



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXVIII. évfolyam

BUDAPEST

1987

8

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXVIII. évfolyam 1987. 8. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXIII. évfolyam 1987. 8. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

V. évfolyam 1987. 8. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság 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 Akos

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,
Dank Attila, Froemel Károly,
Nóvik 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

DR. FERENCZY PÁL: Sávszélesség-korlátozás a duobináris jelre	337
DR. BOZSÓKI ISTVÁN—GILA JÁNOS: Injektált oszcillátorok modu- láció-konverziós és tranziens tulajdonságainak vizsgálata	342
B. KISS ANDRÁS: Láncba kapcsolt PCM-csatornák átviteli minőség- romlásának hatása a beszédsví adatátvitelre	345
Beszámoló a Szilíciumvölgy fővárosában tartott áramkörelméleti szim- póziumról (<i>Ladvánszky János</i>)	351
MÁNYOKI ZOLTÁN: A szilícium termikus oxidációja és a belső gette- rezés	353
DR. MÁTAY GÁBOR: Félvezető diódás mikrohullámú teljesítmény- mérőfej tervezési szempontjai	357
DR. VESZELY GYULA: Távoltér-módszer üvegszálak sugárzási vesz- teségének meghatározására	369
Könyvismertetések: Dr. Ferenczy Pál: Videó és hangrendszerek (<i>Lilik Ferenc</i>)	371
Mező Béla—S. Tóth Ferenc—Varsányi János: Rádió és televízió műszaki ismeretek kézikönyve (<i>Susánszky László</i>)	371
MTA: A műszerköleszítés világtendenciája	372
BHG: A BHG klimalaboratóriuma 30 éves vizsgálati tapasztalatát kínál- ja önknek	373
Elektronika Átviteltechnikai Szövetkezet: ET 100/WG vobblergenerátor és ET 100/KR karakterisztika rajzoló	374
FAZEKAS DÉNES: Az INTEL D-2920 analóg mikroprocesszor alkal- mazása	378
Szemle	368, 382
Tartalmi összefoglalások	383

Sávzélesség korlátozás a duobináris jelre

DR. FERENCZY PÁL

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

Az európai közvetlen műholdas tv műsorszórás a kép- és hangjelek valamint adatok átvitelére az EBU által kidolgozott új kódolási eljárást, a MAC (Multiplexed Analogue Components) elnevezésű időosztásos analóg összetevők rendszerét fogja használni. A MAC-család egyik tagja, a D2—MAC/Packet a digitális hang/adat jeleket duobináris kóddal viszi át a csatornán. A cikk bemutatja e duobináris jelnek keskenysávú csatornán való áthaladásából származó torzításait és levonja ezekből a gyakorlati következtetéseket.

Az Európai Műsorszóró Unió (EBU) 1985-ben részletes műszaki ajánlást tett közzé a közvetlen műholdas műsorszórás céljára általa ajánlott jelkódolási és modulációs eljárásokról. (EBU-SPB 284-SPB 352). Az eljárásokat gyűjtőneveükön MAC-rendszereknek nevezik (MAC=időosztásos analóg összetevők), a video jel kódolási módszerének alapján. A műholdas csatornán a hangjelek, ill. egyéb információk digitális formában csomagokba, ún. „packet”-ekbe rendezve kerülnek átvitelre időben váltakozva a MAC-jellel. Az EBU ajánlás „C” változatában a csomagjelek bináris formában egy különleges 2—4 PSK-modulációval jutnak el a műholdról a DBS-vevőkbe, míg a „D” és a „D2” változatokban a csomagjelek duobináris jel alakjában frekvenciában modulálják a műhold vivőfrekvenciáját. Az alábbiakban megvizsgáljuk, hogy az alapsávban duobináris alakot öltő csomagjelek mennyire túrik el az átviteli csatorna sávkorlátozó hatását. Ennek birtokában már lehetséges a kép és a hang összehangolt átviteléhez leginkább alkalmas csatornasávzélesség megválasztása, illetve egy adott sávzélesség esetén az átvitel várható minőségének a megítélése.

Az alábbiakban a duobináris jel alapsávi sávzélesség kérdését részletesen megvizsgáljuk. Az EBU SPB—352 ajánlása D-MAC/PACKET-rendszer céljára egységesen a 20, 25 MHz mintavételi frekvenciát írja elő mind az analóg MAC-jel, mind a digitális csomagjel átvitelére, ez utóbbinál a jel az alapsávban duobináris formájú kell, hogy legyen. Elvileg a 20, 25 MHz mintavételi frekvencia fele azaz 10,125 MHz elég ahhoz, hogy szimbólumközi áthallás nélkül átvihető legyen az eredeti bináris adatjel. Ez az elvi érték nyilvánvalóan alkalmazható a duobináris jelre is. Annak következtében azonban, hogy most két szint (+1 és -1) is leírja a logikai magas szintet, de ugyanakkor a jel e sajátos képzése nem engedi meg pl. egy +1 és egy -1 egymás mellé kerülését, ebből következik,

DR. FERENCZY PÁL
1954-ben végzett a Budapesti Műszaki Egyetemen, ahol oktatóként azóta is folyamatosan dolgozik. 1979-ben elnyerte a műszaki tudomány doktora fokozatot, 1980-ban

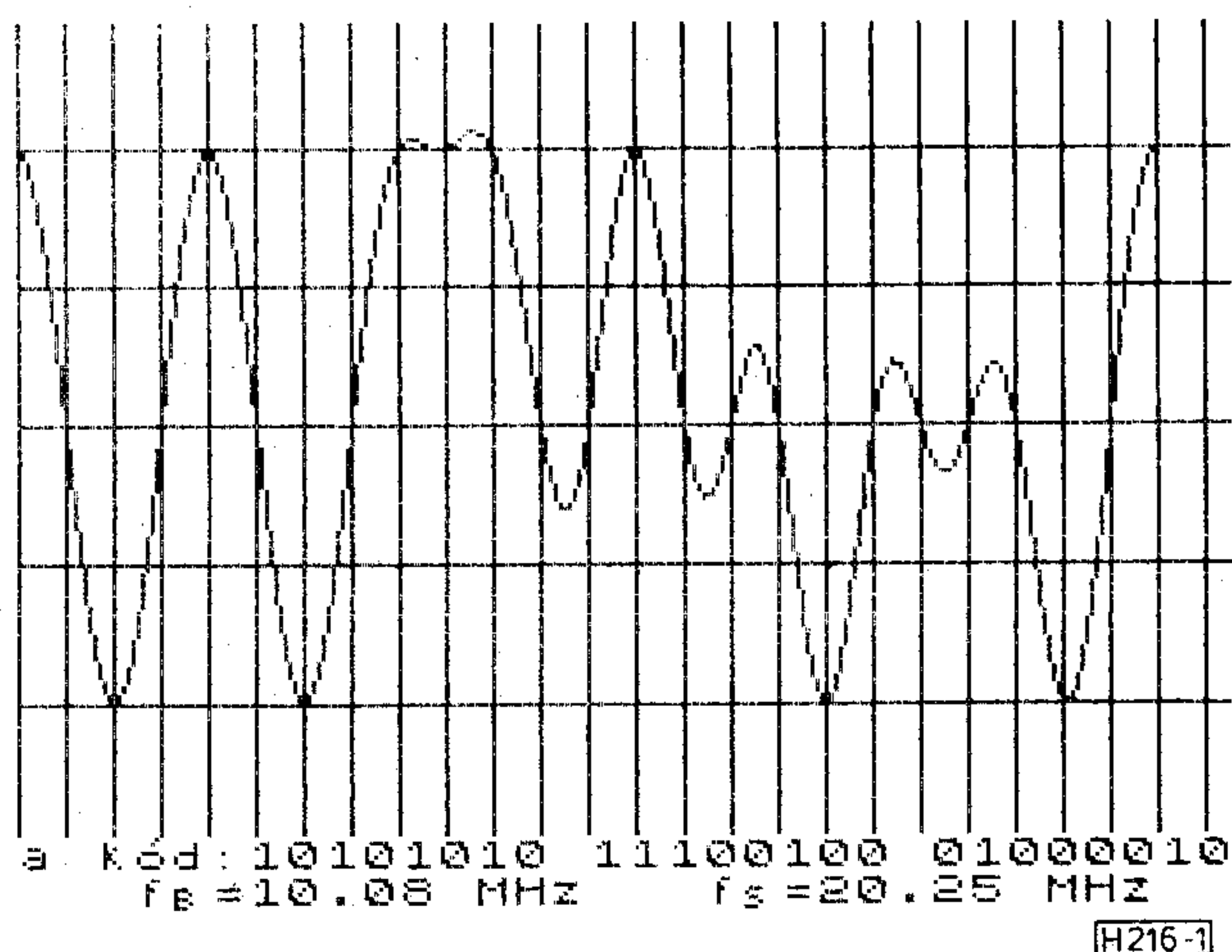
kinevezték egyetemi tanárnak. A Rádió, TV és Hírközlés Osztály vezetője a Híradástechnikai Elektronika Intézetben. Fő tématerülete a műsor- és adatszórás.

hogy a duobináris jel esetén a Nyquist kritériumból számítható minimális frekvencia érték alá is lehet menni a szimbólumközi áthallás veszélyének jelentős megnövekedése nélkül. Tulajdonképpen úgy is mondhatjuk, hogy a duobináris átvált, átkonvertál sávzélességet jel/zajra, miután a 3 szint átvitele jobb jel/zajú csatornát kíván meg, de cserébe megenged kisebb sávzélességet.

Fentiek igazolására számítógéppel szimulált duobináris impulzussorozat átvitelét adjuk meg különböző sávzélességű (ideális fázismentű) csatornán történő átvitel után az időtartományban. Valamennyi géppel szerkesztett ábrán a vízszintes lépték azonos, a függőleges vonalak az eredeti bináris impulzusok helyét adják (itt „érvényes” az adat!), az ábrák vízszintes középvonala felel meg a „0” szintnek, a felső a +1, az alsó vonal pedig a -1 értéket adja és fel van még ezenkívül tüntetve a +0,5 és a -0,5 is, mint kritikus döntési küszöbérték az egyenes és a nullás értékek között.

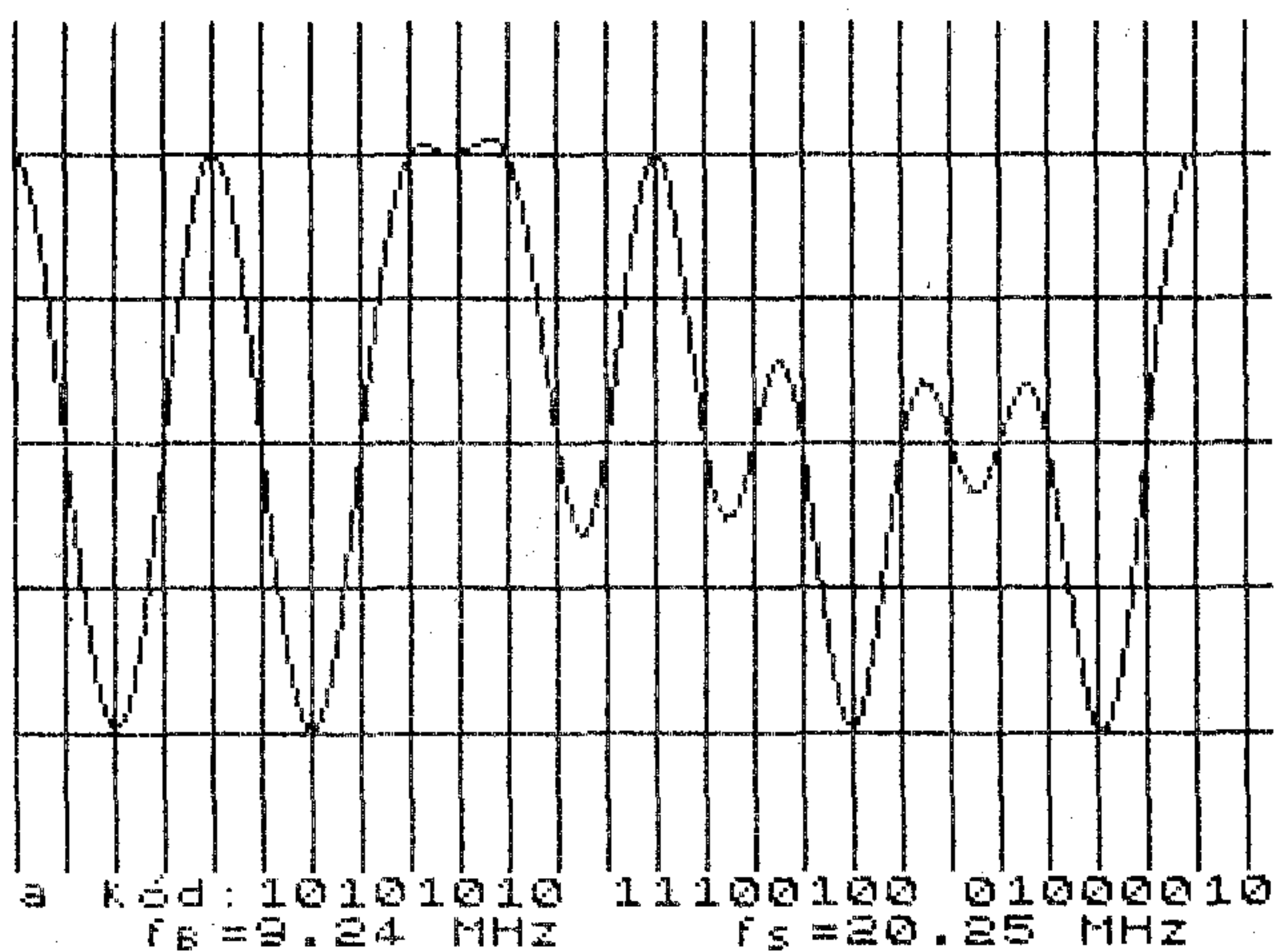
Az ábrásorozat 840 kHz lépésekkel ($20,25 \times 10^6 : 24 = 843\,750$ Hz) csökkentve adja meg az önkényesen felvett

10101010 11100100 01000010
24 bitből álló bináris impulzussorozatnak megfelelő duobináris időfüggvényt, miután az áthaladt



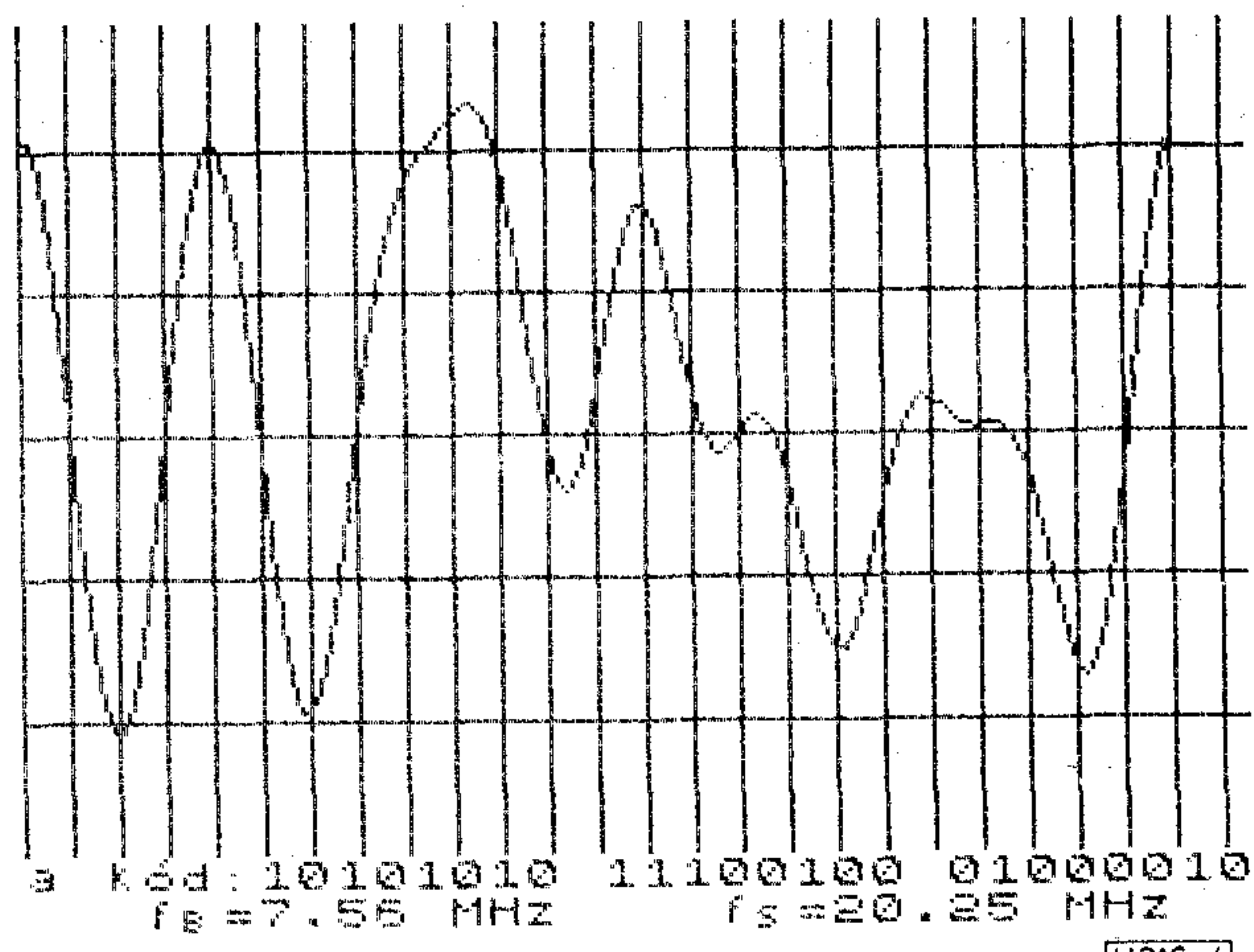
1. ábra. Sávzélesség = 10,08 MHz

Beérkezett: 1986. V. 30. (H)



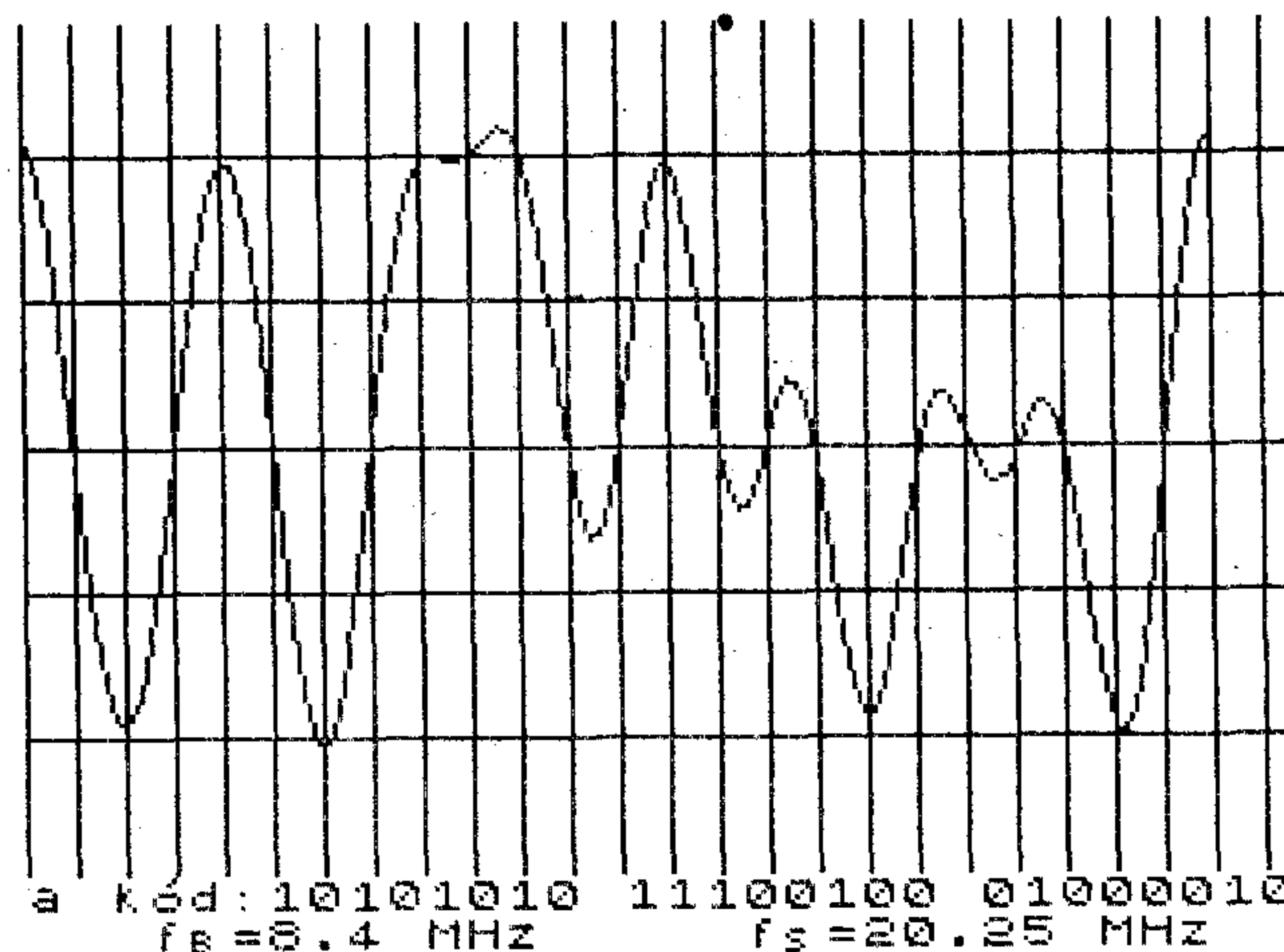
H216-2

2. ábra. Sávszélesség = 9,24 MHz



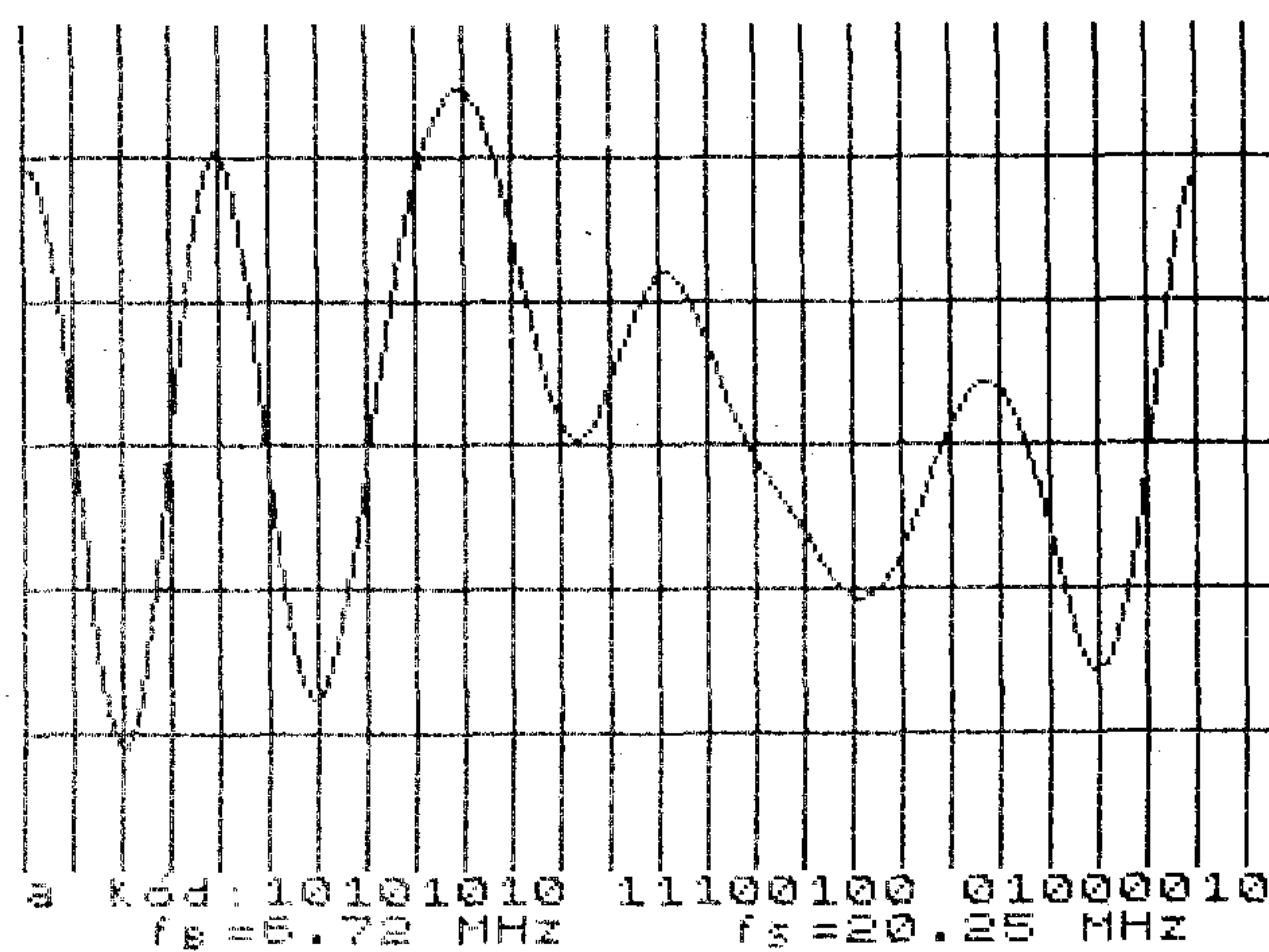
H216-4

4. ábra. Sávszélesség = 7,56 MHz



H216-3

3. ábra. Sávszélesség = 8,4 MHz

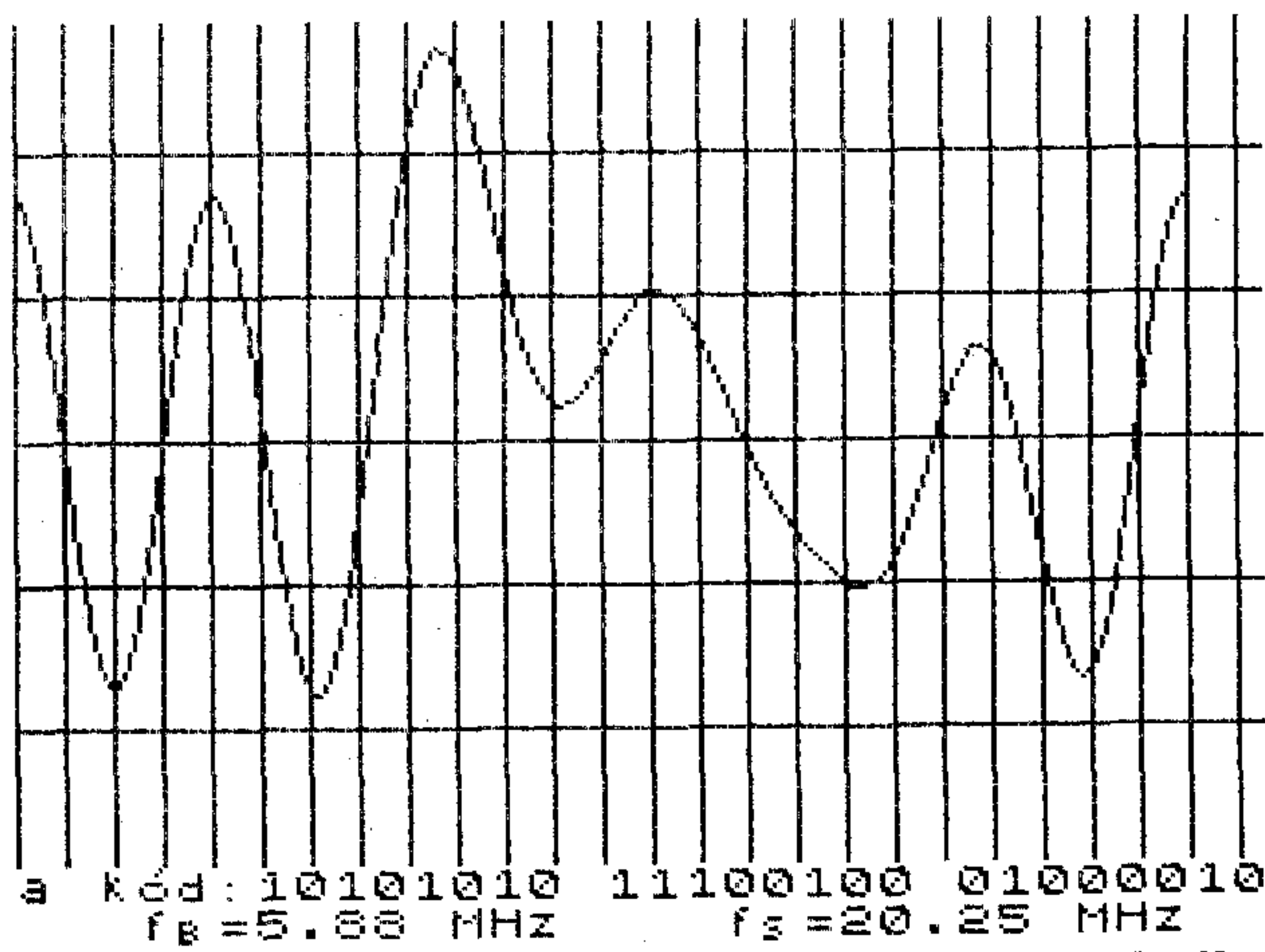


H216-5

5. ábra. Sávszélesség = 6,72 MHz

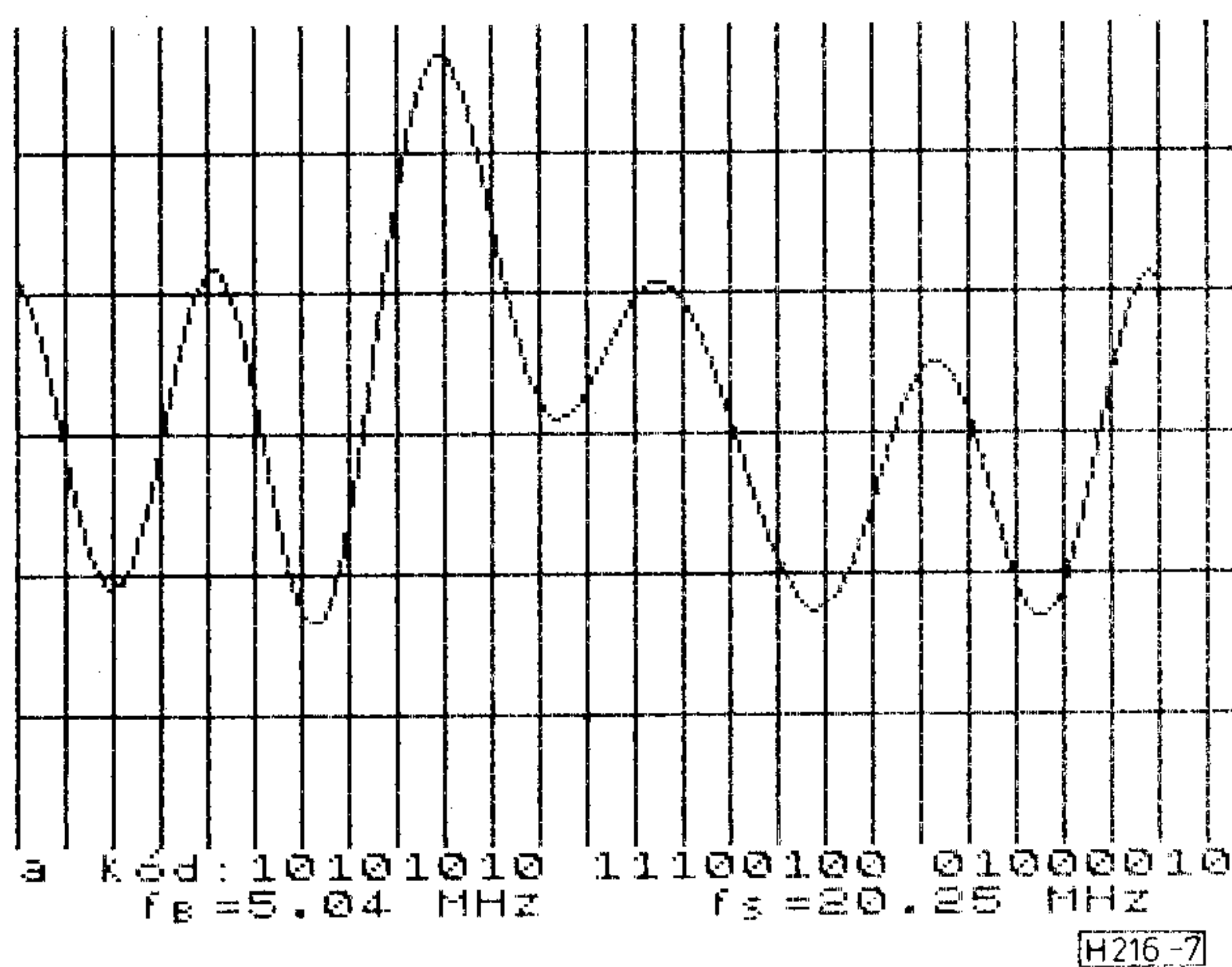
egy ideális, adott határfrekvenciájú, meredeken levágó aluláteresztő szűrőn (csatornán). Az első, 1. ábra tünteti fel az ideális viszonyokat: a kerek 10 MHz sávszélesség elegendően nagy ahhoz, hogy a kritikus időpillanatokban (függőleges vonalak!) a jel értéke +1, 0 vagy -1 értékeket mutasson, az eredeti bináris jelnek megfelelően. Megfigyelhető ugyanakkor, hogy a 10 MHz sávszélesség hatására a két mintavételi pont között a jel elég jelentős kilengéseket mutat. Egy másik észrevétel az első byte jelalakjára vonatkozik. Az egy-nulla sorozat (órajel-befutó!) képe duobinárisban elbeszélve +1, 0, -1, 0, +1, 0 stb. azaz egy szinuszjel, amelynek frekvenciája negyedrésze (!) a 20,25 MHz-nek, azaz 5,0625 MHz. Ugyanez binárisban természetesen az 1, 0, 1, 0 stb. következtében 10,125 MHz lenne: vagyis egy órajel befutó duobináris alakban fele akkora sávszélességet követel, mint binárisban!

De nézzük az egyre csökkentett sávszélesség hatását az adatjelre (2. és 3. ábra). Kb. 8,4 MHz sávcsökkentésig az adatjel lényegében alig mutat torzulást, az ideálistól (1. ábra) való eltérés maximum 10% csupán a mintavételi (=adat érvényes)

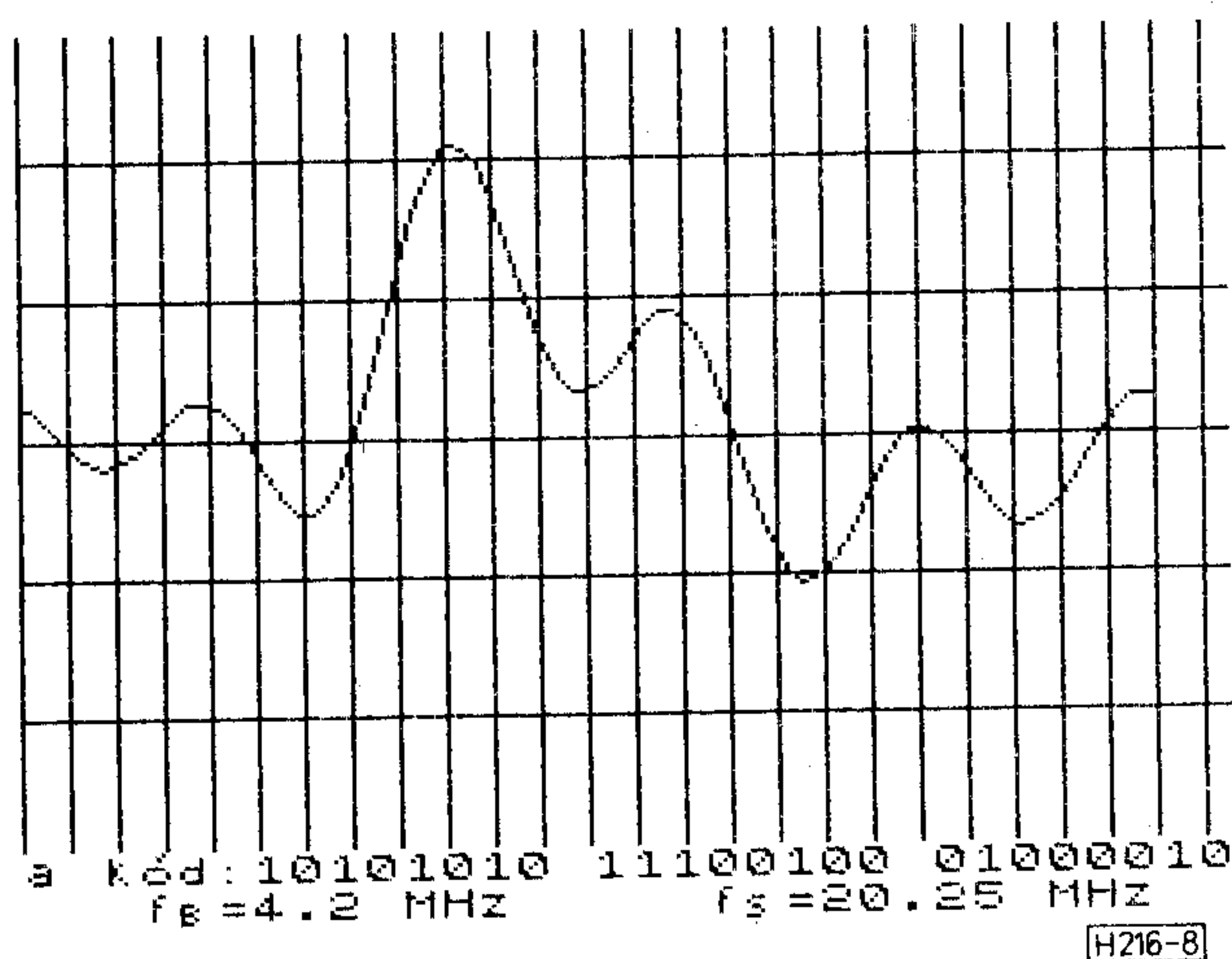


H216-6

6. ábra. Sávszélesség = 5,88 MHz



7. ábra. Sávszélesség = 5,04 MHz



8. ábra. Sávszélesség = 4,2 MHz

időpontokban. Ha még tovább csökkentjük a sávszélességet (4., 5. ábra), akkor már veszélyes helyzet alakul ki különösen a két-két nullával körülvett egyes körül és $f_B = 5,88$ MHz esetén (6. ábra) ez az egyes (-1) már kritikus - 0,5 fölé, azaz téves döntéssel a nullás tartományába kerül. Ugyanekkor érdemes megfigyelni, hogy ugyanekkor az órajelbefutó rész még alig 15–20% amplitúdó-csökkentést mutat csupán. Tovább csökkentve a sávszélességet a 7. ábrán látható jelalak adódik. Az órajel befutó lényegében a sávszélességnek 5 MHz alá való csökkentése esetén „törik meg”: a 8. ábrán 4,2 MHz sávszélesség esetén már szinte semmi sem ismerhető fel az eredeti adatjelből.

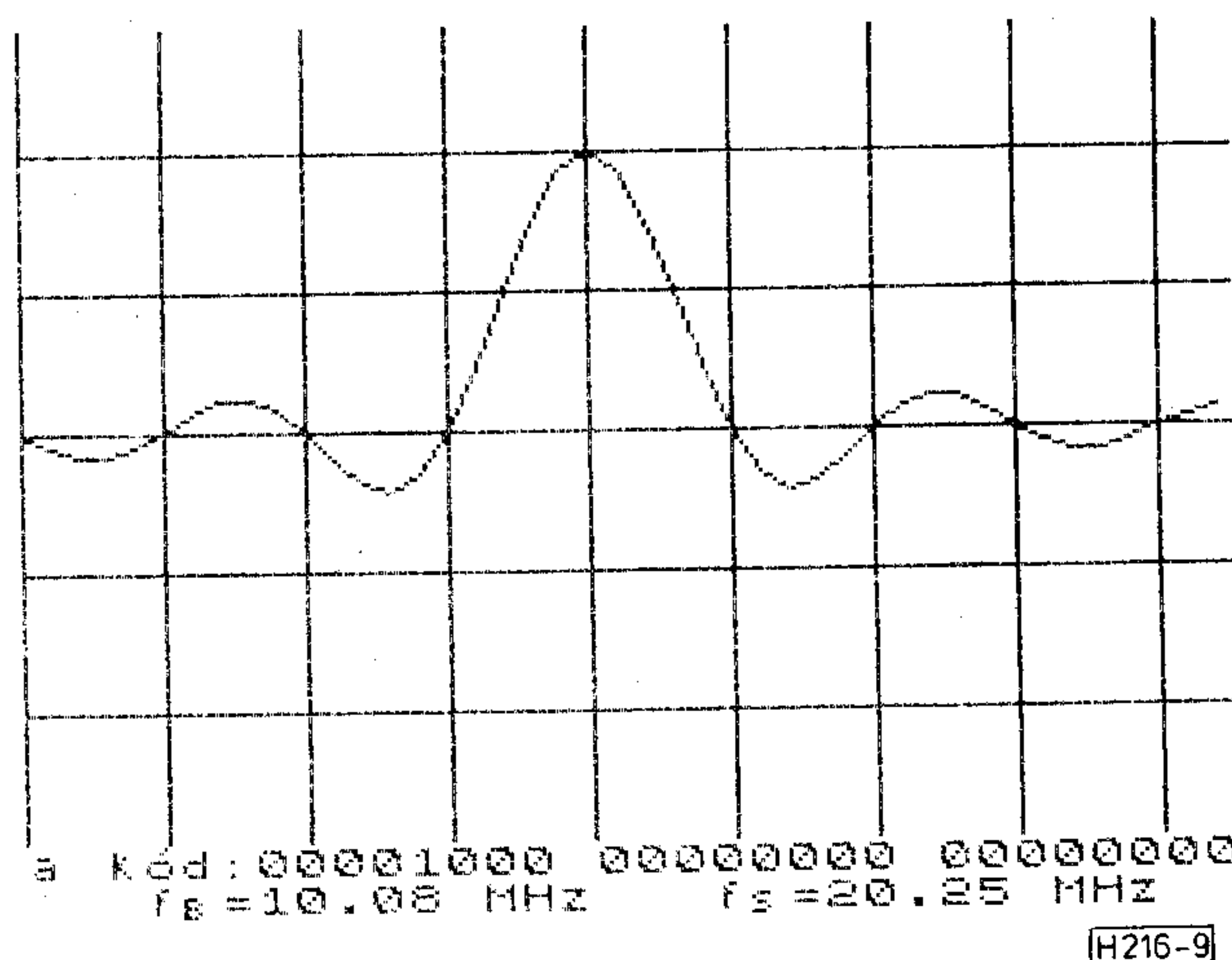
A sávszélesség-csökkentés hatását megfigyelhetjük egy másik vizsgálójel esetén is a következő, 9.–15. ábrasorozaton. Ezekben a számítógép annak a jelnek az időképét ábrázolta a sávszélesség, mint paraméter függvényében, amely számos zérus között egyetlen egyest tartalmazott. Ezúttal az időléptéket megnyújtottuk, hogy jobban le lehessen olvasni a mintavételi időpontok környezetében az adatjel értékét.

A 9. ábra tünteti fel az ideális esetet: az adatjelet egy 10,08 MHz sávszélességű aluláteresztő szűrőn

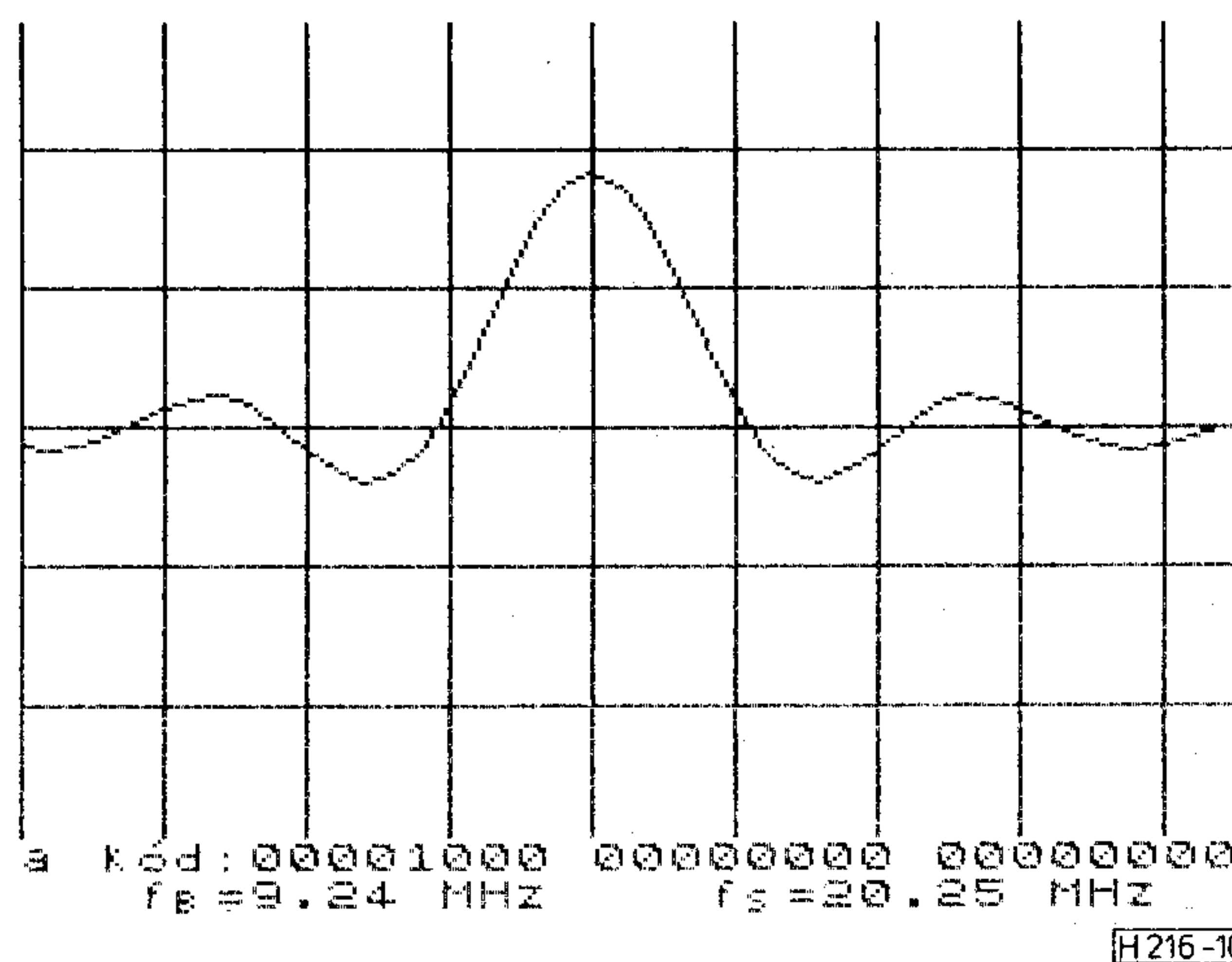
átbocsátva megfigyelhető, hogy valamennyi zérus, illetve az egyetlen egyes értékű bit pontosan a névleges értéket mutatja a függőleges vonalakkal megjelölt mintavételi időpontokban. Két ilyen időpont között természetesen az adatjel „hullámszerűsége” ezektől eltérő értéket mutat, de egyrészt ilyenkor az adat nem „érvényes”, másrészt ez a hullámszerűség abból adódik, hogy a Nyquist-kritérium következtében itt nem az alakhű jelátvitel a cél, hanem a kérdéses időpillanatokban az adat értékének egyértelmű közlése.

Továbbmenve, a 10. és 11. ábrán látható ez a „Dirac impulzus” akkor, amikor a sávszélesség 9,24, ill. 8,4 MHz-re csökken. Itt már természetesen vannak eltérések az ideális eset zérus, illetve egyeséhez képest, de ezek még kicsik, nem haladják meg a 20%-ot. A 12. ábrán a sávszélesség 7,56 MHz, majd rendre következnek a 6,72 MHz, az 5,88 MHz, valamint a 15. ábrán az 5,04 MHz sávszélességnek megfelelő jelalak. Egészen az utolsó esetig még nincs téves döntés, de a biztonságos bit-átvitelhez ezek az esetek már nem alkalmasak.

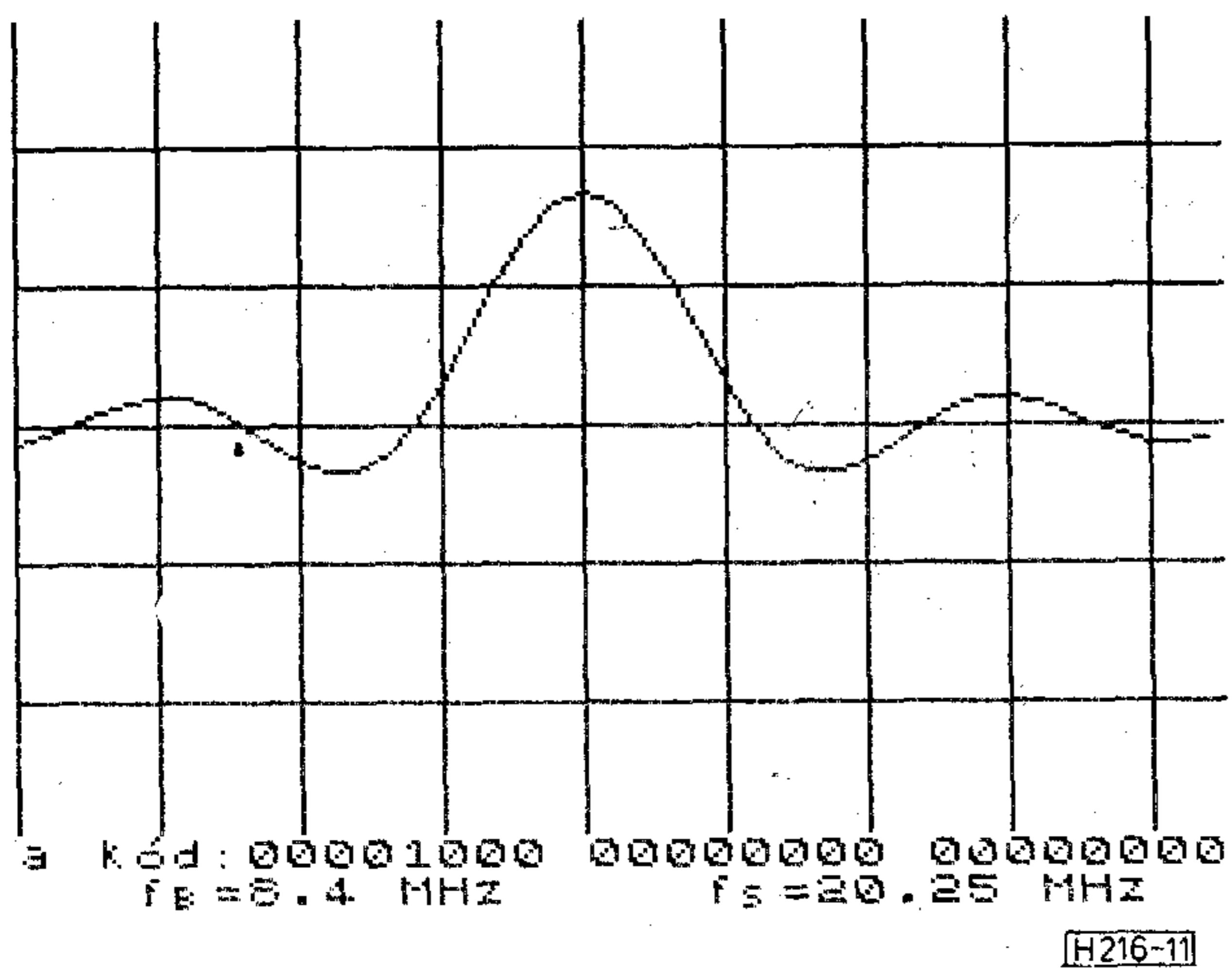
Mindezekből következik, hogy a duobináris átvitel az adat/hang sávszélességét nyugodtan



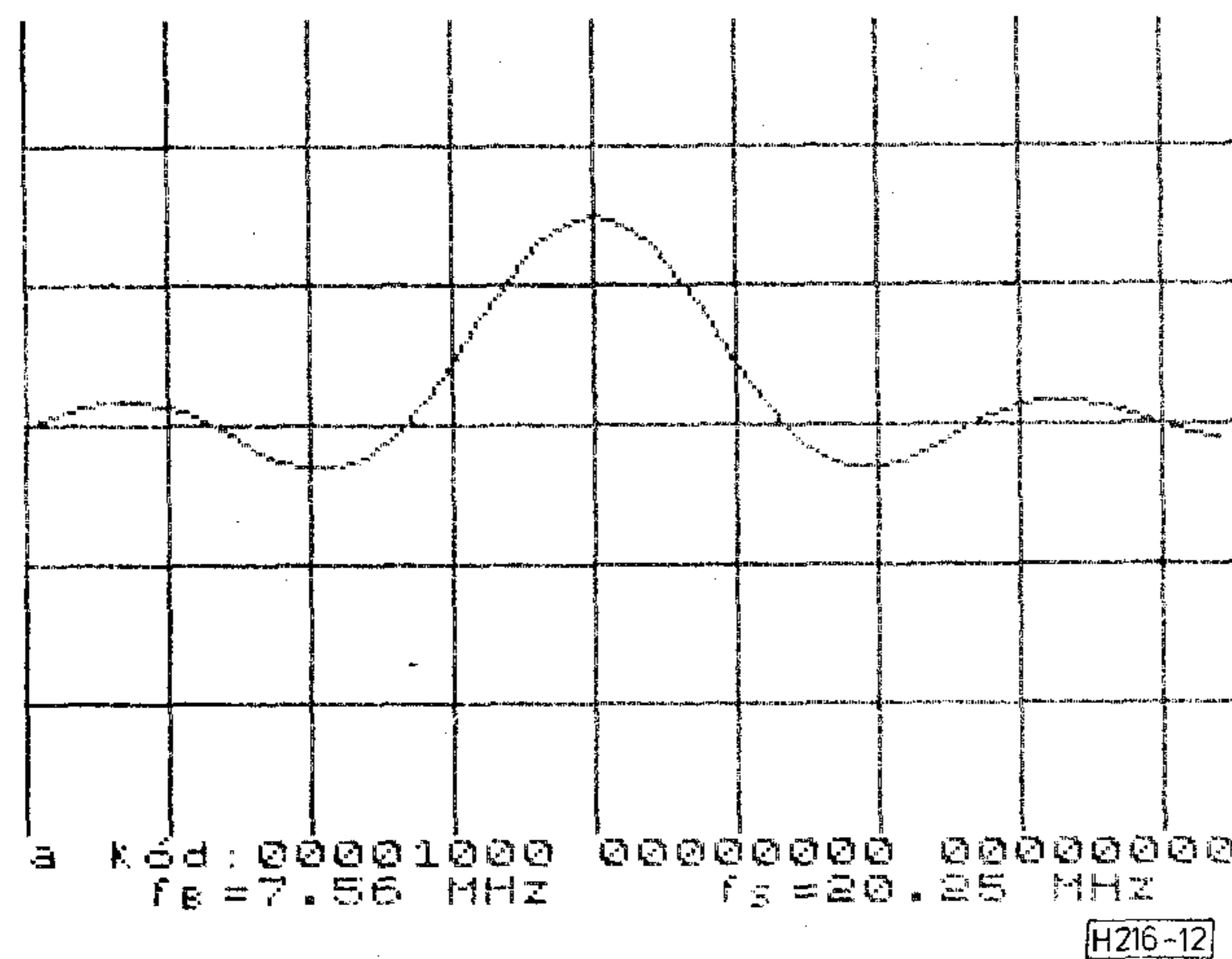
9. ábra. Dirac impulzus képe. Sávszélesség = 10,08 MHz



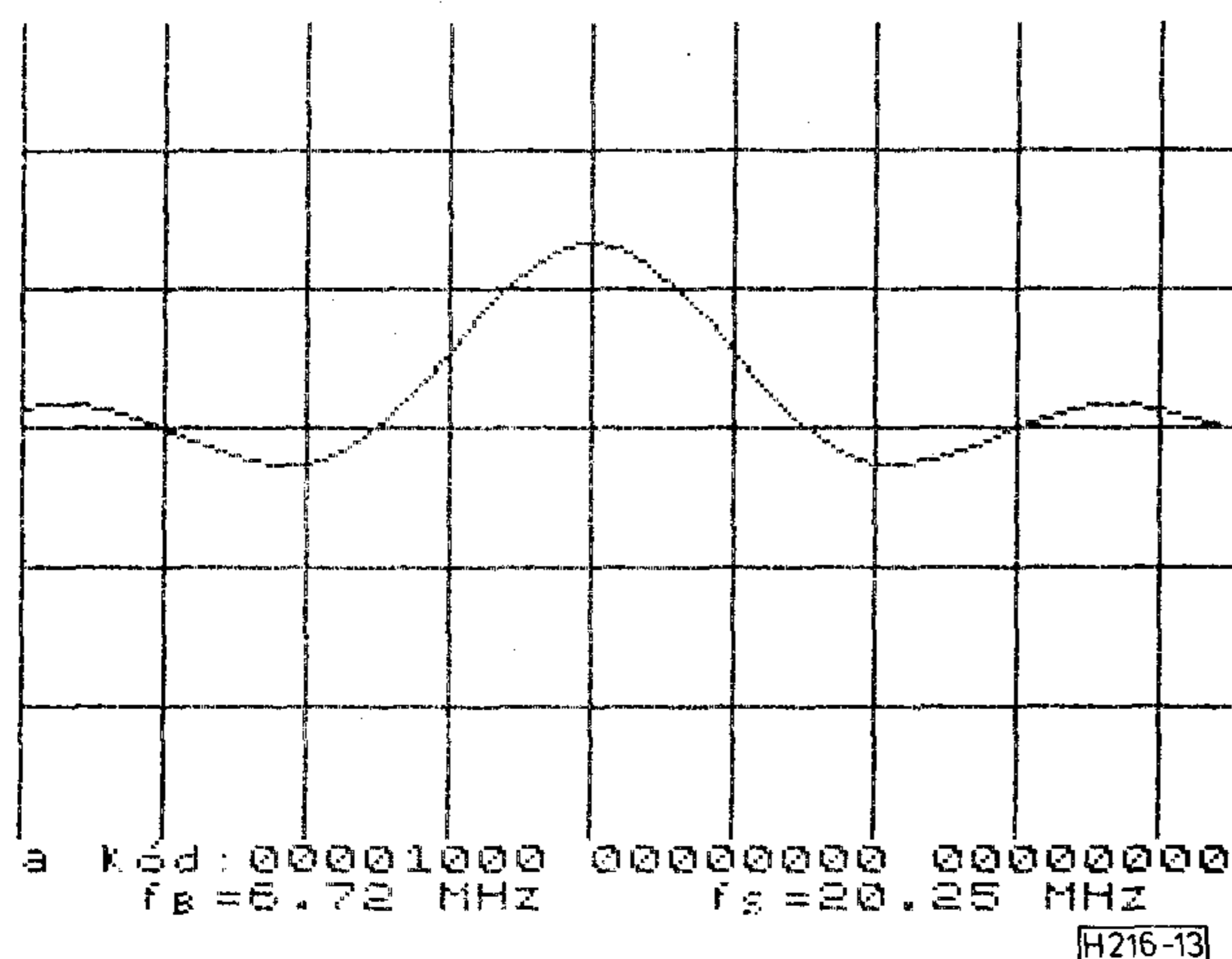
10. ábra. Dirac impulzus képe. Sávszélesség = 9,24 MHz



11. ábra. Dirac impulzus képe. Sávszélesség = 8,4 MHz



12. ábra. Dirac impulzus képe. Sávszélesség = 7,56 MHz



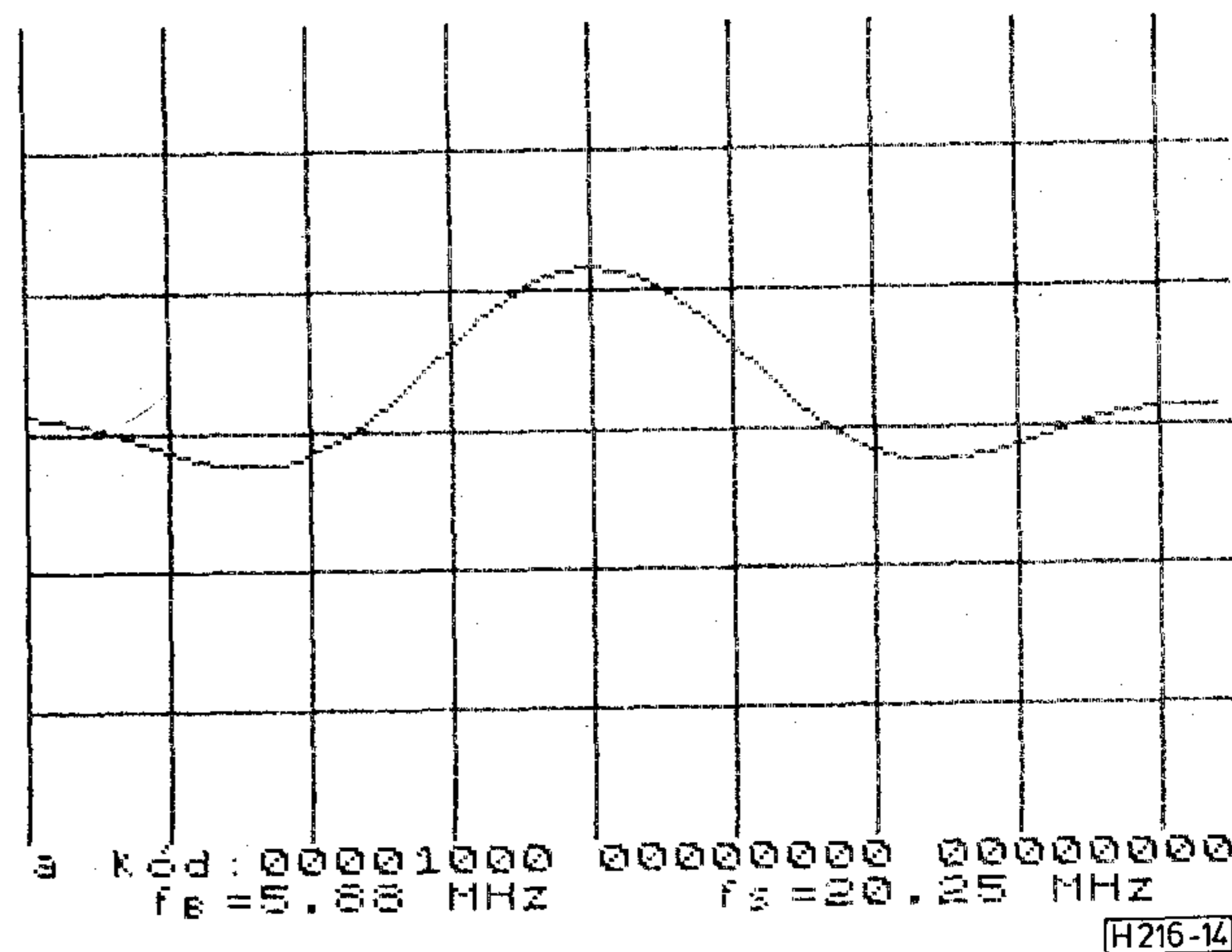
13. ábra. Dirac impulzus képe. Sávszélesség = 6,72 MHz

le lehet csökkenteni kb. 8,4 MHz értékre, ettől a bittévesztés veszélye szinte alig nő meg. Ez a sávszélesség viszont lényegében azonos a MAC-jel átvitelére szükséges alapsávi sávszélességgel, így leszögezhetjük, hogy az egész összetett MAC-jel

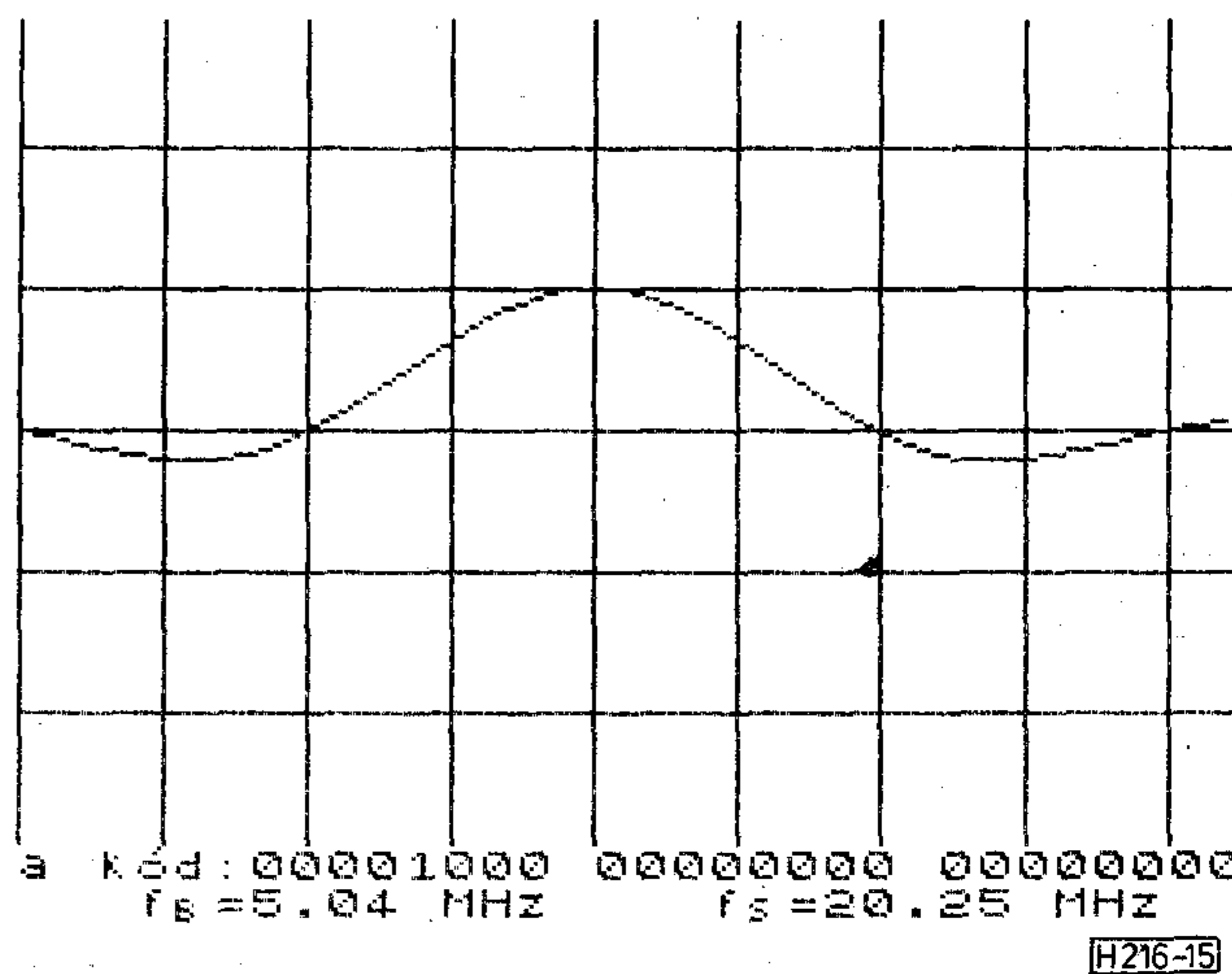
(D-MAC!) továbbítható egyetlen (!) 8,4 MHz sávszélességű csatornán akár az alapsávban, akár egy kábel hálózaton át például AM-VSB-modulációval.

A dekódolásnál háromszintű detekció szükséges: a középső érték felel meg a „zérus”-nak, míg akár a felső, akár az alsó az „egy”-nek. Tulajdonképpen az a helyzet, hogy a duobináris jel egy kompromisszum az eredeti NRZ-bináris jel és a négy-szintű kódolt jel között. Az előző sávszélesség igénye több, mint 10 MHz, az utóbbié viszont csak 5 MHz lenne. A kábelen történő jelszétosztásnál a négy-szintű kódolt jel sokkal inkább megsérülne az esetleges reflexióktól, így annak használatától eltekintettek. Egyébként is a MAC-vidéójelnek szüksége van a 8,4 MHz sávszélességre, így logikus, hogy ezt kihasználva a duobináris eljárás adja ehhez a „legközelebbi” illesztést.

Van még egy kérdés, amelyre itt kell megadni a választ. Ez pedig egészen logikusan adódik: miért nem javasolják a D-MAC/packet jel használatát magán a műholdas csatornán át? Nos a válasz az, hogy amennyiben a duobináris kódolást alkalmaznák magán a műholdról lesugárzott jelnél is, akkor az lényegesen jobban ki lenne téve a zaj okozta



14. ábra. Dirac impulzus képe. Sávszélesség = 5,88 MHz



15. ábra. Dirac impulzus képe. Sávszélesség = 5,04 MHz

tévesztéseknek, mint a 2—4 PSK-t használó C-MAC-rendszer. Az átviteli út ezen részében még megvan a lehetőség a 2—4 PSK-jel számára a nagyobb sáv szélességnek, így az jobban ki is használja a csatornát. A 20,25 Mbit/s adatsebesség mellett a D-MAC-rendszerű jel vételekor a hangcsatornák hamarabb válnának használhatatlanná, mint a képcsatorna. Ugyanakkor le kell szögezni, hogy a D-MAC-rendszer „teljesen átlátszó” a C-MAC által hozott információ számára, mind az adat/hang, mind a kép minősége tökéletesen azonos D-MAC és C-MAC esetén és a vételtechnika is azonos egészen a demodulálási pontig, ahol is a C-MAC egy PSK és egy FM, míg a D-MAC csupán egy FM-demodulátort kíván.

A D2-MAC/packet modulációs rendszer

1984-ben mind az NSZK mind Franciaország kifejezte azt a kívánságát, hogy vizsgálja meg egy szakértői testület annak lehetőségét, hogy nem lehetne-e egy MAC-típusú jelet olyan kábelhálózaton szétosztani, amelyek sáv szélessége mindössze 7 MHz. Ez esetben természetesen kompromisszum az egyedüli lehetséges megoldás, mert a 7 MHz sáv szélesség igen szigorú követelmény már magára a MAC-jelre is. A probléma azonban különösen a hang/adat jelcsomag esetében súlyos, hiszen az eredeti (C) elképzelés szerint ennek sáv szélességigénye több, mint 10 MHz!

A felvetett kívánságot számos engedmény árán lehetett csak teljesíteni. Végül is az EBU magáévá tette azt a javaslatot, amely számos kompromisszum árán, de teljesíti a 7 MHz sáv szélesség igényt. A rendszert D2-MAC/packet névvel vették a MAC-családba és a másik két társával, a C és D változattal együtt az EBU ajánlott rendszerei között szerepel.

A legfontosabb változás a korábbi MAC változatokhoz képest a hang/adat jel kialakításában van. Itt az eredeti 20,25 Mbit/s nagyságú adatsebességet a felére csökkentették, a D2-MAC-rendszer információátviteli sebessége 10,125 Mbit/s. A fele akkora adatsebesség természetesen azzal jár együtt, hogy a rendelkezésre álló 15 kHz sáv szélességű hangcsatornák száma 8-ról 4-re csökkent. Ebben a rendszerben is a duobináris kódolást alkalmazzák a hang/adat jelek átvitelére, amely kódolás itt megengedi, hogy a sáv szélesség

igény a 8,4 MHz-ről akár annak a felére, tehát 4,2 MHz-re is lecsökkenjen.

A videójel-rész (MAC) formátuma elvileg nem változik, de természetesen a 7 MHz-re való sáv szélesség csökkentés hatása itt is megmutatkozik: az átvitt kép felbontása gyengébb, mint az eredeti teljes értékű MAC-jelé. Ez a hatás különösen akkor szembetűnő, ha a kábeles szétosztásra magán a kábelhálózaton AM—VSB-t alkalmaznak, nagyjából hasonló, mint amit a jelenlegi földi műsorszórás is alkalmaz, kivéve azt, hogy most nincs hangvivő. Ez esetben a videó sáv szélesség még jobban lecsökken és kb. 5,7 MHz komprimált értéknek megfelelő 3,8 MHz alapsávi világosságjel-sáv szélességre csökken. Olyan országokban, mint Franciaország, vagy az OIRT országok, ahol a VSB-csatorna-sáv szélesség 8 MHz, ezek az értékek valamelyest nagyobbak.

Itt jegyezzük meg, hogy az EBU a D2-MAC-rendszert, úgy ajánlja, hogy az a C-MAC formában érkező jelnek egy kábelhálózat fejállomásán való átalakítás és betáplálás célját szolgálja. Az NSZK és a Franciaország által 1986-ban felbocsátandó DBS-műholdak azonban ennek ellenére a D2-MAC/packet rendszerben fogják műsoraikat sugározni — legalább is e sorok írásának idején (1986. május) ez a helyzet. Miután az adat/hang csatorna sebessége felére lett csökkentve, már nem igaz az az állítás, hogy a duobináris eljárás alkalmazása zajos vétel esetén hamarabb okozza a hangcsatornák kiesését, mint a kép elromlását, hiszen a 4 MHz környéki sáv szélességű jel egy FM-csatornán már megfelelő jel/zajt produkál, szemben a 8 MHz sáv szélességű (D-MAC) esettel. Mindazonáltal az is nyilvánvaló, hogy a DBS-sugárzás szempontjából a műholdas rendszer nem optimalizált, nem használja ki az átviteli csatorna teljes kapacitását.

I R O D A L O M

- [1] Television Standards for the Broadcasting Satellite Service. Specification of the C-MAC/Packet system. EBU publ. SPB 284. 4th revised version. Febr., 1985.
- [2] Specification of the D-MAC/Packet system. EBU publ. SPB 352. Chapter A. Febr., 1985.
- [3] Specification of the D2-MAC/Packet system. EBU publ. SPB 352. Chapter B. Febr., 1985.
- [4] G. J. Phillips: Direct broadcasting satellite transmission systems. Montreux TV Symposium Records. Joint Sessions. June, 1985.

Lapunk példányonként megvásárolható:

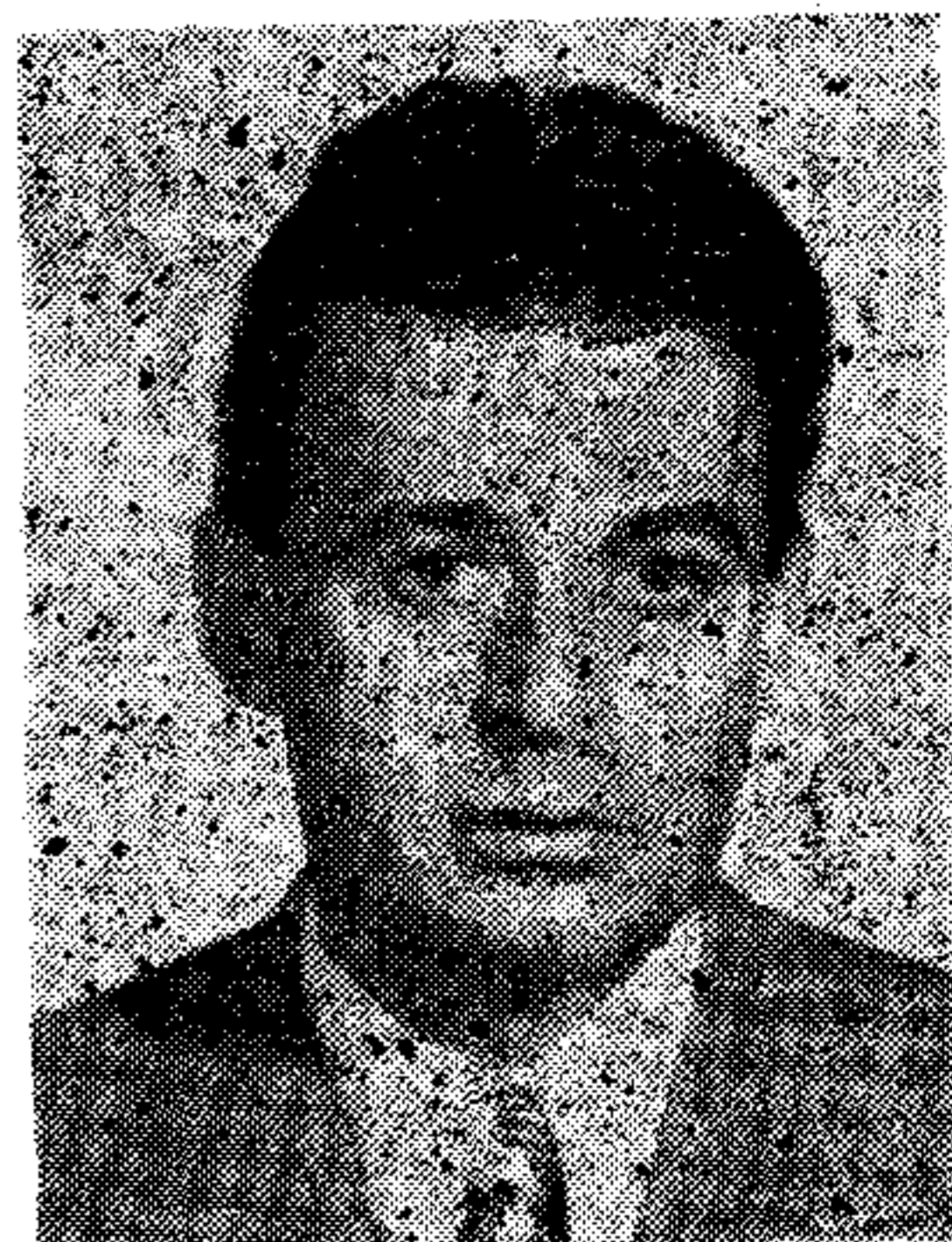
az V., Váci utca 10. és

az V., Bajcsy-Zsilinszky út 76. sz. alatti

hírlapboltokban

Injektált oszcillátorok moduláció- konverziós és tranziens tulajdonságainak vizsgálata

DR. BOZSÓKI ISTVÁN—GILA JÁNOS
BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék



DR. BOZSÓKI
ISTVÁN

Villamosmérnöki oklevelét 1953-ban szerezte meg. 1956-ig a BME Hadmérnöki Kar, 1957-től a Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék oktatója. Docens, 1981-től tanszékvezető. 1961—67-ig előbb a Beloiannisz, majd az Orion Gyár Mikrohullámú Fejlesztési Osztályán másodállásban mikrohullámú áramkörök tervezésével foglalkozott.

Egyetemi dr. 1965, a műszaki tudományok kandidátusa 1976-tól.

Szakmai tevékenységet parametrikus erősítők, mikrohullámú oszcillátorok tervezésében; rádió hírközlés, rádiólokáció elméleti és gyakorlati kérdéseiben, jelenleg a mikrohullámú távérzékelés területén végez.

Több bizottság, a HTE Elnökség tagja, 1986-ban „Puskás Tivadar emlék-éremet” kapott. Több kiüntetés tulajdonosa.

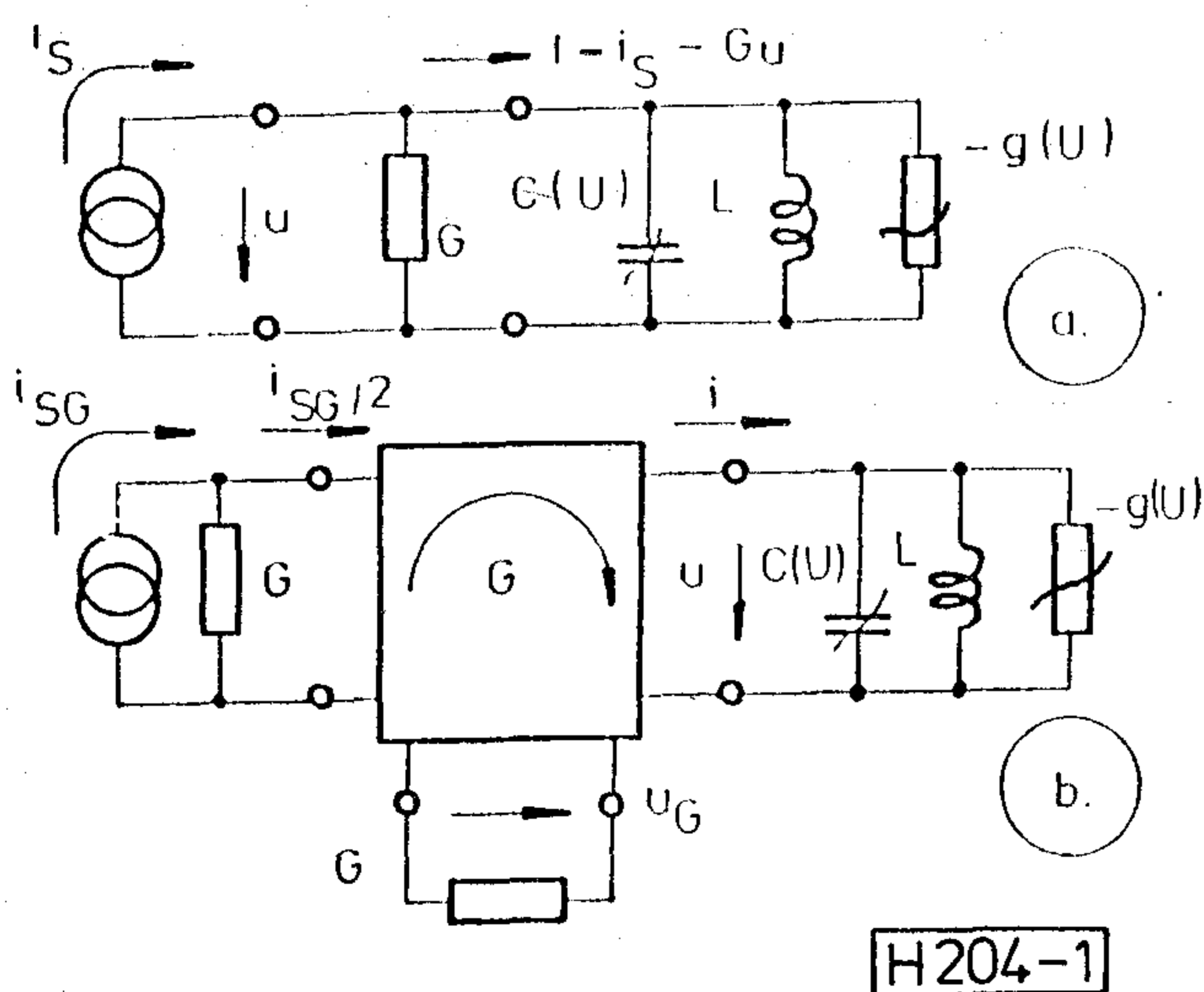
ÖSSZEFOGLALÁS

A szerzők az injektált oszcillátorok viselkedését analizálják modulált és kapcsolt injektáló jel hatására. Az analízis az egyfrekvenciás leírófüggvény szemléletén alapul, s figyelembe veszi az áramkörben lévő cirkulátor hatását is. A modulációkonverziós tulajdonságokat frekvencia tartományban vizsgálják s meghatározzák a konverziós mátrixot. A tranziens viselkedést időtartományban írják le s eredményt kapnak a szinkronizálási időre. A szinkronizálás során fellépő jitter jelenségére magyarázatot adnak. Az elméleti eredmények igazolására mérési módszert fejlesztettek ki, mellyel az elméleti számításokat igazolják.

1. Bevezetés

Mikrohullámú oszcillátorok viselkedését gyakran írják le az egyfrekvenciás leírófüggvények (sinusoidal-input describing function) segítségével [1]. Ez a leírásmód alkalmazható, ha az áramkör külső jósági tényezője elég nagy ahhoz, hogy a nemlineáris eszköz vezérlő jele (árama vagy feszültsége) közelítőleg szinuszos legyen. A módszer segítségével a nemlineáris elemre frekvencia és amplitúdó függő admittancia fogalmat vezethetünk be. Kis változások esetén ez az admittancia mind a frekvencia, mind az amplitúdó függvényében linearizálható [2].

Továbbá az áramkör nagy külső jósági tényezője lehetővé teszi a lassan változó időfüggvények módszerének alkalmazását is [2].



1. ábra. Injektált oszcillátor áramköri modellje: (a) cirkulátor nélkül, (b) cirkulátorral

Beérkezett: 1986. IV. 30. (H)

2. Alapegyenletek

Injektált oszcillátor ekvivalens áramköre [3], [7] az 1. ábrán látható, ahol a következő jelöléseket használtuk:

$$i_s(t) = I_{s0}(1 + \sigma) \cos(\omega_s t + \varphi_s)$$

$$u(t) = U \cdot \cos(\omega_s t + \varphi) \quad (1-a)$$

$$U = U_0 + \mu_0 + \Delta\mu = (U_0 + \mu_0)(1 + \mu)$$

$$\varphi = \varphi_0 + \varphi_s + \Delta\varphi ; \alpha = \omega_s t + \varphi$$

A cirkulátor hatása:

$$U_G = u - i_{sG}/2G ; i_{sG} = i_s$$

$$U_G(t) = U_{G0}(1 + \mu_G) \cos(\omega_s t + \varphi_G) \quad (1-b)$$

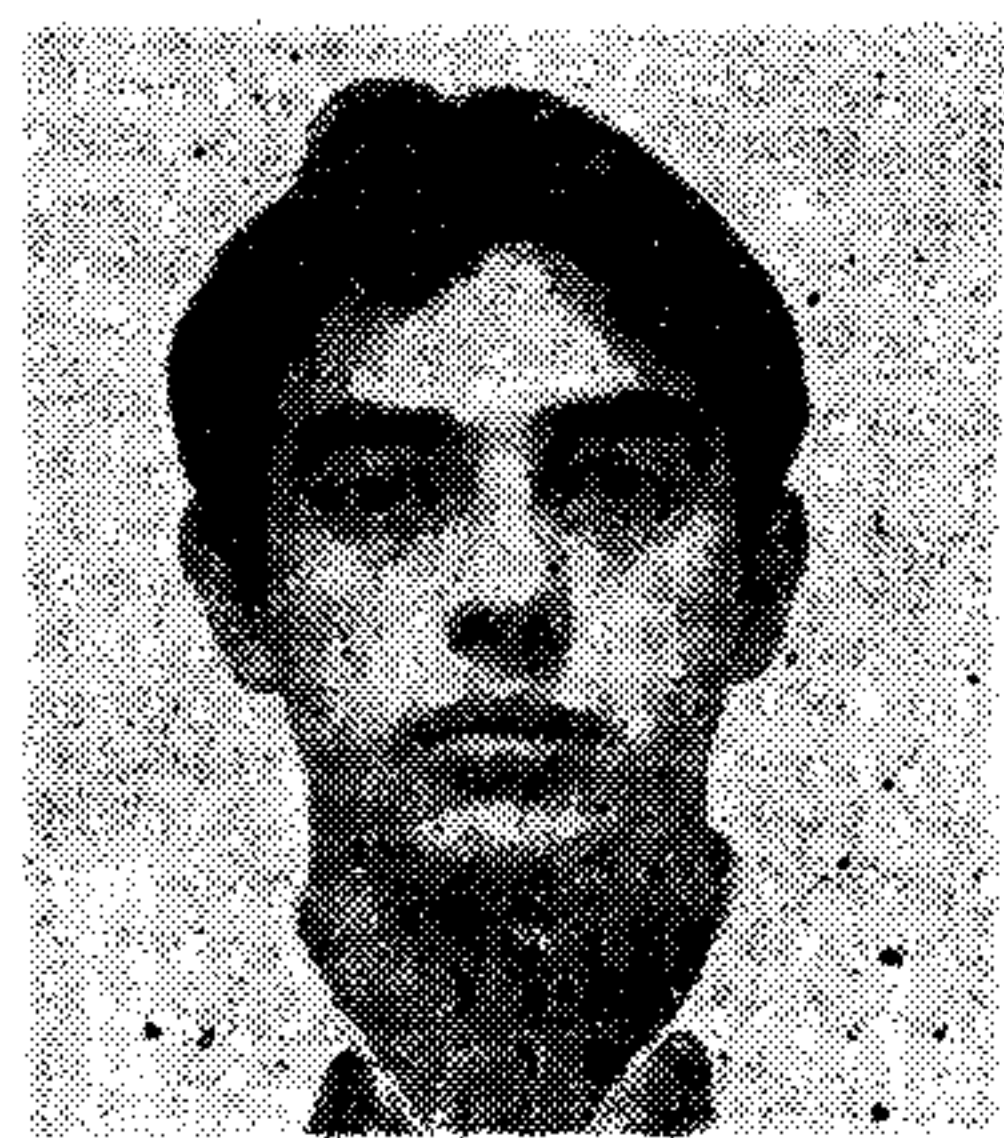
$$\varphi_G = \varphi_{G0} + \varphi_s + \Delta\varphi_G$$

A modulációs és tranziens sajátosságokat meghatározó $\sigma(t)$; $\varphi_s(t)$; $\mu_s(t)$ függvények időben lassan változnak a vivőfrekvenciás változáshoz képest. U_0 (U_{G0}) az oszcillátor szabadonfutó amplitúdója. Az 1.a ábrára felírható alapegyenlet:

$$i_s = [G - g(u)] \cdot u + \frac{1}{L} \int u dt + C(u) \frac{du}{dt} \quad (2)$$

3. Modulációs sajátosságok

Az 1. ábrán látható aktív eszközre tetszőleges nemlinearitást megengedve a modulációs torzítás és konverzió a fent említett közelítésekkel a következőképpen fejezhető ki [3]:



GILA JÁNOS

1984-ben diplomázott a Budapesti Műszaki E-

gyetem Villamosmérnöki Karán. Diplomatervét oszcillátor témából írta, mellyel a diplomatervpályázaton első díjat nyert. A témában előadást tartott az 1985-ös TKI Jubileumi Tudományos Konferencián. Nappali szakmérnök-hallgató volt a BME Mikrohullámú Híradástechnika tanszékén. Jelenleg a VIDEOTON dolgozója. Érdeklődési területe: oszcillátorok elmélete, alkalmazása.

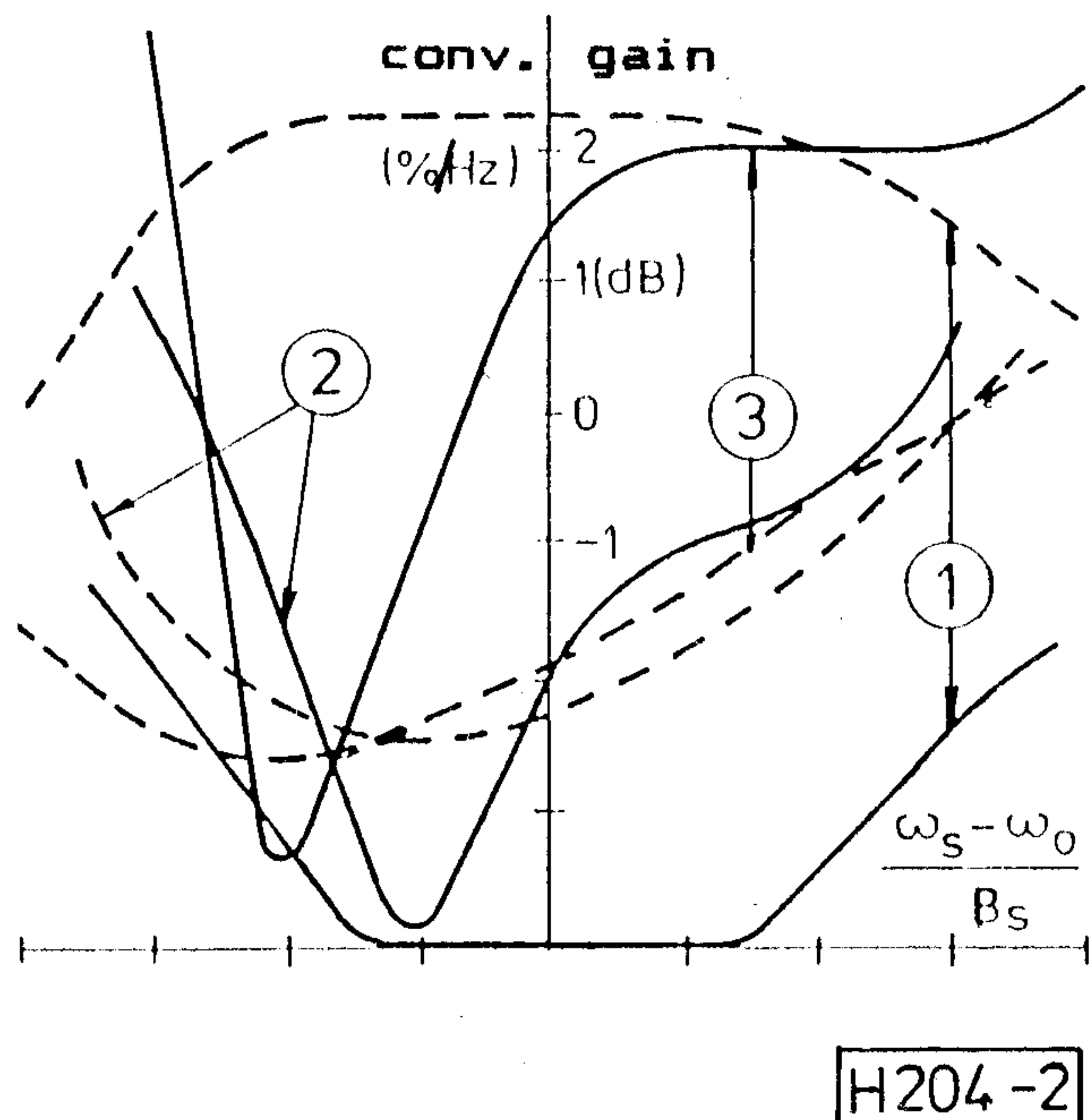
$$\begin{bmatrix} M_G \\ \Phi_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{Ms} & C_{MF} \\ C_{Fs} & C_{FF} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Sigma \\ \Phi_s \end{bmatrix} \quad (3)$$

M_G, Φ_G a kimenő jel, míg Σ, Φ_s az injektált jel modulációs tartalmának komplex amplitúdói. (Determinisztikus jel esetén ez nem más, mint az adott jel komplex spektruma, sztochasztikus jel — zaj — esetén pedig csak valós amplitúdójuk négyzete értelmezhető, mint az adott jel teljesítményspektrum sűrűsége).

$C_{<>, <>}$ a moduláció konverziós mátrix. A modulációt az alábbi alakban tételezve fel:

$$\begin{aligned} \sigma &= \hat{\sigma} \exp(j\Omega t) \text{ vagy } \Phi_s = \hat{\Phi}_s \exp(j\Omega t) \\ \mu_G &= \hat{\mu}_G \exp(j\Delta_\mu) \exp(j\Omega t) \\ \Phi_G &= \hat{\Phi}_G \exp(j\Delta_\phi) \exp(j\Omega t) \end{aligned} \quad (4)$$

A C mátrix elemeinek jelentése a következő:



2. ábra. Számított (1, 2) és mért (3) FM-AM modulációs görbék relatív koordinátarendszerben. Paraméter: külső jósági tényező Q_{ex} (1: 50, 2: 200, 3: 600)
 —: $100/\Omega_M \exp(|CMF| \text{dB}/20)$ (%/Hz)
 ---: P_g/P_0 (dB): szinkronizációs görbék.

$$\begin{aligned} C_{Ms} &= \frac{\hat{\mu}_G}{\hat{\sigma}} \exp(j\Delta_\mu); \quad C_{Fs} = \frac{\Delta\hat{\Phi}_G}{\hat{\sigma}} \exp(j\Delta_\phi) \\ C_{MF} &= \frac{\hat{\mu}_G}{\hat{\Phi}_s} \exp(j\Delta_\mu) = j \frac{\hat{\mu}_G \Omega}{\Delta\hat{\omega}_s} \exp(j\Delta_\mu) \\ C_{FF} &= \frac{\hat{\Phi}_G}{\hat{\Phi}_s} \exp(j\Delta_\phi) = \frac{\Delta\hat{\omega}_G}{\Delta\hat{\omega}_s} \exp(j\Delta_\phi) \end{aligned} \quad (5)$$

Példaként $|C_{MF}|$ változását láthatjuk a 2. ábrán a terhelés felé szorosan és lazán csatolt oszcillátor esetére. Ezen az ábrán szaggatott vonallal látható az adott beállításhoz tartozó szinkronizációs görbe (kimenőtéljesítmény változása a frekvenciaelhangelés függvényében) is. Megfigyelhető a csatolás jelentős hatása a szinkronizált oszcillátor viselkedésére.

4. A tranziens viselkedés analízise [5]

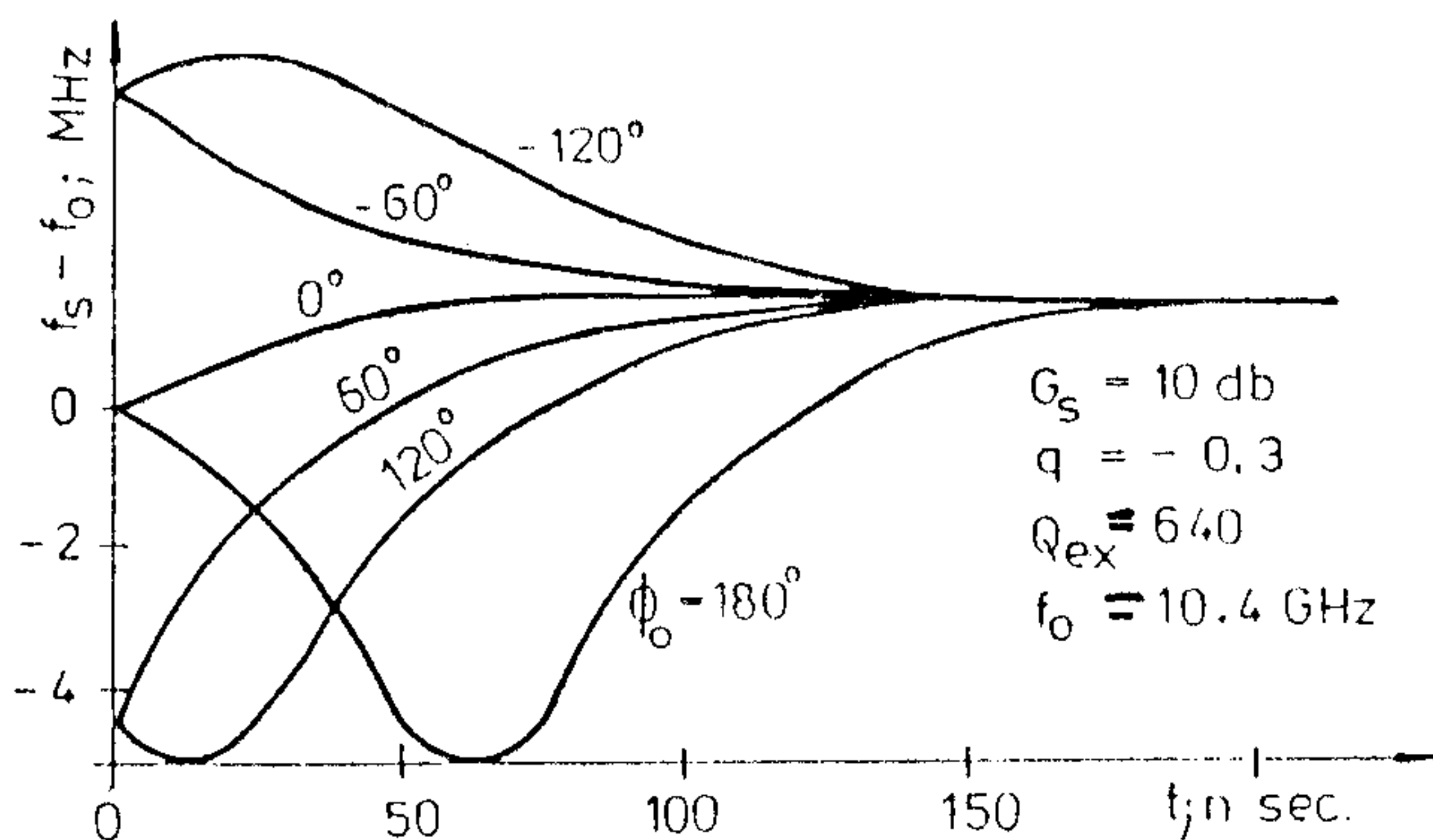
Tranziens viselkedés szempontjából különös fontosságot kell tulajdonítanunk a szinkronizálási időnek. Számításához a szinkronizáló jelet modulálatlannak tételezzük fel [$\sigma(t)=0$ és $\varphi_s(t)=0$] melyet a szinkronizálandó oszcillátorra belépő függvénnyel kapcsolunk rá. Ebben az esetben $U(t)=U_0+v(t)$ ahol $v(t)$ az amplitúdó tranziens. A (2)-es egyenletben a következő feltételezésekkel élünk:

$$\begin{aligned} g(U) &= g_0 - KU^2 \quad g_0; K > 0 \\ P_{szabadonfutó} (=P_0) &\gg P_{injektált} (=P_s) \\ C(u) &= C_0 \end{aligned} \quad (6)$$

Az utolsó egyenletben az aktív eszköz nemlineáris szuszceptanciájának hatását hanyagoltuk el. Kurokawa módszerét [2] használva (2)-ből kiküszöböljük a vivőfrekvenciás komponenszt, s a következő két differenciálegyenletet kapjuk a szinkronizált oszcillátor fázisára és amplitúdójára:

$$\cos\Phi(t) = \frac{2}{B_s} \left(\frac{v(t)}{U_0} \right)' + V \left(\frac{v(t)}{U_0} \right) \quad (7)$$

$$\sin\Phi(t) = -\frac{2}{B_s} [\Phi'(t) + (\omega_s - \omega_0)] \quad (8)$$



3. ábra. Frekvencia tranziens az idő függvényében. Paraméter: Φ_0

Ahol:

$B_s = 2\omega_0(Q_{ex})\sqrt{G_s}$: benttartási tartomány

$\omega_0^2 = (LC_0)^{-1}$: szabadonfutó frekvencia

$Q_{ex} = \omega_0 C_0 G^{-1}$: külső jósági tényező

$P_0 = U_0^2 G/2$

$P_s = I_s^2/8G$

$G_s = P_0/P_s$: szinkronizálási erősítés

$V = (g_0 - G)\sqrt{G_s}/G$: terhelési tényező (9)

A szinkronizálási időt (8) megoldásával kapjuk. Szinkronizálás kezdetén az injektáló és szabadonfutó jel egymáshoz képest tetszőleges fázisban lehet, azaz $\Phi(t=0) = \Phi_0$. Ennek figyelembevételével:

$$\Phi(t) = 2 \arctg \frac{AB + 2\sqrt{1-q^2} \cdot \operatorname{tg}(\Phi_0/2)}{AC + 2\sqrt{1-q^2}} = 2 \operatorname{atn} \frac{N}{D} \quad (10)$$

Ahol:

$$A = \exp(tB_s\sqrt{1-q^2}/2) - 1$$

$$B = q + (\sqrt{1-q^2} - 1) \cdot \operatorname{tg}(\Phi_0/2)$$

$$C = 1 + \sqrt{1-q^2} - q \cdot \operatorname{tg}(\Phi_0/2)$$

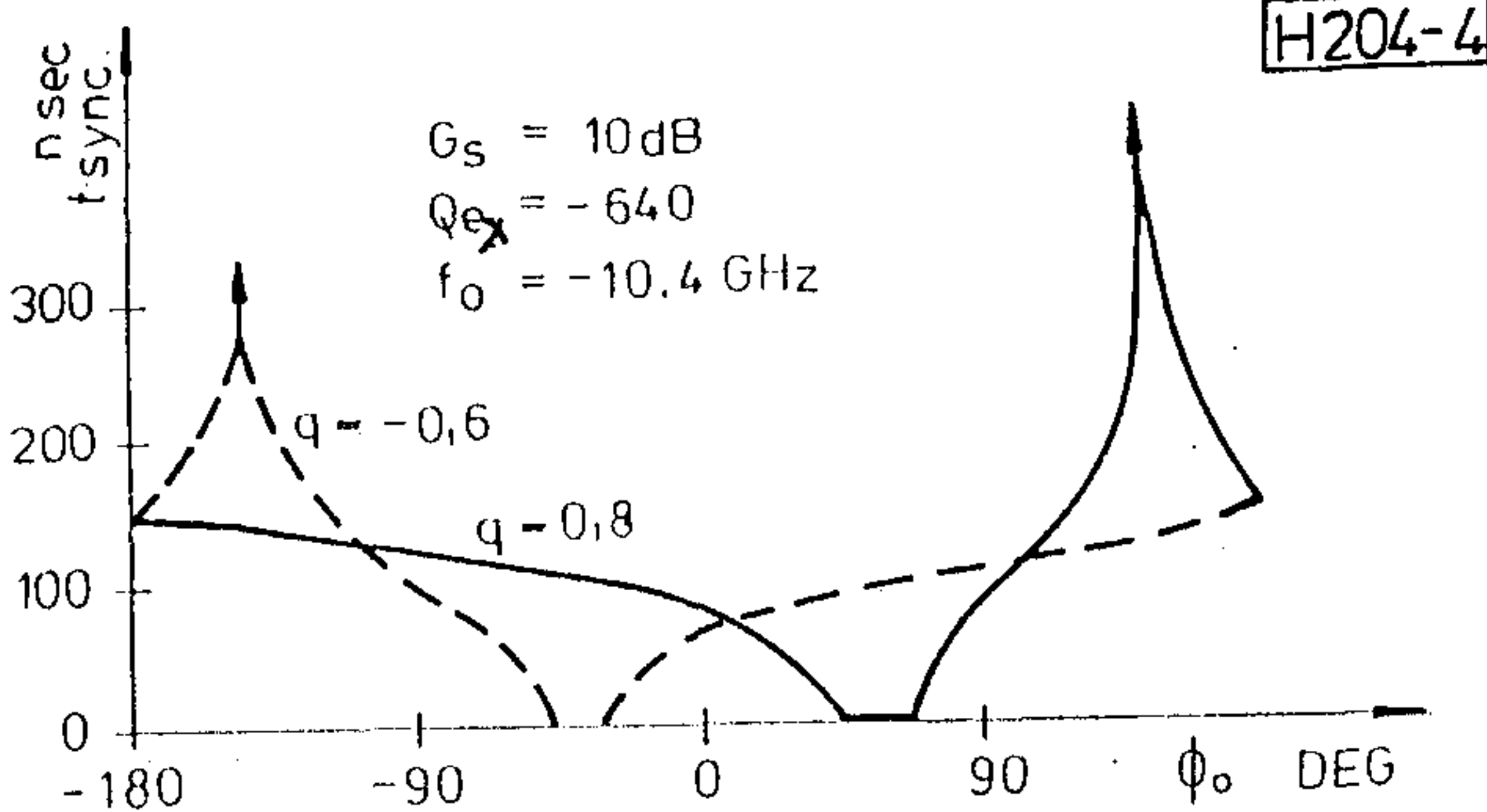
$$q = 2(\omega_0 - \omega_s)/B_s$$

Ennek a megoldásnak előnye, hogy figyelembe veszi a kezdeti fáziseltérés hatását is, s ebből a szempontból általánosabb mint [2]. A frekvencia-tranziens (10) deriváltjaként számolható:

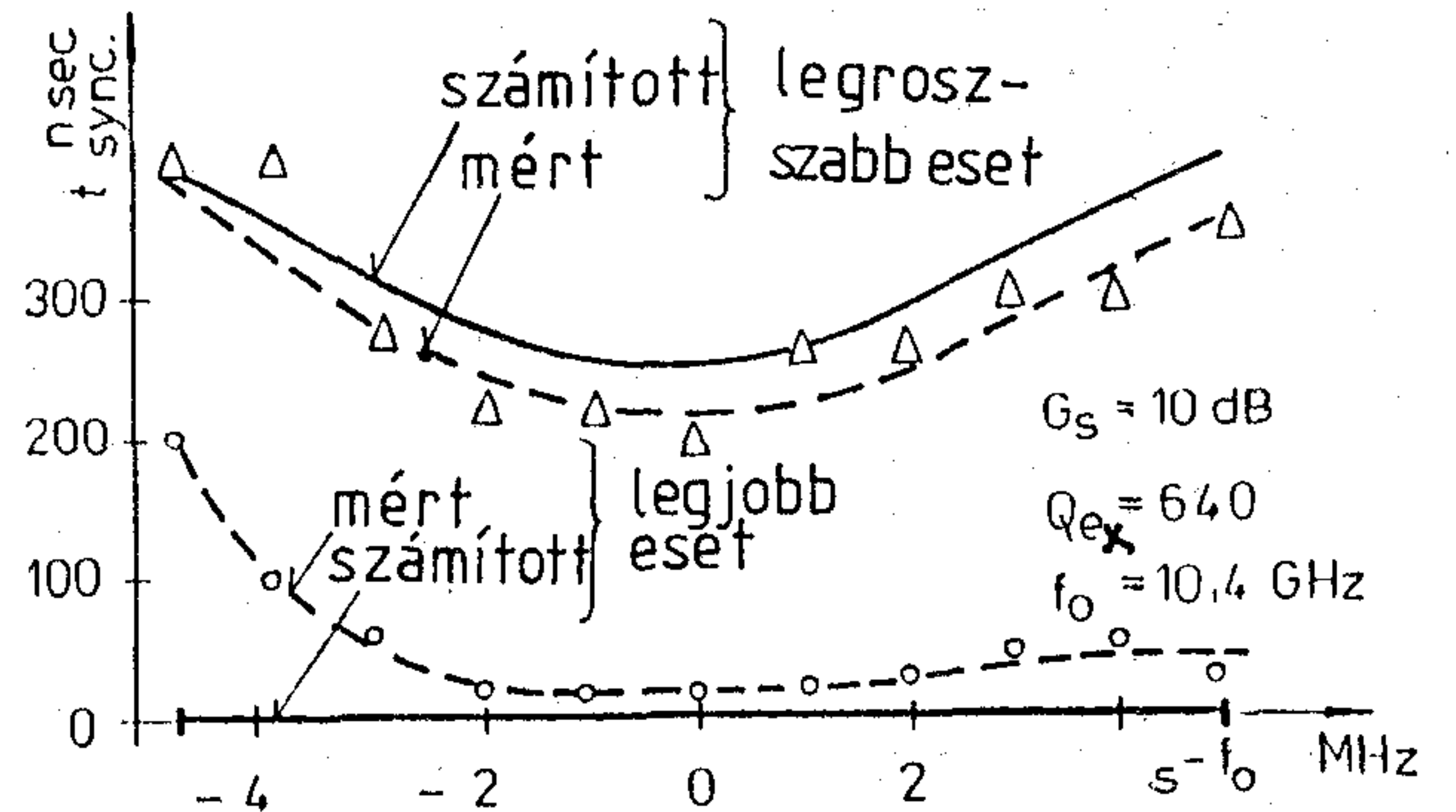
$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{B_s}{2} \times \frac{(BD - CN)2\sqrt{1-q^2}\exp(B_s t\sqrt{1-q^2}/2)}{D^2 + N^2} \quad (11)$$

Meg kell említeni, hogy a (8) differenciálegyenlet alakjában megegyezik az elsőrendű PLL nemlineáris modelljéből származtatható, a PLL fázis-tranziensét leíró egyenlettel. Így a későbbi következtetések elsőrendű PLL hurkokra is érvényesek, ill. összevethetők más úton kapott eredményekkel.

Az egyértelműség kedvéért szinkronizálási időnek tekintettük azt az időt, amely ahhoz szükséges, hogy a frekvencia az $\omega_s \pm 0,1(B_s/2)$ frekvencia-tartományba kerüljön.



4. ábra. Szinkronizálási idő Φ_0 függvényében. Paraméter: $q = 2(\omega_0 - \omega_s)/B_s$



5. ábra. Számított és mért szinkronizációs értékek

A számított görbét a 3. és 4. ábra mutatja, melyről jól látható a szinkronizálási idő erős függése Φ_0 -tól. Érdekes megjegyeznünk, hogy $\Phi_0 = 180^\circ$ nem mindig a legrosszabb eset (lásd 4. ábra) szemben azzal, hogy ezt [4] állítja.

Az elméleti eredmények igazolására korábban kifejlesztett mérési módszert használtunk [6], melyet gyors PIN-diódás kapcsolóval egészítettünk ki a tranziens mérésekhez. A tranziens időre számított és mért értékek (lásd 5. ábra) némileg eltérnek egymástól mely, egyrészt a modell által elhanyagolt nemlineáris szuszceptanciának, másrészt a szinkronizálási tranziens körülményes leolvasásából származó pontatlanságnak tudható be.

5. Következtetések

Megállapítható, hogy az egyfrekvenciás leírófüggvény szemlélet s a lassan változó időfüggvények módszerének együttes alkalmazása jól használható az injektált oszcillátorok leírására. Az analízis eredményeként megfigyelhető, hogy a terhelés csatolása jelentősen befolyásolja a szinkronizációs tulajdonságokat, míg a szinkronizálás során a kezdeti fáziseltérés a tranziens-idő leglényegesebb meghatározó eleme.

IRODALOM:

- [1] Gustafsson et al.: On the Use of Describing Functions in the Study of Nonlinear Active Microwave Circuits., IEEE Trans. on MTT, vol. MTT-20, no. 6, 1972, pp. 402-409
- [2] K. Kurokawa: Injection Locking of Microwave Solid-State Oscillators., Proc. IEEE, vol. 61, no. 10, 1973, pp. 1386-1410
- [3] I. Bozsoki, M. Valtonen: Modulation Conversion in Synchronized Microwave Oscillators., MITEKO 1985, Dil. 1, pp. 148-150
- [4] L. J. Paciorek: Injection Locking of Oscillators., Proc. IEEE, vol. 53, no. 11, 1965, pp. 1723-1727
- [5] Gila János: Injektált oszcillátor tranziens vizsgálata. Diplomaterv, BME-MHT, 1984
- [6] D. N. Hong, I. Bozsoki: Noise Measurements of Microwave Oscillators., MITEKO 1982, pp. 21-23
- [7] T. Bercei: Transfer Properties of Injection Locked Diode Oscillators, Proc. of the 5th Coll. on Microwave Comm., Budapest, 1974, vol. IV, pp. 73-82

Láncbakapcsolt PCM csatornák átviteli minőségromlásának hatása a beszédsávi adatátvitelre

B. KISS ANDRÁS
Posta Kísérleti Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A vegyes analóg-digitális hálózatokban a PCM-rendszerek számának növekedése szükségessé teszi az általuk okozott minőségromlások értékelését nem-beszéd típusú híryanagyokra (pl. adatátvitelre) is.

A CCITT erre vonatkozó munkáinak összefoglalása után a cikk ismerteti a laboratóriumi körülmények között láncbakapcsolt PCM-csatornák átviteli jellemzőinek alakulását a csatornaszámtól függően. A továbbiakban különböző típusú (CCITT V. 23 és V.26) adatátviteli modemek közé láncbakapcsolt PCM-csatornák átviteli jellemzőinek megváltozásából adódó adatátviteli hibaarány romlást vizsgálja, majd megadja a mérések alapján megállapítható következtetéseket.

1. Bevezetés

A távközlő hálózatokban egyre jobban terjedő digitális technika mind az átvétel, mind pedig a kapcsolástechnika területén alapvetően befolyásolja a hálózat fejlesztését, tervezéshez pedig szükségessé teszi az eddigi előírások felülvizsgálatát.

A CCITT 1981—84. tanulmányi periódusában a XVI. Tanulmányi Bizottság foglalkozott a digitális jelfolyamok minőségének leírására használatos jellemzők kidolgozásával, többek között a meglévő hálózatban létrejövő átviteli minőségromlásokkal, ezen belül a beszédátviteli minőség és a minőségromlások kapcsolatával [1].

A minőségromlások meghatározására léteznek javaslatok [2,3], azonban egységes módszert még nem sikerült kialakítani az elmúlt tanulmányi időszakban. Ezért cél egy olyan arányossági mérőszám (egység) megadása, mely független az átviteli berendezések kódolási technikájának megoldási módjától (pl. 7 bites vagy 8 bites kodek). Ezt figyelembe véve a XVI. Tanulmányi Bizottság tervezési célokra az átvinni kívánt információ típusa szerint, különválasztva a beszéd- és adatátviteli követelményeket, új kifejezések definiálását tartotta szükségesnek. Ezek szerint javasolja a beszédromlás egység SIU (Speech Impairment Unit) és az adatromlás egység DIU (Data Impairment Unit) [4] fogalmakat. Ezeket a munkákat az 1985—88. tanulmányi időszakban a XII. Tanulmányi Bizottság koordinálja [5], mely fenti problémák tisztázását tűzte ki célul.

Kapcsolódva a CCITT-munkákhoz méréseket végeztünk annak meghatározására, hogy láncbakapcsolt PCM-csatornák átviteli jellemzői milyen hatással vannak az adatátviteli hibaarányra. A következőkben — röviden a témához kapcsolódó kutatások áttekintése után — ismertetjük külön-

*B. KISS ANDRÁS
A Közlekedési és Táv-
közlési Műszaki Fő-
iskolán szerzett üzem-
mérnök oklevelet. 1970-
től dolgozik a Posta Kí-
sérleti Intézetben, a
Rendszertechnikai Osz-
tályon. Az utóbbi idő-
szakban a digitális
átviteli utak és digitális*

*kapcsoló berendezések be-
vezetésének a távbeszélő
hálózatok átviteli jellem-
zőire gyakorolt hatásá-
val, továbbá az analóg-
digitális vegyeshálóza-
tokban létrejövő, adat-
átvitelt befolyásoló min-
ségromlások hatásával
foglalkozik.*

böző modulációs rendszereket alkalmazó (FSK, PSK, DPSK) és különböző sebességű (1200 bit/s és 2400 bit/s) adatmodemek között láncbakapcsolt PCM-csatornákkal végzett mérések eredményeit, és az adatok alapján megadható következtetéseket.

2. Az analóg-digitális átalakítás hatása az átvitelre

A vegyes analóg-digitális hálózatokban egy-egy kapcsolat felépítésénél több PCM-kodek láncba-
kapcsolására is lehet számítani. A többszörös A/D és D/A átalakítás megnöveli a kvantálási torzítást, ami a beszédátvitel minőségének jelentős romlását okozhatja. A szubjektív vizsgálatok [6] szerint a jel-quantálási torzítás viszonyának az optimális 36 dB-ről 20—24 dB-re való csökkenése beszédnél már lényeges minőségromlást okoz. A kvantálási zajok minőségrontó hatása a különböző kódolási törvények alkalmazásával működő digitális rendszerek esetén különbözik. Ezért a digitális folyamatok minőségének leírására, illetve különböző rendszerek összehasonlítására mérőszámként a CCITT a „kvantálási torzítás egység” (qdu) használatát javasolja. 1 qdu egyenértékű azzal a minőségromlással, amelyet egy 8 bites, A vagy μ törvényű, G.711 Ajánlás szerinti PCM-rendszer okoz a beszédátvitelben, ha a berendezés a G.712 Ajánlásban rögzített torzítás görbénél átlagosan 2 dB értékkel kevesebb kvantálási zajt termel. Ez azt jelenti, hogy az említett ideális PCM-rendszer objektíven mérhető jel/kvantálási zaja 36 dB. Ez a fül számára — adottságai miatt — nem érzékelhető, ugyanis a zavar a hasznos szint alatt 36 dB-lel jelenik meg beszélgetés közben.

Egy teljes előfizetőtől-előfizetőig terjedő összeköttetésre a „14 qdu”-s szabály [2] érvényes, mely szerint a nemzeti szakaszokra 5+5 qdu, míg a nemzetközire 4 qdu engedhető meg. Így 14 PCM-szakasz láncbakapcsolása $10 \lg 14 = 11,5$ dB jel/kvantálási zaj romlást eredményez, tehát egy teljes nemzetközi összeköttetésre $36 - 11,5 = 24,5$

Beérkezett: 1986. XI. 5. (□)

dB a megengedhető kvantálási zaj, amely egyezik a fent említett szubjektív vizsgálatok eredményével. Megjegyezzük, hogy az Ajánlások időlegesen megengedik a nemzeti szakaszra eső 5 qdu növelését max. 7 qdu-ra, vagyis $7+4+7=18$ qdu-t engednek meg maximálisan.

Az eddig összefoglaltak beszédátvitel szempontjából értékelik az analóg-digitális vegyeshálózatokban létrejövő minőségromlásokat. Szükségessé vált azonban a nem-beszéd típusú (pl. adat) híryananyagok átvitelére is megvizsgálni, hogy milyen átviteli jellemzők befolyásolják jelentősen az adatátviteli hibaarányt, illetve van-e összefüggés a qdu és a hibaarány között.

3. Az adatátvitelt befolyásoló minőségi jellemzők

A nemzetközi összeköttetésekre vonatkozó jelenlegi átviteli terv a beszédátvitel minőségére ad útmutatást. A legjelentősebb minőségromlásokat és azok beszédjelekre gyakorolt hatását foglalja össze a P.11 Ajánlás. Ezek a minőségromlások az önhangcsillapítás, áramköri zaj, teremzaj, csillapítástorzítás, visszhang, kvantálási torzítás és fázisdzsitter.

Ezeken túlmenően azonban vizsgálni kell a nemzetközi összeköttetéseken továbbított adatokra a minőségromlást okozó jellemzőket is. Ilyenek az impulzus zaj, a csoportfutásidő-torzítás, a nemlineáris torzítás, a jel-zaj viszony, az erősítés és fázis tranziensek stb.

A továbbiakban az adatátvitelt befolyásoló minőségjellemzőkkel és a vonatkozó CCITT-ajánlásokkal foglalkozunk részletesebben.

3.1. Impulzus zaj

Az impulzus zaj egy adott időintervallumba eső és adott küszöbszintet átlépő zajamplitúdók számlálásával határozható meg. Erre határértéket ideiglenesen a H.12 Ajánlás [7] javasol, mely szerint a bérelt áramkörök esetén a -21 dBmO küszöbszintet meghaladó zajimpulzus csúcsok száma 15 perc alatt nem lehet több 18 darabnál.

Adatátvitelnél, rendszertől függően, a bithibaarány akkor romlik jelentősen, ha a zajcsúcsok $3 \div 12$ dB-re megközelítik a hasznos jel effektív értékét [8]. A zajérzékenység határát az alkalmazott adatmodem modulációs megoldása (pl. FSK, PSK) és az adatátvitel sebessége, valamint a csatornák más átviteli minőségromlásának a nagysága befolyásolja.

Az American Telephone and Telegraph Company vizsgálatai szerint adatátvitelnél megfelelő határértéknek tekinthető, ha az impulzus zajok 15 perc alatt 15-nél többször nem lépnek túl egy olyan küszöbszintet, mely 6 dB-lel van a vett adatjel effektív értéke alatt.

3.2. Csoportfutásidő torzítás

Csoportfutásidő torzításnak nevezzük az átvitt frekvenciasávban mért legkisebb csoportfutásidőhöz viszonyított eltérést, melynek határait az M.1020 Ajánlás 2. ábrája az irányadó. Az adat-

átviteli hibaarány és a csoportfutásidő torzítás kapcsolatát a későbbiekben részletesebben tárgyaljuk.

3.3. Fázisdzsitter

A fázisdzsitter az átvitt jelnek egy nemkívánatos fázismodulációja, mely zavarja a jel null-átmeneteit. Ilyen null-átmenet zavarásokat zajok is okozhatnak, melyek hatása fázisdzsitterként jelentkezik, és adatátvitelnél a vételi érzékenység csökkenését okozhatja. Egy teljes összeköttetésen fázisdzsitterre határértékeket a H.12 Ajánlás javasol, mely 10° (csúcstól-csúcsig) a 20 Hz—300 Hz és 15° (cs-cs) a 3 Hz—300 Hz sávban mérve.

3.4. Nemlineáris torzítás

Az átviteli berendezésekben lévő elemek növelik a harmonikus és intermodulációs torzításokat, melyeket összefoglalva nemlineáris torzításoknak nevezünk. Ezeket a torzításokat általában a különböző rendszerek erősítői, multiplex berendezései okozzák, de létrejöhet kodek meghibásodás hatására PCM-csatornában is. Több PCM-szakaszból álló adatátviteli összeköttetésben esetleg előforduló egyetlen hibás kodek pár is — áramköri elhelyezkedésétől függően — jelentős hibaarány romlást okozhat. Korábbi vizsgálataink szerint hibás kodek hatására, ha pl. a harmonikusok kb. 12 dB-re megközelítik az alapjelet, a hibaarány nagyságrenddel rosszabb lehet a V.53 Ajánlásban javasolt $5 \cdot 10^{-5}$ értéknél.

3.5. Jel—zaj viszony

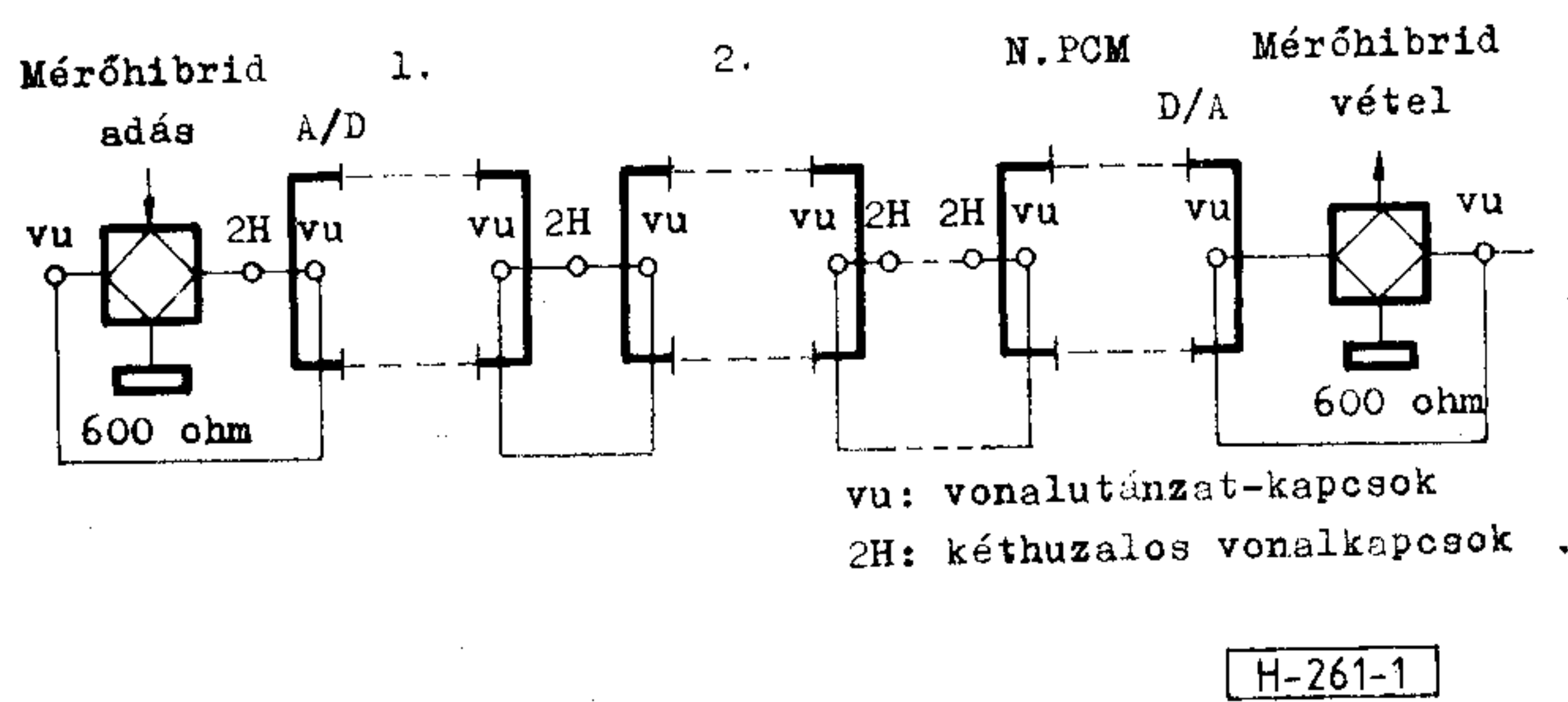
A zaj beszédátvitelnél a beszédszünetekben, míg adatátvitelnél az aktív időszakokban zavaró, és a minőségromlás nagysága a jel-zaj távolságtól függ. A PCM-rendszerek esetén a kvantálásból származó zaj éppen az aktív időszakban növekszik meg, ezért szükséges megvizsgálni hatását az adatátvitelre is. A vizsgálat elve az, hogy a mérendő PCM-csatornák bemenetére megfelelő szintű és frekvenciájú jelet adva, a kimeneteken lyukszűrővel elnyomva az alapjelet, mérhetjük a kvantálásból származó zajokat.

3.6. Erősítés- és fázis tranziensek

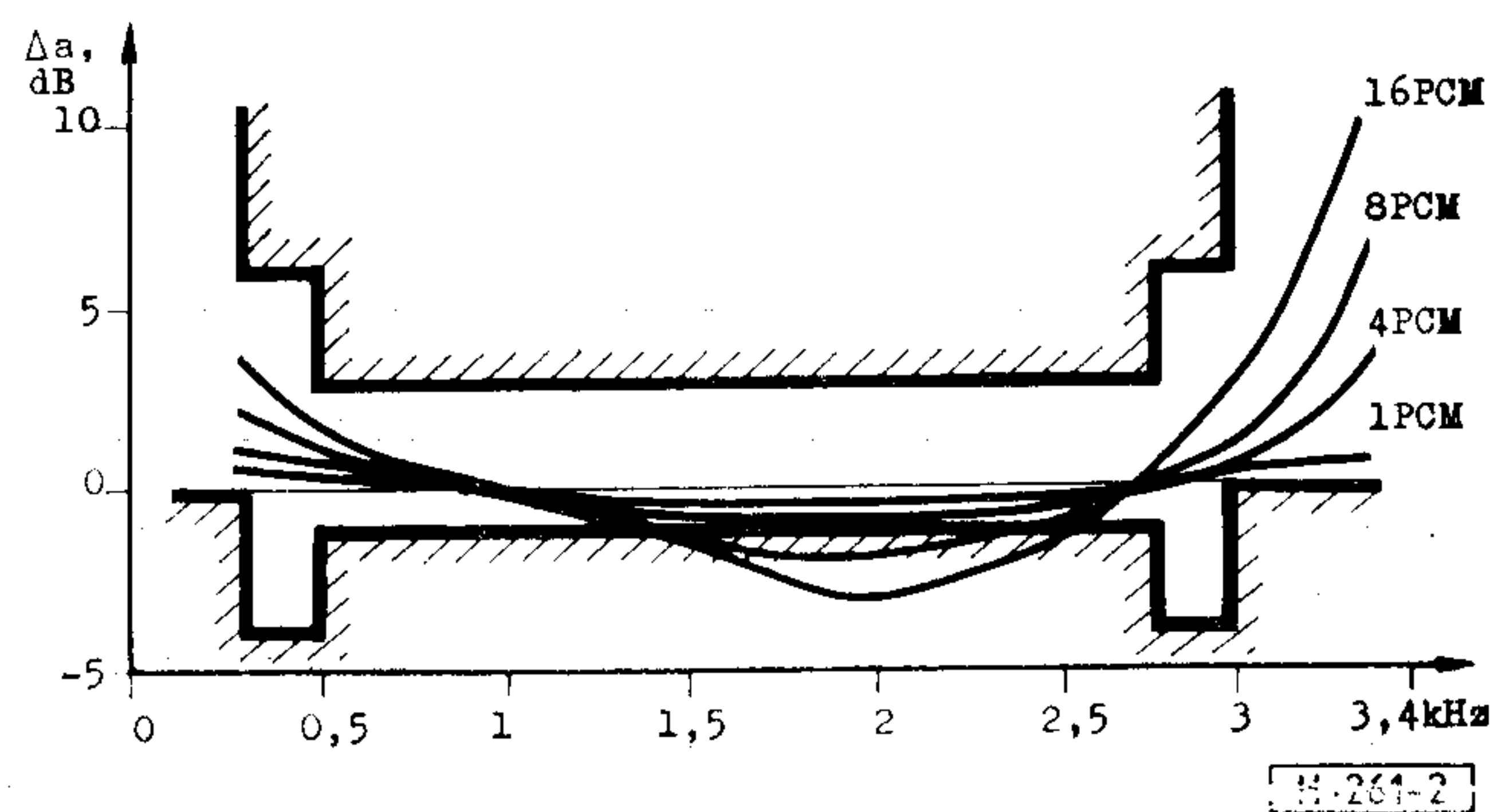
Különösen a nagysebességű adatátvitelnél a 2—3 dB nagyságú erősítésugrások és a 20—25° nagyságú fázisugrások okozhatnak hibákat [5]. Javaslatot is tartalmaz az [5] irodalom 4. függeléké teljes összeköttetés esetére, mely szerint a 3 dB-t túllépő erősítésugrások és a 20° küszöböt meghaladó fázisugrások száma nem lehet több 8 darabnál 15 perc alatt.

4. Az adatátviteli hibaarány és a PCM-csatorna-jellemzők kapcsolatának vizsgálata

Vizsgálataink során arra törekedtünk, hogy lehetőleg világos képet kapjunk az egyes PCM-jellemzők adatátviteli hibaarányra gyakorolt hatásáról, de nem hagyhattuk figyelmen kívül ezek együttes hatását sem. A véletlen minőségromlások (pl. központ impulzus zajok, vonali megszakadások)



1. ábra. PCM-csatornák láncba kapcsolása



2. ábra. Láncbakapcsolt PCM-csatornák csillapítás-torzítása

kiküszöbölésére laboratóriumi körülmények között két 30 csatornás (CMB—30) PCM-betét csatornáit kapcsoltuk láncba.

4.1. PCM-csatornák láncbakapcsolása

A rendelkezésünkre álló CMB—30 betéteknél nincs lehetőség átkapcsolással a csatornák négyhuzalos működtetésére, viszont ahhoz, hogy több PCM-csatorna összekapcsolásakor létrejövő visszafordulások, illetve a megnövekedett beiktatási csillapítás ne korlátozzák az adatátvitelt, csak a négyhuzalos üzemeltetés a megfelelő. Ezért a PCM-csatornák 2/4-huzalos végződő egységeinek kéthuzalos pontjait, ill. az összekapcsolás helyén mindkét végződés vonalutánczatát elhagyva, a vonalutánczat pontokat pólushelyesen kötöttük össze (1. ábra). A hibridek ilyenkor egyszerű transzformátorként működnek.

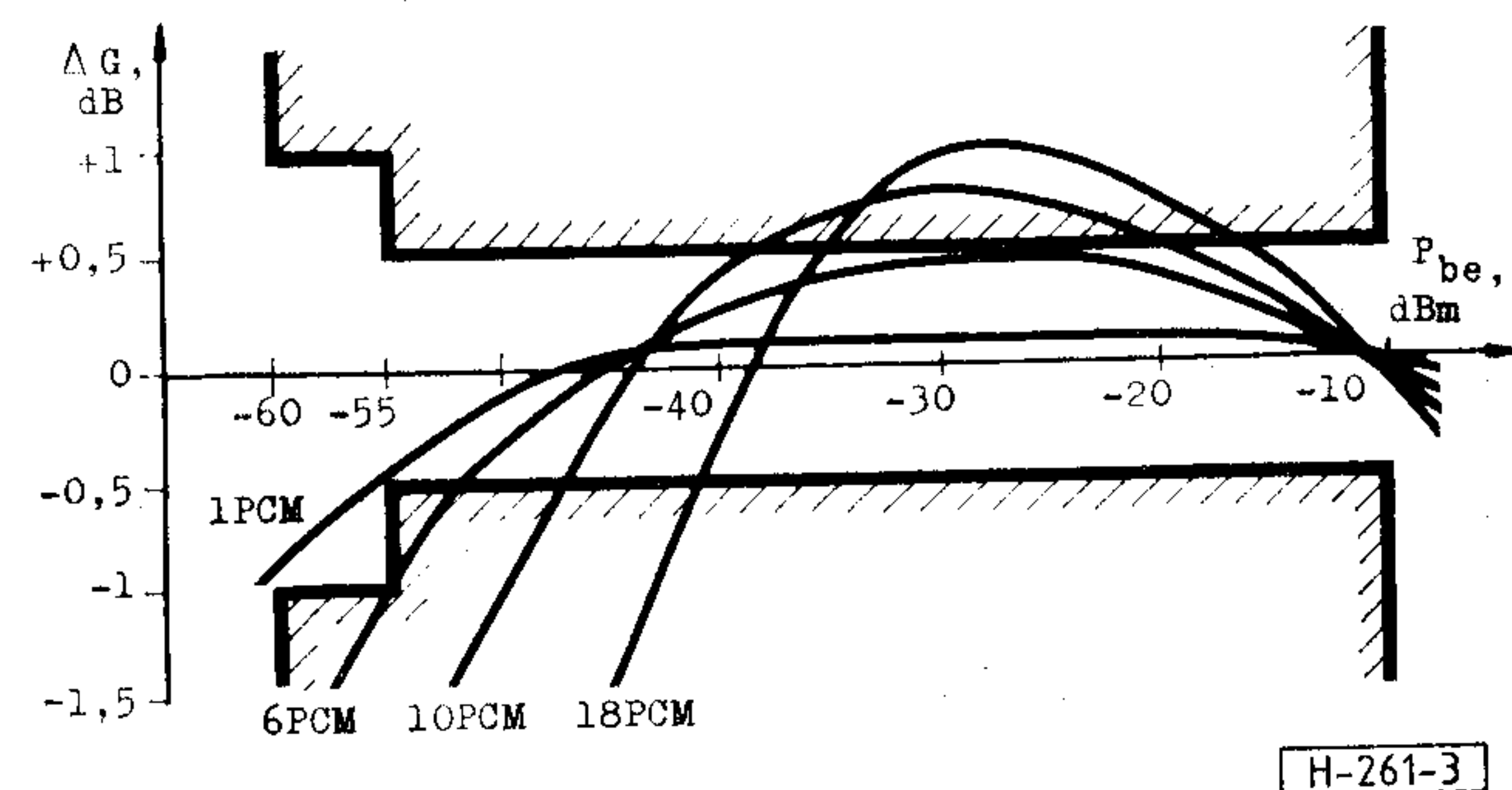
4.2. A láncbakapcsolt PCM-csatornák minőségi jellemzőinek mérése

A PCM-csatornák minőségi jellemzőit a G.712 és M.1020 Ajánlásokban [9, 10] rögzítetteknek megfelelően ellenőriztük max. 18 csatorna láncbakapcsolása esetén. A G.712 Ajánlásban javasolt határértékek a minőségjellemzőkre beszédzemplétek, viszont ellenőrzésükkel pontos képet kaphatunk a PCM-csatornák láncbakapcsolásából adódó minőségromlások alakulásáról, illetve arról, hogy ezek befolyásolják-e és milyen mértékben az adatátviteli hibaarányt. A vizsgálatokhoz a HP 3776A PCM Terminal Test Set és a Wandel und Goltermann csoportfutásidő- és csillapítástorzítás-mérő műszereket használtuk fel, melyeket az 1. ábra szerinti összeállítás adás, ill. vételi pontjaira kapcsoltunk.

4.2.1. Csillapítástorzítás-mérés

A PCM-csatornákat úgy állítottuk be, hogy maradékcillapításuk, a mérőhibridekkel együtt $f = 810$ Hz-en ~ 1 dB legyen.

Az $f = 810$ Hz-en mért maradékcillapításhoz képest az eltéréseket a sávban az M.1020 Ajánlás 1. ábráján megadott csillapításhatárok feltüntetésével rajzoltuk fel (2. ábra). Az Ajánlásban javasolt határok esetünkben 5 PCM-csatorna összekapcsolásánál még teljesülnek, további csatornaszám növelés azonban kiemelést okoz.



3. ábra. Az erősítés változása a bemenőszint függvényében

4.2.2. Az erősítés változása a bemenőszint függvényében (linearitás)

A bemenőszint változásának hatására bekövetkező erősítésváltozás (ΔG) vizsgálatára kétféle módszer szerepel az ajánlásokban [9]. Az egyik módszer szerint, ha a csatorna bemenetére -60 dBmO és -10 dBmO szint közötti fehérzajt adunk, akkor a csatorna erősítésváltozásának a -10 dBmO bemenő szinthez tartozó erősítéshez képest a 3. ábrán feltüntetett maszkhatárok közé kell esnie.

A másik módszer szerint, ha a 700 Hz és 1100 Hz között (pl. $f = 810$ Hz) -55 dBmO és $+3$ dBmO között szinuszos jelet adunk a csatorna bemenetére, akkor az erősítésváltozásnak a -10 dBmO bemenőszinthez képest a [9] irodalomban megadott maszkhatárok közé kell esnie.

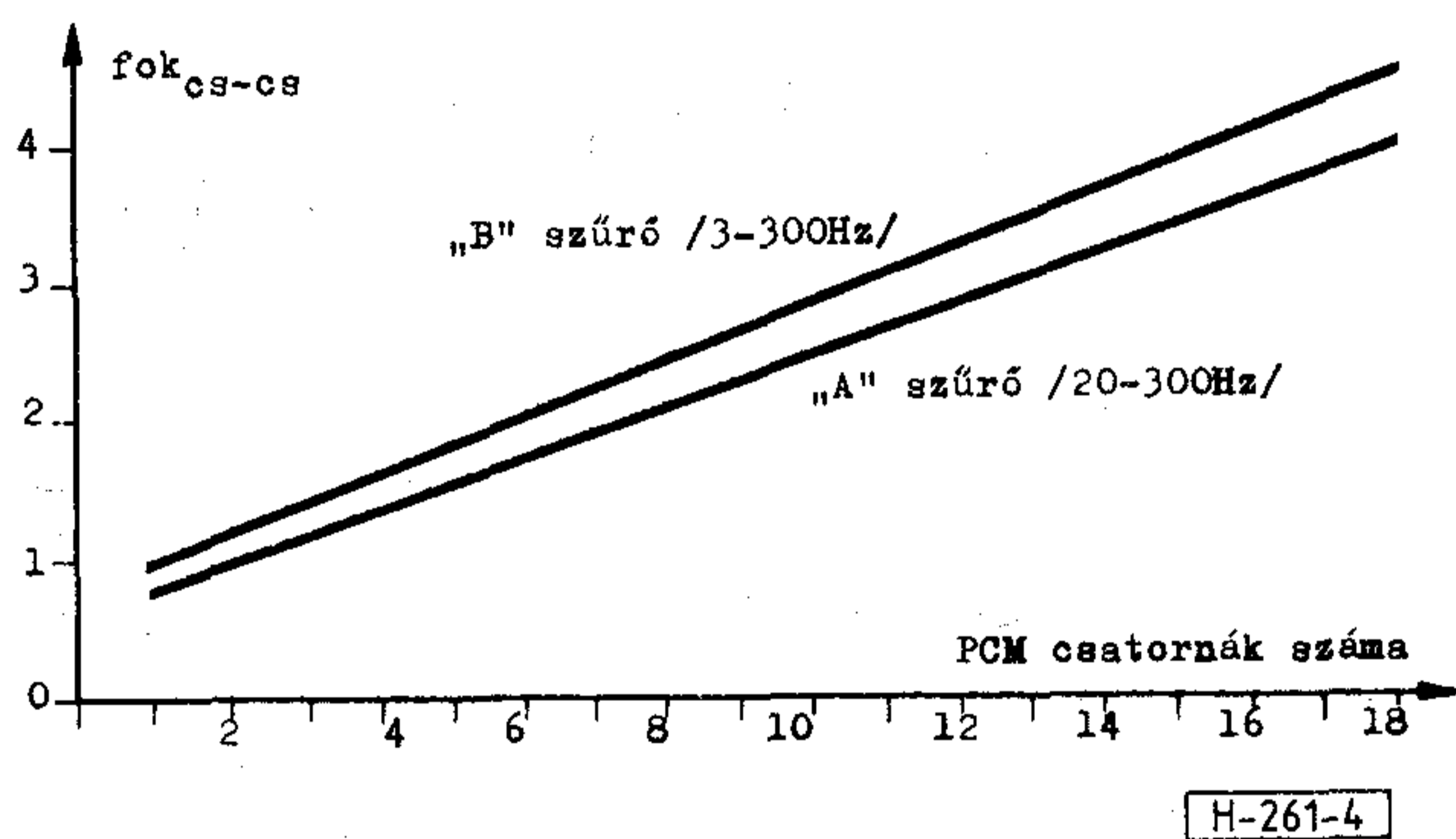
A méréseket mindkét módszerrel elvégeztük, azonban csak a fehérzajjal végzett mérések eredményeit mutatjuk be a 3. ábrán, mivel a kettő között lényeges eltérés nincs. A csatornaszám növelésével az alacsonyabb (-40 dBmO alatti) szinttartományban nagyobb az erősítésváltozás, de ez az adatátvitelt nem befolyásolja.

4.2.3. Zajmérések

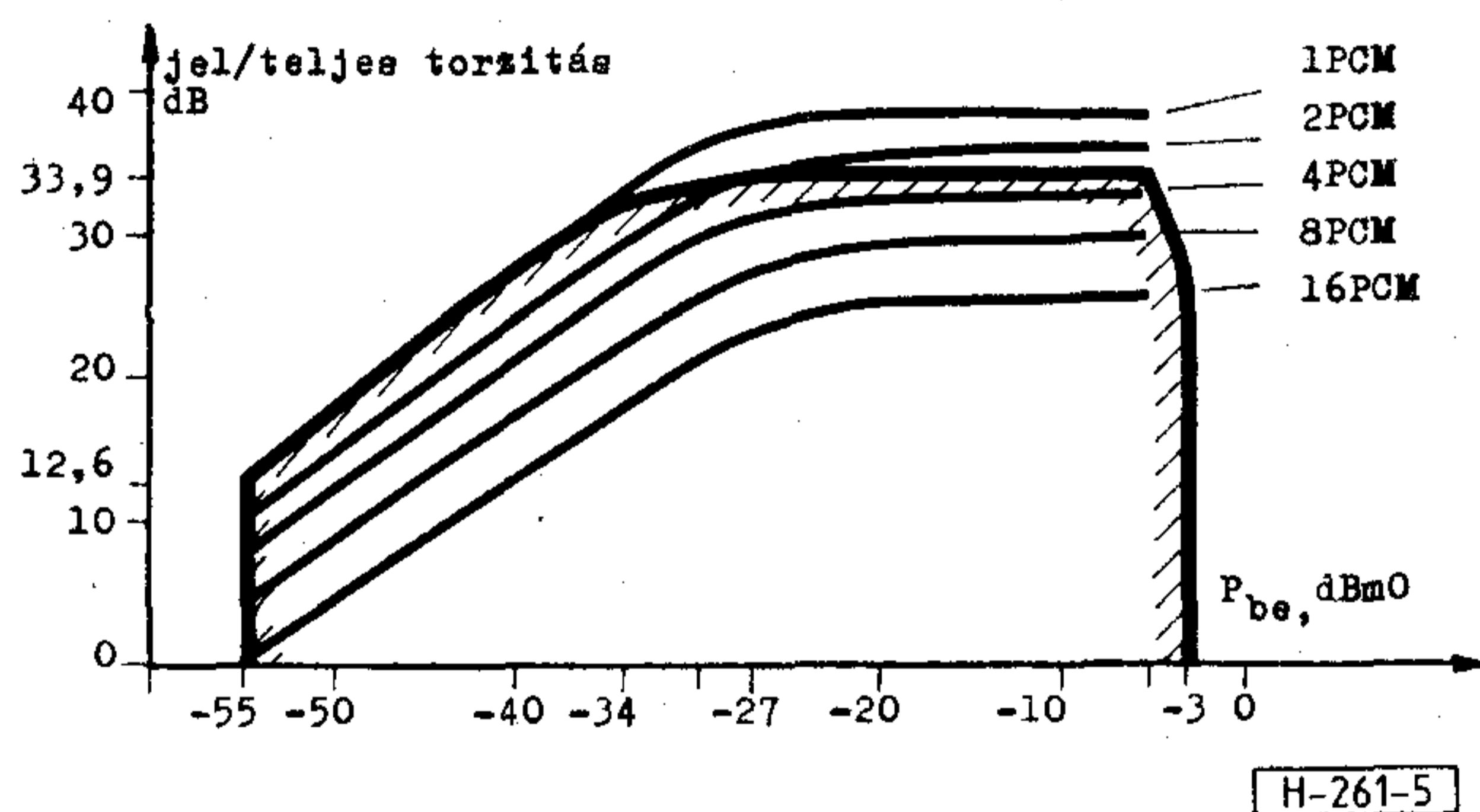
Az 1. táblázatban foglaltuk össze az üres csatorna (súlyozott és egyfrekvenciás) és a terhelt csatorna (zajmérés hanggal) zajait, valamint az intermodulációs torzításból származó zajok eredményeit. A súlyozott zajértékek pszofometrikus súlyozást jelentenek, melyek határértéke -65 dBmO lehet

Zaj és intermodulációs torzítás mérések eredményei

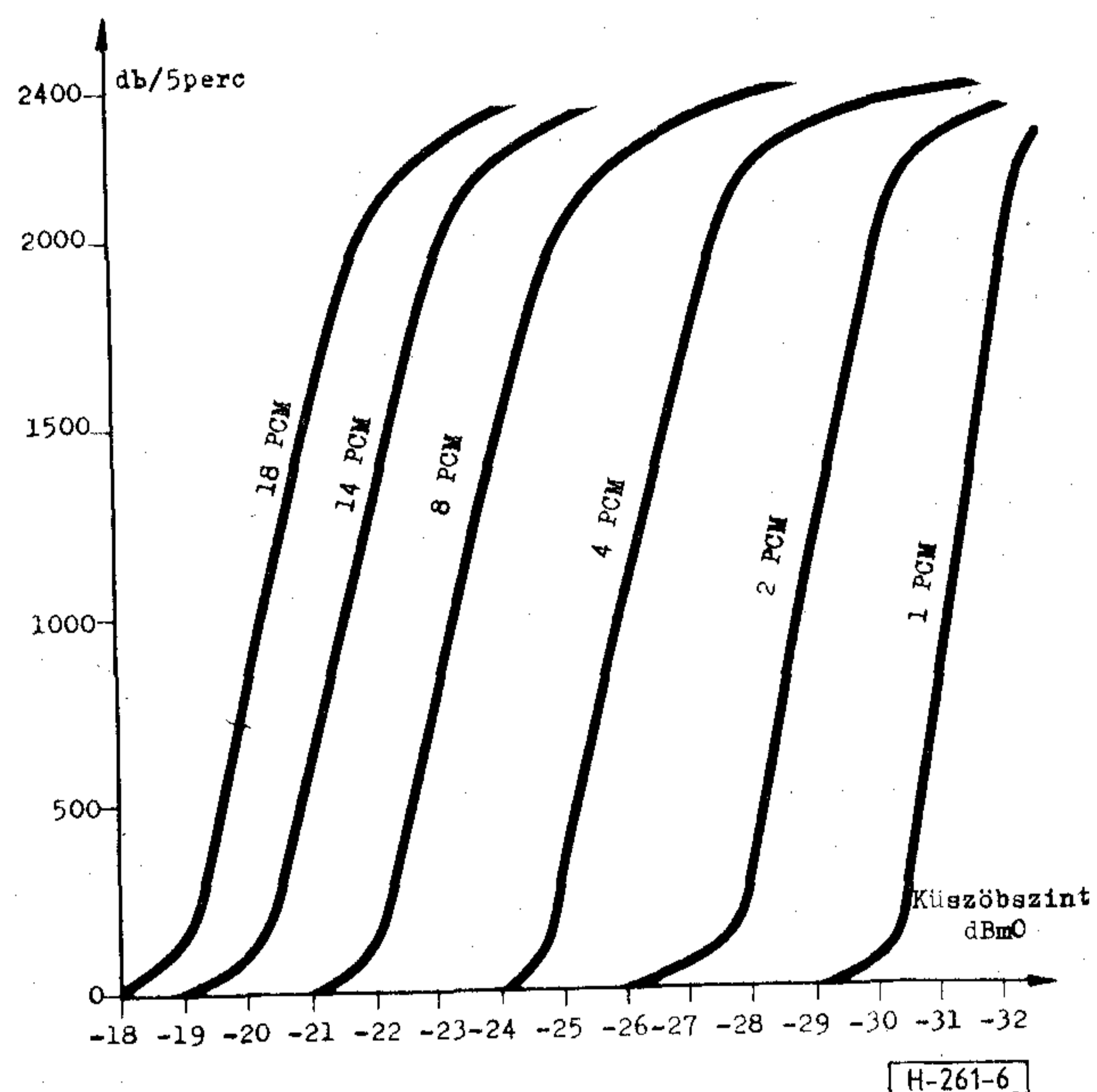
PCM-szakaszok száma	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
Pszofometrikus zaj, dBmOp	-79	-75	-72	-70	-70	-69	-69	-69	-68	-68	-67	-66	-66	-66	-66	-65	-65	-65
Szelektív zaj, dBmO	-95	-90	-86	-84	-84	-84	-84	-84	-83	-83	-83	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82
Zaj + hang, dBmOp	-41	-40	-37	-35	-34	-33	-32	-32	-32	-31	-30	-30	-30	-30	-29	-29	-29	-29
Intermod. torz. dB	-47	-45	-42	-39	-38	-36	-35	-34	-34	-33	-32	-31	-30	-30	-29	-30	-29	-29



4. ábra. Fázisdzsitter



5. ábra. Kvantálási torzítás (mérés zajjal)



6. ábra. A kvantálásból származó zajimpulzusok gyakorisága

A táblázatból látható, hogy a pszofometrikus és egyfrekvenciás zaj ajánlások még 18 PCM-szakasz összekapcsolása esetén is teljesülnek, viszont az intermodulációs torzítás legfeljebb 6 szakasz összekapcsolását teszi lehetővé.

4.2.4. Fázisdzsitter mérés

A dzsitter mérését „A” (20—300 Hz) és „B” (3—300 Hz) szűrővel is elvégeztük. A mérés eredményeit a 4. ábra szemlélteti max. 18 PCM-csatorna esetére, mely szerint a fázisdzsitter értéke nem lépi túl a 3.3. pontban már ismertetett 10° , illetve 15° értékeket.

4.2.5. Kvantálási torzítás és impulzus zaj mérések

A zajjal mért kvantálási torzítás értékeket a G.712 Ajánlás maszkjába rajzoltuk be (5. ábra). Az ábráról látható, hogy a jel/torzítás romlás a $10 \lg N$ összefüggés szerint alakul, ahol N a láncbakapcsolt csatornák száma.

[9] szerint. Az egyfrekvenciás zaj az üres csatornában 810 Hz-en szelektíven mért zaj szintje, mely nem haladja meg a -50 dBmO-t [9].

A terhelt csatorna mérésénél 0 dBmO bemenő szintű 810 Hz-es jelet adva a csatornára, és kiszűrve a kimeneten, a jel által keltett pszofometrikus zaj értékét kapjuk.

Az intermodulációs torzítást kéthangos módszerrel (470 Hz és 620 Hz; $P_{be} = -4$ dBmO) mértük, melyre előírás, hogy a PCM-csatornák nem termelhetnek olyan $2f_1 - f_2$ intermodulációs terméket, amelynek szintje nagyobb annál a szintnél, ami 35 dB-nel alatta van a két bemenő jel egyikének szintjénél.

A kvantálási torzításból származó impulzus-zajokat a 3.5. pontban ismertetett módszerrel mértük. A PCM-csatornák kimenetére 0 dBmO szintű 810 Hz-es jelet adva, a kimeneten lyukszűrővel kiszűrve, a megemelkedett kvantálási zajból származó zajimpulzusok számának (5 perces mérések átlaga) eloszlását különböző küszöbszinteknél vettük fel (6. ábra).

Az impulzus zaj mérésekkel egyidőben ellenőriztük a 3.6. fejezetben leírtaknak megfelelően az erősítés- és fázisstranzienseket is. A vizsgálat ideje alatt (~400 db 5 perces mérés) nem tapasztaltunk erősítés- és fázisugrásokat.

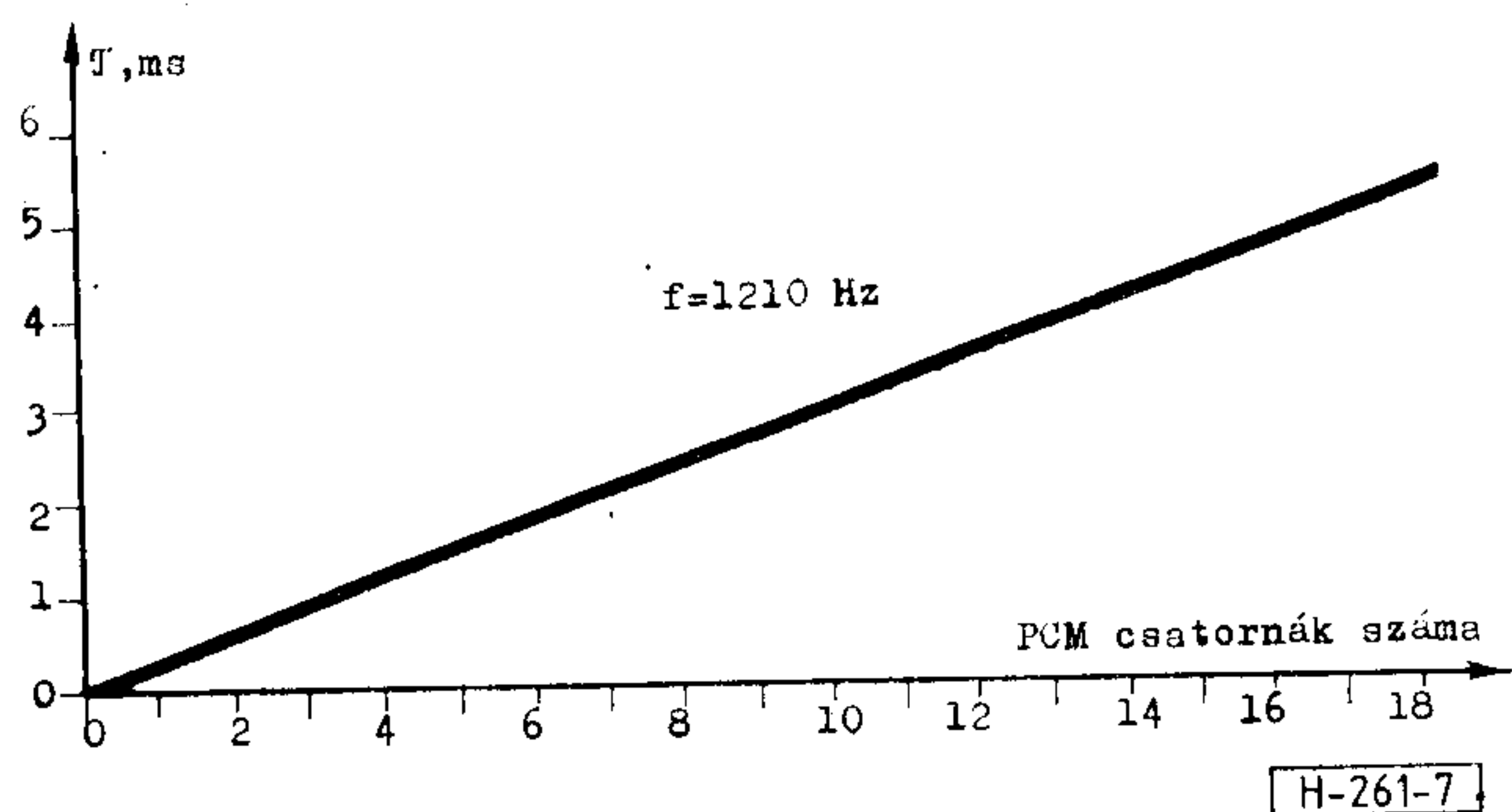
4.2.6. Csoportfutásidő és csoportfutásidő torzítás mérése

A csoportfutásidő a csatornák számának növekedésével lineárisan növekszik (7. ábra).

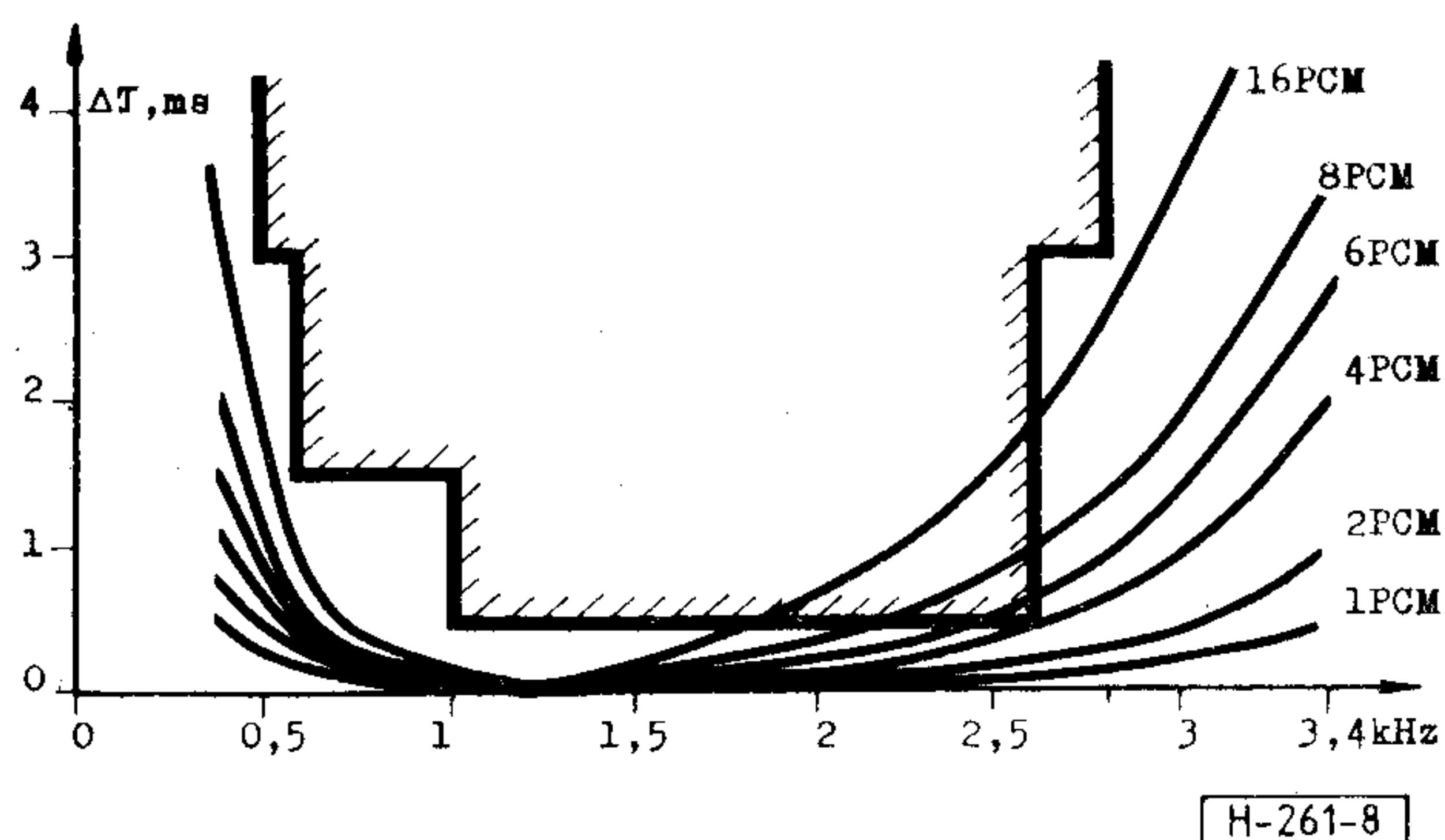
A csoportfutásidő torzítás határai az M.1020 Ajánlásnak megfelelően a 8. ábra szerint alakulnak. A mért értékek alapján 5 PCM-csatorna összekapcsolása határesetnek számít, ennél több szakasz láncbakapcsolásánál a 2 kHz feletti tartományban már fokozatos romlás tapasztalható.

4.2.7. Adatátviteli hibaarány mérés

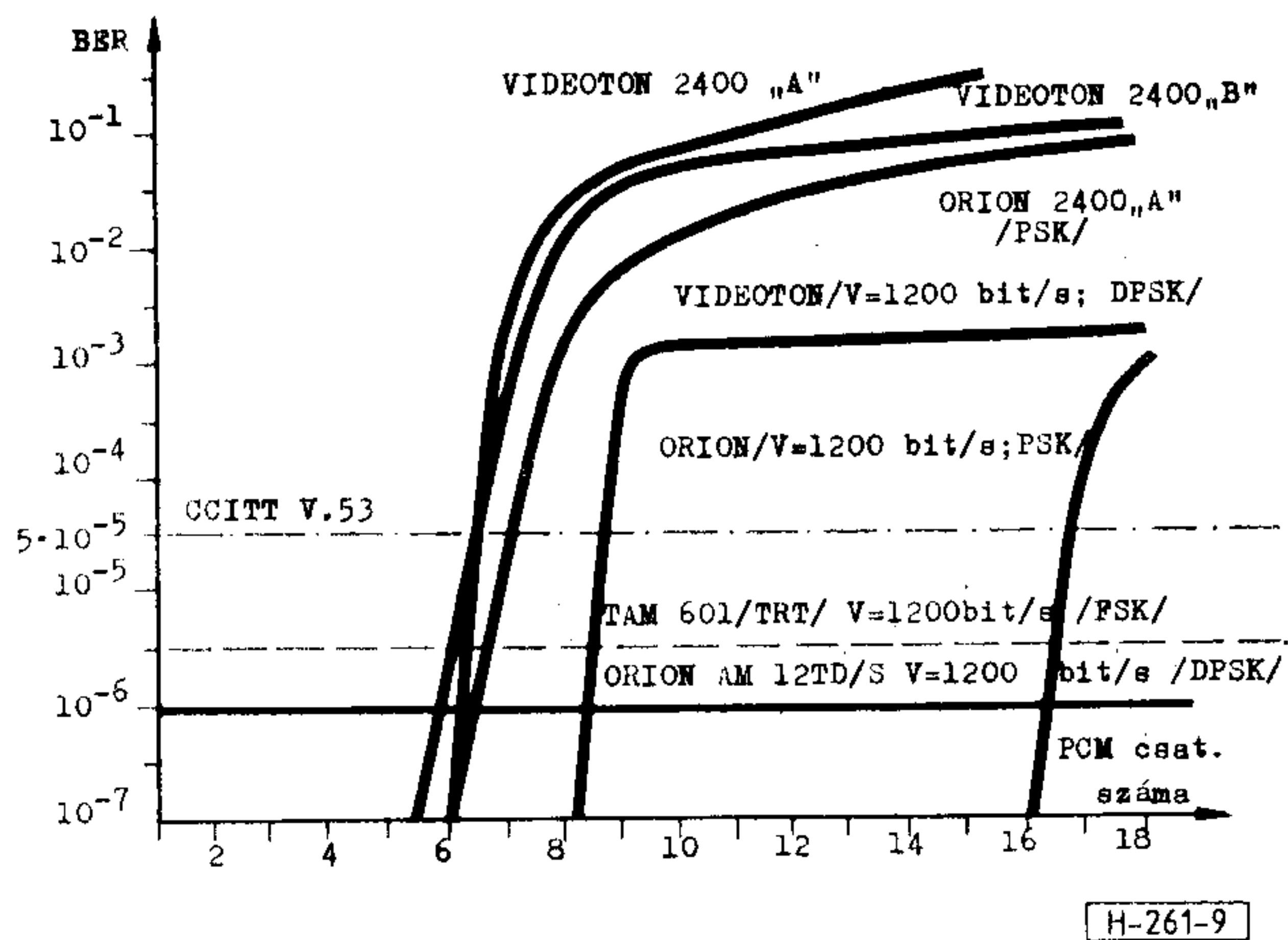
A hibaarány méréseket a CCITT V.52 Ajánlásban [11] javasoltak szerint 511 bites álvéletlen bit-sorozatokkal a HP 1645 típusú hibaarány mérővel végeztük. A vizsgálatok során $V=1200$ bit/s és 2400 bit/s sebességű FSK, PSK és DPSK modulá-



7. ábra. Abszolút futásidő



8. ábra. Láncbakapcsolt PCM-csatornák csoportfutásidő torzítása



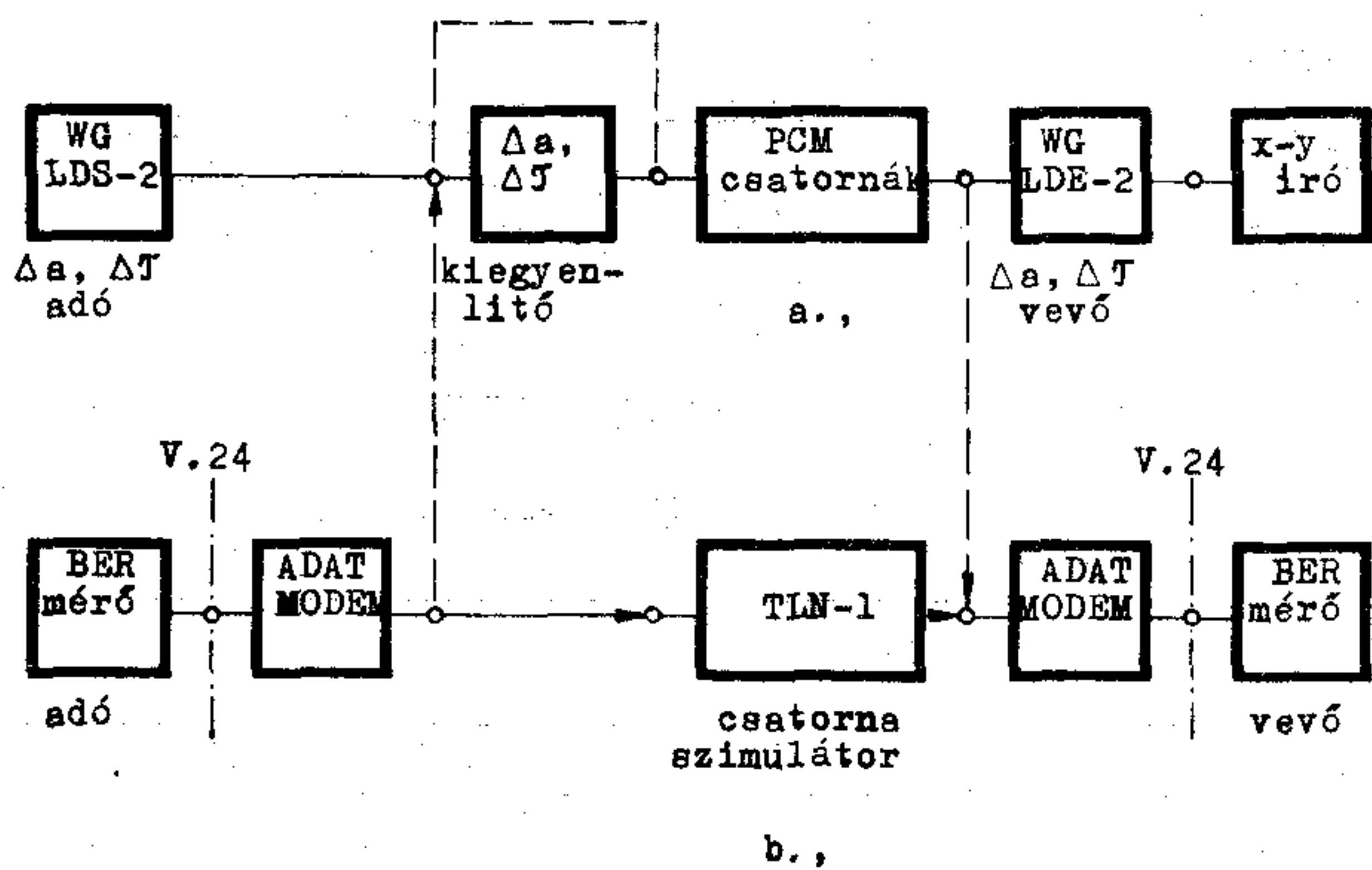
9. ábra. Az adatátviteli hibaarány alakulása a láncbakapcsolt PCM-csatornák számának növekedésével

ciót alkalmazó adatmodemek közé kapcsoltuk az 1. ábrán látható összeállításban a PCM-csatornákat.

Megvizsgáltuk, hogyan alakul az adatátviteli hibaarány különböző típusú adatmodemek esetén az összekapcsolt PCM-csatornák számának változtatásával. A 2400 bit/s-os, fázismodulációval (PSK) megoldott adatmodemnél az adásra kerülő adatfolyam egymást követő bitpárok (dibitek) sorozatára van felosztva. Mindegyik dibitet az azt közvetlenül megelőző jelelem fázisához képest fázisváltozássá kódolják át. A vevőben a dibiteket dekódolják és a bitek eredeti sorrendjét is visszaállítják. A V.26 Ajánlás [12] ezen kódolásnak két lehetséges „A” és „B” változatát adja meg. Lehetőségünk volt mind az „A”, mind „B” változat zavarérzékenységének összehasonlítására, azonban, mint a 9. ábrán láthatjuk, nincs lényeges különbség hibaarány szempontjából a kettő között.

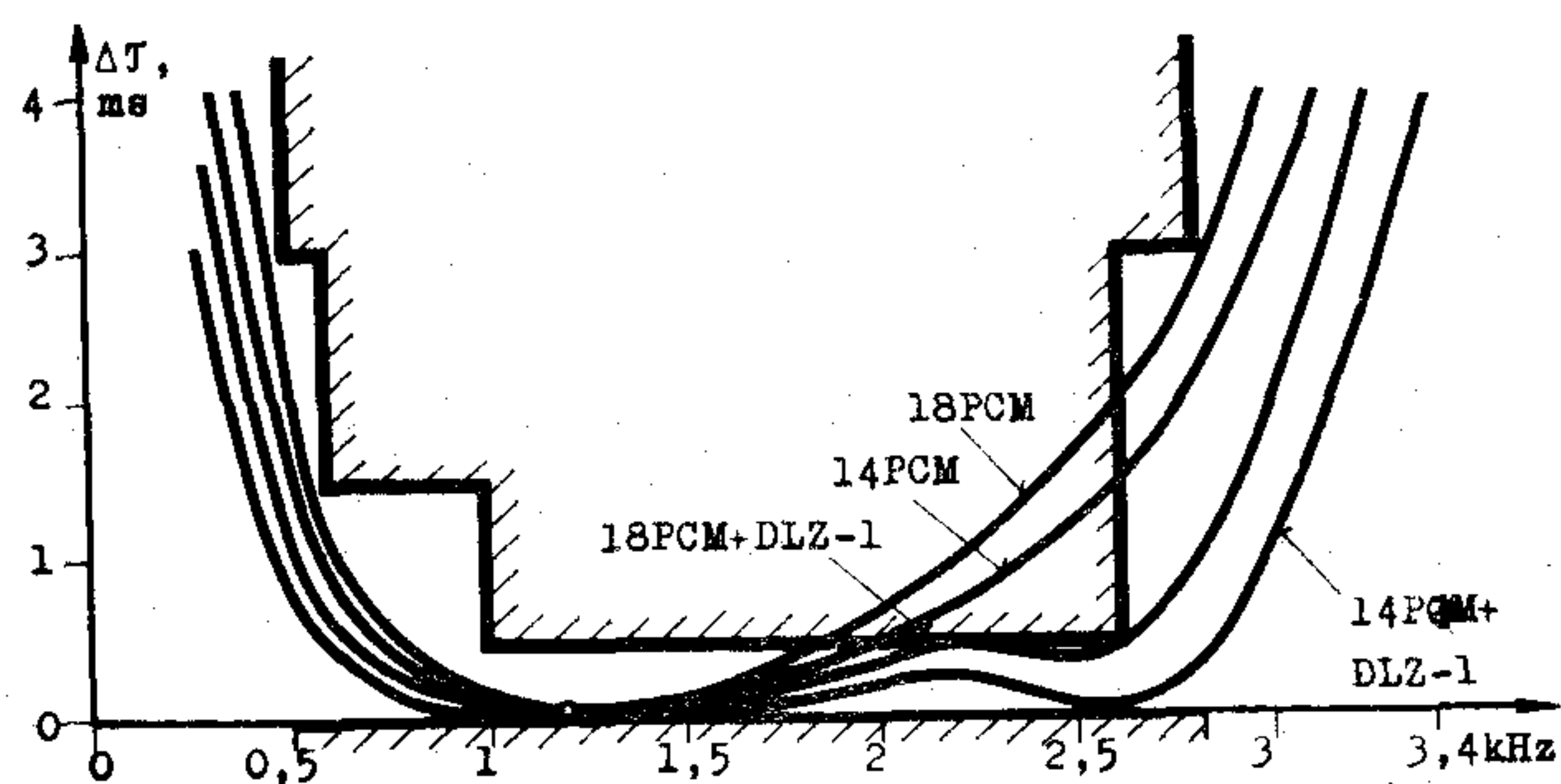
Hibaarányra határértékeknek a V.53 Ajánlásban [13] javasolt $5 \cdot 10^{-5}$ -t tekintettük, mely bérelt távbeszélő áramkörökön működő 1200 baud-os adatmodemekre érvényes.

Fenti megkötéseket figyelembe véve lehetőség van 5 PCM-csatorna összekapcsolására, ennél több csatorna esetén viszont rohamos hibaarányromlás tapasztalható. A vizsgált típusok között két kivétel van, melyeknél független a hibaarány az összekapcsolt PCM-csatornák számától. Az egyiknél (TAM 600) a frekvenciamodulációs megoldás (FSK), a másikonál (AM—12 TD/S) pedig a keverő és szűrőegység megoldása indokolja az adatátviteli hibaarány megfelelő értékét. Megjegyezzük, hogy az AM—12 TD/S adatmodem keverő és szűrő egysége mind az adó, mind a vevő oldalon elvégzi a jelek megkívánt spektrumkorlátozását, az átviteli úton bekövetkező amplitúdó-, valamint fázistorzítások kiegyenlítését is elősegítő szűrőkarakterisztikák megválasztásával. Ez a fázistorzítás kiegyenlítés, mint a következő 4.3. pontban láthatjuk, alapvetően meghatározza az adatátviteli hibaarány alakulását.



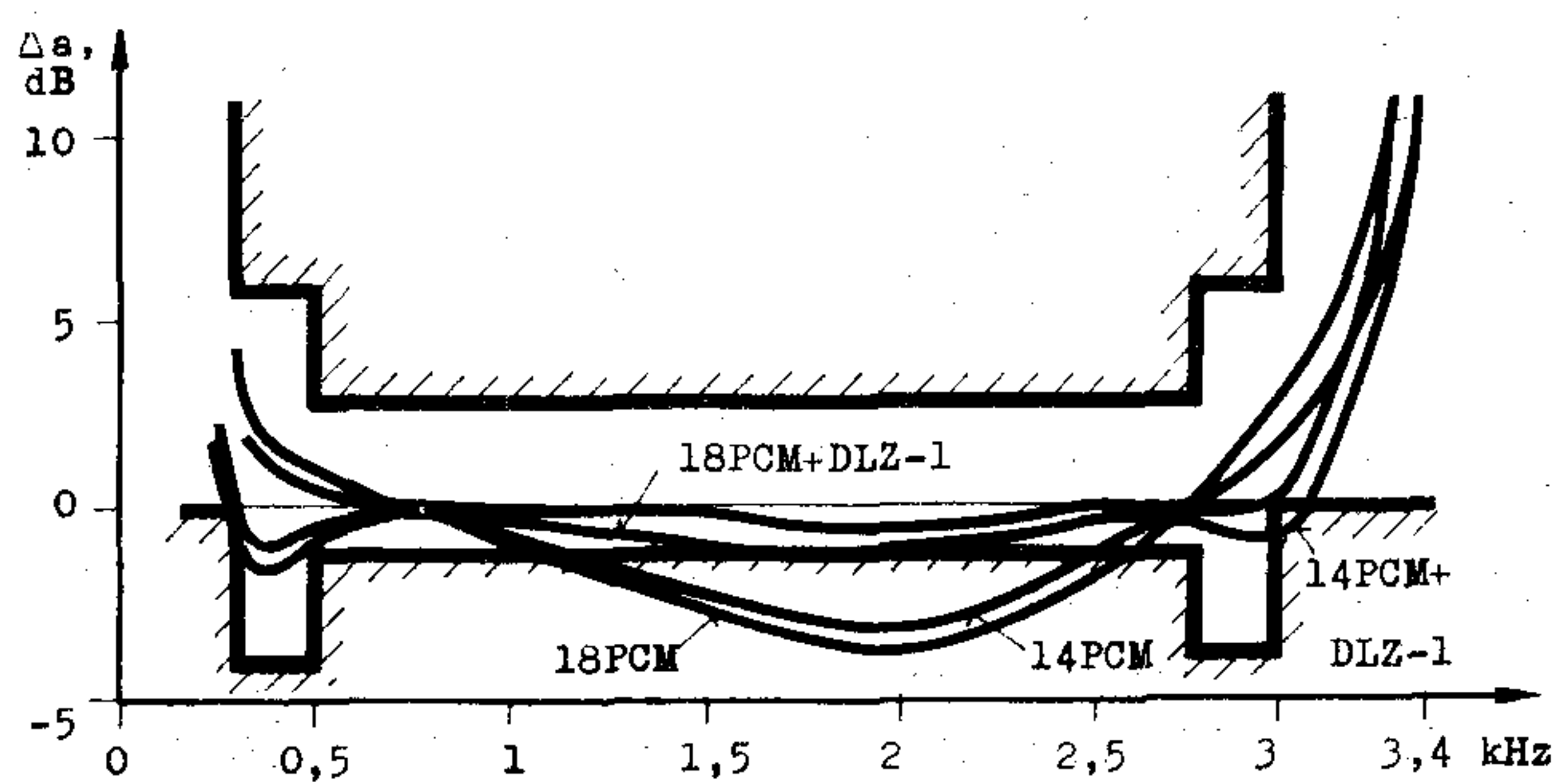
H-261-10

10. ábra. A hibaarány és a csoportfutásidő torzítás kapcsolatának vizsgálata



H-261-11

11. ábra. Láncbakapcsolt PCM-csatornák csoportfutásidő torzítása kiegyenlítővel (DLZ-1) és kiegyenlítő nélkül



H-261-12

12. ábra. Láncbakapcsolt PCM-csatornák csillapítás-torzítása kiegyenlítővel és kiegyenlítő nélkül

4.3. A bithibaarány (BER) és a csoportfutásidő torzítás kapcsolata

A 4.2.1.—4.2.7. pontokban ismerttetett mérési eredményekből megismerhettük a PCM-csatornák összekapcsolódásából származó minőségromlásokat, illetve ezek milyen határokig teljesítik az előírásokat. Célunk annak megismerése, hogy van-e összefüggés a qdu és a BER között. Az általunk vizsgált PCM-csatornák a 2. pontban leírt definíciónak megfelelően 1 qdu minőségromlást okoznak amelynek hatását a BER-re csak akkor tudjuk megvizsgálni, ha a kvantálási torzításon kívül

minden olyan átviteli jellemzőnek a hatását kizárjuk, amely jelentősen befolyásolhatja a BER alakulását. Ezek közül az adatátvitelt leginkább befolyásoló átviteli jellemző a csoportfutásidő torzítás, melynek kiegyenlítésére van lehetőség.

A 10. ábrán lévő mérési összeállítással 14 PCM-szakasz összekapcsolásakor mért csoportfutásidő torzítást kiegyenlítővel és kiegyenlítő nélkül, valamint 18 szakaszra a 14 PCM-re optimális csoportfutásidő torzításkiegyenlítővel és anélkül rajzoltuk fel (11. ábra). Az előbbieknél megfelelő összeállításban a csillapítástorzítást is kiegyenlítettük, melyet a 12. ábrán mutatunk be. Fenti mérési összeállításban az adatátviteli hibaarány kiegyenlítő nélkül több nagyságrenddel rosszabb az előírt értéknél (9. ábra), viszont kiegyenlítővel még 18 PCM esetén is a BER 10^{-6} , 2400 bit/s adatátviteli sebességnél.

Egy adott PCM-szakasz-számra optimális csoportfutásidő kiegyenlítés 2400 bit/s adatátviteli sebességnél ± 4 PCM-szakaszig, míg 1200 bit/s-nél ± 9 PCM-szakaszig ad 10^{-6} bit hibaarányt.

Vizsgálatokat végeztünk a csoportfutásidő torzítás kiegyenlítő áramköri elhelyezkedésére vonatkozóan is. Ennek eredményeképpen a hibaarány független attól, hogy a kiegyenlítőt a PCM-szakaszok elé, közé vagy után kapcsoljuk.

Annak bizonyítására, hogy esetünkben csak a csoportfutásidő torzítástól függ a BER, vagy esetleg más üzemeltetési körülmények között más jellemzők befolyásolják, a PCM-csatornák helyére TLN-1 típusú távbeszélő csatorna szimulátort kapcsolunk (10/b. ábra). A szimulátorral a csoportfutásidő torzítás görbe meredeksége változtatható az átvitt frekvenciasávban.

Ennek megfelelően a csatorna szimulátoron beállíthatók olyan csoportfutásidő torzítás karakterisztikák, melyek menete megközelíti a PCM-csatornákét, és amelyekre hasonló nagyságrendű hibaarány értékeket kaptunk, mint a valós összeköttetésre.

Fenti eredmények alapján a 2400 bit/s-os adatátviteli sebességnél a hibaarány akkor romlik jelentősen, ha a csoportfutásidő torzítás az M.1020 Ajánlásban megadott határértéket átlépi. Kisebb, azaz 1200 bit/s sebességnél a csoportfutásidő torzításra való érzékenység eltér oly módon, hogy az M.1020 Ajánlás maszkhatárai megduplázódnak, vagyis pl. az 1 kHz—2,6 kHz tartományban a 0,5 ms helyett 1 ms-re növekszik az a torzítás határ, melyen belül még megfelelő a BER.

5. Következtetések

A mérési eredmények alapján megállapítható, hogy 2400 bit/s adatátviteli sebességig, a beszédátvitel tervezéséhez ajánlott qdu és az adatátviteli hibaarány között nem mutatható ki korreláció.

A PCM-szakaszok láncbakapcsolása után, a megváltozott átviteli jellemzők közül elsődlegesen a csoportfutásidő torzítástól függ az adatátviteli hibaarány.

Mindezek a megállapítások hibátlan, a CCITT-ajánlásoknak megfelelően beállított PCM-csatornák összekapcsolása esetén érvényesek. Az üzem

közben fellépő, sztohasztikus jellemzők (pl. kapcsoló berendezésektől származó tranziensek) minőségromló hatását nem vettük figyelembe. Ez azonban minden hírvagyátvitelét zavarja.

Végeredményben a beszédre tervezett PCM-csatornák tökéletesen megfelelnek adatátvitelre, ha a rohamosan emelkedő BER-romlást okozó fázistorzítást kiegyenlítjük.

I R O D A L O M

- [1] CCITT COM XVI-N° R1. Transmission Impairments in the Evolving Network.
[2] Rec. G. 113 CCITT Yellow Book. Fascicle III. 1.

- [3] Rec. P. 11 CCITT Yellow Book. Fascicle V.
[4] CCITT COM XVI-N° R3.
[5] CCITT COM XII-1, Q.25/XII. Transmission Impairments in the Evolving Network.
[6] Balás Miklós: Kvantálási torzítás összegződésének vizsgálata. Híradástechnika XXXII. évf. 1981. 8. sz. p. 293—295.
[7] Rec. H. 12 CCITT Yellow Book. Fascicle III. 4.
[8] Dr. Lajtha György: Vegyes analóg-digitális hálózatok átviteli minősége. Híradástechnika XXXV. évf. 1984. 11. sz. p. 497—500.
[9] Rec. G. 712 CCITT Yellow Book. Fascicle III. 3.
[10] Rec. M. 1020 CCITT Yellow Book. Fascicle IV. 2.
[11] Rec. V. 52. CCITT Yellow Book. Fascicle VIII. 1.
[12] Rec. V. 26 CCITT Yellow Book. Fascicle VIII. 1.
[13] Rec. V. 53 CCITT Yellow Book. Fascicle VIII. 1.

Beszámoló a Szilíciumvölgy fővárosában tartott áramkörelmeleti szimpóziumról* (ISCAS-'86)

A címben megjelölt szimpóziumot (*International Symposium on Circuits and Systems*) a villamosmérnökök szervezete, az *IEEE* rendezi évente. 1984-ben Montreal, 1985-ben Kyoto volt a konferencia színhelye.

1986-ban a konferenciát San Joséban (Kalifornia, Egyesült Államok) a Le Baron Hotelben rendezték meg, május 5—7. között. A program rendkívül zsúfolt volt, 8³⁰-tól 18—19 óráig csak néhány rövid szünetet engedtek meg a rendezők. Összesen mintegy 350 előadás hangzott el 8 párhuzamos szekcióban, népes hallgatóság előtt.

A konferencia rendezői mindent elkövettek annak érdekében, hogy csökkentse az elmaradó előadások számát. A cikkek végleges változatának elkészítéséhez mellékelt tájékoztatóban közölték, hogy azokat a szerzőket, akiknek a cikke a konferencia kiadványában megjelenik, de az előadásukat nem tartják meg, 200 dollárra megbüntetik, vagy nem fogadják el tőlük cikket a következő szimpóziumra. Radikális intézkedés, mégis sok előadás elmaradt.

A konferencia a következő témakörökkel foglalkozott: áramkörszimuláció, modellezés, optimalizálás, nemlineáris és kommunikációs áramkörök, VLSI elrendezés, huzalozás, gráfelmélet, beszéd- és jelfeldolgozás, rendszerelmélet, hibakeresés és megbízhatóság-elmélet, digitális, kapcsolt kapacitású és adaptív szűrők. Lényegében kétféle előadást hallottam: „Megcsináltam, ilyen” típusú, melyek rendszerint sok technikai trükköt, kevés mély eredményt mutatnak be, nagy és rendszerint modern technikai apparátusra támaszkodva. A meghallgatott előadások 80%-át találtam ilyennek. A többi előadás mély ötletet is tartalmazott, kevesebb hangsúlyt fektetve a gyakorlati alkalmazhatóságra és annak gazdasági vonatkozásaira. Az utóbbi csoportba tartozó előadások alapját képező kutatómunka lényegesen kevesebb technikai segédeszközt igényelt, nem is a legmodernebbet, mégis a legtöbb esetben nagy érdeklődés mutatkozott az ilyen előadások iránt is és a vitában az alkalmazási lehetőségek is kiderültek.

Ez utóbbi kutatási eredményhez szükséges technikai háttérrel mi is rendelkezünk, így továbbgondolásra különösen alkalmasak. Ezért most közülük mutatok be néhányat.

G. Tröster és szerzőtársai (NSZK) a BICMOS technológiát próbálták mépszerűsíteni. Összetett kommunikációs rendszerek tervezésekor, ha különböző technológiá-

jú chipeket használunk, az összeköttetések létesítése indokolatlanul megnöveli az árat, ha pedig csak egyféle technológiájú chip mellett döntünk, akkor a specifikációban kell engednünk. Megoldásként a BICMOS technológiát ajánlják, melynek alkalmazásával ugyanazon a szeleten bipoláris és térvezérlésű tranzisztort egyaránt lehet készíteni. A maszkok többszöri használatával elérték, hogy a BICMOS eljárásához csak 14 maszk kelljen, amely nem sokkal több, mint a bipoláris és a CMOS technológiához szükséges 8—10 ill. 11—13 maszk. A BICMOS technológia egyesíti a bipoláris és a térvezérlésű eszközök kedvező tulajdonságaiból származó előnyöket és új áramköri, alkalmazási lehetőségekhez vezet, mint például egy szeleten kialakított összetett jelfeldolgozó egységek kialakításához az ISDN számára.

Elgondolkoztató a cikkek az az állítása, hogy nagy segédigény esetén a 2—4 μ m-es BICMOS technológia gazdaságosabb, mint a szubmikron CMOS.

Y. Ohmori és szerzőtársai (Japán) kaotikusan viselkedő rendszerek kölcsönhatásait vizsgálták szabályzott kimenőszintű RC oszcillátor segítségével. Ha a szintszabályzó aluláteresztő szűrőjének időállandója kisebb, mint az oszcillátor RC időállandója, a kimenőjel periódusideje nagyobb lesz, mint amit meg tudunk mérni. Ezt nevezzük kaotikus rezgésnek. Ha csatolásba hozunk két ilyen oszcillátort, meglepő jelenségeknek lehetünk szemtanúi. Az áramkör RC elemeinek megfelelő beállításával elérhető, hogy mindkét oszcillátor kimenőfeszültsége kaotikus legyen, de egymással szinkronban, sőt a csatolás változtatásával mindkét oszcillátor periodikus kimenőjelű állapotba kerülhet.

Szép ötletet mutatott be RC szűrőváltók tervezésére egy amerikai, japán és finn kutatókból álló csoport. Keresett olyan $G(j\omega)$ feluláteresztő és $H(j\omega)$ aluláteresztő transzfer függvény, melyek mindentáteresztő-komplementerek, azaz $|G+H|=1$, és teljesítmény-komplementerek, azaz $|G|^2+|H|^2=1$, minden ω körfrekvencia esetén. Legyen $A_1(j\omega)$ és $A_2(j\omega)$ mindentáteresztő, azaz $|A_1|=|A_2|=1$. Ekkor a $G=1/2(A_1+A_2)$ és $H=1/2(A_1-A_2)$ egyenletekkel megadott $G(j\omega)$ és $H(j\omega)$ függvények automatikusan egymás mindentáteresztő és teljesítmény-komplementerei. Ha a két mindentáteresztő fokszámkülönbsége pontosan 1, akkor $G(0)=H(\infty)=0$, $G(\infty)=H(0)=1$, így minden előírást teljesítenek. A cikkben első és másodfokú mindentáteresztő függvényekből kiindulva kétféle hangolható aktív RC szűrő mért jellemzőit is közlik.

Y. Hwang és R. Chen (USA) olyan mikrohullámú teljesítményerősítő tervezését ismertették, amely a 4,2—4,4 GHz-es frekvenciasávban 2 W kimenőteljesít-

* Készült a HTÉ Távközlési Kutató Intézet Csoportja programjában 1987. január 20-án elhangzott előadás alapján.

ményt nyújt 21 dB erősítés mellett. Az erősítő aktív eszközei 1,44 és 5 mm gate-szélességű GaAs alapú tervezérlésű tranzisztorok. A tervezés az eszköz reflexiós mátrixa alapján, számítógépes optimalizálással történt. A kimeneti illesztőhálózatot utólag állították be úgy, hogy a kimenőteljesítmény a legnagyobb legyen. A cikk áramköri újdonságot nem tartalmaz, ebből a szempontból meglepő, hogy elfogadták erre a konferenciára. Egy ilyen erősítő elkészítése rendkívül munkáigényes, valószínűleg ezt ismerték el az elfogadással a konferencia rendezői.

H. Ens és A. Gottwald (NSZK) másodrendű torzítás kompenzálásával foglalkoztak. A kompenzálás céljára nemlineáris visszacsatolást alkalmaztak. Másodrendű Taylor-sorral jellemezve a vizsgált építőelemek átvitelét, a visszacsatolt rendszer másodrendű torzítását leíró formulát közölnek. A formula szerint az eredő rendszer másodrendű torzítása zérussá tehető a visszacsatoló rendszer lineáris erősítésétől függetlenül. A formula alapján megadják az átviteli függvények azon típusait, mellyel a kompenzálás elvégezhető. Nemlineáris visszacsatolással a másodrendű torzítás 35 dB-lel kisebb a lineáris visszacsatolással elérhető legkisebb értéknél.

F. Ueno és szerzőtársai (Japán) a fokozatonkénti feszültségkészszerzés elvén működő egyenfeszültség-átalakítót javasoltak, amely kapcsolókat és kapacitásokat tartalmaz. Az ötlettel $2^{(n-1)}$ feszültségátvitel eléréséhez csak n kapacitás és $3n-2$ kapcsoló szükséges. Az igen egyszerű ötlet számos előnyt ígér, így pl. az áramkör nem tartalmaz mágneses alkatrészt, IC formában realizálható a 2^4 átvitelre megépített kísérleti példány kiváló hatásfokú és kis hullámosságú kimenőfeszültséget ad. A szerzők szerint nemcsak fel-, hanem letranszformálásra is alkalmas, ha a be- és kimenetet felcserélik. A szerzők nem közlik, de kiderül, hogy letranszformáláshoz a kapcsolók vezérlésének időbeli sorrendjét is meg kell változtatni.

Nagyméretű lineáris egyenletrendszer iteratív megoldására dolgozott ki új eljárást V. P. Zhao és V. D. Hu (Kína). Megmutatják, hogy standard mátrix együttműködés esetén a legkisebb négyzetes közelítéssel a pontos megoldáshoz 2 iteráció szükséges. A standard mátrix azonos diagonál- és azonos diagonálon kívüli elemeket tartalmaz.) Az új eljárás szerint az együttműködő mátrixot standard és nem standard részre kell felbontani, így új iterációs séma írható fel. A felbontásban az eredeti együttműködő mátrix diagonál- ill. diagonál kívüli elemeinek átlaga alkotja a standard mátrix elemeit. A kapott eljárás néhány példában kedvezőbb konvergencia-tulajdonságokat mutat, mint a közismert Jacobi, G—S, SOR, LSA eljárás, de ez nincs bebizonyítva.

A tervezéshez és az önbizalmunk növeléséhez egyaránt segítséget nyújthat az alábbi összeállítás, melyben öt vezető ipari cég és három nagy egyetem által művelt területeket sorolunk fel.

Az alábbi összeállítás kizárólag az ISAC'86 konferencia kiadvány alapján készült, ezért a belőle levonható

következtetések kellő kritikával kezelendők. Ugyanazon témakörben közölt több cikk esetén a cikkek számát zárójelben jelezzük.

- IBM:** egyidejű időfrekvencia eloszlás (2), CCD modell, képfeldolgozás
- HP:** VLSI szimuláció, digitális szűrők
- Bell:** beszédfeldolgozás (2), kommunikációs áramkörök, analóg CAD, digitális szűrők (2), párhuzamos jelfeldolgozása, gráfelmélet, eszközmodellezés
- Philips:** egyidejű időfrekvencia eloszlás, jelfeldolgozás (2), folytonos idejű szűrők (2)
- NEC:** folytonos idejű szűrők, jelfeldolgozás
- Berkeley:** kaosz nemlineáris rendszerekben (4), nemlineáris hálózatelmélet (2), nemlineáris rendszerek stabilitása (2), áramkörszimuláció párhuzamos processzállással, SC szűrők realizálás, képfeldolgozás, párhuzamos jelfeldolgozás, nagyfeszültségű hálózatok stabilitása, A/D konverterek (2)
- Stanford:** wafer-scale integration, jelfeldolgozás (2), digitális áramkörszimuláció, megbízhatóság (2)
- MIT:** VLSI szimuláció (2), A/D konverterek

A fentiek mellett arra is érdemes odafigyelni, hogy a közvetlen szomszédaink mivel foglalkoznak. Az alábbi témakörök mindegyikében hazai kutatások is folynak, így a pontos nevek felsorolása elősegítheti a kapcsolatteremtést vagy -tartást.

W. Janke (Lengyelország): Elektro-termikus analízis (a konferencia-kiadvány 149. oldalán)

J. Pospilis (Csehszlovákia): Reflexiós mátrix dekompozíció alapuló hálózatanalízis (193. oldal)

J. J. Mulawka (Lengyelország): Kapcsolt kapacitású szűrők analízise és szintézise (361. és 369. oldal)

J. Ogorodski, D. Andziak (Lengyelország): Számítógépes optimalizálás (955. oldal),

J. Kudrewicz, J. Grudniewicz, B. Swidzinska (Lengyelország): Fáziscsúszás digitális fáziszárt hurokban (74. oldal).

A konferencia kiadványa a Távközlési Kutató Intézet könyvtárában tekinthető meg.

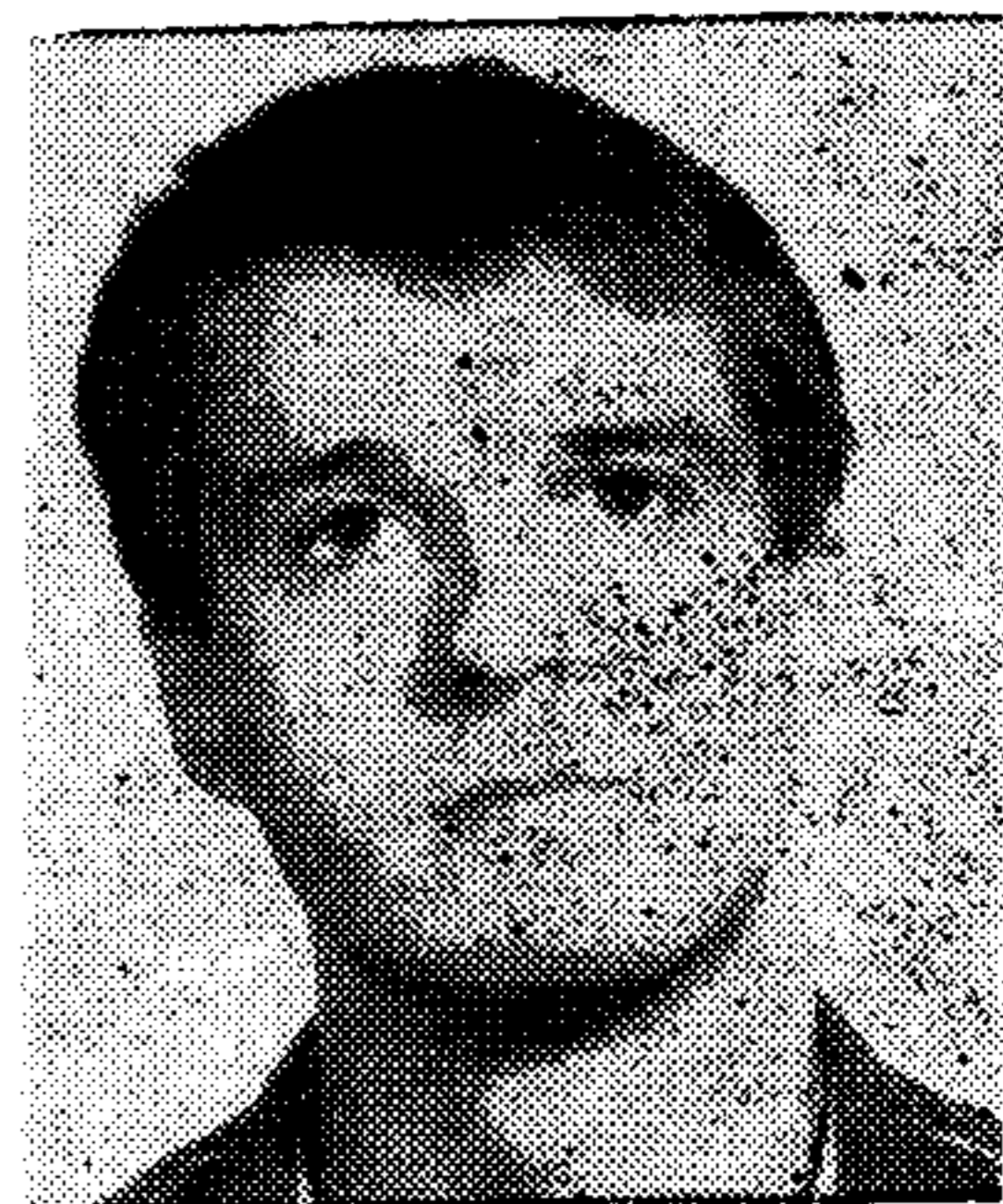
Végül néhány szó a hazai szereplésről: Tóth László és Simonyi Ernő cikke zárt képleteket ismertet veszteséges kapcsolt kapacitású szűrők analízisére, Földváriné Orosz Júlia és szerzőtársai szűrőcsoportok tervezésében értek el eredményt, és e beszámoló írója bebizonyította egy nemlineáris áramkörökre vonatkozó tétel megfordítását.

Köszönet illeti a Távközlési Kutató Intézet gazdasági vezetését az utazás költségeinek fedezéséért, és Kerecsen Istvánt a HTE előadás megszervezéséért.

Ladvánszky János
Távközlési Kutató Intézet

A szilícium termikus oxidációja és a belső getterezés

MÁNYOKI ZOLTÁN
Mikroelektronikai Vállalat



ÖSSZEFOGLALÁS

A bonyolult IC-technológiákban egyre inkább elterjed a belső getterezés alkalmazása. Ennek az eljárásnak a többi technológiai lépéssel való kölcsönhatása még tisztázásra szorul. A szerző kísérletet végzett a termikus oxidáció és a belső getterezés kapcsolatának feltárására. Megállapította, hogy hosszú időtartamú második getterezési hőkezelésre van szükség, és, hogy a kristály széntartalma fokozza az oxigén precipitálódását. Korrelációt állított föl a kisebbségi töltéshordozók élettartama és a precipitálódás mértéke között.

A belső getterezés és a szilícium-szelettechnológia

Napjainkban, ahogy közeledünk a VLSI, ULSI bonyolultságú integrált áramkörök korszaka felé, úgy lesz egyre fontosabb az alapanyagul szolgáló szilícium egykristály hibamentessége. Ugyanis az eddig elhanyagolhatóan kicsinek és kis koncentrációjúnak tekintett rácshibák a mind kisebbekké váló eszközökben katasztrófális meghibásodásokhoz, vagy jobb esetben helytelen működéshez, a paraméterek romlásához vezethetnek. Még ha az alapanyagban lévő kristályhibák mérete elhanyagolható is, a belőlük a technológiai folyamatok során kialakuló ún. folyamatindukált kristályhibák már komoly problémákat okozhatnak. Például a kiindulási alapanyagul szolgáló szilíciumkristályban már előfordulhatnak mikroprecipitátumok (két-, vagy háromdimenziós rácshibák), a termikus oxidáció alatt ezek az ún. oxidáció indukálta illeszkedési hibák magjaiul szolgálhatnak, és ezáltal az eszközparaméterek (mint pl. szivárgási áram, letörési feszültség stb.) degradálódását idézhetik elő. Az elkerülhetetlenül a kristályba jutó fémszennyezők (leginkább az átmeneti fémek) gyakran földúsulnak a rácshibákon („dekorálják” azokat), és így sokszorosára növelik azok elektromos aktivitását.

Szükségesnek látszik tehát olyan technológiai műveletek kidolgozása, amelyek révén az elkerülhetetlen kristályhibák mennyisége csökkenthető, illetőleg azok a szelet felületközeli, aktív rétegeiből kivonhatók és a hátoldal közelében vagy a tömbanyagban megköthetők. Ezt az utóbbi műveletet hívják getterezésnek, mely, aszerint, hogy a hibák, szennyezők megkötése hol történik, vagy hátoldali, vagy belső getterezés. A getterezési eljárások közös alapelve az, hogy szándékosan hoznak létre diszlokációkat (esetleg szemcsehatárokat) a kristályban azért, hogy azok a szennyezőket a feszültségi terükbe vonják és megkössék.

MÁNYOKI ZOLTÁN
1985-ben végzett a BME Villamosmérnöki Kar Műszaki fizikai ágazatán. Jelenleg a Mikroelektronikai Vállalat dolgozójaként ugyanott nap-

pali szakmérnökhallgató. Munkájának témája a folyamatindukált kristályhibák fizikai mód-szerekkel történő vizsgálata.

A hátoldali getterezés esetén ezeket a diszlokációkat a hátoldal durva megmunkálásával hozzák létre (pl. lézersugárral, implantációval, mechanikus földurvítással stb.).

A belső getterezésnél azt használják ki, hogy az IC-technológiákban szinte kizárólagosan alkalmazott, Czochralsky-módszerrel húzott egykristály szükségképpen tartalmaz oldott oxigént. Ez az oxigén azután különböző hőkezelések hatására szilíciumoxid precipitátumokat alkot, amelyek viszont misfit feszültséget keltenek a rácspan. Ez a feszültség, bizonyos értéket elérve, diszlokációban oldódik föl. Ezek a diszlokációk használhatók föl getterezésre. A vázolt mechanizmusból nyilvánvaló, hogy a precipitátum növekedésével folyton új és új diszlokációk keletkeznek, amelyek így viszonylag sok szennyezőt képesek getterezni. Természetesen, ha ezek a precipitátumok a felülethez közel alakulnak ki, akkor semmi hasznunk nincs belőlük, hiszen ugyanúgy rontják az eszközparamétereket, mint más hibák. Viszont, ha csak a tömbanyagban jönnek létre, akkor az aktív réteget megtisztítják a technológia során állandóan bejutó szennyezőktől, ezáltal jobb felületközeli kristályszerkezetet kapunk. A belső getterezés konkrét megvalósítását Szelőczei és társai részletebben is leírták már ebben a folyóiratban [1]. Itt csak annyit érdemes megemlíteni, hogy három különböző hőmérsékletű lépést szokás alkalmazni: egy magas (1200 °C körüli), egy „alacsony” (750 °C körüli) és ismét egy magas (1100 °C körüli) hőmérsékletűt. Természetesen nem közömbös a hőkezelések időtartama és atmoszférája sem, igaz, hogy az első és a harmadik lépés lehet viszonylag rövid (tíz óránál rövidebb), de a második, amely alatt a precipitátummagok kialakulnak, jellegzetesen több tíz óráig szokott tartani [2].

A getterezés hatékonysága alapvetően két módon értékelhető:

— *Elektromosan*: kész eszközöket hozunk létre, és ezeken vizsgáljuk a paramétereket (szivárgási áram, kisebbségi töltéshordozók élettartama, letörési feszültség stb.). Ez a megoldás azonban adott eszközstruktúrát, így adott eszköztechnológiát is igényel.

Beérkezett: 1986. VIII. 18 (†)

— *Fizikai, kémiai módszerekkel:* csak egyes technológiai lépéseket hajtunk végre és azok után végzünk vizsgálatokat (pl. elektronmikroszkóppal, röntgentopográfiával, infraszpektroszkópiával, preferenciális marással, struktúra kialakítását nem igénylő egyéb mérésekkel). Ez lehetővé teszi, hogy a belső getterezés és az egyes technológiai lépések közötti kölcsönhatásokat feltárjuk és ezáltal ne csak a getterezési lépést optimalizálhassuk, hanem, például, találjunk egy optimális termikus oxidációt. Ez tulajdonképpen nem más, mint a belső getterezés *szerves* beépítése a technológiai sorba.

A getterezés optimalizálása két részből áll. Meg kell találni azt az alapanyagot, amelyen optimális hatást érhetünk el, és meg kell találni azokat a paramétereket, amelyekkel ez elérhető (pl. hőmérséklet, időtartam, atmoszféra). A már említett, két irányból történő technológia-optimalizáláshoz az szükséges, hogy ismerjük az esetleges kölcsönhatást a getterezés és a szokásos eszköztechnológiai lépések között.

Tekintettel arra, hogy az IC-technológia egyik kritikus lépése a termikus oxidáció, az elvégzett kísérletekben ezen technológiai lépés és a belső getterezés kölcsönhatásának vizsgálata volt a cél, valamint az, hogy megállapítsuk, milyen szerepe van a kristályban jelen lévő szénatomoknak az oxigén precipitációjában. Ez utóbbi kérdésben ugyanis megoszlanak a vélemények [3].

A kísérleti vizsgálatok és a fölhasznált minták jellemzői

A kísérlethez 5—5 getterezett ill. nem getterezett szeletet használtunk föl. A getterezési hőciklus a minimális szeletgörbületre volt optimalizálva. Paraméterei a következők voltak [4].

- 1100 °C, 6 óra, N_2 atmoszférában,
- 800 °C, 6 óra, N_2 atmoszférában,
- 1100 °C, 6 óra, N_2 atmoszférában.

Ezen szeleteknek az összehasonlító vizsgálatokhoz szükséges párjaiul azonos kiindulási oxigén- ill. széntartalmú, egyéb paramétereikben is velük megegyező szeletet választottunk. A minták különböző szennyezőkre vonatkozó adatait az alábbi táblázat közli:

Hőkezelt szeletek: Azonosító	$[O_i] \cdot 10^{17} \text{cm}^{-3}$		$[C_s] \cdot 10^{16} \text{cm}^{-3}$
	Hőkezelés előtt	Hőkezelés után	
A1	10,4	9,0	a kimutatási határ
B1	5,4	5,3	alatt
C1	5,9	5,3	2
D1	8,3	6,0	2
E1	6,2	5,7	2
Hőkezeletlen szeletek:			
A2	10,8	—	a kimutatási határ
B2	5,3	—	alatt
C2	6,3	—	2
D2	8,4	—	2
E2	6,7	—	2

Valamennyi szelet kiindulási állapotában diszlokációmentes volt. Al-, Fe-, Cu-tartalmuk nem haladta meg a 10^{-9} g/g szintet.

A minták párosítása a következő volt: A1—A2, B1—B2, C1—C2, D1—D2, E1—E2. Az 1-gyel jelölt minták kapták a getterező hőkezelést. A 2-vel jelöltek a referenciaszeletek.

Az egy adott pár tagjaira vonatkozó vizsgálati eredmények összevetéséből a hőkezelés, a különböző párokra vonatkozó eredményekből pedig az alapanyagparaméterek hatását lehetett minősíteni. A termikus oxidációt az ASTM-szabvány OXI-TEST vizsgálatával modelleztük. Ez valamivel hosszabb, mint a szokásos technológiákban használatos termikus oxidációk, de az oxidáció indukálta kristályhibák vizsgálatához kiválóan megfelel, mivel az általa okozott hibák a hosszú időtartam miatt nagyobbak és ezáltal könnyebben értékelhetők. Az oxidáció paraméterei a következők voltak:

- felfűtés: 25 °C-ról 1150 °C-ra 35 perc
- hőntartás: 1150 °C-on 120 percig,
- lehűlés: 1150 °C-ról 600 °C alá 90 perc

A művelet vízgőz tartalmú oxigén atmoszférában történt. A gázáram 100 liter volt óránként. A szeletek felületén egy mikrométer vastag oxidréteg képződött. Az oxidált mintákon időrendben a következő vizsgálatokat végeztük el:

— az oxidréteg eltávolítása után a kristályok intersticiális oxigén- és szubsztitúciós széntartalmának meghatározását a TKI Perkin—Elmer MODEL 580 típusú infraszpektrométerével,

— a mintákban lévő tömbbéli kristályhibák meghatározását röntgentopográfiás módszerrel az MTA MFKI-ban,

— a kisebbségi töltéshordozók tömbbéli rekombinációs élettartamának mérését mikrohullámú abszorpciós módszerrel az MTA MFKI M. SETEK-gyártmányú, LTA—130A típusú berendezésével,

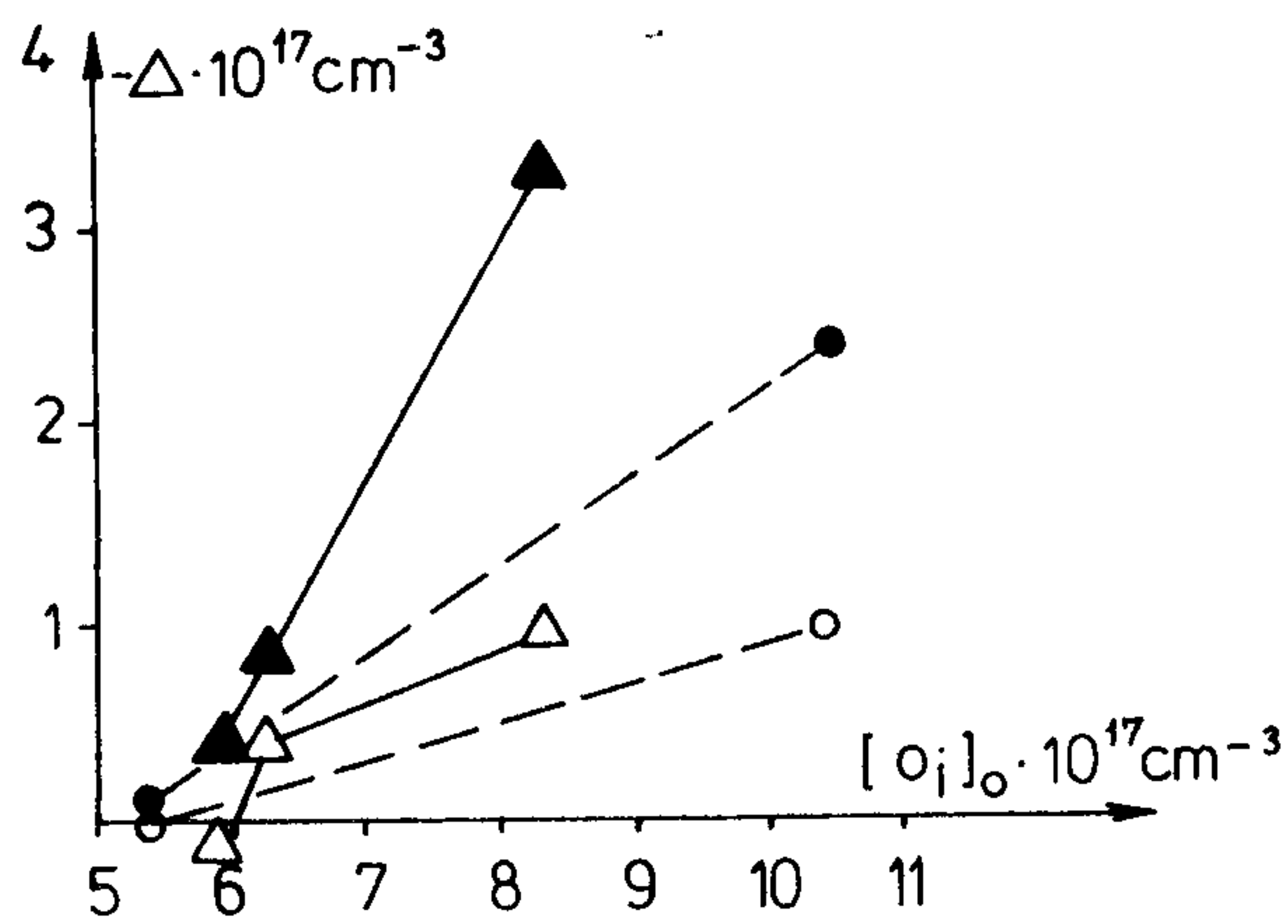
— a felületi kristályhibák előhívását Wright—Jenkins-féle preferenciális maróval.

Ezekről a módszerekről részletesebb áttekintést ad az [5] irodalom.

Az eredmények és értékelésük

Az infraszpektroszkópiával a kristályban intersticiálisan oldott oxigén mennyisége mérhető. Tehát ennek csökkenéséből az oxigén precipitációjára lehet következtetni [6]. Igaz, hogy a hőkezelések során az oldott oxigén egy része a szeletből kidiffundál, de ennek mértéke csekély az intersticiális oxigén mennyiségének tapasztalt csökkenéséhez képest. Ez könnyen belátható, mivel, ha az oxigén kidiffúziója során a teljes *denuded* (azaz az oxigénben elszegényedett) zóna kiürül, az ennek megfelelő koncentrációcsökkenés úgy aránylik az eredeti koncentrációhoz, mint a *denuded* zóna kétszeres mélysége a szelet vastagságához. Ez pedig éppen a mérési pontosság nagyságrendjébe esik [4].

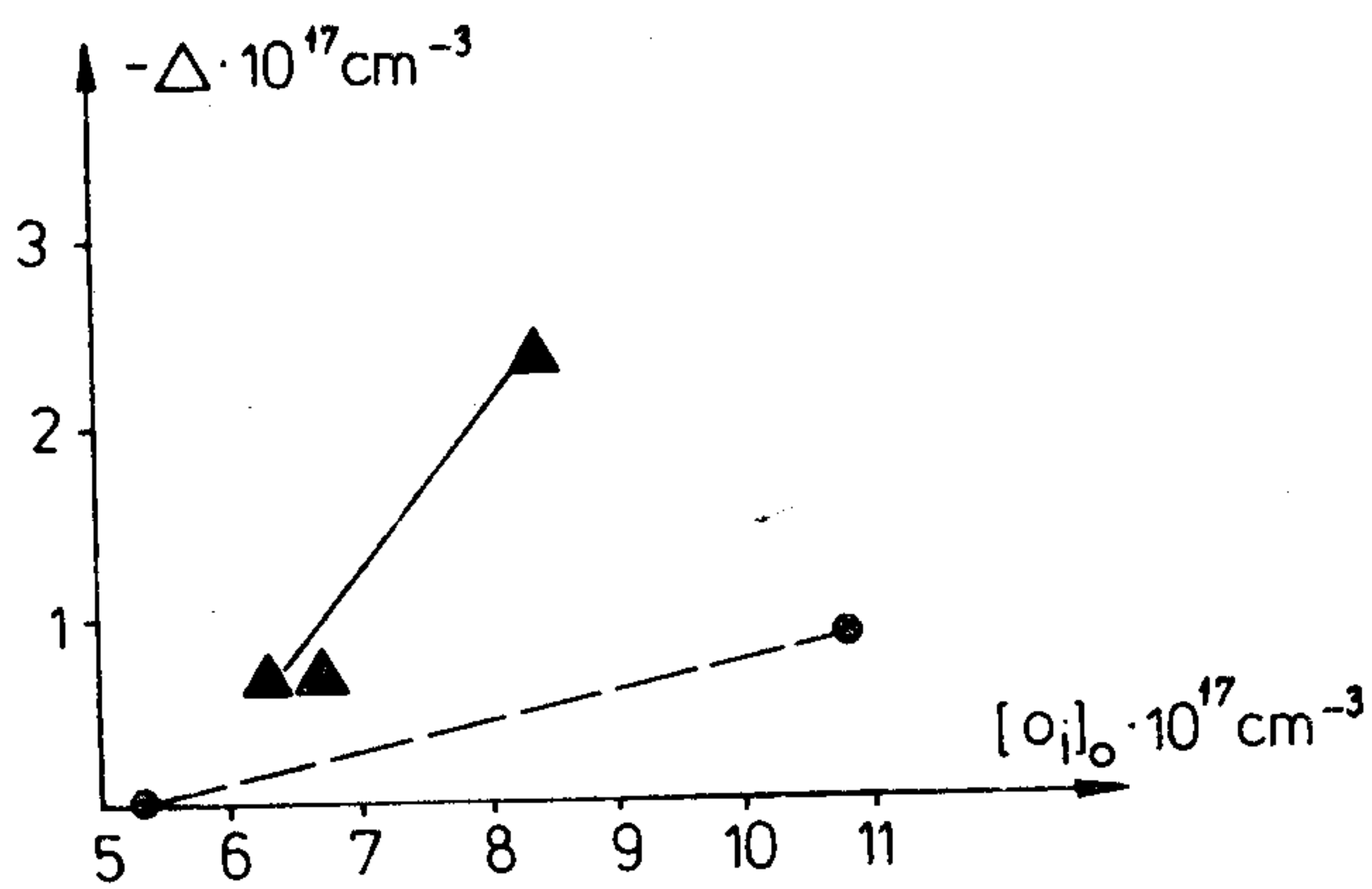
Az oxidáció után mért koncentrációértékeket és a kiindulási koncentrációkhoz viszonyított csökkenést, amelyet $-A$ jelöl, az alábbi táblázat tartalmazza:



- , ▲ : a teljes csökkenés
- , △ : az oxidáció alatti csökkenés
- , ○ : alacsony } széntartalom
- ▲, △ : magas }

H258-1

1. ábra. A precipitáció mértéke a kiindulási oxigénkoncentrációk függvényében a hőkezelt minták esetén



Jelölések, mint az 1. ábrán.

H258-2

2. ábra. A precipitáció mértéke a kiindulási oxigénkoncentrációk függvényében a hőkezeletlen minták esetén

Azonosító	$[O_i] \cdot 10^{17} \text{cm}^{-3}$ az oxidáció után	$-\Delta \cdot 10^{17} \text{cm}^{-3}$
A1	8,0	2,4
B1	5,3	0,1
C1	5,5	0,4
D1	5,0	3,3
E1	5,3	0,9
A2	9,9	0,9
B2	5,5	0,0
C2	5,6	0,7
D2	6,0	2,4
E2	6,0	0,7

A hőkezelt minták esetén a koncentrációcsökkenés részben a getterező hőkezelés, részben az oxidáció alatti precipitáció következménye. A hőkezeletlen szeletek esetén viszont csak az oxidáció idézhetette elő a precipitálódást. Az 1., 2. ábrák a precipitáció mértékét mutatják a kiindulási oxigénkoncentrációk függvényében.

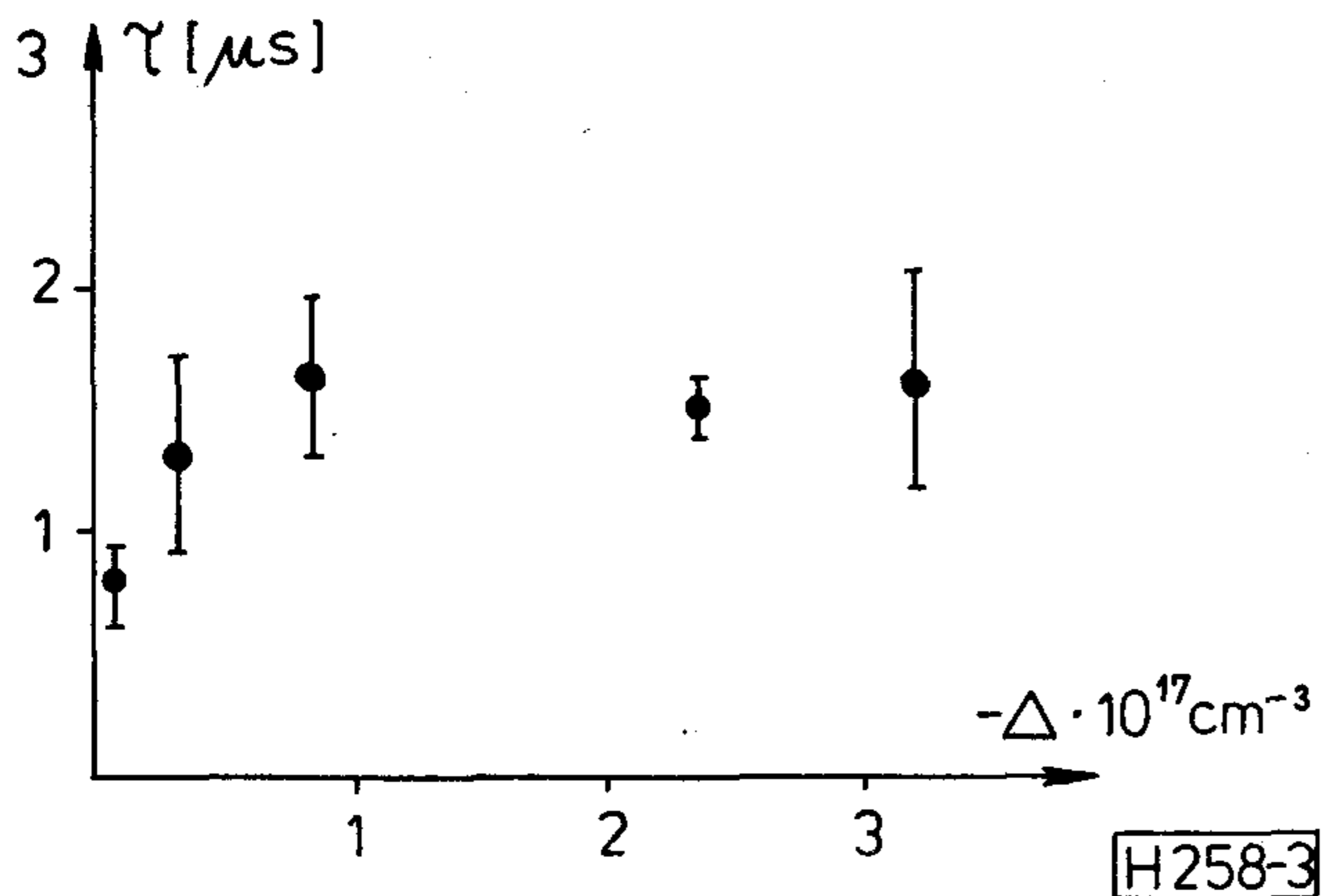
génkoncentrációk függvényében. Külön szimbólum jelöli a szént tartalmazó és a szént „nem tartalmazó” kristályokhoz tartozó értékeket. A széntkoncentráció ismerete azért fontos, mert egyes szerzők szerint a széntatomok nukleációs centrumokat alkotnak az oxigén precipitációja számára, és így meggyorsítják a folyamatot. Más szerzők szerint viszont a szént semmiféle szerepet nem játszik a precipitációban, azt tisztán az oxigénatomok, a vakanciák és az intersticiális szilíciumatomok határozzák meg. Ismét más szerzők szerint pedig a szént lassítja a precipitátumok magképződését, így a precipitációt. Ezekről a véleményekről jó áttekintést ad a [3] irodalom. Nyilvánvaló, hogy ez a kérdés még tisztázásra szorul. A mért értékekből látható, hogy a precipitáció annál jelentősebb, minél több oxigént tartalmazott a szelet a kiinduláskor. Érvényes ez akkor is, ha kevés, akkor is, ha több szént volt a szilíciumban, de az utóbbi esetben ez a függés meredekebb. Megállapíthatjuk tehát, hogy a szént elősegíti az oxigén precipitációját, ezért hatékony belső getterezéshez legalább $2 \cdot 10^{16} \text{cm}^{-3}$ kiindulási szénttartalmú szeleteket érdemes fölhasználni.

Az 1. ábra külön föltünteti még azt is, hogy a getterezett mintákban milyen mértékű volt az oxidáció alatti precipitálódás. Ebből az látható, hogy a getterezési hőkezelés csak a nagy oxigén- és szénttartalmú mintában (D1) csökkentette lényegesen az oxidáció alatti precipitálódást, aminek következménye a preferenciális marási vizsgálat eredményében is megfigyelhető volt. A getterezési hőkezelésnek a többi mintánál tapasztalt, viszonylag jelentéktelen hatása valószínűleg a második hőkezelés rövidegének tudható be. Hiszen, mint már említettük, az előzetes hőciklust a minimális szeletgörbületre optimalizálták. Mivel a getterezés csak mérsékelt mennyisége változást okozott, nyilvánvaló, hogy a nukleációs (a második) lépés során a kristálynövesztéskor keletkező, ún. „as-grown” precipitátummagokhoz képest kevés új mag jött létre, és ez a nukleációs szakasz rövidegére utal. Látható továbbá, hogy, amikor az oxigénkoncentráció eléri az $5 \cdot 10^{17} \text{cm}^{-3}$ tartományt, akkor a további precipitáció lelassul, vagy meg is áll. Ez annak köszönhető, hogy alkalmazott hőmérsékleteken az intersticiális oxigén egyensúlyi koncentrációja az említett érték körül van, így ezt elérve megszűnik a túltelítettség, vagyis a precipitáció hajtóereje.

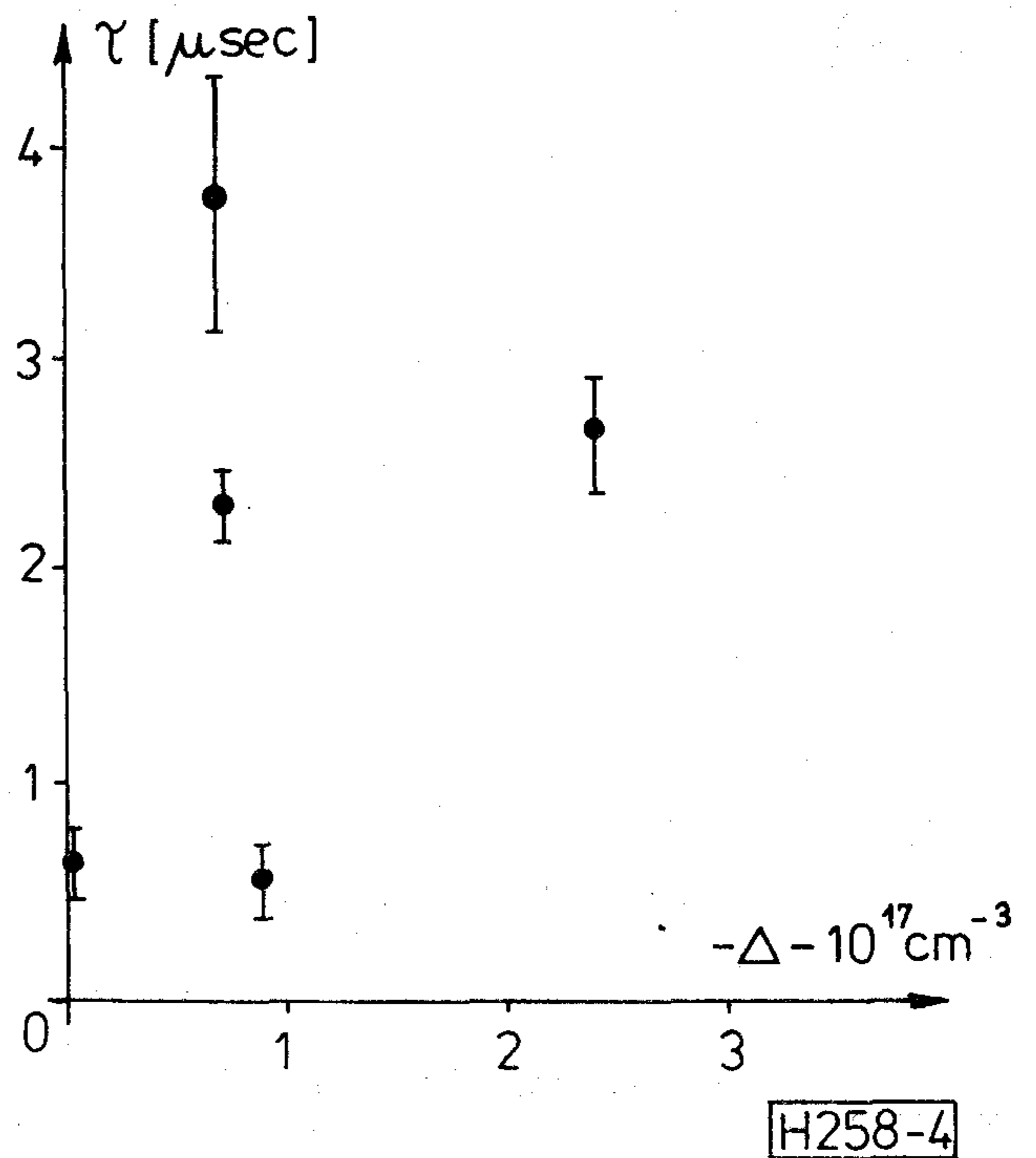
A kristályhibák kimutatására két különböző módszert kellett alkalmazni. Röntgentopográfiával a tömbanyagban lévő hibákat, preferenciális kémiai maratással pedig a felületeket lehetett kimutatni. A tapasztalat szerint mind a hőkezelt, mind a hőkezeletlen mintákban kialakultak illeszkedési hibák a tömbben és a felületen egyaránt. A röntgentopográfia kimutatott még nagyméretű ($20\text{--}30 \mu\text{m}$ közötti) precipitátumokat is, de ezeket már csak a hőkezelt szeletek belsejében. Ezeknek a sűrűsége viszonylag kicsi volt. Természetesen precipitátumok mindegyik mintában kialakultak, hiszen ezt mutatták az infraspesztroszkópiás vizsgálat eredményei, csak nyilván azok mérete sokkal

kisebb volt, mint az említett nagy precipitátumoké, és így röntgentopográfiával nem voltak kimutathatóak. A különbség a hőkezelt és a hőkezeletlen szeletek között nem a hibasűrűségben és -méretben volt, hanem a hibák eloszlásában. Kivételt képez a D1 minta, melynek felületén alig volt illeszkedési hiba. Mint már említettük, ebben a kristályban egyaránt magas volt a kiindulási oxigén- és szénkoncentráció. Tehát az infraszpektroszkópiás eredményekkel megegyező eredményre jutottunk. A hőkezelt szeletek felületi hibaeloszlása egyenletes, míg a hőkezeletleneké egyenetlen, foltos volt.

Az eddig taglalt tényezőknek — az oxigénprecipitációnak, a kristályhibáknak — az ismerete akkor kap értelmet, ha a végtermék, az IC szempontjából is értékelhető elektromos mennyiséggel hozzuk összefüggésbe őket. Ennek az elektromos jellemzőnek viszont olyannak kell lennie, hogy eszközstruktúra kialakítása nélkül is mérhető legyen, hiszen az esetleges struktúra kialakításához szükséges technológiai lépések elfednék a vizsgálni kívánt jelenséget, összefüggést. Ilyen jellemző elektromos paraméter a kisebbségi töltéshordozók tömbbeli rekombinációs élettartama, mivel ez sok esetben meghatározó fontosságú, továbbá ennek mérésére ismeretes egy struktúrát nem igénylő módszer, amely a mikrohullámú abszorpció mérésén alapul. Azezáltal mérhető tömbbeli rekombinációs élettartamot a tömbbeli rekombinációs centrumok, kristályhibák és az oksűrűsége, határozzák meg. A mért élettartamokat a 3. és 4. ábra ábrázolja a precipitáció mértékének függvényében. Látható, hogy a hőkezeletlen szeletekben ez az élettartam nem mutat korrelációt a precipitációval, továbbá, hogy az ezekben a mintákban mért értékek általában nagyobbak a hőkezeltékben mértéknél. Ez érthető, hiszen a hőkezelés ott hozott létre hibákat, ahol az élettartammérés történt. A hőkezeletlen szeleteknél tapasztalt korrelálatlanság a minták különböző származásával, előéletével magyarázható, hiszen emiatt a beépített, már említett „as-grown” hibák mennyisége és fajtája is különbözik. A hármas hőkezelés első lépése egyfajta homogenizálást jelent, így a különböző származás jelentősége csökken.



3. ábra. A kisebbségi töltéshordozók élettartama a precipitáció mértékének függvényében a hőkezelt szeletek esetén



4. ábra. A kisebbségi töltéshordozók élettartama a precipitáció mértékének függvényében a hőkezeletlen szeletek esetén

Természetesen nem csak az illeszkedési hibák és az oxigénprecipitátumok okozhatnak rekombinációt, hanem az alkalmazott módszerekkel ki nem mutatható mikrohibák is.

Bár a vizsgálatok még nem tekinthetők lezártaknak, az eddigi eredmények azt igazolják, hogy a belső getterezés hatékonysága érdekében magas kiindulási oxigén- és széntartalmú kristályokat érdemes alkalmazni. A vizsgált esetben a nukleációt elősegítő hőkezelési lépés rövidnek bizonyult. A folyamatok elektromos minősítő paramétereiként jól lehetett használni a kisebbségi töltéshordozók tömbbeli rekombinációs élettartamát. Ez az élettartam korrelációt mutat az oxigénprecipitáció mértékével.

Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki dr. Kormány Teréznek hasznos tanácsaiért, valamint dr. Hild Erzsébetnek az infraszpektroszkópiás mérésekben, Pál Editnek a röntgentopográfiás vizsgálatokban, dr. Aszódi Gábornak az élettartammérésben nyújtott segítségével.

I R O D A L O M

- [1] Szelőcsei és tsai.: Belső getterezés a Si-szelettechnológiában. Híradástechnika, megjelenés alatt.
- [2] Proceedings of the 1st International Autumn School on Gettering and Defect Engineering in the Semiconductor Technology — Garzau, 1985.
- [3] Defects in Semiconductors, ed.: J. Narayan and T. Tan, North-Holland, New York, 1981.
- [4] Réti Sándor: Diplomaterv, BME Vill. Kar, 1984.
- [5] Mátyóki Zoltán: Diplomaterv, BME Vill. Kar, 1985.
- [6] P. Gaworzewski et al.: Infrared Spectroscopical and TEM Investigations of Oxygen Precipitation in Silicon Crystals with Medium and High Oxygen Concentrations, phys. stat. sol. (a) 85 133 (1984)

Félvezető diódás mikrohullámú teljesítménymérőfej tervezési szempontjai

DR. MÁTAY GÁBOR
BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a széles sávú félvezető diódás teljesítménymérőfejek tervezési kérdéseit tárgyalja. Részletesen foglalkozik a mérőátalakítóként felhasznált detektor analízisével, vizsgálja a detektor lezáróellenállásának hatását a dinamik tartományra és a mérőfej határérzékenységre. A kapott eredmények megkönnyítik a széles sávú detektorok, illetve a diódás teljesítménymérőfejek tervezését.

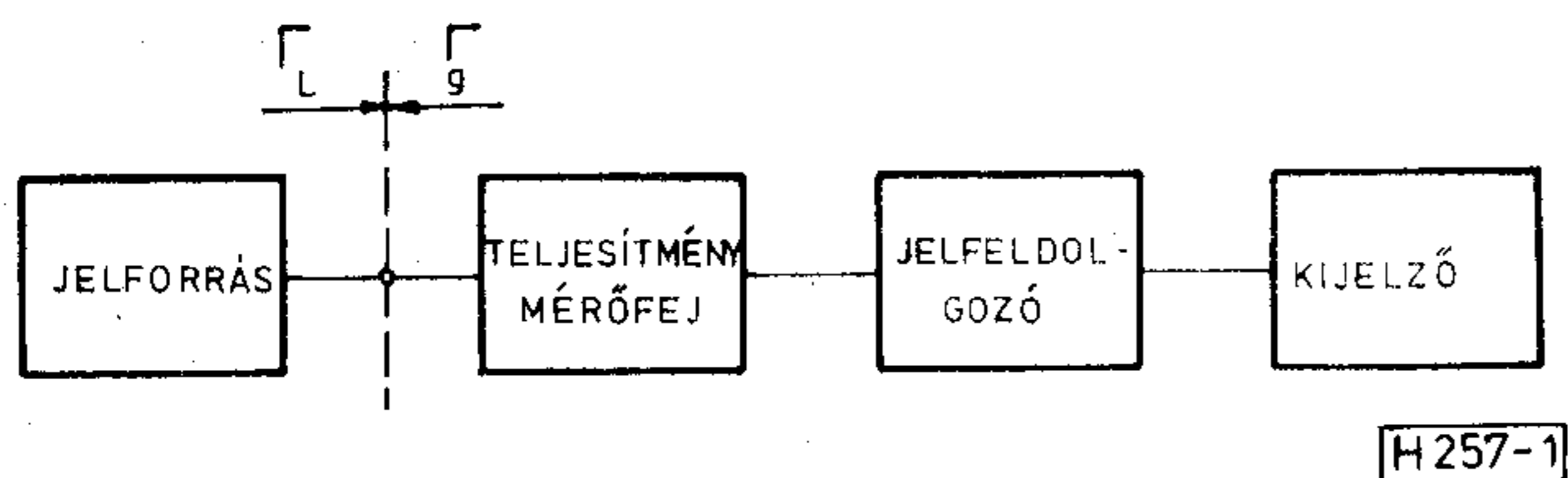
1. Bevezetés

A 10 mW-nál kisebb mikrohullámú teljesítmények mérésére teljesítmény-érzékelőként leggyakrabban a hőhatáson alapuló eszközöket, a bolométereket és a termoelemeket alkalmazzák. Mind a bolométeres, mind pedig a termoelemes teljesítményérzékelők 10 μ W—10 mW teljesítmény-tartományban működnek kellő pontossággal.

A kristály egyenirányítókat a rádiózás kezdete óta felhasználták RF-jelek detektálására, majd a jóminőségű tús diódák megjelenésével a mikrohullámú sávban működő vevőkben keverőként [12]. A félvezető gyártási technológia fejlődése tette lehetővé olyan, jól reprodukálható, nagy megbízhatóságú félvezető diódák előállítását, melyek felhasználásával készített detektorok kis bemenőszintek esetén kimenetükön a bemeneti teljesítménnyel arányos jelet szolgáltatnak, így felhasználhatók mikrohullámú teljesítmény-érzékelőként. A legkorszerűbb diódás teljesítménymérőfejek 0,3 nW—10 μ W teljesítmény-tartományban működnek.

A félvezető diódás teljesítmény-érzékelők a mikrohullámú mérés technikában igen széles körben nyernek alkalmazást, úgymint hatkapus reflektométerekben [2], hatkapus hálózatanalizátorokban [3], RF teljesítménysűrűségmérőkben [5] stb. E műszerek a mérendő mikrohullámú jellemzőt teljesítménymérés alapján mérik.

Ez a cikk egy teljesítmény-sűrűségmérő műszer diódás mérőfejének fejlesztése kapcsán felmerült



1. ábra. A teljesítménymérés alapelve

Beérkezett: 1986. IX. 20. (*)

DR. MÁTAY GÁBOR
A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki diplomát 1967-ben, mikrohullámú szakmérnöki diplomát 1970-ben. Egyetemi doktori disszertációját 1975-ben védte meg, melynek témája „Közepes teljesítményű URH teljesítményosztók tervezése különös tekintettel a geometriai méretek csökkentésére.”
A BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék oktatója 1967 óta. Egyetemi adjunktus. A

„Mikrohullámú mérések és műszerek” c. tárgy társelődója, a mikrohullámú ágazaton a „Témalaboratórium” c. tárgy felelőse, az ágazati labortevékenység szervezője. A szakmérnök oktatásban a „Mérés és műszertechnika” c. tárgy elbárányaként vesz részt. Kutatási területei: CATV-rendszerek, nagyfrekvenciás sugárzásmérés, URH és mikrohullámú áramköri technológia, nagyfrekvenciás mérés technika.

elméleti kérdéseket tárgyalja, melyek eredményei jól használhatók, széles sávú detektorok és teljesítmény-mérőfejek tervezésénél.

2. A mikrohullámú teljesítménymérőfejjel szemben támasztott követelmények

A mikrohullámú teljesítménymérés alapelvét az 1. ábra mutatja. A jelforrás által szolgáltatott mérendő mikrohullámú teljesítményt a teljesítménymérőfejben elhelyezett érzékelő elem valamilyen jól mérhető fizikai (rendszerint elektromos) mennyiséggé alakítja, mely megfelelő jelfeldolgozás után kijelzésre kerül.

A teljesítménymérési hibák túlnyomó részét a mérőfej hibái alkotják. Ezek közül a legjelentősebb a generátor és a mérőfej illesztetlenségéből eredő hiba. A teljesítménymérőfejre jutó teljesítmény (P_L) az 1. ábra jelöléseit felhasználva, az alábbi jól ismert összefüggéssel adható meg a [13] szakirodalom alapján:

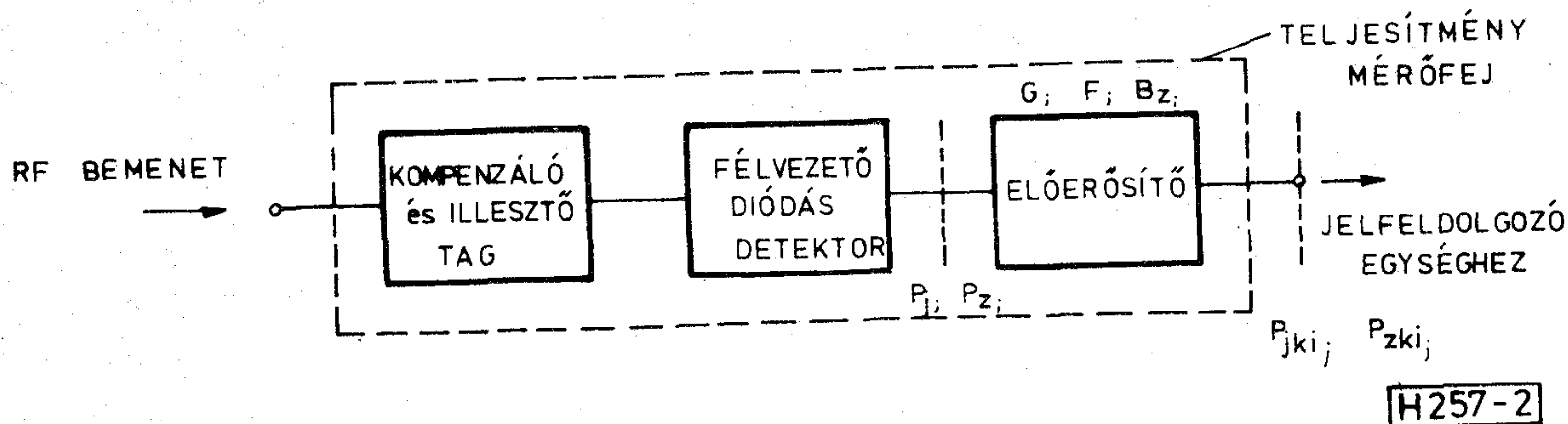
$$P_L = P_0 \frac{(1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_g \Gamma_L|^2} \quad (1)$$

ahol

Γ_g ; Γ_L — a generátor, illetve a mérőfej reflexiótényezője,

P_0 — a mérőfejre jutó teljesítmény konjugált illesztés ($\Gamma_L = \Gamma_g^*$) esetén.

A teljesítmény pontos meghatározása csak a reflexiótényező ismeretében lehetséges (ez négy valós adat egyetlen frekvencián), ezért a teljesítménymérés során $\Gamma_g = 0$ és $\Gamma_L = 0$ ideális esetet



2. ábra. A teljesítménymérőfej felépítése

kell a lehető legjobban megközelíteni. A Γ_g értéke a mindenkor mérendő jelforrás függvénye, ezért a teljesítménymérőfej reflexiótényezőjének kell kicsinek lennie a működési frekvenciasávban.

E követelmény biztosítása mellett ideális esetben a mérőfejnek azonos belépőteli teljesítmény esetén a frekvenciától függetlenül azonos kimenőjelet kell szolgáltatnia.

A kis reflexiótényezőt és a közel frekvencia-független kimenőjelet széles frekvencia-tartományban és szinttartományban adott környezeti feltételek esetén kell a teljesítmény-mérőfejnek biztosítania.

A teljesítmény-érzékelőként alkalmazott félvezető diódás detektor önmagában nem tesz eleget a fenti kívánalmaknak, ezért a detektor előtt egy kompenzáló és illesztő fokozatot kell elhelyezni, továbbá a detektor által szolgáltatott jelet egy előerősítővel olyan szintre kell hozni, hogy a mérőfej és a jelfeldolgozó egység közötti kábel által „felszedett” zavarójelek a teljesítményérés pontosságát ne befolyásolják. A teljesítménymérőfej felépítését a 2. ábra mutatja, melyen a későbbi számításokhoz szükséges jellemzők is szerepelnek.

3. A teljesítménymérőfej tervezése, a tervezés során felmerülő kérdések tárgyalásai

A teljesítménymérőfej tervezése a 2. ábra alapján a széles sávú detektor és az azt követő előerősítő tervezésére bontható.

A széles sávú detektor tervezése a következő lépésekben végezhető el:

- a mikrohullámú dióda típusának kiválasztása,
- a detektor felépítésének (soros, vagy paraleldiódás detektor) megválasztása, az előfeszítés módjának eldöntése,
- a detektor egyenáramú lezárásának optimális megválasztása a legnagyobb szinttartomány elérése érdekében,
- a detektor bemeneti impedanciájának meghatározása,
- a kompenzáló és illesztő fokozat tervezése,
- a hőfokfüggés vizsgálata,
- annak eldöntése, hogy egy-, vagy két diódás detektort tartalmazzon a mérőfej.

Következő lépés az előerősítő tervezése és a mérőfej mechanikai konstrukciójának tervezése.

A fenti tervezési eljárás elvégzéséhez szükség van a detektor analízisére, mely alapján meghatá-

rozható a detektor kimenőfeszültsége és az optimális egyenáramú lezáróellenállása, dinamikatartománya, kimenőjelének hőfokfüggése. Az analízis során az egyszerűbb tárgyalás érdekében a fenti jellemzők meghatározása kisfrekvencián történik, melyen a detektor feszültségvezérelt eszköznek tekinthető. Az RF -jelforrás belső impedanciáját ($Z_g = Z_0$) feltételezéssel a detektor kimenőjele frekvenciafüggésének meghatározásánál és a kompenzáló és illesztő fokozat tervezésénél vesszük figyelembe. A két diódás detektor tervezését nem tárgyaljuk (két egydiódás detektor tervezésére vezethető vissza), csak a legfontosabb tulajdonságait foglaljuk össze.

Az előerősítő tervezési szempontjainak meghatározásához vizsgáljuk a dinamikatartomány szempontjából optimális egyenáramú lezáróellenállással rendelkező detektorból és előerősítőből álló rendszer jel-zaj viszonyát.

A konstrukciós kérdések tárgyalásával nem foglalkozunk, mert jóval meghaladná e cikk kereteit.

4. A félvezető diódás detektor

A mikrohullámú detektor diódáknak a főbb jellemzők (maximális működési és tárolási hőmérséklet, RF kiegészi szint, hőfokstabilitás, videó ellenállás, tangenciális érzékenység, dinamika tartomány, feszültségérzékenység) alapján történő összehasonlítása megtalálható a [1] szakirodalomban. Az összehasonlításban szereplő diódák (angol megnevezéssel: zero bias Schottky, biased Schottky, mesa back, planar back diode) közül a „zero bias Schottky” dióda rendelkezik a legkedvezőbb tulajdonságokkal. E dióda feszültség-áram karakterisztikája a mikrohullámú tús diódáéhoz nagyon hasonló, ugyanakkor sokkal jobb a mechanikai stabilitása. Külső előfeszítést nem igényel, dinamikatartománya kb. 60 dB, tangenciális érzékenysége kb. -65 dBm. Rosszabb hőfokstabilitása ellenére igen gyakran kerül felhasználásra mikrohullámú detektorokban.

A mikrohullámú frekvenciasávban a detektor alapkapsolások közül a soros diódás elrendezést célszerű választani, melynek legnagyobb előnye, hogy a detektorhoz kapcsolódó erősítő bemeneti kapacitása a diódát nem söntöli. Hátránya, hogy a dióda egyenáramú áramkörének záródását a jelforrásnak, vagy egy illesztő tagnak kell biztosí-

tania. Szélessávú detektorok és teljesítmény-mérőfejek esetén ez nem jelent igazi hátrányt, mert a detektort megelőző illesztő és kompenzáló fokozat e feladatot ellátja.

4.1. A soros diódás detektor analízise

Az analízis célja az RF bemenőfeszültség és a DC kimenőfeszültség közötti kapcsolat megadása és annak vizsgálata, hogyan befolyásolja a detektor egyenáramú lezáróellenállása a detektor négyzetes törvényű működését.

A soros diódás detektort és helyettesítő képét a 3. ábra mutatja. A detektort folytonos üzemi szinuszos RF jel táplálja és a legkisebb frekvencián is teljesül az $\omega_a CR \gg 1$ feltétel.

A fém-félvezető átmenetet az R_B, C_B nemlineáris elemek, a veszteségeket az R_s ellenállás képviseli. Az L_s, C_c elemek a hozzávezetések, a tokozás, valamint a mikrohullámú térbe helyezett dióda mezőtorzító hatását reprezentálják. A kimeneti (videó) oldalon a diódát az i_j forrásáramú áramgenerátor és az R_v videó ellenállás helyettesíti. A következőkben majd bizonyítást nyer, hogy az áramgenerátor forrásárama az R_B rétegellenálláson fellépő RF teljesítménnyel, P_B -vel arányos. Az arányossági tényező β , az ún. áramérzékenységi tényező [10].

A videóellenállás definíció szerint a detektor kimenőfeszültsége kimeneti áram szerinti deriváltjának minusz egyszerűsége. Mérése állandó RF -generátorfeszültség esetén történik és a videóoldali lezáróellenállás változtatása révén bekövetkező kimenőfeszültség és áram megváltozásának mérésén alapul. A videó ellenállás függ a detektor kapcsolástól és a detektorra jutó RF jelszinttől. Különböző elemi detektorok videóellenállását B. G. Whitford vizsgálta [11]. A 3. ábrán feltüntetett detektorkapcsolás és kis szintek esetén a videóellenállás közelítőleg a dióda differenciális ellenállásával egyenlő [11]. A differenciális ellenállás meghatározása a dióda feszültség-áram karakterisztikája felhasználásával történik.

A fém-félvezető (Shottky) diódák feszültség-áram karakterisztikáját az alábbi összefüggés írja le:

$$i = I_s [e^{\alpha(u - iR_s)} - 1] \quad (2)$$

ahol

I_s — a záróirányú telítési áram.

$$\alpha = \frac{q}{nkT} \quad (3)$$

q — az elektron töltése $q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{C}$

k — a Boltzmann-állandó, $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$,

T — a réteghőmérséklet K fokban,

n — a diódára jellemző állandó.

A differenciális ellenállás a (2) összefüggés differenciálásával nyerhető (lásd 3. ábra):

$$R_D = \frac{du}{di} = \frac{1}{\alpha I_s} e^{-\alpha(u - iR_s)} + R_s \quad (4)$$

amely $iR_s \ll u$ esetén a következő módon közelíthető:

$$R_D \cong R_B + R_s \quad (5)$$

ahol

$$R_B = R_{BO} \cdot e^{-\alpha u} \quad (6)$$

és

$$R_{BO} = \frac{1}{\alpha I_s} = \frac{nkT}{qI_s} \quad (7)$$

Az előző megállapítás alapján az (5) összefüggés felhasználásával a videóellenállásra a következő végeredmény adódik:

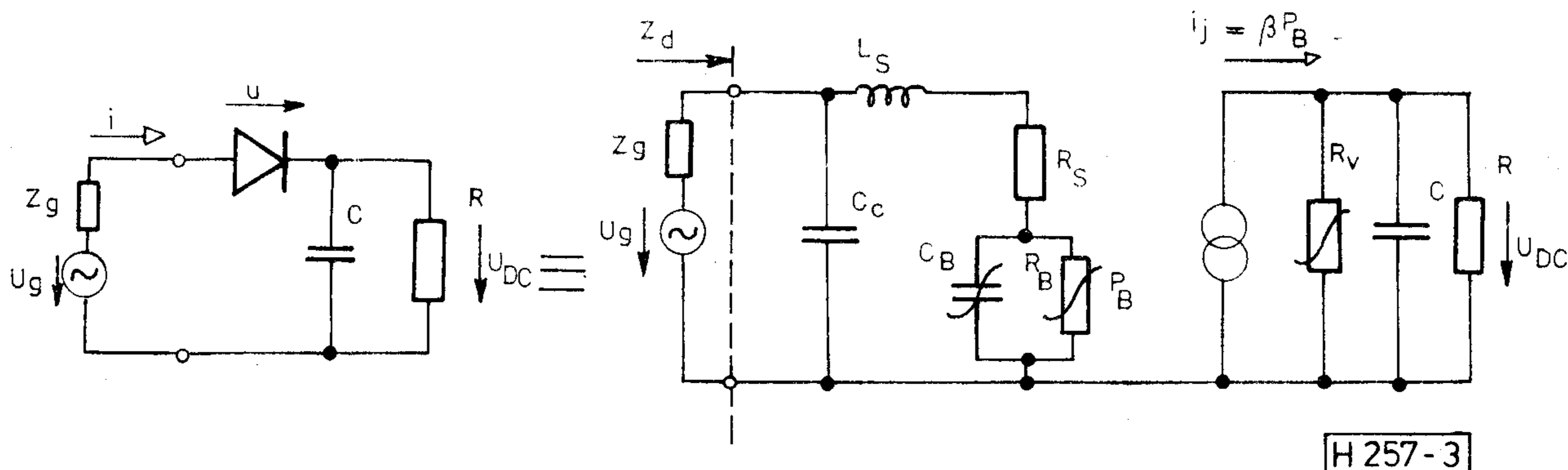
$$R_V = R_B + R_s \quad (7a)$$

4.1.1. A detektor kimenőfeszültségének meghatározása

A kimenőfeszültség meghatározása $R_s \ll R_B$ feltétel esetén, először olyan bemeneti frekvencián történik, hogy a 3. ábra helyettesítő képében szereplő reaktív elemek elhanyagolhatók legyenek. Ezen a frekvencián a detektor bemeneti impedanciája sokkal nagyobb a mikrohullámú gyakorlatban legtöbbször előforduló generátor impedanciáknál, így a kimenőfeszültség meghatározásakor az egyszerűbb számítás végett a detektor feszültségvezérelt eszköznek tekinthető. A 3. ábra bal oldalán szereplő áramkörre az alábbi összefüggések írhatók $Z_g = 0$ esetén:

$$u = u_g - U_{DC} \quad (8)$$

$$u_g = U_g \cos \omega t \quad (9)$$



3. ábra. Soros diódás detektor és helyettesítő képe

melyeket a (2) összefüggésbe helyettesítve, az $iR_s \ll u$ feltételt is figyelembe véve, a diódán átfolyó nemlineáris áramra az alábbi adódik:

$$i(t) = I_s [e^{\alpha(U_g \cos \omega t - U_{DC})} - 1] \quad (10)$$

Az áram Fourier sorba fejthető, melyből az egyenáramú összetevő:

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i(t) d(\omega t) \quad (11)$$

A (10) összefüggést (11)-be helyettesítve az integrálást elvégezve a következő végeredmény adódik:

$$I_{DC} = I_s [e^{-\alpha U_{DC}} J_0(-j\alpha U_g) - 1] \quad (12)$$

ahol $J_0(-j\alpha U_g)$ — az elsőfajú nulladrendű Bessel-függvény képzetes argumentummal.

A dióda egyenáram az R ellenállás és az egyenfeszültség segítségével is felírható:

$$I_{DC} = \frac{U_{DC}}{R} \quad (13)$$

A (13) összefüggés (12)-be történő helyettesítésével, valamint a módosított elsőfajú nulladrendű Bessel-függvény (I_0) használatával a generátorfeszültség amplitúdója és a detektor kimenetén megjelenő egyenfeszültség közötti kapcsolatra az alábbi egyenlet adódik:

$$\frac{U_{DC}}{I_s R} + 1 = e^{-\alpha U_{DC}} I_0(\alpha U_g) \quad (14)$$

mely a (7) összefüggés felhasználásával a következő alakban írható fel:

$$\alpha U_{DC} \frac{R_{BO}}{R} + 1 = e^{-\alpha U_{DC}} I_0(\alpha U_g) \quad (15)$$

A (15) egyenletet a soros diódás detektor *normalizált egyenletének* nevezzük. Ennek oka az, hogy az egyenlet a normalizált kimenőfeszültség (αU_{DC}) és a normalizált generátorfeszültség amplitúdó (αU_g) között teremt kapcsolatot (α dimenziója: V^{-1}) és R_{BO}/R , mint paraméter tekinthető.

A *normalizált egyenlet* (αU_{DC})-re történő megoldása egyszerű, ha az $\alpha U_{DC} \cdot \frac{R_{BO}}{R} \ll 1$ feltétel

fennáll, mely a (13) és (14) alapján $\frac{I_{DC}}{I_s} \ll 1$ feltétellel egyenértékű. Ebben az esetben (αU_{DC})-re a következő összefüggés adódik:

$$\alpha U_{DC} = \ln[I_0(\alpha U_g)] \quad (16)$$

— *Kis jelek esetén* $\alpha U_g < 1$ a (16) összefüggés jobb oldala sorba fejthető az alábbiak felhasználásával:

$$I_0(\alpha U_g) = 1 + \frac{(\alpha U_g)^2}{4} + \frac{(\alpha U_g)^4}{6} + \frac{(\alpha U_g)^6}{2304} + \dots \quad (17)$$

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \dots \quad |x| < 1 \quad (18)$$

A (17) első két tagját és (18) első tagját figyelembe

véve, a normalizált egyenfeszültség a következő módon írható fel,

$$\alpha U_{DC} \cong \frac{1}{4} (\alpha U_g)^2 \quad (19)$$

melyből következik, hogy a detektor kimenőfeszültsége a teljesítménnyel arányos.

— *Nagy jelek esetén* $\alpha U_g \gg 1$, a (16) összefüggésben szereplő, módosított elsőfajú Bessel-függvény a következő aszimptotikus összefüggéssel közelíthető:

$$I_0(\alpha U_g) = \frac{e^{\alpha U_g}}{\sqrt{2\pi\alpha U_g}} \quad (20)$$

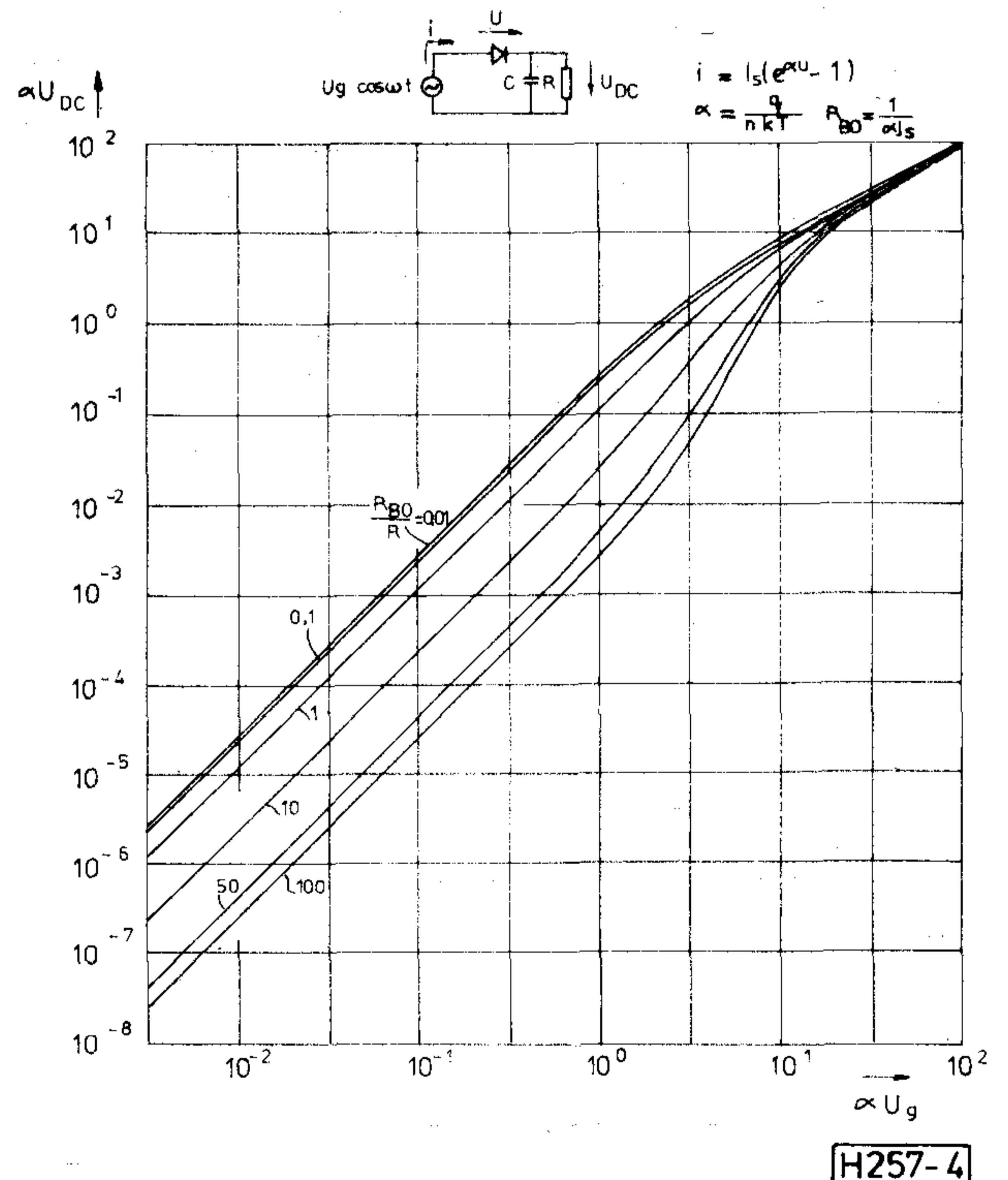
így a normalizált egyenfeszültségre a következő eredmény adódik:

$$\alpha U_{DC} = \alpha U_g - \frac{1}{2} \ln(2\pi\alpha U_g) \quad (21)$$

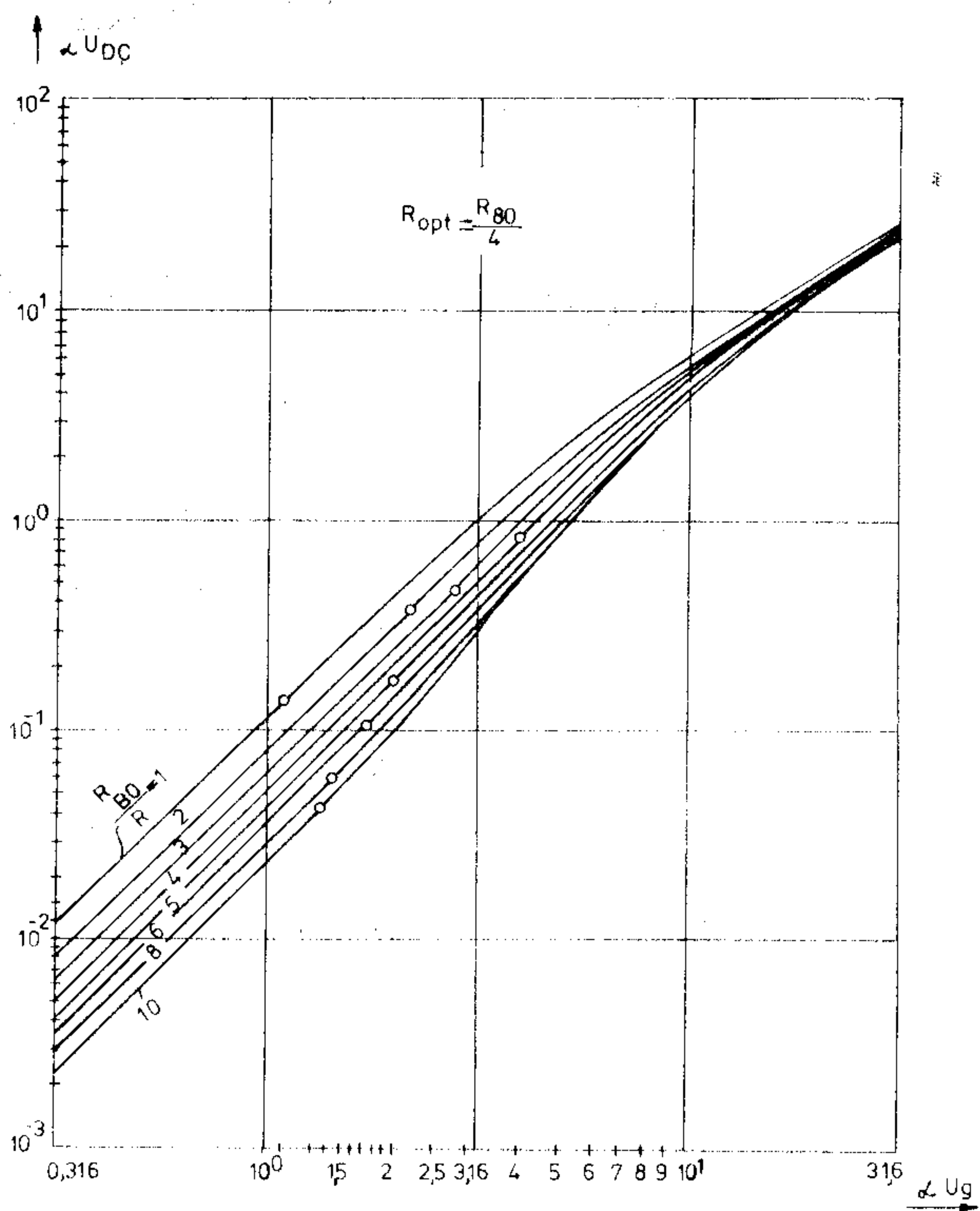
Ez esetben a detekció közelítőleg lineáris törvényű. A négyzetes és a lineáris törvényű tartomány között egy átmeneti tartomány található. A kiindulási feltételből következik, hogy a normalizált egyenfeszültségre kapott (19) és (21) összefüggésekben az R ellenállás hatását figyelembe vevő tag, vagy tényező nem szerepel.

A detektor *normalizált egyenletének általános megoldása* (αU_{DC})-re grafikus úton, vagy gépi úton sorozatos közelítéssel lehetséges. Commodore 64 számítógéppel a Newton—Raphson eljárás alkalmazásával kapott eredményeket a 4. ábra mutatja.

A 4. ábrán látható eredményekhez néhány fontos megjegyzés tehető:



4. ábra. Soros diódás detektor normalizált kimenőfeszültsége a normalizált generátorfeszültség amplitúdó függvényében



H257-5

5. ábra. A normalizált egyenfeszültség és a normalizált generátorfeszültség amplitúdó $1 < R_{BO}/R < 10$ tartományban

— A kapott eredmények teljesen általánosak, ami azt jelenti, hogy a görbesereg alkalmas tetszőleges, de a (2) egyenlettel leírható karakterisztikájú diódát tartalmazó, feszültségvezérelt soros detektor kimenőfeszültségének meghatározására, ha a diódára jellemző α és I_s ismertek.

- A kimenőfeszültség csökken, ha $\frac{R_{BO}}{R}$ nő, azaz a lezáró ellenállás R csökken.
- A görbeseregből látszik, hogy a négyzetes törvényű detekció (ennek az ábrán 45° -os egyenesek felelnek meg a léptékválasztás miatt) felső határa függ az $\frac{R_{BO}}{R}$ -től és $1 < \frac{R_{BO}}{R} < 10$ tartományban létezik egy olyan érték, melynél a felső határérték a legnagyobb.

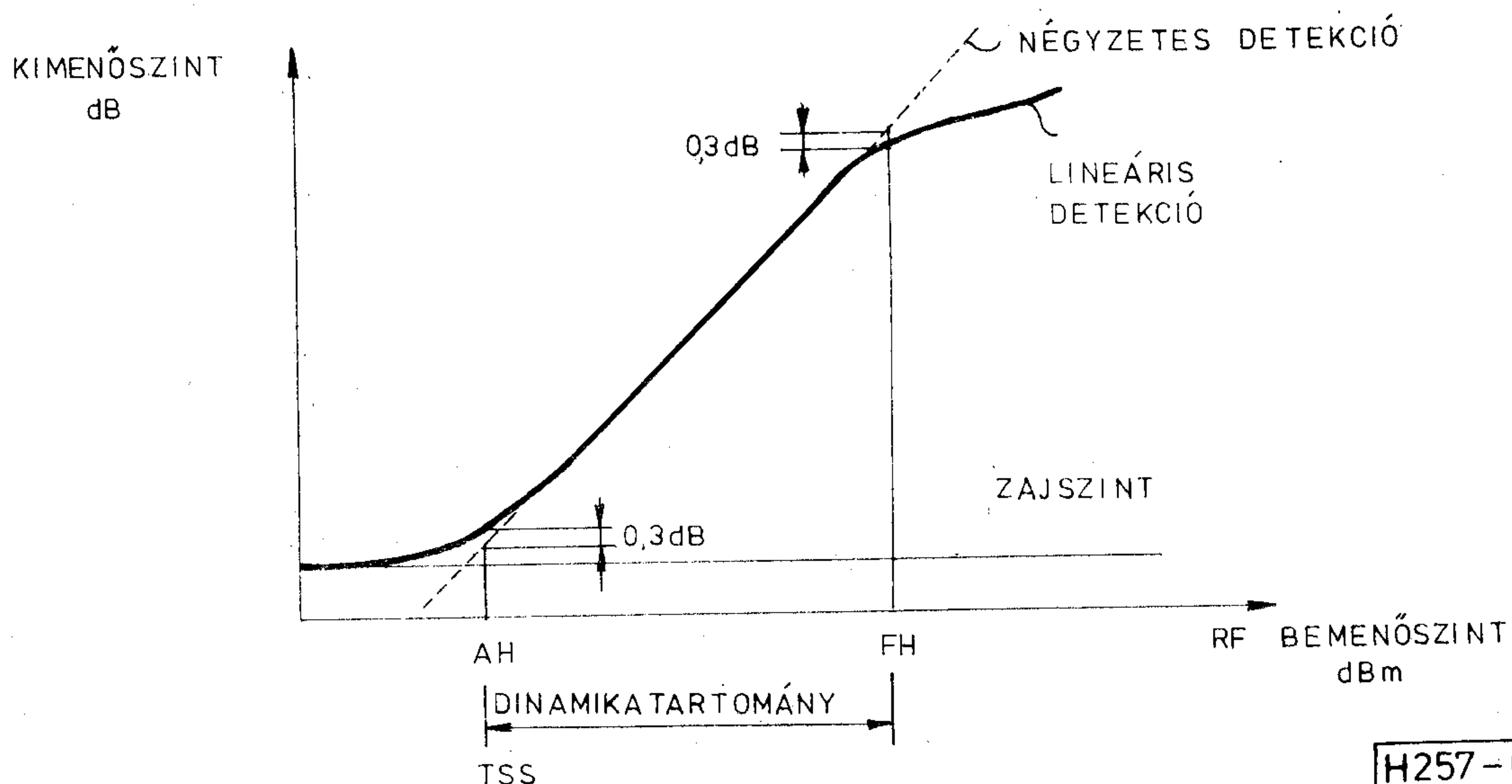
Az optimális lezáróellenállás meghatározása érdekében az $1 < \frac{R_{BO}}{R} < 10$ tartományban a számításokat kisebb lépésközzel elvégezve, a kapott eredmények az 5. ábrán láthatók.

Az 5. ábra görbéin a négyzetes működés felső határát nullkörök jelölik. Látható, hogy $\frac{R_{BO}}{R} = 4$ esetén a legnagyobb a felső határérték, így az optimális egyenáramú lezáróellenállás

$$R_{opt} = \frac{R_{BO}}{4} \quad (22)$$

Az $\frac{R_{BO}}{R} = 0,01$ értékhez tartozó határérték

$\alpha U_g = 0,9$, $\frac{R_{BO}}{R} = 4$ esetén $\alpha U_g = 4$, így a javulás kb. 13 dB, melynek ára a kimeneti egyenfeszültség csökkenése ugyanakkora bemenőszintet feltételezve. Kérdés, hogyan befolyásolja ez a detektor négyzetes működésének megfelelő szinttartományt?



H257-6

6. ábra. Detektorból és videó erősítőből álló rendszer bemenőszint-kimenőszint karakterisztikája

4.1.2. A detektor dinamikatartománya

A detektor dinamikatartománya a négyzetes törvényű működés alsó és felső határa közötti szinttartomány. A dinamikatartomány definíciójának jobb megértését szolgálja a 6. ábra.

A tartomány alsó határát (AH) a rendszer tangenciális érzékenysége (TSS) határozza meg [8]. A tangenciális érzékenység mérése négyzetes jellel amplitúdóban modulált RF jellel (modulációs mélység 100%) oszcilloszkópos kijelzéssel történik, és definíciószerűen azzal az RF teljesítménnyel egyenlő, mely esetén a jel+zaj hullámforma alsó széle éppen érinti a jelszűnetben megjelenő zaj felső szélét. A tangenciális érzékenységnek megfelelő bemenő szint esetén a négyzetes detekciótól való eltérés 0,3 dB. Ezért a felső határ megállapításánál ugyancsak a 0,3 dB-es értéket szokás alapul venni [10]. A tangenciális érzékenység a detektorból és videó erősítőből álló rendszer jellemzője. A detektor határérzékenysége a zajjal ekvivalens RF teljesítmény, a NEP (noise equivalent power) jellemző, amely az a bemeneti RF teljesítmény, mely esetén a detektor kimenetén 1 Hz sáv szélességben a jel-zaj viszony értéke 1. A tangenciális érzékenység és a NEP közötti kapcsolat [10] szakirodalom alapján a következő:

$$TSS = 2,5(NEP)\sqrt{B} \quad (23)$$

Adott B zajsáv szélesség esetén a NEP értékéből TSS meghatározható. Méréstechnikai okokból a tangenciális érzékenységgel történő jellemzés fordul elő a gyakorlatban [6]. Elméleti számításoknál a zajjal ekvivalens teljesítménnyel történő leírást célszerű használni.

A detektor négyzetes törvényű szinttartománya felső határának szempontjából optimális lezáró-ellenállás hatása az alsó határra, a detektor kimeneti jel-zaj viszonya alapján vizsgálható. A jel-zaj viszony számításához a detektor helyettesítő kép videó oldali részét a zajokat képviselő két áramgenerátorral a 7. ábra mutatja.

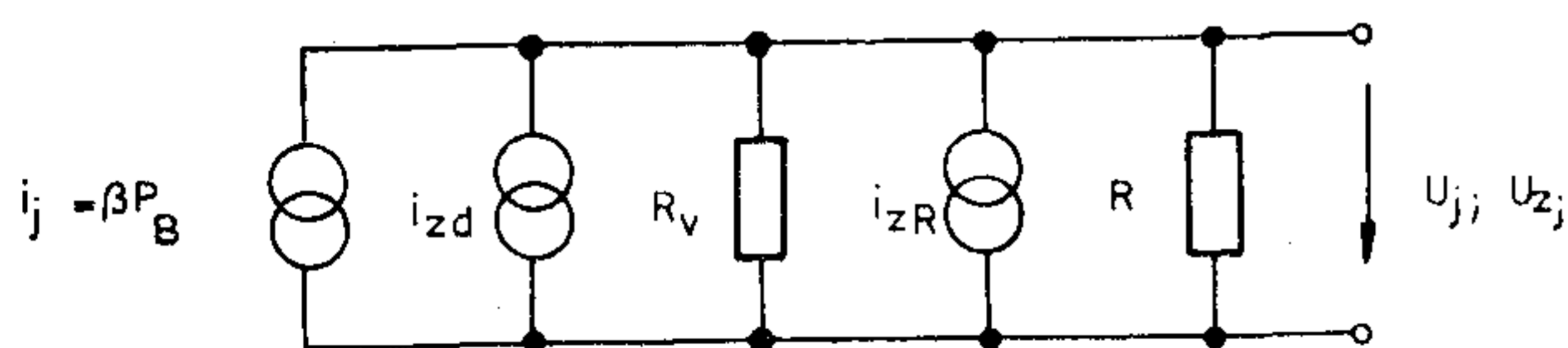
A dióda zaját az i_{zd} , az R ellenállás zaját pedig az i_{zR} forrásáramú generátor képviseli. A dióda zajáram négyzetes átlagértéke a következő módon írható fel:

$$\overline{i_{zd}^2} = \frac{4kT t(f_v)df_v}{R_v} \quad (24)$$

ahol

$t(f_v)$ — a dióda zajára jellemző frekvenciafüggő hőmérséklet viszony [10]:

$$t(f_v) = t_w \left(1 + \frac{f_N}{f_v}\right) \quad (25)$$



H257-7

7. ábra. A detektor videó oldali helyettesítő képe a zajforrások feltüntetésével

t_w — a dióda ún. „fehér-zaj” hőmérséklet viszonya,

f_N — a $t(f_v)$ frekvenciaváltozására jellemző törésponti frekvencia,

df_v — a videó sáv szélesség.

Az R ellenállás zajáramának négyzetes átlagértéke az alábbi módon írható fel:

$$\overline{i_{zR}^2} = \frac{4kT R df_v}{R} \quad (26)$$

ahol T_R — az R ellenállás hőmérséklete.

Miután a dióda és az ellenállás zaját képviselő zajforrások korrelálatlanok a kimeneti zajfeszültség négyzetes átlagértékére írható, hogy

$$\overline{u_z^2} = \overline{u_{zd}^2} + \overline{u_{zR}^2} \quad (27)$$

A két zajfeszültség meghatározásához felhasználva a [9] szakirodalomban leírt számítási eljárást, és feltételezve, hogy $T_R = T$, a következő végeredmények adódnak:

$$\overline{u_{zd}^2} = \frac{4kT t(f_v)R^2 R_v df_v}{(R_v + R)^2} \quad (28)$$

$$\overline{u_{zR}^2} = \frac{4kT R^2 R df_v}{(R_v + R)^2} \quad (29)$$

melyek felhasználásával a kimeneti zajfeszültség négyzetes átlagértéke a következő:

$$\overline{u_z^2} = 4kT R_e \frac{t(f_v)R + R_v}{R_v + R} df_v \quad (30)$$

ahol

R_e — az eredő ellenállás

$$R_e = \frac{R R_v}{R + R_v} \quad (31)$$

A kivehető zajteljesítményre a (30) és (31) összefüggések felhasználásával a $\xi = \frac{R_v}{R}$ ellenállásviszony bevezetésével az alábbi végeredmény adódik:

$$P_z = \frac{\overline{u_z^2}}{4R_e} = kT \frac{t(f_v) + \xi}{1 + \xi} df_v \quad (32)$$

a kivehető jelteljesítményre pedig a 7. ábra jelöléseinek figyelembevételével,

$$P_j = \frac{1}{4} i_j^2 R_e = \frac{1}{4} (\beta P_B)^2 \frac{R_v}{1 + \xi} \quad (33)$$

melynek felhasználásával a kivehető jel-zaj viszony a következő:

$$\frac{P_j}{P_z} = \frac{(\beta P_B)^2 \cdot R_v}{4kT [t(f_v) + \xi] df_v} \quad (34)$$

Kis szintek esetén az (5) (6) és (7a) összefüggések alapján a videó ellenállás jó közelítéssel R_{BO} -val egyenlő, vagyis szintfüggetlennek tekinthető. Az $R \gg R_{BO}$ feltétel esetén $\xi \cong 0$ és a (34) összefüggéssel megadott jel-zaj viszony maximális. A jel-zaj viszony romlására jellemző a $\xi = 0$ esetén és a $\xi \neq 0$ esetén adódó jel-zaj viszonyok hányadosa, melyre (34) alapján a következő adódik:

$$\frac{(P_j/P_z)\xi=0}{(P_j/P_z)} = 1 + \frac{\xi}{t(f_v)} \quad (35)$$

A jel-zaj viszony romlás függ a videó frekvenciától.

Ha az $f_v \gg f_N$ feltétel teljesül, akkor (25) alapján $t(f_v) = t_w$. A $t_w = 1$ értéket véve ($t_w = 1,2$ tús diódára és $t_w = 0,85$ Shottky diódára a [10] szakirodalom alapján), valamint figyelembe véve, hogy a dinamikartomány felső határa szempontjából optimális R esetén $\xi = 4$, a jel-zaj viszony romlás a (35) alapján 5-szörös, mely azt is jelenti, hogy $\sqrt{5}$ -szörös P_{RF} szükséges ugyanakkora jel-zaj viszony eléréséhez mint $\xi = 0$ esetén. Így a dinamikartomány alsó határa kb. 3,5 dB-lel nagyobb lesz. A felső határ 4.1.1. pontban kapott kb. 13 dB-es növekedését figyelembe véve, a dinamikartomány 9,5 dB-lel nő.

Ha az $f_v \ll f_N$, akkor a flicker zaj hatása jelentős és a $t(f_v) \gg \xi$ eset is fennállhat, ebben az esetben a ξ változására bekövetkező jel-zaj viszony romlás nem számottevő, de természetesen a detektor kimeneti jel-zaj viszonya sokkal rosszabb, mint az előző esetben, így a dinamikartomány kisebb (lásd (34) összefüggést).

A (34) összefüggés alapján a detektor határérzékenységére jellemző NEP is meghatározható. Figyelembe véve, hogy a beeső RF teljesítmény a detektor bemenetéről reflektálódik és a reflektált teljesítmény frekvenciafüggő a detektor helyettesítő képében szereplő parazita elemek miatt, ezért a nemlineáris rétegellenálláson megjelenő teljesítmény is frekvenciafüggő azaz,

$$P_B = \kappa(f) P_{RF} \quad (36)$$

ahol

$\kappa(f)$ — a frekvenciától és az RF helyettesítő képében szereplő elemek értékétől függő tényező

Az (5) és (36) összefüggések (34)-be történő helyettesítésével $P_j/P_z = 1$ és $df_v = 1$ Hz esetén a (34)-ből kifejezhető P_{RF} éppen a NEP -vel egyenlő:

$$NEP = \frac{1}{\beta \kappa(f)} \sqrt{\frac{4kT[t(f_v) + \xi]}{R_s + R_B}} \quad (37)$$

melyből látható, hogy a NEP a diódaparamétereken kívül függvénye f -nek, f_v -nek és ξ -n keresztül a lezáróellenállásnak R -nek.

4.1.3. A detektor bemeneti impedanciája

A detektor bemeneti impedanciája a 3. ábra helyettesítő képe alapján számítható. A bemenőimpedancia szint és frekvenciafüggő. A szintfüggést a nemlineáris R_B és C_B okozza. R_B és C_B az RF jel hatására is változik, a továbbiakban e mennyiségeken egy RF periódusra vett átlagértéket értünk, mely a munkaponti DC előfeszítésnek megfelelő érték. A detektor bemeneti admittanciájára a 3. ábra jelöléseivel a következő végeredmény adódik:

$$Y_d = \frac{1}{Z_d} = \frac{AC + BD}{C^2 + D^2} + j \left(\frac{BC - AD}{C^2 + D^2} + E \right) \quad (38)$$

ahol

$$A = \frac{1}{R_B}; \quad B = \omega C_B; \quad E = \omega C_c$$

$$C = 1 + \frac{R_s}{R_B} - \omega^2 L_s C_B$$

$$D = \omega \left(\frac{L_s}{R_B} + R_s C_B \right)$$

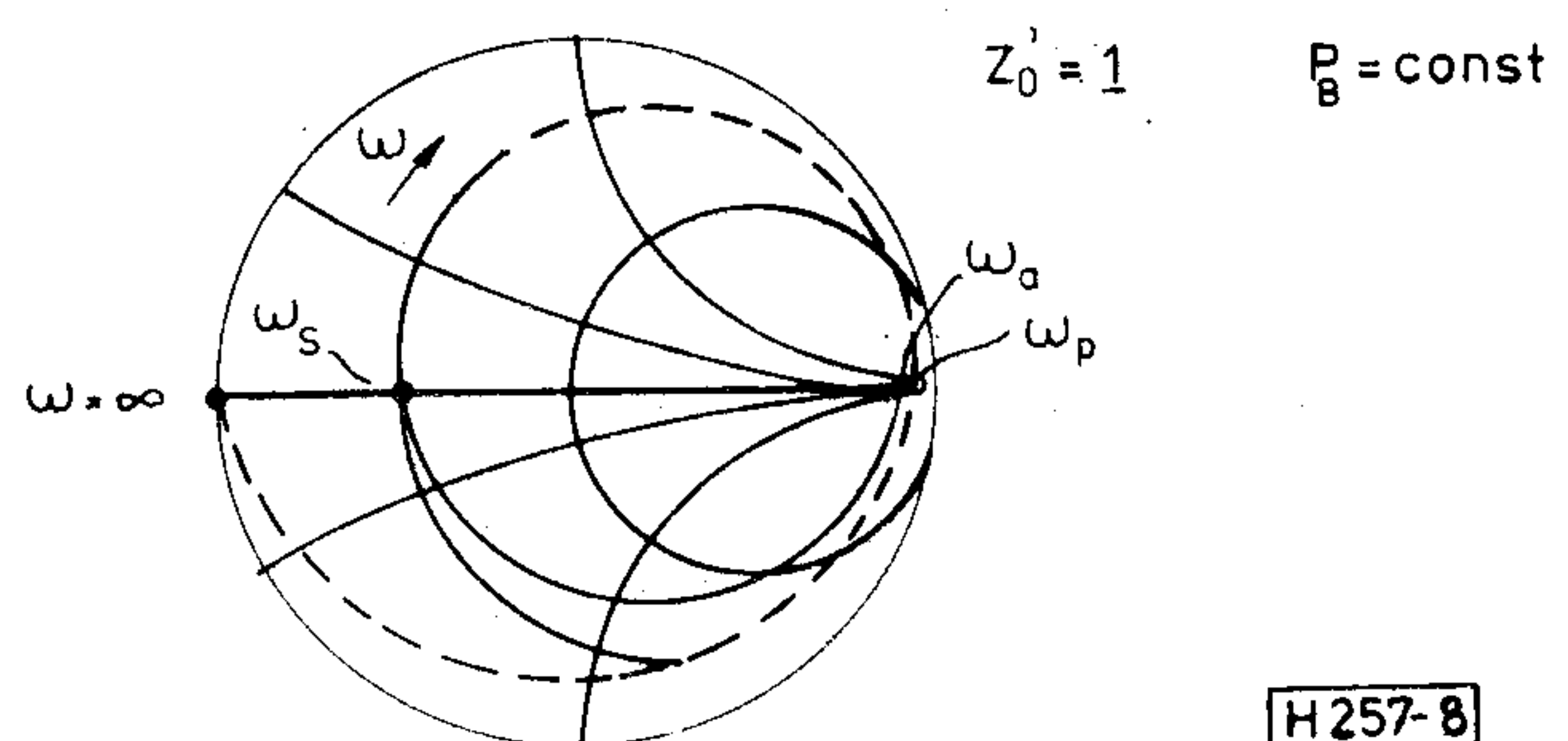
Az $\text{Im } Y_d = 0$ egyenletből a detektor soros és párhuzamos rezonanciafrekvenciája meghatározható. A gyakorlatban előforduló diódaparamétereket illusztrálja az I. táblázat, amely a TKI IST 1403 G tús dióda és a HP HSCH—3486 típusú „zero bias Shottky” dióda helyettesítő kép elemértékeit foglalja össze. A TKI dióda elemértékeinek meghatározása $I_{DC} = 100 \mu\text{A}$ és optimális videóoldali lezáróellenállás esetén mért $Z_d(\omega)$ -ból történt, a HP-dióda adatai katalógus adatok. A táblázat utolsó két sora a soros (f_s) és a párhuzamos (f_p) rezonanciafrekvenciákat tartalmazza.

1. táblázat

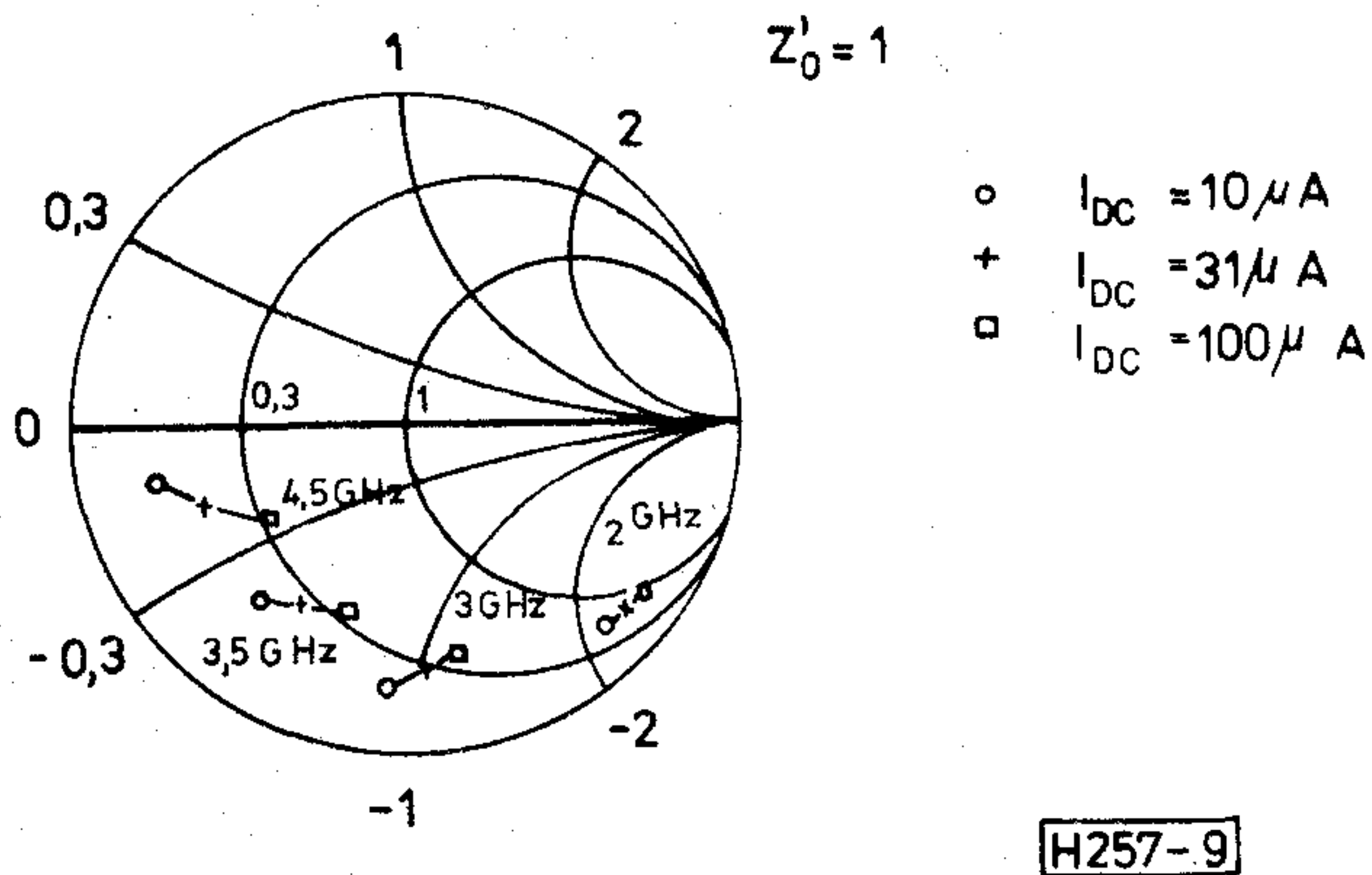
Paraméter	Dióda típusa		
	TKI IST 1403 G	HP HSCH-3486	
R_s	ohm	6,5	10
L_s	nH	1,8	2,23
R_B	kohm	1,6	4,58
C_B	pF	0,5	0,148
C_c	pF	0,044	0,063
f_s	GHz	5,1	8,8
f_p	GHz	17,8	13,4

A $P_B = \text{állandó}$ feltétel esetén kapható tipikus $Z_d'(\omega)$ görbét mutat Smith-digramban ábrázolva a 8. ábra. A görbe a kisfrekvencián mutatott közel tiszta valós impedanciából $(R_s + R_B)$ -ből indul, majd a soros és párhuzamos rezonanciafrekvencián felvett tiszta ohmos értékek után $\omega \rightarrow \infty$ esetén a rövidzárnak megfelelő nulla értékhez tart. Az 1. táblázatban szereplő értékek figyelembevételével, jó közelítéssel a soros rezonancia L_s és C_B értékéből, a párhuzamos pedig L_s és C_c értékéből számítható. A párhuzamos rezonanciára számítás útján kapott eredményeknél a mérési eredmények kisebbre adódhatnak, mert a dióda mezőtörzítő hatását is magukban foglaló L_s és C_c elemek az igen nagy frekvencián fellépő magasabb módusok miatt frekvenciafüggővé válnak.

A P_B értékének növelésével I_{DC} nő, a helyettesítő képben szereplő R_B csökken, a detektor önelőfeszítő kapcsolása miatt a diódán megjelenő meg-



8. ábra. A detektor normalizált bemenőimpedanciája a frekvencia függvényében



9. ábra. A TKI IST 1403 G típusú diódával készült soros diódás detektor bemenőimpedanciájának szintfüggése

növekedett egyenfeszültség a diódát jobban lezárja, így a rétegapacitás csökken, azaz a detektor bemenőimpedanciájának mind a valós, mind pedig a képzetes része változik. A fentiek illusztrálására a TKI IST 1403 G típusú dióda $Z_0 = 50$ ohm-ra normalizált bemenőimpedanciájának mért szintfüggését mutatja a 9. ábra.

4.1.4. A teljesítményérzékelőként felhasznált soros diódás detektor kimenőjelének frekvenciafüggése

A detektor kimenőjele i_j arányos a nemlineáris ellenálláson fellépő teljesítménnyel P_B -vel. P_B -frekvenciafüggő a dióda parazita elemei miatt. A 10. ábra alapján definiált a teljesítményátadási tényező a kimenőjel frekvenciafüggésére jellemző

$$\frac{P_B}{P_0} = \left| \frac{U_B}{U_g} \right|^2 \frac{4Z_0}{R_B} \quad (39)$$

ahol

P_0 — a generátorból kivehető teljesítmény.

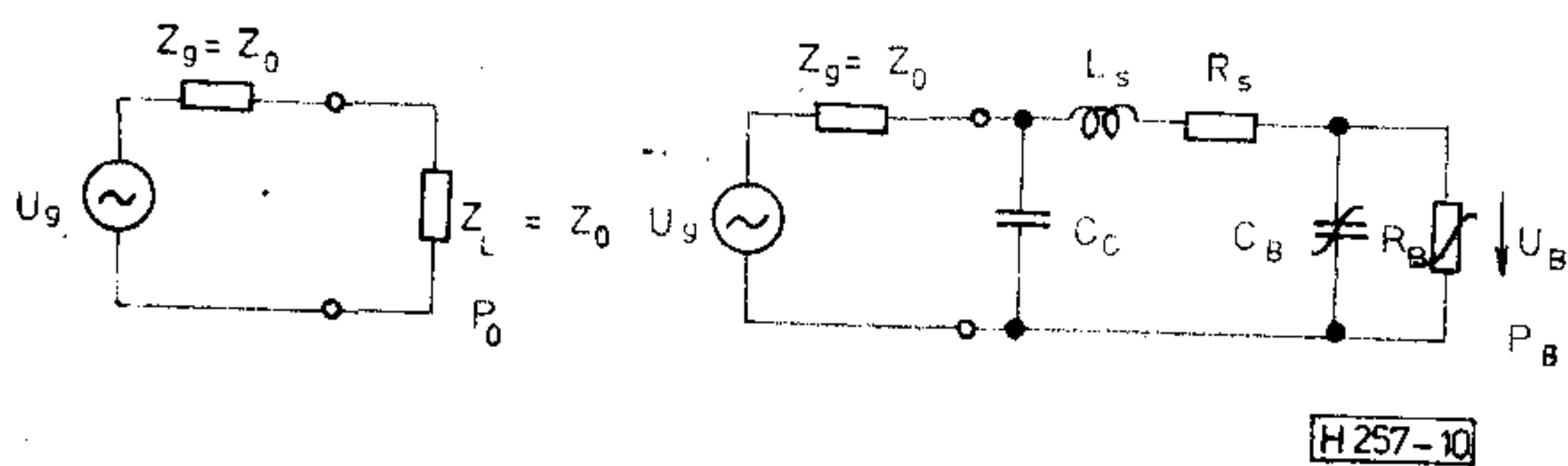
A (38) összefüggésnél bevezetett jelölések felhasználásával a P_B/P_0 -ra a következő végeredmény adódik:

$$\frac{P_B}{P_0} = \frac{4Z_0}{R_B} \times \frac{1}{[C + Z_0(A - ED)]^2 + [D + Z_0(B + EC)]^2} \quad (40)$$

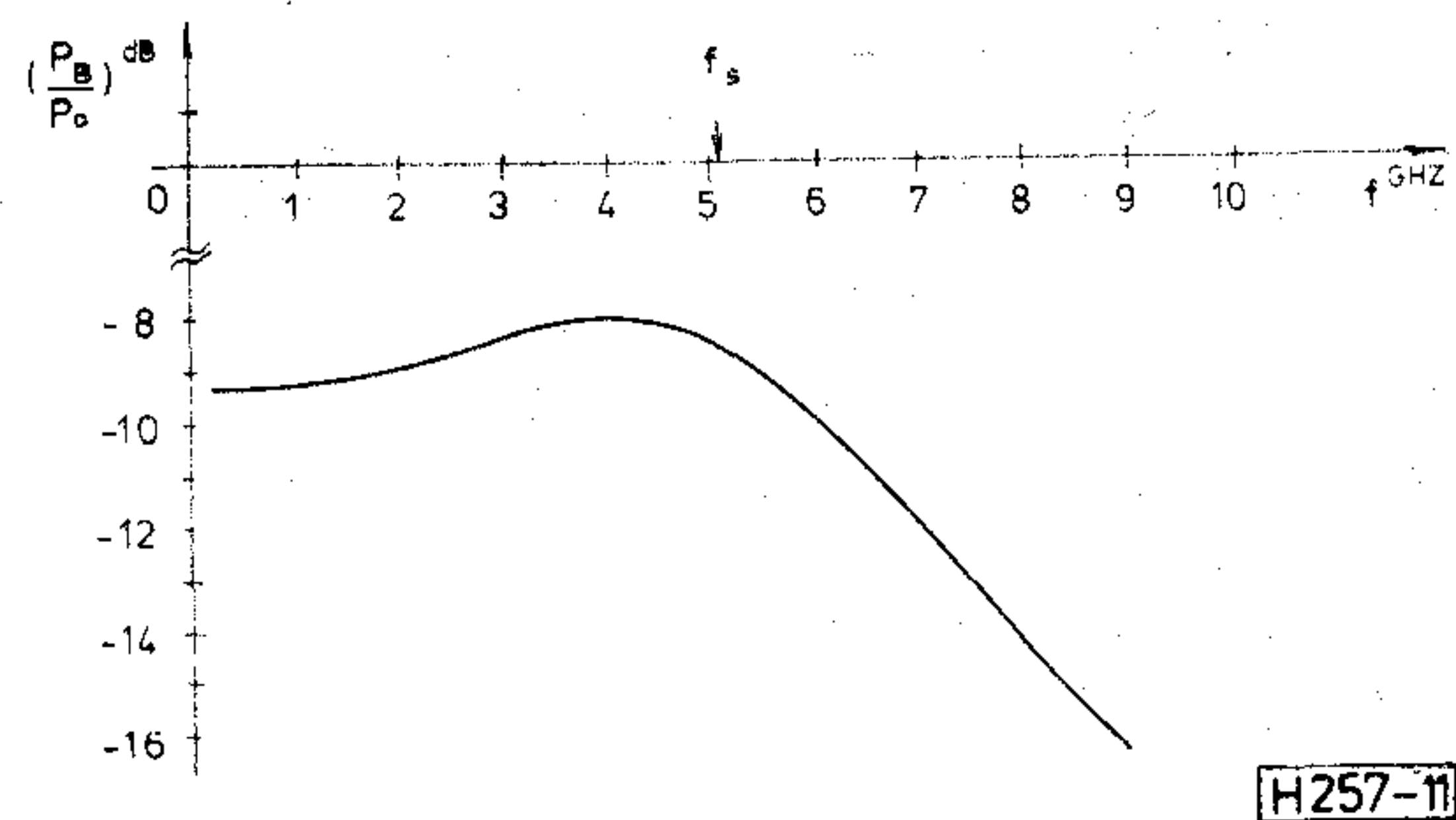
A (40) összefüggés a legkisebb működési frekvencián ($\omega = \omega_a$) az $A \dots D$ értékek helyettesítésével

$$\frac{P_B}{P_0} \Big|_{\omega = \omega_a} \cong \frac{4Z_0 R_B}{(R_B + R_s + Z_0)^2} \quad (41)$$

A teljesítményátadási tényező frekvenciafüggését a TKI IST 1403 G típusú diódával készült detektorra a 11. ábra mutatja.



10. ábra. Magyarázó ábra a teljesítményátadási tényező definiálásához



11. ábra. A teljesítményátadási tényező frekvenciafüggése TKI IST 1403 G diódával készült detektor esetén

A görbe a (41) összefüggéssel megadott értékről indul, a soros rezonancia közelében mintegy 1,3 dB kiemeléssel rendelkezik majd rohamosan csökken. A kiemelés mértéke az L_s -ből és C_B -ből kialakult soros rezgőkör jósági tényezőjétől függ. E jósági tényezőt döntően az $(R_s + Z_0)$ értéke határozza meg. A bemenőimpedanciára és a teljesítményátadási tényezőre a 9. és 10. ábrákon felrajzolt görbék tipikusak, azaz más típusú fém-félvezető diódák esetén is jellegre nézve hasonló eredmények adódnak.

A bemenőimpedancia és teljesítményátadási tényező frekvenciafüggéséből megállapítható, hogy a bevezetőben az illesztésre és a közel frekvenciafüggetlen működésre vonatkozó előírások széles frekvenciasávban, kompenzáló és illesztő elemek felhasználásával, csak a dióda soros rezonanciája alatti sávban teljesíthetők. Ebben a sávban a bemenőimpedancia kapacitív jellegű és a teljesítményátadási tényező jelentősen nem változik.

4.1.5. A hőmérsékletfüggés vizsgálata

A detektor kimenőfeszültségének hőmérsékletfüggése a (14) összefüggés alapján vizsgálható. E számítás szintén $Z_g = 0$ feltétel esetén történik, így csak kisfrekvenciás működés esetén ad pontos eredményt a kimenőjel hőfokfüggésére. Nagyfrekvencián, a dióda soros rezonanciájához közeledve a hőmérsékletfüggésre kapott eredmények egyre durvább közelítésnek tekinthetők, hiszen a teljesítményátadási tényező is hőmérsékletfüggő R_B hőfokfüggése miatt.

A (14) összefüggésben α , I_s és R hőmérsékletfüggő. A lezáróellenállás hőmérsékletfüggése miatt bekövetkező kimenőfeszültségváltozás elhanyagolható a dióda hőmérsékletfüggéséből adódó változáshoz képest, így a továbbiakban R értéke (14)-ben állandónak tekinthető. Mikrohullámú fém-félvezető diódák esetén a szobahőmérsékleten a telítési áram $10 \mu A$ körüli érték. A kis rétegapacitás elérése érdekében a fém-félvezető átmenet felülete kicsi ($F = 10^{-8} m^2$), így a telítési áramsűrűség nagy ($J_s = 1000 A/m^2$). Nagy telítési áramsűrűség esetén J_s hőmérsékletfüggése a [7] szakirodalom alapján a következő:

$$J_s = A^* T^2 e^{-\frac{q}{kT}(\phi_{B0} - \Delta\phi)} \quad (42)$$

ahol

A^* — az effektív Richardson-állandó ($\sim 1,2 \cdot 10^6 A/m^2 K^2$),

T — a réteghőmérséklet K fokban,
 Φ_{BO} — a zérus térerősséghez tartozó Shottky-potenciálgát magassága,
 $\Delta\Phi$ — korrekciós tag.
 Figyelembe véve, hogy a záróirányú telítési áram,

$$I_s = J_s \cdot F \quad (43)$$

valamint α (3)-mal megadott értékét és bevezetve a következő jelölést:

$$\Phi = \Phi_{BO} - \Delta\Phi \quad (44)$$

a (14) összefüggés az alábbi alakba írható:

$$\frac{U_{DC}}{RFA \cdot T^2} e^{\frac{q\Phi}{kT}} + 1 = e^{-\frac{q}{nkT} U_{DC}} \cdot I_0 \left(\frac{q}{nkT} U_g \right) \quad (45)$$

A (45) összefüggésből a kimenőfeszültség hőmérsékletfüggését a hőmérséklet szerinti deriválás helyett célszerű numerikus úton meghatározni, mert a deriváltban U_{DC} (45)-höz hasonlóan impli-

cit alakban szerepel és a differenciálhányados értékének meghatározása ugyancsak numerikus módszerrel volna lehetséges.

A hőmérsékletfüggést illusztrálja tipikusan előforduló dióda paraméterek ($n=1,8$; $\Phi=0,481$ V; $F=10^{-8}$ m²) és $R=1$ kohm esetén a 12. ábra. A Φ értékének meghatározása a $T=298$ K hőmérsékletre tartozó $I_s=10$ μ A érték alapján történt a (42)–(44) összefüggések felhasználásával. A lezáróellenállás értéke R_{opt} kerekített értékének felel meg.

A detektor kimenőfeszültségének hőfokfüggését mutatja dB-ben különböző RF bemenőszintek esetén a 13. ábra. A vonatkoztatási alap a 20 °C-nál kapott kimenőfeszültség.

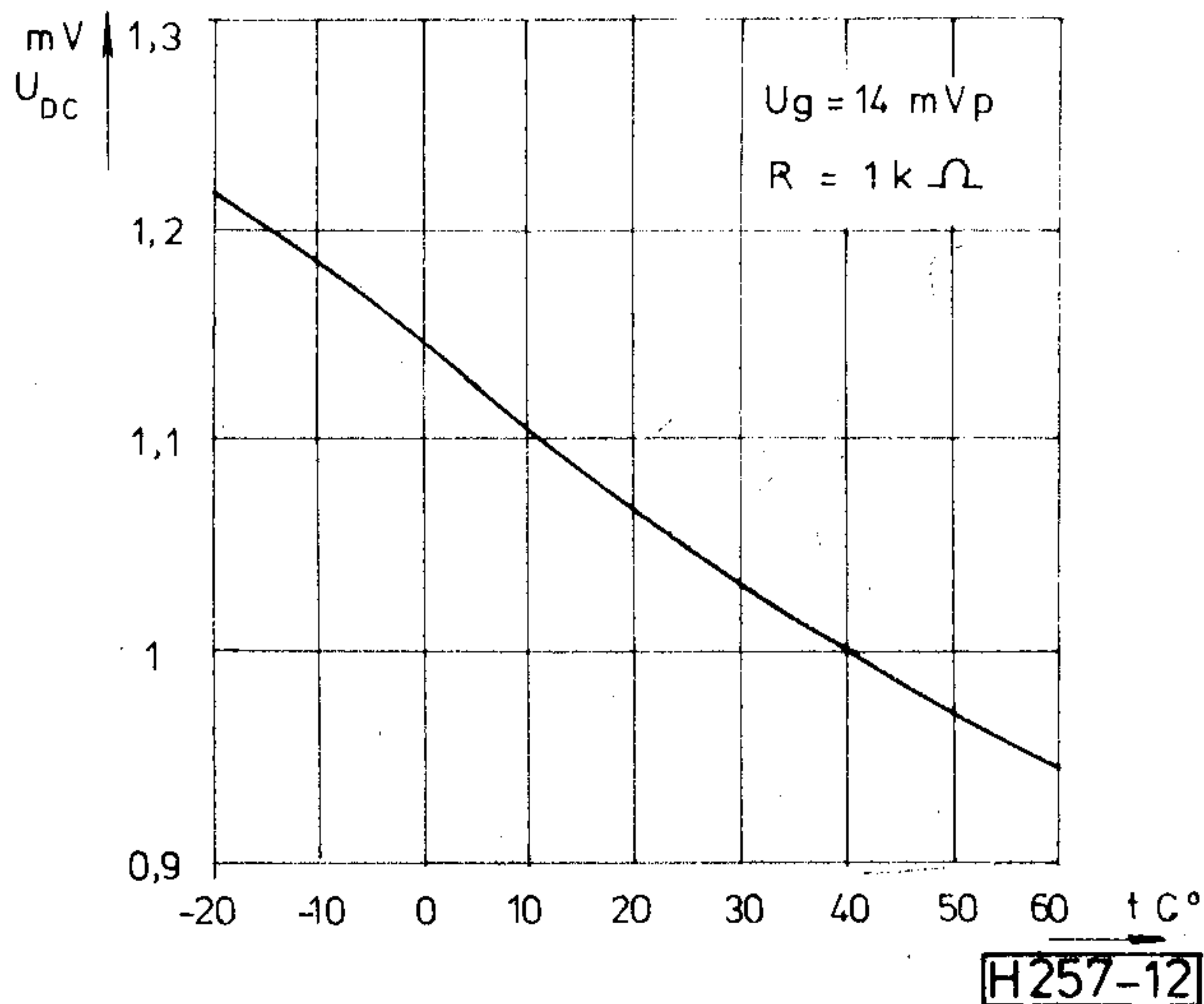
Az ábra alapján megállapítható, hogy növekvő bemenőszinteknél a kimenőfeszültség hőfokfüggése kisebb. Ez azzal magyarázható, hogy a telítési áram hőfokfüggése okozta változás nagyobb szinteknél kisebb befolyást gyakorol a kimenőfeszültség hőfokfüggésére. Igen kis szinteknél a kimenőszint csökkenés 0,0273 dB/fok.

A kapott értékek tipikusnak tekinthetők, és alkalmasak arra, hogy a kimenőfeszültség hőfokfüggése a mérőfej tervezésénél figyelembe vehető legyen.

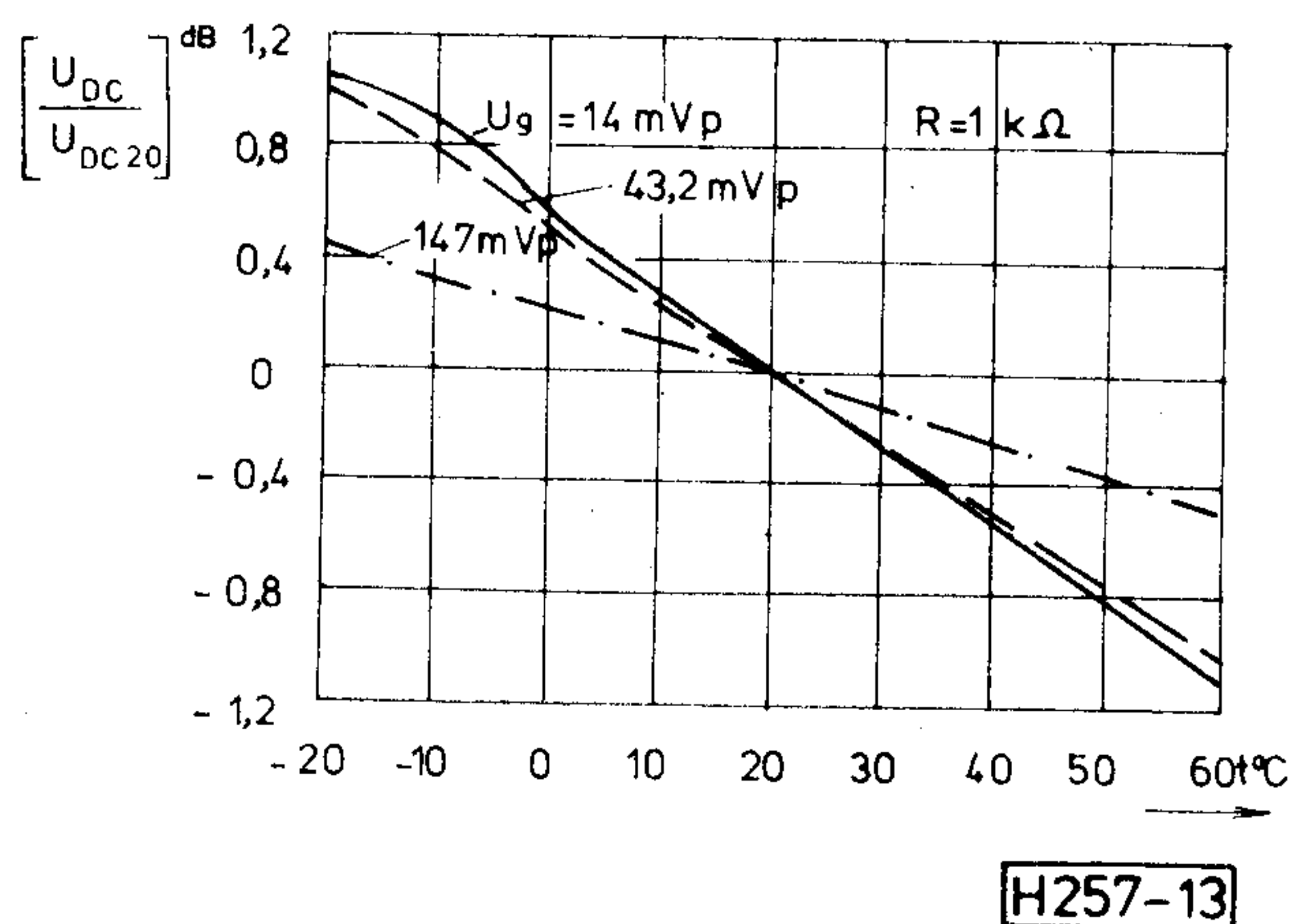
4.2. A detektor kompenzáló és illesztő fokozata

A kompenzáló és illesztő fokozat feladata a teljesítményátadási tényező frekvenciafüggésének jelentős csökkentése és ezzel egyidejűleg a kis bemeneti reflexiótényező biztosítása széles frekvenciasávban. A kompenzálás, illetve az illesztés elvégzését az teszi lehetővé, hogy a négyzetes törvényű tartományban a detektor bemenőimpedanciája nem mutat jelentős szintfüggést, ezért a szinttartomány közepén felvett szinthez tartozó nemlineáris diódaparamétereket lehet alapul venni a kompenzáló és illesztő fokozat tervezésénél.

A széles sávú illesztés a 8. ábrán látható $Z_d'(\omega)$ -t figyelembe véve tisztán reaktív illesztőelemekkel nem valósítható meg. Az illesztéshez felhasznált veszteséges elemek hatására a detektor áramérzékenységi tényezője csökken. Kis frekvenciákon Z_d nagy, így a detektor bemenetén párhuzamosan elhelyezett $R_i=Z_0$ értékű ellenállás az illesztési feladatot megoldja. Ugyanez az ellenállás a soros rezonancia közelében egyébként is kis valós részű Z_d -t tovább csökkenti. Ennek elkerülésére R_i -vel egy L_i induktivitást kell sorba kapcsolni. A detektor bemenetén párhuzamosan elhelyezett $Z_i=R_i + j\omega L_i$ impedancia révén a kis frekvenciás illesztés biztosított, de a soros rezonancia közelében a bemeneti impedancia valós része változatlanul kicsi marad. A diódával sorba kapcsolt megfelelő értékű R_k ellenállással az illesztés a soros rezonancia környezetében is biztosítható. Ugyanakkor az R_k ellenállás a dióda helyettesítő képében szereplő R_s, L_s, C_B elemekből felépülő rezgőkör jóságát is rontja, hiszen a rezgőkör ellenállás R_k értékkel nő. Így az R_k -ellenállás a 11. ábrán látható, a teljesítményátadási tényezőben az f_s frekvencián jelentkező kiemelést is csökkenti, azaz kompenzáló szerepet is betölt. A fentiek eredményeképpen ki-



12. ábra. Soros diódás detektor kimenőfeszültségének hőfokfüggése

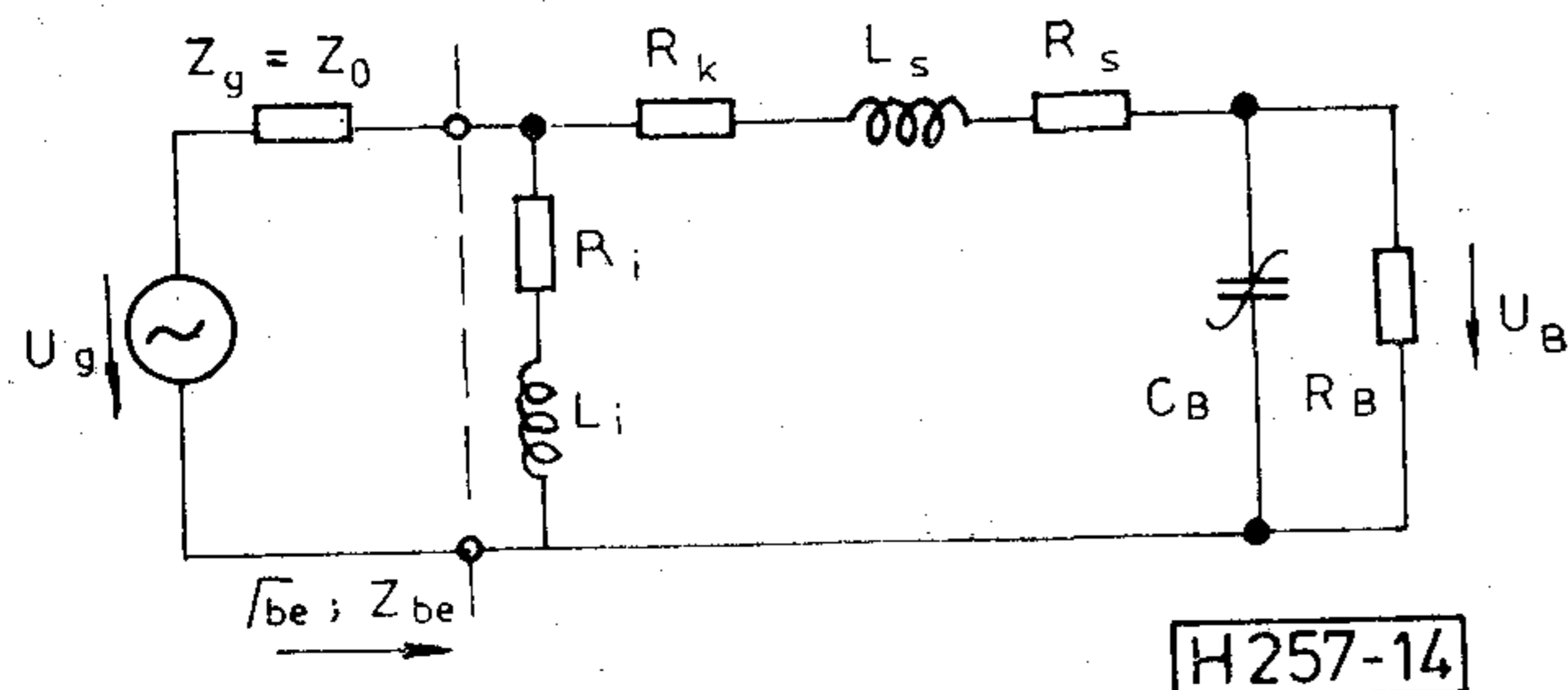


13. ábra. Soros diódás detektor kimenőfeszültségének hőfokfüggése különböző RF-bemenőszinteknél

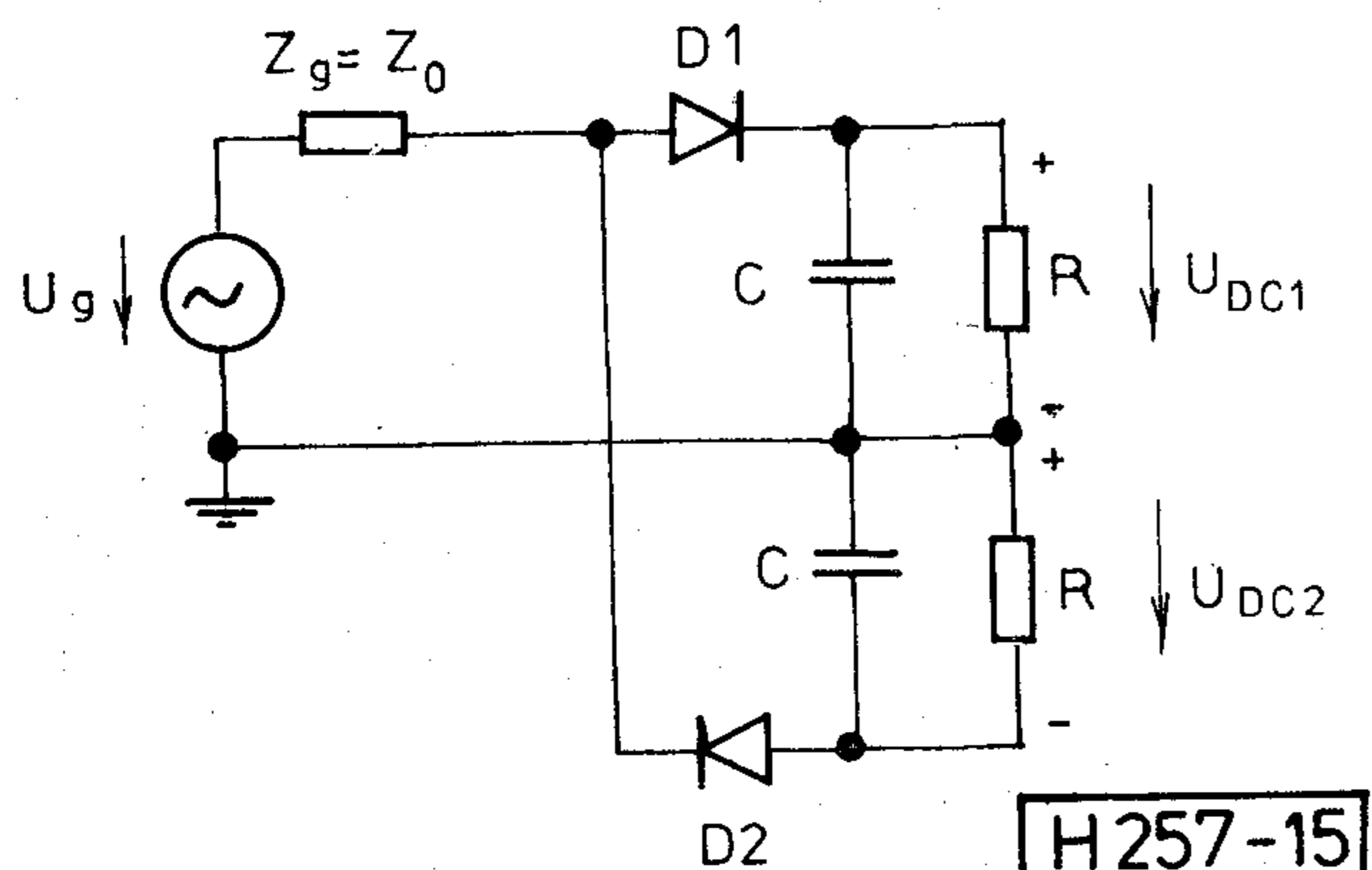
alakult, a széles sávú detektorban gyakran használt [7], illesztő és kompenzáló fokozattal ellátott detektor RF helyettesítő képét mutatja a 14. ábra.

Az R_i , L_i , R_k -elemek értékének mind az illesztés, mind pedig a közel állandó teljesítményátadási tényező szempontjából optimális megválasztása érdekében analízis program készült a 14. ábra áramkörére. A program f_1 , f_2 frekvenciatartományban Δf lépésköz távolságra lévő pontokban kiszámítja $|U_B/U_g|$, $\text{Re}Z_{be}$, $\text{Im}Z_{be}$ és $|\Gamma_{be}|$ értékeket. Képezi az $|U_B/U_g|$ érték átlagát és kiszámítja az ettől való maximális eltérést dB-ben, valamint megadja $|\Gamma_{be}|$ maximumát és a hozzájuk tartozó két (rendszerint különböző) frekvenciát. Néhányszori futtatással a keresett elemek közel optimális értéke meghatározható. Optimális esetben a teljes működési frekvenciasávban $|\Gamma_{be}| < < |\Gamma_{\min}|$ és a teljesítményátadási tényező ingadozása minimális.

A fentiek illusztrálására az I. táblázatban található HP HSCH—3486 típusú diódára megadott adatok felhasználásával, a detektor kompenzáló és illesztő fokozatának elemértékeire $Z_g = Z_0 = 50$ ohm esetén, $R_i = 51$ ohm, $L_i = 0,2$ nH és $R_k = 91$ ohm értékek adódnak és a kompenzált detektornál a 30 MHz-től 8,5 GHz-ig terjedő frekvenciasávban $|\Gamma_{be}| < 0,18$ és a teljesítményátadási tényező ingadozása kisebb, mint 0,3 dB. Ugyanez a detektor a fenti frekvenciasávban kompenzáló és illesztő fokozat nélkül $|\Gamma_{be}| \leq 0,98$ reflexiótényezővel és 5,9 dB teljesítményátadási tényező ingadozással rendelkezik.



14. ábra. Koncentrált elemekkel kompenzált és illesztett detektor RF -helyettesítő képe



15. ábra. Két diódás kiegyenlített detektor

4.3. A két diódás detektor

A 3. ábrán látható soros diódás detektor két hátrányos tulajdonsága: az RF -jelre szuperponált DC -feszültségre való nagyfokú érzékenység, valamint a négyzetes törvényű működés felső határa környezetében az RF -jel harmonikusaira való érzékenység. Mindkét hátrányos tulajdonság nagy mértékben kiküszöbölhető a 15. ábrán látható két diódás, vagy kiegyenlített detektor alkalmazásával [4].

A két diódás detektor további előnye az egy diódás detektorral szemben, hogy a kimeneti jel-zaj viszonya 3 dB-lel nagyobb. Ennek oka az, hogy a két diódás detektor kimenőfeszültsége kétszerese az egy diódás detektorénak, melyhez négyszeres jelteljesítmény tartozik, ugyanakkor a két dióda zaja korrelálatlan, így a zajteljesítmények összeadódnak és az eredő zajteljesítmény, azonos diódákat feltételezve, kétszeres lesz. Ezért a jel-zaj viszony is kétszeres lesz, azaz a javulás 3 dB.

A fenti tulajdonságok miatt, a bonyolultabb felépítése ellenére is, a két diódás detektor előnyösen alkalmazható mikrohullámú teljesítmény-mérőfejek mérőátalakítójaként.

5. A teljesítménymérőfej kimeneti jel-zaj viszonyának meghatározása, az előerősítő tervezési szempontjai

A teljesítménymérőfej kimeneti jel-zaj viszonyának meghatározása a 4.1.2.-ben az egy diódás detektorra kapott P_j és P_z , valamint a 2. ábrán feltüntetett, az előerősítőre jellemző paraméterek (transzducer erősítés (G), zajtényező (F) és zajsáv szélesség (B_z)) felhasználásával történik. Természetesen a számítás két diódás detektor esetén is elvégezhető figyelembe véve a 3.3. pontban a jel és zajteljesítményre vonatkozó megfontolásokat.

A kimeneti jelteljesítmény az erősítő jelfrekvenciás transzducer teljesítményerősítése G_0 és a (33) összefüggés felhasználásával a következő:

$$P_{jki} = G_0 P_j = \frac{1}{4} G_0 (\beta P_B)^2 \frac{R_v}{1 + \xi} \quad (46)$$

A kimeneti zajteljesítmény a felerősített bemeneti zajteljesítményből és az előerősítőben keletkezett zajból tevődik össze, mely a (32) felhasználásával az alábbi módon írható fel:

$$P_{zki} = \frac{kT}{1 + \xi} \int_0^{\infty} G(f_v) [t(f_v) + \xi] df_v + kT_0 \int_0^{\infty} + G(f_v) [F(f_v) - 1] df_v \quad (47)$$

A kimeneti jel-zaj viszony (46) és (47) alapján némi átrendezés után:

$$\frac{P_{jki}}{P_{zki}} = \frac{(\beta P_B)^2 R_v}{4kT} \frac{1}{\xi(B_z + B_e) + B_d + B_e} \quad (48)$$

ahol B_z ; B_e ; B_d Hz dimenziójú mennyiségek az alábbi integrálokat jelölik:

$$B_z = \frac{1}{G_0} \int_0^{\infty} G(f_v) df_v \quad (49)$$

$$B_d = \frac{1}{G_0} \int_0^{\infty} G(f_v) t(f_v) df_v \quad (50)$$

$$B_e = \frac{T_0}{T} \frac{1}{G_0} \int_0^{\infty} G(f_v) [F(f_v) - 1] df_v \quad (51)$$

A (49)-cel jelölt integrál az erősítő zajsáv szélessége, B_d az erősítő frekvenciafüggő erősítése által súlyozott dióda zajára, B_e pedig az erősítő zajára jellemző mennyiségek.

A nagy kimeneti jel-zaj viszony eléréséhez B_z ; B_d és B_e mindegyikének kicsinek kell lennie. Ez nagy erősítésű kis zajú kis sáv szélességű erősítővel biztosítható.

Abban az esetben, ha a (48) összefüggés második tényezőjének nevezőjében B_d nagy a mellette álló tagok mellett, akkor az (50)-ben szereplő integrál értékét célszerű minimalizálni, mely úgy érhető el, hogy az erősítő sávgörbéjének maximumát a dióda zaját jellemző $t(f_v)$ görbe maximumához képest frekvenciában eltoljuk. Folyamatos (CW) mérendő jelet feltételezve, a detektor kimeneti jele DC feszültség. A dióda zaját leíró $t(f_v)$ a zérus frekvencia környezetében maximális. A bemeneti RF jelet néhány kHz-es négyzögjellel kapcsolgatva (100% modulációs mélységű AM), a detektált jel a négyzögjel frekvenciájával megegyező frekvenciájú, melyet keskenysávú kiszajú erősítővel erősítve, B_d -értéke jelentősen csökkenthető. Természetesen ebben az esetben a teljesítmény-mérőfej bemenetén egy modulátorfokozat helyezkedik el és a további jelfeldolgozás is bonyolultabb. Egy ilyen, a szélessávú feltételnek is eleget tevő modulátorfokozat realizálása nem egyszerű feladat.

Ha a dióda súlyozott zajára jellemző B_d kicsi, akkor a fenti eljárásra nincs szükség. Ebben az esetben a detektort kiszajú, kis offset feszültségű, kis driftű DC-erősítő követi. A chopper stabilizált műveleti erősítők között található olyan típus, mely a feladatnak megfelel.

A mérőfej határérzékenysége az egységnyi kimeneti jel-zaj viszonyhoz tartozó RF-teljesítmény, bár itt a mérési hiba 50%. A bemeneti teljesítmény egy része a kompenzáló és illesztő fokozatban lévő ohmos elemeken és a dióda soros ellenállásán disszipálódik. A kompenzáló és illesztő fokozat alkalmazása ellenére a dióda nemlineáris ellenállásán disszipálódott teljesítmény kismértékben frekvenciafüggő, azaz

$$P_B = \eta(f) P_{RF} \quad (52)$$

ahol

$\eta(f)$ — a kompenzáló és illesztő fokozatban, valamint a dióda helyettesítő képében szereplő elemek függvénye.

A (48) és (52) összefüggések alapján a teljesítmény-mérőfej érzékenysége a következő:

$$E = P_{RF \min} = \frac{2}{\beta \eta(f)} \sqrt{\frac{kT}{R_v}} N \quad (53)$$

ahol

$$N = \xi(B_z + B_e) + B_d + B_e.$$

Az (53) alapján megállapítható, hogy az érzékenység függ a dióda paramétereiktől, a kompenzáló

és illesztő fokozat elemértékeitől, a detektor lezáró ellenállásától és az alkalmazott előerősítő tulajdonságaitól.

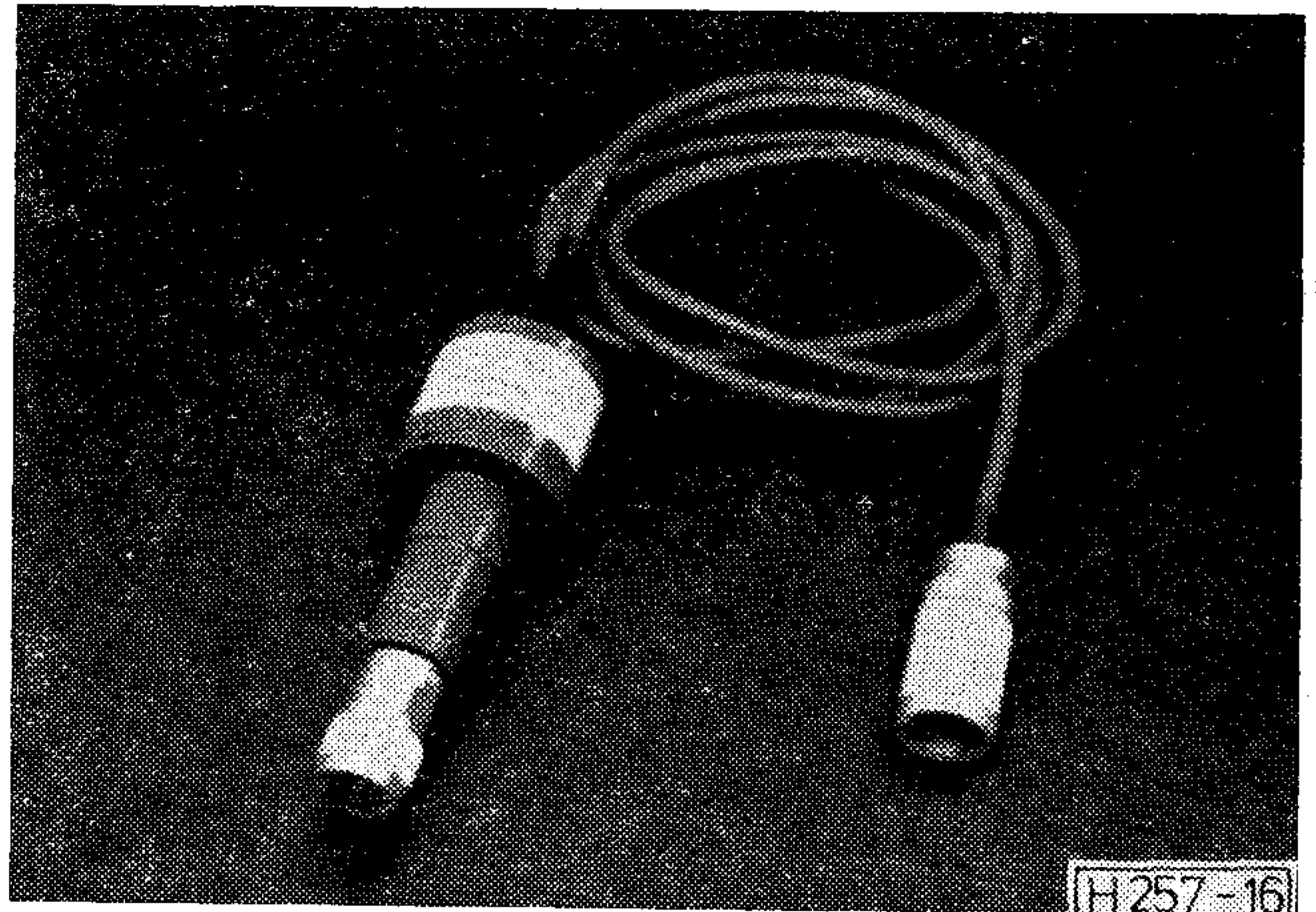
6. Megépített eszközök, mérési eredmények

A félvezetődiódás teljesítmény-mérőfej tervezése során felmerülő elméleti kérdések tisztázásra kerültek. A kapott eredmények alapján a 3. pontban leírt tervezési lépések alapján a mérőfej tervezése elvégezhető.

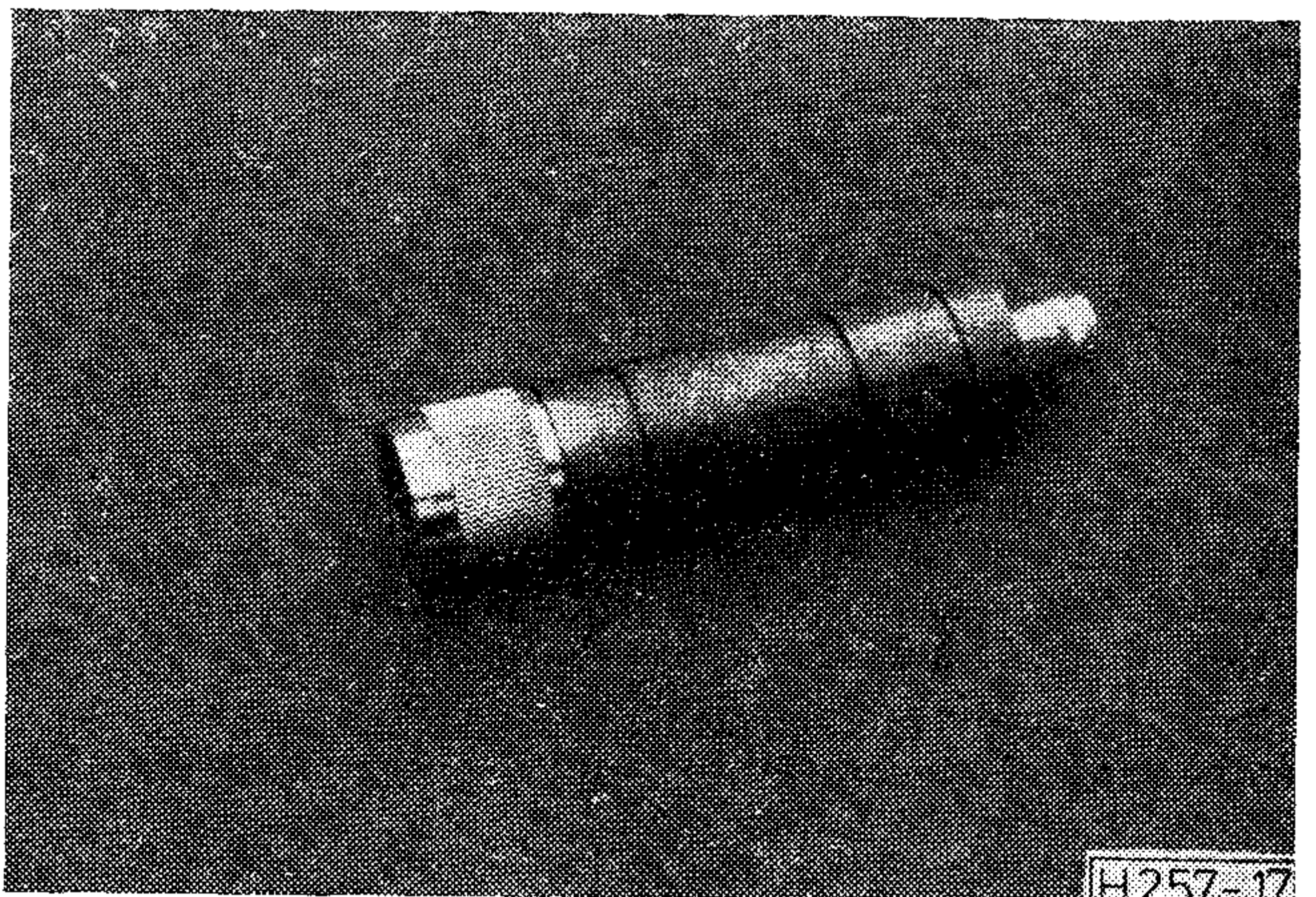
A cikkben szereplő elmélet és az elkészült számítógép programok felhasználásával egy keskenysávú teljesítmény-sűrűségmérő mérőfej és szélessávú detektorok kerültek tervezésre.

A teljesítmény-sűrűségmérő mérőfej két diódás ($2 \times 1ST 1403 G$) detektorból és kis zajú előerősítőből áll. A detektordiódák illesztése a keskenysávú működés ($2450 \text{ MHz} \pm 100 \text{ MHz}$) miatt veszteségmentesnek tekinthető illesztőfokozattal történt. A mérőfej bemeneti állóhullámaránya $r \leq 1,45$ a működési frekvenciasávban. Dinamikatartománya 43 dB, érzékenysége a teljesítmény-sűrűségmérő DC-mérőerősítőjével mérve 10 Hz videó sáv szélességben -53 dBm . A mérőfejről készült fénykép a 16. ábrán látható.

Az elkészült széles sávú detektorok egyikéről készült fénykép a 17. ábrán látható. A detektor 30 MHz-től 4 GHz-ig terjedő frekvenciasávban



16. ábra. Keskeny sávú teljesítmény-sűrűségmérő mérőfej



17. ábra. Széles sávú koaxiális detektor

működik és a 14. ábrán látható felépítésű illesztő-kompenzáló fokozattal rendelkezik. Bemeneti állóhullámaránya $r \leq 1,35$, a kimenőjel frekvenciafüggése kisebb, mint 1,5 dB, dinamikatartománya 40 dB, érzékenysége -48 dBm (1 kHz sávközépi frekvenciájú 40 Hz sáv szélességű szelektív erősítővel mérve) A detektorban ugyancsak a TKI 1ST 1403 G típusú dióda került alkalmazásra.

A mérési eredmények alapján megállapítható, hogy a videóoldali lezáróellenállás optimális megválasztásával a dinamikatartomány felső határa mintegy 9 dB-lel növelhető (a felső határ -18 dBm néhány Mohmos lezáróellenállás esetén), bár ez az érték elmarad az elméletileg számolt 13 dB-től. Ugyanakkor kísérleti úton is sikerült igazolni, hogy R_{opt} esetén adódik a legnagyobb érték a dinamikatartomány felső határára.

A tús diódaival megépített eszközök mérési eredményei igazolják az analízis során kapott elméleti eredményeket, ezért a továbbiakban zero bias Schottky diódaival működő két diódás teljesítménymérőfej megépítését tervezzük.

7. Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki Rajczi Tibor adjunktusnak a teljesítmény-sűrűségmérő mérőfejének konstrukciós tervezéséért, a szélessávú detektorok konstrukciójánál nyújtott segítségéért, valamint dr. Bozsóki István tanszékvezető egyetemi docensnek, a műszaki tudományok kandidátusának értékes tanácsaiért és a kézirat átnézéséért.

Szemle

Összeállította: Gál Ferenc

1986 nyarán fogadta el 18 nyugat-európai ország a műszaki korszerűsítést szolgáló Euréka program részletes tervét. Az alábbiakban rövid tájékoztatást adunk a híradástechnikai jellegű témákról, megadva a várható költségeket ECU-ban (1 ECU = 0,54 fontsterling), a kutatás várható időtartamát, a kidolgozó, ill. a téma iránt érdeklődő országokat: Gyors prototípus készítés berendezésorientált áramkörökhöz: Megfelelő tervezési segédeszközök kifejlesztése a berendezésorientált áramkörökhöz. 30 millió. 5 év. Franciaország, Nagy-Britannia. Transpolis Transpotel: elosztóközpontok, integrált adatfeldolgozással és távközlési rendszerekkel. 40 millió. 3 év. Hollandia, Svájc, Nagy-Britannia, érdeklődik Ausztria és az NSZK.

Integrált érzékelők nagyméretű alkalmazásokhoz: a szerelőszalagokon használatos érzékelők integrálása fotoligráfias és mikroelektronikai módszerekkel. 27 millió. 5 év. Franciaország és Svájc.

Széles sávú Távközlési Rendszer Fejlesztés: Széles sávú kapcsolatteremtéshez szükséges egységek fejlesztése a későbbi ISDN széles sávú lehetőségek alapjának megteremtésére. 160 millió. 5 év. Franciaország, Olaszország, Nagy-Britannia, érdeklődik a brüsszeli bizottság.

- [1] J. Tatum and K. Hinton: Tunnel diodes complement high performance detectors, *Microwaves and RF*, February 1985. pp. 115—123.
- [2] P. Raskmark: Build a simple real-time Smith chart reflectometer, *Microwaves and RF*, May 1984. pp. 225—227.
- [3] J. R. Jouroshok and C. A. Hoer: A dual six-port network analysers using diode detectors, *IEEE Trans. on MTT.*, January 1984. pp. 78—82.
- [4] S. Wetenkamp: Comparison of single diode vs. dual diode detectors for microwave power detection, *IEEE MTT-S Digest* 1983. pp. 361—362.
- [5] J. S. Ali, G. E. Anderson and E. B. Bailey: Response linearization of a diode detector type radio frequency electric field probe, *IEEE Trans. on IM.*, December 1982. pp. 69—72.
- [6] R. S. Hughes: Practical approach makes TSS measurement simple, *Microwaves*, January 1982. pp. 69—72.
- [7] P. A. Szente, S. Adam and R. B. Riley: Low barrier Schottky diode detectors, *Microwave Journal*, February 1976. pp. 42—44., 60.
- [8] Y. Anand and W. J. Moroney: Microwave mixer and detector diodes, *Proceedings of the IEEE*, August 1971. pp. 1182—1190.
- [9] W. W. Mumford, E. H. Scheibe: Noise performance factors in communication systems, *Horison House Microwave Inc.* 1968. Dedham Massachusetts, Chapter III. pp. 7—24.
- [10] A. M. Cowley and H. O. Sorensen: Quantitative comparison of solid-state microwave detectors, *IEEE Trans. on MTT.*, December 1966. pp. 588—602.
- [11] B. G. Whitford: The video resistance concept in nonlinear AM detectors, *Microwave Journal*, April 1964. pp. 54—61.
- [12] H. C. Torrey, C. A. Whitmer: *Crystal rectifiers* MIT 15. Mc Graw Hill Book Company, New York 1948. Chapter 11.
- [13] Dr. Almássy György: *Mikrohullámú kézikönyv*, Műszaki Könyvkiadó 1973. Budapest, 8.3.2. fejezet, 566—571. oldal.

0,1 mikron alatti ionsugárzás: A távközlésben és az adatfeldolgozásban megvalósítandó fejlesztések az elektronikus alkatrészek fokozott integrálására. Ez elérhető: a) a belső vezeték méretek további csökkentésével; b) az anyag és a technológia tökéletesítésével 5 millió. 3—5 év. Ausztria, NSZK érdeklődik.

HDTV (nagyfelbontású televízió): 50 hertzes frekvencián alapuló HDTV rendszer kidolgozása a MAC-csomag koncepció továbbfejlesztésével, a MAC-adó és vevőkészülékekkel való kompatibilitás kialakítása. 180 millió. 4 év. Franciaország, NSZK, Hollandia, Nagy-Britannia, érdeklődik Belgium, Olaszország és a brüsszeli bizottság.

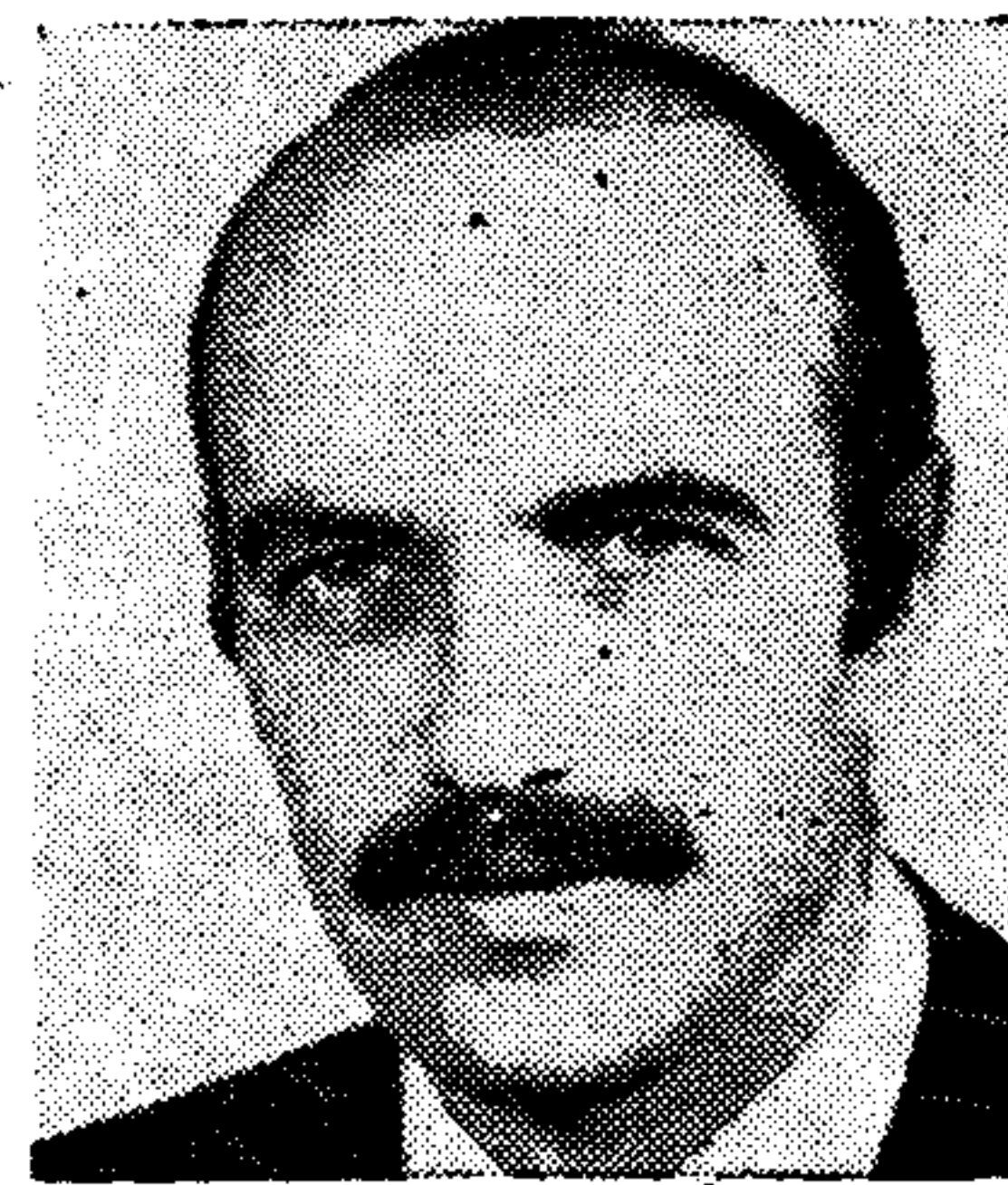
ESZ: Szokvány chipek automatikus tervezése és gyártása a szilíciumra való közvetlen nyomtatással, 94 millió. 3 év. Belga, francia, holland, svéd, svájci, brit vállalatok közös vállalkozása, érdeklődik Írország, Finnország, Norvégia és Törökország. Gallium Arzenid Integrált Áramkörök — gallium-arzenid monolit mikrohullámú integrált áramkörök tervezésének és gyártásának fejlesztése. 60 millió. 3 év. Franciaország, érdeklődik Görögország.

(*Financial Times*, 1986. július 5.)

(Folytatás a 382. oldalon)

Távoltér-módszer üvegszálak sugárzási veszteségének meghatározására

DR. VESZELY GYULA
BME Elméleti Villamosság-tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

Hírközlési üvegszálak sugárzási veszteségének egzakt számítása igen bonyolult formulákhoz vezet. Kis indexkülönbség esetére Snyder javasolt közelítő módszert. Ezt a módszert használjuk fel felületi egyenlőtlenségek és mikrogörbületek által okozott sugárzási veszteség számítására.

Bevezetés

Körkeresztmetszetű üvegszálak folytonos (sugárzó) módusai csak rendkívül bonyolult formulákkal írhatók le [1]. A gyakorlatban használatos kis indexkülönbségű szálak sugárzási veszteségének számítására Snyder javasolt közelítő módszert [2]. Ennek nagy előnye, hogy nem igényel mélyebb előismereteket és szemléletes.

A módszerrel meghatározzuk a felületi egyenlőtlenségek és mikrogörbületek által okozott sugárzási veszteségeket és az eredményeket összevetjük más úton számítottakkal.

Analízis

Tekintsünk egy r_0 sugarú, ε permittivitású üvegszálát, amelyet ε_b permittivitású közeg vesz körül. A gyakorlatnak megfelelően legyen $\delta = 1 - \varepsilon_b/\varepsilon \ll 1$. A szálban csak az alapmodus terjed.

A mag permittivitása korrelált módon fluktuál

$$\varepsilon(\mathbf{r}_1) = \varepsilon^0(\mathbf{r}_1) + \Delta\varepsilon(\mathbf{r}_1; \mathbf{r}_2) \quad |\Delta\varepsilon| \ll \varepsilon^0 \quad (1)$$

A fluktuáció következtében a HE_{11} alapmodus („beeső tér”) szórást szenved és teljesítményveszteség lép fel. Az elsugárzott teljesítmény nagyon egyszerűen kiszámítható felhasználva a dipól sugárzás elemi elméletét. A térerősségek (1. ábra)

$$dE_\theta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{1}{R} \frac{1}{\lambda} \sin\theta J_1 e^{-jkR_1} dV_1 \quad (2)$$

$$dH_\varphi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\varepsilon_b}{R}} \frac{1}{\lambda} \sin\theta J_2 e^{-jkR_2} dV_2 \quad (3)$$

Beérkezett: 1986. VI. 2. (H)

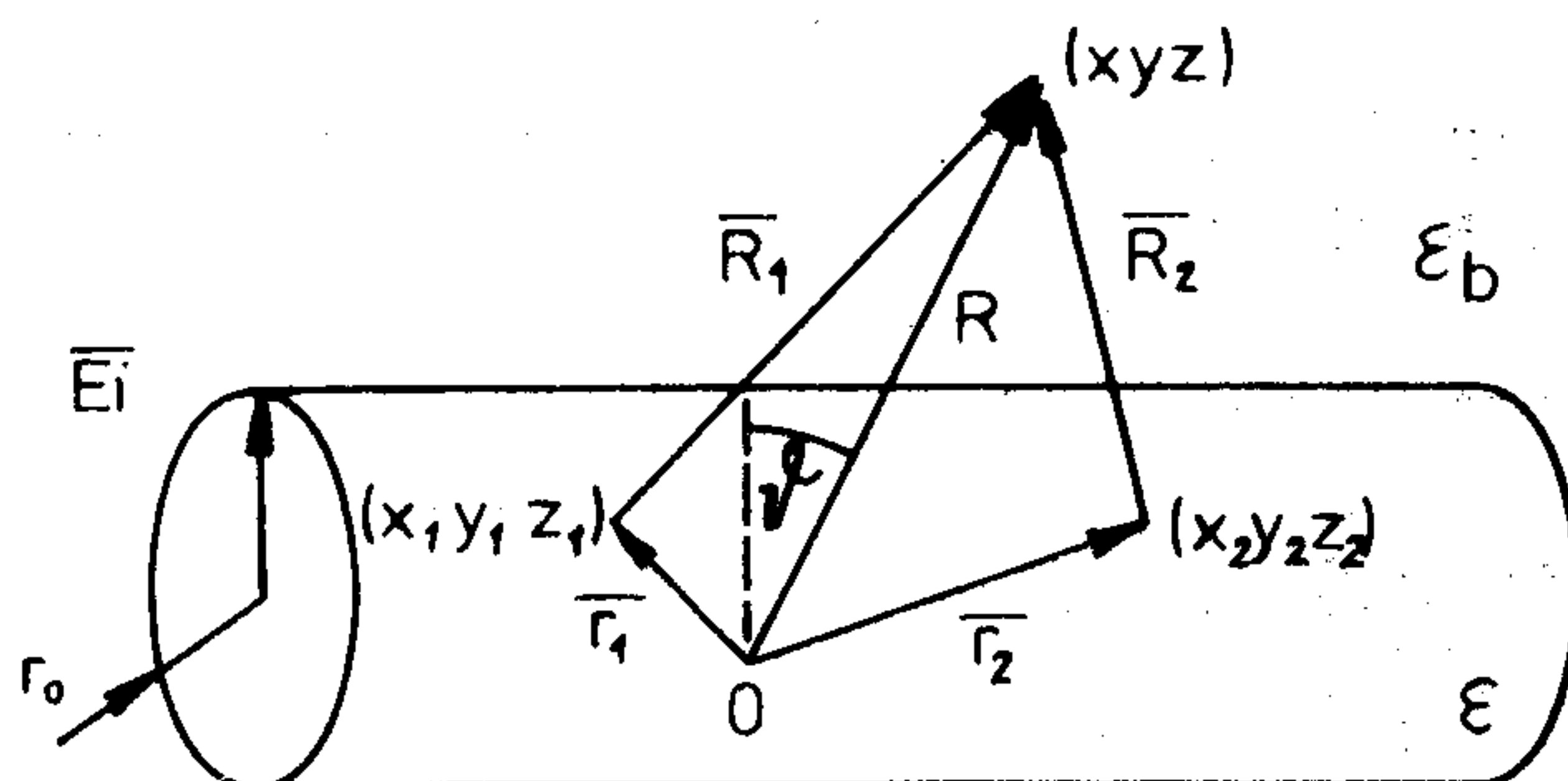
Híradástechnika XXXVIII. évfolyam, 1987. 8. szám

DR. VESZELY GYULA
A BME Elméleti Villamosság-tanszékének docense. 1962-ben a BME híradástechnikai szakán villamosmérnöki, 1967-ben mikrohullámú szakmérnöki oklevelet szerzett. 1977-ben elnyerte a műszaki tudományok kandidátusa címet. Az

URSI Magyar Nemzeti Bizottságának tagja. Számos közlemény és konferenciaelőadás szerzője. Fő kutatási területei: félvezető technológiák és eszközök számítógépes modellezése, üvegszálak elektromágneses elmélete.

A komplex Poynting-vektor

$$S = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{1}{4} \frac{1}{R^2} \frac{1}{\lambda^2} \sin^2\theta \int dV_1 \times \int dV_2 J_1(\mathbf{r}_1; \mathbf{r}_2) J_2^*(\mathbf{r}_1; \mathbf{r}_2) e^{-jk(R_1 - R_2)} \quad (4)$$



H 241-1

1. ábra. A szál és a koordináták

ahol az áramok a permittivitás perturbáción gerjedő eltolási áramok, λ a szabadtéri hullámhossz és k a hullámszám a burkolatban.

Az áramsűrűségek

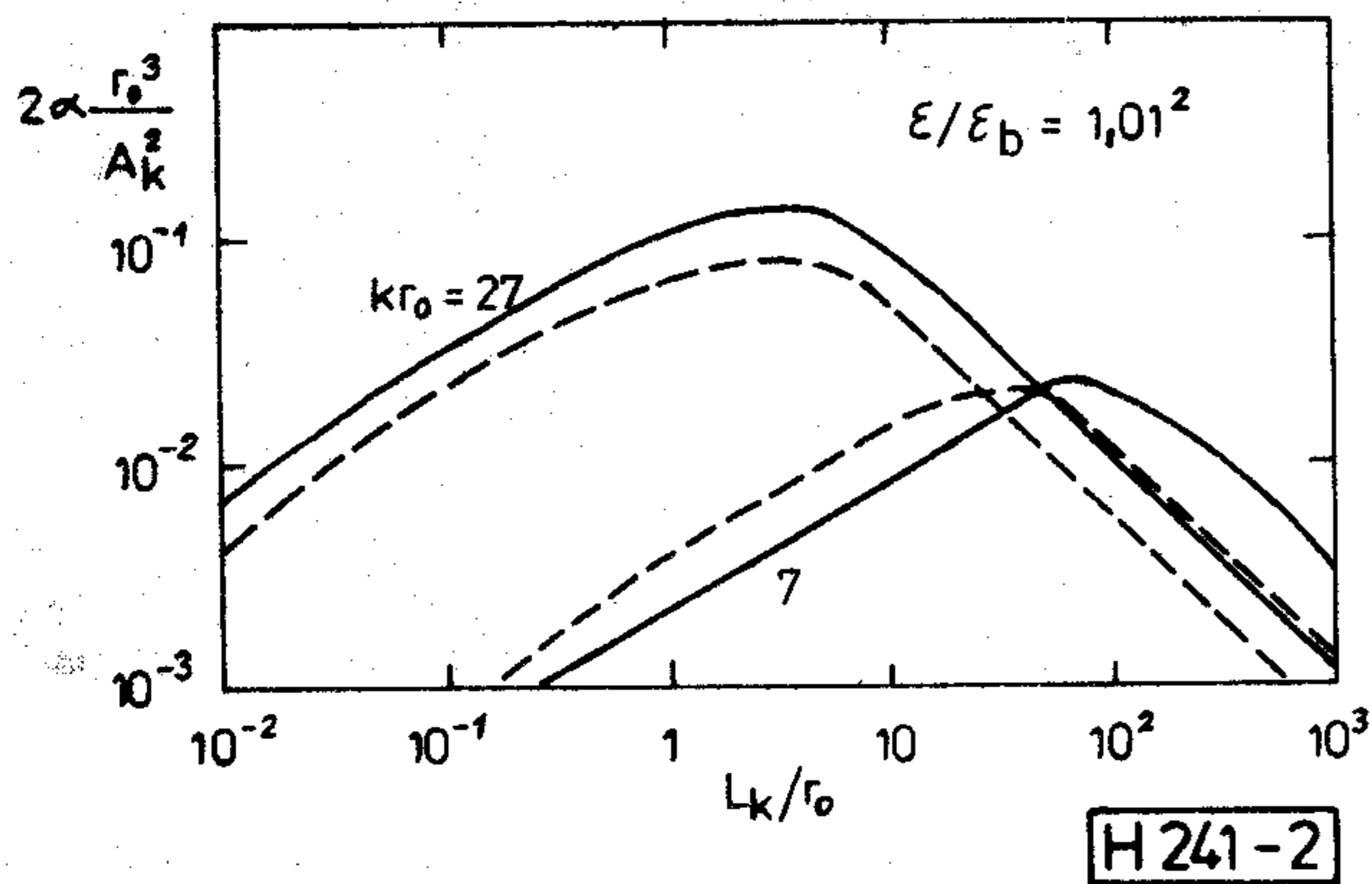
$$J_k(\mathbf{r}_1; \mathbf{r}_2) = j\omega\varepsilon_0 \Delta\varepsilon_k(\mathbf{r}_1; \mathbf{r}_2) \mathbf{E}_i(x_k; y_k) e^{-j\beta z_k}, \quad k=1, 2 \quad (5)$$

ahol β az alapmodus fázistényezője, \mathbf{E}_i az alapmodus tere.

Feltesszük, hogy a fluktuációk szorzat alakban írhatók

$$\Delta\varepsilon_k = \Delta\varepsilon_T(x_k; y_k) \Delta\varepsilon_z(z_1; z_2) \quad k=1, 2 \quad (6)$$

A $\Delta\varepsilon_T$ transzverzális rész determinisztikus, míg a $\Delta\varepsilon_z$ longitudinális rész stacionáriusan sztohasztikus.



2. ábra. Veszteségek a felületi egyenlőtlenségek következtében
 ——— Marcuse [4]
 - - - távotér módszer

A Poynting-vektor sokaságon vett átlagát képezve az alábbi eredmény vezethető e

$$\langle S \rangle = \frac{\pi^2}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{\sqrt{\epsilon_b}}{\lambda^4} \frac{1}{R^2} \sin^2 \vartheta \times$$

$$\times \left[\int_A \Delta \epsilon_T E_i e^{j \frac{k}{R}(xx_1 + yy_1)} dx_1 dy_1 \right]^2 \times$$

$$\times L \int_0^L R(z') e^{-j \left(k \frac{z}{R} \beta \right)} dz' \quad (7)$$

Itt L az üvegszál hossza, A a keresztmetszete és bevezettük az

$$R(z_1 - z_2) = \langle \Delta \epsilon_z(z_1) \Delta \epsilon_z^*(z_2) \rangle \quad (8)$$

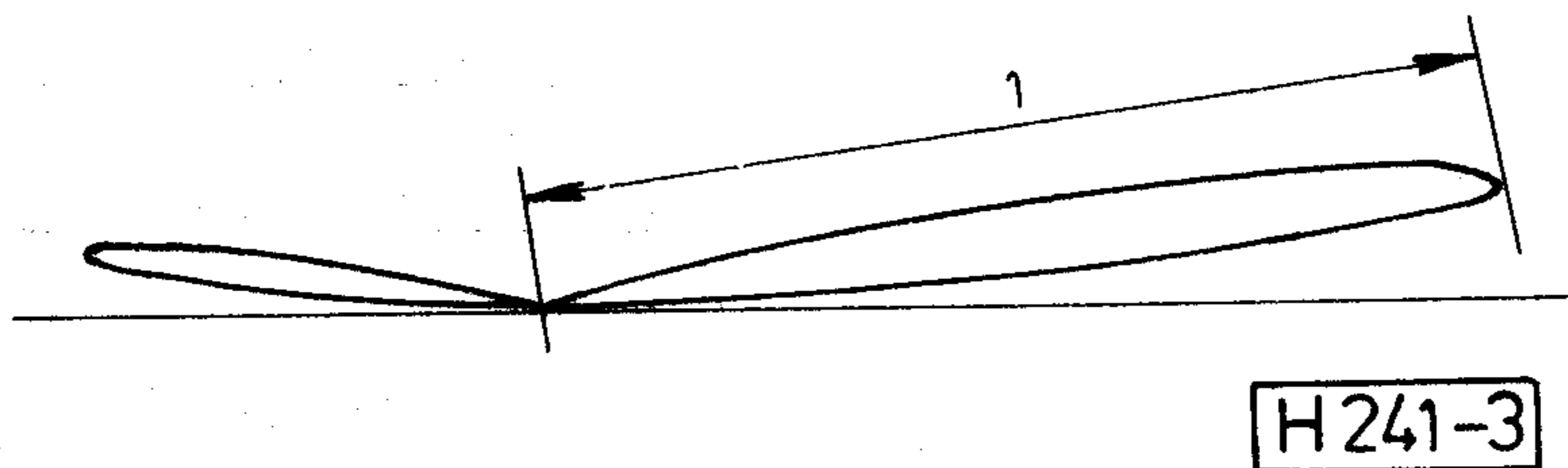
kovariancia függvényt.

(7)-ben $\beta_{sz} = k \cdot z/R$ a szórt tér z irányú fázis tényezője, $\beta_b = \beta$ a beeső tér (z irányú) fázis-tényezője.

(7) speciális esete Marcuse általános eredményének [3]: a fluktuáció következtében fellépő veszteség arányos a kovariancia függvény Fourier-transzformáltjának vagyis a spektrális sűrűségfüggvénynek a $\beta_b - \beta_{sz}$ fázistényezőn felvett értékével.

(7) szögletes zárójelben álló tényezőjének kiértékeléséhez $x_1 y_1$ -et hengerkoordinátákban, míg xy -t gömbkoordinátákban célszerű kifejezni. A korrelációs függvényt exponenciálisnak tételezzük fel

$$R(z) = A_k^2 e^{-|z|/L_k} \quad (9)$$



3. ábra. Teljesítmény iránykarakterisztika.
 $L_k/r_0 = 3 \cdot 10^{-2}$

Eredmények

Felületi egyenlőtlenségek

A fluktuáció az alábbi alakú

$$\Delta \epsilon_T = \delta(r - r_0)$$

$$\Delta \epsilon_z = (\epsilon - \epsilon_b)[f(z_1; z_2) - r_0]$$

(7) könnyen kiértékelhető. A számítás szerint csak φ -tól független sugárzó tér gerjed. Az elszórt teljesítményt az iránykarakteristikából numerikus integrálással nyerjük.

A 2. ábrán összehasonlítottuk az eredményeket Marcuse eredményeivel. A különbség mindenütt egy nagyságrenden belül van.

Mikrogörbületek

Amint Petermann [5] kimutatta a $\rho(z)$ görbületi sugarú görbe üvegszál úgy tekinthető, mint egy egyenes szál, amelynek perturbált permittivitása:

$$\Delta \epsilon_T = x$$

$$\Delta \epsilon_z = 2\epsilon/\rho(z_1; z_2)$$

A (7)-ben szereplő első integrál analitikusan kiértékelhető és az adódik, hogy az alapmodus csak $\nu=1$ kerületi rendű sugárzó teret gerjeszt.

Az összehasonlító számításokhoz az alábbi adatokat használtuk:

$\lambda=1 \mu\text{m}$, $r_0/\lambda=2$, a görbület négyzetátlagos $A_k=1 \text{ m}$, $\epsilon=1,51^2$, $\epsilon_b=1,50^2$.

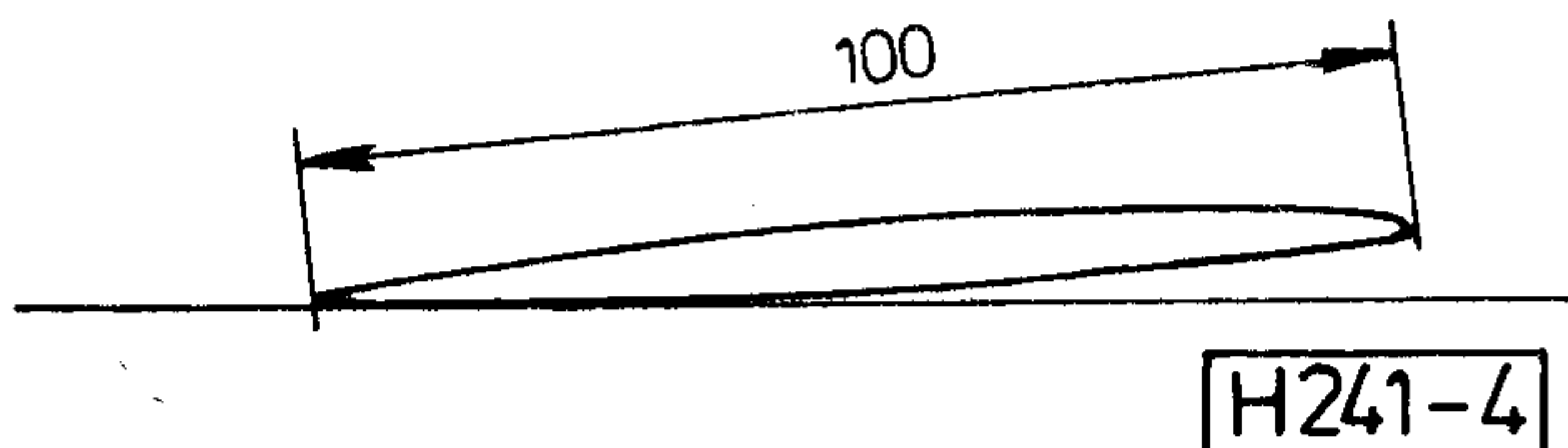
A 3. és 4. ábra két tipikus sugárzási karakterisztikát mutat. A 3. ábrán $L_k \ll r_0$, míg a 4. ábrán $L_k \ll r_0$.

Az 1. táblázatban összehasonlítást tettünk [6] eredményeivel.

L_k	10^{-7}	10^{-5}	1
α [6]	$5 \cdot 10^{-6}$	$2,6 \cdot 10^{-4}$	$5,3 \cdot 10^{-9}$
α távotér	$6 \cdot 10^{-6}$	$1,7 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-9}$

Következtetések

A körkeresztmetszetű üvegszálak egzakt sugárzási módusai rendkívül komplikáltak. Ezért nagy jelentőségű, hogy gyengén vezető szálak a sokkal egyszerűbb aszimptotikus módusokkal írhatók le. Ezek közül a legegyszerűbb a gömbi szabadtéri módus távotéri alakja. Ennek fő előnyei: 1. egyszerű matematika, 2. világos fizikai kép. A két bemutatott példa mutatja, hogy az eredmények jó egyezésben vannak a más úton nyertekkel.



4. ábra. Teljesítmény iránykarakterisztika.
 $L_k/r_0=1$

Úgy véljük, hogy bonyolultabb perturbációjú szálak is kezelhetők ezzel a módszerrel.

I R O D A L O M

[1] *D. Marcuse*: „Radiation losses of the dominant mode in round dielectric waveguides”, *BSTJ*, 49, pp. 1665—1693 (1970).

[2] *A. W. Snyder*: „Radiation losses due to variations of radius on dielectric or optical fibers”, *IEEE. Trans on MTT*, 18, pp. 608—615 (1970).

[3] *D. Marcuse*: „Radiation losses of dielectric waveguides in terms of the power spectrum of the wall distortion function”, *BSTJ*, 48, pp. 3233—3242 (1969).

[4] *D. Marcuse*: „Theory of dielectric optical waveguides”, *Academic Press New York*, 1974, Fig. 4.6.1.

[5] *K. Petermann*: „Theory of microbending loss in monomode fibres with arbitrary refractive index profile”, *AEÜ*, 30, pp. 337—342.

[6] *H.-G. Unger*: „Planar optical waveguides and fibres”, *Clanderon Press, Oxford*, 1977, p. 586.

Könyvismertetések

Videó- és hangrendszerek

Dr. Ferenczy Pál:

Műszaki Könyvkiadó, 1986.

Dr. Ferenczy Pál új könyve, a „Video- és hangrendszerek” az információszerés elméletével és az információszerő rendszerekkel foglalkozik. A híradástechnika ezen ágának vannak napjainkban már kiforrott, jól kimunkált területei, de vannak ma is a változás állapotában, sőt születendőben lévő területei is. A világon e területeken végbemenő rohamos fejlődéssel való lépéstartás, a fejlődés eredményeinek hazai hasznosítása megköveteli, hogy a szakemberek az érintett területekről korszerű és alapos ismeretekkel rendelkezzenek.

A könyv ilyen ismereteket nyújt mind a már gyakorló szakembereknek, mind pedig — hiszen célja az egyetemi tankönyv szerepét is betölteni — a jövő szakembereinek. A széles témakört rövid terjedelemben, mégis a részletekre is kiterjedő alaposan dolgozza fel. Az anyag felépítése módszeresen halad az elméleti alapok tárgyalásától az információszerő rendszerek rendszertechnikájának részletes ismertetéséig, mindenütt nagy súlyt helyezve a helyes megértésre és az alapfogalmak pontos tisztázására, ami nemcsak a tankönyvnek, hanem a szak-könyvnek is érdeme.

Az egyes tárgykörök feldolgozása történeti szemléletű, bemutatva az egyes műszaki megoldások kialakulásának útját és okait, és rámutatva a legújabb technika által biztosított és kijelölt fejlődési irányokra.

A tematikába szervesen épül be a digitális technika, a számítástechnika és az ürtechnika fejlődése által lehetővé vált és egyre inkább elterjedő digitális hang- és képfeldolgozás, a teletext- és teledata-szolgáltatás valamint a közvetlen műholdas tv-műsorszórás korszerű témaköre.

A felhasznált matematika és a szöveges magyarázatok jól megválasztott aránya lehetővé teszi, hogy a könyvet felsőfokú és középfokú végzettségű olvasók egyaránt használhassák.

Az ábrák jól érthetőek, világosak, tiszta elrendezésűek, és mindig a mondanivaló megértését szolgálják. A jól felépített táblázatok a tárgyhoz tartozó fontosabb adatokat foglalják össze, és hasznosan egészítik ki a szöveges anyagot.

A könyv külön érdeme, hogy a szakszerű tárgyalás-mód mellett a fogalmazás és a szóhasználat magyaros, a feldolgozott tématerületen nagy számban elterjedt idegen eredetű szavakat és kifejezéseket ott használja ahol az elengedhetetlenül szükséges.

Tekintetbe véve értékeit és a nyújtott ismeretanyagot, a könyv az információszeréssel foglalkozó szakemberek könyvtárának fontos darabja lesz.

Lilik Ferenc

Rádió és Televízió műszaki ismeretek kézikönyve

Mező Béla—S. Tóth Ferenc—Varsányi János:

Műszaki Könyvkiadó, 1986. Budapest, 847 oldal, második kiadás.

A könyv általában olyan hiányokat pótol a magyar szakirodalomban melyek a gyakorlati munkánál eddig jórészt hiányoztak, vagy csak különböző tárgyú és színvonalú szakkönyvekben voltak fellelhetőek.

A könyv három szerző munkája és ez a körülmény az egyes fejezetek tartalmi és mennyiségi, valamint egyéb jellemzőit is meghatározza. Véleményem szerint egy ilyen nagy átfogású, nagyterjedelmű könyv megírásánál több szerző is bevonható lett volna, természetesen az ezzel járó több szerkesztői munkával együtt.

A nagyterjedelmű szakkönyv korunk technikai fejlettségének megfelelő színvonalú és a hasonló külföldi külföldi könyvekhez képest kis késéssel jelent meg.

Néhány észrevétel:

- Célszerűen helyet kaphatott volna a könyvben az adóállomások moduláló áramkör leírása, beleértve a televízió jelének átvitelét is.
- Jobb lett volna az antennák működésének ismertetése, ha azok egy fejezetbe kerültek volna.
- Egy ilyen nagyterjedelmű könyv általában nem nélkülözheti a szakregisztert (tárgymutatót), különös tekintettel az egyes témák különböző fejezetekbe kerülő tárgyalására.
- Az egyes fejezetekhez tartozó táblázatok stb. megfelelő rendszerezés után függelékbe kerültettek volna, mert így feltalálásuk könnyebb lehetne.
- A könyv nyomdai előkészítésénél közreműködő technikai szerkesztő az ábrák elhelyezésével sok üres lapfelületet hagyott, és ez az egész könyvre jellemző.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy örvendetes a nem túlságosan termékeny rádiótechnikai szakirodalmunk eme szakkönyvvel való gyarapodása. Sikerét azzal is lemérhetjük, hogy 1983 után 1986-ban már a második változatlan kiadás is megjelent.

Susánszky László

A MŰSZERKÖLCSÖNZÉS VILÁGTENDENCIA

Nálunk gazdagabb országokban is terjed a kölcsönműszerek használata, mert

- nincs szükség nagyösszegű beruházásokra,
- az ellenőrzött műszer azonnal rendelkezésre áll,
- használata után további fenntartási költség nincsen
- tartós használat esetén lízing lehetőség van

HAZAI VISZONYLATBAN A KÖLCSÖNMŰSZER KÜLÖNÖSEN ELŐNYÖS, mert:

- nincs szükség kemény valutára nyugati műszerek beszerzéséhez,
- a kölcsöndíj költség keretből fizethető,
- fogyóanyagok, tartozékok ugyancsak forintért rendelkezésre állnak,
- ingyenes bemutatás, házhozszállítás (Budapest területén),
- heti kölcsöndíj a műszer árának csupán 0,3-1,25%-a.

**MŰSZERPARKUNKAT FOLYAMATOSAN FELFRISSÍTJÜK
A LEGNEVESEBB MŰSZERGYÁRTÓK VILÁGSZÍNVONALÚ
TERMÉKEIVEL!**

Kérje ingyenes KÖLCSÖNMŰSZER JEGYZÉKünket!

FELVILÁGOSÍTÁS-ÜGYINTÉZÉS-ELŐJEGYZÉS:
450-903 vagy 622-366/176 telefonon, vagy személyesen:
MTA MŰSZERÜGYI ÉS MÉRÉSTECHNIKAI SZOLGÁLATA
MŰSZERKÖLCSÖNZÉSI FŐOSZTÁLY

Budapest XI., Szakasits Árpád út 59-61. I. emelet 107. szoba





A BHG KLÍMALABORATÓRIUMA 30 ÉVES VIZSGÁLATI TAPASZTALATÁT KÍNÁLJA ÖNÖKNEK

A megbízhatóság kulcsa a korszerű gyártási és vizsgálati technika. A gyártók és felhasználók közös érdeke, hogy precíz vizsgálatok eredményei alapján győződjenek meg a termékek környezetállóságáról.

A klímavizsgálatok széles skálájára való felkészülés költséges épületeket, felszereléseket, jól képzett nagy gyakorlatú szakembereket igényel.

TAKARÍTSA MEG MINDEZEN BERUHÁZÁSOKAT!

A BHG Híradástechnikai Vállalat vállalja az alábbi környezetállósági vizsgálatok végzését a hazai és nemzetközi szabványok szerint:

KLÍMAVIZSGÁLATOK:

- hidegállóság,
- szárazmelegállóság,
- tartós nedvesmelegállóság,
- ciklikus nedvesmelegállóság,
- hőmérsékletváltozás.

LÉGSZENNYEZŐK HATÁSÁNAK VIZSGÁLATA:

- sósködállóság,
- penészállóság,
- kénhidrogénállóság.

MECHANIKAI VIZSGÁLATOK:

- ejtegetésállóság,
- sokkállóság,
- rázásállóság.

TŰZÁLLÓSÁGI VIZSGÁLATOK:

- tűzlángosvizsgálat,
- izzóhuzalos vizsgálat,

FORRASZTHATÓSÁGI VIZSGÁLATOK.

EGYÉB SPECIÁLIS VIZSGÁLATOK:

- esővízállóság, kitéti vizsgálatok, elektrolitikus korrózió vizsgálata, bevonatvastagság mérések, stb. . . .

Felvilágosítás: BHG Híradástechnikai Vállalat
Klímalabor: Ladányi Lajos osztályvezető: 453-426
1119 Budapest, Fehérvári út 70.
1509 Budapest, Postafiók 2.

BHG Híradástechnikai Vállalat

1509 BUDAPEST, POSTAFIÓK 2. – XI., FEHÉRVÁRI ÚT 70. • TELEFON: 453-300 – TELEX: 22-59-33



ELEKTRONIKA

ÁTVITELTECHNIKAI SZÖVETKEZET

1072 Budapest, Klauzál utca 30.

ET 100/WG VOBLERGENERÁTOR ÉS ET 100/KR KARAKTERISZTIKARAJZOLÓ (50 Hz–1620 kHz)

Az ET 100/WG vobblergenerátor az ET 100/TA mérőadóval együtt a max. 300 csatornás vivőfrekvenciás berendezések, rendszerek és rendszerelemek átviteli jellemzőinek vizsgálatára szolgáló mérőhely adóegysége. Az ET 100/KR átviteli karakterisztika rajzoló önállóan, vagy az ET 100T/V mérővevővel együtt a mérőhely vevőegysége (2. ábra).

Az ET 100/WG vobblergenerátorban az ET 100T/A mérőadó számára a vezérlőjelet egy mikroszámítógépvezérelt, gyors beállási idejű, digitális frekvenciaszintézer állítja elő. A szintézeres technika alkalmazása biztosítja a lökethatárok igen nagy pontosságú és felbontóképességű beállításának lehetőségét. A szintézert diszkrét frekvenciákra is be lehet programozni, amely szolgáltatás megkönnyíti a mérőadó frekvenciabeállítását, valamint lehetővé teszi a felhasználó által megadott fix frekvenciasorozatok automatikus generálását (SCAN üzemmód). Lehetőség van több frekvenciaérték tárolására, visszahívására, így a mérőadó gyorsan áthangolható, illetve a wobbulálásakor a lökethatárok gyorsan módosíthatók. A mérőrendszer adóegysége által szolgáltatott jelet a mérendő objektumba vezetjük, annak kimenőjelét pedig az ET 100/KR karakterisztika rajzolóba. A karakterisztika rajzoló a mérést a vobblergenerátor frekvenciabeállításának ütemében digitálisan végzi, az eredményt tárolja és egy katódsugárcsöves kijelzőn jeleníti meg. A vobblergenerátor és a karakterisztikarajzoló kétirányú interface-en keresztül van kapcsolatban egymással, adattovábbítás és a szinkronrajzolás biztosítására. Az interface lehetővé teszi, hogy a vobblergenerátor paramétereit a karakterisztika rajzoló kezelőszerveivel változtassuk meg.

Az ET 100/WG vobblergenerátor az ET 100T/A mérőadóval együtt tud hangolni egy ET 100T/V mérővevőt is. A mérővevő kimeneti KF jelét a karakterisztika rajzolóba vezetve lehetőség van szelektív wobbulált mérésekre is. (1. ábra).

Az ET 100/WG vobblergenerátor és az ET 100/KR karakterisztikarajzoló távszinkron szolgáltatása lehetővé teszi, hogy a vivőfrekvenciás összeköttetésekön végzendő mérések a mérőrendszer adó- és vevőegysége közötti szinkronkapcsolat külön szolgálati csatorna nélkül, magán a mérendő összeköttetésen valósuljon meg.

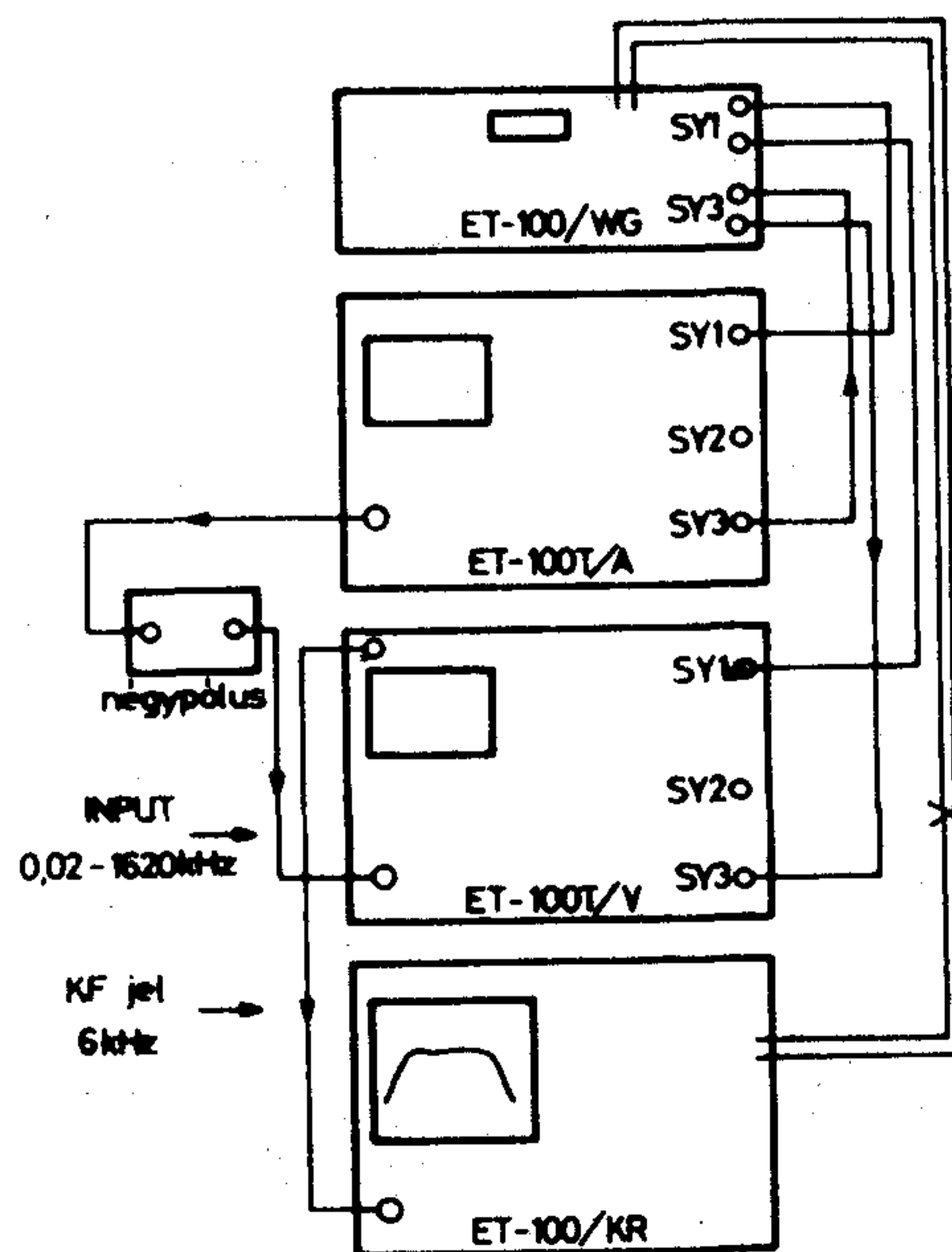
AZ ET 100/WG VOBLERGENERÁTOR MŰKÖDÉSÉNEK RÖVID LEÍRÁSA.

A műszer tömbvázlata a 3. ábrán látható. Az FSZY direkt frekvenciaszintézer 3,75–510 kHz-es frekvenciatartományban állít elő vezérlőjelet, az ET 100T/A 2280 kHz-es referencijeléből. A szintézer tömbvázlata a 4. ábrán látható, működési elve a szinuszel egy periódusra eső változó számú mintáiból történő előállításán alapul. A szinuszel egy periódusának 2^n számú mintáját az M memóriában tároljuk $1/2^n$ felbontással. A memóriát az akkumulátor címzi, kimeneti értéke:

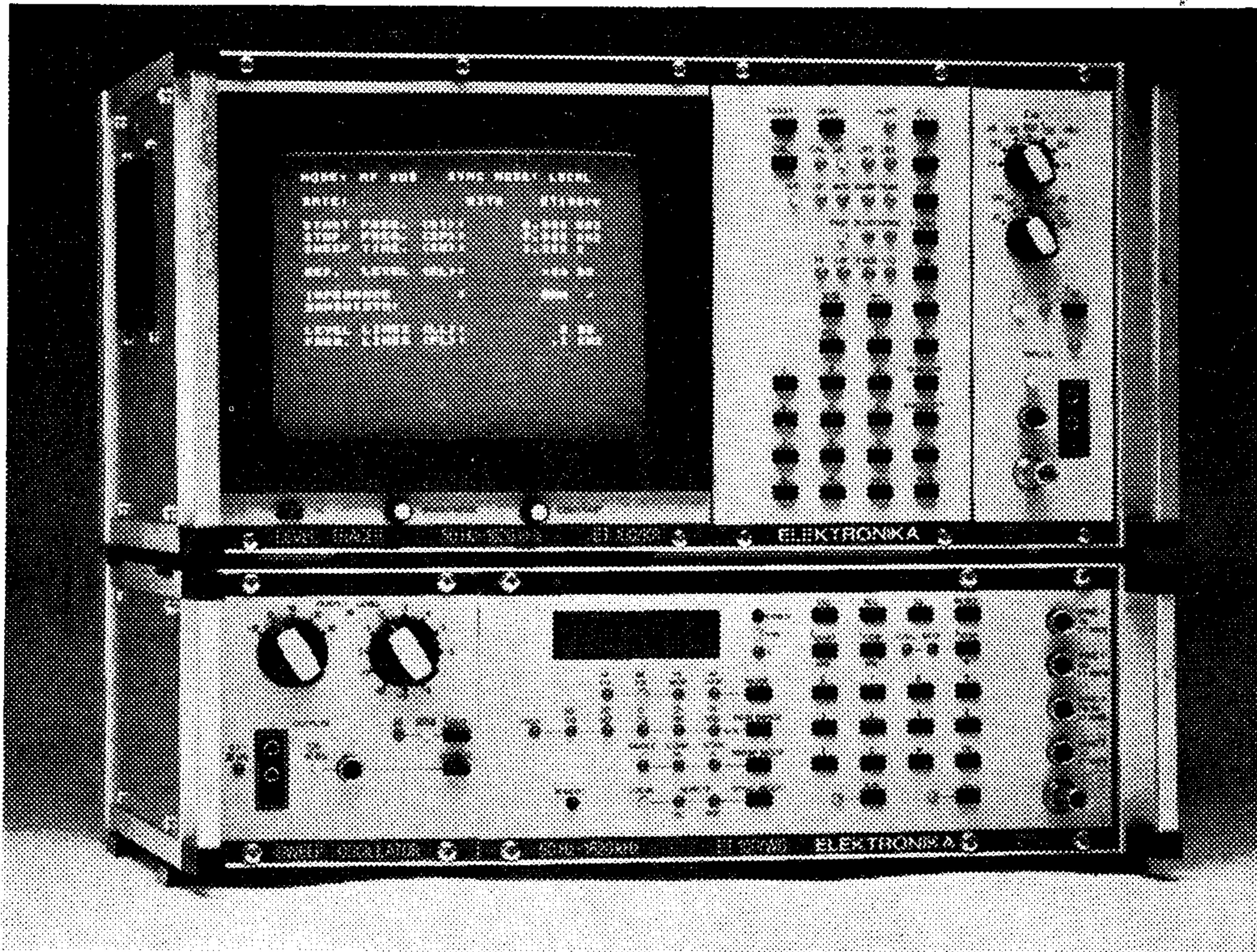
$$y_{i+1} = (y_i + k) \bmod 2^n$$

A D/A konverter a mintákkal arányos feszültséget állít elő. A minták közötti interpolációt az LP1 interpoláló szűrő végzi el. A szintézer kimenőjelenek frekvenciája:

$$f_{ki} = \frac{k}{2^n} \cdot f_0 \quad k \leq 2^{n-1}$$



1. ábra: Szelektív mérőhely összekapcsolási vázlata



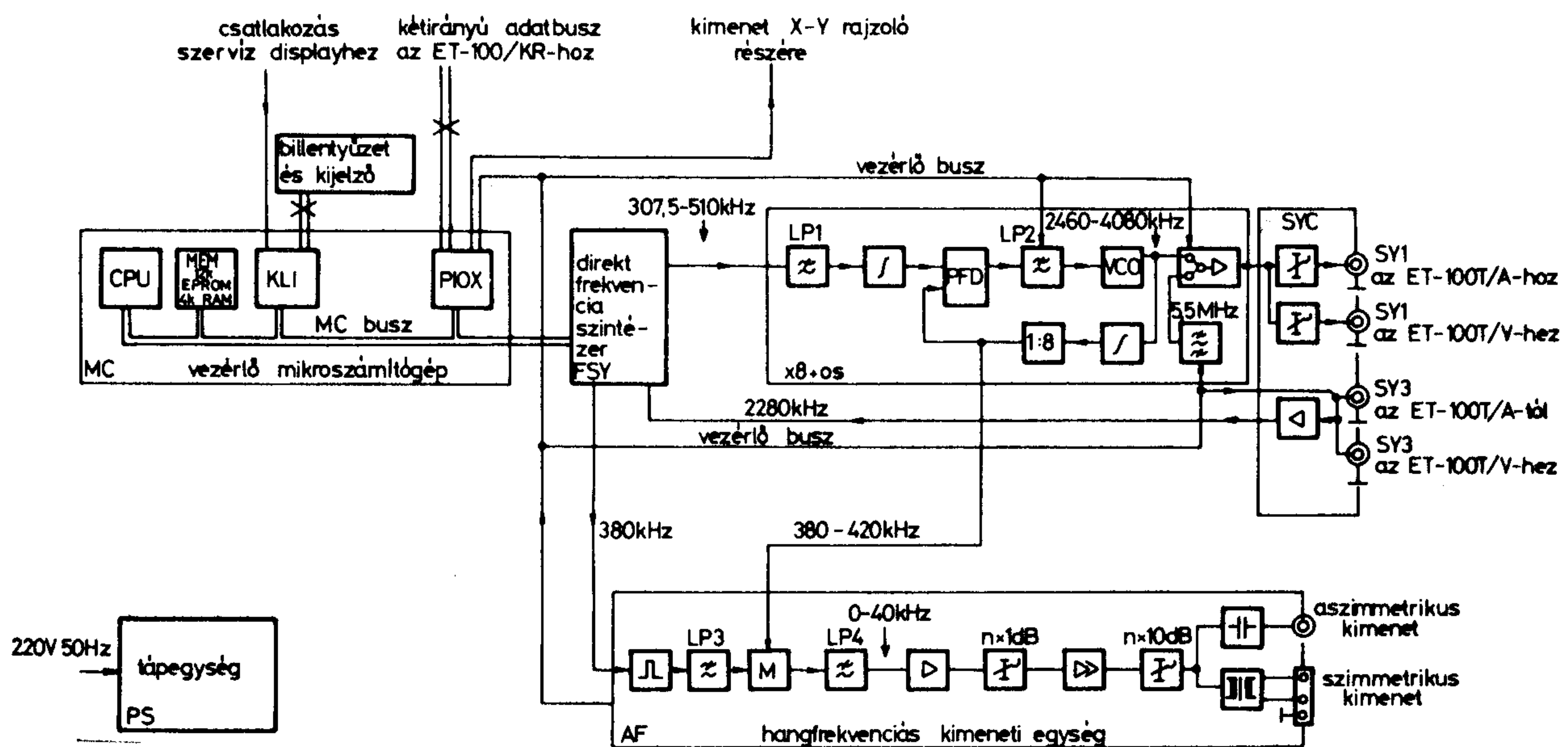
2. ábra: A szelektív mérőhely (ET 100 WG + ET 100 KR)

ahol k a kimeneti frekvenciaértékhez tartozó szám, amelyet a vezérlő mikroszámítógép állít elő, a billentyűzetről kapott adatok alapján. A felbontóképesség növelése érdekében a memóriát az akkumulátor felső helyiértékeivel címezzük. A kerekítés miatt a szintézer pillanatnyi frekvenciája ingadozni fog, jitteres lesz. A jitter értékét az

felelően átkapcsolható kisebb, ill. nagyobb határfrekvenciára.

Az AF hangfrekvenciás egység üttetéses rendszerű generátor. A moduláló jel frekvenciája 380 kHz, a 2280 kHz-es referenzajel hatoda.

Az MC mikroszámítógép egy 8080-as mikroprocesszor-

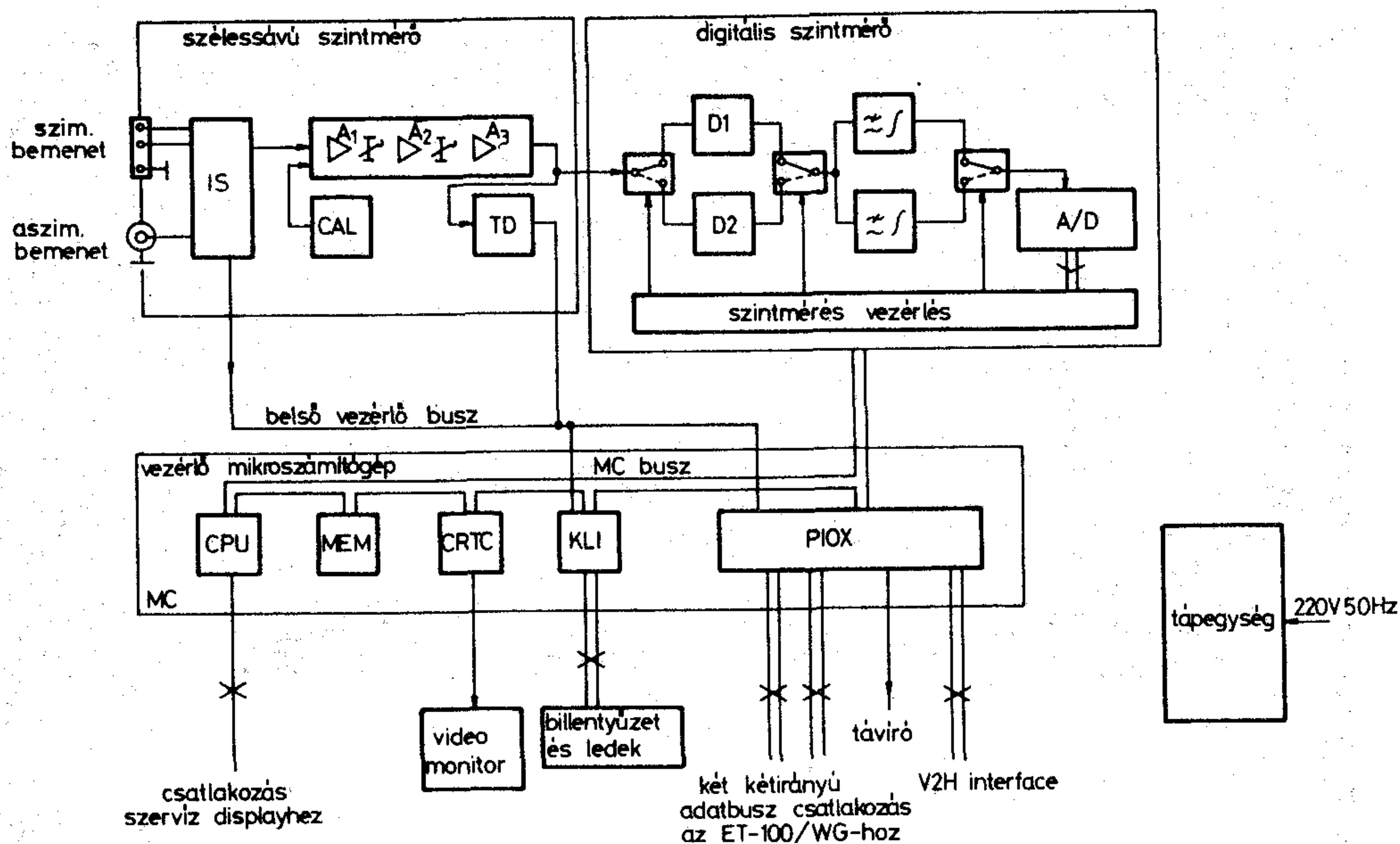


3. ábra: Az ET 100/WG vobblergenerátor tömbvázlata

LP1 szűrő és a szintézer követő fáziszárt hurok csökkenti a kívánt értékre.

A $x8+05$ fokozat frekvencianyolcszorozó, PLL hurok: az LP2 hurokszűrő a fix és vobbulált üzemmódnak meg-

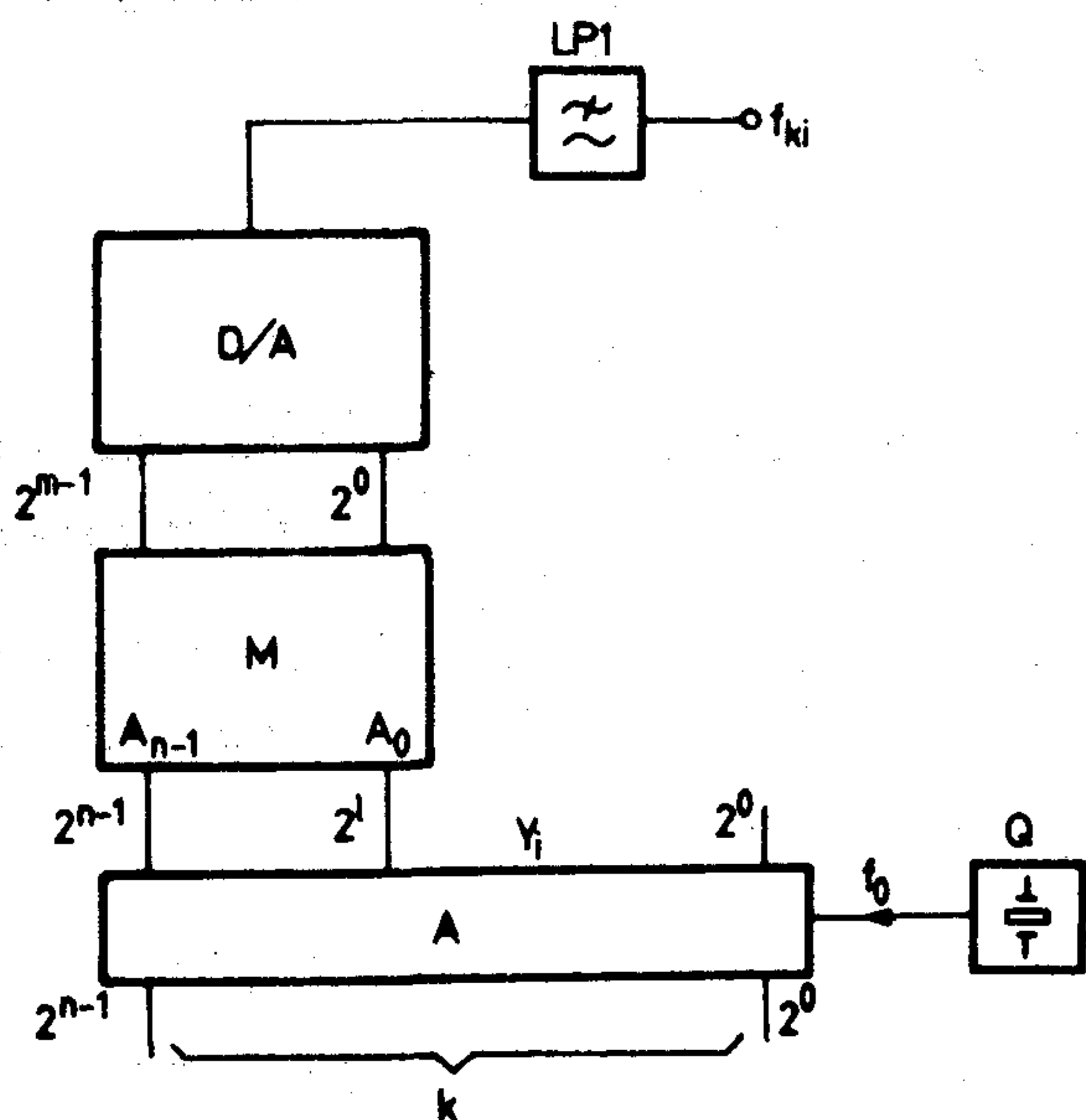
ból és az MCS80, MCS85 áramkörrel egyes elemeiből épül fel. A központi egység lekérdezős (polling) módon kezeli a perifériákat, egy szűkített MCS80 buszon keresztül kommunikál a memóriával és a perifériavezérlő áramkörökkel.



5. ábra: Az ET 100/KR karakterisztika rajzoló tömbvázlata

AZ ET 100/KR KARAKTERISZTIKA RAJZOLÓ MŰKÖDÉSÉNEK RÖVID LEÍRÁSA.

A műszer tömbvázlata az 5. ábrán látható. Az IS bemeneti fokozat a készülékhez történő jelcsatlakozás különböző lehetőségeit (szimmetrikus, aszimmetrikus beme-



4. ábra: A közvetlen frekvenciaszintézer tömbvázlata

net, különböző lezárások mellett) biztosítja. A kapcsolók állásait az MC nyilvántartja és ennek megfelelően állítja be a belső vezérléseket.

Az A1, A2, A3 erősítők és a köztük elhelyezkedő jelfogós vezérlésű csillapítótagok szolgálnak a szélessávú szintmérő érzékenységének beállítására. A TD távszinkron detektor detektálja és jelzi az MC felé a mérőjel rövid idejű megszűnését. A CAL áramkör az MC-től kapott 4 kHz-es TTL jelből stabil amplitúdójú hitelesítő jelet állít elő. A felerősített jel a mérőegyenirányító és szintmérő áramkörbe kerül. A D1 és D2 egyenirányítók a mérőjel abszolút értékét képezik. D1 1,6 MHz-ig használható, itt az abszolút érték képzést modulátor valósítja meg. A modulátor kapcsolójelét komparátorral állítjuk elő. D2 egy kisfrekvenciás, műveleti erősítés felépítésű, nagyon jó linearitású abszolútértékképző áramkör. Az egyenirányítókat ötödfokú Thomson aluláteresztőszűrő követi alacsony és magas határfrekvenciával, lassú, ill. gyors vobbuláláshoz.

A mérőjel amplitúdójával arányos egyenfeszültséget egy szukcesszív approximációs rendszerű analóg-digitál átalakító alakítja át. A mérőszámot PIO áramkör továbbítja az MC felé.

Az MC vezérlő mikroszámítógép felépítése hasonló az ET 100/WG-ben alkalmazott egységhez, az MCS80, MCS85, MCS6800 áramkörcsalád egyes elemeiből épül fel. A mikroszámítógép 64 kbyte félvezető memóriát tartalmaz. A 28 kbyte EPROM tartalmazza a működtető programot, a lin-log konverziós táblázatokat, a szövegkonstansokat és az alfanumerikus karaktergenerátort. 12 kbyte RAM tárolja a működtető program rendszerváltozóit és a mérési eredményeket, 24 kbyte RAM a DISPLAY RAM, amely a katódsugárcsővel megjelenített képet tárolja.

A vobblergenerátor és a karakterisztika rajzoló közötti kapcsolattartásra szolgáló speciális interface két egyirányú nyolcbites adatbuszból és vezérlő vezetékekből áll. A V24 interface-en keresztül a mérőhely távvezérelhető.

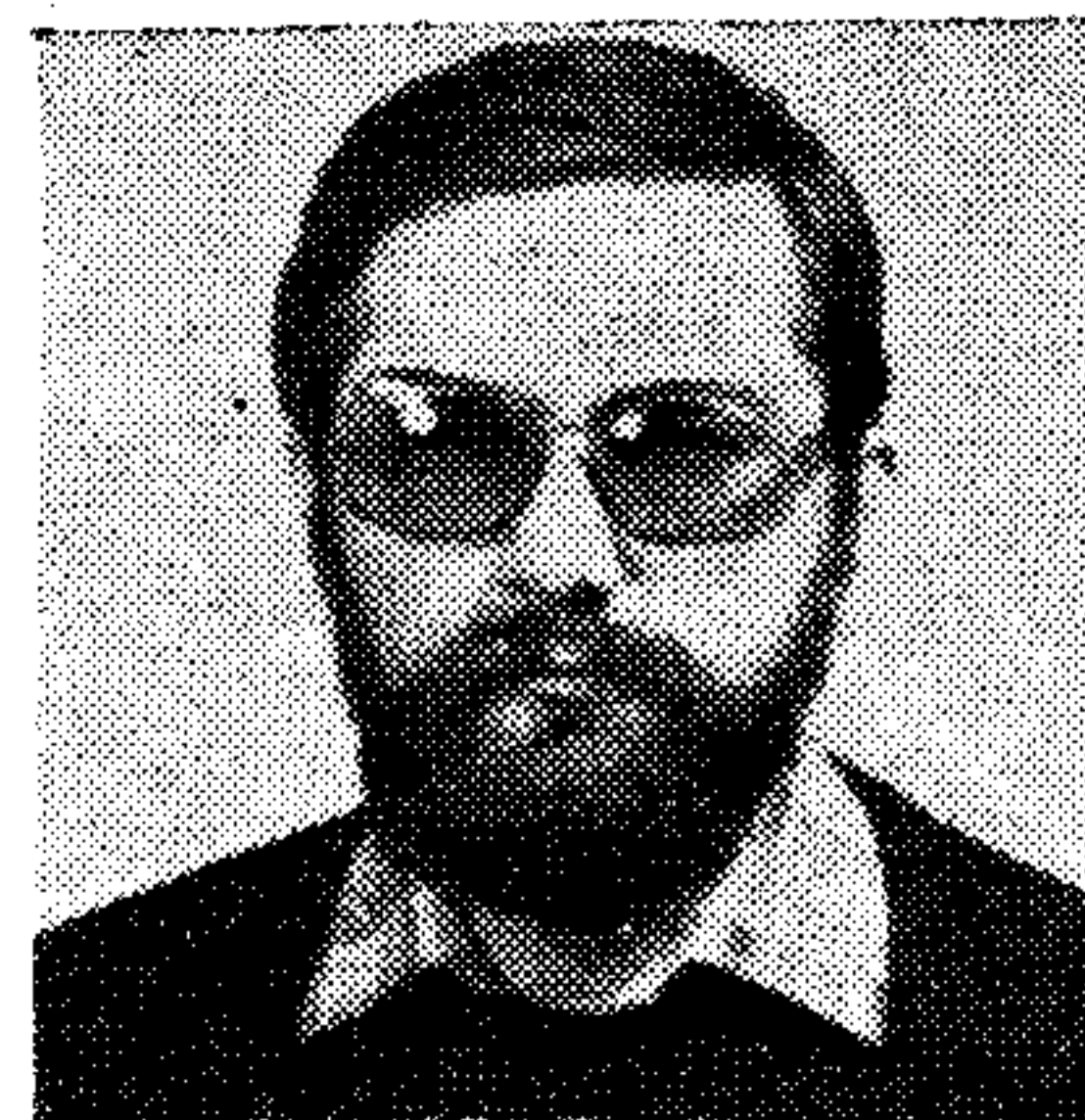
HENCZ CSABA

Főbb műszaki adatok

ET 100/WG vobblergenerátor					
frekvencia tartomány:	0,2...1620 kHz az ET 100T/A mérőadóval	sávszélesség	önállóan szélessávú, ill. 20 Hz vagy 1,74 kHz az ET 100 T/V mérővevővel		
frekvencia beállítás:	0,05...40 kHz opcióként beépített egységgel	illesztett bemeneti impedanciák	75, 135, 150, 600 Ohm $\pm 5\%$		
frekvencia felbontás:	a fix. ill. a start-stop frekvenciaértékek megadásával	asszimmetrikus bemenetek szinttartomány	- 50 dB (- 40 dBm)... + 20 dB		
frekvencia pontosság:	1 Hz	kisfrekvenciás bemenet	0,05...40 kHz		
előre programozott lökethatárak:	$\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 1$ Hz	szélessávú bemenet	2...1620 kHz		
vobbulálás:	60-180 kHz, 312-552 kHz, 12-252 kHz, 12-280 kHz, 60-1300 kHz	KF bemenet	az ET 100T/A KF jelének (6 kHz) fogadására		
frekvenciaváltozás lineáris, mindkét irányban azonos sebességű		szimmetrikus bemenetek szinttartomány	- 40 dB (- 30 dBm)... + 20 dB		
egyirányú frekvencialépések száma	256	kisfrekvenciás bemenet szélessávú bemenet	0,2...20 kHz 2...1620 kHz		
SCAN üzemmód		referencia szint	1 dB-es lépésekben állítható		
előre programozható frekvenciaértékek száma	650	szinthitelesítés	automatikus, 1 dB-es behúzási tartománnyal		
egy frekvenciasorozat max. hossza	256	szintmérési hibák lineáris torzítás	$\pm 0,2$ dB (0 dB-es referenciaszintnél)		
lépésidő beállítása		szintosztók hibája	$\pm 0,1$ dB (0 dB-re vonatkoztatva)		
WOB üzemmódban	1...390 ms, 1 ms felbontóképességgel	kijelzési dinamika-tartományok a referenciaszintre vonatkoztatva	tartomány	linearitás hiba	
SCAN üzemmódban	1...100 s, 0,1 felbontóképességgel	mérőegyenirányító megjelenítés	+ 4... - 19,4 dB	$\pm 0,2$ dB	
tárolás, visszahívás	lehetőség van 10 start-stop frekvenciérték és 10 lépésidő érték tárolására és visszahívására	szolgáltatások	+ 2... - 9,7 dB	$\pm 0,1$ dB	
KIMENETEK		mérési eredmény tárolás	+ 1... - 4,85 dB	$\pm 0,05$ dB	
vezérlőjel az ET 100T/A és ET 100T/V részére	2460,2...4080 kHz, - 15 dB, 75 Ohm		abszolút átlagérték		
vezérlőjel x-y író részére	5 V _{pp} háromszögjel, 2 kOhm		23 cm-es képsővel kialakított 256 x 256 pontos grafikus display segítségével		
opcionális kisfrekvenciás egység			raszterháló		
frekvenciatartomány	0,05...40 kHz asszimmetrikus		mozgatható amplitúdó- és frekvenciamarkerek		
frekvenciamenet	0,1...20 kHz szimmetrikus $\pm 0,2$ dB (1 kHz-re vonatkoztatva)		programozható elektronikus toleranciaséma		
kimeneti szint	+ 10...40 dB (1 dB-es lépésekben állítható)		kezelési és hibajelzésre utaló alfanumerikus üzenetek egyidejűleg tárolható öt mérési eredmény sorozat és öt toleranciaséma képezhető a mérési eredmények különbsége		
osztópontosság	$\pm 0,1$ dB (0 dB-re vonatkoztatva)	KIMENETEK			
kimeneti impedancia	0 Ohm, 600 Ohm	távgépiró	0-40 mA egyszeresáramú, 50 Baud		
TÁPLÁLÁS	220 V + 10... - 15% 50-60 Hz, kb. 55 VA	V24 interface	50, 100, 200, 600, 1200, 2400, 4800 Baud		
ET 100/KR KARAKTERISZTIKA RAJZOLÓ		video kimenet	ösztett videojel 1 V _{pp}		
frekvencia tartomány	0,05...1620 kHz	TÁPLÁLÁS	220 V + 10 - 15% 50-60 Hz, kb. 65 VA		
frekvencia beállítás	az ET 100/WG vobblergenerátorral				

Az INTEL D-2920 analóg mikroprocesszor alkalmazása

FAZEKAS DÉNES
Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

Az INTEL D-2920-at kifejezetten analóg feladatok megoldására fejlesztették ki. Segítségével olyan feladatokat is könnyen meg lehet oldani, melyek korábban sok fejtörést okoztak a tervezőknek. Ilyenek pl. nagypontosságú szűrők, hullámforma generátorok, nemlineáris funkciók realizálása. A cikk foglalkozik a mikroprocesszor felépítésével és működésével. Speciális példákat is bemutat, amelyek telefoncsatorna foglaltság figyelésére szolgálnak.

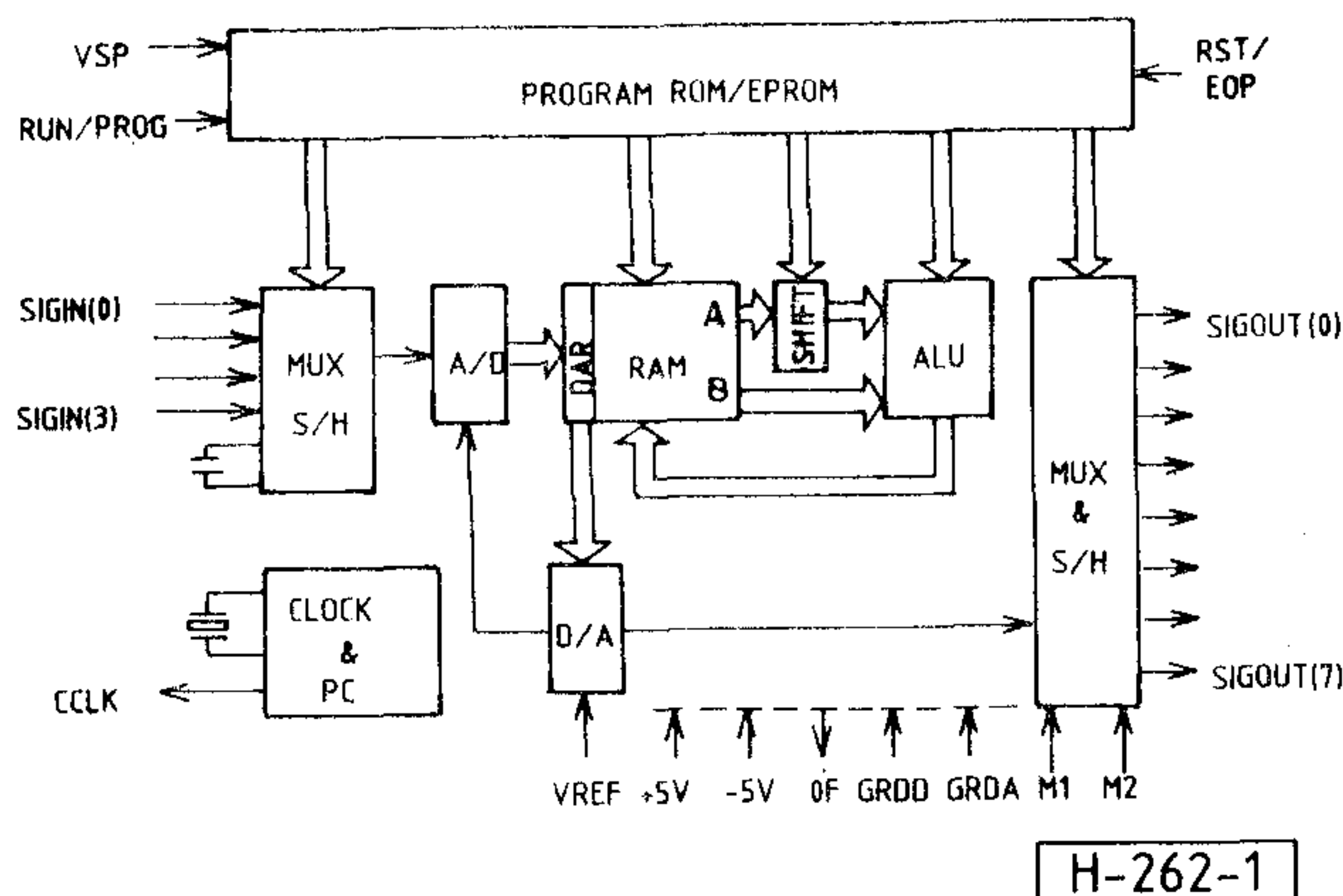
Bevezetés

A D-2920 egychip-es mikrocomputer, melyet kifejezetten analóg jelek real-time feldolgozására fejlesztettek ki. Tartalmazza a program memóriát, a RAM-regisztereket, a D/A és A/D konvertert, valamint az I/O áramköröket. A maszkprogramozott változat — ha a teljes program memóriát kihasználjuk — kb. 13 kHz-es mintavételi frekvenciával dolgozik. (Az EPROM-változat ennél valamivel lassúbb, a mintavételi frekvencia kb. 8,5 kHz.) Rövidebb program esetén ez az érték nagyobb, így a feldolgozható jel sávszélessége is megnő.

A mikroprocesszor felépítése, működése

Funkcionális egységek

A mikroprocesszor felépítése az 1. ábrán látható. A program a maximum 192 lépésben programozható programmemóriában található. Az aritmetikai egység tartalmazza a 40 szavas, tetszőleges hozzáférésű RAM-memóriát és az ALU-t. Ez



1. ábra. Az INTEL D-2920 felépítése

Beérkezett: 1986. XI. 5. (□)

FAZEKAS DÉNES
Diplomáját 1979-ben szerezte a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán 1982-óta dolgozik a Távközlési Kutató Intézetben. Digitális jelfeldolgozással foglalkozik, s

eddig munkája során több, a gyakorlatban alkalmazott analóg mikroprocesszoros egység fejlesztését végezte. Kutatási területe ezen kívül a nagy felbontóképességű, gyors A/D konverterek mérése.

utóbbi egyik bemenetén megjelenő adatok egy barrel shifter segítségével 2^n -nel szorozhatók ($-13 \leq n \leq 2$).

Az analóg rész a következőket tartalmazza:

- 4 bemenetű multiplexer,
- mintavevő-tartó áramkör,
- D/A-konverter,
- komparátor,
- kimeneti demultiplexer, 8 db mintavevő-tartó áramkörrel.

Egy speciális, DAR-nevű regiszter hozza létre a kapcsolatot a digitális és az analóg egységek között.

Analóg műveletek

A bemenő multiplexer által kiválasztott jel a mintavevő-tartó áramkörre kerül. Ezután a processzor A/D konverziót hajt végre, melynek eredménye, egy 9 bites szó (8 bit plusz előjel), a DAR-ban jelenik meg.

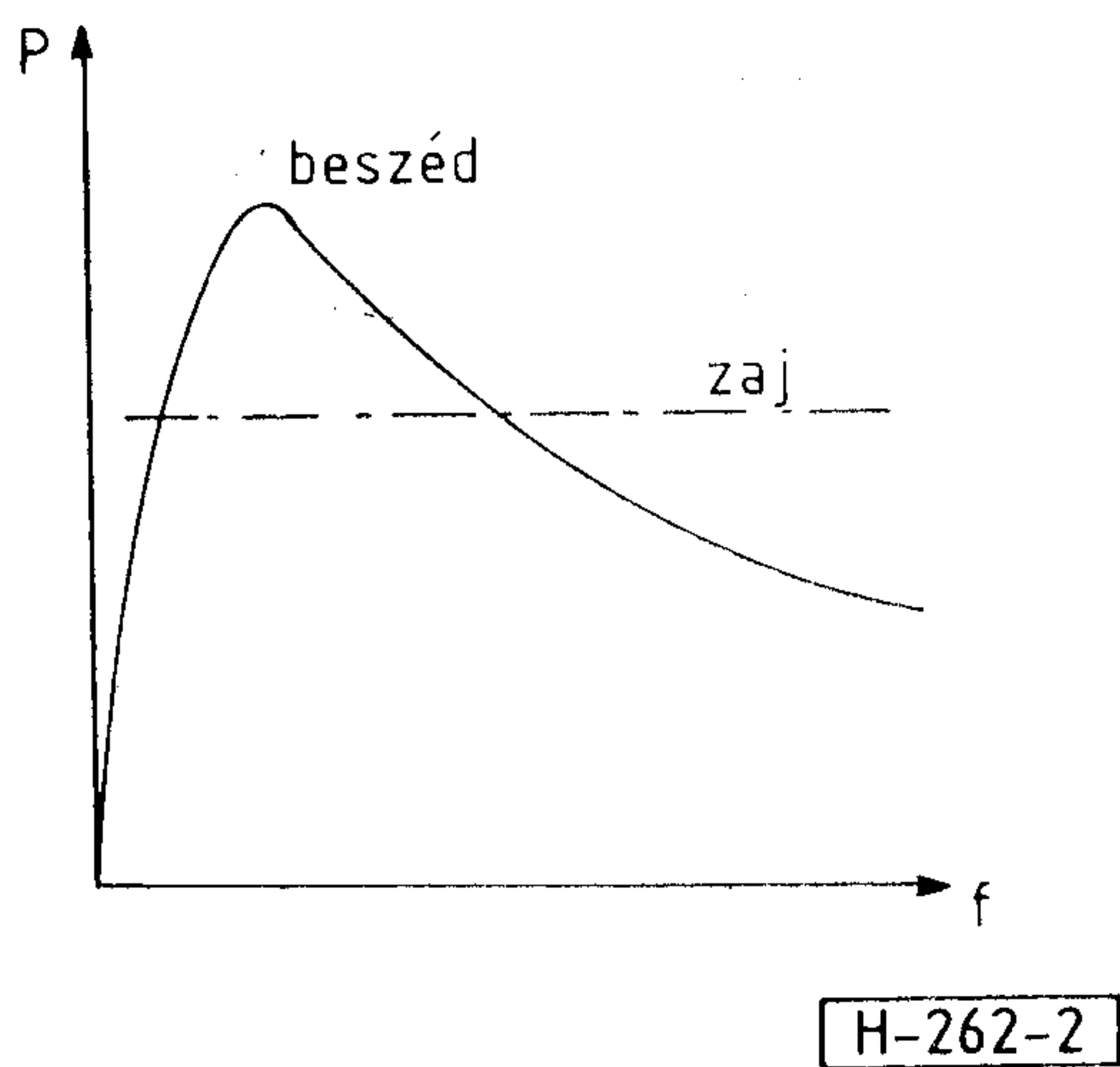
A feldolgozott jel kimenetre juttatásához a kiválasztott RAM-regiszter tartalmát a DAR-ba töltjük. Ezután a D/A-konverter jele a kimenő demultiplexer és mintavevő-tartó áramkör közvetítésével a 8 db kimenet egyikére jut.

Digitális műveletek

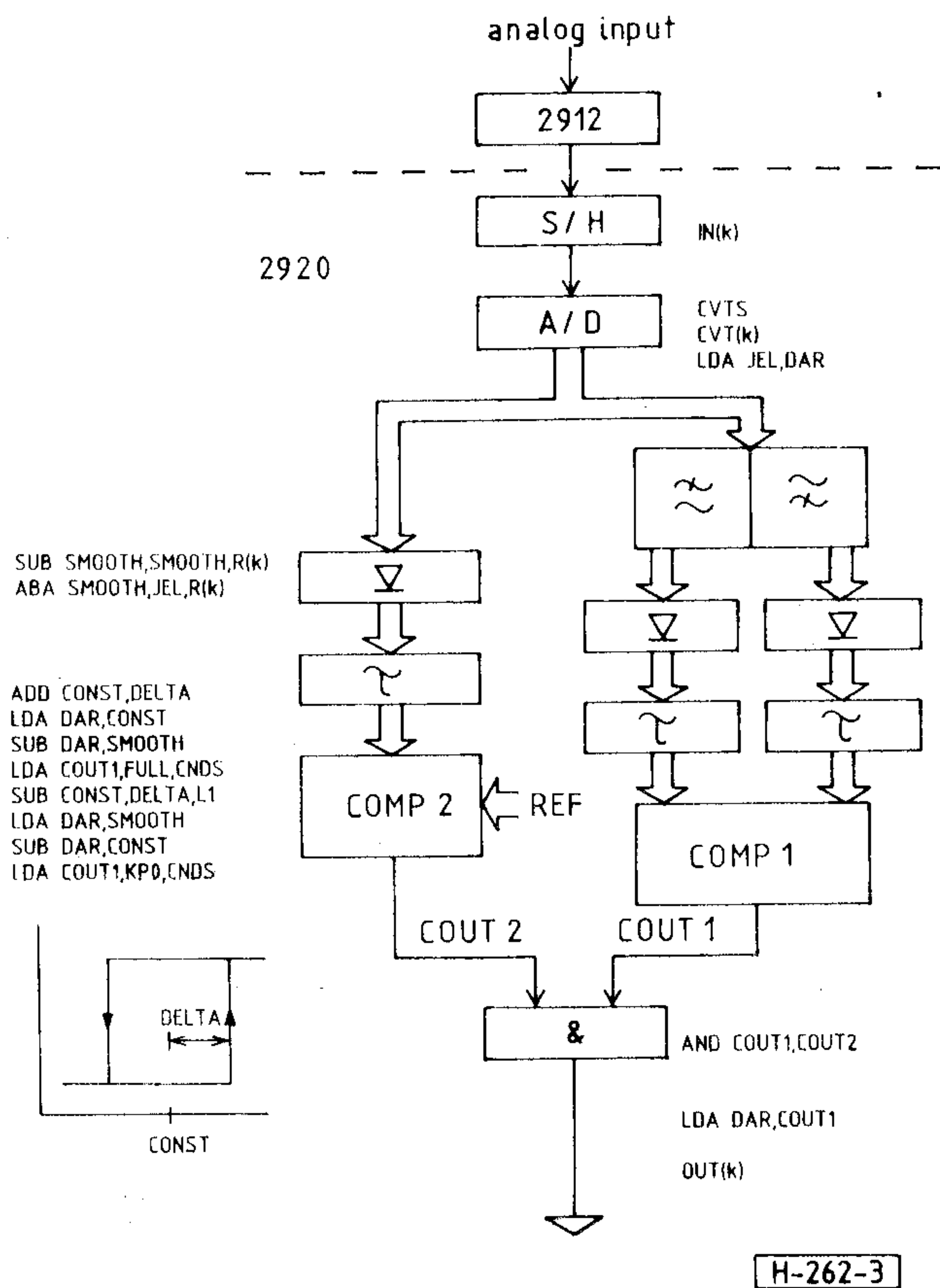
A digitális műveleteket a D-2920 az analóg műveletekkel egy időben végzi. A program egyszerre két RAM-regisztert címez meg (A és B regiszterek). Az ALU elvégzi a kijelölt műveletet, majd az eredményt B-be írja vissza.

Az elvégezhető digitális műveletek:

- értékadó utasítás (LDA),
- összeadás (ADD),
- kivonás (SUB),
- logikai szorzás (AND),
- kizáró vagy (XOR),
- abszolút érték képzés (ABS),
- egy regiszter tartalmához egy másik regiszter abszolút értékének hozzáadása (ABA),
- az ábrázolható legnagyobb és legkisebb érték előállítás (LIM).



2. ábra. Fehér zaj és beszéd jel spektruma



3. ábra. Fehér zaj és beszéd jel megkülönböztetése váltószűrővel

Az első négy művelet végrehajtása egy feltétel bit logikai állapotához is köthető. Ha ez „0”, akkor az adott utasítás helyett egy üres utasítás kerül végrehajtásra.

Alkalmazási példák

A mikroprocesszor felépítésének, működésének rövid áttekintése után bemutatunk két megvalósított, a gyakorlatban is működő alkalmazási példát.

Első példa

Egy adott információátvételi csatornáról meg kell állapítani, hogy az foglalt-e. — Azaz, van-e

rajta terhelés, és ha igen, az hasznos-e. (Jelen esetben hasznos terhelésen a beszéd jelet értjük.)

A megoldásnál abból indulunk ki, hogy a vizsgált csatornán esetleg megjelenő zaj a 200–2500 Hz tartományban fehér zaj jellegű (2. ábra), a beszéd jel teljesítménye ezzel szemben a magasabb frekvenciákon erősen csökken.

A jelfeldolgozás folyamatábrája a 3. ábrán látható. A mintavételezés miatt szükséges sávkorlátozást egy 2912 típusú áramkör végzi. A további feldolgozás már a processzoron belül történik.

A jelet mintavételezzük (S/H), majd A/D konverziót hajtunk végre. A jel útja itt elágazik. Az egyik út egyenirányítás és szűrés után egy komparátorra vezet. A komparátor referenciája egy software úton programozott konstans. Amennyiben a beérkező jel nem éri el ezt a szintet, úgy azt minden esetben zajnak tekintjük — függetlenül az egyéb jellemzőitől.

A másik út egy digitális váltószűrőre vezet. A keresztelési frekvenciát úgy választottuk meg, hogy ha a szűrő bemenetére beszéd jellegű jel kerül, akkor az aluláteresztő kimeneten jelenik meg a nagyobb teljesítmény.

A szűrőkimenetek jelét a korábbiakhoz hasonlóan egyenirányítjuk és simítjuk. Egy differenciál komparátor dönti el, hogy melyik a nagyobb, azaz, a jel spektruma beszéd vagy zaj jellegű.

A zaj/beszéd döntés túlságosan gyakori ingadozásának elkerülésére a komparátor megfelelő hiszterézissel rendelkezik.

Ezután nézzük meg, hogy a 2920 segítségével hogyan realizálhatók az előzőekben leírt funkciók.

A mintavevő-tartó az $IN(k)$ analóg utasítással valósítható meg. Itt k a kiválasztott bemenet száma, értéke 0 és 3 között lehet. Tekintve, hogy a tartó kapacitás feltöltődéséhez szükséges idő általában több, mint egy utasítás végrehajtási ideje, az IN utasítást néhányszor meg kell ismételni.

Az A/D konverzió a DAR-regiszter nullázásával kezdődik, pl. LDA, DAR, KP 0. Ezután a CVTS, CVT (k) utasításokkal szukcesszív approximációs A/D konverziót hajtunk végre. A konverzió közben tekintettel kell lenni a D/A konverter beállási idejére, ezért a CVT utasítások között üres analóg utasításokat kell hagyni.

A konverzió útján kapott érték a DAR-ban található, mivel várhatóan többször is fel fogjuk használni, célszerű áttölteni egy külön regiszterbe, az LDA JEL, DAR utasítással.

Az egyenirányítás és simítás igen egyszerűen, mindössze két utasítással elvégezhető. Legyen SMOOTH az a regiszter, amelyben a simítás után az eredményt kapjuk. A program a következő:

SUB SMOOTH, SMOOTH, $R(k)$,

ABA SMOOTH, JEL, $R(k)$.

— Azaz a SMOOTH regiszterből kivonjuk a saját, 2^k -nal osztott értékét, majd a következő lépésben hozzáadjuk a bemenő jel ugyanannyival osztott értékét.

Ennél valamivel bonyolultabb a hiszterézises komparátor: a komparálási szintet meghatározó konstans értékét a pszeudoregiszterekből állítjuk elő és betöltjük a CONST-regiszterbe. A hiszterézis

hasonlóan előállított értéke a DELTA-regiszterben található. Első lépésként előállítjuk a hiszterézis tartomány felső határát:

ADD CONST, DELTA.

Ezután CONST-értékét áttöltjük a DAR-ba, és kivonjuk belőle SMOOTH-értékét.

Ha DAR a kivonás után negatív, akkor a komparátor bemenetére adott jel nagyobb, mint a felső komparálási szint, a COUT1-regiszterbe „1” írható. Ezt végzi el az

LDA COUT1, FULL, CNDS

utasítás. (Full-regiszterbe korábban $1-2^{-24}$ értéket töltöttünk be.) A CNDS-feltétel megadásával a processzor csak akkor végzi el a műveletet, ha a DAR-előjel bitje 1. Ellenkező esetben egy üres utasítást (NOP) hajt végre.

Az alsó komparálási szinttel való összehasonlítás — amint az a 3. ábrán látható — hasonlóan történik.

Visszatérve az elágazáshoz, látjuk, hogy a jel a másik úton egy váltószűrőre kerül. Az egyenirányító és simító algoritmus hasonló az előzőekben ismertetetthez, ugyanez mondható el a differenciálkomparátorról is.

Az eredmény a két komparátor kimenetének logikai ÉS függvénye. Áttöltve ezt az értéket a DAR-ba az

LDA DAR, COUT1 utasítással, a kimeneten OUT(k) -val jelenítjük meg.

(Itt k a kiválasztott kimenet száma, $0 \leq k \leq 7$.)

Második példa

A feladat hasonló az előbbihez, azzal a kiegészítéssel, hogy egy mikroprocesszorral több csatorna jelének feldolgozását végezzük el, és a csatornákon megjelenő távíró jelet is hasznos jelnek kell tekinteni.

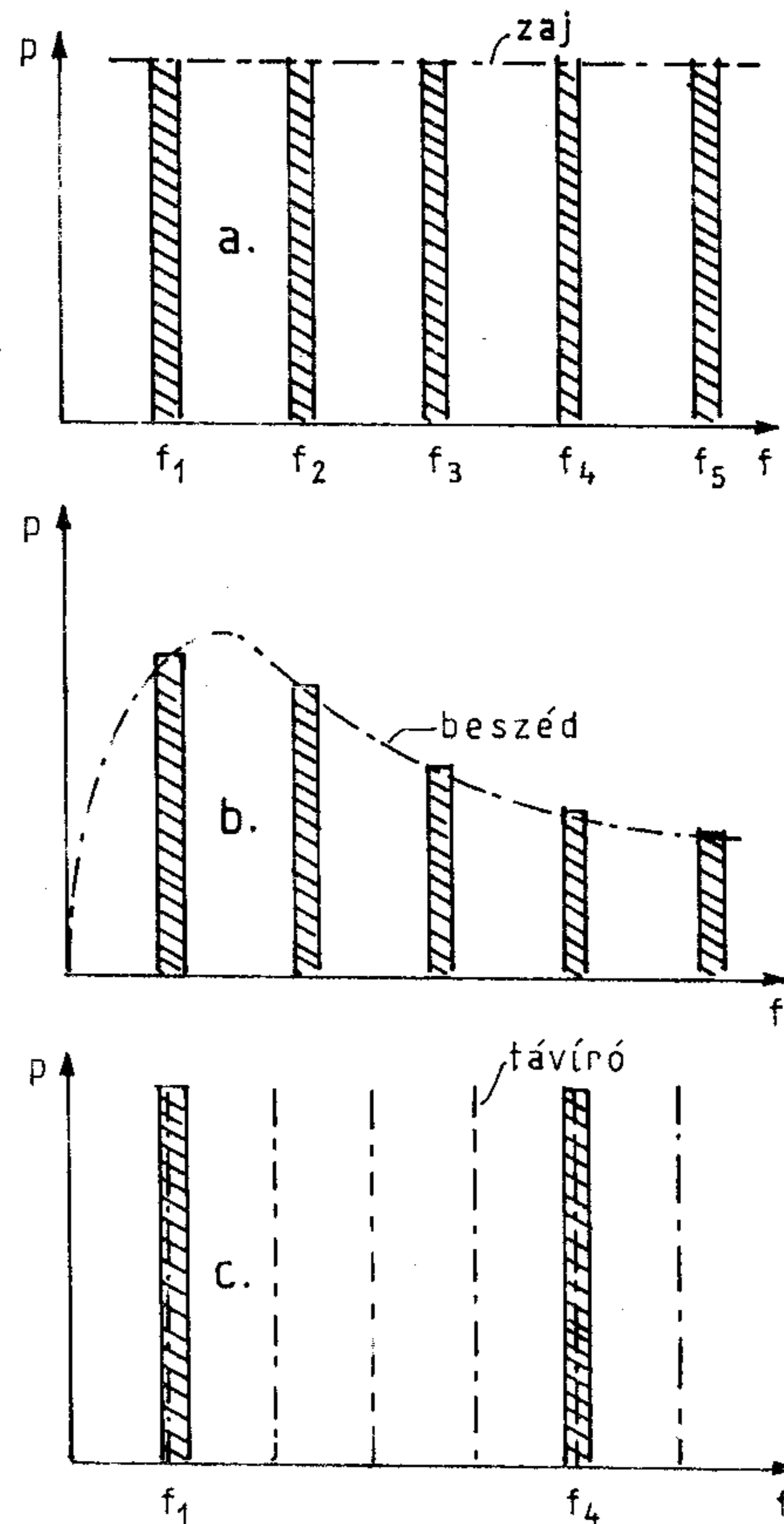
A döntés itt is spektrális jellemzőkön alapul. Megvizsgáljuk a jel teljesítményét 5, néhányszor 10 Hz-es frekvencia tartományban. A 4. ábrán ezeket $f_1 \dots f_5$ -tel jelöltük. Ez az öt pont 200 és 2500 Hz között úgy helyezkedik el, hogy 6, 12 vagy 24 csatornás távíró jel esetén is legyen legalább egy olyan sáv, amelyik egybe esik valamely távíró frekvenciával (pl. a 4c. ábrán f_4), és legyen legalább egy olyan sáv, amelyikbe nem esik távíró jel (pl. f_5).

Az egyes frekvencia tartományokban megjelenő teljesítményeket alkalmas időállanóval simítva a következőt tapasztaljuk: fehér zaj esetén az egyes sávokban mért teljesítmények aránya 1-hez tart. Beszéd jel esetén a mért minimum és maximum között jelentős az eltérés. Távíró jel esetén lesz olyan sáv, ahol csak a csatorna alapzaj teljesítménye mérhető, és olyan is, ahol teljesítmény maximumot kapunk.

A jel feldolgozásának folyamatábráját az 5. ábra mutatja.

A csatorna kiválasztást egy analóg multiplexer végzi. Utána a már ismert 2912 sávkorlátozó szűrőt látjuk.

Olyan digitális sáváteresztő szűrőt, amelynek karakterisztikája változtatható, bonyolult létrehozni, ezért a program egy fix karakterisztikájú szűrőt és egy változtatható frekvenciájú oszcillá-



H-262-4

4. ábra. Az információ átviteli csatorna jelei és a kiválasztott frekvenciasávok közötti kapcsolat

tort tartalmaz. Az oszcillátor frekvenciája T időnként változik. A frekvenciákat úgy választottuk meg, hogy keverés után a bemenő jelnek a korábbiak szerint kiválasztott tartományai jussanak a sáváteresztő szűrőre, azaz $f_{oszc}^k = f_{BP} - f_{in(k)}$.

A jel átlagos teljesítményét a T időtartamra az

$$\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt$$

alapján kapjuk meg. Ezt jelen esetben úgy valószínűsítjük meg, hogy a sáváteresztő szűrő kimenő mintáit négyzetre emeljük és T ideig összegezzük. Mivel számunkra az így kapott értékek hányadosa az érdekes, ezért a T -vel való osztás elhagyható.

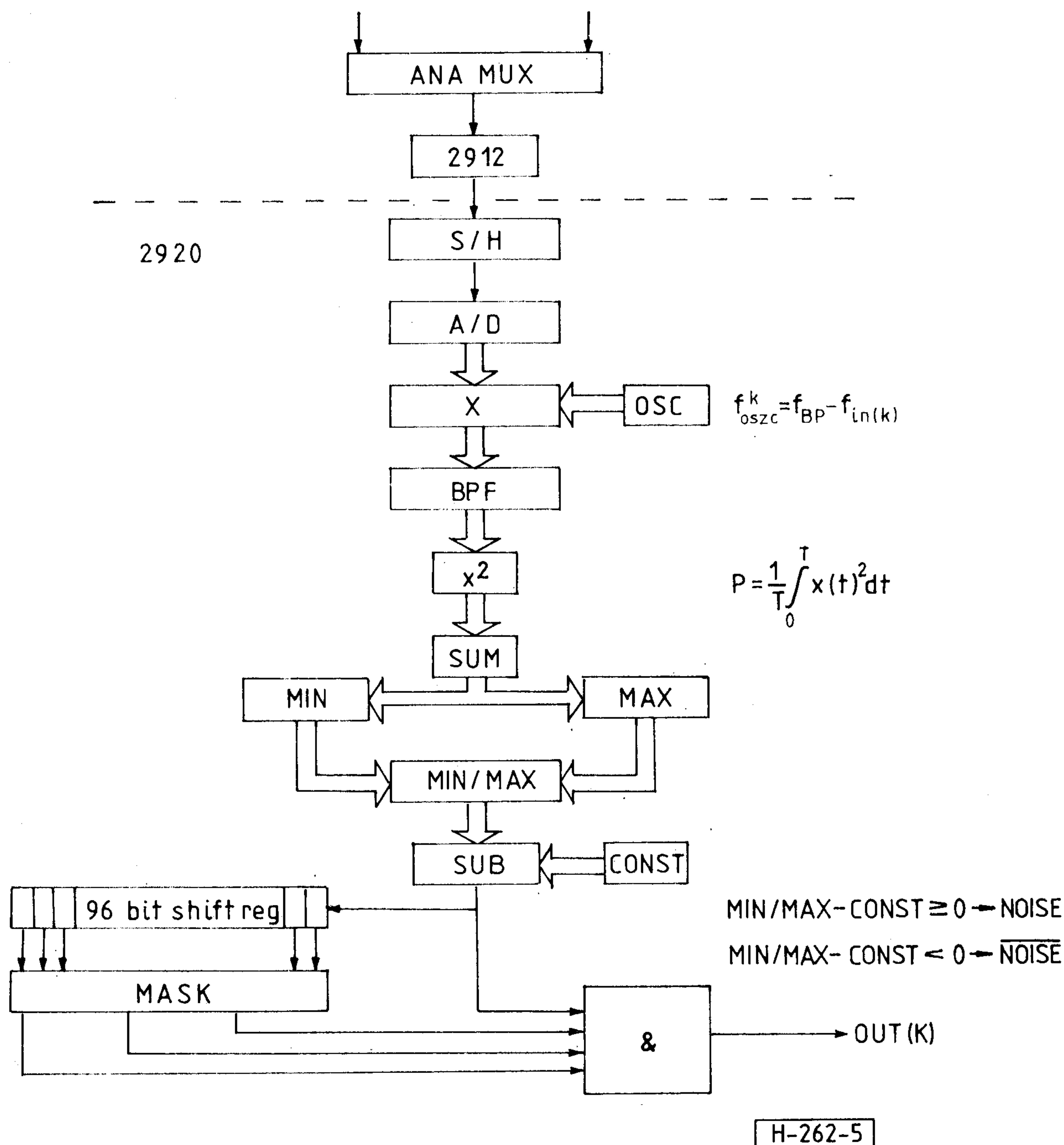
Egy csatorna vizsgálata öt lépésben történik. Az elsőben az oszcillátor f_{oszc}^1 frekvenciát állít elő. Keverés és szűrés után a kapott mintákat négyzetre emeljük és T ideig összegezzük. T idő elteltével az összeget beírjuk a MIN és MAX regiszterekbe és nullázzuk az összeget korábban tartalmazó SUM-regisztert.

A következő négy lépésben az összegzés hasonló módon történik, azonban a T időtartamok végén megvizsgáljuk, hogy teljesül-e a

SUM < MIN vagy

SUM > MAX feltétel, és ha szükséges, a MIN vagy MAX értékét felülírjuk.

5 T idő elteltével meghatározzuk a MIN/MAX



5. ábra. Foglaltságfigyelés sáváteresztő szűrő segítségével

arányt. Ha ez kisebb, mint egy előre megállapított konstans, azaz $\text{MIN/MAX-CONST} > 0$, akkor a vizsgált jel táviró vagy beszéd jel, ellenkező esetben pedig zaj.

Ezután a processzor egy impulzussal a következő csatornára lépteti az analóg multiplexert, és az öt lépésből álló ciklus újra kezdődik.

Az eddigiekből kiderül, hogy egy csatornát csak igen rövid ideig (kb. 300 ms) vizsgálunk, ezért ha csak egy vizsgálat eredményére hagyatkoznánk, kicsi lenne a valószínűsége annak, hogy helyes döntést hozunk. — Gondoljunk csak pl. a szavak, mondatok között tartott szünetekre, amikor a csatornán csak annak saját zaja észlelhető.

Elfogadható értékű lesz a helyes döntés valószínűsége, ha az ugyanazon csatornán végzett korábbi mérések eredményét is figyelembe vesszük.

Az ismerttetett áramkör 32 csatorna figyelését végzi. Ha a három utolsó döntést a szokásos módon tárolni akarjuk, ez összesen 96 RAM regisztert igényel. — Viszont a 2920-nak csak 40 RAM regisztere van. Kihasználhatjuk azonban, hogy a tárolandó információ 0-k és 1-ek sorozata, és hogy egy regiszter hossza 24 bit. 4 db 24 bites regiszterből software úton kialakítottuk egy 96 bites shift regisztert, amelybe sorban betöltjük az egyes mérések eredményét. A shift regiszter tartalmát a csatornák váltásával szinkronban léptetjük. Az

így tárolt 96 bitből egy software maszk segítségével kiválasztjuk azt a hármát, amely az aktuális csatornán végzett korábbi vizsgálatok eredményét hordozza. Ha a rendelkezésünkre álló négy bit logikai szorzata „1”, a csatorna szabadnak tekinthető, ellenkező esetben beszéd vagy távíró forgalom zajlik.

Összegzés

Az itt ismertetett példákból is látható, hogy analóg

mikroprocesszor alkalmazásával egy sor analóg áramkör megépítését, bemérését kerülhetjük el. Az áramkörök tervezése jelentősen egyszerűsödik, egy analóg mikroprocesszoros egység több feladat megoldására is felhasználható, hardware változtatás nélkül. Az áramkörök tervezése során a software fejlesztés kerül előtérbe.

I R O D A L O M

[1] INTEL: 2920 Analog Signal Processor Design Handbook.

(Folytatás a 368. oldalról)

A Nordie Mobile Telephone System-et a vilg legnagyobb — Skandináviában kialakított — mobil telefonrendszerét 1986. végén új frekvenciasáv beiktatásával kívánják bővíteni, ami a cellás rádióhálózat jelenlegi kapacitását mintegy megnégyszerezi. Az új 900 MHz-es frekvenciasáv, amely a meglévő 450 MHz-es sávot egészíti ki, a hálózat csatornáinak számát 180-ról 1999-re növeli. Az új frekvenciasáv nem csupán a zsúfoltságot enyhíti majd, hanem a hangminőséget is javítja.

A skandináv országok távközlési szervezetei közös fejlesztésével létrehozott NMT hálózatnak jelenleg 200 ezer előfizetője van Norvégiában, Svédországban, Dániában és Finnországban, Izland csatlakozása pedig a közeljövőben várható.

A rendszert a Benelux-államokba, Spanyolországba, Indonéziába, Ausztriába, Malajziába, Szaúd-Arábiába, Thaiföldre és Tuniszba is exportálják.

(Science and Technology — newsletter on industry and research in Sweden, 1986. március.)

Kiemelt elektronikai termékcsoporthoz külföldi kereskedelmének adatai Finnországban:

	1985. millió finn márka	Változás %-a 1984-hez
EXPORT		
Kábelek és vezetékek	768	+ 30
Távközlési technika	762	+ 29
Számítógépek és irodagépek	760	+ 117
Alkatrészecskék	408	+ 30
Háztartási gépek	373	+ 29

	1985. millió finn márka	Változás %-a 1984-hez
IMPORT		
Számítógépek és irodagépek	2350	+ 16
Alkatrészecskék	1457	+ 14
Háztartási gépek	989	+ 11
Szórakoztató elektronika	944	- 7
Távközlési technika	784	+ 37
Installációs anyagok	711	+ 13

(VTRT Világpiaci Tükör, 1986/5.)

Д-р. Ференци, П.:

Влияние ограничения ширины полосы пропускания на дубинарный цифровой сигнал

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 8.

В европейской системе непосредственного тв вещания со спутника будет использован новый метод кодирования с временным уплотнением аналоговых составляющих телевизионного сигнала, под названием MAC (Multiplexed Analogue Components), разработанный в EBU. В варианте D2-MAC Packet системы MAC, цифровой сигнал звука данных передается с помощью дубинарного кодирования. В статье рассматриваются искажения дубинарного сигнала, проходящего через узкополосного канала и даются практические выводы.

Д-р Божоки, И.—Гила, Й.:

Испытание особенностей модуляции — конвертации и переходных процессов инжектированных осцилляторов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 8.

Авторы анализируют поведение инжектированных осцилляторов под действием модулированных и инжектированных сигналов связи. Анализ обосновывается на основе обзора одночастотной зависимости описания, с учетом действия находящегося в схеме циркулятора. Особенности модуляции и конвертации испытываются в частотном диапазоне и определяет матрица конвертации. Переходное поведение описывается в диапазоне времени и получают результат в отношении времени синхронизации. Выясняют явление дрожания возникшее по ходу синхронизации. Для доказательства теоретических результатов разработан метод измерения с помощью которого доказываются принципиальные расчеты.

Б. Киши, А.:

Влияние ухудшений качества передачи последовательно включенных ИКМ каналов на передачи данных звуковой частоты

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 8.

Рост количество аппаратуры ИКМ в аналого-цифровых системах связи требует анализ ухудшений качества передачи информации не только аналогового типа (а например передача данных). В статье рассматриваются необходимые документы МККТТ. Приводятся сведения об изменении параметров последовательно включенных ИКМ каналов от количества этих каналов в лабораторных условиях. Анализируются изменения параметров передачи данных при последовательно включенных ИКМ каналов, находящихся между модемами типа МККТТ V. 23. и V. 26. — и влияний этих изменений на частоте ошибок передачи данных, даются выводы на основе результатов измерения.

Маньоки, З.:

Термическое окисление и внутреннее геттерирование

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 8.

Метод внутреннего геттерирования все чаще применяется в технологии получения сложных ИС. Автором проводились эксперименты для выяснения взаимодействия между геттерированием и термическим окислением кремния. Установлены необходимость длительного отжига для образования достаточного количества зародышей, а также благополучное действие атомов углерода в кристалле на их образование. Определена взаимная связь между длительностью жизни неосновных носителей заряда и количеством геттерирующих центров.

Д-р Матаи, Г.:

Точки зрения проектирования измерительной головки с полупроводниковыми диодами для измерения мощности на СВЧ

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 8.

Статья исследует вопросы проектирования широкополосных измерительных головок с полупроводниковыми диодами для измерения мощности. Детально знакомит анализом детектора, примененного к преобразователю мощности, изучает влияние омического нагрузочного сопротивления детектора на динамический диапазон и чувствительность измерительной головки. Полученные в статье результаты облегчают проектирование широкополосных детекторов и измерительных головок с полупроводниковыми диодами для измерения мощности.

Д-р Весели, Д.:

Дистанционное-поле метод для определения потери в излучении стеклянного волокна

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 8.

Híradástechnika XXXVIII. évfolyam, 1987. 8. szám

Точное вычисление потери в излучении стеклянного волокна применяемого в технике связи приводит к очень сложной формуле. Для случая малого расхождения по индексу предлагается метод Snyder. Данный метод был использован нами для вычисления потери излучения, в следствие поверхностной неравномерности и микрокрутизны.

Фазекаш, Д.:

Применение аналогового микропроцессора ИНТЕЛ Д-2920

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 8.

ИНТЕЛ Д-2920 был разработан для решения задач аналогового типа. При помощи его легко можно решить и такие задачи которые раньше представили большие трудности инженерам-конструкторам. Такими являются реализация фильтров повышенной точности генераторов выводов колебания, нелинейных функций. В статье рассматриваются вопросы построения и работы микропроцессора. Представляются специальные примеры, служащие для наблюдения занятости телефонного канала.

* * *

Dr. Ferenczy, P.:

Wirkung der Bandbreitebegrenzung auf das dubinare Digitalsignal

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 8.

Die europäische direkte Satelliten-Fernsehsendung wird für die Übertragung von Bild- und Tonsignalen, sowie für Datenübertragung eine neue von EBU ausgearbeitete Kodiermethode verwenden, und zwar das sogenannte MAC (Multiplexed Analogue Components) System der zeitgeteilten Analogkomponenten. Ein Mitglied der MAC Familie das D2-MAC/packet überträgt die digitalen Ton- und Datensignale mit duobinärem Kod durch das Kanal. Der Artikel zeigt uns diejenigen Verzerrungen dieses duobinären Signals vor, welche vom Durchgang dieses Signals über eine Kanal schmalen Bandes stammen. Es werden ferner die daraus gezogenen praktischen Schlussfolgerungen festgestellt.

dr. Bozsóki, I.—Gila, J.:

Analyse der Modulations- Konversions und Transient-Eigenschaften der injektierten Oszillatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 8.

Die Autoren analysieren das Verhalten der injektierten Oszillatoren unter Einfluss der Modulations- und geschaltet injektierten Signale. Die Analysis gründet sich auf Ansicht der Beschreibungsfunktion einer Frequenz und berücksichtigt die Wirkung des im Stromkreis sich befindlichen Zirkulators. Die Modulations-Konversionseigenschaften werden im Frequenzbereich geprüft und die Konversions-Matrix wird auch festgelegt. Das Transientverhalten wird in einem Zeitbereich abgeschrieben und davon wird das Ergebnis bezüglich der Synchronisierzeit bekommen. Auf das während der Synchronisierung auftretende Jitter Symptom wird eine Erklärung gegeben. Zur Bestätigung der theoretischen Ergebnisse wird eine Messmethode entwickelt, mit der die theoretischen Berechnungen beweist werden

B. Kiss, A.:

Übertragungsqualitätsminderung der seriell-geschalteten PCM-Kanälen bei der Übertragung im Sprachband

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 8.

In gemischten (analog-digital) Netzen werden immer mehrere PCM-Einrichtungen verwendet, dadurch ist notwendig die Bewertung der Qualitätsverschlechterung der Signale -die nicht im Sprachform übertragen werdendurchzuführen. Nach einer Zusammenfassung der CCITT -Arbeiten in diesem Gebiet werden im Artikel unter labormässigen Bedingungen durchgeführten Messungen für die Übertragungsparameter der seriell-geschalteten PCM-Kanälen in Abhängigkeit von Kanalzahl erläutert. Weiterhin werden Übertragungs-Fehlerrate geprüft die durch Änderung der Übertragungsparameter verursacht werden, falls zwischen die Übertragungsmodems verschiedener Typ (CCITT V. 23 und V. 26) seriell-geschalteten PCM-Kanäle geschaltet sind. Auf Grund der Messungen werden Schlussfolgerungen gezogen.

Mányoki, Z.:

Die thermische Oxidation und das Intrinsic Gettern in Siliziumkristallen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 8.

Die Anwendung des intrinsic Getterns in der Technologie der hochintegrierten Schaltkreisen findet immer weite Verbreitung. Die Wechselwirkung dieser Technologie mit der verschiedenen Prozess-Schritten ist noch aber nicht geklärt. Es wurden Untersuchungen zur Beschreibung der Wechselwirkung des Getterns mit der thermischen Oxidation durchgeführt. Es konnte behauptet werden, dass die Zeitdauer der

s. g. zweiten thermischen Behandlung genügend lang gewählt werden muss, damit ein höherer Präzipitationsgrad erreicht werden kann. Den selben Effekt kann auch der hohe Kohlenstoffgehalt des Kristalls hervorrufen. Es existiert eine Korrelation zwischen der Rekombinations-Lebensdauer der Minoritätsladungsträger im Substrat und dem Präzipitationsgrad.

Dr. Mátay, G.:

Dimensionierungsprobleme des Mikrowellen-Leistungsmesskopfes mit Halbleiterdiode

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 8.

Der Beitrag behandelt die Dimensionierungsprobleme der breitbandigen Leistungsköpfe mit Halbleiterdioden. Es befasst sich ausführlich mit der Analysis des als Leistungs-Messwertgeber, verwendeten Detektors untersucht die Wirkung des Gleichstrom-Abschlusswiderstandes an den Dynamikbereich und an die Grenzempfindlichkeit des Messkopf. Die Ergebnisse des Beitrages erleichtern die Dimensionierung der breitbandigen Detektoren und der Leistungsmessköpfe mit Halbleiterdiode.

Dr. Veszely, Gy.:

Fernfeldmethode zur Feststellung der Strahlungsverluste von Glasfasern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 8.

Die exakte Rechnung der Strahlungsverluste der fernmeldetechnischen Glasfasern führt zu sehr komplizierten Formeln. Im Falle von geringen Indexdifferenz, hat Snyder eine Annäherungsmethode empfohlen. Diese Methode wird vom Verfasser für die Rechnung der durch Flächenunebenheiten und Mikrokrümmungen verursachten Strahlungsverluste angewendet.

Fazekas, D.:

Einige Anwendungen des analogen Mikroprozessors INTEL D292

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 8.

Der INTEL D 2920 wurde ausdrücklich für Lösung analoger Aufgaben entwickelt. Mit seiner Hilfe können auch solche Aufgaben leicht gelöst werden, die vorher viele Schwierigkeiten für die Entwickler bereiteten, wie z. B. die Verwirklichung von Filtern mit hoher Präzision, von Wellenformgeneratoren und die Realisierung von nichtlinearen Funktionen. Der Artikel befasst sich mit dem Aufbau und der Wirkungsweise der Mikroprozessors. Er stellt auch spezielle Beispiele vor, bei denen die Belegung von Fernsprechkämen beobachtet wird.

* * *

Dr. Ferenczy, P.:

Effect of band limiting on duobinary digital signals

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 8.

The European direct broadcasting satellites will be using the MAC (Multiplexed Analogue Components) coding system developed by the EBU for the transmission of picture and sound/data signals. One member of the MAC family, the D2-MAC/Packet system makes use of the duobinary coding to transmit the digital sound/data signal through the broadcast-channel. The paper shows the distorting effect of the narrow-band channel and draws conclusions for the practicing engineer.

Dr. Bozsóki, I.—Gila, J.:

Transient and modulation conversion properties of injection-locked oscillators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 8.

Kurokawa's injection-locked oscillator model is analysed for the case of modulated (or of switched) injecting signal. The analysis is based on the sinusoidal input describing function method and takes also the

effect of a circulator into account. The modulation conversion is analysed in the frequency domain: the conversion factors are determined at a given modulation frequency. The transient behaviour is analysed in the time domain: locking time and the source of the jitter are determined. For the verification of the theoretical results a measuring setup has been developed.

B. Kiss, A.:

Effect of Transmission Impairments on Voiceband Data with PCM-Channels in Tandem

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 8.

In mixed analog-digital networks the increase in the number of PCM sections necessitates the estimation of impairments for non-speech signals (e. g., data transmission) as well. After summing up the relevant CCITT documents the paper presents how the transmission performance of PCM channels varies corresponding to the number of channels. Then the paper focusses on the rise in data error rate on different types of modems (CCITT Recommendations V. 23 and V. 26) caused by transmission performance of PCM channels connected in tandem, and a conclusion is drawn on basis of tests.

Mányoki, Z.:

Thermal oxidation and intrinsic gettering in silicon

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 8.

The use of intrinsic gettering has been widely spread in the VLSI-, ULSI-technologies. However, its interaction with other technological processes needs more research. Experiments have been carried out to investigate the interaction between intrinsic gettering and thermal oxidation. For effective gettering a long-time nucleation heat-treatment and high carbon concentration is needed. A correlation between the minority carrier recombination lifetime and the quantity of precipitated oxygen has been obtained.

Dr. Mátay, G.:

Design considerations of a microwave power meter mount with semiconductor diodes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 8.

This paper discusses designing points of wideband microwave power meter mounts with semiconductor diodes. It deals in detail with the analysis of a detector used for power sensing, discusses the effect of a DC load resistance of the detector on the dynamic range and the sensitivity of the power meter mount. The results obtained and published in this paper may make the design of wideband detectors and power meter mounts with semiconductor diodes easier.

Dr. Veszely, G.:

Far-field Method for the radiating Loss of Fibreglasses

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 8.

The exact calculation of the radiating loss of fibres leads to extremely complicated expressions. An approximate method was proposed by Snyder, which is applicable in the case of small index difference. This method is used to calculate the radiating loss caused by surface imperfections and microbendings.

Fazekas, D.:

Application of the INTEL D2920 analog microprocessor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 8.

The INTEL D—2920 has definitely been developed for analog purposes. Several tasks, having caused a lot of trouble to the designers earlier, can be solved with its help. Such are e. g. high precision digital filtering, generating different wave-forms, realizing non-linear functions, etc. The article deals with the basic structure and operation of the microprocessor. Special signal processing units implemented with analog microprocessor are introduced that give information about signals on a telefon line.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. A szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja a Delta Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató Leányvállalat, 1093 Budapest, Közraktár u. 4. Telefon: 175-200. Felelős kiadó: Budai Ferenc főigazgató. Révai Nyomda Egri Gyáregység. Felelős vezető: Horváth Józsefné dr. igazgató.

*

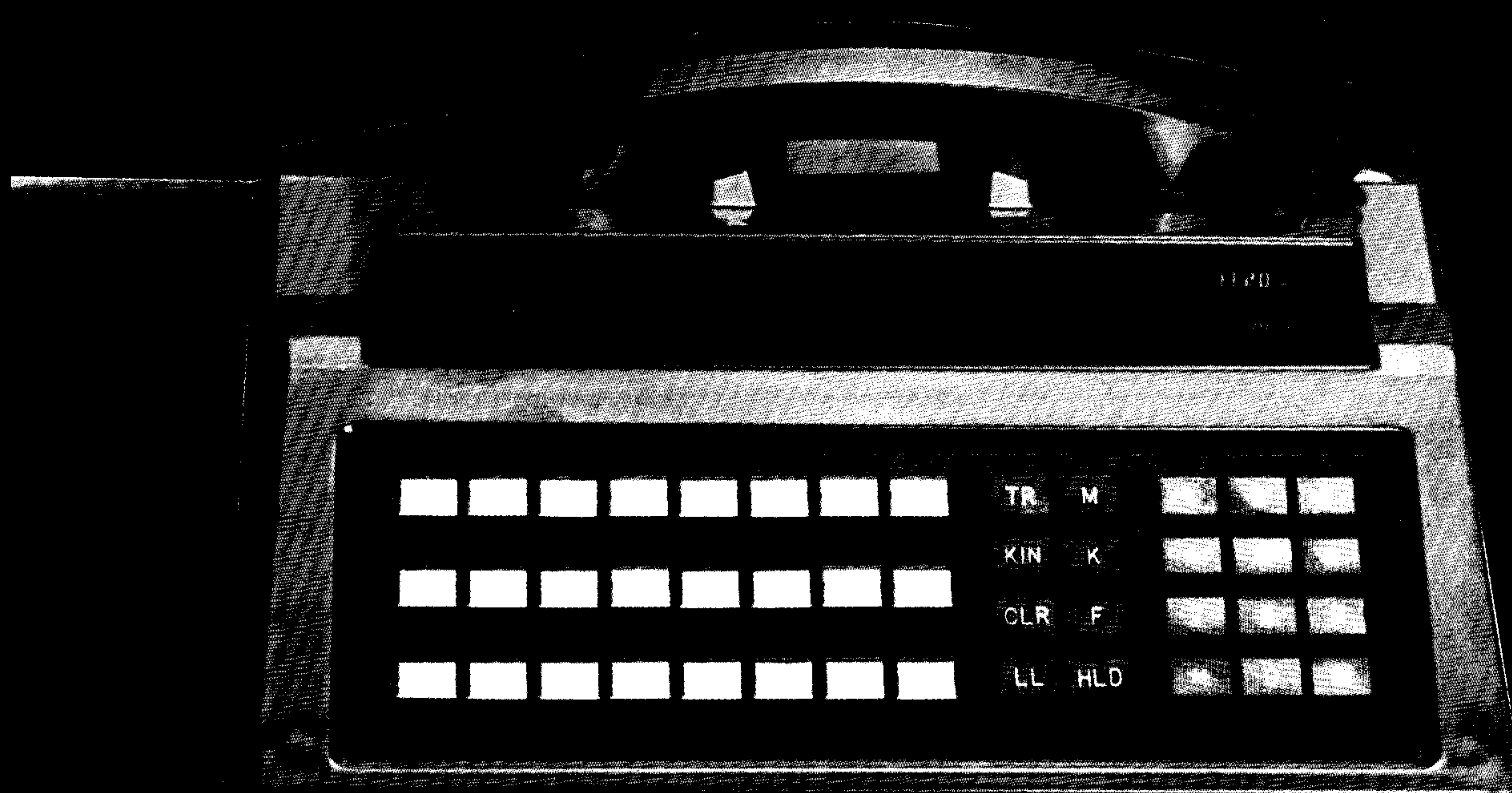
Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a hírlapkézbesítő hivataloknál és a Posta Hírlapelőfizetési és Lapellátási Irodáján, 1900 Budapest V., József nádor tér 1., vagy átutalással a 215-96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Egy szám ára: 30,— Ft. Előfizetés negyedévre: 90,— Ft, félévre: 180,— Ft, egy évre: 360,— Ft. Külföldön terjeszti a Kultúra Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, 1389 Budapest, pf. 149. és a Magyar Média 1392 Budapest, pf. 279. 86-253.

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375



ELEKTRONIKUS FŐNÖK-TITKÁRI BERENDEZÉS



BHG Híradástechnikai Vállalat

1509 BUDAPEST, POSTAFIÓK 2.- XI., FEHÉRVÁRI ÚT 70. • TELEFON: 453-300 - TELEX: 22-59-33



SZÜKSÉGTELEN FELESLEGESEN VÁRAKOZNIÁ ELEKTRONIKUS FŐNÖK-TITKÁRI TÁVBESZÉLŐ BERENDEZÉSEINK



korszerű, kényelmes,
megbízható készülékek,
melyek biztosítják
munkatársai gyors
elérését, valamint
konferencia
megbeszélések
lebonyolítását is.

(folytatása a belső borítón)



BHG Híradástechnikai Vállalat

1509 BUDAPEST, POSTAFIÓK 2.- XI., FEHÉRVÁRI ÚT 70. TELEFON: 453-300 - TELEX: 22-59-33