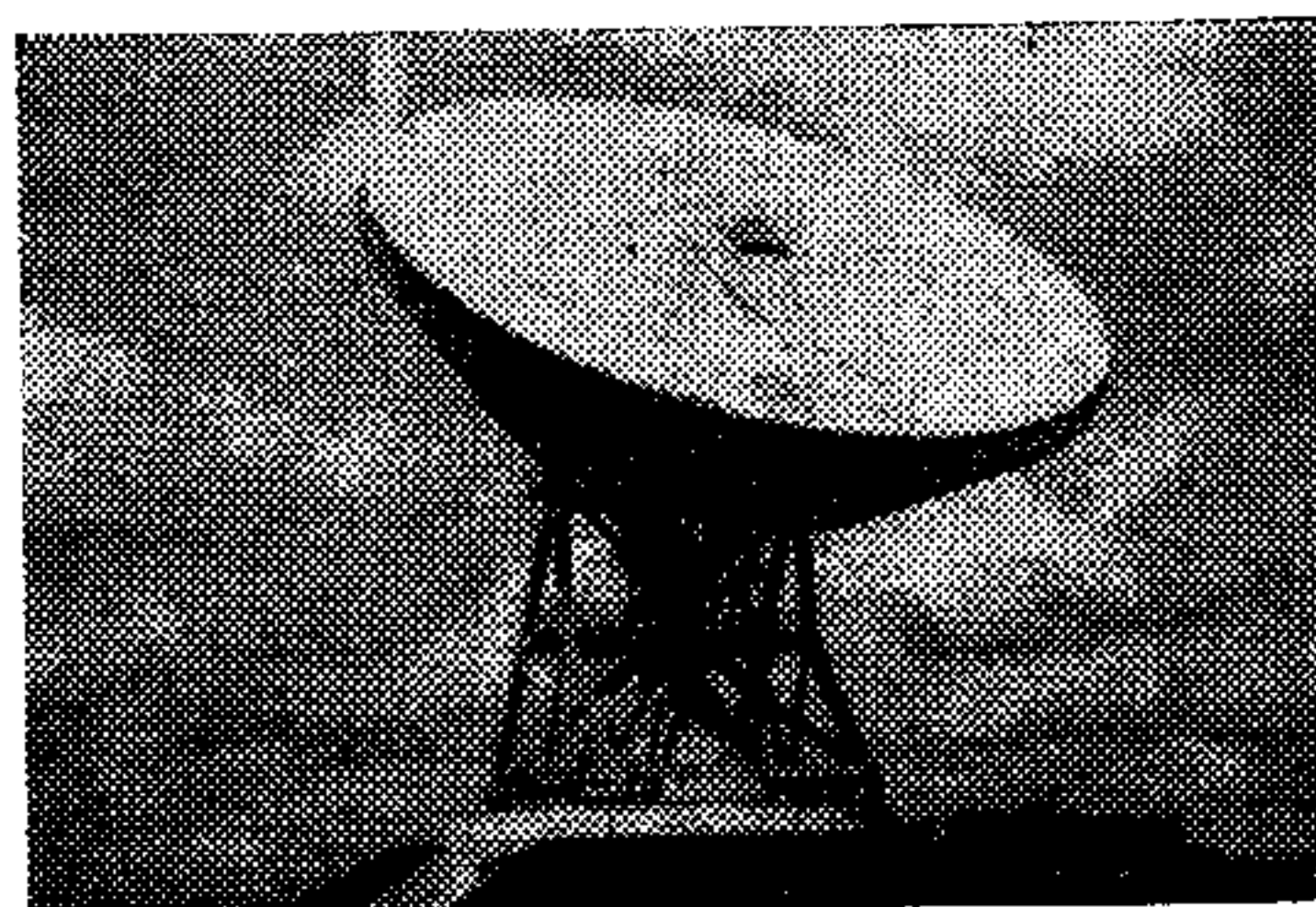
Az utóbbi években különös jelentőségűvé vált az antennarendszerek témakörén belül az a törekvés, hogy az antenna iránykarakterisztika mozgatóját már ne mechanikus úton, hanem elektromosan valósítsuk meg (fázis vezérelt antennarendszer — „phased array” —). A légi közlekedésben útvonalnavigációra használt VHF és UHF sávú körsugárzó irányadónál például még a ha-

gyományos mechanikus iránykarakterisztika mozgatót alkalmazzák (4. ábra).

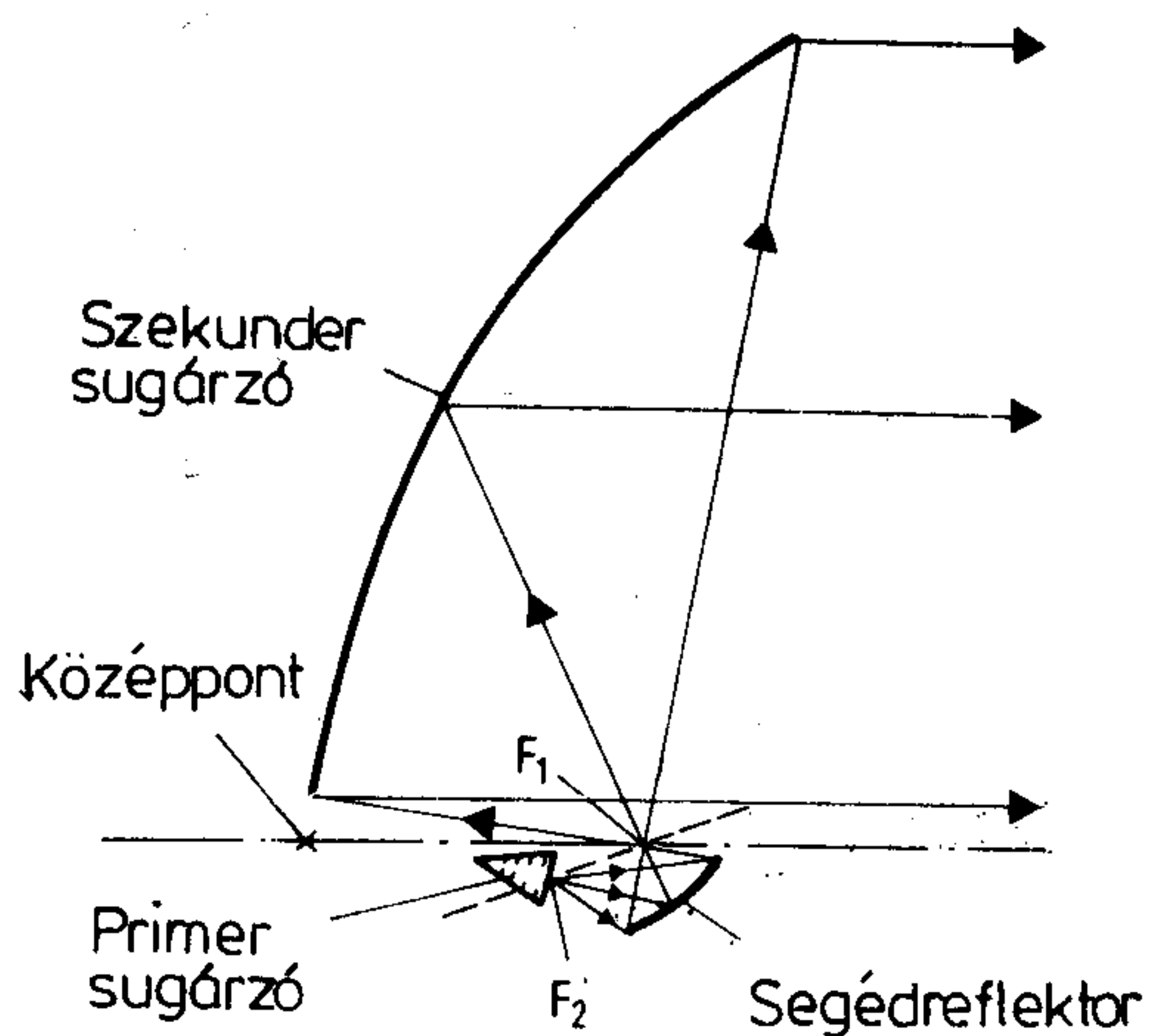
Egy új elképzelés és technológia segítségével sikerült 16 elemi sugárzóval az ugyanilyen iránykarakterisztikát létrehozni [11, 12]. Az 5. ábra szerinti elrendezés alapgondolata az, hogy a szükséges iránykarakterisztikát egymással csatolt fázismódban álló egyes elemi sugárzók szuperpozíciójával állítjuk elő, melyeket az 5. ábra szerinti Butler-mátrix négy bemenetén keresztül gerjesztünk. Az ilyen n -edrendű fázismódus gerjesztése konstans (komplex) amplitudóval és az azimut szög n -szeresének megfelelően változó fázissal történik. Kimutatható, hogy az $n=5, 4, 3, -5$ négy mód elvileg elegendő a 4. ábra szerinti iránykarakterisztika szintetizálásához. Ez az 5. ábrán bemutatott három olyan 4 bites fázistoló segítségével valósítható meg, melyeknél a módusok egymáshoz képesti fázisa változtatható, ésszel az iránykarakterisztika forgatható.

Apertura antennák

Az utóbbi években az apertura antennák terén tapasztalható fejlődés mindenekelőtt a rendelkezésre álló frekvenciasávok egyre inkább érezhető szűkösségének és a világűr híradástechnikai felfedezésének a következménye. A műholdas hírközlő és műsorszóró szolgálatoknál az áthidalandó távolságot egymáshoz egyre kisebb szögben álló nyálábokkal fogjuk át. Eredetileg a geostacionárius műholdakat 6°-os szögtartományra tervezték, de ma már 2°-nál kisebb szögtartományra törekszünk. Jelentősen megnövekedett igényeket támasztunk a földi adóállomások antennáinak melléknyalábelnyomásával szemben is azért, hogy a látótartományban lévő szomszédos műholdak se okozzanak interferencia problémákat. Ezek az új követelmények sok eddig megszokott antennatípussal csak nehezen teljesíthetők, mivel a kisebb zavarok nagy száma miatt a mellékterek nem nyújt elegendő védettséget. Például a szimmetrikus Cassegrain antenna esetén a segédreflektor kitámasztója hozzájárul a mellékterek megnövekedéséhez. Éppen ezért elsőként a 6. ábrán bemutatott antenna esetén hosszirányban parabolikusan hajlított támasztékot építettünk be. A 6. b ábrán látható a mért iránykarakterisztika, melynek melléknyaláb-



6. ábra. Burum 3 földi állomás (Hollandia. Foto: Siemens) a., Felépítése b., Iránykarakterisztika

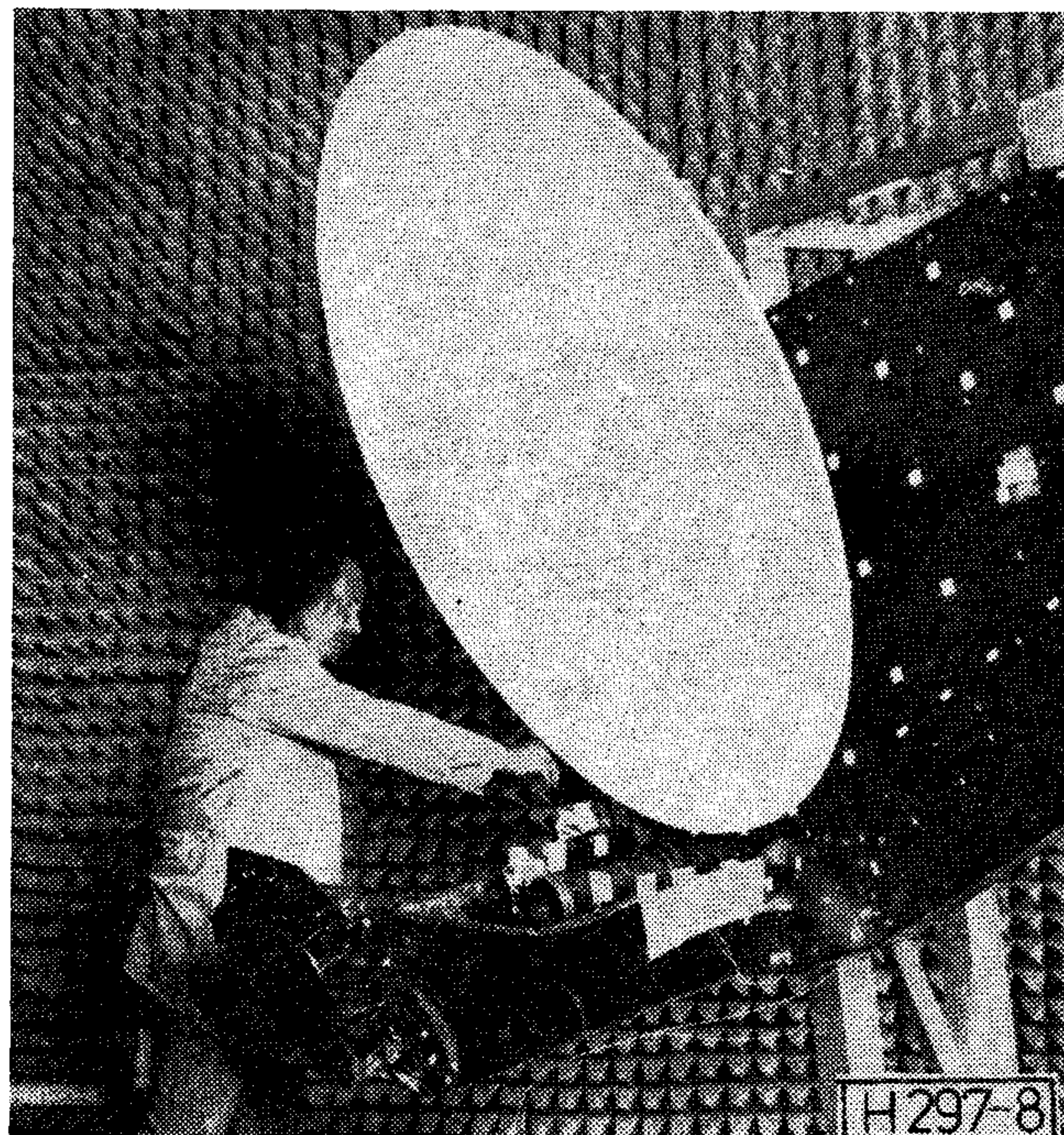


H297-7

7. ábra. A Gregory-elv szerinti kétreflektoros antenna

szintje jóval a CCIR 580 ajánlásában előírt burkológörbék szintje alatt marad. A frekvenciaínségen úgy próbálunk enyhíteni, hogy ortogonális polarizáció alkalmazásával egyidőben ugyanazon vivőfrekvencián különböző híradástechnikai csatornákat üzemeltethetünk (*frequency reuse*). Ekkor természetesen az antennák polarizációs illesztettségére fokozott követelményeket állítunk fel [16].

Figyelembe véve a nagy keresztpolarizációs csillapítást és az alacsony melléknyalábszintet különösen hasznos a 7. ábra szerinti a Gregory-kétreflektoros elven működő offset elrendezésű Muschel-antenna, melyet a mikrohullámú összeköttetések területén használunk [13].

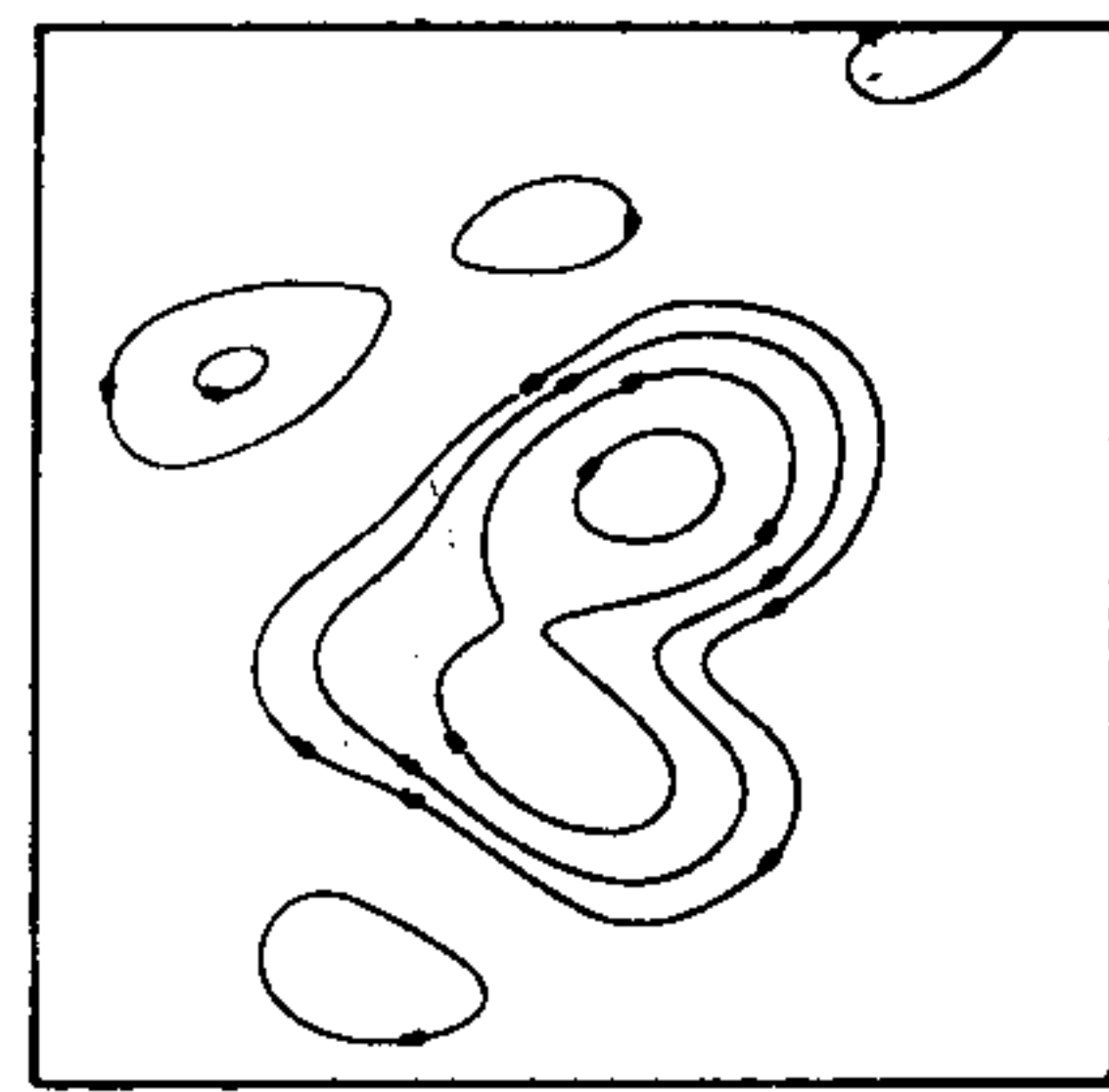
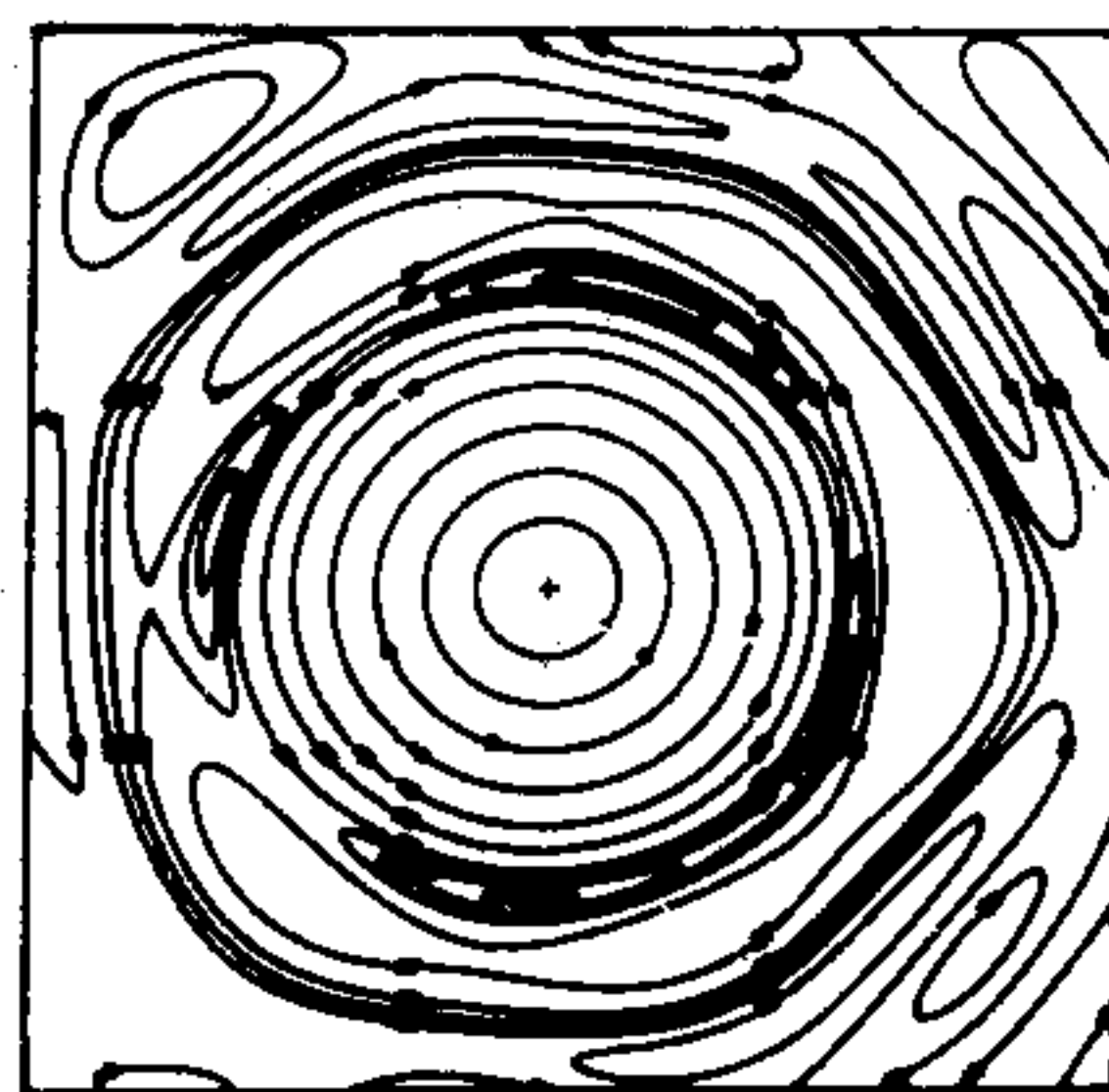


H297-8

8. ábra. DFS-Ku sávú antenna modellje Foto: MBB

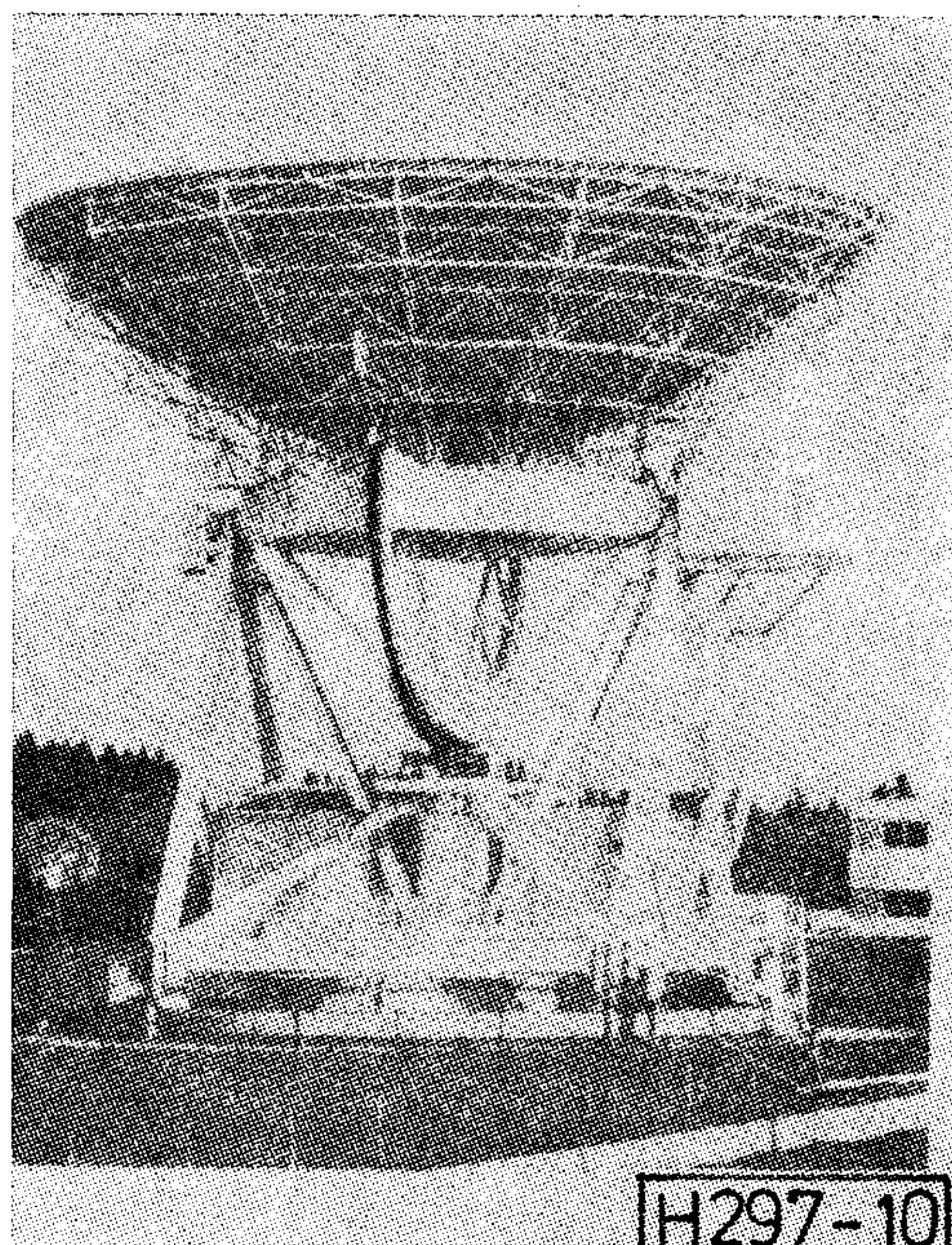
A felsorolt kedvező elektromos tulajdonságokra vonatkozó követelmény párosulva a Cassegrain elrendezés kis helyigényével ahhoz vezetett, hogy a DFS-Kopernikus német távközlési műhold antennájaként egy a 7. ábrán vázolt offset-Gregory-kétreflektoros antennaelrendezést választottunk. Ha gondoskodunk mindkét ortogonális polarizációról, akkor a 11,45-14,5 GHz-es frekvenciatartomány kétszeresen is kihasználható. A 8. ábrán bemutatott antenna modell az új technológia által nyújtott lehetőségeket szemlélteti. A segédreflektor és a szekunder sugárzó, valamint a kitámasztók szénszálalás műanyagból (CFK) készültek. A különleges alumíniumból készített tápfej-rendszer kör alakú, radiális irányú hornyokkal ellátott tölcserből áll, melyet numerikus vezérlésű maró és köszörűgépekkel szélessávú keresztpolarizációs sugárzásra és polarizáció illesztésre optimalizálva készítettünk el.

A 9. ábrán bemutatott kontúrvonalak az előbbi antenna távolféri hasznos- és keresztpolarizációs sugárzásából adódó jelszintet mutatják [18].



H297-9

9. ábra. A 8. ábra szerinti antenna szintvonalai vertikális (balra) illetve keresztpolarizáció esetén (jobbra)



H297-10

10. ábra. DFVLR földi állomás Lichtenau-ban (Bayern) Foto: DFVLR

A 10. ábra a DFVLR Lichtenau-i földi állomásának antennáját mutatja és a frekvenciasáv többszörös kihasználhatóságára mutat példát. Eredetileg az antenna csak az S-sávra lett üzembe állítva (átmérő 30), de ma már az X-sávon a Galileo és Giotto űrszondákhoz is használjuk. Mindez a segédreflektor megújításával és egy olyan S-sáv/X-sáv diplexer beépítésével vált lehetővé, amelybe 2 ortogonális módusú átmenet lett beépítve. Ezzel sikerült az X-sávra is a megkövetelt 48 dB/K° jósági értéket elérni.

A szerző köszönetét fejezi ki az „Antenna” szakbizottság tagjainak Brunner, Fasold, Greving, Kühne, Ötte, Stark és Thielen uraknak ezen áttekintésben való részvételükért.

I R O D A L O M

- [1] Landstorfer, F., Sadcher, R.: Optimisation of Wire Antennas. Verlag R S P /John Wiley & Sons, New York, 1985, 174 S.
- [2] Harrington, R. F.: Field Computation by Moment Methods. Verlag Mac Millan, New York, 1986;
- [3] Kuo, D., Strait, B.: Computer Programs for Radiation and Scattering by Arbitrary Configuration of Bent Wires. Syracuse University, New York, Sci. Rep. 7 under Contract F19628-68-C-0180 AFRL, 1970;
- [4] Landstorfer, F.: Numerische Optimierungsverfahren für Linearantennen. Kleinheubacher Berichte 21 (1978), S.83-93;
- [5] Lindenmeier, H.: Einige Beispiele reauscharmer transistorierter Empfangsantennen. Nachr. techn. Z. 22 (1969), S. 381—389;
- [6] Flachenecker, G., Landstorfer, F.: Lindenmeier, H., Meinke, H.: Active Receiving Antennas. De Ingenieur 84 (1972), s'Gravenhage NL, S. ET74-ET80;
- [7] Demmel, F., Steghafner, H.: R&S Meßgeräte und die neuen Funk-Entstörbestimmungen der DBP. Neues von Rodhe Schwarz 110 (1985), S.33—36;
- [8] Gotthard, O.: Formoptimierung von Linearantennen. Dissertationschrift TU-München, 1986;
- [9] Gotthard, O., Landstorfer, F., Metzger, K.: Different Aspects of Antenna Optimisation. Proc. Intern.

U. R. S. I. Symposium, 23.-26. Aug. 1983, Santiago, Spanien, S. 343—346;

- [10] Gotthard, O., Landstorfer, F.: Shaped Wire Antennas for Circular Polarisation. Proc. 4th Intern. Conf. on Antennas and Propagation, Warwick UK 1985, IEE-Publ. No. 248, S.166—170;
- [11] Greving, G., Zeitz, R.: Concept and Experimental Verification of a New Electronic Tacan-Antenna. Proc. 14th European Microwave Conf., Liege, 1984, S. 187—192;
- [12] Greving, G., Zeitz, R.: An Optimized Circular Array — Application to the Tacan System. Symp. Digest IEEE AP-S Intern. Symp. Antennas and Propagation, Vancouver, Canada, 1985, S. 115—118;
- [13] Brunner, A., Leupelt, U.: Moderne Antennensysteme für neue Richtfunknetze. Fernmeldepraxis 62 (1985), S. 487—499;
- [14] Rebhahn, W.: Besondere Ausführungen von Antennen und Speisesystemen für Satellitenbodenstationen. Telcom Report 9 (1986), S. 76—84;
- [15] Thielen, H., Hombach, V.: Reflector Antennas with Bent Struts. Symp. Digest IEEE AP-S Intern. Symp. Antennas and Propagation, Vancouver, Canada, 1985, S. 173—176;
- [16] Schuegraf, E., Schuster, R.: Neuartige Mikrowellenweichen für Zweiband-Richtfunkstrecken. Telcom Report 9 (1986), S. 209—213;
- [17] Lieke, M., Nathrath, N., Sommer, E.: Die Nutzlastantenne des deutschen Fernmeldesatelliten DFS-Kopernikus. Proc. Intern. Conf. on Microwave Technology and Opto-Electronics. Wiesbaden 1986, Sess. 1B, 14 S.;
- [18] Fasold, D., Kreß, H.-D., Laux, L.: High Precision Measurement of TV-SAT Transmit Antenna in an Antenna Near-Field Test Facility. Proc. Intern. Conf. on Microwave Technology and Opto-Electronics, Wiesbaden 1986, 17 S.;
- [19] Haerter, H., Öttl, H., Sliwinski, P.: X-Band Extension of the German S-Band Deep Space Station for Simultaneous Dual Frequency Operations. Proc. 13th Intern. Symp. on Space Technology and Science, Tokyo, 1982, S. 805—810;
- [20] Sliwinski, P., Haerter, H., Mayr, B.: S/X-Band Diplexer für die 30-m-Antenne in Weilheim. Mikrowellen Magazin 6 (1984), 4 S.

IM-BUS forgalom vizsgáló berendezés

DR. ÁBRAHÁM LÁSZLÓ
VIDEOTON Elektronikai Vállalat



ÖSSZEFOGLALÁS

A korszerű TV vevőkészülékek digitális vezérléssel rendelkeznek. A digitális csatorna, a BUS forgalmának megfigyelése sok-sok információt árul el egy-egy készülék felépítéséről, állapotáról és minőségéről. Az ITT cég által használt IM-BUS megfigyelésének egy lehetséges módja került ismertetésre személyi számítógép felhasználásával.

Napjainkban a digitális technika betör a legkonzervatívabb analóg területekre is. Olyan áramköri megoldások születnek, amelyek néhány éve még teljesen elképzelhetetlenek voltak. Egy ilyen meglepő példa volt a digitális tv készülékek megszületése és sorozatgyártása. Igaz ma még egyedül az ITT cég gyárt digitális jelfeldolgozású tv vevőkészüléket, de a jövőben számos más cég is várhatóan felzárkózik a digitális tv vevőkészülékek gyártói közé.

A DIGIT 2000 készülék megjelenésével egy megfordíthatatlan folyamat indult el, amelynek végső kifejlődését egyelőre nem lehet kellő biztonsággal felmérni.

Az új tv koncepció abban tér el a hagyományosnak mondható társaitól, hogy az alapsávi video és hangjeleket teljesen digitális úton dolgozza fel. Ennek megfelelően a kép- és hang demodulátor köröket egy-egy analóg-digitál átalakító követi, majd a digitalizált jelek digitális szűrőkkel (késleltető elemekkel, összeadókkal és szorozók) kerülnek feldolgozásra. Az eljárás hasonlít a hagyományos tv vevőkészülékek működéséhez, de nincs analóg információ a feldolgozás során. A megfelelően átalakított és feldolgozott digitális jeleket utolsó lépcsőként vissza kell alakítani analóggá, hiszen az emberi érzékszervek analóg információk befogadására alkalmasak. Ezt a feladatot a digitál-analóg átalakítók látják el. Az így visszanyert analóg jeleket analóg teljesítmény erősítő fokozatok erősítik a kívánt mértékig, hogy vezéreljék a képcső katódját és eltérő áramköreit, illetve a hangszórókat.

A digitális jelfeldolgozás sok-sok adatot és információt követel a központi vezérlő mikroprocesszortól, ezenkívül az analóg jelfeldolgozású tv vevőkészülékek is igényelnek már bizonyos digitális vezérlést, pl. a csatorna kiválasztásához szükséges adatokat.

Ezeket az információkat a DIGIT 2000 rendszer egy 3 vezetékes digitális csatornán, az ún. „IM-BUS”-on keresztül forgalmazza.

DR. ÁBRAHÁM
LÁSZLÓ

Dr. Ábrahám László 1977-ben szerezte meg a Budapesti Műszaki Egyetemen a villamosmérnöki diplomát, és a VIDEOTON Elektronikai Vállalatnál állt munkába.

1979-ben nappali szakmérnöki vörös diplomát kapott és 1980-ban doktorált tv-jelfeldolgozásból. Jelenleg a VIDEOTON Elektronikai Vállalat TV Gyárának TV Fejlesztési Osztályán csoportvezető és levezető aspirantúráját végez.

Ismerkedjünk meg az IM-BUS felépítésével és az adatátvitel módjaival.

A BUS 3 vezetékből áll:

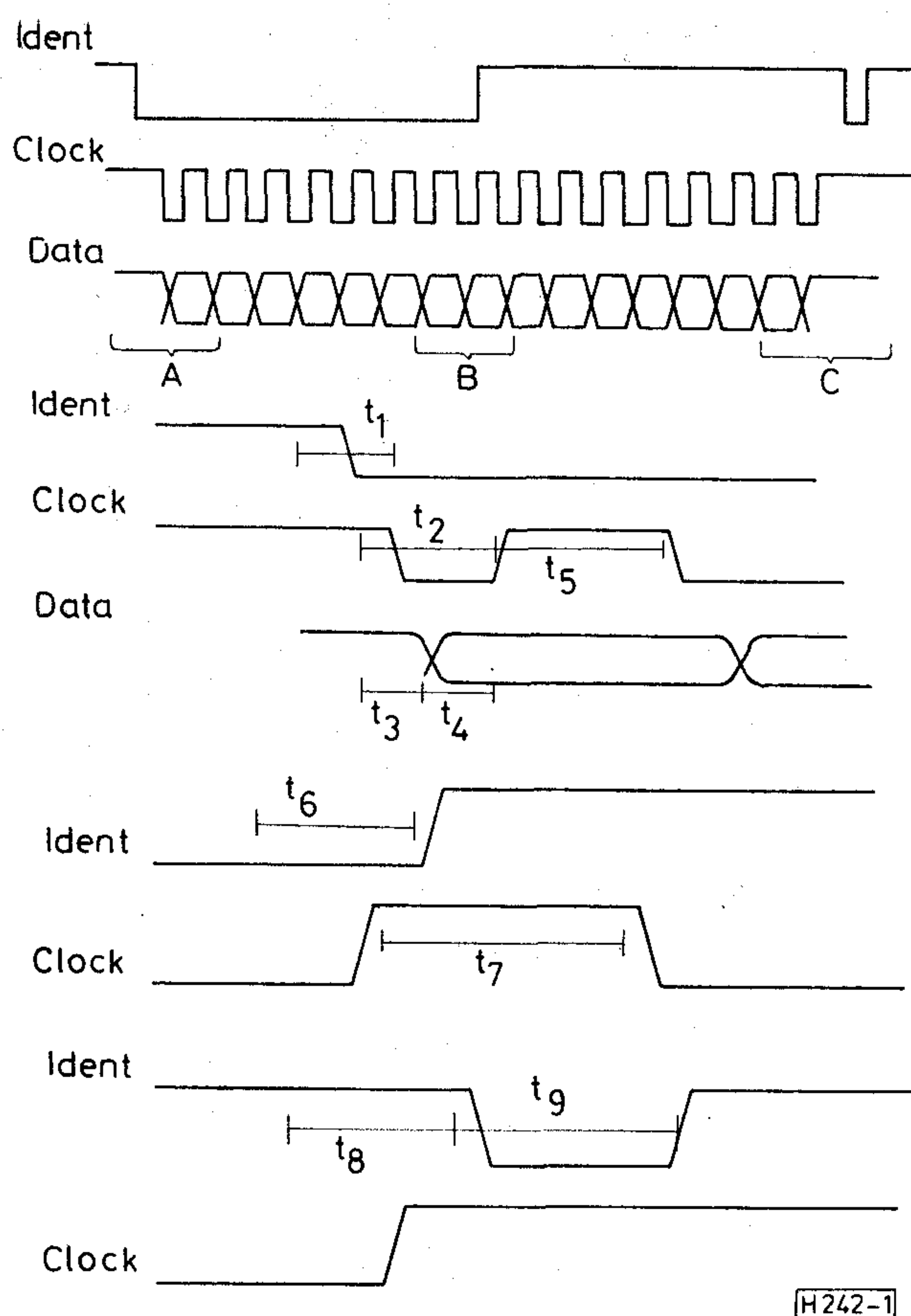
- a) Ident (I)
- b) Óra (C)
- c) Adat (D)

Minthogy adatforgalmat mindig csak mikroprocesszor kezdeményez, ezért az I és a C vezetékeken a forgalom csak egyirányú, míg a D vezetéken 2 féle.

Nyugalmi — forgalom mentes — állapotban mind a 3 vezeték magas szinten H állapotban van. Információ átvitel az I jel H—L lefutásával kezdődik. Ezután 8 óra impulzus alatt az a cím kerül kiküldésre az adatvezetéken, amely címen lévő integrált áramkörrel kell összeköttetést létesíteni. A cím kiküldésének végét az I jel L—H felfutása jelzi, szinkronban a 8. órajel felfutó élével. Ekkor az IM-BUS-ra csatlakoztatott mindegyik periféria, azaz integrált áramkör elvégzi a vett cím összehasonlítását a saját címével, és csak az az integrált áramkör marad aktív, amely a cím kiküldésével kiválasztásra került.

Az I jel H szintje melletti órajelek megjelenésével vagy a mikroprocesszor küld ki információt az adatvezetésekre, vagy a megcímzett áramkör attól függően, hogy a periféria olvasó- vagy író funkciót lát-e le. Az új adat minden esetben az órajel lefutó élére kerül kiadásra, míg az adatvezetékben az órajel felfutó élére történik a mintavételezés. A forgalmazott adat hosszúsága kizárólag csak 1 vagy 2 byte lehet. Az utolsó, tehát a 16. vagy 24. óraimpulzus felfutó éle után a C vezeték magas állapotban marad, majd az adatvezeték is H állapotba került. A forgalom végét az I vezeték rövid idejű L szintje zárja. Erre az impulzusra történik a vett adat tárolása. A BUS forgalom idődiagramja és kritikus időzítési helyzetei az 1. ábrán láthatók, míg a minimális időszükségletek az 1. táblázatból nyerhetők, ahol feltüntettük a DIGIT 2000 rendszerben használt időtartamokat is.

Berékezett: 1986. VI. 2. (H)



1. ábra. Az IM-BUS forgalmának idődiagramja

1. táblázat

Részlet	Idő	mín. előírás	DIGIT 2000
A	t_1	0	0
	t_2	3,0	4,0
	t_3	0	0
	t_4	3,0	4,0
	t_5	3,0	4,0
B	t_6	0	0
	t_7	1,5	4,0
C	t_8	6,0	8,0
	t_9	3,0	4,0

Az elméletileg megengedett 6 usec-ból adódó 170 kHz-es órafrekvencia helyett 125 kHz-et használ a rendszer mikroprocesszora, ami a kristályfrekvenciájának 32-ed része. Ez az információ a későbbiekben még felhasználásra kerül.

A DIGIT 2000 rendszer ezen a BUS-on keresztül bonyolítja le az adatforgalmát, amelynek megfigyelése sok-sok információt árul el a rendszerről. Egy fejlesztés vagy minősítés során az információ pontos ismerete elengedhetetlen a rendszer működésének feltérképezése érdekében.

A BUS forgalmának megfigyelése, vagyis, hogy milyen címre milyen információ került kiküldésre vagy beolvasásra, nem egyszerű dolog. Analóg oszcilloszkóp eleve használhatatlan, még ha tároló tulajdonsággal is rendelkezik, mert a jelek „csomag” formájában aperiódikusan kerülnek kiküldésre. A digitálisan tároló oszcilloszkóp már alkal-

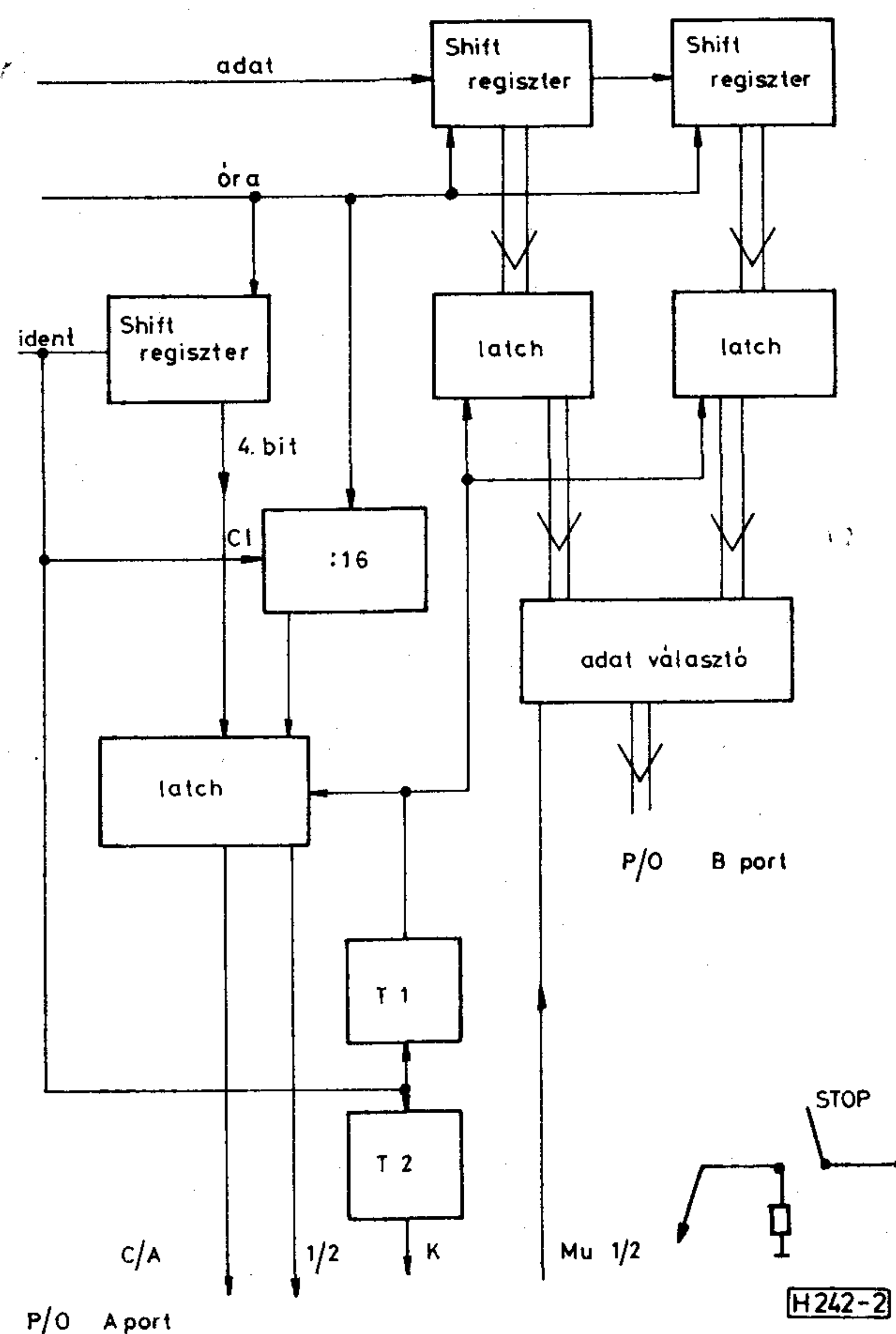
mas egy-egy jel csomag megfigyelésére, de a jel kiválasztása véletlenszerű és a kiértékelés is nehézkes.

A logikai analizátorok a különböző üzemmódjuk ellenére sem adnak megfelelő eredményt, mert a BUS soros szervezésű, míg a logikai analizátorok általában párhuzamos adatok feldolgozására alkalmasak. Ezenkívül igen kicsiny lesz az analizátor memóriájának kihasználtsága, mert az analizátor saját órajelét használva a forgalom szünetében is történik mintavételezés, ami szükségtelen. Ha viszont a BUS órajelét használjuk a mintavételezésre, akkor nem lesz kiértékelhető az I jel viselkedése a forgalom befejezésekor. A memória terület további kihasználatlanságát okozza az a tény, hogy a BUS csak 3 vezetékes, míg az analizátorok általában sokkal több csatornásak.

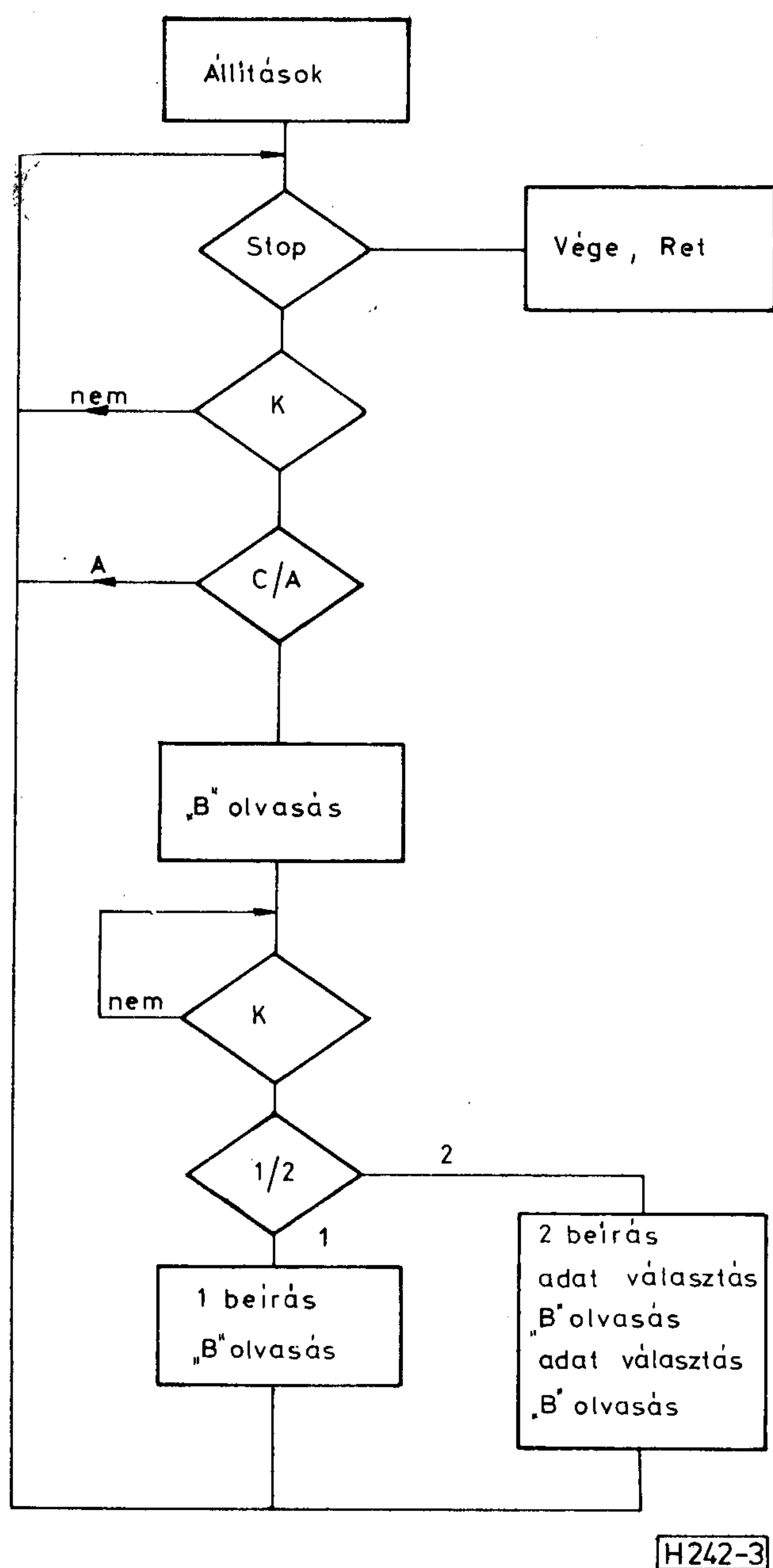
Az IM-BUS forgalmának megfigyelésére csak olyan eszköz jöhet szóba, amely rendelkezik az alábbi tulajdonságokkal:

- Kellően gyors működésű, hiszen 125 kHz frekvenciával érkeznek az impulzusok.
- Kellő intelligenciával rendelkezik a megfigyelt jelek feldolgozásához, és az ember által történő kiértékelést vizuálisan támogatja.

E kettő feltételt igen jól ki lehetett elégíteni a Spectrum ZX személyi számítógéppel, természetesen szükséges volt egy minimális hardware kiegészítés. A hardware rendszertechnikai tömbvázlata a 2. ábrán látható.



2. ábra. A BUS forgalmat figyelő áramkör tömbvázlata



3. ábra. A BUS forgalmat figyelő program folyamat-
ábrája

Az órajel felfutó élére az adatvezeték pillanatnyi értékei beíródnak a shift-regiszterekbe. A két sorba kapcsolt shift-regiszter 2 byte fogadására alkalmas. A 3. shift regiszter mintegy késlelteti az I jelet. Erre azért van szükség, mert az I jel felfutása után címként kell kezelni az első shift-regiszter tartalmát, ha az I korábban alacsony volt. Ellenkező esetben adat került a shift-regiszterbe, vagy regiszterekbe, attól függően, hogy 1 vagy 2 byte-os volt-e az információ. A byte-ok számát a 16-os számláló dönti el, amely csak akkor képes számolni, ha az I jel magas, vagyis amikor adat került továbbításra.

Az I jel felfutó élére 2 különböző hosszúságú impulzus képződik. A T_1 impulzus hatására, amelynek szélessége csupán $2 \mu \text{sec}$, beíródnak

a latch-ekbe a shift-regiszterek tartalmai és az osztó kimenetének pillanatnyi értéke. A rövid mintavételezés után a shift-regiszterek tovább működhetnek és 8 óra impulzus ideje van a személyi számítógépnek az adatok azonosítására és elmentésére.

A T_2 impulzus kiszolgálást kért a személyi számítógéptől, így időtartama legalább olyan hosszú, hogy észrevegye a figyelő ciklus, de nem lehet hosszabb, mint a kiszolgálási idő. Ellenkező esetben téves kiszolgálás kérés történne. Mint később látni fogjuk 16–18 usec-os impulzus idő volt a legalkalmasabb erre a célra.

A ZX személyi számítógép mikroprocesszora csak egy vezérlő byte-ot kezel, azt, amelyiket az adatválasztó kiválaszt, attól függően, hogy az 1. vagy a 2. shift-regiszter tartalma kerül-e a párhuzamos interface B bemenetére.

A STOP kapcsoló zárásával az adatgyűjtés befejezésére adhatunk utasítást. A hard-ware tömbvázlatos felépítése után ismerkedjünk meg a soft-ware folyamatábrájával, amely a 3. ábrán látható. A szükséges működési sebesség miatt a software csak assembler szintű lehetett. A gépi program meghívásakor beállítódnak a párhuzamos interface vezérlő byte-jai, az adatválasztó alap-helyzetbe kerül és kijelöli a program, hogy mely memória címtől kerüljön beírásra a beolvasott információ.

A STOP feltétel teljesülése esetén, ami a STOP kapcsoló zárásakor, vagy a rendelkezésre álló memóriaterület felhasználásakor áll elő, befejeződik a program, vagyis a 7 FFE címre beíródik a legutolsó adat csomag memória rekeszének címe és visszakerül a vezérlés a BASIC-ben írt főprogramhoz.

Ha a STOP feltétel nem teljesül, akkor megvizsgálja a ZX mikroprocesszora, hogy kér-e kiszolgálást a korábban ismertetett hardware. Kiszolgálást kérés esetén a C/A vezeték lekérdezésével eldönti a mikroprocesszor, hogy adat vagy címinformáció érkezett-e. Cím érkezésekor — a késleltetett ident jel alacsony szintje esetén — az első shift-regiszter tartalma beíródik a memória terület HL regiszter által választott címére és a HL regiszter értéke is növekszik. Adat érkezése esetén nem történik semmi, újra kiszolgálást váró állapotba kerül a rendszer. Erre azért van szükség, mert a rendszer indításakor nem biztos, hogy az ident jel első megfigyelt felfutó éle éppen cím küldésekor állt-e elő.

A 2. kiszolgálást figyelő állapotból kikerülve elegendő annak megvizsgálása, hogy 1 vagy 2 byte érkezett-e. Ebben az állapotban ugyanis biztos, hogy nem cím-adat érkezése kérte a kiszolgálást.

Ha 1 byte érkezett, akkor a HL regiszterpárnak megfelelő címre 1 kerül beírásra, majd a következő memória rekeszbe beírásra kerül a küldött adat és a 2. byte-nak fenntartott memória rekeszbe pedig $\emptyset$ kerül.

Két byte érkezésekor 2 íródik az IM-BUS címet jelölő regiszter utáni memória rekeszbe, majd az adatválasztót átállítja a mikroprocesszor a 2.

7000		0010	ORG	7000H
7000	F3	0020	DI	
7001	0E1F	0030	LD	C.1FH
7003	21401F	0040	LD	HL.8000
7006	3EFF	0050	LD	A.0FFH
7008	D35F	0060	OUT	(95).A
700A	D35F	0070	OUT	(95).A
700C	D37F	0080	OUT	(127).A
700E	3E3F	0090	LD	A.63
7010	D37F	0100	OUT	(127).A
7012	3E00	0110	LD	A.00
7014	D33F	0120	OUT	(63).A
7016	D33F	0130	IN	A.(63)
7018	CB47	0140	BIT	0.A
701A	C21670	0150	JP	NZ.LOOP
701D	CB5F	0160	BIT	5.A
701F	CA1670	0170	JP	Z.LOOP
7022	CB67	0180	BIT	4.A
7024	C21670	0190	JP	NZ.LOOP
7027	7C	0200	LD	A.H
7028	CB37	0210	ADD	37H
702A	DA5670	0220	JP	C.VEGE
702D	EDA2	0230	INI	
702F	DB3F	0240	IN	A.(63)
7031	CB6F	0250	BIT	5.A
7033	CA2F70	0260	JP	Z.ADAT
7036	CB5F	0270	BIT	3.A
7038	C24670	0280	JP	NZ.AADAT
703B	3601	0290	LD	(HL).1
703D	23	0300	INC	HL
703E	EDA2	0310	INI	
7040	3600	0320	LD	(HL).0
7042	23	0330	INC	HL
7043	C31670	0340	JP	LOOP
7046	3E40	0350	LD	A.64
7048	D33F	0360	OUT	(63).A
704A	3602	0370	LD	(HL).2
704C	23	0380	INC	HL
704D	EDA2	0390	INI	
704F	3E00	0400	LD	A.0
7051	D33F	0410	OUT	(63).A
7053	EDA2	0420	INI	
7055	C31670	0430	JP	LOOP
7058	22FE7F	0440	LD	(7FFE).HL
705B	FB	0450	EI	
705C	09	0460	RET	
		0470	END	

VEGE	7058
AADAT	704B
ADAT	702F
LOOP	7016
#	50CE

H242-4

4. ábra. A gépi program listája

shift-regiszter tartalmának kiolvasására és megtörténik a kiolvasás. Az adatválasztó alaphelyzetbe állítása után újbóli beolvasás történik. Végül az adatok elrendezése után újból kezdődik az első figyelő ciklus.

Az adatok beolvasása után a memória egyes rekeszeiben sorra az alábbi információk következnek:

IM-BUS cím — 1-Első byte — Ø; IM-BUS cím — 2-Első byte — második byte; IM-BUS cím — 1-Első byte — Ø.

Ezzel az eljárással 4 memória rekesz elegendő volt egy-egy információ csomag tárolására, amelyből egyszerűen kiolvasható, hogy egy vagy két byte-os adatforgalom történt-e. Az 1 byte-os információk tárolásánál egy memória rekeszt feleslegesen használ fel a program, de ezt ellensúlyozza a kiértékelés egyszerű módja.

A gépi program listája a 4. ábrán látható. Érdekes megvizsgálni a program egyes fázisainak futási idejét. A kezdeti állítások futási ideje lényegtelen, mert csak a vizsgálat előtt egyszer kerülnek végrehajtásra.

Nagy jelentőségű viszont az az idő, amely az első kiszolgálás kéréstől a kiszolgálás befejezéséig tart. Ez az idő 29,14 és 42,57 μ s között van cím információ esetén attól függően, hogy a vizsgáló ciklus, amely 13,43 μ s hosszú, melyik fázisban születik meg a kiszolgálás kérésének igénye. A legközelebbi kiszolgálás kérés leghamarabb az IM-BUS 8 óra-impulzus kiadása után következhet. be. A 125 kHz-es órafrekvencia esetén ez az idő 64 μ s, így a kiszolgálási idő bőségesen elegendő és nem torlódnak fel a kiszolgálás kérések, aminek információ veszteség lenne a következménye. Egy byte-os adat elmentésének ideje 20 és 38,28 μ s között változik, míg a 2 byte-os adat kiszolgálási idő igénye 40,28 és 48,58 μ s között van. (A Spectrum ZX órafrekvenciája 3,5 MHz.) Ezen rövid kiszolgálási idők lehetővé tennék, hogy az egyes IM-BUS adatcsomagok szinte idővesztés nélkül, rögtön egymás után kerüljenek kiadásra. Ez természetesen nem fordul elő, mert a DIGIT 2000 rendszer vezérlő mikroprocesszorának is időre van szüksége, amíg meghatározza a következő adatcsomag egyes byte-jait és azt betölti a megfelelő regiszterekbe (az IM-BUS-t hardware úton valósították meg.)

A kiegészítő hardware és a gépi kódú program segítségével a korábban megadott formátum szerint bekerül az összes elküldött információ a Spectrum memóriájába. A feladat most már csupán az, hogy ez az információ tömeg jól kiértékelhető formában jelenjék meg és gondoskodni kell a gyűjtött adatok elmentéséről is.

Az adatok megjelenítésére igen alkalmas maga a képernyő, amelyre a tárolásnak megfelelően egyszerűen kilistázhatók az egyes byte-ok, ahogy ez a mellékelt 5. ábrán látható.

1000	1	1000	0
1001	1	1001	0
1002	1	1002	0
1003	1	1003	0
1004	1	1004	0
1005	1	1005	0
1006	1	1006	0
1007	1	1007	0
1008	1	1008	0
1009	1	1009	0
100A	1	100A	0
100B	1	100B	0
100C	1	100C	0
100D	1	100D	0
100E	1	100E	0
100F	1	100F	0
1010	1	1010	0
1011	1	1011	0
1012	1	1012	0
1013	1	1013	0
1014	1	1014	0
1015	1	1015	0
1016	1	1016	0
1017	1	1017	0
1018	1	1018	0
1019	1	1019	0
101A	1	101A	0
101B	1	101B	0
101C	1	101C	0
101D	1	101D	0
101E	1	101E	0
101F	1	101F	0
1020	1	1020	0
1021	1	1021	0
1022	1	1022	0
1023	1	1023	0
1024	1	1024	0
1025	1	1025	0
1026	1	1026	0
1027	1	1027	0
1028	1	1028	0
1029	1	1029	0
102A	1	102A	0
102B	1	102B	0
102C	1	102C	0
102D	1	102D	0
102E	1	102E	0
102F	1	102F	0
1030	1	1030	0
1031	1	1031	0
1032	1	1032	0
1033	1	1033	0
1034	1	1034	0
1035	1	1035	0
1036	1	1036	0
1037	1	1037	0
1038	1	1038	0
1039	1	1039	0
103A	1	103A	0
103B	1	103B	0
103C	1	103C	0
103D	1	103D	0
103E	1	103E	0
103F	1	103F	0
1040	1	1040	0
1041	1	1041	0
1042	1	1042	0
1043	1	1043	0
1044	1	1044	0
1045	1	1045	0
1046	1	1046	0
1047	1	1047	0
1048	1	1048	0
1049	1	1049	0
104A	1	104A	0
104B	1	104B	0
104C	1	104C	0
104D	1	104D	0
104E	1	104E	0
104F	1	104F	0
1050	1	1050	0
1051	1	1051	0
1052	1	1052	0
1053	1	1053	0
1054	1	1054	0
1055	1	1055	0
1056	1	1056	0
1057	1	1057	0
1058	1	1058	0
1059	1	1059	0
105A	1	105A	0
105B	1	105B	0
105C	1	105C	0
105D	1	105D	0
105E	1	105E	0
105F	1	105F	0
1060	1	1060	0
1061	1	1061	0
1062	1	1062	0
1063	1	1063	0
1064	1	1064	0
1065	1	1065	0
1066	1	1066	0
1067	1	1067	0
1068	1	1068	0
1069	1	1069	0
106A	1	106A	0
106B	1	106B	0
106C	1	106C	0
106D	1	106D	0
106E	1	106E	0
106F	1	106F	0
1070	1	1070	0
1071	1	1071	0
1072	1	1072	0
1073	1	1073	0
1074	1	1074	0
1075	1	1075	0
1076	1	1076	0
1077	1	1077	0
1078	1	1078	0
1079	1	1079	0
107A	1	107A	0
107B	1	107B	0
107C	1	107C	0
107D	1	107D	0
107E	1	107E	0
107F	1	107F	0
1080	1	1080	0
1081	1	1081	0
1082	1	1082	0
1083	1	1083	0
1084	1	1084	0
1085	1	1085	0
1086	1	1086	0
1087	1	1087	0
1088	1	1088	0
1089	1	1089	0
108A	1	108A	0
108B	1	108B	0
108C	1	108C	0
108D	1	108D	0
108E	1	108E	0
108F	1	108F	0
1090	1	1090	0
1091	1	1091	0
1092	1	1092	0
1093	1	1093	0
1094	1	1094	0
1095	1	1095	0
1096	1	1096	0
1097	1	1097	0
1098	1	1098	0
1099	1	1099	0
109A	1	109A	0
109B	1	109B	0
109C	1	109C	0
109D	1	109D	0
109E	1	109E	0
109F	1	109F	0
10A0	1	10A0	0
10A1	1	10A1	0
10A2	1	10A2	0
10A3	1	10A3	0
10A4	1	10A4	0
10A5	1	10A5	0
10A6	1	10A6	0
10A7	1	10A7	0
10A8	1	10A8	0
10A9	1	10A9	0
10AA	1	10AA	0
10AB	1	10AB	0
10AC	1	10AC	0
10AD	1	10AD	0
10AE	1	10AE	0
10AF	1	10AF	0
10B0	1	10B0	0
10B1	1	10B1	0
10B2	1	10B2	0
10B3	1	10B3	0
10B4	1	10B4	0
10B5	1	10B5	0
10B6	1	10B6	0
10B7	1	10B7	0
10B8	1	10B8	0
10B9	1	10B9	0
10BA	1	10BA	0
10BB	1	10BB	0
10BC	1	10BC	0
10BD	1	10BD	0
10BE	1	10BE	0
10BF	1	10BF	0
10C0	1	10C0	0
10C1	1	10C1	0
10C2	1	10C2	0
10C3	1	10C3	0
10C4	1	10C4	0
10C5	1	10C5	0
10C6	1	10C6	0
10C7	1	10C7	0
10C8	1	10C8	0
10C9	1	10C9	0
10CA	1	10CA	0
10CB	1	10CB	0
10CC	1	10CC	0
10CD	1	10CD	0
10CE	1	10CE	0
10CF	1	10CF	0
10D0	1	10D0	0
10D1	1	10D1	0
10D2	1	10D2	0
10D3	1	10D3	0
10D4	1	10D4	0
10D5	1	10D5	0
10D6	1	10D6	0
10D7	1	10D7	0
10D8	1	10D8	0
10D9	1	10D9	0
10DA	1	10DA	0
10DB	1	10DB	0
10DC	1	10DC	0
10DD	1	10DD	0
10DE	1	10DE	0
10DF	1	10DF	0
10E0	1	10E0	0
10E1	1	10E1	0
10E2	1	10E2	0
10E3	1	10E3	0
10E4	1	10E4	0
10E5	1	10E5	0
10E6	1	10E6	0
10E7	1	10E7	0
10E8	1	10E8	0
10E9	1	10E9	0
10EA	1	10EA	0
10EB	1	10EB	0
10EC	1	10EC	0
10ED	1	10ED	0
10EE	1	10EE	0
10EF	1	10EF	0
10F0	1	10F0	0
10F1	1	10F1	0
10F2	1	10F2	0
10F3	1	10F3	0
10F4	1	10F4	0
10F5	1	10F5	0
10F6	1	10F6	0
10F7	1	10F7	0
10F8	1	10F8	0
10F9	1	10F9	0
10FA	1	10FA	0
10FB	1	10FB	0
10FC	1	10FC	0
10FD	1	10FD	0
10FE	1	10FE	0
10FF	1	10FF	0

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
1	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
2	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
3	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
4	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
5	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
6	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
7	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
8	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
9	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
A	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
B	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
C	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
D	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
E	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#
F	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#	#

CIM BYTE ELSO MASODIK
 125 1 0 0
 UZENETSZAM=7487 SORSZAM=276

H242-6

6. ábra. A BUS forgalmának „térképe”

APU 2400 ES ADC 2300					
CIM ADAT		CIM ADAT		CIM ADAT	
60	00	76	58	87	00
64	40	76	7F	88	50
65	7F	77	80	89	F0
66	7F	76	70	90	32
67	7F	79	00	91	00
68	00	80	90	92	14
69	7F	81	7F	93	0E
70	40	82	39	94	00
71	25	83	35	95	00
72	00	84	01	96	01
73	7E	85	00	97	00
74	08	86	00	98	07

UZENETSZAM=7487 SORSZAM=1259

H242-7

7. ábra. Az APC 2400-es és az ADC 2300-as hang-processzor integrált áramkörök vezérlő kódjai

Az első oszlop az információ csomag IM-BUS-beli címe, a második oszlop a byte-ok száma, a harmadik és negyedik oszlop a küldött byte-ok értékei. Egy byte-os forgalom esetén a negyedik oszlop természetesen Ø-t mutat.

Ez a megjelenési mód természetesen minden felfogott információt visszaad, de kiértékelése mégis nehézkes. A sok-sok szám miatt nehéz felfedezni a forgalomban meglévő periódikusságokat és szekvenciákat.

Az adatforgalomról igen szemléletes képet kaphatunk, ha az IM-BUS címnek megfelelő byte térképet készítünk. Vagyis egy 16×16-os mátrixot alakítunk ki Ø-től F-ig bejelölve mindkét oldalát. Ennek a mátrixnak a megfelelő rekeszébe

nem a teljes információt, hanem csak egy „!” jelet írok be 1 byte-os forgalom esetén, míg a 2 byte-os adatot „#” jellel jelölöm. Ekkor az alábbi, 6. ábrának megfelelő mátrixot kapok.

A mátrix adatainak felfrissítései, tehát amikor már volt „!” vagy „#” jel a megfelelő címen, akkor az újbóli beírás előtt egy üres karakter (space) beírását végeztetem el. Ez a módszer szemléletesen mutatja, hogy éppen melyik cím kerül újbóli kiküldésre, felfrissítésre. A táblázat kitöltése lehet automatikus, amikor is az összes információ beíródik a táblázatba — természetesen az újbóli adatok felvillantása mellett — vagy lehet kézi vezérlésű is, amely során az éppen beírt jel villog, míg a táblázat alatt az adatsomag teljes információ tartama látható. Az üzenet sorszámának növelését vagy csökkentését 2 nyomógomb működtetésével lehet elérni.

Ezzel a táblázattal — főleg automata kiírás esetén — jól áttekinthető a teljes DIGIT 2000

DPU 2500

IM-CIM ADATOK				BINARIS ALAK	
32	20	0A	5E	01011110	00001010
33	21	20	14	00010100	00100000
34	22	84			10000100
35	23	15	0E	00001110	00010101
36	24	50	45	01000101	01011101
37	25	2E	99	10011001	00101110
38	26	25	23	10100011	11101000
39	27	06			11010110
40	28				
41	29	00	47	01000111	00000000
42	2A	02			11010010

UZENETSZAM=7487 SORSZAM=441

H242-8

8. ábra. A DPU 2500-es eltérítő processzor vezérlő kódjai

VPU 2200

IM-CIM ADATOK				BINARIS ALAK	
11	06	01	02	00000010	00000001
12	0C	78			01111000
13	0D	4C	5D	10001101	01001100
14	0E	DC	1C	00011100	11011100
15	0F	88	C0	11000000	10001000
16	10	0E	C0	11000000	00001110
17	11	17	0A	00001010	00010111
18	12	17	3C	00111100	00010111
19	13	14	0A	00001010	00010100
20	14	D4			11010100
21	15	FE			11111110
22	16	00	00	00000000	00000000
23	17	00	7E	01111110	00000000

UZENETSZAM=7487 SORSZAM=448

H242-9

9. ábra. VPU 2200 vezérlő kódjai

rendszer vezérlési metodikája. E cikknek nem célja az adatforgalom részletes kiértékelése, így csak megemlítem, hogy szinte minden esetben először a memóriából olvassa ki a szükséges adatokat a mikroprocesszor és utána az egyes integrált áramkörök ezeket, mint vezérlő parancsokat kapják meg. Az adatok felfrissítése periódikus.

Szükséges lehet az adatforgalmat úgy is csoportosítani a kiértékelés számára, hogy mely integrált áramkörrel történt a forgalmazás. Az alábbi táblázat tartalmazza az egyes integrált áramkörök nevét és IM-BUS címét.

Név	IM-BUS kezdő és végcím		byte-ok száma
VPU 2200	11	23	1 és 2
DPU 2500	32	42	1 és 2
APU 2400	63	98	csak 1
ADC 2300	96	96	csak 1
TPU 2700	122	126	1 és 2
MDA 2061	128	131	csak 1

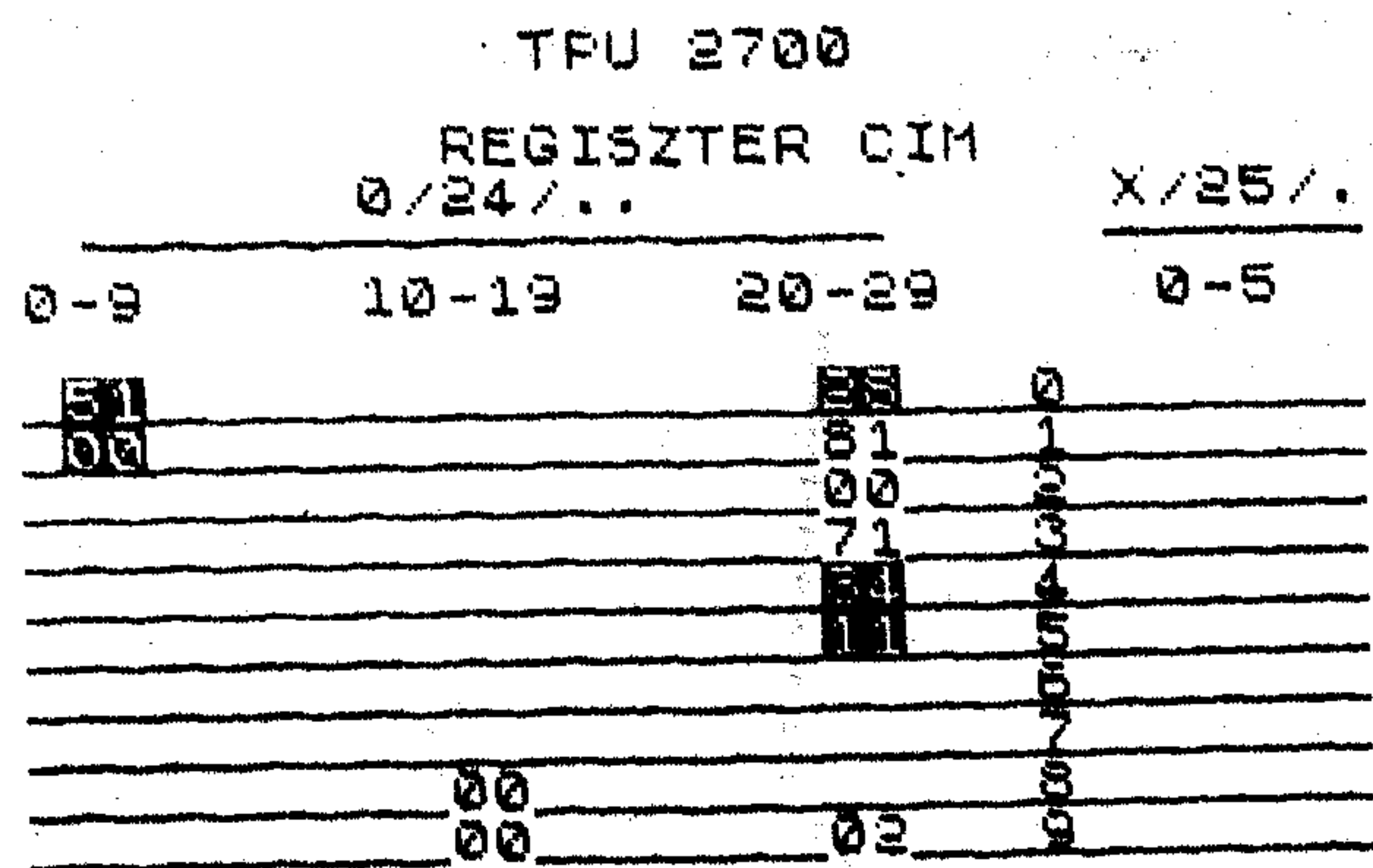
Látható, hogy az APU 2400-as áramkör IM-BUS címei közé ékelődött be az ADC 2300-as áramkör címe. Ennek bizonyára a rendszer továbbfejlesztése a magyarázata, míg a megjelenítés számára csupán annyi a következtetés, hogy célszerű a két áramkör adatait egyben kezelni. Ezt támasztja alá a címek nagy db-száma (összesen 36), illetve, hogy minden címre csak 1 byte kerül kiküldésre.

Az első 4 integrált áramkör adattérképe a 7—9. ábrán látható egy automatikus kiíratási ciklus során. Az ábrák önmagukért beszélnek, részletes elemzésükkel nem kívánok foglalkozni, mivel minden cím csak 1 vagy 2 byte információt tartalmaz.

Más megoldás variációt kellett keresni a TPU 2700 és az MDA 2061 integrált áramkörök forgalmának ábrázolására. Látszólag csupán 5, ill. 4 címre küldött adatot kellene ábrázolni, de a valóságban lényegesen többről van szó.

A TPU 2700 esetében a 126-os címet csak gyártásnál használják, a 125-ös címet pedig az előző adatforgalom végrehajtásának ellenőrzésére. A 122-es címen lehet egy memória rekeszt megcímezni, amelybe a 124-es címen lehet az adatokat beírni. A 132-as címen lehet egy olyan memória rekeszt megcímezni, amelyből ugyanazon a 124-es cím segítségével lehet az adatot kiolvasni. (Egy ugyanazon rekeszt lehet írni és olvasni is.) Normál teletext működés esetén az írható és olvasható memória rekeszek indexei 0/24/0—0/24/29-ig, ill. X/25/0—X/25/6-ig futnak. Az indexeket a 122-es és 123-as címek 2 byte-os adatai határozzák meg, míg az adatot a 124-es cím forgalmazza. A 125-ös cím adata mutatja meg, hogy az integrált áramkör készen áll-e újabb információ fogadására, ezt jelzi a statusz 0 értéke.

Ezek előrebocsátásával már érthető az összetettebb adattérkép, amely a 10. ábrán látható. A negatív nyomtatású karakterek jelzik, hogy a mikroprocesszor nem írt, hanem olvasott az adott regiszterből.



STATUSZ=0
UZENETSZAM=7487 SORSZAM=2034

H242-10

10. ábra. A TPU 2700-es teletext processzor vezérlő kódjai

MDA 2061

	8.	9.	A.	B.	C.	D.	E.	F.
	128	144	160	176	192	208	224	240
0	1E		FF		FF			
1	1D		17		99			
2	21		17		2E			
3	1C		14		88			
4	0A		04		00			03
5	00		0A		14			08
6	0A		0E		FE		00	0B
7	3C		0E		D3		47	
8	0D				04		02	
9	0C		14		50			
A	1C		15		45			
B	F8		00		8D			
C	0E		15		4C			
D	30		18		01		01	
E	10						01	
F	38						01	

UZENETSZAM=7487 SORSZAM=1061

H242-11

11. ábra. Az MDA 2061-es memória integrált áramkör lekérdezett adatai

Hasonló a helyzet az MDA 2061-es memória integrált áramkörrel is. A 128-as IM-BUS címen a memória belső címét lehet beírni, a 129-es címen a belső cím által kiválasztott memória rekesz tartalmát lehet kiolvasni, míg a 131-es címen a kiválasztott memória rekesz tartalmát lehet felülírni. Normál működés esetén a 130-as IM-BUS cím nem használatos. A memória 128×8 bit szervezésű, így a korábban ismertett IM-BUS cím térképhez hasonló ábrát kaphatunk, de ez csak a memória integrált áramkör azon rekeszeinek tartalmát mutatja, amelyeket a mikroprocesszor lekérdezett vagy felülírt (lásd 11. ábrát). Itt a negatív nyomtatás a memóriába való írást jelzi, hiszen most ez tér el a főforgalom irányától. (A többi integrált áramkörnél nem szükség a forgalom irányának jelölése, mert egy-egy regiszter vagy csak írható, vagy csak olvasható volt.)

A BASIC program lehetőséget ad, hogy bármelyik adat megjelenítési formáról másolat készüljön a Spectrumhoz kapcsolt nyomtatóval, illetve magnetofon szalagra lehessen kiírni a memóriában felhalmozott adathalmazt. Ez utóbbi lehetővé teszi a mérés és az értékelés térbeli és időbeli szétválasztását, ami az elmélyült tanulmányozás egyik előfeltétele.

Az elkészített IM-BUS forgalom vizsgáló berendezés elsősorban a DIGIT 2000 rendszerű televí-

zió megismerésére készült, de nagy jelentősége van az IM-BUS-szal rendelkező mikroprocesszor software és hardware fejlesztése során. Ellenőrző funkciót ellátó tulajdonsága alkalmassá teszi azt hiba keresésre és egy esetleges gyártás során a felmerülő minősítési igény kielégítésére.

IRODALOM

[1] ITT: DIGIT 2000. Gyári kiadvány, 1984.

BÚCSÚZÓ

„AMIT TEHETTEM, MEGTETTEM,
AMI LEHETSÉGES VOLT, MEGNYERTEM!
LEGYETEK TANÚIM MIND, HOGY
A GYŐZELMEKET IS, A VERESÉGEKET IS,
EMBERHEZ MÉLTÓAN VISELTEM.”

DR. BOGNÁR GÉZA meghalt

1987. március 3-án búcsúztak tőle szerettei, barátai, munkatársai, tanítványai, kortársai, elvtársai. Egy sikerekben gazdag élet ért véget.

A legfőbb sikerek is, jelző-kóként mutatják élete röppályáját:

- a magyar mikrohullámú szakkultúra megteremtője,
- a Távközlési Kutató Intézet tudományos igazgatója,
- kétszeres Kossuth-díjas,
- a Magyar Tudományos Akadémia Aranyéremmel kitüntetett tagja,
- a Magyar Tudományos Akadémia alelnöke,
- a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztályának vezetője,
- a Magyar Tudományos Akadémia Távközlési Rendszerek Bizottságának tagja,
- a Lengyel Tudományos Akadémia tagja,
- az URSI Magyar Nemzeti Bizottságának elnöke,
- a MICROCOLL Nemzetközi Rendező Bizottságának elnöke,
- az ICSU Magyar Nemzeti Bizottságának elnöke,
- az IEEE tagja,
- a Szocialista Magyarorszáért Érdemrend kitüntetés birtokosa,

- a Magyar Népköztársaság Zászlórendje kitüntetés birtokosa,
- a szovjet Munka Vörös Zászló Érdemrend kitüntetés birtokosa,
- a Magyar Szocialista Munkáspárt Központi Bizottságának tagja.

Élete röppályájának néhány állomása is mutatja, hogy a nagy lehetőségek korában kutató, alkotó, vezetett és volt élete tetején.

Akkor, amikor egy világháború rémületétől és emléktől is menekülő, hittel és reménnyel teli ország elindult a gyors fejlődés útjára.

Akkor, amikor az alkotó munkát biztosan eredmény, az eredményt biztosan elismerés követte.

Akkor, amikor a munka egyet jelentett az emberrel!

Olyan volt az élete, mintha az, nagy törvényszerűségek által meghatározott pályán futott volna.

Bölcs ember is volt!

Tudta, mikor érdemes az alkotásért akár meg is halni, de tudta azt is, melyik az a szent pillanat, amikor be kell fejezni.

Mérnökként tudós volt, emberként bölcs!

Mi az, ami több ennél?

Kedves Búcsúzó!

Ezen a világon nincs két egyforma élet, de tudjuk azt is, hogy vannak életek, amelyek példaként szolgálhatnak számunkra.

Ilyen volt Dr. Bognár Gézáé is!

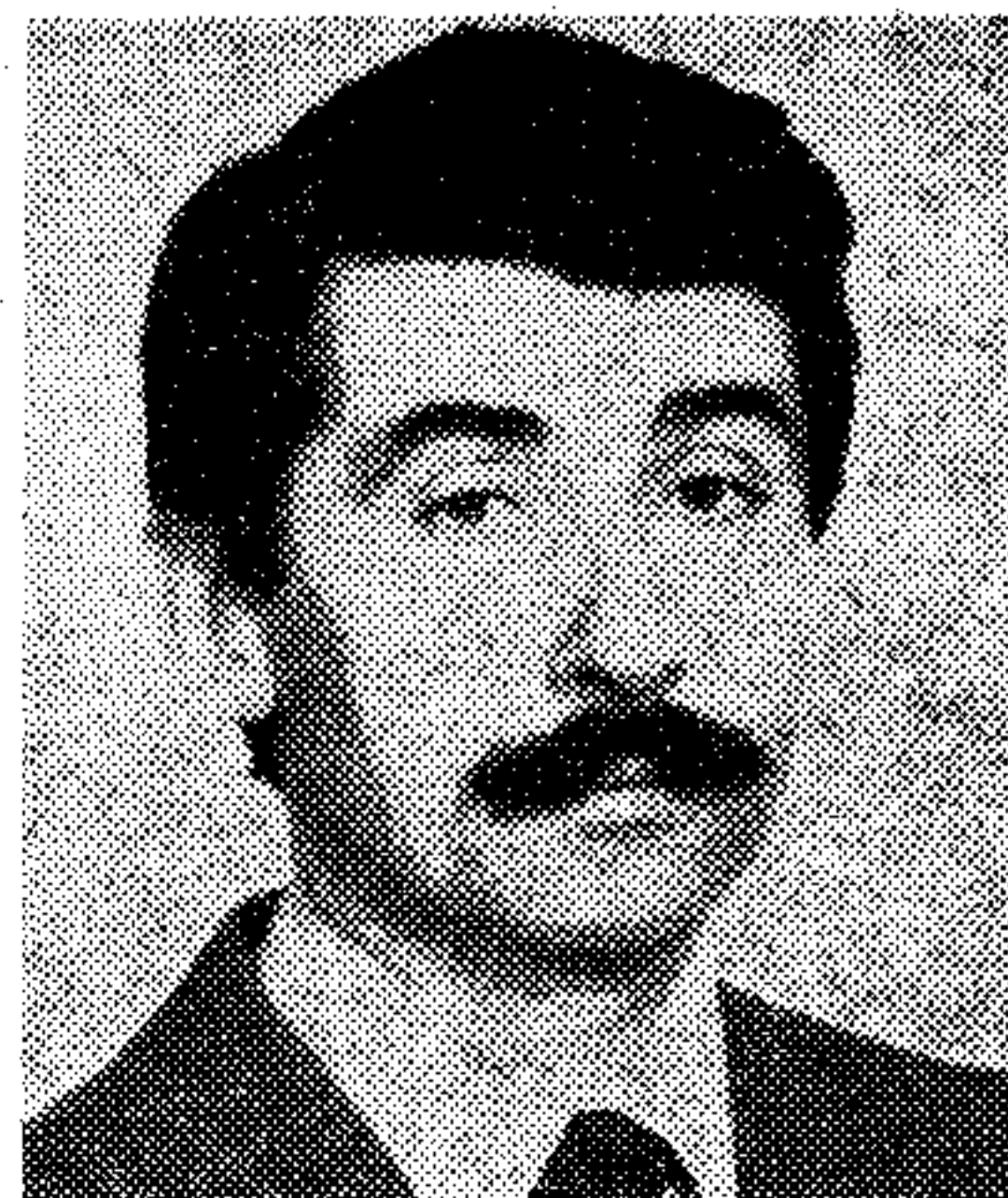
Dr. Tófalvi Gyula
főszerkesztő



Hullámdigitális szűrők diszkrét optimalizálása

DR. GEFFERTH LÁSZLÓ

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A hullámdigitális szűrő diszkrét optimalizálására az egydimenziós keresési eljárást alkalmaztuk. Tetszőleges paraméterekből kiindulva — az egyetlen követelmény az, hogy az áramkör kielégítse a specifikációt — az eljárás olyan diszkrét értékeket határoz meg, amellyel az áramkör bizonyos értelemben a leggazdaságosabb. Az optimalizálás célfüggvénye a paraméterek CSD (canonical signed digit) kódú reprezentációjában a nem nulla bitek száma és a szóhossz. A példa mutatja a módszer hatásosságát. A módszer általános és bármilyen digitális szűrőre alkalmazható.

1. Bevezetés

A digitális szűrők elméletének tisztázása után a figyelem — mint az analóg szűrők esetében is — a gazdaságos szűrők tervezése felé irányul.

Analóg esetben az áramkört toleranciaközpontosítással, azaz a toleranciák növelésével és a névleges értékek helyes megválasztásával tehetjük gazdaságosabbá. A toleranciák növekedése olcsóbb elemet, a névleges értékek helyes megválasztása a kihozatal növekedését, a szükséges hangolások számának csökkenését vagy akár elhagyását eredményezhetik, ezáltal téve olcsóbbá az áramkört. Megjegyzendő, hogy a toleranciaközpontosítás eredménye egyszerűbb struktúra is lehet.

Digitális esetben az elemek szórásáról, hangolásáról nem beszélhetünk, így egy áramkör gazdaságosabbá tételére a struktúra helyes megválasztása látszik az egyetlen járható útnak.

Van azonban egy másik út is. Ha a szorzást nem egy teljes szorzással hajtjuk végre, hanem — tekintettel arra, hogy bináris számrendszerben dolgozunk — visszavezetjük eltolásokra és összeadásokra, akkor minél rövidebb egy szám, annál kevesebb eltolásra, és minél kevesebb nem nulla elemet tartalmaz, annál kevesebb összeadásra van szükség. Tehát eltolás-összeadás aritmetikát alkalmazva már nemcsak struktúrális változás az egyetlen járható út, hanem a névleges értékek helyes megválasztása is.

Felismerték, hogy a nem nulla elemek száma eleve csökkenthető, ha —1-et is megengedünk a számábrázolásban. Ezt nevezzük CSD (canonical signed digit) kódnak.

A továbbiakban a CSD kódú névleges értékek optimalizálásáról lesz szó.

2. A feladat megfogalmazása

Az optimalizálás jelen esetben nem egy, a specifikációt nem teljesítő szűrő módosítása annak érde-

DR. GEFFERTH LÁSZLÓ

1968-ban szerezte meg vilamosmérnöki oklevelét a Budapesti Műszaki Egyetemen, majd ugyanitt lett dr. techn. 1977-ben. 1969 óta a Budapesti Műszaki Egyetemen dolgozik, a Híradástechnikai Elektronika Intézet adjunktusa. Kutatási szakterülete a számítógépes tervezés, ezen belül a gazdaságos áramkörök tervezésének hálózatielméleti kérdései: hibalokalizálás és

tolerancia-központosítás. 1979—80-ban Londonban az Imperial College-ban toleranciaközpontosítással 1984—85-ben Humboldt-ösztöndíjasként az NSZK-ban, Bochumban hibalokalizálással és hullámdigitális szűrők diszkrét optimalizálásával foglalkozott. 1977-ben a hibalokalizálásról, 1982-ben a toleranciaközpontosításról írt cikkéért Pollák—Virág díjat kapott. A Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja, a Külügyi Bizottság munkájában vesz részt.

kében, hogy a módosított szűrő a specifikációt valamilyen módon teljesítse. A feladat a specifikáció teljesítése a lehető leggazdaságosabb szűrő felhasználásával. Kiindulási áramkörként — mint látni fogjuk — a specifikációt teljesítő szűrő előnyösen alkalmazható.

A globális optimum megtalálása csak nagyon egyszerű esetekben lehetséges. Induljunk ki a leg-rövidebb (a legolcsóbb) szóhosszból. Szisztematikusan növelve a szóhosszt, s adott szóhosszon belül az összes lehetséges elemértéket kirpóbalva, az első variáció, amely teljesíti a specifikációt, egyben a globális optimum is [1]. A módszer biztosan eredményre vezet, hiszen csak gépidő kérdése, hogy mikor éri el a megoldást. Látható, hogy a módszer kis elemszámoknál alkalmazható igazán, nagyobb elemszámoknál a keresési tartományt le kell szűkíteni az elfogadható gépidő érdekében, amivel viszont éppen a globális optimum megtalálásának 100%-os biztonsága vesz el.

Az utóbbi időben a diszkrét optimalizálás megoldására statisztikus módszerekről is hallani lehet [2].

A pontosított célkitűzés tehát: keresendő egy adott strukturának a specifikációt teljesítő olyan elemértékkészlete, amely a legkisebb eszközráfordítással realizálható. Mivel a szorzást eltolásra és összegzésre vezetjük vissza, és az összegző eszközigénye a domináns, ezért az összegzők számát minimalizáljuk, miközben a szóhosszat is igyekszünk minimumon tartani.

Legyen az x_i oefficiensek értéktartománya $0 \leq x_i \leq 1$, az alkalmazott CSD kódú számábrázolás:

$$a_0, a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_n$$

Beérkezett: 1986. V. 5. (□)

ahol

a_0 0, 1 (az egészrész),

a_i 0, -1, 1; helyiértéke $\left(\frac{1}{2}\right)^i$,

n az alkalmazott szóhossz.

Az optimalizálás célja a

$$\sum_{j=1}^N \left\{ \sum_{i=1}^{n_j} |a_i| - 1 \right\}, \quad N \text{ a koefficiensek száma}$$

kifejezés minimalizálása, úgy, hogy

$$S_{ak} \leq F_k \leq S_{fk} \quad k=1, 2, \dots, K$$

ahol S_{ak} , S_{fk} a k -edik frekvencián a specifikáció alsó ill. felső értéke, F_k a hálózathatárérték értéke a k -edik frekvencián.

A feladat — megfogalmazása szerint — ugyanaz, mint a toleranciaközpontosítás feladata, nevezetesen a legkisebb áramkör megtervezése. Ezért kézenfekvő, hogy a feladat megoldására a toleranciaközpontosítási módszereket — megfelelő átalakítással, ill. újratervezéssel — alkalmazni próbáljuk.

Az R_A megengedett tartomány egy adott struktúrához tartozó elemek értékének olyan készlete az N dimenziós paraméterterben, hogy e tartomány bármely pontja által meghatározott hálózathatárérték teljesíti a specifikációt. Az optimumot e megengedett tartományban fogjuk keresni. Vegyük észre, hogy nem alkalmaztuk a diszkrét szót, tehát bármely pont a tartományon belül jó kiindulási pont lehet további kereséshez. A kiinduló kapcsolásnak tehát elég teljesítenie a specifikációt, de nem kell túlteljesítenie; analóg értékek is szóba jöhetnek, nem kell diszkrét pontról indítani a keresést.

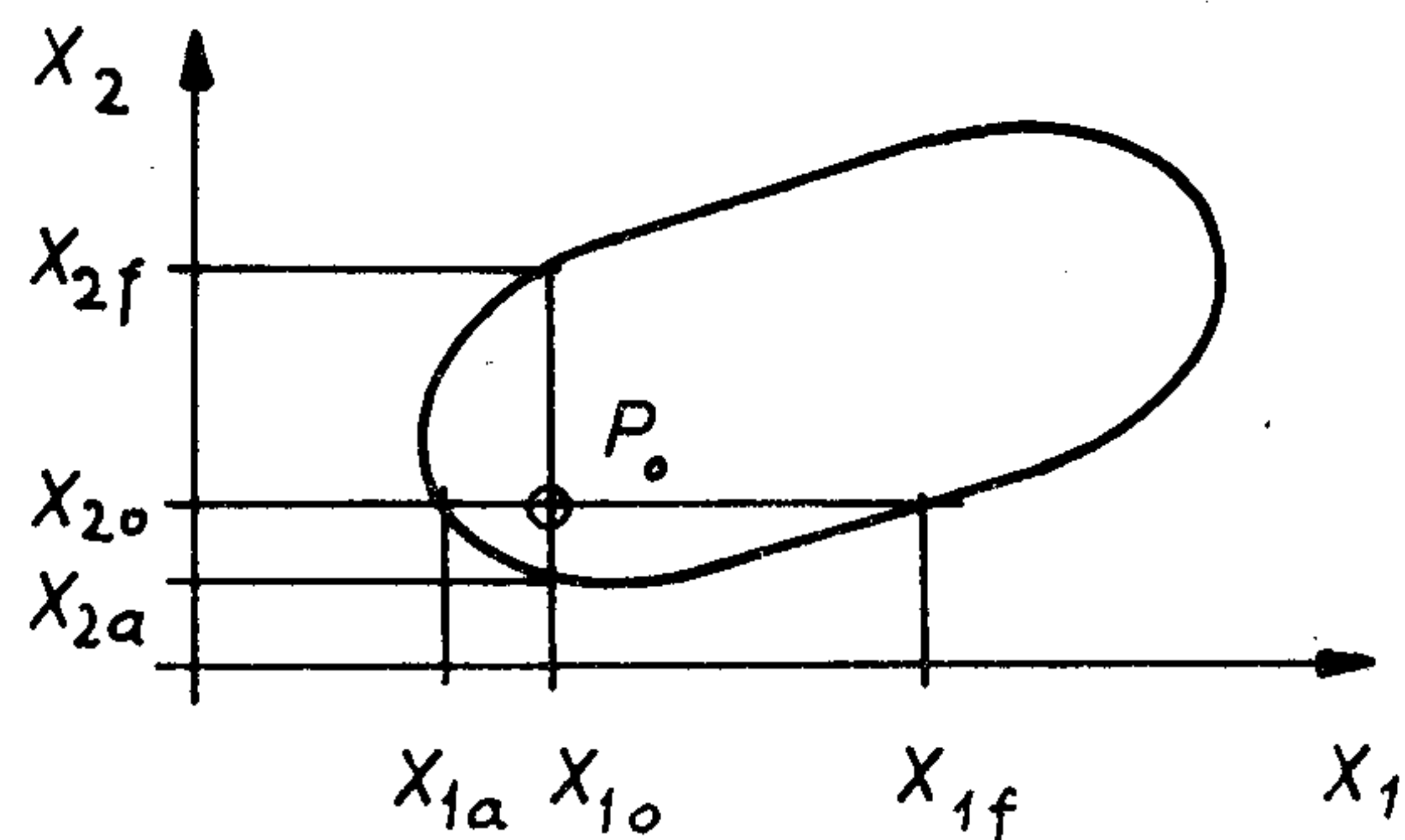
3. A diszkrét optimalizálás elve

A módszer alap gondolata [3, 4, 5] a következő: A megengedett tartomány egy tetszőleges pontjából kiindulva — alkalmanként a szűrő egyetlen elemét (szorzóegyütthatóját) változtatva — keressük a tartomány azon pontját, amelyhez tartozó elemértékkészlet a legkevesebb összeadót tartalmazza. Egyrészt csak olyan pontokat vizsgálunk, amelyek belül vannak a megengedett tartományon, másrészt csak oda érdemes elmozdulni, ahol az eszköz igény kisebb.

A kiinduló pontot pl. a referens szűrő digitális ekvivalensének meghatározásával kaphatjuk meg.

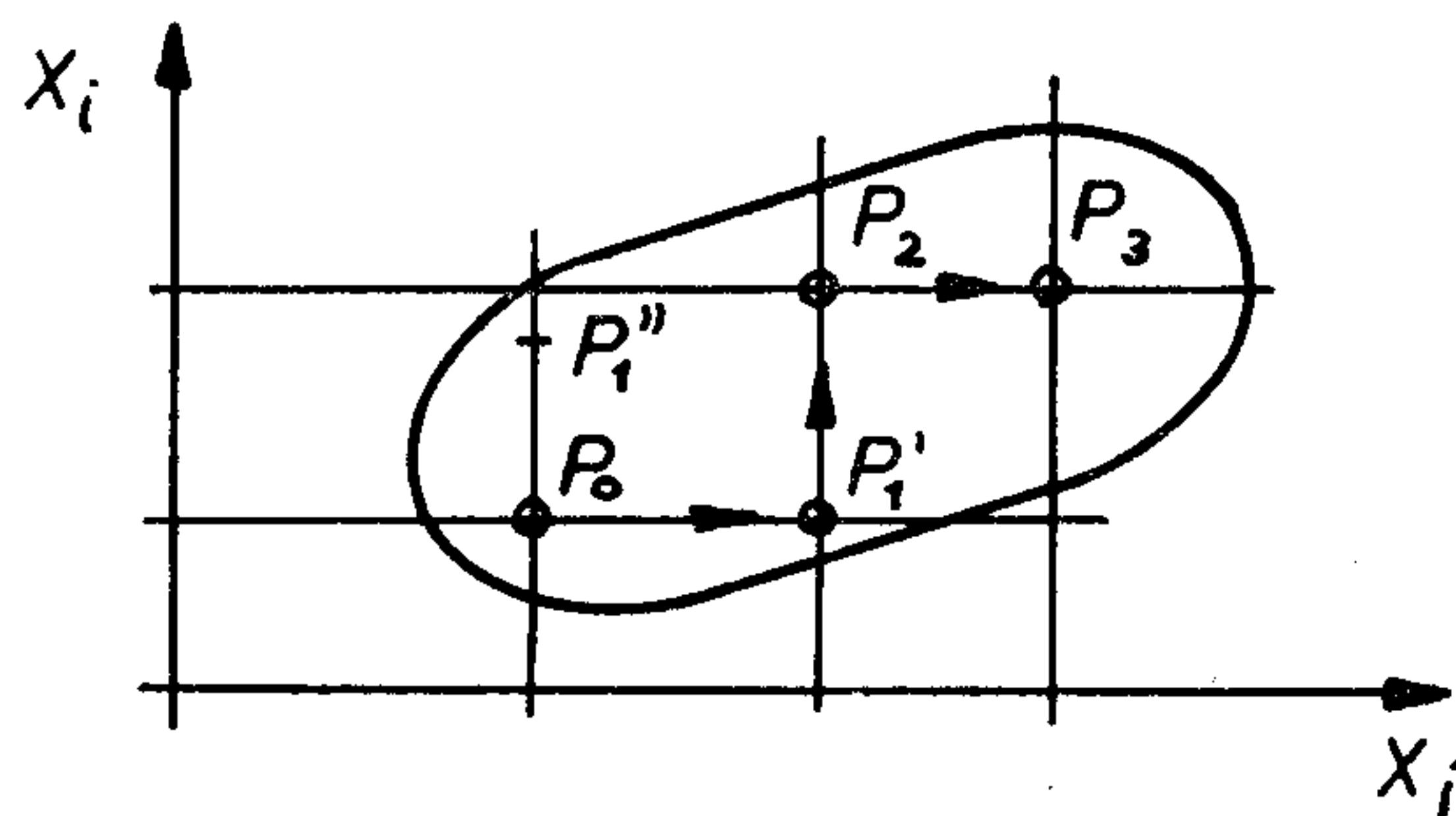
Minden egyes elem értékét külön-külön változtatva — miközben a többi változatlan — megkeressük azokat az elemértékeket, amelyeknél a specifikáció még éppen teljesül, vagyis a megengedett tartomány azon pontjait, amelyeket a kiindulási ponton a tengelyekkel párhuzamosan lefektetett egyenes a tartomány határán kijelöl (1. ábra). Az 1. ábrán P_0 jelöli a kezdőpontot, x_{1a} az alsó, x_{1f} a felső határértékeket. Kiszámítási módjukat a 4. pont fejti ki.

Minden elemre külön-külön meghatározzuk a fent definiált határpontok között a vonalmenti legjobb értéket (lásd 5. pont).



H209-1

1. ábra. Az egyes elemek megengedett értékeinek meghatározása



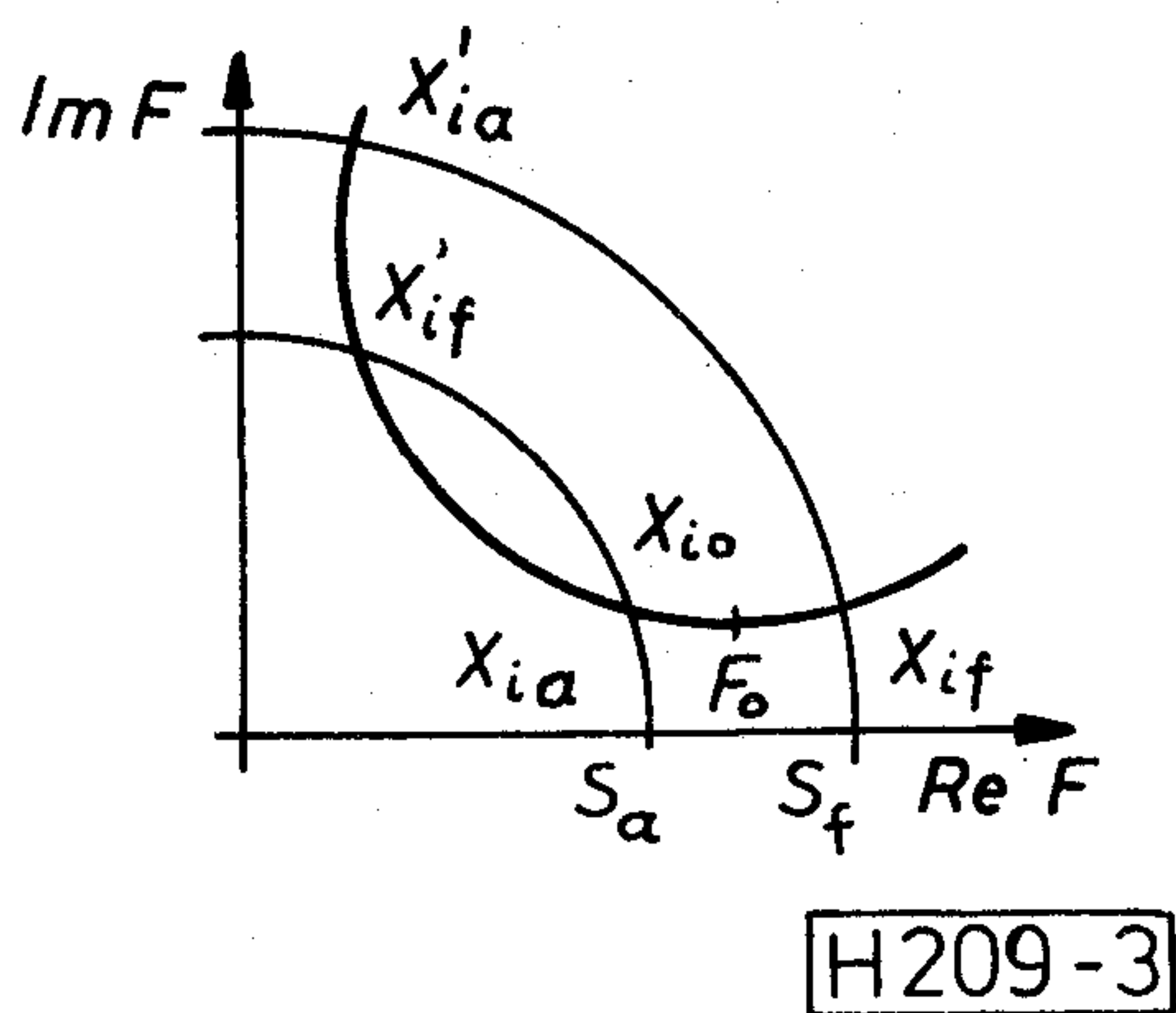
H209-2

2. ábra. A diszkrét optimalizálási módszer illusztrálása kétdimenziós esetben

A vonalmenti optimumok közül a legjobbat kiválasztva — tételezzük fel átmenetileg, hogy csak egyetlen legjobb van — ezen elem értékét a vonalmenti optimumra változtatjuk meg, azaz a megengedett tartomány egy jobb pontjára mozdulunk el. Ezen új pontban újra meghatározzuk a vonalmenti optimumokat, kiválasztjuk a legjobbat, az elem értékét megváltoztatjuk stb. Az eljárást addig ismételjük ameddig javítani tudunk a kiinduló értéken. A módszer elvét a 2. ábra mutatja. P_0 a kezdőpont, P_1' és P_1'' a két vonalmenti legjobb érték, amelyek közül P_1' a jobbik. A következő pont így P_1' lesz, majd P_2 , végül P_3 . Oldjuk fel megszorításunkat, miszerint a vonalmenti legjobb értékek közül egyértelműen kiválasztható a legjobb. Diszkrét értékekről lévén szó több azonos „jóságú” érték is lehet a vonalmenti legjobb értékek között. Az algoritmust úgy módosítjuk, hogy ezen egyenértékű legjobb értékeket tároljuk, és ezután nem egyenes úton, hanem fastruktúra szerűen folytatjuk a keresést az összes lehetséges úton. A megengedett tartománynak ugyanarra a pontjára juthatunk különböző utakon is.

4. Bilinearitás

Az a tény, hogy az F hálózathatárérték bilineáris függvénye a szorzóegyütthatóknak [6], kihasználható az egydimenziós (vagy vonalmenti) leg-



3. ábra. A bilinearitás kihasználása a paraméterek megengedett értékeinek kiszámolására

jobb pont meghatározásához. A bilinearitásból következik: ha egyetlen együttható értéke megváltozik az áramkörben, akkor a hálózatfüggvény értéke egy kör mentén mozdul el a komplex F síkon [7]. Tekintsük a 3. ábrát! Tételezzük fel, hogy csak egyetlen frekvencián, a k -adikon van előírás, S_{ak} az alsó, S_{fk} a felső specifikáció, amelyek az abszolút értékre — a csillapításból visszazámolva — vonatkoznak. Ezen értékek az F komplex hálózatfüggvény síkon origóközpontú körként ábrázolhatók. Az x_i áramkörü paraméterhez tartozó x_{io} pontjához a kiinduló áramkör F_0 hálózatfüggvénye tartozik. Fel vannak tüntetve továbbá a fentebb leírt x_{ia} és x_{if} pontok is. Látható azonban, hogy az x_i elemkörnek létezhet még egy szakasza, ahol a hálózatfüggvény szintén teljesíti a specifikációt: az $x_{i'a}$ és $x_{i'f}$ közötti körív. Ha ezen szakaszon az elemértékek realizálhatóak, akkor a keresést itt is érdemes folytatni. Több frekvencia esetén az $\{x_{ia}; x_{if}\}$ tartományok közös részét vesszük.

5. A vonalmenti legjobb pont kiszámítása

Az $\{X_{ia}; X_{if}\}$ intervallum ismeretében a vonalmenti legjobb pont megkeresése a feladat. Legjobb az a pont, vagyis az az érték, amelynek CSD kódú reprezentációjában a legkevesebb a nem nulla bit, valamint szóhossza a lehető legrövidebb. A keresési tartomány $\{0; 1\}$. Más értékek könnyen ide transzformálhatók, pl. a $\{-1; 0\}$ tartomány előjelcserével stb. Nagyobb tartományra nincs szükség, mert akkor az 1 érték a tartomány része, s nem kell tovább keresni. A következő algoritmus kiszámítja a kívánt értéket. A $\{0; 1\}$ tartomány határértékeiből indulunk ki. Ez a nulla szóhossz, hiszen ilyenkor nincs is szorzás. A tartományt felezéssel szűkítjük, míg valamelyik határpont a megadott tartományba nem esik. A felezés szóhossznövekedést jelent.

1. lépés: A kezdeti értékek beállítása: $L := 0$; $U := 1$ (0 szóhossz).
2. lépés: A felező pont számítása: $X := (L + U) / 2$ (szóhossznövekedés).

3. lépés: Az X érték CSD reprezentációjának kiszámítása.
4. lépés: Ha $X < X_{ia}$, akkor $L := X$ és vissza a 2. lépésre. Egyébként továbblépés.
5. lépés: Ha $X > X_{if}$, akkor $U := X$ és vissza a 2. lépésre. Egyébként továbblépés.
6. lépés: A legjobb pontot megtaláltuk.

6. Példa

Az ismertetett módszert hullámdigitális létraszűrőkre [8, 9] alkalmaztuk. Egy ötödfokú aluláteresztő szűrő a diszkrét optimalizálás tárgya. A kezdeti és végértékek az 1. táblázatban találhatóak. A fel nem tüntetett értékek nullák vagy egyesek.

1. táblázat

Koefficiens-értékek optimalizálás előtt és után

Sorszám	Kezdeti érték	Végso érték	Végso (CSD) érték
1	0.347	0.25	0.01
4	0.1225	0.125	0.001
6	-0.49	-0.5	0.—1
7	0.109	0.09375	0.0010—1
10	0.385	0.375	0.10—1
11	0.385	0.375	0.10—1
12	0.25	0.25	0.01
14	0.1901	0.1875	0.0101
17	0.24	0.25	0.01
18	0.0665	0.125	0.001
20	0.285	0.25	0.01

7. Konklúzió

Egy tolerancia központosítási algoritmust — az egydimenziós keresést — módosítottuk diszkrét optimalizálás céljára. Kiindulásként az áramkörü paraméterek olyan — nem szükségszerűen diszkrét halmazára van szükség, hogy az áramkör teljesítse a specifikációt. A diszkrét optimalizálás eredményeként kapott értékek CSD kódú reprezentációjában a nemzéró bitek száma minimális, valamint a szükséges szóhossz is a legrövidebb. Egy adott intervallumon belüli legjobb pont kiszámítására algoritmust adtunk meg. A bemutatott példa illusztrálja a módszer hatásosságát. Végül megjegyezzük, hogy a módszer nemcsak hullámdigitális létraszűrőkre, hanem általánosan is alkalmazható.

8. Köszönetnyilvánítás

Köszönetemet fejezem ki Alfred Fettweis professzornak, aki a témára irányította a figyelmemet, valamint értékes tanácsokkal látott el. Ezt a munkát az Alexander von Humboldt Alapítvány támogatta ösztöndíj formájában, amelyért ezúton is köszönetet mondok.

I R O D A L O M

- [1] L. Gazsi—S. N. Güllüoglu: Discrete optimization of coefficients in CSD code. Mediterranean Electrotechnical Conference, Athens, Greece, May 1983.

- [2] *G. Spahlinger*: Algorithmen und Schaltungen mit verringerter Zahl an Additionen bei der linearen Signalverarbeitung, Kleinheubacher Berichte, Band No. 29, 1986, FTZ Darmstadt, S. 9—14.
- [3] *E. M. Butler*: Large change sensitivities for statistical design. The Bell System Techn. Journal, Vol. 50, No. 4, April 1971, pp. 1209—1224.
- [4] *L. Gefferth*: Tolerance design of hybrid ARC circuits for time delay. Proc. of the Workshop on Circuit Theory and Applications, Warszawa, 1984, pp. 60—63.
- [5] *R. Jain—J. Vandewalle—H. J. DeMan*: Efficient and accurate multiparameter analysis of linear digital filters using a multivariable feedback representation. IEEE Tr. on Circuits and Systems, Vol. CAS-32, No. 3, March 1985, pp. 225—235.
- [6] *A. Fettweis*: On the connection between multiplier wordlength limitation and roundoff noise in digital filters. IEEE Tr. on Circuit Theory Vol. CT-19, Sept. 1972, pp. 486—491.
- [7] *Gefferth László*: A nagyváltozású érzékenység és alkalmazása. Híradástechnika, XXVI. évf., 6. sz., 1975., 169—176. o.
- [8] *A. Fettweis*: Wave digital filters: Theory and practice. IEEE Tr. on Circuits and Systems (under publication).
- [9] *Osváth László*: Hullámdigitális szűrők struktúrája, zaja és érzékenysége. Híradástechnika, XXXII. évf., 1981., 12. szám, 44—450. o.

Beszámoló a 8. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokviumról és az URSI Elektromágneses Térelméleti Szimpóziumról

A két konferencia egyidőben, párhuzamos szekciók formájában zajlott 1986. aug. 25—29. között Budapesten, a

Híradástechnikai Tudományos Egyesület és a Távközlési Kutató Intézet szervezésében. A konferenciák védnöke: Nemzetközi Rádiótudományos Egyesület (URSI) és a Magyar Tudományos Akadémia.

A 8. Microcoll kiemelt témái a következők voltak:

- I. Hírközlés fejlődési irányai
 - II. Információ és jelfeldolgozás
 - III. Hálózatelmélet és számítógépes tervezés
 - IV. Mikrohullámú áramkörök és eszközök.
- Az Elektromágneses Térelméleti Szimpózium kiemelt témái:

1. Téranalízis és numerikus módszerek
2. Szórás és diffrakció
3. Antennák
4. Vezetett hullámok
5. Átmeneti jelenségek
6. Random közegek
7. Inverz szórás
8. Terek biológiai közegekben.

A konferenciák iránt igen nagy volt az érdeklődés. 605 előadást küldtek be, amelyből a nemzetközi bíráló bizottság 528-at fogadott el. Az elfogadott előadások egy része poszter szekcióba került, mert a szóbeli előadásra nem volt elegendő idő. Így is hat párhuzamos szekció volt.

Minden résztvevő mindkét konferencia előadásait meghallgathatta.

A konferenciák a hazai és külföldi résztvevők egyhangzó véleménye szerint nagyon sikeresek, jól rendezettek voltak. Ez volt az első alkalom, hogy a Microcoll és az URSI Szimpózium egy helyen, egy időben együtt lett megtartva. Ez mindkét rendezvénynek kölcsönösen előnyös volt. Az URSI Elektromágneses Térelméleti Szimpóziuma rendszeresen ismétlődik és mindig más más országban tartják. A rendszeresség miatt kialakult egy igen jelentős tudós gárda, akik minden alkalommal részt vesznek a szimpóziumokon, ismerik egymást és rendszeres szakmai tapasztalatcserét tartanak. Ez a gárda most is eljött Magyarországra. Hasonló a helyzet a Microcoll-al is, mely szintén rendszeres alkalom és sokan, rendszeresen résztvesznek rajta. A két konferencia együttes megrendezése most megismertette egymással ezeket a szakembereket és ezzel lényegesen

szélesebb körűvé tette a kapcsolatokat. Sokan már eddig is barátként üdvözölték egymást, sokan most lettek barátokká. A két konferencia együttes megtartása minden eddiginél szélesebb körű ismerkedést, tapasztalatcserét tett lehetővé. Az előadók 41 országot képviseltek a világ minden tájáról, ezért ezek a konferenciák jelentősen hozzájárultak az emberiség kapcsolatainak fejlődéséhez, egymás jobb megismeréséhez, az emberiség békés együttműködéséhez.

Az előadásokból látszott, hogy új eredményt általában csak kollektív munkával, a szakemberek együttműködésével lehet elérni. Ezért az előadások zöme többszerzős mű volt és az előadások több kutató közös eredményéről számoltak be. Különösen érdekes, hogy igen sok esetben nemzetközi együttműködés is tapasztalható. 29 olyan előadás hangzott el, melynek szerzői két vagy több országból valók, és együttműködésük eredményéről számoltak be az előadásban.

Újdonság volt a konferenciákon az, hogy fiatal tudósok csökkentett részvételi díjjal hallgathatták az előadásokat és beszélgethettek híres tudósokkal. Ezt a megoldást Magyarországon most alkalmaztuk először az URSI javaslatára. Az URSI-nak ezt a dícséretes kezdeményezését nagy örömmel támogattuk, mert fiatal tudósok közreműködése nagyban hozzájárul minden konferencia sikeréhez.

Nagyon jelentős az a tény, hogy a két konferencia ideje alatt sikerült időt szakítani a jövő előkészítésére is. Augusztus 26-án ülést tartott az URSI „B” Bizottsága, melyen megtárgyalta a következő, 1989. évi térelméleti szimpózium problémáit és az 1987. évi URSI közgyűlés ügyeit. Augusztus 27-én, a Microcoll Nemzetközi Rendezőbizottsága ülésezett. Elismerően értékelte a konferenciák rendezését, a magas tudományos színvonalat és jól összeválogatott programot. Végül a mostani konferenciák tapasztalata alapján úgy döntött, hogy a következő, 1990. évi Microcoll alkalmára meghívja Budapestre az Európai Mikrohullámú Konferenciát.

A konferencia előadásainak elhangzása után teljes napos üzemlátogatásra került sor három nagy kutató helyen:

- a Távközlési Kutató Intézetben,
- a Posta Kísérleti Intézetben és

(Folytatás a 233. oldalon)

900 telefon csatorna szimmetrikus kábelén

MATUSIK FERENC
FÖVENYESSY ANDRÁS
TERTA



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a Telefongyár BK—900 C típusjelű, 900-csatornás, szimmetrikus kábelén üzemeltethető vivőfrekvenciás rendszerét ismerteti. Az alkalmazási lehetőségek és a főbb jellemzők tárgyalása után részletesen tárgyalja az egyes áramkörök működését, bemutatja a vonalszakasz felépítéséhez szükséges E2 konstrukciójú felügyeletes állomási, valamint a speciális konstrukciójú távtáplált állomási berendezéseket. A cikk a műszaki adatok részletes megadásával zárul.

Bevezetés

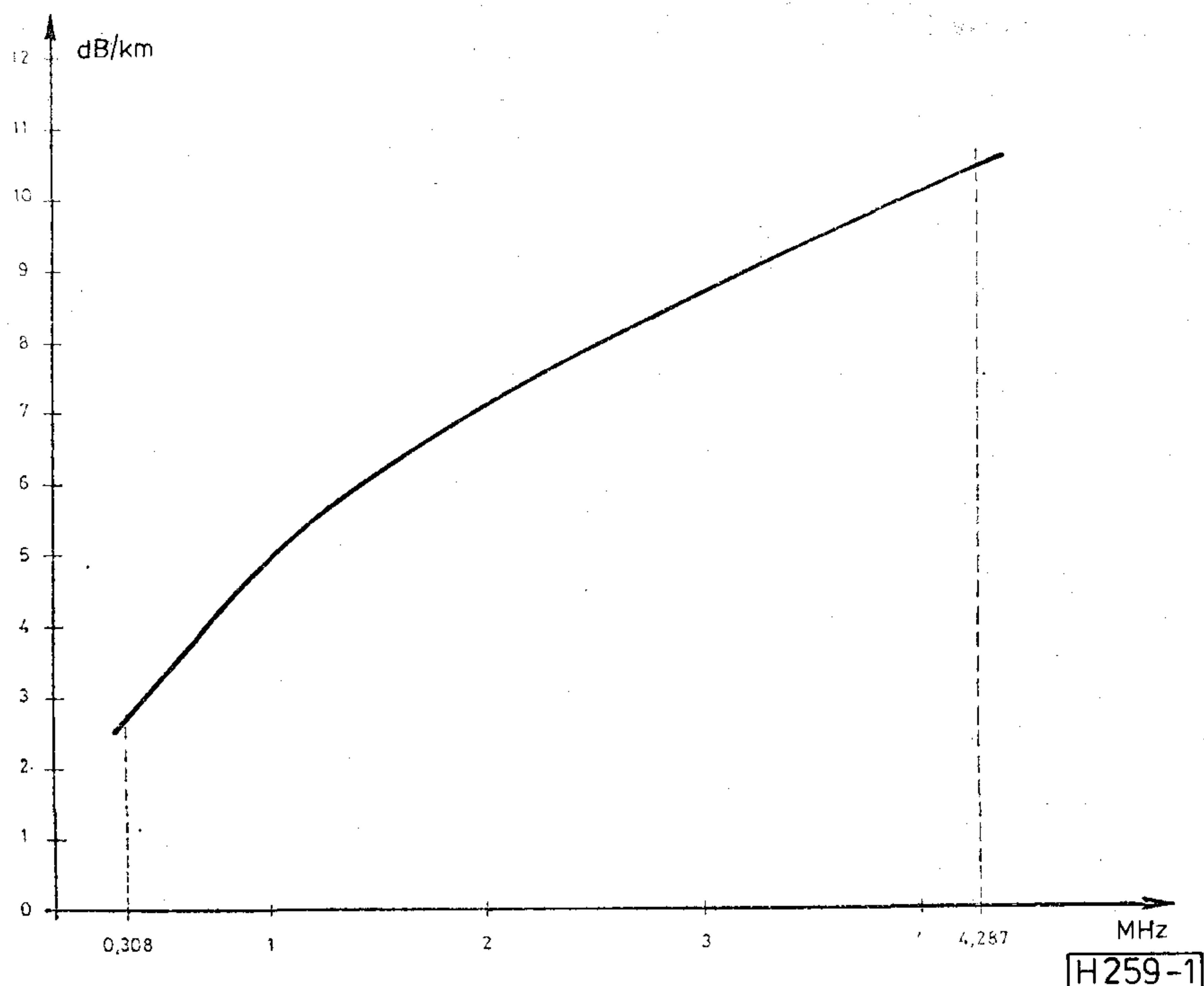
A hírközlő hálózatok kapacitásának bővítése iránti igény állandóan növekszik. Ezért az egész világon új rendszereket telepítenek koaxiális és optikai szálvezetős kábelekre. Mivel ilyen új rendszerek telepítése igen nagy beruházást jelent, felmerült az az igény, hogy a meglévő, régebben telepített szimmetrikus kábelek átviteli kapacitását új berendezésekkel bővíteni lehessen. Erre a célra általában kéthuzalos különfrekvenciás rendszerek kerültek kifejlesztésre. Ilyenek a Telefongyár 120-, 300- és 480-csatornás rendszerei. Ezek a rendszerek általában hangfrekvenciás kábeleken üzemelnek, és az általuk áthidalható távolság

MATUSIK FERENC

Mérnöki és szakmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett 1964-ben és 1973-ban. 1964-től a Telefon-

gyár fejlesztési laboratóriumában átviteltechnikai rendszerek fejlesztésével foglalkozik. Jelenleg a Telefongyár Fejlesztési Intézetében osztályvezető.

korlátozott. Az '50-es években sok országban fektettek akkor igen korszerűnek számító, kettős, szimmetrikus, vivőfrekvenciás kábeleket, melyeken mind a mai napig 60-csatornás nagytávolságú rendszerek működnek. Az ilyen kábelek átviteli kapacitásának növelése kéthuzalos rendszerekkel nagy távolságra nem gazdaságos. Mivel ezen kábelek átviteli tulajdonságai műanyag szigetelés esetén az áthallás kivételével igen hasonlóak a koaxiális kábeléhez, felmerült az a gondolat, hogy meglévő 60-csatornás rendszerek mellé egy nagykapacitású vivőfrekvenciás rendszert is lehet telepíteni. Erre a célra alkalmasnak bizonyultak a 4 MHz-es koaxiális rendszer berendezései. Tehát két 60-csatornás rendszer helyett egy 900-csatornás rendszert lehet a meglévő kábelén működtetni úgy, hogy a kábelén üzemelő többi 60-csatornás rendszer működése zavartalan marad.



1. ábra. Szimmetrikus kábel tipikus csillapítás-frekven-
cia karakterisztikája

megérkezett: 1986. VIII. 22. (←→)

Általános rendszerjellemzők

A fenti igény kielégítésére fejlesztette ki a Telefongyár a BK-900 C típusú rendszert. Ez alkalmas a műanyag szigetelésű, 1,2 mm átmérőjű, csillagsodrású kábelben hosszú gerincevonalai összeköttetések létesítésére. A rendszer a 4 MHz-es koaxiális rendszer berendezésein alapul, kiegészítve szimmetrikus kábelben történő üzemeléshez szükséges áramkörökkel. A BK-900 C rendszer átviteli frekvenciasávja 312–4188 kHz, így lehetőség van akár szekunder, akár tercier csoportos frekvencia-elrendezés alkalmazására. A két átviteli irány külön kábelben halad, így ezek között az áthallás megfelelő értéken tartható.

A szimmetrikus kábel

Az új rendszer elsősorban polisztirol szigetelésű, csillagsodrású, 1,2 mm átmérőjű vivőfrekvenciás kábelben történő működésre készült. (A kábel karakterisztikája az 1. ábrán látható.) Ezen a kábelben a 60-csatornás rendszer erősítőszakaszának hossza 19,2 km. A 900-csatornás rendszer erősítőszakaszait előnyös úgy megválasztani, hogy a 19,2 km-t egész számmal osztva, a 60-csatornás erősítőállomások helyei egybeessenek a 900-csatornás rendszer távtáplált erősítőállomásaival. Ennél a rendszerrel a 19,2 km-t öttel osztva az erősítőszakasz 3,84 km-re adódott. A 900-csatornás rendszer erősítőszakaszainak hossza tehát majdnem eléri a kisátmérőjű koaxiális kábel erősítőszakaszának hosszát. Mivel a szimmetrikus kábel csillapításmenete nem olyan szabályos, mint a koaxiális kábelé, a vonal mentén beállítható kiegyenlítőket kell alkalmazni a szabálytalan csillapítás-eltérések kiegyenlítésére. Célszerűen a kiegyenlítők azokon a távtáplált erősítőállomásokon lettek elhelyezve, melyek egybeesnek a 60-csatornás erősítőállomásokkal. Ezek az úgynevezett korrekciós távtáplált erősítőállomások. A polisztirol kábel hőmérsékleti együtthatója a teljes átviteli frekvenciasávban $2\%/^{\circ}\text{C}$ ugyanúgy, mint a koaxiális kábelnél, így az automatikus erősítés-szabályozással rendelkező vonalerősítők biztosítják az átvitel stabilitását. A szabályozás



FŐVENYESSY
ANDRÁS

Diplomáját a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának gyengédráma szakán szerezte 1966-ban. 1966-tól

a Telefongyár Átvitel-technikai Fejlesztési Főosztályán dolgozik fejlesztőmérnökként. Jelenleg a nagycsatornaszámú vezetékes hírközlő berendezések rendszertechnikai kérdéseivel foglalkozik.

karakterisztikája $\sqrt{f}$ jellegű, így ugyanaz a szabályozó áramkör alkalmas a kábelszakasz hossz-eltéréseinek és a kábel hőmérséklet változásából eredő csillapításváltozásnak a kiegyenlítésére. A BK-900 C rendszerben minden második vonalerősítő automatikus erősítés-szabályozással van ellátva, a közbenső vonalerősítők erősítése állandó, és értéke átkötésekkel állítható be. Az erősítésváltozás karakterisztikája itt is $\sqrt{f}$ jellegű.

Vonalszakasz felépítése

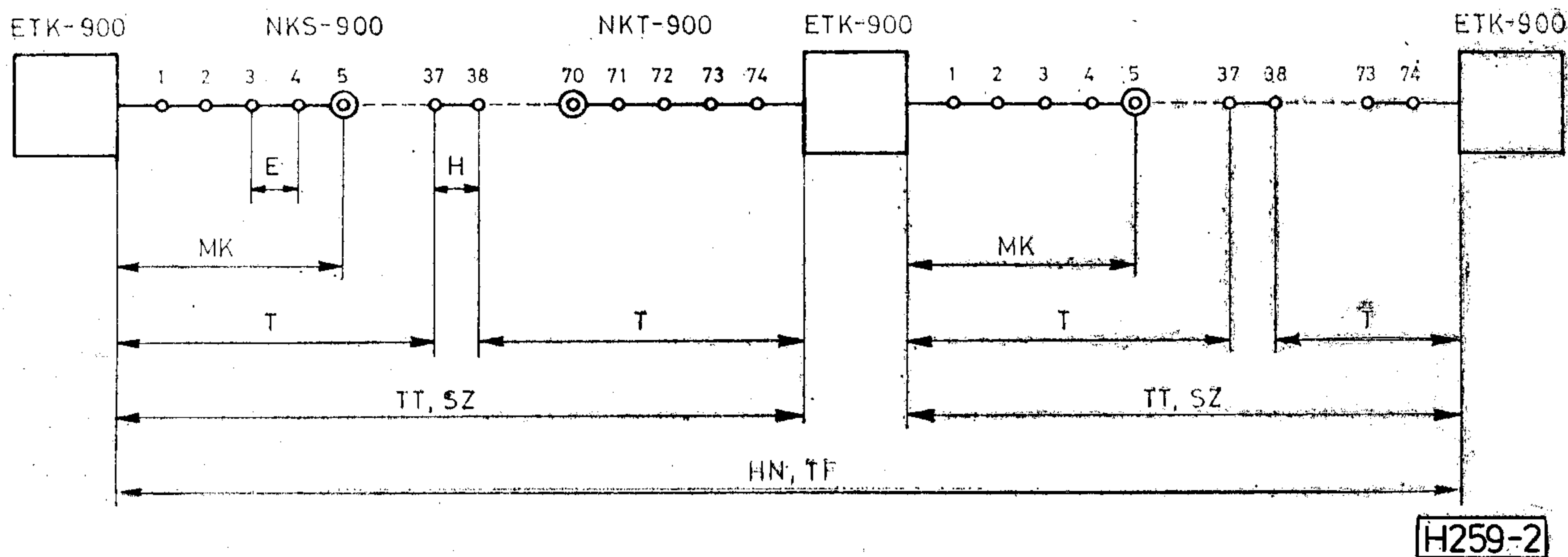
A 2. ábrán bemutatott vonalszakasz felügyeletes (vég- és középerősítő), valamint távtáplált állomásokból épül fel.

A felügyeletes állomási berendezéseket az ETK-900 típusjelű erősítő és távkiszolgáló keret, a távtáplált állomási berendezéseket az NKT-900 típusú tartályos kivitelű és az NKS-900 típusú szekrényes kivitelű távtáplált erősítő berendezés tartalmazza.

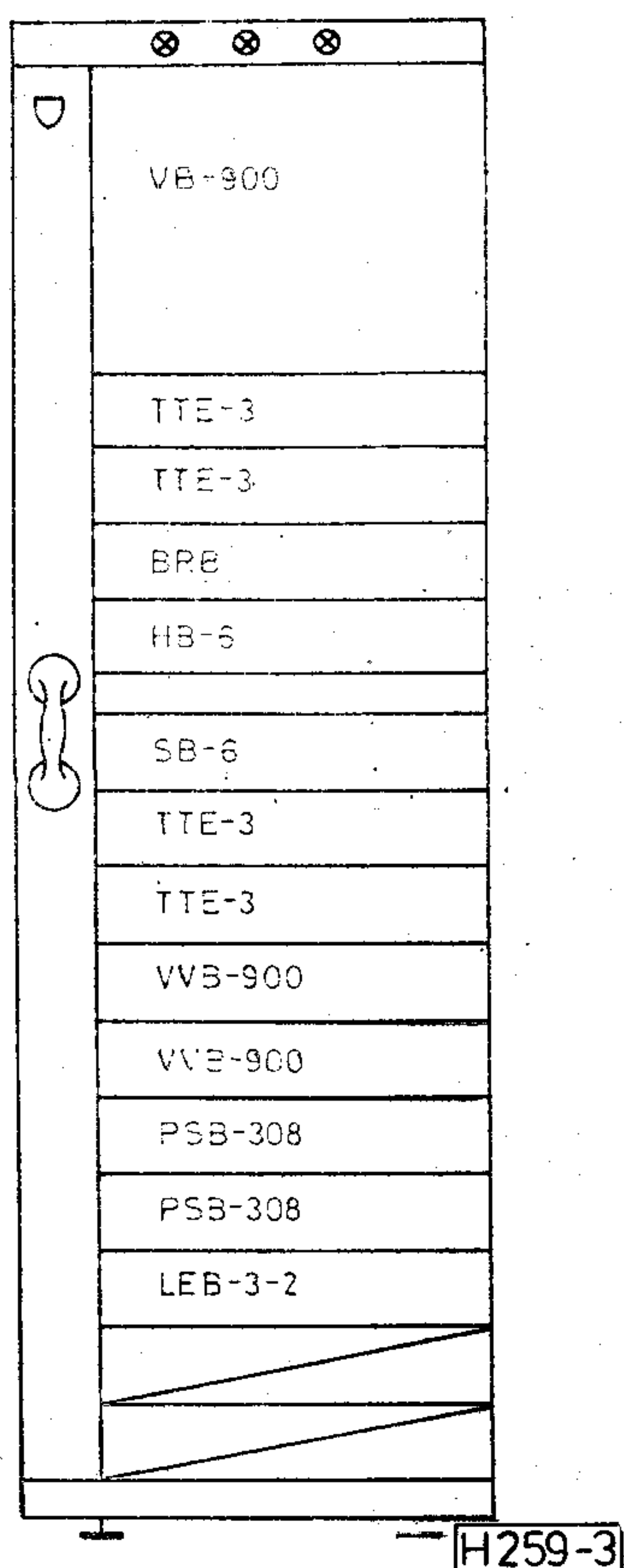
Az ETK-900 keret kiépíthető:

- végállomási erősítő berendezésként egy vagy két rendszerre,
- felügyeletes középállomási (leágazó állomási) erősítő berendezésként egy rendszerre.

A távtáplált erősítő berendezések egy rendszerre építhetők ki.



2. ábra. BK-900 C rendszer vonalszakaszának felépítése
E erősítő szakasz; H holt szakasz; T tápszakasz; TT távtáplált szakasz; HN homogén vonalszakasz; MK korrekciós szakasz (5E); SZ vonal-pilot traktus; TF távfelügyeleti szakasz



3. ábra. ETK—900 keret felépítése

Az erősítők közötti névleges távolság $+8^{\circ}\text{C}$ átlagos kábelhőmérsékleten 3,84 km. Két erősítő közötti távolság 40,22 dB erősítésnek felel meg a 4287 kHz-es fő vonalpilotjel frekvenciáján.

Két szomszédos felügyeletes állomás között max. 74 távtáplált erősítőállomás helyezhető el.

Az ábrán feltüntetett szakasz három felügyeletes állomásból és a közöttük maximálisan elhelyezhető 2×74 db távtáplált állomásból áll. Távtáplálást valamennyi felügyeletes állomás végez, távfelügyeletet pedig a két végállomás. A távfelügyelet a középállomásra is kiterjed.

Végállomási és felügyeletes állomási erősítő berendezés

A berendezés feladatai a következők:

- A multiplex berendezések csatlakoztatása a vonalhoz;
- a csatlakozó kábelszakasz csillapítás-kiegyenlítése, rövidebb szakasz esetén annak névleges hosszra történő kiegészítése;
- a teljes szabályozott vonalszakasz finom csillapítás-kiegyenlítése;
- pre- és deemfázis megvalósítása;
- szabályozó vonalpilotok előállítás;
- szabályozó vonalpilotok betáplálása, kicsatolása és elnyomása;
- frekvencia összehasonlító pilot betáplálása, kicsatolása, vétele, átalakítása és továbbkapcsolása;
- vonalpilotokkal vezérelt erősítés-szabályozás;

- a hozzárendelt erősítőállomások távtáplálása;
- távkiszolgálás biztosítása (hibahely behatárolás és szolgálati összeköttetés) a távtáplált és a felügyeletes állomások között;
- a vonali frekvenciasávból csatorna-csoportok közvetlen leágaztatása (leágazó középállomáson).

A felsorolt feladatokat az ETK—900 keret 3. ábrán feltüntetett betétjei végzik el, amelyek közül a

- VB—900 típ. vonalerősítő betét, a
- VVB—900 típ. vonalvégződő betét, a
- PSB—308 típ. pilotszabályozó betét a nagyfrekvenciás áramköri részeket tartalmazza, a
- LEB—3—2 típ. leágazó betét közvetlen leágaztatást tesz lehetővé a vonali spektrumból, a
- HB—6 típ. hibahely behatároló betét a vonalszakasz távfelügyeletét végzi, az
- SB—6 típ. szolgálati betét szolgálati beszélgetést tesz lehetővé a felügyeletes állomások, valamint a felügyeletes és a távtáplált állomások között, a
- TTE—3 típ. távtápláló egység a távfelügyelt állomások távtáplálását végzi, a
- BRB típ. biztosító és riasztó betét a keret primer feszültségének szétosztását és a keret riasztó áramkör összefogását végzi.
- PLB típ. A multiplex keretekben elhelyezhető pilot leágazó betét alkalmazásával biztosított a frekvencia összehasonlító pilot vétele és szükség esetén átalakítása más rendszerbe történő továbbkapcsolás céljából (60/300/308 kHz).

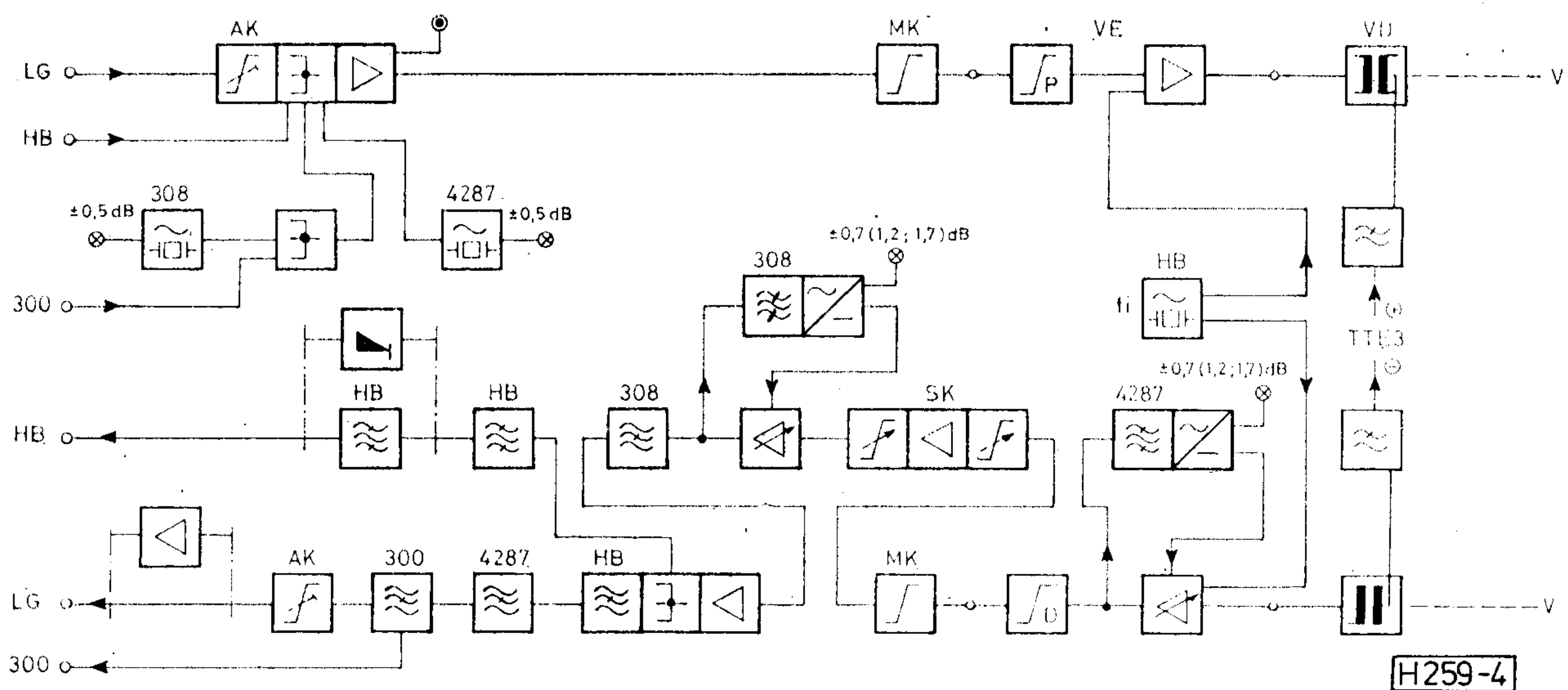
Nagyfrekvenciás áramkör felépítése

A vonalerősítő, vonalvégződő és pilotszabályozó betéteket tartalmazó nagyfrekvenciás áramköri rész (lásd a 4. ábrát) az állomási oldalon multiplex berendezéshez (végállomás), másik nagyfrekvenciás áramkörhöz (felügyeletes erősítőállomás) vagy leágazó berendezéshez (leágazó állomás) csatlakozik.

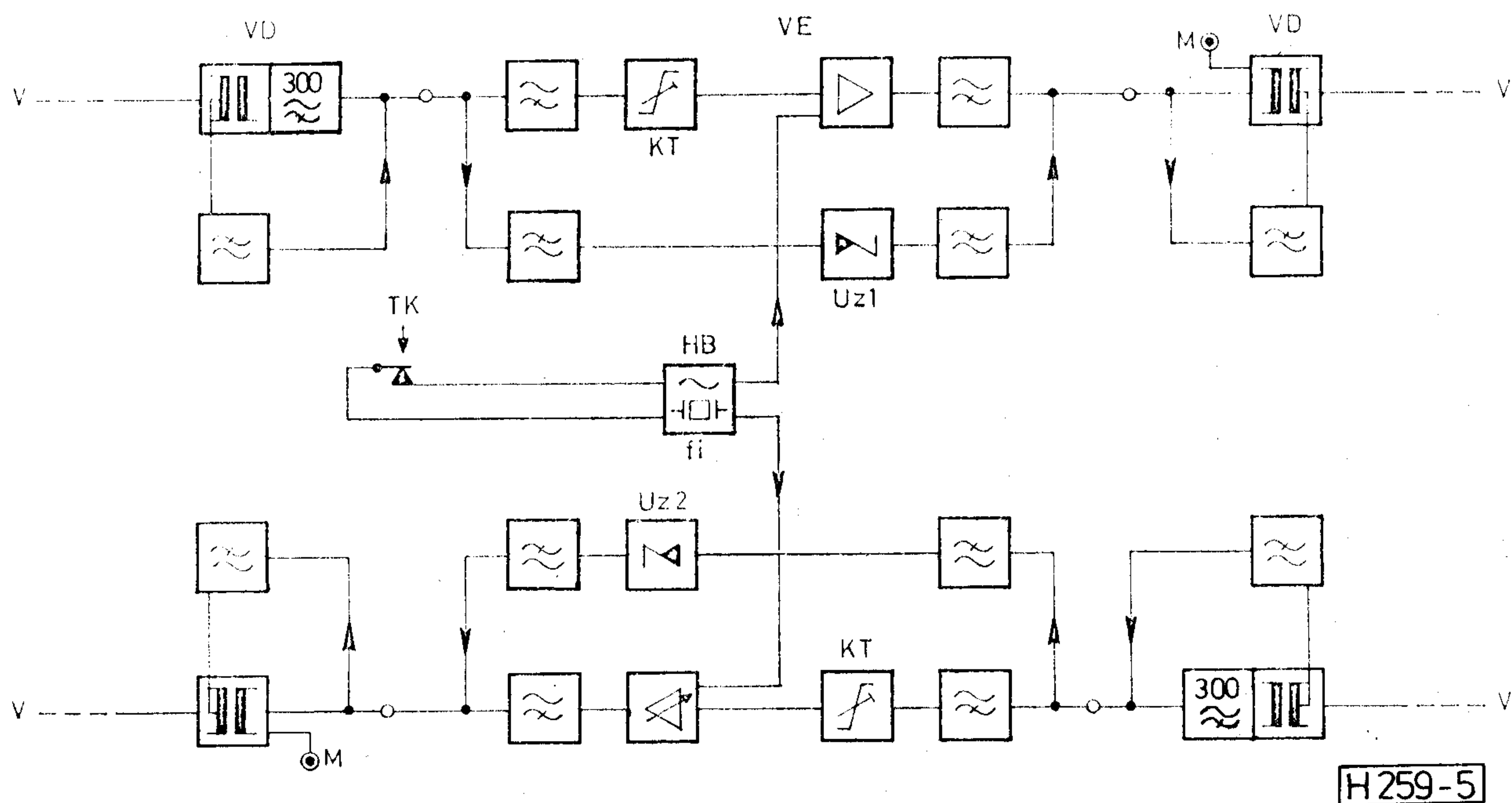
Az állomási kábelezés csillapítás-torzításának kiegyenlítésére állomáskábel kiegyenlítő van beépítve. Adásirányban, a kiegyenlítővel közös egységben lévő egyesítő áramkörön keresztül történik a vonalszabályozó pilotjelek, a frekvencia összehasonlító pilotjel és a hibahely behatároló oszcillátorok jeleinek betáplálása. A vonalpilotjeleket kristályoszcillátorok állítják elő.

A vonalerősítő egységbe épített peremfázis és deemfázis áramkörök a csatorna jel-zaj viszony csökkentésére szolgálnak.

A két átviteli irány közös egységbe épített vonalerősítői közül az adásirányú mindig állandó erősítéssel rendelkezik, a vételirányú a fő vonalpilottal szabályozott.



4. ábra. Felügyeletes állomási erősítő berendezés blokkvázlata



5. ábra. Tartályos kivitelű távtáplált állomás blokkvázlata

A vonalerősítők az ETK kereten kívül, a kábelvégződő berendezés közelében elhelyezett vonalcsatlakozó szerelvényeken keresztül kapcsolódnak a szimmetrikus vonali kábelhez. A vonalcsatlakozó szerelvény elvégzi az áramkör illesztését a 165 ohm-os vonalhoz, valamint a távtápláló áram betáplálását.

Vételirányban megtalálható még a segéd vonal-pilotjel szabályozó áramköre és a szezonális kiegyenlítő készlet.

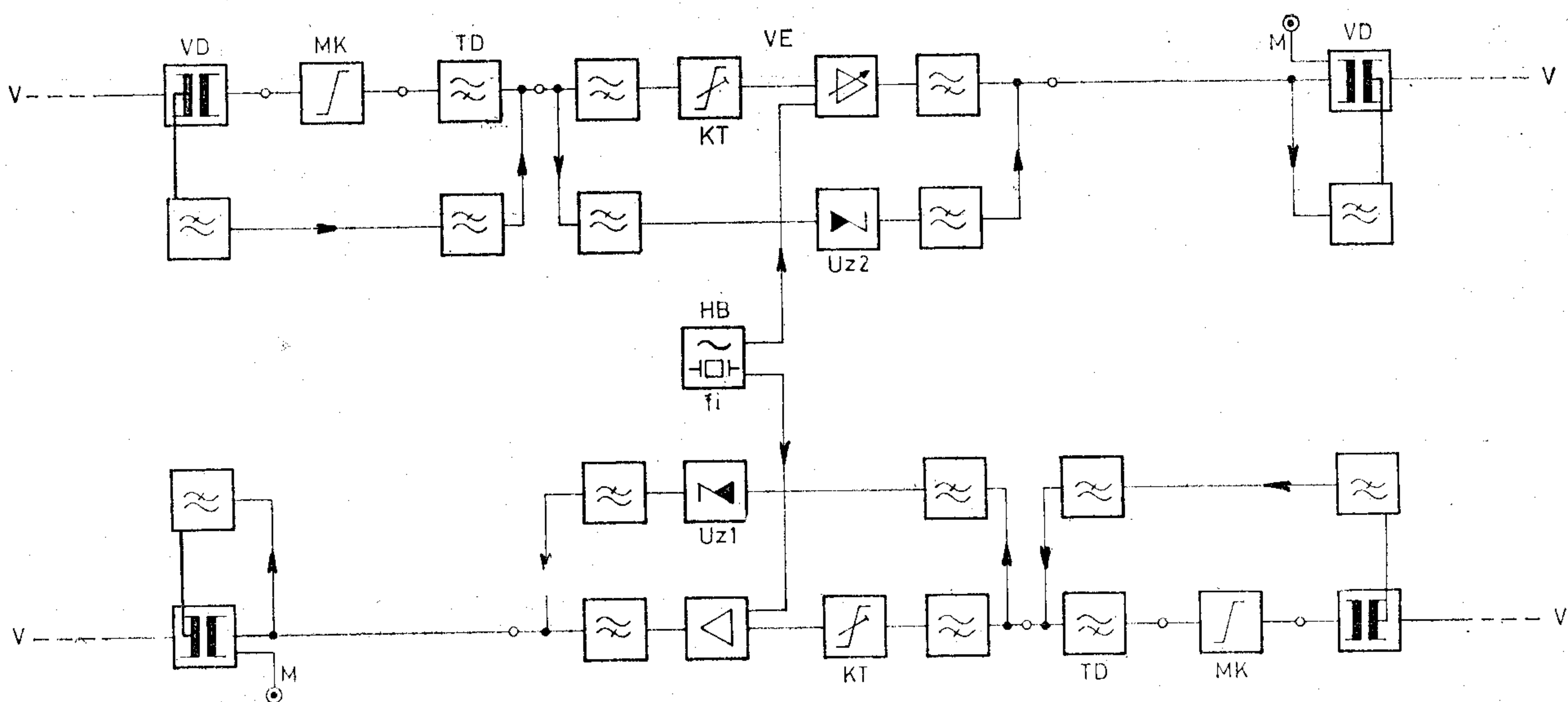
A kaszkádba kapcsolódó elnyomó szűrők a vonali pilotjelek (308 és 4287 kHz), a frekvencia összehasonlító pilotjel (300 kHz) és a hibabehatároló oszcillátorok jeleinek (4500–4800 kHz) elnyomását biztosítják. A szűrők csillapítása nagyobb, mint 40 dB. Alkalmazásukra végállomáson, to-

vábbá független vonal-pilot traktusok összekapcsolásakor van szükség.

Vételirányban lehetőség van a frekvencia összehasonlító pilotjel kicsatolására és a hibabehatároló oszcillátorok jeleinek sávszűrővel történő kiválasztására. A távfelügyelet szervezésétől függően a sávszűrőt modulátor helyettesítheti.

A vételirány kimenetén külön erősítő egység beiktatásával a kimeneti szint 10 dB-lel növelhető (–23 dBr kimeneti szint biztosítására).

A pilotoszcillátorok kimeneti szintjét riasztó áramkör figyeli, amely $\pm 0,4$ dB szinteltérés esetén keret és állomási riasztást ad. Hasonló riasztó áramkörök kapcsolódnak a pilotvevő áramkörökhöz. Ezek $\pm 0,7$ vagy $\pm 1,2$ vagy $\pm 1,7$ dB



H259-6

6. ábra. Szekrényes kivitelű távtáplált állomás blokkvázlata. (4—6. ábrák jelmagyarázata)

D deemfázis; *M* mérőpont; *P* preemfázis; *V* vonal; *AK* állomáskábel kiegyenlítő; *FK* magisztrális (fix) kiegyenlítő; *HB* hibabehatároló jelek (fi)
KT kábeltoldalék; *LG* vonali sáv; *MK* magisztrális kiegyenlítő
SK szezonális kiegyenlítő; *TD* tápszűrő szerelvény; *TK* tartály riasztó kontaktusa; *VD* vonalcsatlakozó szerelvény; *VE* vonalerősítő; *TTE* távtápláló egység

szinteltérés esetén adnak riasztást, a beállítástól függően.

Az ETK—900 felügyeletes állomási erősítő berendezés épületben kerül telepítésre. A keret a Telefongyár jól ismert E2 konstrukciós rendszerébe illeszkedik, melynek részletes leírása a BHG—ORION—TERTA Műszaki Közlemények 1979. évi 4. számában található [1].

Távtáplált erősítő berendezések

A rendszerben két távtáplált berendezés típus kerül alkalmazásra.

NKT—900 tartályos kivitelű távtáplált erősítő berendezés

Feladata:

- A csatlakozó kábelszakasz csillapítás-kiegyenlítése, rövidebb szakasz esetén annak névleges hosszra történő kiegészítése.
- Vonalpilottal vezérelt automatikus erősítés-szabályozás az egyik irányban, állandó értékű erősítés a másik irányban.
- Távkiszolgálás jeleinek adása és átvitele (hiba-hely behatárolás és szolgálati összeköttetés) a felügyeletes állomásokhoz.

Az erősítőállomás névleges erősítése 4287 kHz-en 40,22 dB. Valamennyi távtáplált állomáson ugyanaz a vonalerősítő egység van alkalmazva. Az egyik irány erősítője mindig automatikusan szabályozott, a másiké állandó erősítésű. Tekintettel arra, hogy a vonalon minden második erősítőnek kell automatikus pilotszabályozással

rendelkeznie, az egymást követő állomásokon a vonalerősítő bekötése olyan, hogy a szabályozott és szabályozás nélküli erősítők felváltva követik egymást. A rövidebb kábelszakaszok névleges elektromos hosszra történő kiegészítése céljából a vonalerősítőbe kábeltoldalék építhető be.

A vonalerősítőbe be van építve a hibabehatároló kristályoszillátor.

A vonalerősítőn kívül a távtáplált állomás vonalcsatlakozó szerelvényeket is tartalmaz. Ezekben lévő vonaltranszformátorok illesztik a berendezés belső 75 ohm-os, aszimmetrikus impedanciáját a szimmetrikus kábel 165 ohm-os impedanciájához.

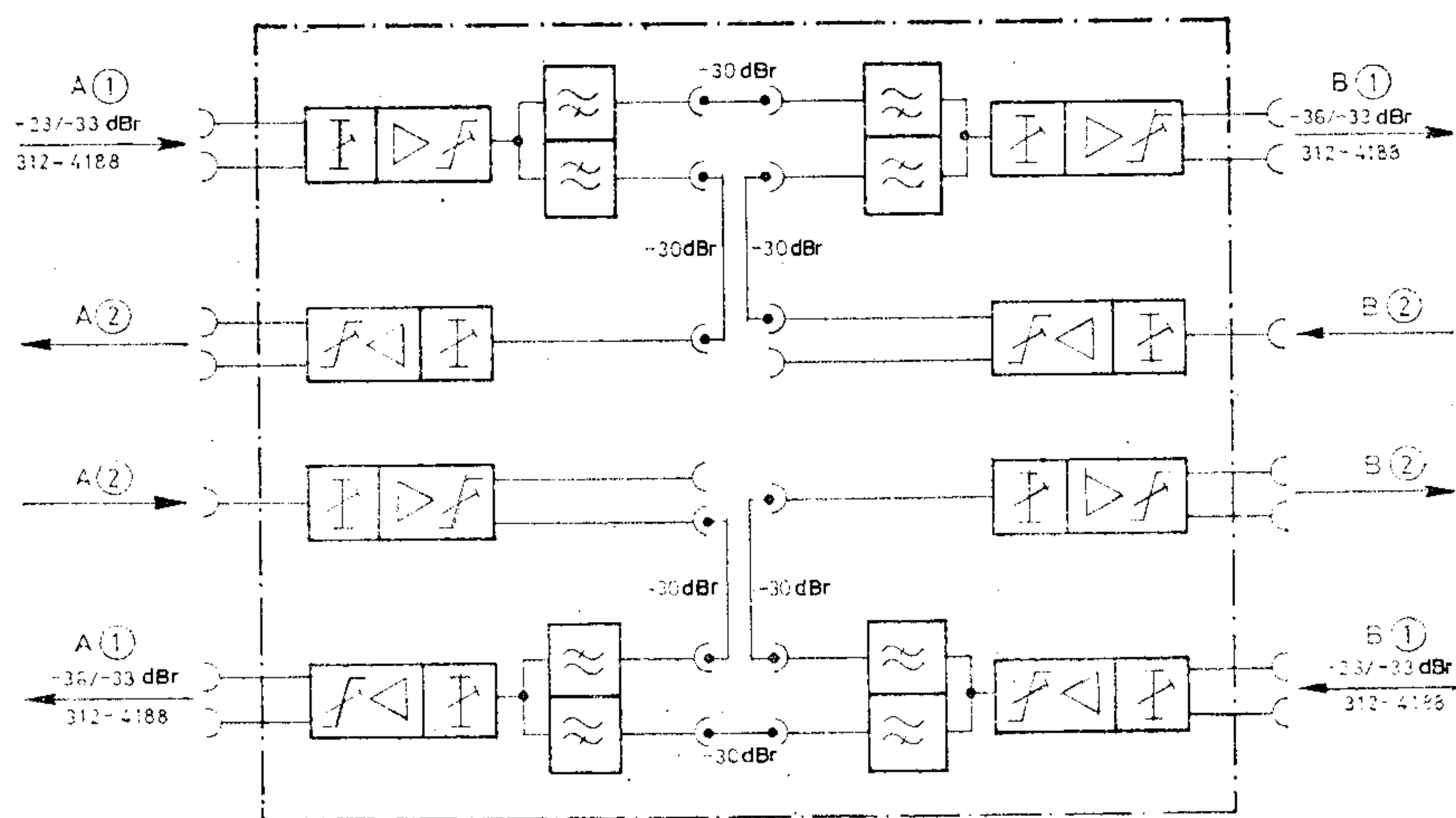
A tartályos kivitelű erősítőállomás blokkvázlata az 5. ábrán látható.

A berendezés közvetlenül földbeásott, hengeres acéltartályba van beépítve. A tartály víz- és légmentesen zárható.

A tartály közepén rögzített tartóváz fogadja az állomás áramköreit: a két átviteli irány közös alumínium búrába épített vonalerősítőit, a két vonalcsatlakozó dobozt és a tápáram visszahurkolására szolgáló adaptert. A tartályban egy rendszer áramkörei helyezhetők el.

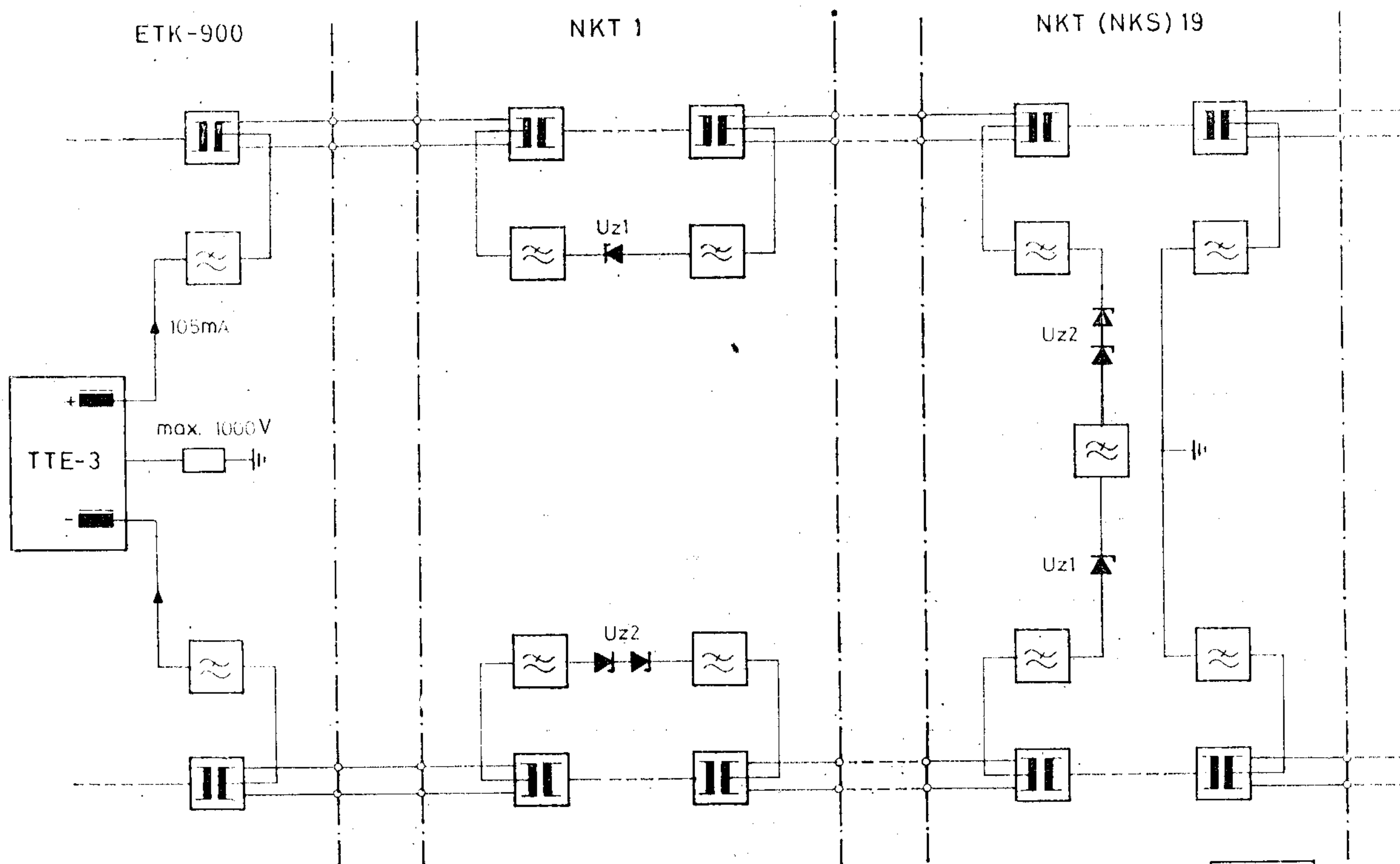
A tartály alsó részén, kétoldalt, egy-egy kábelfej van felerősítve csavaros kötésekkel a karimás csőcsomókhoz. A kábelfejek két-két db 3 m-es kábelfarokkal vannak ellátva a vonali kábelhez való csatlakoztatáshoz.

A talajba való telepítés után a tartályfedél felső része 100—150 mm-rel van a talaj szintje felett. A telepített tartályos kivitelű erősítőállomás vázlatos rajzát a 12. ábra mutatja.



H259-7

7. ábra. Kettős, soros leágaztatás. ① vonaliberendezés, ② leágazó berendezés



H259-8

8. ábra. Távtáplálás a BK—900 C rendszerben

NKS—900 szekrényes kivitelű korrekciós távtáplált erősítő berendezés

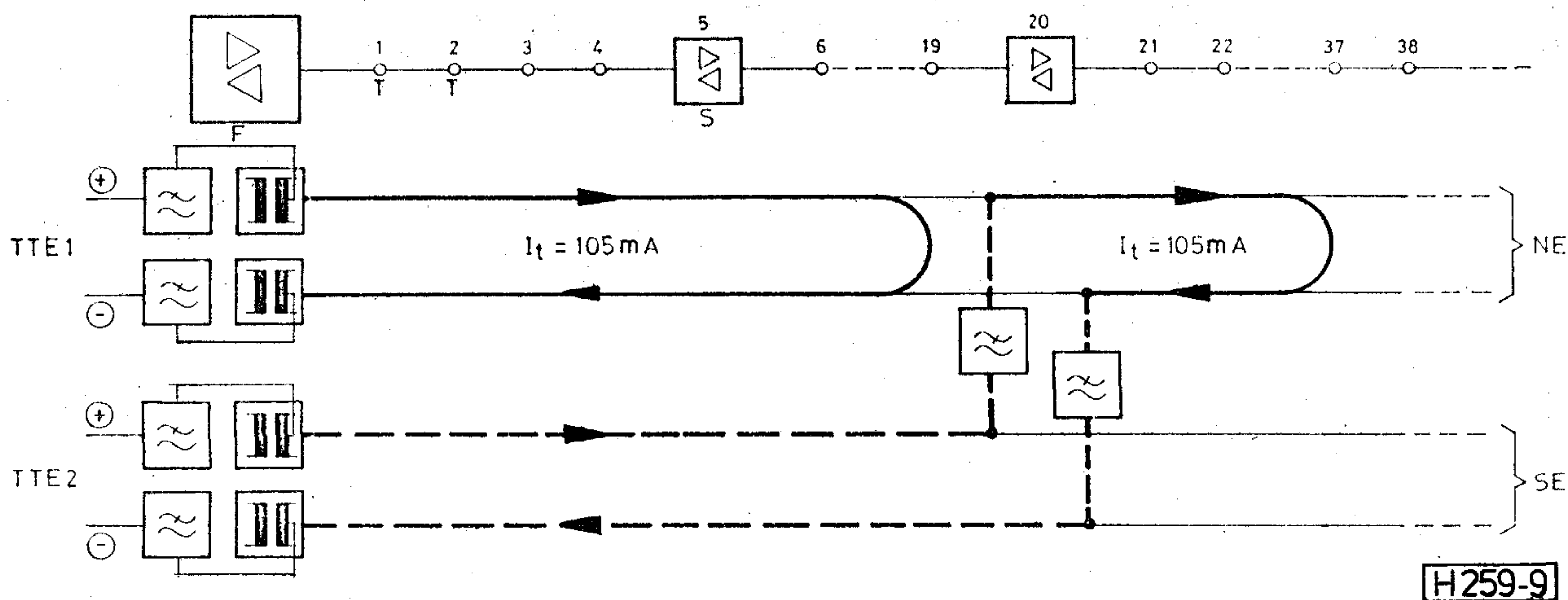
Feladata:

- A csatlakozó kábelszakasz csillapítás-kiegyenlítése, rövidebb szakasz esetén annak névleges hosszra történő kiegészítése.
- A felhalmozódó csillapítás-torzítások kiegyenlítése magisztrális korrektorral (max. 5 erősítőszakasz).

— Vonalpilottal vezérelt erősítoszabályozás (egyik irányban), állandó értékű erősítés (másik irányban).

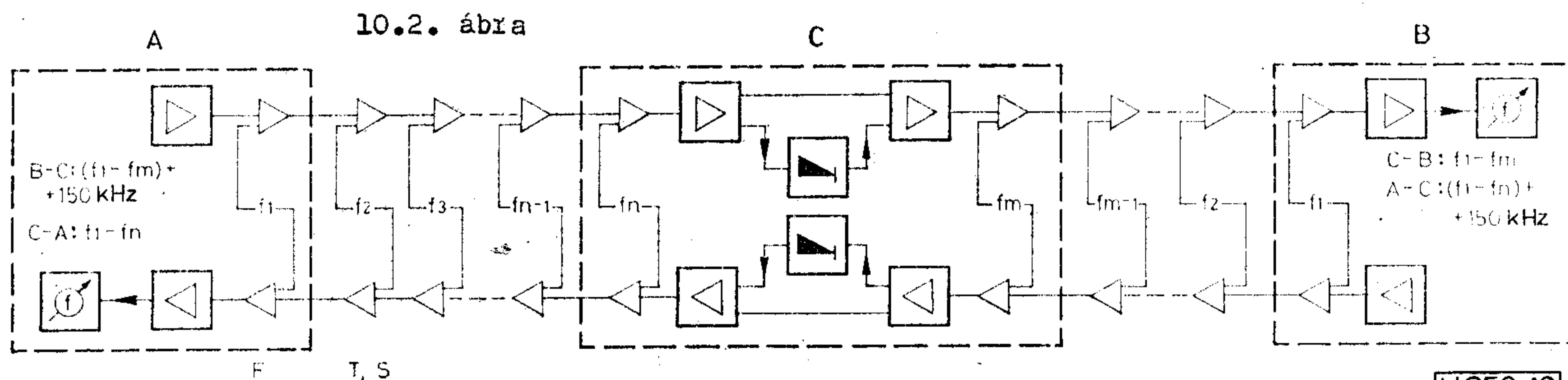
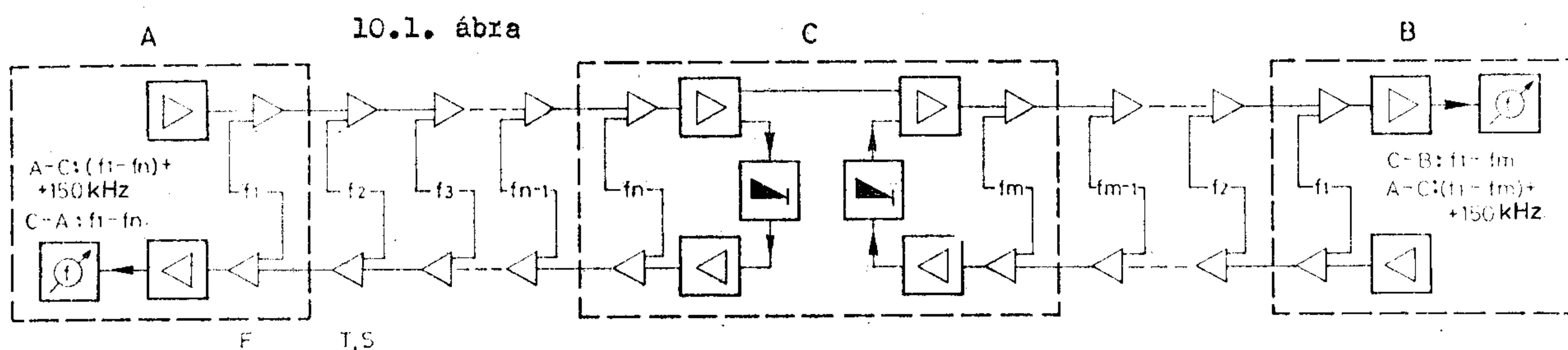
- Indukált zavaró feszültségek elleni védelem.
- Távkiszolgálás jeleinek adása és átvitele (hiba-hely behatárolás és szolgálati összeköttetés) a felügyeletes állomásokhoz.

A berendezés névleges erősítése 4287 kHz-en szintén 40,22 dB. Az alkalmazott vonalerősítő azonos a tartályos erősítőállomáson alkalmazottal. A vonalerősítőkn kívül a távtáplált állomás



9. ábra.

F feltügyeletes állomás; *S* szekrényes kivitelű távtáplált állomás;
T tartályos kivitelű távtáplált állomás; *NE* vivőfrekvenciás érpárok;
SE szolgálati érpárok



10. ábra. Távfelügyeleti rendszer felépítése

10.1. ábra. Mindkét irány ellenőrzése egy távtáplált szakaszon

10.2. ábra. Egyik irány ellenőrzése két távtáplált szakaszon

mindkét irányban tartalmaz magisztrális kiegyenlítőket.

Az erősítő szekrényen kívül, a kábelvégződés közelében vannak elhelyezve a vonalcsatlakozó szerelvények. Ezekben lévő vonaltranszformátorok illesztik a berendezés belső 75 ohm-os, aszimmetrikus impedanciáját a szimmetrikus kábel 165 ohm-os impedanciájához. A vonalcsatlakozó szerelvény ezenkívül tartalmazza a bemeneti túlfeszültség elleni védő áramkört. A szekrényes kivitelű erősítőállomás blokkvázlatát a 6. ábra mutatja.

A berendezés hermetikusan zárható acélszekrényben van elhelyezve. A szekrény vízmentes aknában (rendszerint a 60-csatornás rendszer

aknájában) kerül telepítésre, a szekrény hátán elhelyezett fülek segítségével a falra erősítve.

A szekrény belsejében elhelyezett tartó szerkezet fogadja az állomás áramköreit: a két átviteli irány közös alumínium búraba épített vonalerősítőit, a különálló dobozokba szerelt két magisztrális kiegyenlítőt, két (vagy három) tápszűrőt, a szolgálati szerelvényt és a tápáram visszahurkolására szolgáló adaptert.

A szekrényes kivitelű erősítő berendezés vázlatos nézeti rajza a 13. ábrán látható.

A szekrényhez átviteli irányonként egy-egy vonalcsatlakozó doboz tartozik, amelyeket a vonali kábelbevezető berendezés közelében ajánlatos elhelyezni.

Vonalkiegyenlítés rendszere

Automatikus erősítés-szabályozás

A vonalszakaszon kétpilotos rendszerű automatikus erősítés-szabályozás működik. A kábel-hőfokváltozás hatására fellépő csillapításváltozás kiegyenlítése a 4287 kHz-es fő vonalpilot segítségével önműködően történik a felügyeletes és a távtáplált állomások vonalerősítőiben. Az automatikus szabályozó áramkör két erősítoszakasz csillapításiingadozásait egyenlíti ki. A vonali sáv alsó részén keletkezett, a fő pilotjel által vezérelt szabályozás után fennmaradó szisztematikus maradék hiba kiegyenlítését a 308 kHz-es segéd vonalpilot végzi önműködően a felügyeletes állomáson.

A szabályozott vonalerősítők automatikus szabályozástartománya a fő vonalpilotfrekvenciáján ± 5 dB. A felügyeletes állomáson a segéd vonalpilottal vezérelt szabályozástartománya 308 kHz-en ± 3 dB.

Állandó kiegyenlítő áramkörök

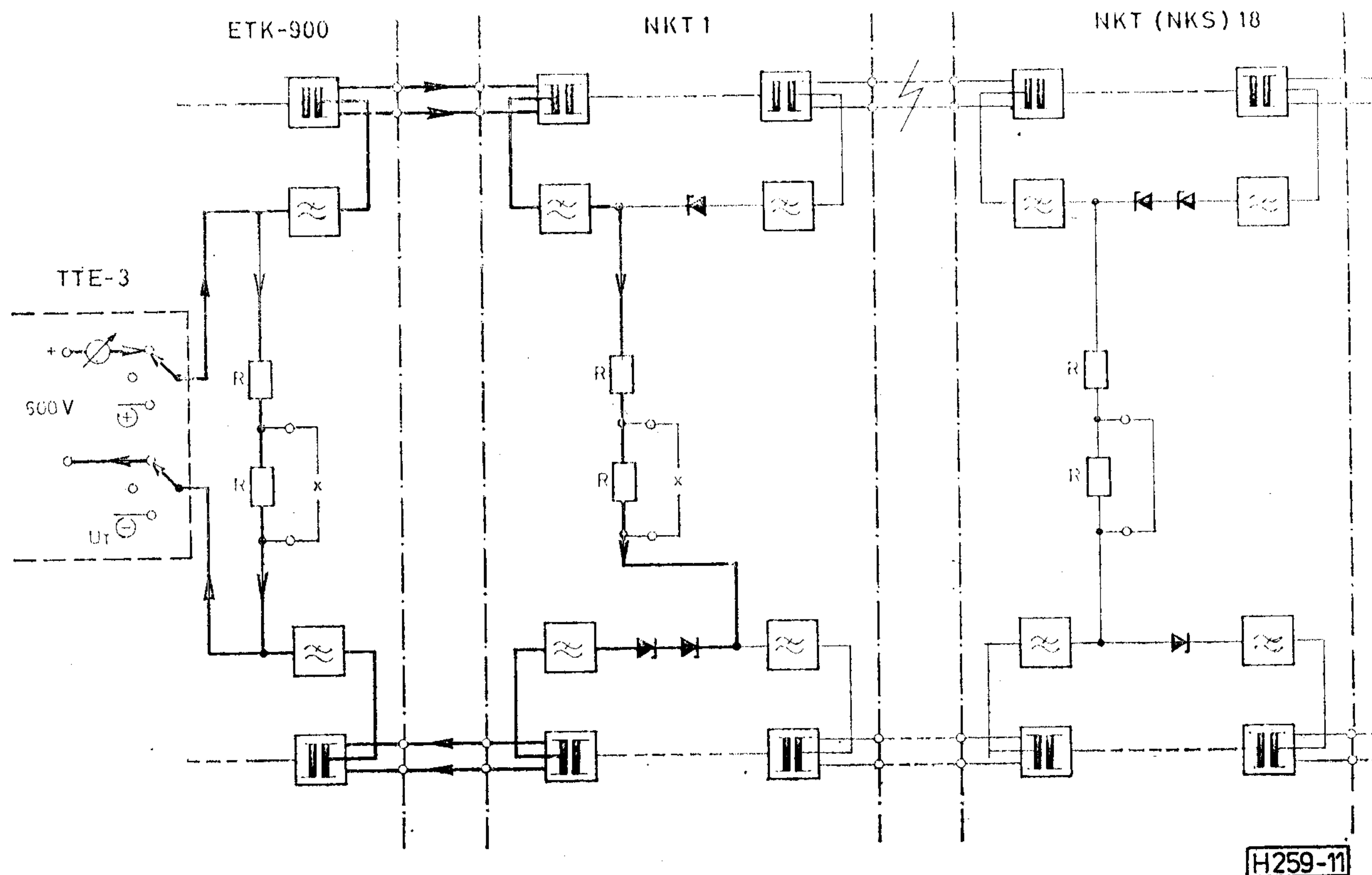
A rendszer vonalerősítői a beépített állandó kiegyenlítő áramkörök segítségével az állomást megelőző kábelszakasz csillapítás-karakterisztikájának teljes kiegyenlítését elvégzik. Az *állandó erősítő* erősítése a névleges érték körül ± 3 dB-lel beállítható. A beállítási lépések nagysága 1 dB.

Kábeltoldalék (művonal) beiktatásával lehetőség van a névlegesnél rövidebb erősítoszakasz kiegészítésére. A rendszerhez tartozó kábeltoldalék elektromos hossza max. 37,5 dB, ami 2,5 dB lépésben állítható be átforrasztással. A művonalaikat a rövid szakaszt követő vonalerősítő bemenetén kell beiktatni a vonalszakasz bármely állomásán.

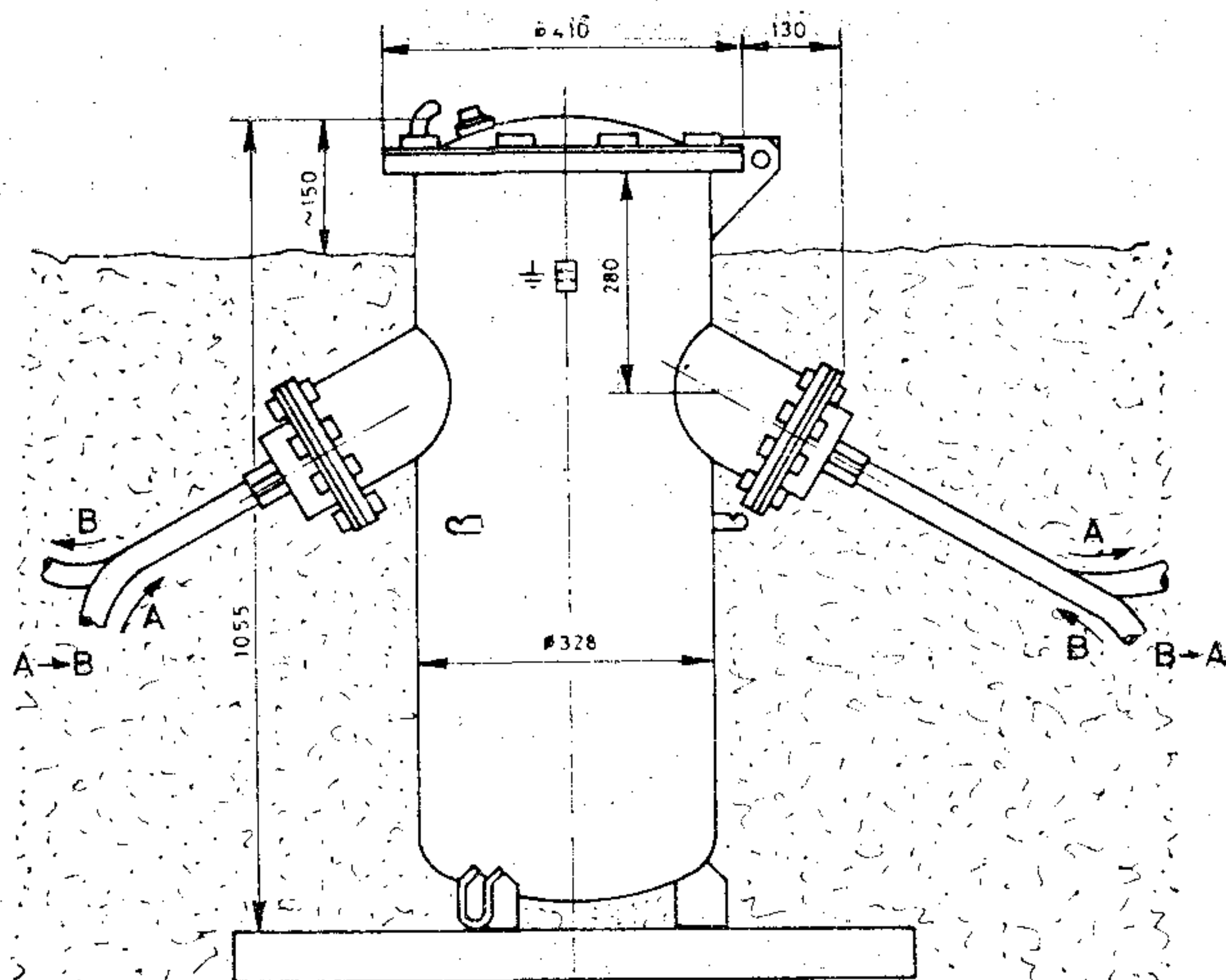
A vonalon felhalmozódó, rendszertelen, hőmérsékletváltozástól független csillapítás-torzítások kiegyenlítésére a felügyeletes állomásokon és a szekrényes kivitelű, korrekciós távtáplált erősítőállomásokon az átvitel mindkét irányában elhelyezett *magisztrális kiegyenlítő* (*fix kiegyenlítő*) áramkörök szolgálnak.

A vonalszakasz minden ötödik távtáplált állomási berendezése korrekciós (szekrényes) kivitelű. A magisztrális kiegyenlítők a felügyeletes állomási erősítő berendezés adás- és vételirányába is be vannak építve.

A maradék csillapítástorzítás szezonálisan változó részének periódikus kiegyenlítésére a felügyeletes állomás vételi ágában található *manuális kiegyenlítő* készlet szolgál. A készlettel a vonali frekvenciasávba eső 10 rögzített frekvencián állítható be haranggörbe alakú, szelektív szintnövekedés vagy szintcsökkenés fokozatkapcsolók segítségével. Mindegyik frekvencián max. ± 3 dB értékű korrekció állítható be, kb. 0,6 dB lépésekben.



11. ábra. Táphurok szakadás behatárolása.
 U_T távtápláló feszültség
 Távtáplált állomások (NKT, NKS) Ellenállás
 1...12 $2R$
 13...19 R



H259-12

12. ábra. NKT-900 távtáplált erősítő berendezés telepítése

A felügyeletes állomáson az adásirány bemenetén és a vételirány kimenetén *állomási kábel kiegyenlítő* van alkalmazva. A kiegyenlíthető maximális kábelcsillapítás 1,5 dB (kb. 50 m hosszú kábel). A kiegyenlítési lépések nagysága 0,3 dB.

Leágaztató berendezés

A LEB-3-2 típusjelű leágaztató berendezés a felügyeletes középállomáson leágaztatást és közvetlen továbbkapcsolást tesz lehetővé a vonali spektrumból, mindkét átviteli irányban. A leágaztatás során adott számú és fekvésű csatornacsoporthoz végződtetésre vagy egyik összeköttetésről a másikra való átvitelére van lehetőség.

Az univerzális felépítésnek köszönhetően a leágaztatási változatok száma igen nagy.

Lehetséges üzemmódok

a) A leágazó irányok számától függően:

- egyes (egyoldali) leágaztatás — a leágaztatás az A és B állomás közötti összeköttetésről csak egyik irányban történik (azaz pl. levétel A felől és visszatáplálás A felé);
- kettős (kétoldali) leágaztatás — a leágaztatás az A és B közötti összeköttetésről mindkét irányban történik.

b) A leágaztatott, illetőleg továbbkapcsolt vonali frekvencia tartománytól függően:

- párhuzamos (veszteséges) leágaztatás — a továbbkapcsoláshoz szűrőre nincs szükség, a teljes vonali sáv átvitelre kerül mind átmenő, mind leágazó irányban. A továbbmenő irányban, a leágaztatott csoportok által elfoglalt frekvencia tartomány újbóli kihasználása nem lehetséges;
- soros (veszteségmentes) leágaztatás — a továbbkapcsoláshoz szűrőre van szükség

továbbmenő irányban, a leágaztatott csoportok elnyomása céljából. Így ezek helyére ugyanolyan vonali fekvésű csoportokat lehet betáplálni leágazó irányból.

Egy leágaztatási változatra példát a 7. ábra mutat.

Végállomási és felügyeletes erősítőállomási berendezés táplálása, riasztó rendszer

Az ETK-900 keretben lévő áramkörök működéséhez szükséges 12 V vagy 21 V stabilizált egyenfeszültségeket külső egyenfeszültségről üzemelő átalakítók állítják elő.

A pozitív ágon földelt központi telepfeszültségek értéke 24 V, 48 V vagy 60 V lehet.

A keret riasztó áramköre az alábbi esetekben ad riasztást:

- tápfeszültség átalakító üzemzavara vagy biztosíték kiolvadása esetén;
- távtápláló áram nagymértékű megváltozásakor (pl. táphurok szakadás);
- távtápláló feszültség föld-aszimmetriája esetén;
- ha a vonalpilót oszcillátor kimenő szintje a megengedett határértéket túllépi;
- ha a vett vonalpilót szintje a megengedett határokat túllépi a felügyeletes állomáson;
- hibahely behatároló áramkör riasztása esetén (ha a hibabehatároló jelek szintje a megengedett határokat túllépi);
- szolgálati hívás esetén.

A riasztások a hiba jellegétől függően „sürgős” vagy „nem sürgős” kategóriába csoportosíthatók. A riasztási jelzések észlelésük után „emlékeztető” állapotba állíthatók, így a hiba elhárításának ideje alatt az áramkör újabb, más kategóriájú riasztást képes fogadni. A riasztó rendszer lehetővé teszi a hiba helyének és jellegének meghatározását a kereten belül.

A keret riasztó rendszere az állomási riasztó rendszerbe bekapcsolható.

Távtáplálás

A távtáplált erősítőállomások tápárammal való ellátását a felügyeletes állomási ETK keretbe épített távtápláló egységek (TTE-3) végzik.

A vonalerősítők táplálása a szimmetrikus érpárok fantomáramkőren történik, sorosan, stabilizált egyenárammal. A távtápláló áram névleges értéke 105 mA. A rendszer iránt támasztott fontos követelmény, hogy a távtáplált szakasz hossza egyezzen meg a 60-csatornás rendszer távtáplált szakaszának hosszával, mely jelen esetben 280 km. Apolitszabályozással ellátott vonalerősítők kapcsolási feszültsége 20 V, a szabályozás nélkülieké pedig 10 V. A kábel ellenállása 16 ohm/km, a megengedett maximális távtápláló feszültség 1000 V. A fenti adatok szerint csak a megadott szakasz fele táplálható, ezért a táplálás két részre van osztva. Az erősítők egy része a vivós érpár fantom-

áramkörén kap tápáramot, a többi erősítőhöz a hangfrekvenciás szolgálati érpár fantomáramkörén jut el a tápáram egy második tápegyságtól és megfelelő szűrőkön át csatlakozik a második távtáplált szakasz vivős érpárjának fantomáramkörébe.

A távtáplálás rendszerét a 8. ábra, a maximális hosszúságú tápszakasz vázlatos felépítését a 9. ábra mutatja.

A rendszer összetételébe hordozható távtápláló egység (HTE—3) is tartozik. Ez üzembehelyezési és kábeljavítási munkák idejére lehetővé teszi két szomszédos távtáplált állomás közötti kábelszakasz feszültségmentesítését az üzem fenntartása mellett. Ilyen esetben a szóbanforgó szakaszt megelőző állomáson a távtápláló áramkört ideiglenesen visszahurkolják, a szakaszt követő állomásról pedig a hordozható távtápláló egység biztosítja a többi állomás táplálását.

Távfelügyelet és hibahely behatárolás

Az erősítőállomások felügyeletét a távtáplált szakasz két végén lévő felügyeletes állomások látják el. A távfelügyeleti rendszer az alábbi hibaállapotok észlelését és a hibahelyek behatárolását biztosítja:

- Erősítő meghibásodás;
- Tartályfedél felnyitás;
- Táphurok szakadás;
- Táphurok zárlat;
- Földzárlat.

A hibák jelzése és helyének behatárolása a nagyfrekvenciás érpárokon történik, külön segéderekre nincs szükség.

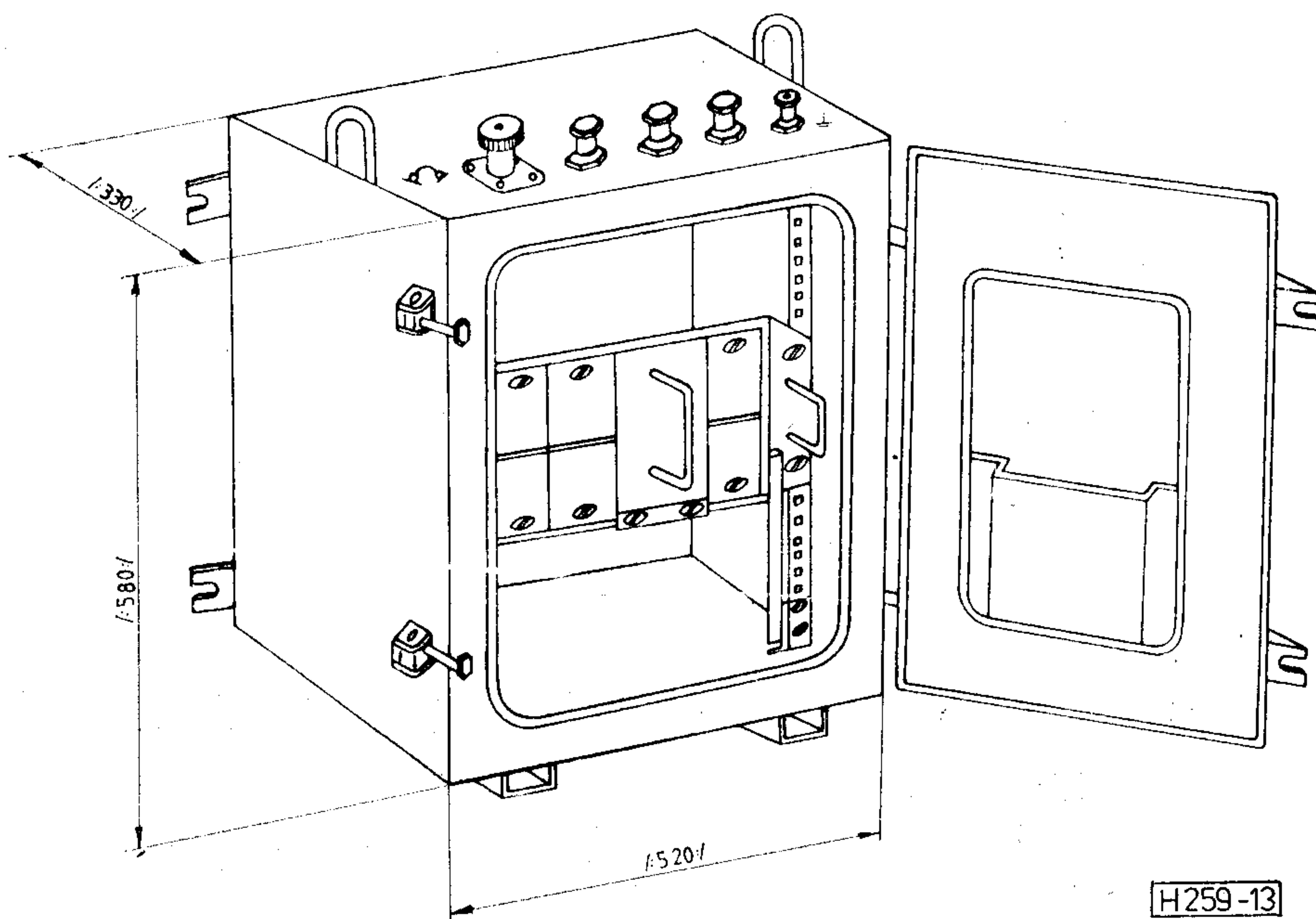
Valamennyi vonalerősítő egységben — mind a felügyeletes, mind a távtáplált állomásokon — kristályoszillátor található, amely mindkét irányú erősítő bemenetére csatlakozik. Az oszcillátor frekvenciáját a vonalszakasz üzembe helyezésekor az erősítő egységbe dugaszolt kristály határozza meg. A kristályok frekvenciája a 4500—4650 kHz tartományban 2 kHz-es lépésként következő 76 frekvencia egyike lehet.

A vonalerősítő egységekben lévő oszcillátorok állandóan működnek és jelük mindkét irányú erősítőjének bemenetére kerül a vonali sáv feletti frekvencia tartományban. A felügyelő állomás hibahely behatároló áramköre végzi a beérkező hibabehatároló jelek felügyeletét ciklikus letapogatással, folyamatosan. Hiba esetén (pl. erősítő hiba vagy erősítő tartály fedelének felnyitása következtében) a felügyelő állomáson riasztás lép fel. Egyidejűleg a berendezés a hibás állomás sor-számát kijelzi.

A távfelügyeleti rendszer felépítése olyan, hogy lehetőség van a felügyelt szakasz hosszának megduplázására. Ez a felügyeletes állomáson elhelyezett modulátor segítségével hajtható végre. A modulátor lehetővé teszi, hogy az egymás után kapcsolt két felügyelt szakasz hibabehatároló jelei külön frekvencia tartományban érkezzenek a vevő állomásra.

A távfelügyeleti rendszer szervezésére a 10. ábra mutat példákat.

Kábelszakadás, illetve táphurok szakadás helyének behatárolása a távtápláló egységbe épített szakadásvizsgáló áramkör segítségével történik. Táphurok szakadás esetén a tápegység automatikusan lekapcsolódik. Ezt követően a távtápláló egységen lévő nyomógombok működtetésekor 600



13. ábra. NKS—900 távtáplált erősítő berendezés felépítése

V egyenfeszültség kapcsolódik a táphurokra. Az erősítőállomásokon sőt ellenállások vannak a táphurok két ága között. A szakadás helyéig az ellenállások párhuzamosan kapcsolódnak egymással. Az ellenállások eredője megszabja a távtápláló egységen lévő árammérő műszeren átfolyó áramot, ami egyben a táphurok szakadás helyét (pozícióját) is meghatározza. Az árammérő közvetlenül állomás-pozícióban van kalibrálva.

A táphurok szakadás behatárolására példát a 11. ábra mutat.

A táphurok zárata esetén a távtápláló áram a zárlat helyén hurkolódik vissza, ezért a terhelés kisebb és így a távtápláló feszültség lecsökken. Mivel a távtápláló feszültség nagysága arányos a távtáplált állomások számával, a feszültségcsökkenés mértékéből megközelítőleg kiszámítható a zárlat helye.

A táphurok föld-aszimmetriáját figyelő áramkör a távtápláló egységbe van beépítve. Amennyiben a táphurok földhöz képesti aszimmetria feszültségének nagysága a $\pm 20 \dots 30$ V-ot meghaladja, az áramkör riasztást ad. Ilyen föld-aszimmetria lép fel a káblér vagy a berendezés egy-pontos föld-zárata, vagy a szigetelésiellenállás nagymértékű lecsökkenése esetén.

Szolgálati távbeszélő áramkör

A BK—900 C rendszer vonalszakaszán egy hangfrekvenciás, kombinált állomás-szolgálati — szakasz-szolgálati áramkör építhető ki.

A szolgálati áramkör négyhuzalos, a vonali kábelek BK—900 C rendszerhez használt érnégyeseinek egy-egy pupinozott érpárján üzemel. A pupincsévák a távtáplált erősítő berendezésekbe vannak beépítve.

A felügyeletes állomásokon a szolgálati összeköttetés szerelvényei az ETK—900 keretben vannak elhelyezve (SB—6 betét). A távtáplált állomásokon a szolgálati áramkörhöz hordozható távbeszélő készülék csatlakoztatható (SzT—06).

A felügyeletes állomások berendezése szelektív hívóáramkörrel van ellátva. Ezek az állomások egymást 1-től 9-ig terjedő tárcsaimpulzusokkal (2100 Hz-es jelzőhang szaggatásával) hívhatják. Szelektív hívás a hordozható távbeszélő készülékkel is adható. Az egyes állomások hívószáma a vonalszakasz üzembe helyezésekor forrcsúcsátkötéssel állítható be. A „0” számjegy tárcsázásával köröztvény hívás adható az összes állomásnak.

Műszaki adatok

Rendszerjellemzők

Vonali kábel

— átvitelhez használt kábelek száma	2
— kábelenként szükséges érnégyesek száma	1
— ératmérő	$\varnothing 1,2$ mm
— szigetelés	polisztírol, kordel

Erősítőszakasz hossza (+ 8 °C átlagos kábelhőmérsékleten)	3,84 km
Korrekciós szakasz hossza (+ 8 °C átlagos kábelhőmérsékleten)	19,2 km
Csatlakozó impedanciák	
— multiplex oldal	75 ohm, aszim.
— vonali oldal	165 ohm, szim.
Átvitt frekvenciasáv	312—4188 kHz
Névleges csatlakozó szintek	
— multiplex oldal	—33/—33 dBr
	vagy
	—36/—23 dBr
— vonali oldal (vonalerősítő egység)	
adás kimenet (4188 kHz)	—8,5 dBr
vétel bemenet (4188 kHz)	—51,5 dBr
Preemfázis névleges értéke	kb. 10 dB
Vonalerősítő egység névleges erősítése (4287 kHz-en)	43,5 dB
Távtáplált állomás eredő névleges erősítése (4287 kHz-en)	40,22 dB
Erősítés beállítási tartománya (szabályozás nélküli vonalerősítőnél)	± 3 dB/1 dB lépésben
Beépíthető kábeltoldalék csillapítása	max. 37,5 dB/2,5 dB lépésben
Fő vonalpilottal vezérelt automatikus erősítés-szabályozás tartománya (szabályozott vonalerősítőnél)	± 5 dB
Segéd vonalpilottal vezérelt automatikus erősítés-szabályozás tartománya (felügyeletes állomási berendezésben)	± 3 dB
Vonali szabályozó pilotjelek	
— frekvenciája	
fő pilot	4287 kHz
segéd pilot	308 kHz
— szintje	—10 dBmO
Frekvencia összehasonlító pilotjel	
— frekvenciája	300 kHz
— szintje	—10 dBmO
Pilotjelek elnyomó szűrőinek csillapítása a névleges frekvencián	min. 40 dB
Vonali terhelt zaj	max. 3 pWOp/km
Homogén vonalszakasz hossza	max. 560 km

Távfelügyelet

Egy irányban távfelügyelhető vonalerősítők száma	max. 2×76
Távfelügyelt vonalszakasz hossza	max. 560 km
Hibabehatároló oszcillátorok	
— frekvenciái moduláció nélkül	4500—4650/2 kHz
moduláció után	4650—4800/2 kHz
	lépésben
— szintje	—30 dBmO

Szolgálati áramkör

Üzem mód	4-huzalos
Két felügyeletes állomás között áthidalható vonalcsillapítás (800 Hz-en)	max. 45 dB
Pupincséve névleges induktivitása	95 mH
Átvitt frekvenciasáv	0,3—2,6 kHz

Távtáplálás

Távtápláló egyenáram	105 mA
Távtápláló feszültség	max. 1000 V
Mérőfeszültség (szakadásvizsgálathoz)	600 V
Egy oldalról táplálható állomások száma	
— egy tápegységgel	max. 19
— két tápegységgel	max. 37
Távtáplált szakasz hossza	max. 280 km

Felügyeletes állomási berendezés táplálása

Primer tápfeszültség	24 V, 48 V vagy 60 V
----------------------	----------------------

Teljesítményfelvétel a primer tápforrásból

— nagyfrekvenciás áramkör	max. 30 W
— leágazó berendezés	max. 20 W
— szolgálati és hibahely	

behatároló berendezések	max. 30 W
— távtápláló berendezés	max. 150 W

Klíma adatok

Felügyeletes állomási berendezés	
— környezeti üzemi hőmérséklet	+5...+40 °C
— légnedvesség	max. 80%
Távtáplált berendezések	
— környezeti üzemi hőmérséklet	—20...+40 °C

A berendezések méretei

ETK—900 erősítő és távki-szolgáló keret	2600×600×235 mm
NKT—900 tartályos kivitelű távtáplált erősítő berendezés	Ø328×1070 mm
NKS—900 szekrényes kivitelű távtáplált erősítő berendezés	670×585×400 mm

IRODALOM

- [1] Dr. Somogyi János—Papp Lajos: Átviteltechnikai berendezések E2 konstrukciója. BHG—ORION—TERTA Műszaki Közlemények 1979. 4. szám. 170. oldal.

(Folytatás a 221-es oldalról.)

— a Budapesti Műszaki Egyetem Híradástechnikai Elektronikai Intézetében.

A TKI-ban a látogatókat az Intézet vezérigazgatója fogadta és rövid tájékoztatást adott az Intézet tevékenységéről. Ezután a látogatók hat csoportban megtekintették a laboratóriumokat, ahol a legfőbb kutatási tevékenységekkel ismerkedhettek. Végül a tanács-teremben kötetlen beszélgetés alakult ki az Intézet vezetőivel.

Több kulturális program is volt, melyek nagymértékben hozzájárultak hazánk jobb megismeréséhez. Ilyenek voltak többek közt a Nemzeti Galéria és a Parlament megtekintése, városnézés, orgonahangverseny a Mátyás templomban. Legjobban sikerült azonban az a hajókirándulás, melyet az utolsó nap délutánján tartottunk Szentendre nevezetességeinek megtekintésére. A Kovács Margit Múzeum egyöntetűen mindenkinek megnyerte a tetszését. A hajón töltött idő kiváló alkalom volt a konferencia eseményeinek meg tárgyalására, a barátságok elmélyítésére.

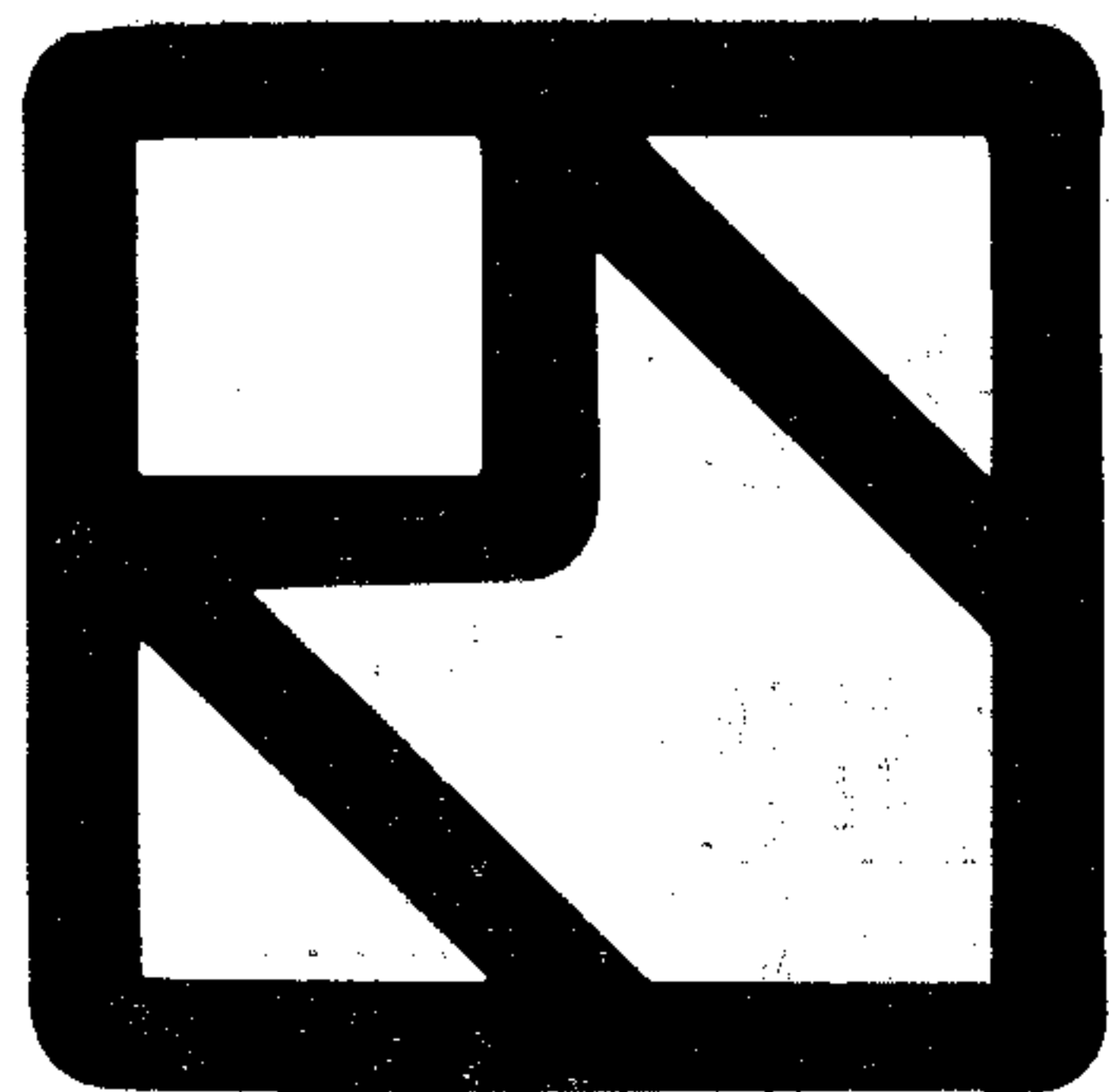
A konferenciákon nagyon jól beváltak a különböző önkéntes segítségék. Nagyon fontos munkát végeztek a tudományos szekciótitkárok, akik angol nyelvtudásuk és hazai ismeretségük révén nagyon sokat segítettek az elnököknek a szekciók irányításában. Ezek a többnyire fiatal szakemberek odaadással, szorgalommal és pontosan látták el feladatukat és közben ők maguk is sok jó előadást hallgattak saját szakmájuk területéről. Hasonlóan lelkes, szorgalmas munkát végeztek azok az

egyetemisták, akik a külföldiek fogadásában, kísérésében, a technikai bonyolításban segédkeztek.

Sajnos, nem váltak ilyen jól be a fizetett szolgáltatók. A vetítések, hangosítások több kívánnivalót hagytak maguk után. Nem volt túl szerencsés, hogy a konferenciák két helyen zajlottak és a szekciók közti váltás csak 5 perc sétával volt megoldható. Szerencsére az időjárás kedvező volt, és így ez a séta nem okozott nagyobb kellemetlenséget.

Nagy problémát okozott még a Konferenciákon, hogy sok előadás elmaradt úgy, hogy a szerzők semmiféle értesítést nem küldtek. Többször előfordult, hogy a szerző megkért valakit az előadás megtartására, de az illető ezt nem jelezte előre, csak az elnök felszólításakor derült ki. Ezek miatt a programban gyakran voltak változások, ami miatt nehezen lehetett a szekciók között mozogni. Egy-egy előadássorozatot egyfolytában kellett végighallgatni. Az elmaradások kérdésével mind az URSI, mind a Microcoll rendező bizottsága foglalkozott, de megnyugtató megoldást nem tudtak találni.

Összefoglalóan meg lehet állapítani, hogy a konferenciák tudományos programja várakozáson felül sikerült. Az URSI vezetői és a konferencia résztvevői egyaránt kijelentették, hogy nagyon magas színvonalú volt a konferencia, az előadások érdekesek és tanulságosak voltak. Örültek, hogy ezen a konferencián résztvehettek. A két rendezvény közös sikere alapján döntött úgy a Microcoll Rendező Bizottság, hogy az 1990. évi Kollokviumot az Európai Mikrohullámú Konferenciával közösen kívánja megrendezni.

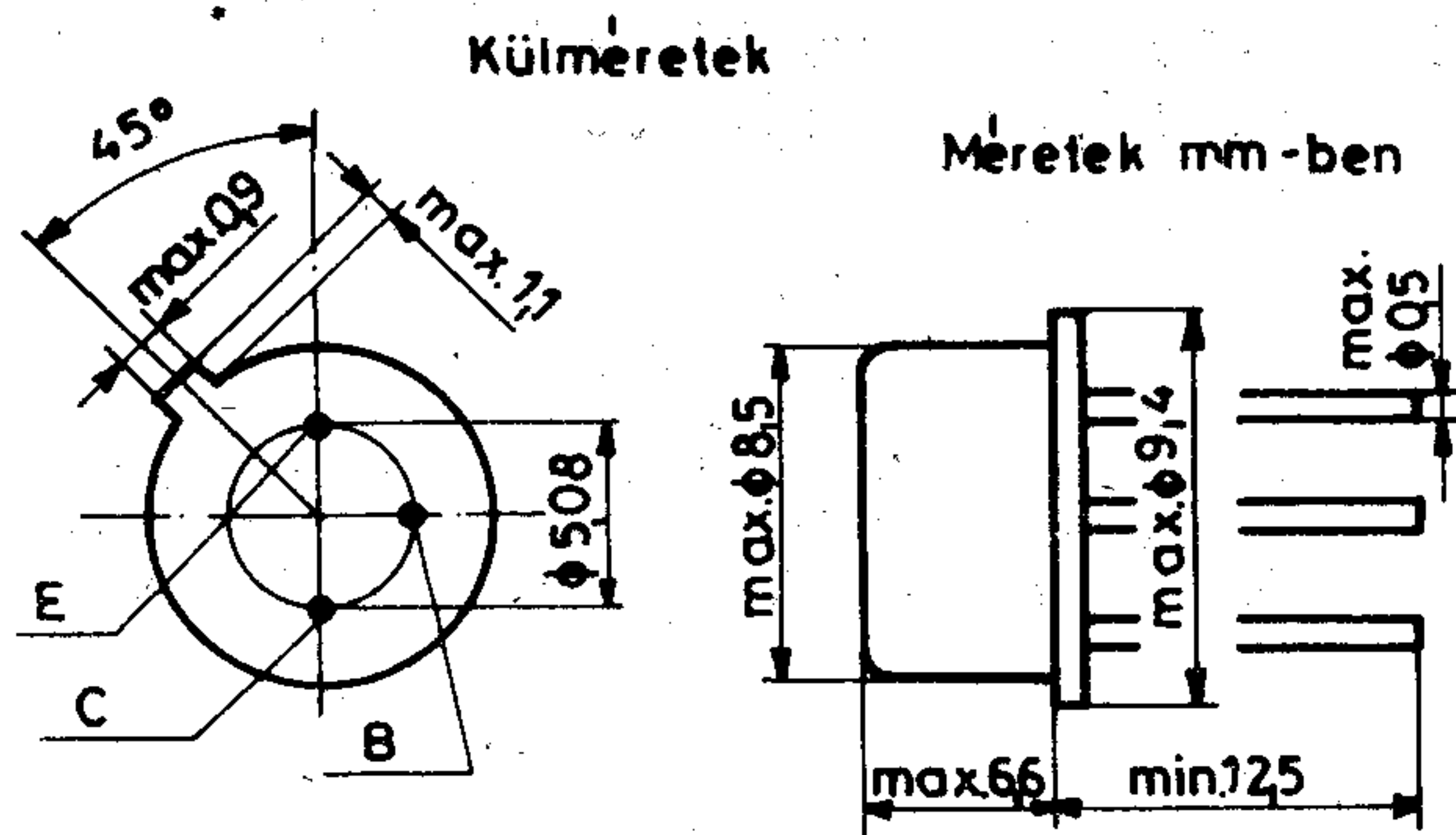


M.E.V. MIKROELEKTRONIKAI VÁLLALAT

IV., Fóti út 56.

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

Nagyfeszültségű szilícium NPN planár tranzisztor 2N 3439 2N 3440



Tok: TO-39
Tömeg: kb 1,5g

A kollektor a fémházzal
össze van kötve.

Ajánlott alkalmazás

A 2N 3439, 2N 3440 nagyfeszültségű szilícium epitaxiális planár NPN tranzisztor közszükségleti és ipari felhasználásra szolgál. Elsősorban meghajtóként alkalmazható nagyfeszültségű kis áramú inverterekben, kapcsoló és soros üzemű stabilizátorokban.

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

Schronk László

MAXIMÁLIS HATÁRADATOK	JELÖLÉS	2N 3439	2N 3440	EGYSÉG
Kollektor-bázis feszültség	V_{CBO}	450	300	V
Kollektor-emitter feszültség	V_{CEO}	350	250	V
Emitter-bázis feszültség	V_{EB0}	7	7	V
Kollektor egyenáram	I_C	1	1	A
Bázis egyenáram	I_B	0,5	0,5	A
TELJES TELJESÍTMÉNYDISSZIPÁCIÓ				
$T_{amb} 50^\circ C$	P_{tot}	1	1	W
$T_{case} 25^\circ C$	P_{tot}	10	10	W
Átmeneti hőmérséklet	T_j	150	150	$^\circ C$
Tárolási hőmérséklet	T_s	- 55...+150		$^\circ C$
HŐELLENÁLLÁS				
átmenet és tok között	R_{thjc}	17,5	17,5	K/W
átmenet és környezet között	R_{thja}	150	150	K/W

STATIKUS JELLEMZŐK $T_{case} = 25^\circ C$ ha másként nincs meghatározva	JELÖLÉS	2N 3439	2N 3440	EGYSÉG
Kollektor-bázis visszáram ($I_E = 0$) $V_{CB} = 360V$ $V_{CB} = 250V$	I_{CBO} I_{CBO}	≤ 20	≤ 20	μA μA
Kollektor-emitter visszáram ($I_B = 0$) $V_{CE} = 300V$ $V_{CE} = 200V$	I_{CEO} I_{CEO}	≤ 20	≤ 20	μA μA
Kollektor visszáram ($V_{BE} = -1,5V$) $V_{CE} = 450V$ $V_{CE} = 300V$	I_{CEX} I_{CEX}	≤ 500	≤ 500	μA μA
Emitter-bázis visszáram ($I_C = 0$) $V_{EB} = 6V$	I_{EB0}	≤ 20	≤ 20	μA
Tartós kollektor-emitter feszültség* ($I_B = 0$) $I_C = 50 mA$	$V_{CEO (sus)}$	≥ 350	≥ 250	V
Kollektor-emitter maradék feszültség* $I_C = 50 mA$, $I_B = 4 mA$	V_{CEsat}	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$	V
Bázis-emitter maradék feszültség $I_C = 50 mA$, $I_B = 4 mA$	V_{BEsat}	$\leq 1,3$	$\leq 1,3$	V
Egyenáramú áramerősítési tényező* $I_C = 20 mA$, $V_{CE} = 10V$ $I_C = 2 mA$, $V_{CE} = 10V$	h_{21E} h_{21E}	4 ... 160 ≥ 30		

* Impulzus üzem: impulzus hossza = 300 μs , kitöltési tényező $\leq 2\%$.

DINAMIKUS JELLEMZŐK $T_{case} = 25^\circ C$	JELÖLÉS	2N 3439	2N 3440	EGYSÉG
Kisjelű áramerősítési tényező $I_C = 5 mA$, $V_{CE} = 10V$, $f = 1 kHz$	h_{21e}	> 25		
Kimenő kapacitás $V_{CB} = 10V$, $f = 1 MHz$	C_{ob}	< 10		pF
Tranzitfrekvencia $I_C = 10 mA$, $V_{CE} = 10V$, $f = 5 MHz$	f_T	> 15		MHz



M.E.V. MIKROELEKTRONIKAI VÁLLALAT

Lineáris lépésszámú algoritmus $N=2^c$ hosszúságú diszkrét Fourier-transzformált számítására

DR. KOCSIS FERENC

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk $N=2^c$ hosszúságú adatsorozatok diszkrét Fourier transzformáltjának számítására mutat be új algoritmust. Az eljárás a fokozatos részekre osztáson alapszik: az N -pontos transzformációt egy $N/2$ -pontos, egy $N/4$ -pontos DFT és négy $\text{mod}(z^{N/8}+1)$ szerinti polinomszorzat számítására bontja. A szükséges szorzások száma $O(N)$.

1. Bevezetés

A dolgozatban a fokozatos részekre osztás elvét alkalmazó új számítási algoritmusról lesz szó. A számítási bonyolultságot a szükséges valós szorzások számával mérjük. Noha a jelfeldolgozó processzorok újabb generációjának megjelenésével (pl. TMS 32010) a korábban használt számítási modellek módosítására van szükség (azaz a legfontosabb bonyolultsági mérték a teljes műveletszám), bizonyos alkalmazásokban (pl. nagytömegű adat feldolgozása spektrumanalíziskor, geofizikában stb.) jól hasznosítható lineáris multiplikatív komplexitású diszkrét Fourier-transzformációs (DFT) algoritmus.

Az irodalomból jól ismert ([5]), hogy az $N=2^c$ hosszúságú DFT multiplikatív komplexitása $O(2^c)=2^{c+1}-c^2-3$, azonban nem ismert a gyakorlatban is jól használható $O(2^c)=O(N)$ komplexitású algoritmus nagyobb pontszámokra. Az első eredményről Duhamel és Hollmann cikke ([2]) számol be.

A javasolt algoritmus az eredeti 2^c -pontos transzformációt egyszerű algebrai átalakításokkal és kétváltozós számelméleti indextranszformáció alkalmazásával kisebb méretű transzformációk és valós periódikus konvolúciók, ill. polinomok $\text{mod}(z^{N/8}+1)$ szerinti szorzatának számítására vezeti vissza.

2. Az algoritmus

Definíció szerint a DFT

$$(1) \quad X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \quad 0 \leq k, n \leq N-1$$

és $W_N^{kn} = \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} kn\right)$. A továbbiakban $N=2^c$ és az $\{x(n)\}$ bemeneti adatok komplexek.

Az első lépés: a páros indexű transzformáltak számítása:

Beérkezett: 1986. V. 5. (□).

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 ösztöndíjas-ként, ahol a digitális jelfeldolgozás és jelszintézis algoritmikus kérdéseivel foglalkozik. Szakmai érdeklődési köre: rendszertechnika, digitális jelfeldolgozás, számítástechnika, algoritmusok elmélete.

$$(2) \quad X(2k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{2nk} \quad 0 \leq k \leq N/2-1$$

Azonos algebrai átalakításokkal:

$$(3) \quad X(2k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} [x(n) + x(n+N/2)] W_{N/2}^{kn} \quad 0 \leq k, n \leq N/2-1$$

Azaz a páros indexű transzformált értékek $N/2$ -pontos transzformációval számíthatók. Az új bemeneti adatvektor: $\{x(n) + x(n+N/2)\}$. Előállításához csupán komplex összeadásokra van szükség.

A második lépés: a páratlan indexű transzformáltak számítása:

$$(4) \quad X(2k+1) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{(2k+1)n} \quad 0 \leq k \leq N/2-1$$

A páros és a páratlan indexű tagokon végzendő műveleteket szétválasztva:

$$(5) \quad X(2k+1) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n) W_N^{(2k+1)2n} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1) W_N^{(2k+1)(2n+1)} = Y(2k+1) + Z(2k+1) \quad 0 \leq k, n \leq N/2-1$$

Átrendezve az első összegzést:

$$(6) \quad Y(2k+1) = \sum_{n=0}^{N/4-1} \{x'(2n) W_N^{2n}\} W_{N/4}^{nk}$$

ahol $x'(2n) = x(2n) - x[2(n+N/4)]$ és $0 \leq k, n \leq N/4-1$.

$Y(2k+1)$ az $\{x'(2n) W_N^{2n}\}$ ($0 \leq n \leq N/4-1$), $N/4$ pontból álló bemeneti vektor, diszkrét Fourier-transzformáltja. Az adatvektor előállításához $N/4$ db komplex kivonásra és $N/4-2$ db nem triviális

komplex szorzásra van szükség. Továbbá $Y(2k+1) = Y[2(k+N/4)+1]$, $0 \leq k \leq N/4-1$. Eddig az algoritmus lépései majdnem azonosak a radix-2 FFT lépésével.

A harmadik lépés: $Z(2k+1)$ számítása. $W_N(2k+1)(2n+1)$ értékű kitevője és $N=2^c$ egymáshoz relatív prímek, ha $0 \leq k, n \leq N/2-1$. Noha $N=2^c$ ($c > 2$) esetén nem létezik primitív gyök, relatív prímek esetére mindig található a maradékrendszer leíró transzformáció. Egy lehetséges választás [3]:

$$(7) \quad 2n+1 = (3)^{n_1}(-1)^{n_2} \bmod N \quad 0 \leq n_1 \leq N/4-1, \\ n_2 = 0, 1$$

Ezen indextranszformáció felhasználásával az egydimenziós $Z(2k+1)$ kétdimenziós periódikus konvolúcióvá alakítható. A transzformált indexek:

$$(8) \quad \begin{aligned} 2n+1 &= 3^{n_1}(-1)^{n_2} \bmod N \\ 2k+1 &= 3^{-k_1}(-1)^{-k_2} \bmod N \\ (0 \leq n_1, k_1 \leq N/4-1 \text{ és } n_2, k_2 &= 0, 1) \end{aligned}$$

$$(9) \quad Z(k_1, k_2) = \sum_{n_2=0}^1 \sum_{n_1=0}^{N/4-1} x(n_1, n_2) W_N^{3^{n_1-k_1}(-1)^{n_2-k_2}}$$

A kapott kétdimenziós konvolúciót polinomiális alakban felírva:

$$(10) \quad \begin{aligned} Z(z_1, z_2) &= \\ &= H(z_1, z_2) X(z_1 z_2) \bmod (z_1^{N/4} - 1) \bmod (z_2^2 - 1) \end{aligned}$$

$$\text{ahol } H(z_1, z_2) = \sum_{n_2=0}^1 \sum_{n_1=0}^{N/4-1} W_N^{3^{n_1}(-1)^{n_2} z_1^{n_1} z_2^{n_2}}$$

A kimeneti és bemeneti adatokat, valamint a közbülső eredményeket más alakban felírva:

$$X(z_1, z_2) = \sum_{n_1=0}^{N/4-1} X(n_1, 0) z_1^{n_1} + z_2 \sum_{n_1=0}^{N/4-1} X(n_1, 1) z_1^{n_1}$$

$$Z(z_1, z_2) = \sum_{n_1=0}^{N/4-1} Z(k_1, 0) z_1^{n_1} + z_2 \sum_{n_1=0}^{N/4-1} Z(k_1, 1) z_1^{n_1}$$

$$(11) \quad \begin{aligned} H(z_1, z_2) &= \sum_{n_1=0}^{N/4-1} W_N^{3^{n_1} z_1^{n_1}} + z_2 \sum_{n_1=0}^{N/4-1} W_N^{-3^{n_1} z_1^{n_1}} \end{aligned}$$

$$X(z_1, z_2) = X_0(z_1) + z_2 X_1(z_1)$$

$$Z(z_1, z_2) = Z_0(z_1) + z_2 Z_1(z_1)$$

$$H(z_1, z_2) = H(z_1) + z_2 \bar{H}(z_1)$$

„-” a komplex konjugálást jelöli. Az $X(z_1, z_2)$ és $Z(z_1, z_2)$ polinomok együtthatóinak az $\{x(2n+1)\}$ és $\{Z(2k+1)\}$ vektorokból való előállítására csupán permutációkra van szükség. Először a $\bmod (z_2^2 - 1)$ értékeket számítva:

$$(12) \quad Z_0(z_1) = [H(z_1) X_0(z_1) + \bar{H}(z_1) X_1(z_1)] \bmod (z_1^{N/4} - 1)$$

$$Z_1(z_1) = [\bar{H}(z_1) X_0(z_1) + H(z_1) X_1(z_1)] \bmod (z_1^{N/4} - 1)$$

Azonban $z_1^{N/4} - 1 = (z_1^{N/8} - 1)(z_1^{N/8} + 1)$. $Z_0(z_1)$ és

1. táblázat
Nem triviális szorzások száma

N	Új algoritmus	Winograd formula
8	4	4
16	20	20
32	70	108
64	192	267
2 ⁷	476	612
2 ⁸	1106	1335
2 ⁹	2468	2820
2 ¹⁰	5356	5835
2 ¹¹	11398	11916
2 ¹²	23192	24135

$Z_1(z_1)$ meghatározható a polinomokra vonatkozó kínai maradéktétel felhasználásával ([3], [6], [9]) Vizsgáljuk először $H(z_1) \bmod (z_1^{N/8} - 1)$ értékét.

$H(z_1)$ definíciójából kiindulva

$$(13) \quad \begin{aligned} H(z_1) &= \sum_{n_1=0}^{N/4-1} W_N^{3^{n_1} z_1^{n_1}} \\ H(z_1) \bmod (z_1^{N/8} - 1) &= \sum_{n_1=0}^{N/8-1} (W_N^{3^{n_1}} + W_N^{3^{n_1} + N/8}) z_1^{n_1} \end{aligned}$$

3^{n_1} értékét más alakban írva: $3^{n_1} = a \cdot 2^c + b$, ahol b nyilvánvalóan páratlan. Ismert tétel szerint [8] azonban $3^{N/8} = 1 + 2^{c-1} + d \cdot 2^c$ alakban írható (a, b és d egészek, továbbá $N=2^c$). A (13) alatti összegzés együtthatói:

$$(14) \quad W_N^{3^{n_1}} + W_N^{3^{n_1} + N/8} = W_N^b (1 + W_N^{b \cdot 2^{c-1}}) =$$

$$= W_N^b [1 + (-1)^b] = 0 \quad (0 \leq n_1 < N/8) \text{ azaz}$$

$$H(z_1) \bmod (z_1^{N/8} - 1) = 0, \text{ ill. } \bar{H}(z_1) \bmod (z_1^{N/8} - 1) = 0.$$

$$\text{Következésképp } Z_0(z_1) \bmod (z_1^{N/8} - 1) = 0$$

$$\text{és } Z_1(z_1) \bmod (z_1^{N/8} - 1) = 0,$$

vagyis $Z(z_1, z_2)$ meghatározásához csupán

$H(z_1) \bmod (z_1^{N/8} + 1), \bar{H}(z_1) \bmod (z_1^{N/8} + 1), X_0(z_1) \bmod (z_1^{N/8} + 1)$ és $X_1(z_1) \bmod (z_1^{N/8} + 1)$ számítására van szükség [4 valós $\bmod (z_1^{N/8} + 1)$ szerinti polinominális szorzat].

Mivel a $(z_1^{N/8} + 1)$ polinom irreducibilis a racionális számok terében, a szükséges valósszorzosok száma $4[2(N/8) - 1] = N - 4$. A $Z_0(z_1)$ és $Z_1(z_1)$ értékét meghatározó összefüggések (segédváltozók bevezetésével):

$$(15) \quad \begin{aligned} m_1 &= \frac{1}{2} H(z_1) \bmod (z_1^{N/8} + 1) \\ m_2 &= \frac{1}{2} \bar{H}(z_1) \bmod (z_1^{N/8} + 1) \\ p_1 &= X_0(z_1) \bmod (z_1^{N/8} + 1) \\ p_2 &= X_1(z_1) \bmod (z_1^{N/8} + 1) \\ q_1 &= (m_1 + m_2)(p_1 + p_2) \\ q_2 &= (m_1 - m_2)(p_1 - p_2) \end{aligned}$$

Аз eredmény:

$$(16) \quad \begin{aligned} Z_0(z_1) &= (q_1 + q_2) \bmod (z_1^{N/8} + 1) \\ Z_1(z_1) &= (q_1 - q_2) \bmod (z_1^{N/8} + 1) \end{aligned}$$

Аз m_1 tényező tisztán valós, míg аз m_2 tisztán képzetes. Így $Z(2k+1)$ számításához $(N-4)$ valós szorzásra van szükség.

3. Az algoritmus bonyolultsága

Аз előzőek alapján már meghatározható a szükséges valós szorzások száma (egy komplex szorzást három valós szorzással számítva). Rekurzív formában:

$$(17) \quad 0(2^c) = 0(2^{c-1}) + 0(2^{c-2}) + 3(N/4 - 2) + N - 4$$

A differenciaegyenlet kezdőértékei: $0(2^3) = 4$ és $0(2^4) = 20$ (a Winograd-féle rövid optimális DFT algoritmusok). Az eredményeket táblázatba foglalva (1. táblázat) $c=12$ értékig és összehasonlítva a Winograd-összefüggésből ($0(2^c) = 3(2^{c-1} - c^2 - 3) = 0(N)$) kapott értékekkel látható, hogy a javasolt algoritmushoz valamivel kevesebb szorzásra van szükség, mint a lineáris Winograd-eljáráshoz.

4. Következtetések

Új, rekurzív módszert javasoltunk az $N=2^c$ hosszúságú DFT számítására. Az algoritmus bonyolultságát a szükséges valós szorzások számával mértük (nem számolva az egyéb aritmetikai és

adatmozgatási műveleteket). Az azonos hosszúságú transzformáltakat számító radix-4 FFT programokhoz képest [7], az első kísérleti eredmények ($N=32$ és 64 hosszúságú transzformációk a TMS 32010 mikroprocesszoron programmal megvalósítva) mintegy 10%-os sebességnövekedést mutatnak.

IRODALOM

- [1] Aho, A. V.—Hopcroft, J. E.—Ullmann, J. D.: „The Design and Analysis of Computer Algorithms”, Addison-Wesley, 1970.
- [2] Duhamel, P.—Hollmann, H.: „Existence of a 2^n FFT Algorithm with a Number of Multiplications Lower than 2^{n+1} ”, Electron. Letters, vol. 20, no. 17, pp. 690—698, Aug. 16, 1984.
- [3] Rader, C. M.—McClellan, J. H.: „Number Theory in Digital Signal Processing”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1979.
- [4] Winograd, S.: „On the Multiplicative Complexity of of the Discrete Fourier Transform”, Advances in Mathematics, vol. 32, no. 2, pp. 83—117, May 1979.
- [5] Winograd, S.: „Signal Processing and Complexity of Computation”, Proc ICASSP'80, pp. 94—101, Apr. 9—11.
- [6] Kocsis, F.: „Gyors eljárások a DFT számítására 1—2—3.”, Híradástechnika, vol. 35, 1984/12, pp. 544—549, vol. 36, 1985/1, pp. 31—39, vol. 36, 1985/5, pp. 214—219.
- [7] Morris, L. R.: „Structural Considerations for Large FFT Programs on the TI TMS 32010 DSP Microchip”, Proc. ICASSP'85, pp. 1648—1651.
- [8] Niven, I.—Zuckermann, H. S.: „Bevezetés a számelméletbe”, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1978.
- [9] Nussbaumer, H. J.: „Fast Fourier Transform and Convolution Algorithms”, Springer-Verlag, Berlin—Heidelberg—New York, 1981.

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENS

Манголд, Х.:

Новейшие результаты цифровой обработки разговора: кодирование разговора, опознавание разговора и синтез разговора
HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1987. № 5

Обработка разговора в последних годах значительно продвинулась вперёд за счет существенного улучшения возможностей цифровой обработки сигналов. Это распространяется на цифровое кодирование разговора и на передачу разговора, а также на область автоматического опознавания разговора и синтеза разговора. При цифровой передаче разговора используются различные методы кодирования для различной среды передачи. Такие методы должны быть довольно высококачественными и иметь компактность с целью обеспечения несложной передачи по сети. Автоматическое опознавание и синтез разговора с истечением времени достигло такой уровень, что в некоторых областях выгодно их применение. При этом связь человека с машиной становится несложной и более надежной.

Россмани, В.:

Проектирование layout гибридных схем с поддержкой на ЭВМ
HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1987. 5.

Статья рассматривает возможности проектирования layout гибридных схем с поддержкой на ЭВМ. Обсуждает по очереди алгоритмы и методы, разработанные для различных шагов проектирования: проектирование элементов, интерактивное размещение и кабельный монтаж, сгущение и автоматическое изготовление маски. Статья описывает метод систематической сборки данных, который преимущественно используется для толстослойной схемы. Область применения иллюстрируется приведением примеров.

Ней, Х.:

Автоматическое опознавание разговора в системе SPICOS
HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1987. № 5

В данной статье излагаем технику, используемой в системе SPICOS. Основа представляет собой такой интегрированный подход, где различные источники знания, как тара моделей частичных слов, лексикон произношения и модель языка, комбинируются в процессе вынесения решений в интересах улучшения акустического опознавания. Решение по опознаванию означает поиск в большой среде состояний вынесения решения с задержкой. Экспериментальные тестирования проводились с 5 разговаривающимися человеком. У каждого разговаривающего человека подвергались тестированию 376 предложений, что означает тестирование по опознаванию 2584 слов.

Ландсторфер, Ф.:

Новые результаты техники антенны

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1987. № 5.

Все более нарастающая потребность, открытие космоса с помощью техники связи, новая имеющая технология, быстродействующие цифровые ЭВМ, а также уменьшение числа свободных частотных полос, в большой мере воздействовали на развитие техники антенн. При этом новое поколение в отношении поляризации и или полоса частот в основном можно использовать многократно. Появлением методов проектирования на ЭВМ (CAD) можно достигнуть характеристики направленности, оптимизированной по отношению частоты и мощности, принадлежащей к одному охватываемому расстоянию передачи.

Д-р Абрахам, Л.:

Устройство для исследования обмена сигналами по ИМ-БУШ

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1987. № 5

Современные телевизоры построены на базе цифрового управления. Исследованием цифрового канала, обмена сигналами по системе шин можно получить много информации о построении, состоянии и качестве устройства. В настоящей работе описывается один из возможных способов исследования ИМ-БУШ, используемой фирмой применением персональной ЭВМ.

Д-р Гефферт, Л.:

Дискретная оптимализация вольново-цифровых фильтров

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1987. № 5.

Для дискретной оптимализации вольново-цифровых фильтров применяли одномерный метод искания. Исходя из любых параметров, единственным требованием является соответствие цепи спецификацию, с помощью метода определяются такие дискретные значения при которых цепь является самой экономичной в некотором понятии. Целевой функцией оптимализации является число ненулевых битов и длина слова при репрезентации параметров в коде ЦСД. Пример показывает эффективность метода. Метод является обобщенным и может быть применен для любого цифрового фильтра.

Матушик, Ф.—Фёвеньешши, А.:

900 телефонных каналов по симметричному кабелю

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1987. № 5

Статья знакомит с 900 канальной системой несущей частоты для уплотнения симметричной кабельной линии типового обозначения ВК-900 с завода Телефондар. После обсуждения возможности применения и главных характеристик подробно обсуждает работу отдельных цепей, демонстрирует обслуживаемое станционное оборудование конструкции Е2 и оборудование спецконструкции дистанционного питания для построения линейного тракта. Статья заканчивается подробным изложением технических данных.

Д-р Кочиш, Ф.:

Алгоритм с линейным количеством ступеней для вычисления дискретной трансформации Fourier длиной $N=2^c$

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1987. № 5.

Статья демонстрирует новый алгоритм для вычисления дискретной трансформации Fourier серии данных длиной $N=2^c$. Процесс базируется на ступенчатом делении отдельных частей: трансформацию точки N разделяет на вычисление серии полиномов с точками $N/2$, $N/4$ и четырех mod $(z^{N/8}+1)$. Количество необходимых умножений составляет $O(N)$.

* * *

Mangold, H.:

Neuere Möglichkeiten der digitalen Sprachverarbeitung: Sprachcodierung, Spracherkennung und Sprachsynthese

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 5.

Die Sprachsignalverarbeitung hat durch wesentlich verbesserte Möglichkeiten der digitalen Signalverarbeitung in den letzten Jahren beachtliche Fortschritte gemacht. Das gilt sowohl für die digitale Sprachcodierung und Sprachübertragung wie auch für die Bereiche der automatischen Spracherkennung und der Sprachsynthese. Automatisch Spracherkennung und Sprachsynthese haben inzwischen einen technischen Stand erreicht, der eine Anwendung in ausgewählten Bereichen sinnvoll macht. Der Dialog zwischen Mensch und Maschine wird dadurch weiter erleichtert und zuverlässiger gemacht.

Ney, H.:

Automatisierte Spracherkennung im SPICOS-System

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 5

Das SPICOS-System geht aus einem integrierten Grund aus, wo die verschiedenen Wissensquellen, wie die Unterwortmodelle, das Aussprachenlexikon und das Sprachmodell, sich im Entscheidungsprozess kombinieren, um die akustische Erkennung zu verbessern. Entscheidung über die Erkennung bedeutet die Suche in einem grossen Zustandsraum mit verzögerten Entscheidungen. Versuchsteste wurden mit 5 Sprechern durchgeführt. 376 Sätze je Sprecher wurden getestet, das das Erkennungstest von insgesamt 2584 Wörtern bedeutet.

Rossmann, W.:

Rechnerunterstützung beim Layoutentwurf hybrider Schaltschaltungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 5

Es wird ein Überblick über die Möglichkeiten zur Rechnerunterstützung beim Layoutentwurf hybrider Schaltschaltungen gegeben. Dabei wird auf Algorithmen und Methoden für die verschiedenen Entwurfsschritte eingegangen. Im einzelnen werden die Gebiete Elemententwurf, interaktive Anordnung und Verdrahtung, automatische Verdrahtung, Entwurfsregelprüfung, Kompaktierung und automatische Maskenerzeugung behandelt. Eine besonders für Dickschaltschaltungen erforderliche systematische Prozedatenerfassung zur Berücksichtigung technologiebedingter Effekte wird beschrieben. Die Einsatzmöglichkeiten für CAD werden an Beispielen demonstriert.

Landstorfer, F.:

Neuere Entwicklungen auf dem Gebiet der Antennentechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 5

Antennen für die drahtlose Nachrichtenübertragung sind seit etwa 50 Jahren bekannt, ihre Technik kann trotzdem keineswegs als abgeschlossen gelten. Faktoren, wie der ständig steigende Bedarf an drahtlosen Kommunikationskanälen, die nachrichtentechnische Erschließung des Weltraums, die Verfügbarkeit neuer Technologien und scheller Digitalrechner, aber auch die immer spürbarer werdende Knappheit an freien Frequenzbändern, haben die Antennenentwicklung der letzten Jahre maßgebend beeinflusst. Antennen der heutigen Generation sind dementsprechend meist für Mehrfachnutzung bezüglich Polarisierung und oder Frequenzbereich konzipiert. Durch den Einsatz von CAD-Methoden wird im Sinne einer Frequenz- und Leistungsökonomie das optimale Richtdiagramm der Antenne für die gegebene Übertragungsstrecke (beam shaping) erreicht. Der Vortrag soll eine Übersicht über den aktuellen Stand der Antennentechnik in der Bundesrepublik Deutschland anhand von Beispielen aus den Arbeitsbereichen der Mitglieder des Fachausschusses „Antennen“ der NTG geben.

Dr. Ábrahám, L.:

Testanlage für IM-BUS Verkehr

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 5

Die moderne Fernsehempfänger verfügen über digitale Steuerung. Die Beobachtung des digitalen Kanals, des BUS Verkehrs lässt tief in den Aufbau, in den Stand und in die Qualität des Empfängers blicken. Eine mögliche Beobachtungsweise des von Firma ITT benutzt IM BUS Verkehrs ist mit Hilfe eines personales Computers dargestellt.

Dr. Gefferth, L.:

Diskrete Optimierung von Wellendigitalfiltern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 5.

Eine eindimensionale Suchmethode ist verwendet, das diskrete Optimierungsproblem von Wellendigitalfiltern zu lösen. Beginnend mit einer Menge der Parameterwerten — die eintige Bedingung ist, dass die Schaltung entspricht die Spezifikation, die Werte können kontinuierlich sein — findet die Methode diskrete Parameterwerten, mit denen die Schaltung, in einer bestimmten Bedeutung, die wirtschaftlichste ist. Die Zielfunktion der Optimierung ist die Zahl der Nichtnullelemente und die Wortlänge der Koeffizienten. Das Beispiel zeigt die Wirksamkeit der Methode. Die Methode ist allgemein und verwendbar für alle Digitalfilter.

Matusik, F.—Fövényessy, A.:

900 Telefonkanäle auf symmetrischen Kabel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 5

Der Artikel macht das auf symmetrischem Kabel funktionierbare 900-Kanal Trägerfrequenzsystem der Budapester Telefonfabrik (TERTA) bekannt. Nach der Erörterung der Anwendungsmöglichkeiten und der Hauptcharakteristiken wird die Funktion der einzelnen Stromkreise ausführlich behandelt. Es werden ferner die Überwachten Stationseinrichtungen von Konstruktionsbezeichnung E2 für den Aufbau der Linienstrecke, sowie die ferngespeisten Stationseinrichtungen von spezieller Konstruktion vorgezeigt. Der Artikel wird mit der ausführlichen Angabe der technischen Daten abgeschlossen.

Dr. Kocsis, F.:

Ein Verfahren für Bestimmung der diskreten Fourier Transformation mit $N=2^C$ Länge und linearen Schrittzahl

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 5.

In diesen Artikel wird ein neuer Algorithm für die Bestimmung der DFT von Datenfolgen mit $N=2^C$ Längen präsentiert. Das Verfahren beruht sich auf sukzessive Partitionierung: Die Transformation mit N -Punkten wird auf eine $N/2$ bzw., eine $N/4$ punktige Transformation sowie auf vier Polynomprodukte nach mod $(2^{N/8} + 1)$ aufgeteilt. Es werden $O(N)$ Produktionen aufgewendet.

* * *

Mangold, H.:

The new possibilities of digital speech processing: speech coding, speech recognition and speech synthesis

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 5.

The speech signal processing has attained remarkable progress in the last few years by the essentially enhanced possibilities of digital signal processing. It is valid both for the digital speech coding and communication, as well as for the automatic speech synthesis and recognition. A large number of efficient processes, f. e. the adaptive transformation coding, the subband coding and linear prediction are elaborated. The speech synthesis and recognition can be already applied in several fields, thus the man machine dialog became easier and more reliable.

Ney, H.:

Automatic Speech Recognition in the SPICOS- System

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 5

— In this paper, a recognition technique used in the SPICOS' project is described. It is based on an integrated approach whereby the knowledge sources, such as inventory of subword unit models, pronunciation lexicon and language model, are combined during the process of decision making to improve the reliability of the acoustic recognition. The recognition decision amounts to a search through a large state space with delayed decisions. Experimental tests have been carried out for 5 speakers. For a speaker, typically 376 sentences were tested, which amounts to 2584 word recognition tests.

Rossmann, W.:

Computer aids at layout design of hybrid circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No.

A survey about the possibilities of computer aids at layout design of hybrid circuits is given. It will be detailed algorithms and methods for different design steps as element design, interactive placing and wiring, automatic wiring and automatic mask design. A systematic data collection method to take into consideration technology dependent effects is described. It is specially important for thick film circuits. The application possibilities of CAD are demonstrated by examples.

Landstorfer, F.:

New developments in antenna techniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 5

Antennas are known as elements of wireless telecommunication links for about 50 years but the development of antenna techniques has not come to an end. The constantly increasing demand for wireless telecommunication channels, the utilization of space for telecommunications, the increasing speed of computers and the new technology as well as the more sensible shortage of new frequency bands have a substantial impact on antenna development. Consequently the present generation of antennas are multiply exploited both for the polarization and the frequency band. Owing to the introduction of CAD methods it became feasible to design an optimum radiation pattern (beam shaping) to utilize both frequency the band and the power for a given path. The lecture gives a survey on antenna techniques in the Federal Republic of Germany and on publications of the professional group of NTG on Antennas.

Dr. Ábrahám, L.:

IB-BUS traffic tester

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 5

The modern TV receivers have a digital control. The testing of the digital channel and BUS traffic seves a lot of information from the receiver setting up, state and quality. A possible observation method of IM-BUS traffic used by firm ITT with personal computer is discussed.

Dr. Gefferth, L.:

Discrete optimization of Aave digital filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 5.

A one dimensional search method is applied to solve the discrete optimization problem of ladder wave digital filters. Starting from an arbitrary set of coefficient values—the only requirement is that the circuit fulfils the specifications, a value can be even „continuous”—, the method finds such a set of discrete values that in a certain sense the circuit is most economical. The objective function of the optimization is the number of nonzero bits and the wordlength of the coefficients represented by canonical signed digit (CSD) code numbers. The example shows the robustness of the method. The method is general and can be applied to any digital filter.

Matusik, F.—Fövényessy, A.:

900 Telephone Channels on Symmetrical Cable

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 5

This paper introduces the 900-channel carrier frequency system of Telefongyár Type BK—900 C for symmetrical cables. After discussing the application possibilities and the main characteristics, the operation of each electrical circuit is described in details, the attended station equipments of design system E2, as well as the remote power-fed station equipments of special design are introduced. The paper concludes with detailed list of the technical data.

Dr. Kocsis, F.:

A linear algorithm for calculating the discrete Fourier-transform of length $N=2^C$

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 5.

For transform length $N=2^C$ a new DFT algorithm has been proposed. It decomposes the N -point DFT into an $N/2$ -point, an $N/4$ -point DFT and four mod $(2^{N/8} + 1)$ polynomial products. The number of necessary multiplications is $O(N)$.

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja: a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató leányvállalat, Budapest, Közraktár u. 4., 1093. Telefon: 175-200. Felelős kiadó: Dr. Varga György igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási Irodánál (HELIR, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180,— Ft, egész évre 360,— Ft. Egyes szám ára 30,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H-1389 Budapest, Postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279. 86-253. Révai Nyomda Egri Gyáregység, Felelős vezető: Horváth Józsefné dr. 87 2037.



bertacom

Primer PCM multiplex berendezés CMB-30-2

FŐBB MŰSZAKI ADATOK:

Általános jellemzők:

- Rendszerjellemzők
- Kódolási törvény

CCITT G.732

CCITT G.711

A- karakterisztika

INTERFÉSZ JELLEMZŐK:

Hangfrekvenciás minőségi jellemzők:

- Négyhuzalos végződésnél
- Kéthuzalos végződésnél

Ónálló adás – és vételoldali jellemzők

- négyhuzalos végződésnél

Csatlakozási szintek:

- 2-huzalos: adási szint
- vételi szint
- 4-huzalos: adási szint
- vételi szint

- Szintbeállítási tartomány

2 Mbit/s interfész

- Interfész típus

- Kód típusa

- Impedancia

- Vételirány dinamika tartománya

- Jitter tűrés

64 kbit/s ellenirányú interfész

- Interfész típus

- Vételirány dinamika tartománya

- Jitter tűrés

64 kbit/s egyezőirányú interfész

- Interfész típus

- Vételirány dinamika tartománya

- Jitter tűrés

Tápfőramellátás:

- Telepfeszültség

- Teljesítményfelvétel

CCITT G.712

CCITT G.713

CCITT G.714

0 dBr (0 dBr...15dBr)

-3 dBr (-3 dBr...-18 dBr)

-14 dBr (-14 dBr...-1 dBr)

+4 dBr (-11 dBr...+4 dBr)

15 dBr (1 dBr-es lépésekben)

CCITT G.703

HDB-3

75 ohm, aszimmetrikus

120 ohm, szimmetrikus

0...6 dB (1 MHz-en)

CCITT G.823

CCITT G.703

0...3 dB (32 kHz-en)

CCITT G.823

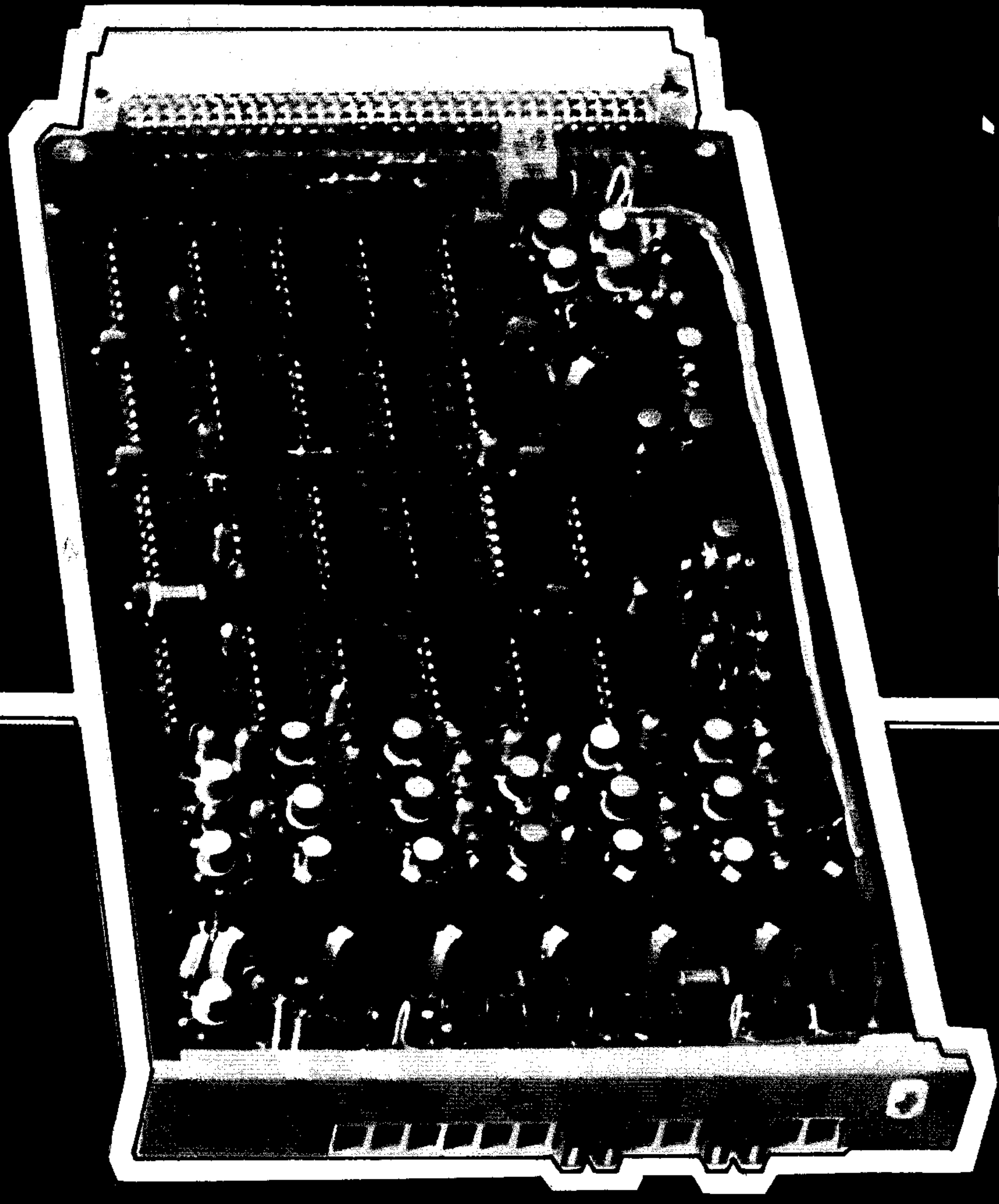
CCITT G.703

0...3 dB (128 kHz-en)

CCITT G.823

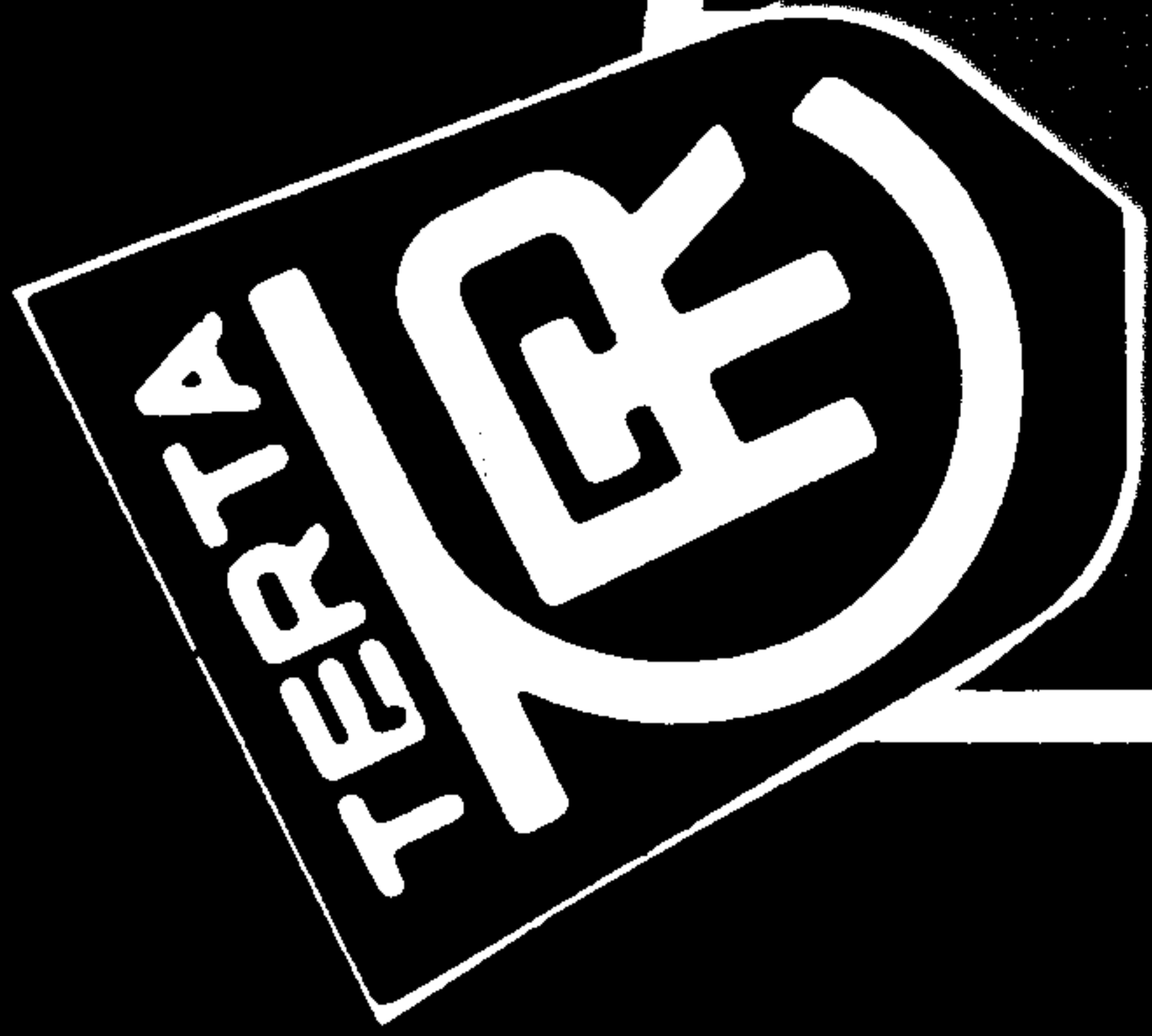
-43...-72 V

15 W



TELEFONGYÁR

1956. Budapest Pf. 16. Telex: 22-4087



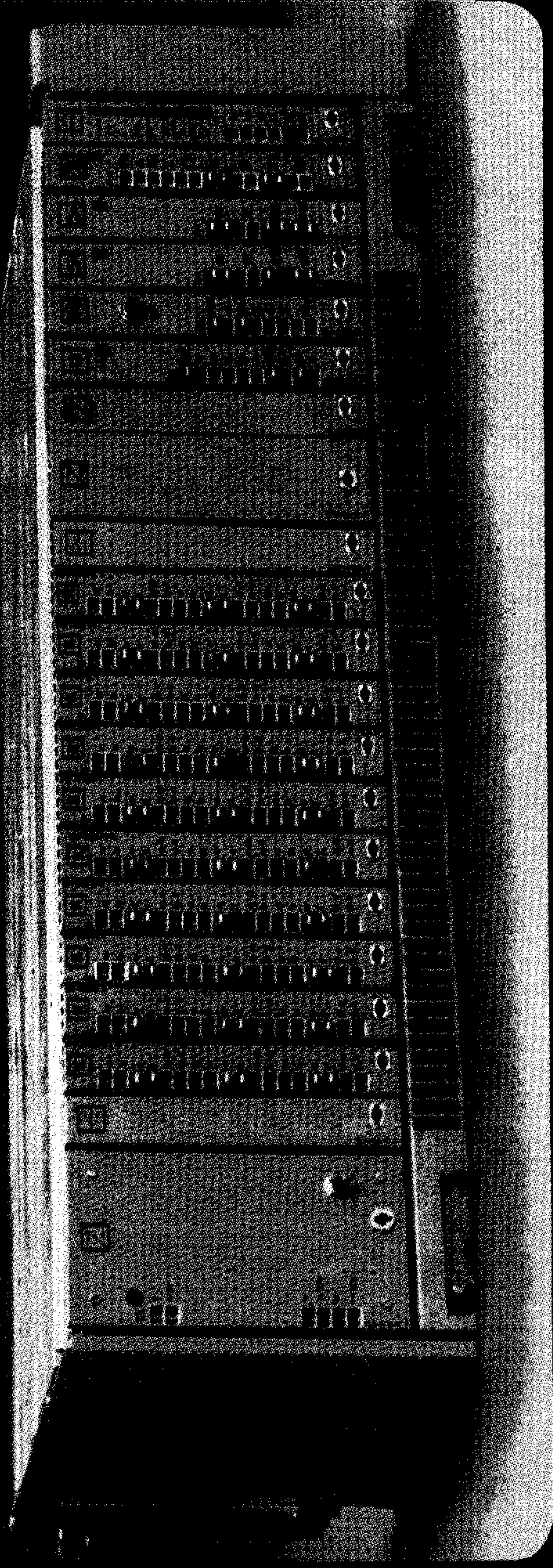
tertacom

Primer PCM multiplex berendezés CMB-30-2

A CMB-30-2 típusú negyedik generációs primer PCM multiplex berendezés az IDH alapja

ÚJ!

ALKALMAZÁSA: Trónk és rural hálózatokban



ALAPJELLEMZŐK:

- Modulrendszerű felépítés, egységes E2 konstrukcióban,
- kis térfogat, kis teljesítményfelvétel,
- teljes mértékben megfelel a legújabb CCITT ajánlásoknak (Red Book),
- hibrid integrált áramkörök széleskörű alkalmazása,
- új gyártás-, és mérés technológia, nagy megbízhatóság,
- nyomtatott áramkörű hátsó kábelezés,
- egyszerű üzembehelyezés és üzemeltetés,
- a fenntartást megkönnyítő átfogó riasztási rendszer,
- alkalmazható mind szinkron, mind aszinkron átviteltechnikai hálózatban,
- külső 2048 kHz-es, vagy 64 kHz-es órajel csatlakozás.

(folytatása a belső borítón)

TELEFONGYÁR

1956. Budapest Pf. 16.
Telex: 22-4087