

HÍRADÁS- TECHNIKA

**A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA**

9

TARTALOM

JUTASI ISTVÁN: A technológiai távközlés kialakulása, jelenlegi és jövőbeni szerepe	257
DR. KERPÁN ISTVÁN: A Fourier-transzformáció és a híradástechnika	261
Pályázati felhívás	270
Egyesületi hírek	271
DR. BERCELI TIBOR—JUHÁSZ KÁLMÁN—NAGY WALTER—SELLEI TIBOR: Gunn- és IMPATT diódás oszcillátorok	273
PÁLINSZKI ANTAL: Pontatlanul beállított haranggörbe-erősítő gyors lefutású színátmenetekre gyakorolt torzító hatásának vizsgálata SECAM-rendszerű televíziós átvitelnél	280
Szemle	279, 284
Tartalmi összefoglalások	286
Обобщения	286
Zusammenfassungen	287
Summaries	287
Résumés	288

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL, DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, MÉREY IMRÉNÉ. — Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ.
Telefon: 495-098

HÍRADÁSTECHNIKA

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

Készült az Egyetemi Nyomda fennállásának 400. évében



77.1634 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

JUTASI ISTVÁN

Kőolaj- és Gázipari Tervező Vállalat

A technológiai távközlés kialakulása, jelenlegi és jövőbeni szerepe

ETO 62:621.39:654

A távközlés, mint ismeretes, a hírközlés azon ága, amely kétirányú információcserét villamos eszközökkel valósít meg.

A távközlés nem műszaki oldalát tekintve, általánosságban egyfajta szolgáltatás — a kétirányú információcsere lehetőségének biztosítása —, így kezelhető terméket nem állít elő és nem is forgalmaz. Ezen belül a távközlés különösképpen személyes szolgáltatás; mindenkinek igénye és jártassága szerinti saját készüléke van, amelyen át kapcsolatba kerül a távközléssel.

A nemzeti vagyonnak azt a részét, amely közvetlenül nem szolgálja sem a javak létrehozását, sem azok elfogyasztását, de amely a termelés-elosztás-fogyasztás folyamatának zavartalan mozgásterét, az úgynevezett edényrendszert hivatott biztosítani — infrastruktúrának nevezik.

A távközlési berendezések a nemzeti vagyon jelentős részét képezik, azonban sem anyagi javak termelését, sem fogyasztását közvetlenül nem szolgálják; ugyanakkor rendkívül fontos szerepük van a termelés-elosztás-fogyasztás zavartalan folyamatának biztosításában.

A fentiekből következik, hogy a távközlés általában az infrastruktúra fogalma alá tartozik. A világ legtöbb országában ezt a fajta távközlési szolgáltatást állami feladatként (monopolhelyzetben) látják el, leginkább a postaigazgatások szervezetében.

A távközlés nem műszaki oldalán létezik egy speciális, egy kevésbé közismert terület, amely személytelen szolgáltatást nyújt és mindenkor mint valamilyen adott technológiai folyamat vagy rendszer szerkesztő tartozéka.

A távközlés ez utóbbi, speciális területét nevezzük technológiai távközlésnek, illetve szűkített értelmében magát a hálózatot zárt célú távközlő hálózatnak.

A nemzeti vagyonnak ezt a speciális távközlést megalapozó részét, mivel közvetlenül részt vesz az anyagi javak termelésében-elosztásában-fogyasztásában, strukturális távközlési vagyonnak nevezzük.

A technológiai távközlés kialakulása

A XIX. sz. technikai forradalma, a gőzgép feltalálása, a gépi nagyipar létrejötte, a nemzetközi árucseréforgalom kialakulása lehetővé és egyúttal szükségessé is tette a tömegmértű szállítási feladatok megoldását.

Szárazföldi viszonylatokban a szállítási feladatok gazdaságos és egyben biztonságos megoldását a modern vasútközeledés megteremtése hozta magával. Az első gőzmotort vontatású vasút Angliában 1825-ben létesült, majd Magyarországon 21 évvel később 1846-ban Budapest—Vác között indult meg a vasúti forgalom. Ezt követően a vasútépítés olyan lendületessé vált, hogy a századforduló idején már a száz-ezer lakosra jutó vasútvonalak hossza elérte a 87 km-t, vagyis több mint Ausztriában, annyi mint Angliában és kicsivel kevesebb mint Németországban, ahol 91 km (1).

A vasutak gazdaságos üzemeltetésében a sebesség növelése döntő tényező, ugyanakkor a megnövekedett sebesség nem csökkentheti a biztonságot. A vasúti forgalom sebességének növelését, közvetve ugyan de mégis Morse 1873-ben napvilágot látott találmánya, a távíró tette lehetővé.

Hazánkban a vasúti forgalom megindulásával egy időben kezdődött meg a távíróhálózat kiépítése is. Az Osztrák — Magyar Monarchia területén Bécs és Brünn között 1846. dec. 19-én fejeződött be az első távíróvonal kiépítése, amelyhez 1847. dec. 26-án Pozsonynál csatlakozott Magyarország. Az épülő távíróhálózat, nemcsak időben hanem — amint erről még napjainkban is meggyőződhetünk — nyomvonalában is követte a vasúti hálózatot.

Jellemző a távíró gyors és a vasúttal párhuzamos elterjedésére, hogy Magyarországon 1867-ben 181 állami kezelésben lévő és 144 vasúti távíró állomás volt üzemben (2).

A távíró az információtovábbítás sebessége terén a korábbi lehetőségekhez képest forradalmi változást hozott, továbbá újszerű módon a kezdő és a végpon-
ton is írásos bizonylatot szolgáltatott. A vasúti forgalom biztonsága megkövetelte a távíró mindkét emlí-

tett tulajdonságának kihasználását, vagyis, hogy az információ megelőzze a vonatot, továbbá, hogy az információnak nyoma maradjon.

A morzetávíró a vasúti forgalom állomások közötti irányításának szerves részévé és nélkülözhetetlen eszközévé vált, amit úgy tekintethetünk, mint a technológiai távközlés kezdetét.

A vasúti távírógépek javítására 1876-ban már 10–12 műszerészt foglalkoztató műhelyt hozott létre Neuhold János, ahol 1878-ban már a Morse-rendszerű távírógépek hazai gyártását is megkezdték — lerakva ezzel hazánkban a híradástechnikai ipar alapjait. Ez a cég volt a mai Telefongyár jogelődje.

Amikor Bell 100 évvel ezelőtt a philadelphiai világkiállításon találmányát, a telefont bemutatta, a távíró már 40 éves múlta tekinthetett vissza. Természetesen a vasútnál is megkezdődött a távbeszélő-hálózat kiépítése a sajátos vasútüzem technológiájának megfelelően. Speciálisan vasútüzemi célra készült az Agar-féle, telefonnal kombinált váltóáramú vasúti harangjelző berendezés, amelynél a harangjelző vezetéket felhasználva az állomások és őrházak között felfűzős rendszerben távbeszélő-kapcsolat létesíthető. Az Agar-féle harangjelző berendezések hazai gyártása 1898-ban megindul a Telefongyár hajdani elődjénél (3).

A távíró — írásos jellegéből következően — megjelenésétől kezdve a mai napig is a vasúti forgalom irányításának (engedély a vonatindításhoz, lejelentése az áthaladt vonatoknak, stb.) nélkülözhetetlen eszköze.

A telefon a szóbeli utasítások és jelentések közlését teszi lehetővé a forgalom és a fenntartás számára egyaránt.

A távközlés ezen két klasszikus eleme, amint a felsorolásból kitűnik, a vasúti forgalom megindulásának kezdetétől szervesen összetartozik a vasútüzemmel, a forgalommal, a fenntartással, vagyis a vasúti szállítás technológiájával — így jogos ezt a fajta információváltást technológiai távközlésnek nevezni.

Csőtávvezetéken történő szállítás

Az egyre fokozódó szállítási feladatok megoldásában a csővezetéki szállítás az elmúlt ötven év alatt egyre nagyobb szerepet kapott.

A csővezetéki szállítás eredete az ókorban keresendő. Időszámításunk előtti IV. század végén Róma vízellátására a Via Appián megépült az első nagy vízvezeték, az Aqua Claudia. A vízvezetékek Rómától 30–70 km távolságban levő hegyek forrásait a több emeletes árkádok rendszerén felépülve vezették a városba. Maradványaik ma is láthatók.

A csővezetéki szállítás újjászületését a motorizáció, a gépkocsi elterjedése, az egyre növekvő mennyiségű kőolajigény kielégítésére irányuló törekvés hozta magával.

Az olajfogyasztók ellátására nagyméretű tartályhajókból és távvezetékekből álló szállító szervezetek jöttek létre. A távvezetéki szállítás Észak-Amerikában és a Közel-Keleten már a 30-as években elterjedt, míg Európában csak a 60-as évek elejétől kapott hangsúlyozottabb szerepet.

Hazánkban a 40-es évek elején a zalai olajmezőről kiindulva, a Balaton déli partját követve, a csepeli olajfinomítóig kiépült az ún. MAORT vezeték. Ez a vezeték ma is üzemben van, jelenleg azonban földgáz szállítására használják.

Az a szervezet, amely a szénhidrogéneknek a termelő mezőtől a fogyasztóig történő eljuttatását végzi, általában hármas tagozódású:

- termelő vállalat,
- szállító vállalat,
- felhasználó (fogyasztó) vagy újabb szállító (hajó).

Tekintve, hogy a termelő és a felhasználó között több száz, vagy több ezer kilométer távolság van, parancsoló szükségesség az, hogy a csővezetéken szállított szénhidrogének kellő időben, kellő mennyiségben, biztonságosan érkezzenek el a célhoz.

E feladat gyakorlati megvalósításához, illetőleg a szénhidrogének szállításirányításához hazánkban érvényes előírások szerint információcserét kell biztosítani a távvezeték felügyeletét ellátó szolgálat (diszpécser) és a távvezeték indító-, átadó-, fogadó állomásai között.

Az információcserével:

- a diszpécser részére biztosítani kell mindazon adatokat, amelyek a szállítás irányításához szükségesek és amelyekből az üzemelés biztonsága megítélhető;
- az állomások részére biztosítani kell mindazon utasításokat, melyek normál üzemmenetnél és üzemzavar esetén élet- és vagyonbiztonsági szempontból szükségesek.

Az információcsere lebonyolításához:

- normál üzemvitelhez üzemi távbeszélőt, illetve távmérő, távjelző, távvezérlő feladatot ellátó telemechanikai berendezést kell biztosítani.

A fentiekén kívül a szállítóvezeték mentén megfelelő távolságokban járőrjelentkező helyeket kell kiépíteni, hogy a járőr a diszpécsernek a vonalról jelentést adhasson (4).

Az információcsere lebonyolításához fentiekben megkívánt üzemi távbeszélők és telemechanikai berendezések üzemét, valamint a járőrök jelentkezését a távközlési összeköttetések biztosítják, amelyek analóg módon a vasúti szállítás a technológiai távközlés fogalma alá tartoznak.

A telemechanika a „termelő-szállító-fogyasztó”-ból álló komplexum központi irányításának alább meghatározott korszerű eszköze (5):

A telemechanika a folyamatok és a berendezések ellenőrzésének és irányításának eszköze és módszere olyan viszonyok között, amikor nagy távolságokat kell áthidalni. Egyesíti magában az információ megszerzésének, továbbításának, kiértékelésének és feldolgozásának technikáját, vagyis a mérés-, az átvitel-, a számítás-, és a vezérléstechnikát.

A telemechanikai rendszer a külső állomásokról és a központból áll. A külső állomások mérési és jelzési adataikat meghatározott sorrendben küldik a központnak; illetőleg a végrehajtó szervekhez továbbít-

ják a központ által kezdeményezett vezérlési utasításokat.

A távirányítási rendszer felépítése általában olyan, hogy a diszpécserközpontban a távkezelő rendszer segítségével állandóan ellenőrizhetők az egyes technológiai objektumok jellemző paraméterei és ezek időbeli változásai. Megfelelő programozással az egész komplexumra kiterjedő egységes beavatkozási rendszer alakítható ki.

A telemechanika ugrásszerű fejlődését a számítástechnikai eszközök elterjedése hozta magával. Ezt megelőzően a központokban a feladatokat (lekérdezési sorrend, működéstétési parancs stb.) a telemechanikai berendezésbe fixen behuzalozták, így ennek megváltoztatása igen körülményes volt.

Jelenleg a telemechanikai rendszerek központjaiban kisebb-nagyobb számítógépet alkalmaznak, így a feladatok megváltoztatása, a rendszer átállítása (bővítése vagy szűkítése) mindössze rutin programozási feladatot jelent.

A számítógép hallatlanul megnövelte a telemechanika „intelligenciáját”. A kezelő személyzet ma már nem egyszerűen egy információhalmazt lát maga előtt a távolfekvő objektumról, hanem feldolgozott adatokat, tanácsokat, vizuálisan megjelenített állapotábrákat és igen gyakran még azt is, hogy mi várható néhány óra múlva.

A telemechanika a biztonsági és a környezetvédelmi feladatain kívül, jelentős társadalmi-gazdasági előnyt is jelent.

Például ott, ahol a gázvezetékhalózatot a telemechanikai rendszerrel szerves egységben tervezték, azt találták, hogy a viszonylag költséges telemechanikai beruházás ellenére az összberuházás 10–15%-kal olcsóbb lett, nem is szólva a 100 fős nagyságrendű felügyelő-fenntartó személyzet elmaradásáról.

A megtakarítás két fő forrásból származik:

- Elmarad az állandó emberi felügyelethez szükséges szociális, kommunális és más létesítmények építése.
- Az optimális szállítási útvonalak és menetrendek miatt csökkenthető a vezetékek átmérője és a nyomásfokozó kompresszorállomások száma.

(Minél összetettebb a hálózat, annál nagyobb megtakarítás érhető el.)

A meglevő csővezetékek telemechanizálása esetében jelentősen növelhető a hatékonyság és csökkenthető az egységnyi gázmennyiség szállítására jutó ráfordítás összege.

A csővezetéken történő szállítás technológiája nem nélkülözheti a folyamatirányítást, melynek komplex formában való automatizálása napjaink kiemelt feladatai között szerepel.

Automatikus Irányítási Rendszer (ASZU — Automaticsjeszkaja Szisztéma Upravlenija) nevet viseli az a fejlesztési program, amelynek célja a számítógép, a telemechanika, az automatika és a távközlés új komplex alkalmazása a KGST-országokon belül és azok között.

Az előzőekben vázoltak alapján látható, hogy a csővezetési szállításokhoz szervesen hozzátartozó techno-

lógiai távközléssel szemben mind a minőségi, mind a megbízhatósági követelmények szükségszerűen növekszenek, összhangban azzal a fejlődéssel, ahogyan a vezetékek üzemeltetése a kezdetleges (manuális) irányítási formából átalakul automatizált komplex irányítási rendszerre.

A technológiai távközléssel szembeni követelményrendszerben alapvetően meghatározó a kiszolgált technológia. Például a szénhidrogénszállító vezetékek technológiai távközlő rendszerének hibájából, üzemképtelenségből az irányítási rendszer csődjén kívül tetemes anyagi kár és jelentős környezeti károsodás keletkezhet vagy emberélet kerülhet veszélybe.

Mindezek miatt rendkívül fontos követelmény a technológiai távközlő rendszerrel szemben a használhatóság vagy más néven rendelkezésre állás előírt szinten tartása (6).

Logikus következménye a felsoroltaknak, hogy a technológiai távközlő rendszer üzemeltetőjét a távközlő rendszer meghibásodása, illetve üzemképtelensége következtében bekövetkező anyagi kárért, környezeti károsodásért vagy emberéletben következő veszteségért felelőség terheli.

A technológiai távközlés üzemeltetőjét tehát nem védheti a postáról és a távközlésről szóló 1964. évi II. törvény 14. §. (2) bekezdésének e), pontja, mely szerint a Magyar Posta nem felel a távközlési szolgáltatás nem, vagy nem megfelelő teljesítéséből eredő károkért (7).

Hazánkban a technológiai távközlést a műszaki-gazdasági különbségein túl, a szolgáltatással együttjáró felelőségviselés is megkülönbözteti az általános postai távközlési szolgáltatásoktól.

A technológiai távközlés jövőbeni szerepe

A tudományos-technikai forradalom az elmúlt 35–40 év alatt a természettudományos felfedezések és technikai újítások tömegét produkálta. Ugyanakkor gyökeresen átalakította az emberiség létfeltételeit a földön, ami magával hozta azt is, hogy a tudományos-technikai forradalom nem kizárólag a tudományban és a technikában, illetve annak kutató intézeteiben, laboratóriumaiban, hanem a társadalomban zajlik.

Az első vasúti gőzmozdony előtt még — mint információhordozó — piros zászlóval integető ember szolgált. Ma már az egyre nagyobb sebességgel közlekedő vonatok, a forgalom volumenének növekedése, az ezekkel kapcsolatos biztonsági követelmények megoldása: a vasúti közlekedés hatékonyra és gazdaságossá tétele egyre újabb és újabb területeken teszi szükségessé az elektronikus számítógépek felhasználását. Így biztosíthatók a tervszerű vonattovábbítások, rendezési folyamatok stb. Ehhez szükséges energiarendszereket (vontató járművek, gurító dombok, villás targoncák, emberi erő) az információs rendszereken keresztül a korszerű híradástechnika, a technológiai távközlés felhasználásával irányítják.

A társadalom gazdasági életében a szállítási feladatok ellátása mindenkor jelentős erőfeszítést követelt. A szállítási feladatok között is kiemelkedően fontos szerepet tölt be az energiahordozók különböző

fajtáinak szállítása. A tudomány közvetlen termelő-erővé válásának kiemelkedő példája az, ahogyan e területen az információelmélet és a kibernetika az energiahordozók szállítási technológiájának szerves részévé vált.

A társadalmi újratermelés folyamata vizsgálatának eredményei azt mutatják, hogy minden természeti és társadalmi folyamat (maga az újratermelés is) kétfajta mozgással jellemezhető:

- anyag (energia) átadás-átvétel,
- információátadás, -átvételel.

E két mozgásforma egymástól elválaszthatatlan, de arányuk változtatható.

Alapvető különbség a két mozgásforma között, hogy

- az anyag (energia) -átvitel változásokat okoz,
- az információátvitel kiváltja a változásokat.

Az anyag (energia) -átvitel azt jelenti, hogy az egyik rendszer anyagot (energiát) ad át a másik rendszernek; információátvitel esetében nem szükségképpen adódik át energia (illetve elhanyagolható), mivel az információra adott választ, a válaszadó a belső (helyi) energiaforrásaiból táplálja.

Például:

- a) ha egy biliárdgolyó egy másiknak ütközik, a második golyó az első golyó energiáját átvéve gurul tovább (ez az ok—okozati kapcsolat);
- b) ha megrúgunk egy kutyát, az nem a rúgás energiáját veszi át, hanem a saját belső energiáját felhasználva iramodik el, vagy ugrik ránk (ez az inger—válasz kapcsolat).

Az energiaszállítás területén, a fenti példával analóg módon oldható meg az alábbi feladat:

Biztosítani kell egy téglagyár gázellátását a szomszédságában haladó földgáztávvezetékéről. A távvezetékéről — tolózárrel ellátott — leágazó vezetékkel kell létesíteni, amely a gázdiszpécser-től mintegy 50 km. távolságban van.

A téglagyár gázigénye évszaktól függő (téli nem égetnek téglát), ami azt is jelenti, hogy az említett tolózárrel meghatározott időpontokban működtetni kell (tavasszal nyitni, ősszel zárni). A villanymotoros tolózár működtetésére két változatot vizsgáljunk meg:

- a) A motort tápláló villamosenergiát a diszpécserközpontból erősáramú kábelben a helyszínre vezetik. A tolózár működtetésére a diszpécser, a központban levő erősáramú kapcsolóval kapcsolja a motort tápláló villamosenergiát. Ez a változat a biliárdgolyókkal bemutatott példának felel meg, vagyis ok — okozati kapcsolat áll fenn a diszpécserközpontban kapcsolt villamos energia (ok) és a tolózár működése között (okozat).
- b) A motort tápláló villamosenergia a tolózár helyén áll rendelkezésre és az erősáramú kapcsolót a diszpécser távvezérléssel (pl. telemechanikai) működteti.

lót a diszpécser távvezérléssel (pl. telemechanikai) működteti.

Ez a változat a kutyás példának felel meg, mégpedig inger—válasz kapcsolat áll fenn a diszpécserközpontból kapott indító impulzus (inger) és a tolózár működése között (válasz).

A tolózár működtetésének mindkét esetében jelen van mind az anyag (energia) -átvitel, mind az információ átvitel, de a két mozgásforma arányában lényeges eltérés van.

Az a) esetben a motort működtető villamosenergia átvitele számára külön erősáramú kábelt kell kiépíteni, ugyanakkor e kábelben tetemes energiavesztéssel is számolni kell.

A b) esetben a motort működtető villamosenergia a helyszínen rendelkezésre áll, így elmarad a külön erősáramú kábel kiépítése, valamint e kábelben feltételezett energiavesztés is. Az indítóimpulzus átvitelét többszörösen kihasználható gyengeáramú kábel biztosítja.

Az a) és b) esetet összehasonlítva érzékelhető, hogy információátvitellel egyrészt beruházási költségek, másrészt energiamegtakarítás érhető el.

A technológiai távközlés jövőbeni szerepére vonatkozóan a kommunikációkutatás az alábbi megállapításokat teszi:

- A termelés folyamatában az anyag (energia) -átvitelt mind gyakrabban helyettesíti az információátvitel, s emiatt a távközlési vonalak a technológiai folyamat létfontosságú alkatelemeivé válnak.
- A társadalmi termelőtevékenység egyre szélesebb köre kapcsolódik az információk gyűjtéséhez, tárolásához, átadásához, feldolgozásához valamint a tervezéshez, ami megint nem más, mint a jövőre vonatkozó információk kidolgozása.
- Az előbbiekből következően a termelőfolyamatban létrehozott új használati érték mind nagyobb hányada kapcsolatos a távközlési folyamatokkal (8).

IRODALOM

- [1] Berend T. Iván.: Az infrastruktúra (háttérágazat) fejlesztése — történeti összefüggésben. Társadalmi Szemle, 1972. 12. szám.
- [2] Kas Oszkár: A magyar híradástechnikai ipar 100 éve. Híradástechnika 1975. ápr.
- [3] TERTA. 1976. Centenárium évi.
- [4] Gázipari Műszaki Biztonsági Szabályzat. V. Gáz- Kőolaj- és Kőolajtermék-szállító vezeték 1970. jún. 25.
- [5] Szénhidrogén-távvezetékek telemechanizálása. Technika. 1976. 1. sz.
- [6] Távközlő Rendszerek Megbízhatósága. Szótár. Értelmező szótár. KTE, HTE, 1974.
- [7] C.1. Távbeszélő-szabályzat.
- [8] Szecső Tamás: Kommunikációs rendszer — köznap kommunikáció. Akadémiai Kiadó, 1971.

A Fourier-transzformáció és a híradástechnika

ETO 517.982.43:621.39

A Fourier transzformációt (a továbbiakban röviden: FT) mértékadó forrás [1] azon néhány alapvető művelet között említi, amelyeket az új elektronikai módszerekre épülő számítógépektől várhatunk. Jelanalizátorok már ma is gyakran rendelkeznek FT-t végző kiegészítéssel [2]. Az FT-re és a számítógépes technika eszközeire támaszkodva készülnek jelvizsgálók, amelyek egy távbeszélő csatorna jeléből gyakorlatilag folyamatosan, azonos idejű feldolgozásban képesek a frekvenciaspektrumot meghatározni [3]. Ismételten egy klasszikus elméleti eszköz elterjedt munkaeszközzé válásának részesei lehetünk. A folyamatban — a számítógépes eszközök fejlődése, terjedése mellett — az FT numerikus kiszámítására alkalmas diszkrét Fourier transzformáció (DFT) és az utóbbi számítási műveletszám igényét lényegesen csökkentő gyors („fast”) Fourier transzformáció (FFT) játszanak nagy szerepet.

E cikk tárgya: a híradástechnika néhány FT-re vezető problémája, majd az FT, a DFT és az FFT lényege. Törekvésünk: viszonylag átfogó, az alkalmazási lehetőségeket felvillantó tárgyalás, mely követhető csupán a komplex számok és a valós függvénytan alapfogalmainak az ismeretében is — keresve az ennek megfelelő, az irodalomban szokásosnál helyenként eltérő tárgyalási módot. Az FT elemi trigonometrikus módszerekkel való bevezetése megtalálható [7]-ben, a főként a specialistának szóló közlések pedig a legtöbb érintett kérdésről [4], [5] és [6]-ban.

1. Néhány híradástechnikai feladat, amely konvolúció-integrálhoz vezet

1.1 Jel frekvenciaspektrumának mérése szelektív teljesítménymérővel

Vizsgáljunk egy olyan, hírközlő csatornából származó, elektromos jelet, amelynek előzőleg, tapasztalatilag megállapítottuk a következő tulajdonságait:

— Pillanatértékei az időben véletlenszerűen változnak;

— Időtartama összemérhetetlenül nagyobb, mint bármelyik, ténylegesen megvizsgált jelszakasz időtartama;

— A különböző, kellően hosszú idejű jelszakaszokból megállapított statisztikus jellemzők (pl. a mért pillanatértékek számtani átlagai stb. stb.) stabilitást mutatnak (különböző jelszakaszokból meghatározott jellemzők értékének az ingadozása kicsi, és a jelszakaszok hosszának növelésével csökkenő tendenciát mutat);

— Összteljesítménye véges, amely véges (vagy végtelen) nagyságú frekvenciasávon oszlik meg. Bármely differenciálisan kicsiny df frekvenciasávra csak differenciálisan kicsiny (vagy nulla) teljesítmény jut. Tehát nem találhatók a jelben olyan szinuszos (vagy egyenáramú) összetevők, amelyeknek a teljesítménye véges nagyságú (ha ilyen volt, azt előzőleg már elnyomtuk, „kiszűrtük”);

A fenti tulajdonságok mindegyikével rendelkező jeleket (determinisztikus komponens nem tartalmazó) stacionárius sztochasztikus jeleknek (röviden: SSJ-nek) fogjuk nevezni.

Az SSJ spektrumának elméleti jellemzésére használjuk fel azt a (frekvenciától függő) teljesítményt, amelyet egy df sáv szélességű, ideális karakterisztikájú (zérus áteresztő-, végtelen nagy zárócsillapítás, egyikről a másikra átmenet nélküli átugrás), 1 ohm valós és illesztett lezárások között dolgozó szűrő emelne ki a jelből, s amely teljesítményt felírhatjuk (1.1) szerinti kéttényezős szorzat alakjában:

$$s(f) \cdot df; \quad f \geq 0 \quad (1.1)$$

(1 ohmos, valós, illesztett lezárásokról lévén szó, a teljesítmény egyben akár a feszültség, akár az áram effektív értéke négyzetének a mérőszáma is!)

Az 1 Hz sáv szélességre vonatkoztatott teljesítmény f frekvencián:

$$\frac{S(f) df}{df} = S(f) \left[\frac{\text{teljesítmény egység}}{\text{frekvencia egység}} \right] \quad (1.2)$$

A jel összteljesítménye (lezárási feltételeink mellett):

$$P_{\text{össz}} = S_{\text{eff}}^2 = \int_0^{\infty} s(f) df \quad (1.3)$$

(1.3) egyben $s(f)$ definíciója is.

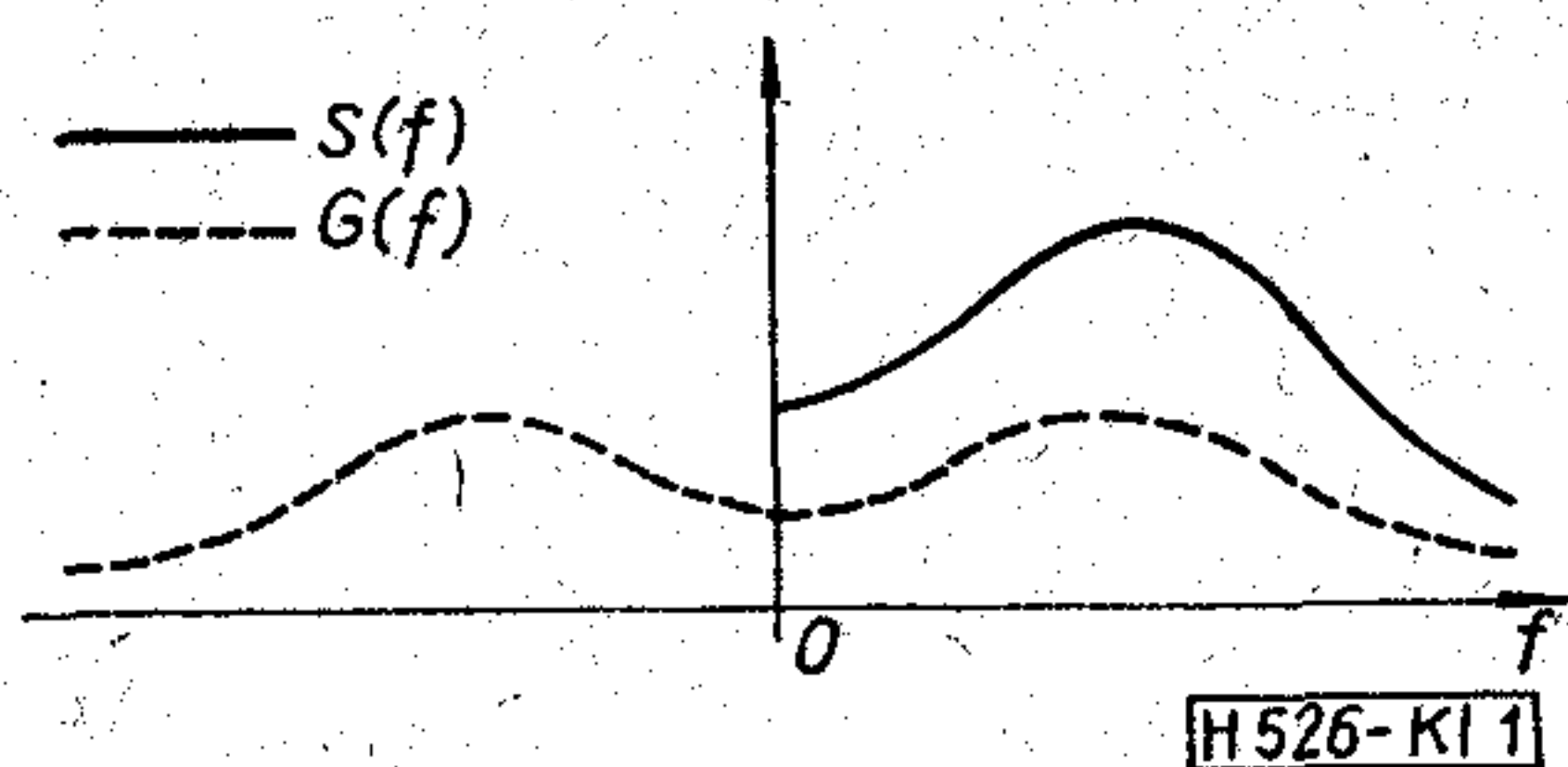
$S(f)$ felezésével és a függőleges tengelyre való tükrözésével (az 1. ábra példája szerint) vezetjük be a $G(f)$ teljesítményspektrumot:

$$\begin{aligned} G(f) &= \frac{s(f)}{2}, \\ G(-f) &= G(f) \\ -\infty &< f < \infty \end{aligned} \quad (1.4)$$

$$P_{\text{össz}} = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) df = 2 \int_0^{\infty} G(f) df.$$

Ha rendelkezünk egy teljesítménymérővel és egy „hangolható” sávszűrővel* (vagy nem hangolható

* Megj.: végeredményben ehhez jutunk „fix” szűrővel és hangolható vivőjű modulátorral (frekvencia transzponálóval) is.



1. ábra

szűrők sorozatával), és a szűrő változtatható sávközép-frekvenciája F , akkor a jelteljesítménynek gyakorlati mérésekkel megállapított frekvencia szerinti eloszlását a különböző F sávközép-frekvenciákra hangolt szűrő kimenetén levő összteljesítménnyel jellemezzük (itt és a továbbiakban is a már tisztázott lezárási feltételek mellett), melynek jelölése:

$$S_m(F); F \geq 0. \quad (1.5)$$

A méréshez használt sávszűrőt, $F=0$ Hz sávközép beállítása mellett, jellemezzük az f frekvenciájú harmonikus (szinuszos) jelre vonatkozó teljesítményátvitellel:

$$A(f; F=0) = A_0(f) = \frac{P_{ki}(f; F=0)}{P_{be}(f)} \leq 1. \quad (1.6)$$

Tegyük fel, hogy $A_0(f)$ -et folytonosnak tekinthetjük, deriváltja pedig létezik és véges nagyságú mindenütt, ahol ez a későbbiekben szerepet játszik, legalább (elfogadható) közelítéssel. Ekkor $A_0(f)$ -nek df sávon belüli változása elhanyagolhatóan kicsi és (elvben, az f frekvenciájú, $P_{be}(f)$ teljesítményű szinusz-jel helyett) az SSJ-nek az ideális, df sáv szélességű sávszűrővel kiválasztható, $S(f)$ df teljesítményű részét, használhatjuk (1.6)-ban,

Ezzel:

$$A_0(f) = \frac{S_m(f; F=0)}{S(f) df} \quad (1.7)$$

amiből:

$$S_m(f; F=0) = S(f) A_0(f) df. \quad (1.8)$$

A (1.6), (1.7) és (1.8) összefüggések értelemszerűen akkor is alkalmazhatók, ha szűrőnk sávközép frekvenciáját tetszés szerinti F értékre hangoljuk:

$$A_F(f) = \frac{P_{ki}(f; F)}{P_{be}(f)} \leq 1 \quad (1.9)$$

$$S_m(f; F) = S(f) A_F(f) df. \quad (1.10)$$

Az előzőleg szűretlen (SSJ) bemenő jelhez tartozó összes kimenő teljesítmény (az F sávközép frekvenciára hangolt szűrő kimenetén) a df sáv szélességű, ideális sávszűrővel előzetesen megszürt bemenő jelekhez tartozó kimenő jelek összege:

$$S_m(F) = \int_0^\infty S(f) A_F(f) df. \quad (1.11)$$

A továbbiakban mérőszűrőnk karakterisztikájáról (vizsgálódásunk egyszerűsítésére) feltételezzük:

a) Bármely $A_F(f)$ karakterisztika előállítható $A_0(f)$ -ből, F nagyságú, frekvencia tengely menti eltolással:

$$A_F(f) = A_0(f - F) \quad (1.12)$$

b) A karakterisztika szimmetrikus az F ponton átmenő tengelyre. Tehát pl. $F=0$ esetén:

$$A_0(f) = A_0(-f). \quad (1.13)$$

Megjegyezzük: a matematikai fogásként feltételezett szimmetrikus szűrő karakterisztika azt jelenti, hogy $A_F(f)$ -et $(f - F) < 0$ mellett, tehát „negatív frekvenciákon” is értelmezzük. Ezzel azonban semmiféle hibát nem okozunk, mert $A_F(f)$ -et mindig csak $S(f)$ -el megszorozva fogjuk használni, és $S(f) = 0$, ha $f < 0$.

Tekintsük a 2. ábrát (mely egy példa a (1.12) és (1.13) feltételek kielégítésére), és vizsgáljuk meg valamely f_1 frekvencián az $A_F(f)$ -re vonatkozó összefüggéseket.

Mint azt a 2. ábrából leolvashatjuk:

$$A_F(f_1) = A_0(f_1 - F) = A_0(F - f_1). \quad (1.14)$$

Tekintve, hogy (1.14) bármely f_1 választás mellett teljesül általános formában is felírhatjuk:

$$A_F(f) = A_0(f - F) = A_0(F - f). \quad (1.15)$$

(1.15)-öt (1.11)-ben felhasználva nyerjük:

$$S_m(F) = \int_0^\infty S(f) A_0(F - f) df. \quad (1.16)$$

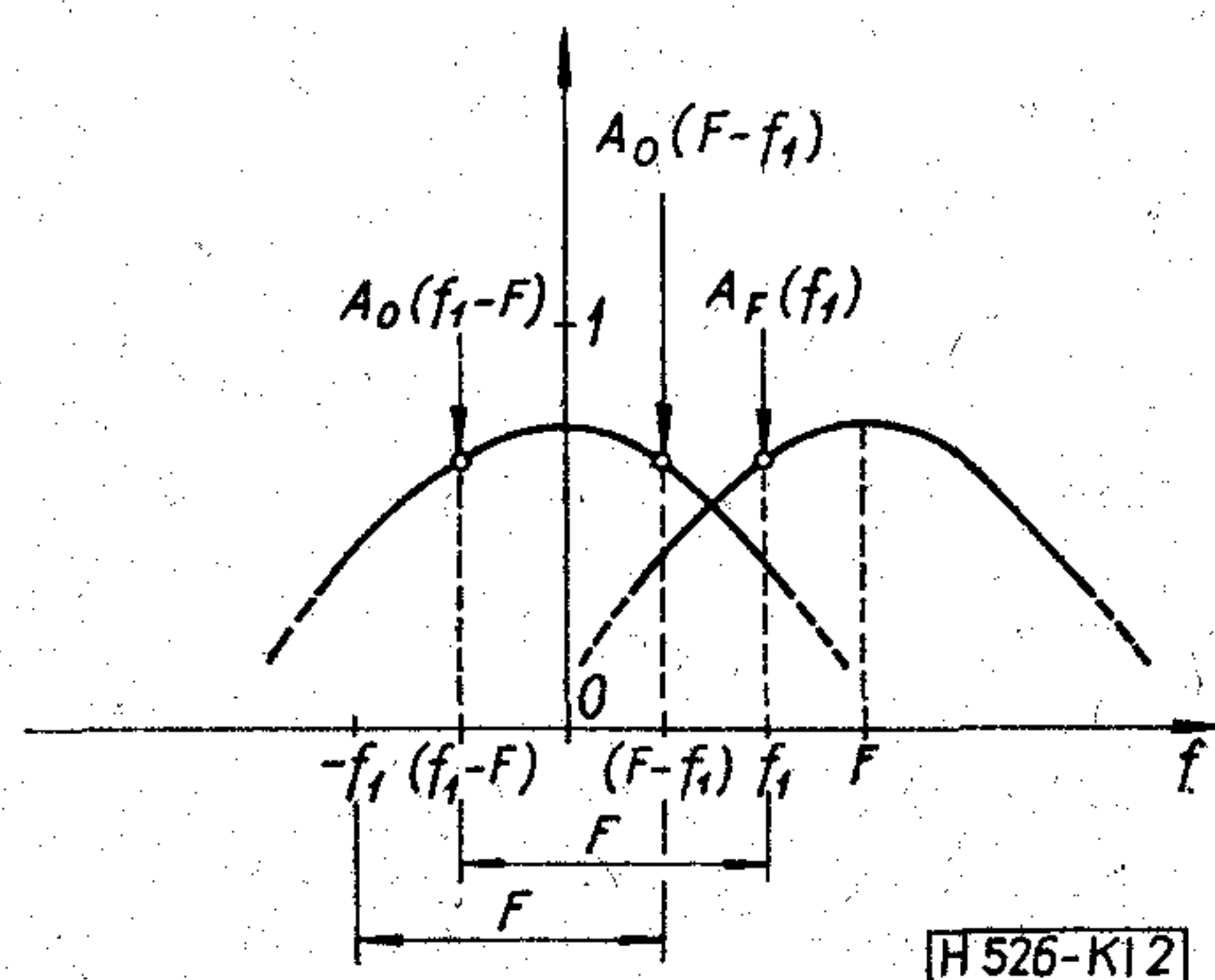
Az integrálás alsó határául $-\infty$ is írható, lévén $S(f) = 0$, ha $f < 0$!

A (1.16)-ban szereplő integrál kifejezést konvolúció integrálnak, vagy konvolúció szorzatnak, vagy — röviden — konvolúciónak nevezik.

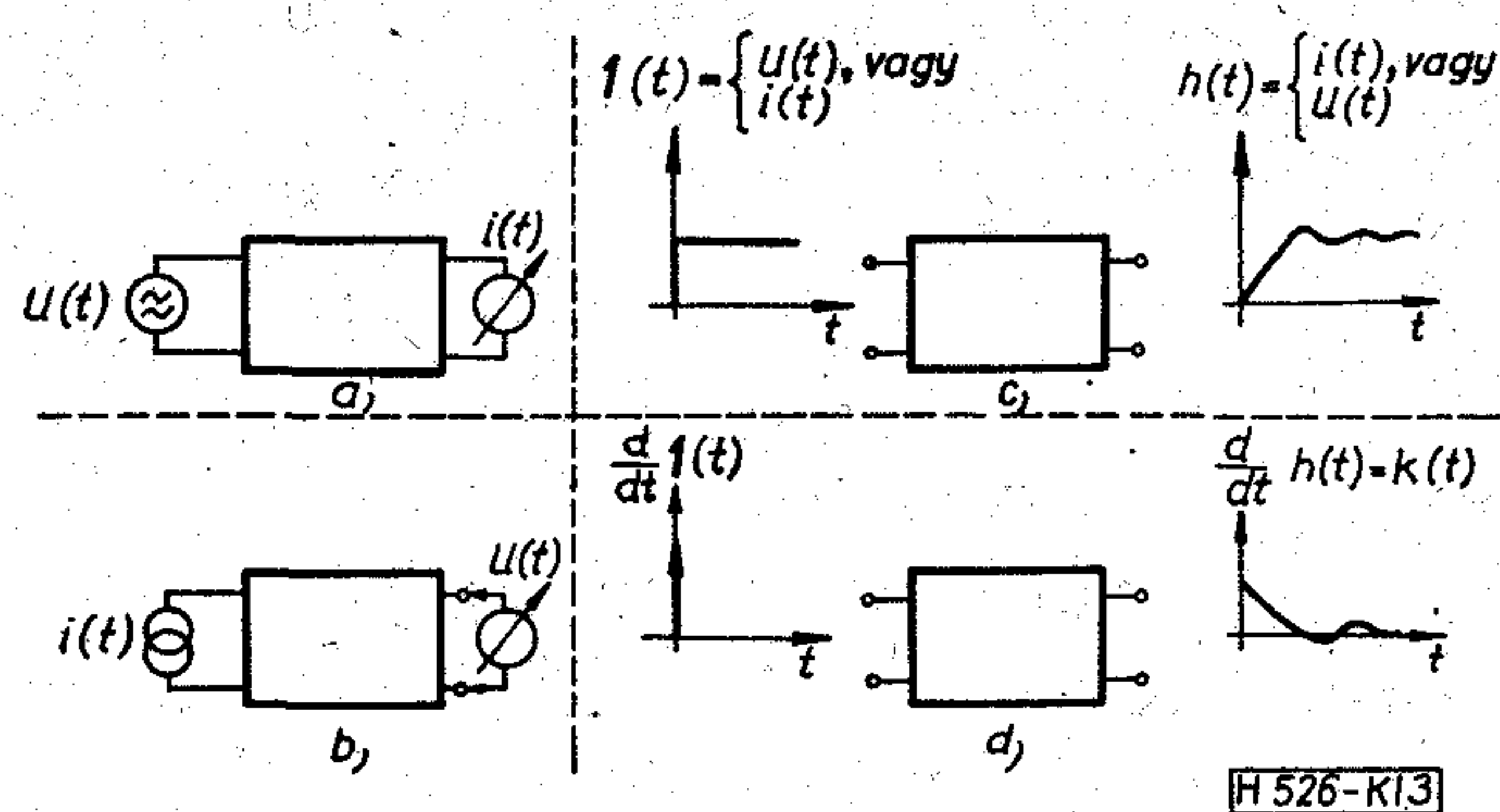
1.2 Jelátvitel vizsgálata az időtartományban

Csak lineáris (és az időben állandó paraméterű) hálózattal foglalkozunk. Az ilyen hálózat (mondható, hogy definíciója alapján) néhány fontos alaptulajdonsággal rendelkezik. Pl.: érvényes rá a szuperpozíció elve; ha az eredeti gerjesztésről annak idő szerinti deriváltjára térünk át, akkor az eredeti feleletnek is az idő szerinti deriváltját kapjuk; stb. A második tulajdonságot, melyet később felhasználunk, nevezzük a d/dt differenciál operátorra vonatkozó tulajdonságnak.

Az egyszerűség kedvéért az általános kétkapupár (négy pólus) hálózatot szélsőséges lezárásoknál vizsgáljuk. Vagy ideális feszültséggenerátorral gerjesztünk és a feleletet rövidzár áramán ideális árammérővel mérjük. Vagy ideális áramgenerátorral gerjesztünk és a feleletet nyitólár feszültségén ideális feszültségmérővel mérjük.



2. ábra



3. ábra. Hálózatjellemzők az időtartományban

tünk és a feleletet szakadáson ideális feszültségmérővel mérjük. Az előbbi esetben rövidzár, az utóbbiban szakadás a kétkapupár mindkétoldali lezárása, a 3. a és b ábrák szerint.

A hálózat időtartománybeli jellemzésére használhatjuk az egységugrás-függvényre adott választ (időfüggvényt), amit átmeneti függvénynek nevezünk és $h(t)$ -vel jelölünk (3c ábra).

Az átmeneti függvény idő szerinti első deriváltját súlyfüggvénynek nevezzük és $k(t)$ -vel jelöljük:

$$\frac{d}{dt} h(t) = k(t). \quad (1.17)$$

A hálózat d/dt operátorra vonatkozó már említett tulajdonságából következik: feleletként akkor kapjuk $k(t)$ -t, ha a gerjesztés az egységugrás függvény deriváltjával („nagyon nagy amplitúdójú”, „nagyon rövid idejű”, „egységnyi területű” ún. Dirac-impulzussal, szokásos jelölés szerint $\delta(t)$ -vel) történik (3. d ábra).

A [8] forrásban, a 3. ábra viszonyaira (a 4. ábra konkrét példájára) jól követhető levezetést találunk, melynek egyik eredménye (saját jelöléseinkre áttérve):

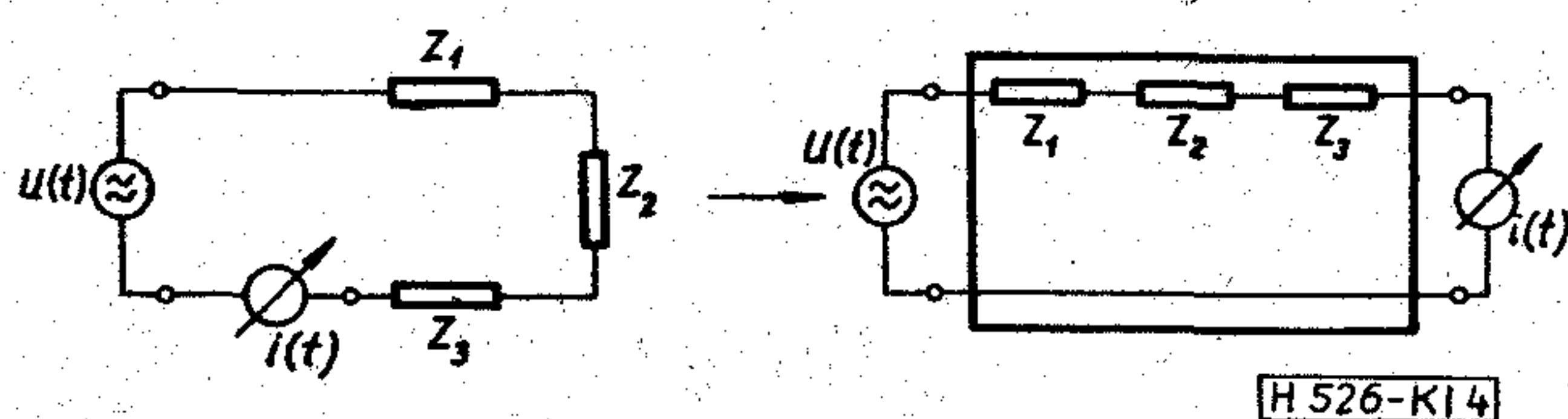
$$i(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t u(\tau) h(t-\tau) d\tau. \quad (1.18)$$

Mivel itt az integrálási változó τ , az integrálás szempontjából t konstansként kezelhető, a d/dt differenciál operátort bevihetjük az integrál jel mögé:

$$i(t) = \int_0^t u(\tau) \frac{d}{dt} h(t-\tau) d\tau. \quad (1.19)$$

Felhasználva 1.17-et:

$$i(t) = \int_0^t u(\tau) k(t-\tau) d\tau. \quad (1.20)$$



4. ábra. Egy példa a 3. ábra szerint

A $k(t-\tau)$ a $t=\tau$ időpillanatban fellépő Dirac-impulzusra (mint gerjesztésre) adott felelet, amely a gerjesztés pillanata előtt nem kezdődhet el. Tehát $k(t-\tau)=0$, ha $(t-\tau)<0$, vagyis ha $\tau>t$. Ennek megfelelően:

$$\int_{\tau=t}^{\infty} u(\tau) k(t-\tau) d\tau = 0. \quad (1.21)$$

(1.21) bal oldalát (nulla lévén) hozzáadhatjuk (1.20) jobb oldalához, s az integrálási határok megfelelő figyelembevételével a két integrál kifejezést egybe vonhatjuk:

$$i(t) = \int_0^{\infty} u(\tau) k(t-\tau) d\tau. \quad (1.22)$$

(1.22) ugyanolyan matematikai szerkezetű konvolúció, mint (1.16)!

1.3 Két valószínűségi változó együttes eloszlása

Valószínűségi változóról számadatokkal jellemzett véletlen eseményekre vonatkozóan beszélhetünk, ha az előforduló számadatok relatív gyakoriságai (mint statisztikus jellemzők) stabilitást mutatnak a különböző (kellően hosszú) kísérletsorozatokban.

Ha folytonos valószínűségi változókról (a lehetséges számértékek folytonos halmazáról) van szó, akkor egy $(x, x+dx)$ határokkal megjelölt intervallumból való számválasztásnak (másként: az $(x < x_i < x + dx)$ esemény bekövetkezésének) a valószínűsége p differenciálisan kicsiny intervallum esetében lineárisan függ az intervallum dx nagyságától, és függ egy $f(x)$ arányossági tényezőtől (mely — legalább közelítőleg — mindegyik x intervallum-kezdőponthoz tapasztalatilag meghatározható az alábbi összefüggés felhasználásával):

$$p(x < x_i < x + dx) = f(x) dx. \quad (1.23)$$

Az összetartozó x és $f(x)$ értékpárok összessége egy függvény, melynek neve: *valószínűségi sűrűségfüggvény*. Egy (folytonosnak tekinthető) valószínűségi változó eloszlását (eloszlás-típusát) jól lehet $f(x)$ -el jellemezni. Összegezéssel (integrálással) $f(x)$ ismeretében (1.23) alapján számítással meghatározhatók a különböző értéktartományokból való számelőfordulások valószínűségei.

Vizsgálat tárgya lehet egy olyan $z=x+y$ valószínűségi változó (és annak $r(z)$ sűrűségfüggvénye), amelyik két, már ismert valószínűségi változónak (az $f(x)$, ill. a $g(y)$ sűrűségfüggvényekkel jellemzett x , ill. y változóknak) az összege (pl. hasznos jel és zaj pillanatértékeinek az összege).

Az $f(x)$, a $g(y)$ és az $r(z)$ sűrűségfüggvények közötti összefüggés levezetése tekintetében az irodalomra (pl. [9]) hivatkozunk. Kikötve, hogy x és y csak pozitív számértékeket vehetnek fel, vagyis $x \geq 0$ és $y \geq 0$ az eredmény:

$$r(z) = \int_0^{\infty} g(y) f(z-y) dy. \quad (1.24)$$

Ismét egy konvolúció kifejezés!

1.4 A korrelációs függvények

Legyen $S_1(t)$ egy jel, $S_2(t-\tau)$ pedig egy másik ($S_2(t)$ -ből az időtengely mentén, pozitív irányban, τ nagyságú eltolással származtatott) jel időfüggvénye.

Vizsgálatunk a jelek olyan T időtartamára terjed ki, mely elegendő bármely, bennünket érdeklő (pl. statisztikus) jellemzőnek az elfogadható pontosságú megállapítására. A figyelembe vett τ értékekre pedig álljon fenn a $T \gg \tau_{\max}$ reláció.

A két jelet reprezentálják (az idő szerinti mintavételi tételnek megfelelően, T_m időközönként, kT_m időpillanatokban vett) x_k ill. y_k mintasorok ($k=1,2,\dots,N$). Az azonos index-számú, azonos időpillanatokban vett x és y minta alkot egy összetartozó mintapárt.

Könnyen megmutatható (l. pl. [10] vagy [2]), hogy az

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i y_i \quad (1.25)$$

kifejezés a két függvény páronként összetartozó értékei hasonlóságának a statisztikus mértéke, ezért — pl. — ha az adott és a vett jelre (1.25)-öt kellően sok τ értéknél kiszámítjuk, a kifejezés maximumához, vagyis a legnagyobb hasonlósághoz tartozó τ értéket tekinthetjük a statisztikusan megállapított jelkésési időnek.

(1.25) a két függvény páronként összetartozó értékei szorzatainak a súlyozott számtani átlaga, más néven a várható értéke. (A gyakorisággal súlyozott átlagról van szó, mert ha ugyanolyan értékű tényezőket tartalmazó szorzat ismételt előfordul, ismételt figyelembe kell venni.)

A páronként összetartozó függvényértékek súlyozott számtani átlaga közvetlenül a két időfüggvény szorzatából is előállítható, mint a szorzatfüggvény integrál-középértéke:

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T S_1(t) S_2(t-\tau) dt. \quad (1.26)$$

$R(\tau)$ statisztikus jellemző. „Pontos értékét” akkor kapjuk, ha a vizsgálati idő igen nagy, vagyis

$$T \rightarrow \infty$$

Ez esetben (1.26) kifejezés (eltekintve az $1/T$ konstans szorzótól) éppen olyan konvolúció, mint (1.16), (1.22) és (1.24).

Megjegyezzük még: Ha a két összehasonlított függvény csak abban különbözik, hogy az egyik a másikhoz képest τ időintervallummal el van tolva, akkor (1.26)-ban az index-számokat elhagyjuk és $R(\tau)$ -t autókorrelációs függvénynek nevezzük, amely $\tau=0$ mellett az effektív érték négyzetének jól ismert kifejezésébe megy át:

$$R(0) = \frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt = S_{\text{eff}}^2. \quad (1.27)$$

1.5 A konvolúció egy átalakítása

A négy különböző modellen bevezetett konvolúció általános jelölésére és további vizsgálatára (1.22)-nek

a betűjelöléseit ($i=I$) használjuk fel — elvonatkoztatva a matematikai forma konkrét tartalmától (érvényben tartva a matematikai megkötéseket).

Az (1.22) egyenlet jobb oldala — bármely rögzített t értéknél — az alábbi szorzatok összege:

$$\begin{aligned} & u(0) \cdot k(t) \cdot d\tau \\ & u(0+d\tau) \cdot k(t-d\tau) d\tau \\ & u(0+2d\tau) \cdot k(t-2d\tau) d\tau \\ & \vdots \\ & u(t) \cdot k(0) \cdot d\tau \end{aligned}$$

Ugyanezen szorzatok, de fordított sorrendben felírva;

$$\begin{aligned} & u(t-\tau) \cdot k(0) d\tau \\ & u(t-d\tau) \cdot k(0+d\tau) d\tau \\ & u(t-2d\tau) \cdot k(0+2d\tau) d\tau \\ & \vdots \\ & u(0) \cdot k(t) \cdot d\tau \end{aligned}$$

Ez utóbbi szorzatok összegét állítja elő az alábbi integrál:

$$\int_0^\infty u(t-\tau) \cdot k(\tau) d\tau.$$

Tekintve, hogy az összeadás felcserélhető művelet, kifejezésünk egyenlő (1.22) jobb oldalával. Tehát:

$$I(t) = \int_0^\infty u(\tau) k(t-\tau) d\tau = \int_0^\infty u(t-\tau) k(\tau) d\tau \quad (1.28)$$

A második egyenlőséget, figyelembe véve, hogy $k(\tau)=0$, ha $\tau < 0$, így is írhatjuk:

$$I(t) = \int_{-\infty}^\infty u(t-\tau) k(\tau) d\tau \quad (1.29)$$

(1.28) második egyenlősége, amely (1.29)-nek is megfelel, *Duhamel-tétel* néven is ismeretes.

2. A konvolúció és egyéb feladatok megoldásának eszköze: az FT

2.1 Az FT, mint a konvolúció megoldásának eszköze

Az FT-nek és (megfordításának, inverzének) az IFT-nek a definíciója, a (1.29) egyenletben szereplő függvény-jelöléseket felhasználva:

$$FT[u(\tau)] = \int_{-\infty}^\infty u(\tau) \cdot e^{j2\pi f\tau} d\tau = F_u(f) \quad (2.1)$$

$$IFT[F_u(f)] = \int_{-\infty}^\infty F_u(f) \cdot e^{-j2\pi f\tau} df = u(\tau) \quad (2.2)$$

$$\int_{-\infty}^\infty F_u(f) \cdot e^{-j2\pi f(t-\tau)} df = u(t-\tau). \quad (2.3)$$

A τ és f változók közötti dimenzió-kapcsolat:

$$[f] = \frac{1}{[\tau]}. \quad (2.4)$$

Fentiekhez hasonlóan:

$$\begin{aligned} FT[k(\tau)] &= \dots = F_k(f) \\ IFT[F_k(f)] &= \dots = k(\tau) \\ FT[I(t)] &= \dots = F_I(f) \\ IFT[F_I(f)] &= \dots = I(t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Egyszerűen bizonyítható (l. pl. [11]): ha három függvény között a (1.29) szerkezetű konvolúció kapcsolat áll fenn, akkor a Fourier-transzformáltjaik egymással egyszerű szorzat-kapcsolatban vannak:

$$F_I(f) = F_u(f) \cdot F_k(f) \quad (2.6)$$

Ez a Fourier-integrálra vonatkozó konvolúciós tétel, a továbbiakban röviden: *konvolúciós tétel*.

A konvolúciós tétel alapján pl. SSJ spektrumának $S(f)$ elméleti jellemzőjét így határozhatjuk meg:

$$\begin{aligned} FT[S_m(F)] &= FT \left[\int_{-\infty}^{\infty} S(f) A_0(F-f) df \right] \\ &= FT[S(f)] \cdot FT[A_0(F-f)]; \\ S(f) &= IFT \left[\frac{FT[S_m(F)]}{FT[A_0(F-f)]} \right]. \end{aligned}$$

2.2 Az FT értelmezése impulzusjel időfüggvényén és frekvenciaspektrumán

Az e pontban foglaltakat egyben az FT egyik lehetséges és „szemléletes” bevezetésének is tekinthetjük.

*

Bármely, a gyakorlatban előforduló, T periódus idejű periodikus jel $S_p(t)$ időfüggvénye felfogható, mint harmonikus időfüggvények végtelen sorának összege:

$$\begin{aligned} S_p(t) &= S_0 + \sum_{n=1}^{\infty} S_n \sin(n\omega_1 t + \varphi_n), \\ \omega_1 &= 2\pi f_1; \quad f_1 = \frac{1}{T}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Itt ω_1 , ill. f_1 az ún. alapharmonikus frekvenciája radián/sec.-ban, ill. Hz-ben. Vagy más megfogalmazásban: a spektrum lehetséges két szomszédos összetevőjének a távolsága a frekvenciatengely mentén. S_n az amplitúdója, φ_n a $t=0$ pillanathoz tartozó fázishelyzete az $n\omega_1$ ill. $n f_1$ frekvenciájú összetevőnek. S_0 a jel egyenáramú (nulla frekvenciájú) összetevőjének az amplitúdója.

A Fourier nevéhez fűződő és (2.7) alakban megfogalmazott felismerés a híradástechnikusok számára ma már mindennapos tapasztalati tény.

A (2.7) szumma jele mögött szereplő általános tag más formában is felírható a két szög összegének a szinuszára vonatkozó ismert trigonometrikus azonosság alkalmazásával:

$$\begin{aligned} S_n \sin(n\omega_1 t + \varphi_n) &= b_n \cos n\omega_1 t + a_n \sin n\omega_1 t \\ b_n &= S_n \sin \varphi_n; \quad a_n = S_n \cos \varphi_n. \end{aligned} \quad (2.8)$$

A Fourier-sor így nyert formájában szereplő együtt-hatókra a matematikából ismert alapösszefüggések (tetszés szerinti t_0 időpont választással):

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} S_p(t) \cos n\omega_1 t dt = b_{-n}. \quad (2.9)$$

(b_n n -nek páros függvénye, mert n a páros függvények osztályába tartozó koszinusz függvény argumentumában szerepel, s az összes többi mennyiség az n -től való függés vizsgálata szempontjából konstans!);

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} S_p(t) \sin n\omega_1 t dt = -a_{-n}. \quad (2.10)$$

(a_n n -nek páratlan függvénye, az előzőhöz hasonló megfontolás és annak alapján, hogy a szinusz függvény páratlan függvény).

Alkalmazzuk az

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x$$

ún. Euler összefüggést az

$$e^{jx} + e^{-jx}$$

ill. az

$$e^{jx} - e^{-jx}$$

kifejezésekre, és $x = n\omega_1 t$ jelöléssel:

$$\begin{aligned} \cos n\omega_1 t &= \frac{e^{jn\omega_1 t} + e^{-jn\omega_1 t}}{2} \\ \sin n\omega_1 t &= \frac{e^{jn\omega_1 t} - e^{-jn\omega_1 t}}{2j} \end{aligned} \quad (2.11)$$

(2.11)-et és (2.8)-at felhasználva (2.7)-ben, rendezés és a

$$\begin{aligned} \frac{b_n - ja_n}{2f_1} f_1 &= C'_n \cdot f_1 \\ \frac{b_n + ja_n}{2f_1} f_1 &= \frac{b_{-n} - ja_{-n}}{2f_1} f_1 = C'_{-n} \cdot f_1 \\ S_0 &= C_0 \end{aligned} \quad (2.12)$$

jelölések bevezetésével, továbbá a

$$\sum_{n=1}^{\infty} C_{-n} \cdot e^{j(-n)\omega_1 t} \cdot f_1 = \sum_{n=-\infty}^1 C_n \cdot e^{jn\omega_1 t} \cdot f_1 \quad (2.13)$$

nyilvánvaló egyenlőség bevezetésével nyerjük a Fourier-sor ún. komplex együtthatós alakját. C'_n -nek (2.12) definíciójából, (2.9), (2.10) és a már felírt Euler összefüggés felhasználásával a C'_n komplex együttható kiszámítási formuláját valamint C'_n -nek S_n -el és φ_n -el való kapcsolatát is megkapjuk:

$$S_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C'_n \cdot e^{jn2\pi f_1 t} \cdot f_1, \quad (2.14)$$

$$C'_n = \int_{t_0}^{t_0+T} S_p(t) \cdot e^{-jn2\pi f_1 t} dt, \quad (2.15)$$

$$S_n = 2|C'_n| \cdot f_1, \quad (2.16)$$

$$\varphi_n = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\operatorname{Im}[C'_n]}{\operatorname{Re}[C'_n]}. \quad (2.17)$$

Végül az $n_1 f_1$ és az $n_2 f_1$ frekvenciájú harmonikus összetevők amplitúdói abszolút értékeinek az aránya:

$$\frac{|C'_{n1}|}{|C'_{n2}|} \quad (2.18)$$

Ezek után határozzuk meg egyfelől $S_p(t)$ egy periódusának 1 ohm terhelésen leadott energiája, másfelől a C'_n komplex együtthatók közötti összefüggést!

Az $n\omega_1$ [rad/sec]. ill. $n f_1$ [Hz] frekvenciájú harmonikus összetevő csúcsértékét (2.16), effektív értékét pedig annak $1/\sqrt{2}$ -szerese adja. A kérdéses összetevő átlagteljesítménye 1 ohmon (akár feszültségről, akár áramról van szó):

$$P_{n1\Omega} = S_{\text{neff}}^2 = 2|C'_n|^2 \cdot f_1^2.$$

A teljes spektrum teljesítménye 1 ohmon:

$$P_{\Sigma 1\Omega} = \sum_{n=0}^{\infty} P_{n1\Omega} = 2 \sum_{n=0}^{\infty} |C'_n|^2 \cdot f_1^2.$$

Ebből a T periódus időre jutó energia 1 ohmon:

$$W_{\Sigma 1\Omega} = T \cdot P_{\Sigma 1\Omega} = \frac{1}{f_1} P_{\Sigma 1\Omega} = 2 \sum_{n=0}^{\infty} |C'_n|^2 \cdot f_1. \quad (2.19)$$

*

Térjünk át egy $\tau = 2t_1$ időtartamú impulzusjel vizsgálatára, ha annak időfüggvénye:

$$S(t) = \begin{cases} S_{\text{burkoló}}(t), & \text{ha } -t_1 < t < t_1 \\ 0, & \text{ha } t < -t_1, \text{ vagy ha } t > t_1 \end{cases}$$

Bár $S(t)$ csak τ ideig tér el nullától, mégis a jel értelmezve van a teljes $(-\infty < t < \infty)$ időtartományban. $S(t)$ -t felfoghatjuk egy olyan periodikus jelnek, melynek periódus ideje végtelen nagy:

$$T \rightarrow \infty$$

Ennek a következményei (a véges periódusidejű jellel szemben):

a) Két szomszédos harmonikus összetevő távolsága egymástól a frekvenciatengely mentén (ami, mint már rámutattunk, Hz-ben kifejezve a periódusidő reciproka) differenciálisan kicsinnyé válik

$$f_1 \rightarrow df$$

b) Az $n f_1$ frekvencia dimenziójú diszkrét változó a) következtében folytonos frekvenciaváltozóvá válik

$$n f_1 \rightarrow f$$

c) A diszkrét mennyiségek szummázása helyébe a folytonos mennyiségek integrálással történő összegezése lép

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \rightarrow \int_{-\infty}^{\infty}$$

d) Végül a harmonikus összetevők komplex amplitúdójának a jelölésére, a különbségre való figyelemfelhívásként, vezessünk be új jelölést

$$C'_n \rightarrow F(f), \quad \text{vagy} \quad C'_n \rightarrow F(\omega)$$

attól függően, hogy a frekvenciát Hz-ben vagy rad/sec-ban kívánjuk-e mérni.

A $T \rightarrow \infty$ feltétel felsorolt a), b), c), és d) következményeit figyelembe véve a (2.14), (2.15), (2.17), (2.18) és (2.19) összefüggéseket egyszerűen átírjuk a véges időtartamú impulzusjel esetére:

$$S(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(f) \cdot e^{j2\pi ft} df, \quad (2.20)$$

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt, \quad (2.21)$$

$$\varphi(t) = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\text{Im}[F(f)]}{\text{Re}[F(f)]}. \quad (2.22)$$

Bármely két (f_1 és f_2 frekvenciájú) harmonikus összetevő aránya (feltételezve, hogy az osztás elvégezhető):

$$\frac{|F(f_1)|}{|F(f_2)|}. \quad (2.23)$$

Az impulzusjel energiája 1 ohm terhelésen:

$$W_{\Sigma 1\Omega} = 2 \int_0^{\infty} F|f|^2 df. \quad (2.24)$$

Eredményeinkhez a következő megjegyzéseket fűzzük:

1. Az impulzusjel frekvenciaspektrumát a (2.21)-el definiált $F(f)$ függvény, az ún. amplitúdó sűrűségfüggvény jellemzi. Ismeretében bármely harmonikus összetevő $t=0$ pillanatbeli fázishelyzete, bármely két harmonikus összetevő amplitúdói abszolút értékének hányadosa, valamint a jel teljes energiája számítható. Viszont egy-egy harmonikus összetevő amplitúdója differenciálisan kicsiny (vagy nulla), ami belátható abból, hogy véges idejű impulzus energiája véges, s ez a véges energia végtelen sok (a szomszédosoktól df távolságra levő) harmonikus összetevő között oszlik meg. (2.20) és (2.21) konkrét esetekre való alkalmazásából kitűnik: véges idejű impulzus frekvenciaspektruma végtelenül széles, véges frekvenciasávra korlátozott jel időfüggvénye pedig végtelenül kiterjedt.

2. A (2.24) összefüggés az ún. Parseval-tétel. E tételnek fejtegetéseinkben két vonatkozásban is fontos szerepe van. Az egyik: a tételből és véges idejű impulzus véges energiájából következik, hogy a (2.20)-ban szereplő végtelen határú integrál esetünkben véges értékű (más szóval „létezik”, „konvergens”). A másik: a tételből és az alapjául felhasznált (2.19) összefüggésből következik, hogy az impulzusjel energiájának f frekvencia Δf sáv szélességű környezetére jutó része, amelyet azután 1 Hz sáv szélességre vonatkoztatunk:

$$\frac{W_{1\Omega}(f; f + \Delta f)}{\Delta f} = \frac{2}{\Delta f} \int_f^{f+\Delta f} F|f|^2 df. \quad (2.25)$$

Ezt később, SSJ teljesítményspektrumának, $G(f)$ -nek a meghatározására felhasználjuk.

3. Ha (2.1)-et (2.20)-al és (2.2)-t (2.21)-et összevetjük látható, hogy az impulzusjel időfüggvénye és

amplitúdó sűrűség függvénye egymásnak Fourier-transzformáltja ill. inverz Fourier-transzformáltja

$$S(t) = FT[F(f)],$$

$$F(f) = IFT[S(t)].$$

2.3 SSJ teljesítmény spektrumának meghatározása FT-vel

a) A Parseval-tétel alapján

Tapasztalati tény, hogy SSJ frekvenciaspektrumát jellemző (1.4)-el definiált teljesítményspektrum $[G(f)]$ stabilitást mutató statisztikus jellemző, mely a jel kellően hosszú, de véges T időtartamú szakaszából a szükséges pontossággal meghatározható.

Véges T időtartamú SSJ-re viszont értelmezhető az amplitúdó sűrűségfüggvény, $F(f)$. Ez a tapasztalati $S(t)$ -ből (2.21) alapján numerikus módszerrel meghatározható (többek között éppen erre szolgál a később ismertetésre kerülő DFT és FFT).

$G(f)$ az f frekvencia Δf környezetében az 1 Hz sávzélességre jutó teljesítmény fele 1 ohm terhelésen. A teljesítmény pedig az energiának és a jel időtartamának a hányadosa. Az energiát esetünkben (2.25) adja meg. Mindezt figyelembe véve nyerjük:

$$G(f) = \frac{1}{T \cdot \Delta f} \int_f^{f+\Delta f} |F(f)|^2 df. \quad (2.26)$$

b) A Wiener–Hincsin-tétel alapján

Az ún. Wiener–Hincsin-tétel szerint (l. pl. [12]-ben) az autokorrelációs függvény és a teljesítményspektrum egymás Fourier-transzformáltjai (egymásból FT-vel, ill. IFT-vel meghatározhatók):

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) \cdot e^{j2\pi f\tau} df, \quad (2.27)$$

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau.$$

A tétel könnyen ellenőrizhető: az első egyenlőség mindkét oldalán az effektív érték négyzetét, vagyis az 1 ohm terhelésre számított átlagteljesítményt kapjuk $\tau=0$ mellett, (1.27) és (1.4) felhasználásával.

Általában $G(f)$ (3.26) alapján történő meghatározásának van nagyobb gyakorlati jelentősége. Példa: a [3]-ban ismertetett berendezés, melyet bevezetőnkben már említettünk.

2.4 A Duhamel-tételben szereplő időfüggvények FT-jének értelmezése

Az (1.28) és (1.29) formákban felírt Duhamel-tételre, az (1.1)... (1.5) jelölés-definíciókkal, alkalmazzuk az (1.6) konvolúció-tételt, melyből

$$\frac{F_l(f)}{F_u(f)} = F_k(f). \quad (2.28)$$

Értelmezzük e kifejezést bármely rögzített frekvencián! Az egyenlet bal oldalán ekkor szinuszos gerjesztés és szinuszos felelet komplex amplitúdóinak a hányadosa, vagyis a hálózat átviteli függvényének az

értéke áll, az egyenlet jobb oldalán pedig a hálózat súlyfüggvényének FT-je. Tehát a hálózat frekvencia tartománybeli viselkedését leíró átviteli karakterisztika az időtartománybeli viselkedését leíró súlyfüggvény Fourier-transzformáltja. A további részleteket illetően itt is az irodalomra utalunk, l. pl. [13].

Ha a frekvenciafüggő átviteli karakterisztikával leírt hálózat időfüggvény átvitelét kívánjuk meghatározni, akkor a Duhamel-tételre támaszkodva az FT-t használhatjuk fel.

3. Az FT számítástechnikájáról

3.1 A DFT bevezetése és alkalmazása

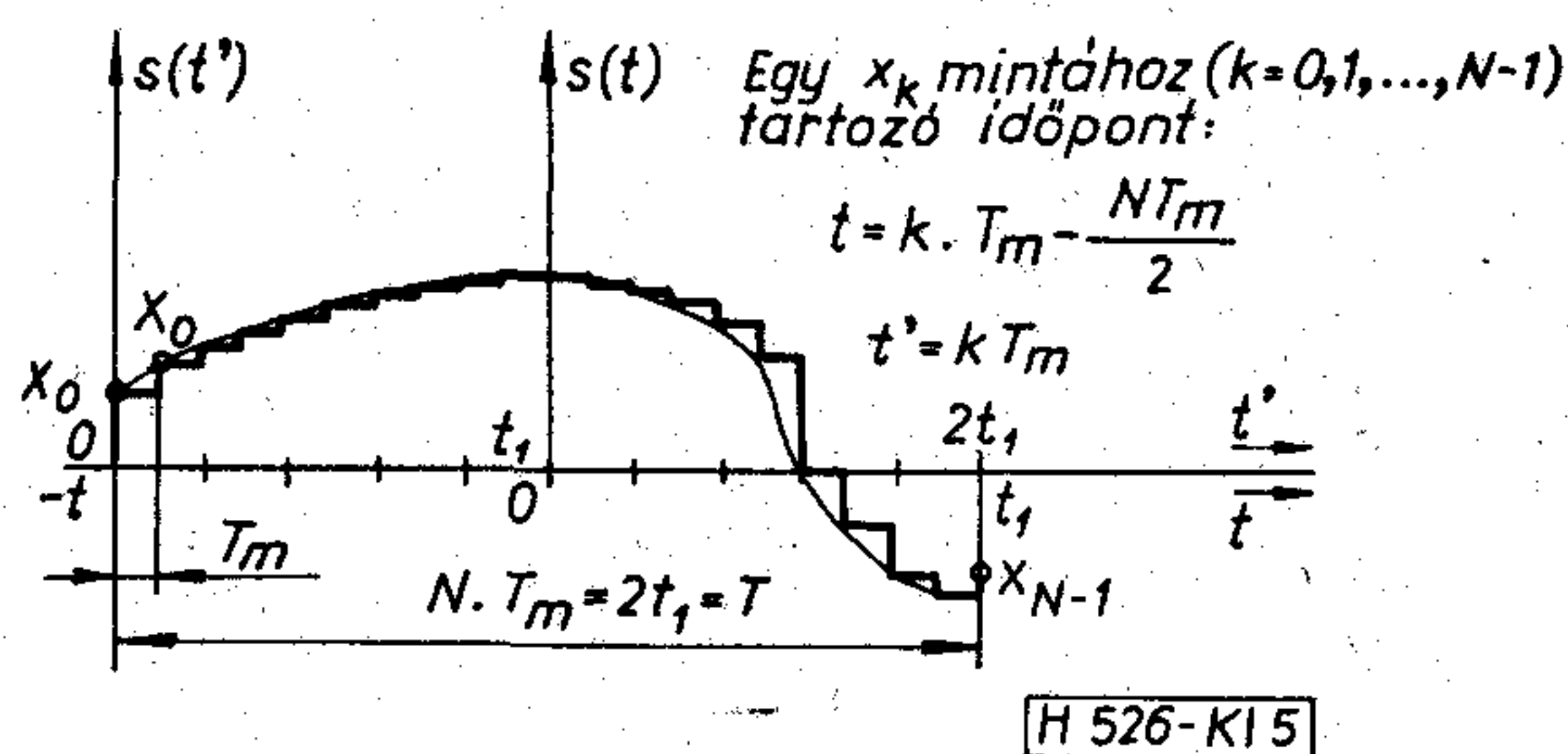
Legyen $S(t)$ egy, időben $(-t_1; t_1)$ tartományra korlátozott jel időfüggvénye, s a jel legyen egyben $(0; F/2)$ frekvenciasávra korlátozva (tehát amplitúdó-sűrűségfüggvénye a $-F/2; F/2$, Hz-ben mért frekvenciasávra korlátozódik). Feltételeink — melyeket együttesen és teljesen kielégíteni a 2.2 pont 1. megjegyzése értelmében nem lehet, de gyakorlatilag elfogadhatóan megközelíthetők —:

$$\begin{aligned} S(t) &\cong 0, & \text{ha } |t| > t_1, \\ F(f) &\cong 0, & \text{ha } |f| > F/2. \end{aligned} \quad (3.1)$$

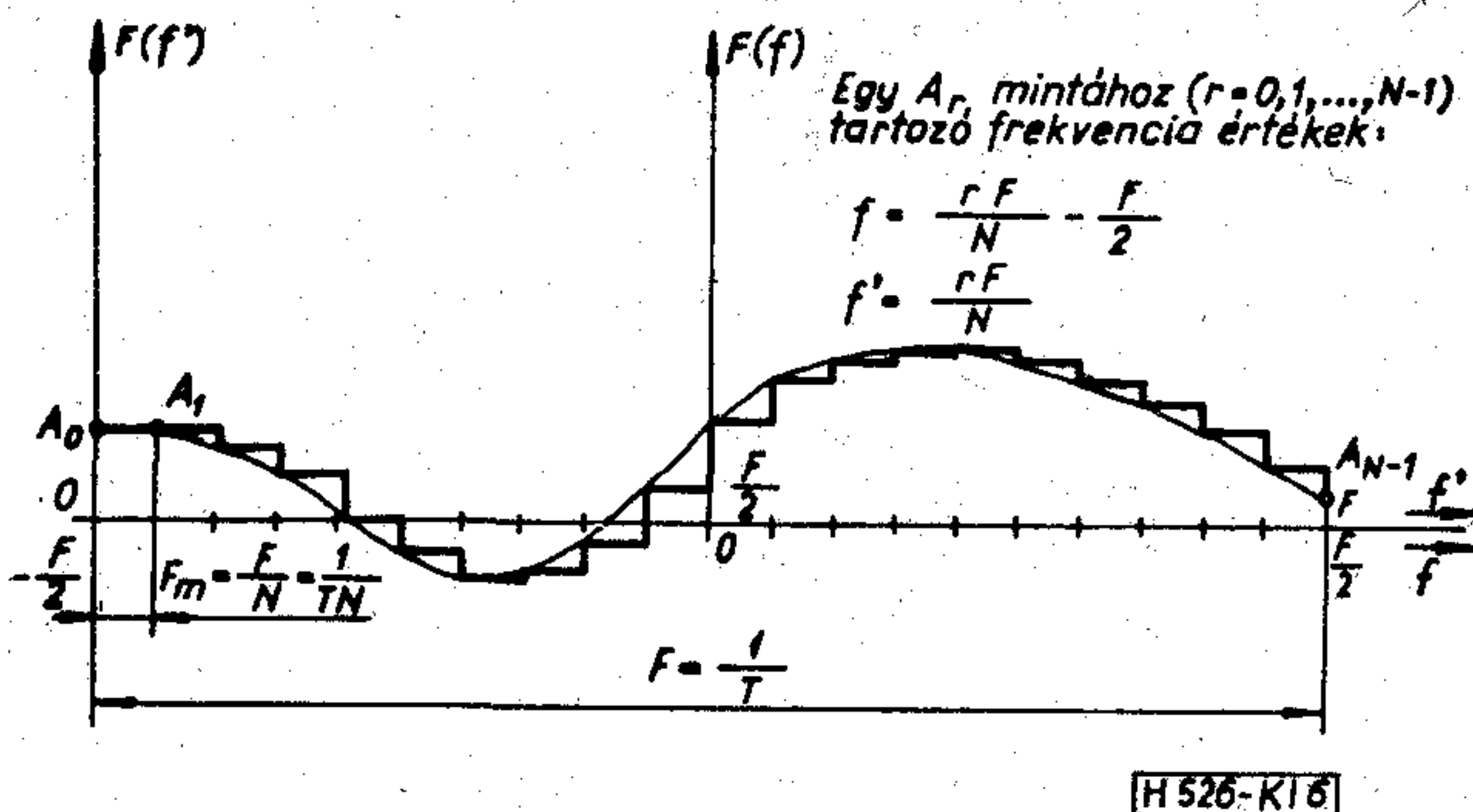
$S(t)$ -t közelítse egy lépcsős görbe, melyet az $S(t)$ -ből T_m időközönként vett x_k mintákkal ($k=0,1,\dots,N-1$) szerkesztünk az 5. ábra szerint, kielégítve az idő szerinti mintavételi tételt is. Utóbbi előírja, hogy a tényleges frekvenciasáv kétszeresének a reciprokaival legyen egyenlő a mintavételi időköz:

$$T_m = \frac{1}{2F/2} = \frac{1}{F} = \frac{T}{N}. \quad (3.2)$$

Ebből T_m és N is számítható a jel sec.-ban adott T



5. ábra. Időbe korlátozott jel időfüggvénye, diszkrét minták (x_k) sorával megadva



6. ábra. Frekvenciában korlátozott jel amplitúdó sűrűség függvénye, diszkrét minták (A_r) sorával megadva

időtartamának és Hz-ben adott $F/2$ sávszélességének az ismeretében.

$F(f)$ -et közelítse egy lépcsős görbe, amelyet az $F(f)$ -ből vett N db A_r minta ($r=0,1,\dots,N-1$) segítségével szerkesztünk meg, a 6. ábra szerint. Az A_r mintáknak az egymástól való, a frekvenciatengelyen mért távolsága:

$$F_m = \frac{F}{N} = \frac{1}{TN}. \quad (3.3)$$

Válasszuk T_m -et időegységnek (t_e) és ezzel egyben $1/T_m$ -et frekvenciaegységnek (f_e). A minták N db-számát terjesszük ki úgy, hogy 2-nek egész kitevőjű (n) hatványa legyen:

$$\begin{aligned} t_e &= T_m; \quad T_m = 1[f_e], \\ f_e &= 1/T_m; \quad F = 1/T = 1[f_e] \\ N &= 2^n \end{aligned} \quad (3.4)$$

Az FT és az IFT (2.2) és (2.1) integrál kifejezéseit (figyelembe véve, hogy a határozott integrált függvény-szakaszonként, a zérustól eltérő függvényértékeket szolgáltató változó értékek tartományára szorítkozva elvégezhetjük) helyettesítsük a 5. és a 6. ábra lépcsős közelítéseinek a felhasználásával:

$$\begin{aligned} F(f) &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot e^{-j2\pi f(kT_m - NT_m/2)} \cdot T_m \\ S(t) &= \sum_{r=0}^{N-1} A_r \cdot e^{j2\pi(rF/N - F/2)t} \cdot \frac{F}{N}. \end{aligned}$$

Ezekből a mintavételi pontokhoz tartozó értékek:

$$\begin{aligned} A_r &= F \left(\frac{rF}{N} - \frac{F}{2} \right) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot e^{-j2\pi(rF/N - F/2)(kT_m - NT_m/2)} \cdot T_m \\ x_k &= S \left(kT_m - \frac{NT_m}{2} \right) = \sum_{r=0}^{N-1} A_r \cdot e^{j2\pi(rF/N - F/2)(kT_m - NT_m/2)} \cdot \frac{F}{N}. \end{aligned}$$

Térjünk át (5. és 6. ábrák szerint) a t' és f' változókra:

$$t' = t + \frac{NT_m}{2}; \quad f' = f + \frac{F}{2}. \quad (3.5)$$

(3.4) és (3.5) feltételekkel:

$$\begin{aligned} A_r &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kr}, \\ x_k &= \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} A_r \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kr}. \end{aligned}$$

Bevezetve egy tömörebb jelölést, a DFT és inverze, az IDFT (gyűjtőnéven nevezzük DFT-nek) szokásosabb formuláihoz jutunk:

$$\begin{aligned} A_r &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot W^{kr} = DFT[x_k], \\ x_k &= \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} A_r \cdot W^{-kr} = IDFT[A_r], \\ W &= e^{-j\frac{2\pi}{N}}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

A DFT (3.6) formulái felhasználhatók az FT véges számú numerikus lépéssel való kiszámítására, tetszés szerinti függvényekre, azok ismert (pl. megmért)

mintáiból, a (3.1), (3.2), (3.3), (3.4) és (3.5) feltételeket figyelembe véve!

Konvolúciók — pl. a Duhamel-tétel — FT helyett DFT-vel is kezelhetők, ez esetben is alkalmazható a (2.6) konvolúciós tétel. Reprezentálják pl. (1.28) időfüggvényeit N elemű mintasorok:

$$\begin{aligned} U(t-\tau) &\rightarrow x_{s-1} \\ k(\tau) &\rightarrow y_l \\ I(t) &\rightarrow z_s \end{aligned} \quad (3.7)$$

(az s és az l index-változók az időfüggvény mintáinak sorszámait jelölik és a $0,1,\dots,N-1$ számokat veszik fel).

Legyen:

$$\begin{aligned} DFT[x_s] &= A_r \\ DFT[y_l] &= D_r \end{aligned} \quad (3.8)$$

Írjuk fel a konvolúciót diszkrét alakban, (3.6)-ot értelemszerűen felhasználva:

$$\begin{aligned} z_s &= \sum_{l=0}^s x_{s-l} \cdot y_l = \sum_{l=0}^s y_l \left[\frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} A_r \cdot W^{-r(s-l)} \right] = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} A_r \left[\sum_{l=0}^s y_l \cdot W^{rl} \right] \cdot W^{rs} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} A_r \cdot D_r \cdot W^{-rs} = IDFT[A_r \cdot D_r]. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Tehát egy konvolúció integrál kiszámítási módja:

$$z_s = IDFT[DFT[x_s] \cdot DFT[y_l]]. \quad (3.10)$$

Pl. y_l egy hálózat súlyfüggvényének, x_s a gerjesztés időfüggvényének, z_s pedig a felelet időfüggvényének véges hosszú jellemző mintasorait (számértéksorokat) jelenthetik. A közöttük levő kapcsolat véges számú szorzási és összeadási műveletre redukálódik. A gerjesztés és a felelet mintasorait összekapcsoló műveleteket elvégezheti pl. egy számítógép, amely ezáltal a (lineáris) hálózatot helyettesíti („digitális szűrő”-ként dolgozik). Természetesen, ha az eredeti bemenő jel folytonos, akkor a bemenő oldalon egy analóg/digitális átalakítóra — mintavevőre, kódolóra, illesztőre — van szükség. Ha pedig folytonos kimenő jel kívánatos, akkor digitális/analóg átalakító — illesztő, dekódoló és aluláteresztő szűrő — szükséges a kimenő oldalon.

(3.6)-ból kitűnik: egyetlen A_r érték kiszámításához (N db x_k mintából) N db komplex szorzási és (egy híján) ugyanannyi összeadási műveletre van szükség. Tehát egy teljes, N tagú A_r értéksorozat ($A_0, A_1, \dots, A_{N-1}$) kiszámítására $N \cdot N = N^2$ db komplex szorzás és összeadás szükséges. Pl. — mint [14]-ben publikálták — egy fizikai távbeszélő csatorna sávjában a nap megadott forgalmas órájában a zaj olyan SSJ, melyet kb. egy másodperces szakasza, vagyis kb. 10 000 db minta statisztikusan kielégítően jellemez. Ebből egyetlen DFT 10^8 db komplex szorzást és összeadást igényel!

Az FT nagy gyakorlati jelentősége és a numerikus kiszámításhoz rendelkezésre álló DFT nagy műveleti szám igénye bizonyára serkentő hatással voltak azokra a kutatásokra, melyek az 1960-as évek köze-

pén a DFT gyors kiszámítására alkalmas FFT eljárás kidolgozására vezettek.

3.2 Az FFT lényegéről — részletesebben

Ha a DFT (3.6) összefüggésének (pl.) az első egyenletében szereplő, A_r -t megadó összeget két részösszegre, a páros sorszámú x_k mintákat ($x_0, x_2, \text{stb.}$) és a páratlan sorszámú x_k mintákat ($x_1, x_3, \text{stb.}$) tartalmazó részösszegekre bontjuk, a bemutatandó célszerű átalakítás után két fontos felismerésre juthatunk:

1. Ha A_r az N db x_k minta N mintás DFT-je, akkor a két részösszeg egy (csak r -től függő) szorzótól eltekintve egy-egy $N/2$ mintás szabályos DFT. A páros sorszámú x_k mintákból származó $N/2$ mintás DFT-t B_r -rel, a páratlan sorszámúakból származót C_r -rel fogjuk jelölni.

2. Ha az első $N/2$ db A_r értéket ($A_0, A_1, \dots, A_{N/2-1}$) kiszámítjuk (mindegyiket N db komplex szorzással és összeadással), akkor a második $N/2$ db A_r érték ($A_{N/2}, A_{N/2+1}, \dots, A_{N-1}$) mindegyikét egy, már megismert értékből egy-egy komplex szorzással és összeadással kiszámíthatjuk.

Tekintve, hogy az N mintás A_r az 1. felismerés szerint két $N/2$ mintás DFT (B_r és C_r) összege, az 1. és a 2. felismeréseket most B_r -re és C_r -re tovább alkalmazhatjuk: mindegyik két $N/4$ mintás DFT-re vezethető vissza, a 2. felismerés előnye ismét kihasználható. Mindez addig folytatható, amíg az N mintás DFT-t csupa 1 mintásra visszavezetjük. Az eredmény: ha az N mintás DFT-t FFT-vel számítjuk ki, akkor nem N^2 db, csupán $N \log_2 N$ komplex szorzás és összeadás szükséges. Pl. $N=2^{13}=8192$ mellett a szükséges számítási műveletek száma $1/630$ arányban csökken.

Nézzük a mondottak levezetését egy $N=8$ mintás DFT konkrét példáján, egészen a végső számítási összefüggésekig és a számítás folyamatábrájáig!

Az első $N/2$ db A_r mintára:

$$A_r = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot W^{kr} = \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{2k} \cdot W^{2kr} + \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{2k+1} \cdot W^{(2k+1)r}.$$

Ha $r=0, 1, \dots, N/2-1$ értékeket veszünk figyelembe, akkor a második $N/2$ db A_r mintára:

$$A_{r+N/2} = \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{2k} \cdot W^{2k(r+N/2)} + \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{2k+1} \cdot W^{(2k+1)(r+N/2)}.$$

Végezzük el a kitevőkben kijelölt műveleteket, és használjuk ki, hogy

$$W^{kN} = e^{-j2\pi k} = \cos 2\pi k - j \sin 2\pi k = 1, \text{ ha } k \text{ egész szám.}$$

Ezzel:

$$W^{(2k+1)r} = W^r \cdot W^{2kr},$$

$$W^{2k(r+N/2)} = W^{2kr},$$

$$W^{(2k+1)(r+N/2)} = W^{r+N/2} \cdot W^{2kr}.$$

Visszahelyettesítés és a részösszegekre a B_r , ill. C_r jelölés bevezetése után nyerjük:

$$A_r = B_r + W^r \cdot C_r,$$

$$A_{r+N/2} = B_r + W^{r+N/2} \cdot C_r,$$

$$B_r = \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{2k} \cdot W^{2kr}, \quad (3.11)$$

$$C_r = \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{2k+1} \cdot W^{2kr},$$

$$r = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1.$$

Most (az $N/2$ mintás) B_r -t és C_r -t bontjuk tovább a már alkalmazott módszerrel $N/4$ mintás DFT részösszegekre.

B_r az $x_0, x_2, \dots$ mintasorból származik, amit most egyfelől $x_0, x_4, \dots$ másfelől $x_2, x_6, \dots$ részsorokból álló DFT összetevőkre bontunk. C_r az $x_1, x_3, \dots$ mintasorból származik, amit egyrészt az $x_1, x_3, \dots$ másrészt az $x_5, x_7, \dots$ részsorokból álló DFT összetevőkre bontunk. Tehát:

$$B_r = \alpha_r + W^{2r} \cdot \beta_r; \quad C_r = \gamma_r + W^{2r} \cdot \delta_r,$$

$$B_{r+N/4} = \alpha_r + W^{(2r+N/2)} \cdot \beta_r; \quad C_{r+N/4} = \gamma_r + W^{(2r+N/2)} \cdot \delta_r,$$

$$\alpha_r = \sum_{k=0}^{N/4-1} x_{4k} \cdot W^{4kr}; \quad \gamma_r = \sum_{k=0}^{N/4-1} x_{4k+1} \cdot W^{4kr},$$

$$\beta_r = \sum_{k=0}^{N/4-1} x_{4k+2} \cdot W^{4kr}; \quad \delta_r = \sum_{k=0}^{N/4-1} x_{4k+3} \cdot W^{4kr},$$

$$r = 0, 1, \dots, \frac{N}{4}-1. \quad (3.12)$$

Ha $N=8$, akkor $N/4-1=1$, s így $\alpha_r, \beta_r, \gamma_r$ és δ_r 2 mintás DFT-k ($r=0$ vagy 1). Mindegyiket (3.12) alatti definícióik és az eddigiekben is alkalmazott felbontási módszer alapján két db 1 mintás DFT-re bonthatjuk. Márpedig egy 1 mintás DFT, mint (3.6)-ból kitűnik, önmagával egyenlő. Írjuk ki $\alpha_r, \beta_r, \gamma_r$ és δ_r összes értékeit, most már az $r=0$ vagy 1 és a $k=0$ vagy 1 konkrét számokkal:

$$\alpha_0 = x_0 \cdot W^0 + x_4 \cdot W^0,$$

$$\alpha_1 = x_0 \cdot W^0 + x_4 \cdot W^4,$$

$$\beta_0 = x_2 \cdot W^0 + x_6 \cdot W^0,$$

$$\beta_1 = x_2 \cdot W^0 + x_6 \cdot W^4,$$

$$\gamma_0 = x_1 \cdot W^0 + x_5 \cdot W^0,$$

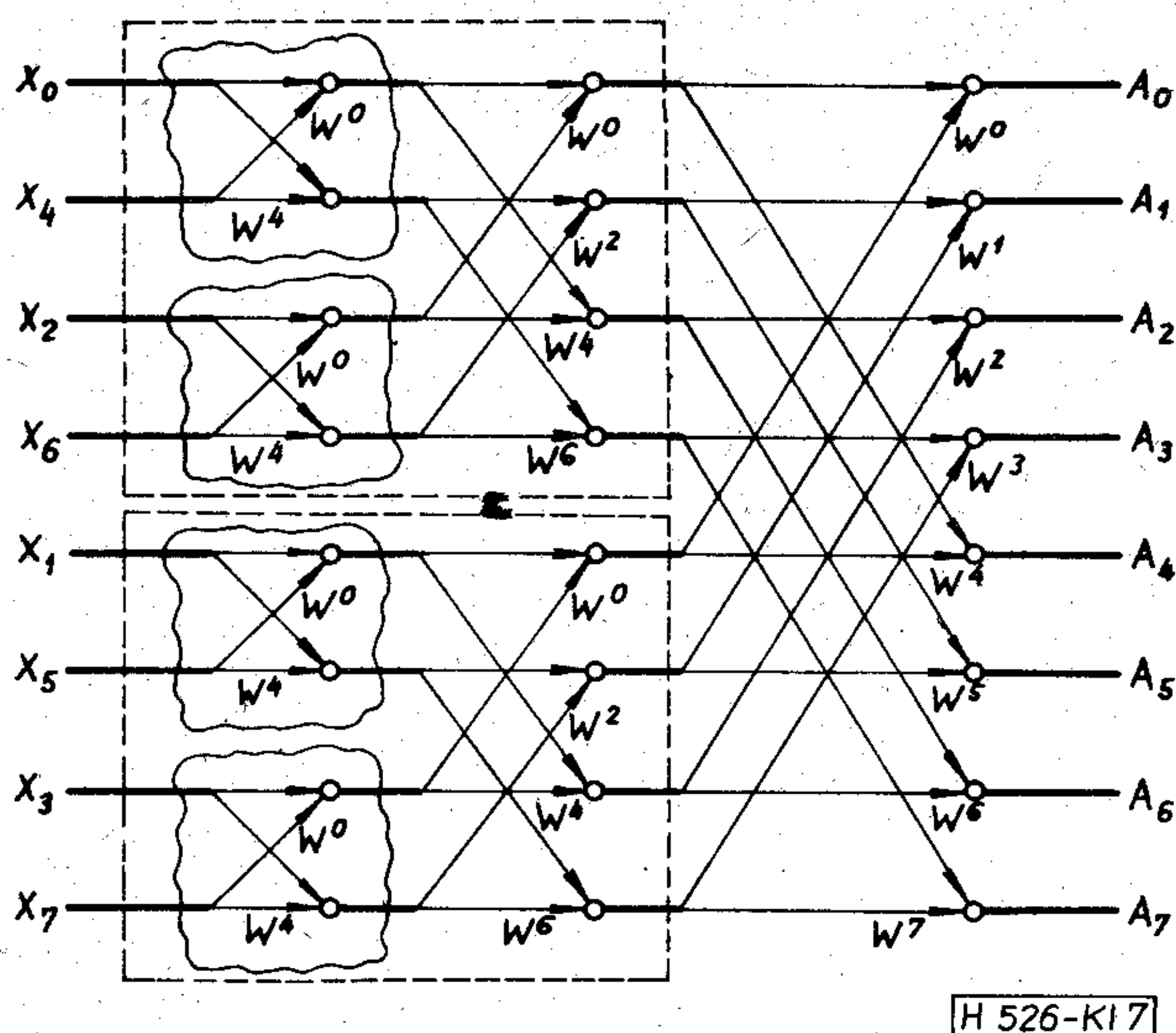
$$\gamma_1 = x_1 \cdot W^0 + x_5 \cdot W^4,$$

$$\delta_0 = x_3 \cdot W^0 + x_7 \cdot W^0,$$

$$\delta_1 = x_3 \cdot W^0 + x_7 \cdot W^4. \quad (3.13)$$

A felbontást ($N=8$ esetre) ezzel befejeztük. Az $x_0, x_1, \dots, x_7$ mintákból az $A_0, A_1, \dots, A_7$ minták a (3.11), (3.12) és (3.13) összefüggések alapján számíthatók ki. A számítás folyamatábrája (és a felbontási lépések) a 7. ábrán láthatók. A kis köröknél levő nyíl találkozások összeadásokat jelentenek. A nyilakhoz rendelt exponenciális mennyiségek azt jelentik, hogy a nyilak által „hozott” mennyiségeket velük meg kell szorozni, s e szorzatokat kell a nyilak találkozásánál (kis körök) összeadandóknak tekinteni.

A folyamatábrát a benne felismerhető rendszer szerint 8-nál nagyobb N értékre is kiterjeszthetjük, feltéve, hogy $N/2$ -nek pozitív egész kitevőjű hatványa.



7. ábra. FFT folyamatábrája $N=8$ mintás DFT kiszámítására. Négymintás (szaggatott-vonal keret), majd kétmintás (hullámos-vonal keret) DFT-re visszavezetve

Ábránkon az A_r minták természetes rendben, az x_k minták kevert rendben követik egymást. Ez a helyzet megfordítható, sőt (tárolók beiktatásával) bevezethető olyan számítási menet is, melyben x_k -k és A_r -ek egyaránt természetes rendben szerepelnek — l. pl. [15].

A 7. ábrából az is felismerhető, hogy lehetőség nyílik egyidejűleg (párhuzamosan) több számítási művelet végrehajtására. [3]-szerint e lehetőség kihasználásával, több aritmetikai egységet tartalmazó célszámítógéppel, 4096 mintás DFT-nél a számítási sebességet „csupán” e fogással közel két nagyságrenddel sikerült megnövelni. A mintaszám növekedésével

mind magának az FFT-nek, mind pedig az FFT több aritmetikai célszámítógéppel történő végrehajtásának a számítást gyorsító hatása növekszik, s a két hatás szorzata érvényesül.

IRODALOM

- [1] Vaszenkov, A. A.: A 70-es évek mikroelektronikája. Híradástechnika, 1974. 10. sz.
- [2] Dr. Kerpán I.—Temesvári Zs.—Koralewsky V.: Statisztikus mérések véletlen jeleken. BHG-ORION-TRT Műszaki Közlemények, 1976. 5. sz.
- [3] Fus, P. S.—Stuart, J. C., Jr.: Making the Fast Fourier Transform Really Fast. Bell Laboratories Record, February 1973.
- [4] Pálmai L.-né: Integrál transzformációk gyors végrehajtása számítógépen. Híradástechnika, 1972. 5. sz.
- [5] Dr. Székely V.: A dekonvolúció és technikai alkalmazásai. Híradástechnika, 1971. 6. sz.
- [6] Dr. Gordos G.—Sallai Gy.: Hírányagok természetes és összetett jeleinek statisztikai tulajdonságai. Híradástechnika, 1972. 9. sz.
- [7] Cebe L.: A Fourier-integrál. BHG-ORION-TRT Műszaki Közlemények, 1975. 1. sz.
- [8] Simonyi K.: Elméleti villamosságtan. Tankönyvkiadó, Budapest. 1955. évi, második kiadás, 300—302. old.
- [9] Prékopa A.: Valószínűségelmélet műszaki alkalmazásokkal. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1962. 103—105. old.
- [10] Dr. Kerpán I.: A vezetékes jelátvitel idődimenziójú jellemzőiről. Híradástechnika, 1974. 11. sz.
- [11] Dr. Fenyő I.—Dr. Frey T.: Matematika villamosmérnököknek II. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1965., 242—243. old.
- [12] Dr. Ferenczy Pál: Hírközlésmélet. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972.
- [13] Dr. Géher K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
- [14] Stuck, B. W.—Kleiner, B.: A Statistical Analysis of Telephone Noise. The Bell System Technical Journal, September 1974. vol. 53. No. 7. p. 1263—1320.
- [15] What is the FFT? (IEE munkacsoport közleménye. Megjelent a DIGITAL SIGNAL PROCESSING c. kötetben. Szerkesztők: Rabiner, L. R.—Rader, Ch. M. Kiadó: IEE PRESS, New York, 1972.)

Pályázati felhívás!

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület diplomaterv- és szakdolgozat-pályázatot hirdet

- a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán,
- a Zrínyi Miklós Akadémián,
- a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola Gyengeáramú Karának Híradásipari, Alkatrészgyártó és Számítástechnikai Szakán, valamint
- a Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola Távközlési és Automatizálási Intézetében

1977-ben végző hallgatók részére.

A pályázaton mindazon hallgató részt vehet, aki államvizsgáját legkésőbb 1977. október 31-ig jeles vagy jó eredménnyel leteszi és diplomatervét, illetve szakdolgozatát az Állami Vizsgáztató Bizottság a pályázatra alkalmasnak tartja. (A pályázaton való részvétel esetén adatlapot kell kitölteni, amely a HTE titkárságán igényelhető.)

A pályázat célja a jó tanulmányi eredményt és a legjobb

diplomatervét, illetve szakdolgozatot kidolgozó végzős szakemberek megbecsülése és munkájuk külön jutalmazása.

A pályázatra az Állami Vizsgáztató Bizottság közvetítésével lehet jelentkezni.

Pályadíjak:

a diplomaterv-pályázaton:	a szakdolgozat-pályázaton:
I. díj 1500,— Ft	I. díj 1200,— Ft
II. díj 1200,— Ft	II. díj 1000,— Ft
III. díj 1000,— Ft	III. díj 800,— Ft

A díjak odaítéléséről bíráló bizottság dönt, amelynek elnökét és két tagját a HTE, további két tagját az iskola jelöli ki. A díjakat az Egyesület ünnepélyes ülésén nyújtják át a nyerteseknek. A díjnyertesek a HTE rendezvényei keretében munkájukról előadást tarthatnak és tanulmányt jelentethetnek meg az egyesület tudományos folyóiratában, a Híradástechnikában.

Dr. Házman István

a HTE Oktatási Bizottságának vezetője

EGYESÜLETI HÍREK

A HTE Átviteltechnikai Szakosztálya és a MATE Elektronikus Műszerek Szakosztálya közös szervezésben a Technika Házában 1977. április 14-én „A műszaki megbízhatóság és a biztonság kérdései az elektronikus és a híradástechnikai berendezések fejlesztésénél” címen a Távközlési Kutató Intézet tudományos főmunkatársa, *Dr. rer. nat. F. Tóth István* tartott előadást, amelyen az iparvállalatok és felsőfokú oktatási intézmények szakemberei vettek részt, összesen 27 fő.

Az előadás célja az volt, hogy rövid és egységes áttekintést adjon a témával kapcsolatos legfontosabb elvi ismeretekről, a nagyberendezések és rendszerek megbízhatósági kérdéseiről, különös tekintettel a rendszer és a külvilág kölcsönhatására, továbbá a biztonsági osztályokról és a biztonsági modellről.

Az előadó elemezte azokat a legfontosabb szimulációs és analitikus elveket és módszereket, amelyeket már a műszaki tervezés kezdetén ismerni és alkalmazni kell a megbízható és a biztonságos működés szavatolására.

A hallgatóság megismerhette a leggyakrabban előforduló elektronikus alkatrészek biztonsági helyettesítő képeit, valamint egy olyan parallel-redundáns, szavazó áramkörökkel felépített digitális adat- és hírközlő rendszer felépítését, amely megháromszorozza a teljes rendszer eredő megbízhatósági értékét.

Az előadást élénk érdeklődés kísérte, mivel a jövőben fokozott gonddal kell a rendszerek megbízhatóságára vonatkozó ismereteinket bővíteni és a mindennapos munkában egyre szélesebb körben alkalmazni.

F. Tóth István

*

A HTE és az NJSZT 1977. április 13-án rendezte a távadatfeldolgozással kapcsolatos hagyományos tavaszi klubdelutánját, több mint 50 érdeklődő részvételével. A klubdelután célja az elmúlt évben a távadat-feldolgozásban elért hazai fejlesztési eredmények áttekintése, felkért hozzászólók segítségével.

A klubdelután első felszólalója *Dr. Horniák Gábor* beszámolt a VEIKI és a VIDEOTON által közösen fejlesztett NIMINFO információs rendszer fejlesztése és kísérleti üzeme közben szerzett tapasztalatokról. A NIMINFO rendszerhez kapcsolódó TAF alrendszer adatok gyűjtését, a begyűjtött adatok feldolgozását, központi adatfileok kialakítását, és adatok lekérdezését teszi lehetővé. A NIMINFO információs rendszer R 40 számítógépen alapszik, a TAF alrendszert R 10 alapú Programozott Multiplexer irányítja. A TAF alrendszerben VT 340 és VT 56 100 terminálok dolgoznak. Lugossi Károly ismertette a VIDEOTON által a Szovjetunió Gázipari Minisztériuma részére készített — két R 10 számítógépen alapuló — TAF rendszert.

Mazgon Sándor a távadatfeldolgozás (TAF) hazai helyzetét szemléltető statisztikai adatokat ismertetett. 1976-ban Magyarországon 128 egyszerű végállomás és 51 számítógépes végállomás dolgozott. A távadat-feldolgozásban részt vevő számítógépek aránya 2,6%.

Köves Mihály beszámolt a DOS/BTAM továbbfejlesztéséről, mellyel a Telefongyár biztosította AP 2 és AP 3 termináljainak ESZR nagyszámítógépek mellett való alkalmazási lehetőségét.

A Telefongyár TAF alrendszerét 1976 őszén Minszkben egy R 22 számítógéphez kapcsolt MPD 3 multiplexer segítségével approbálta.

Szabó Károly az ORION Ap 62 és AP 64 termináljaival kapcsolatos munkát és eredményeket ismertette.

Németh József a TKI-ből az R 10 Time sharing monitorának file struktúráját ismertette, majd beszámolt egy R 10 és R 12 közötti kapcsolatot biztosító duplex algoritmus alkalmazásáról.

A nagysikerű klubdelután az érdeklődők kérdéseire adott válaszokkal zárult.

*

HTE már két éve felvette témái közé az optikai információátvitel (és ezen belül a száloptikás átvitel) problémakörét. A Mikrohullámú Szakosztály és a Konstruktív Szakosztály, ill. a HTE Intézeti csoportja keretében több előadás ismertette a téma műszaki és gazdasági vonatkozásait, mind a fejlesztők, mind a felhasználók szempontjából.

Mintegy tíz éve, hogy a jelentős távközlési kutató és fejlesztő intézetek, vállalatok, a száloptikás átvitelt tanulmányozzák, fejlesztik, kísérleti üzemeltetést végeznek vele. 1966-ban jelent meg az immár klasszikusnak számító Kao-Hockham cikk és ugyanabban az évben kapta feladatául a Corning Glass Works cég egy — távközlési célokra is alkalmas — optikai szál kifejlesztését. Az elmúlt tíz évben egyre tisztábban kialakultak azok a gyártási folyamatok, amik a jó hatásfokú és megbízható minőségű, száloptikai hírközlési alkatrészek (adó és vevő eszközök, száloptikák, csatlakozók, csatolók) gyártásához szükségesek. Kialakultak a többé-kevésbé egységes műszaki követelmények is mind az alkatrészek, mind a rendszerek vonatkozásában.

Röviden jellemezve: a száloptikás átviteli rendszer nagyon jelentős előnyöket nyújt a konvencionális kábelrel és a szokásos fémvezetékekkel szemben. A megnövekedett sávszélesség, a kisebb átmérő, a kisebb súly, az áthallásmentesség, a teljes induktív és kapacitív interferenciamentesség és a potenciális lehetőség az igen olcsó jelátvitelre, alkalmassá teszik a száloptikás rendszert arra, hogy a (közel) jövőnek szinte versenytárs nélküli átviteli rendszere legyen.

Az eddig kidolgozott száloptikás rendszerek közös jellemzője, hogy kompatibilisek a jelenleg üzemelő, konvencionális rendszerekkel, ezért az üzembeállításuk nem igényel majd különleges intézkedéseket.

A száloptikás átviteli rendszer három fő részből áll:

1. adó egység,
2. átvivő közeg,
3. vevő egység.

Az átvivő közeg csatlakoztatása különleges problémaköre a száloptikás hírátviteli rendszereknek.

A témának ezzel a részével részletesen foglalkozott április 20-án a Konstruktív Szakosztály klubdelutánján *Déri Sándor*.

A száloptika rendszerekben kétféle csatlakozást különböztetünk meg: 1. bontható csatlakozó (connector), 2. nem bontható csatlakozó (splicer). Ez utóbbi a fémkábeleknél a kötésnek felel meg.

Mind a kétféle csatlakozásnál az a cél, hogy az összekötésnél a haladó jel minimális veszteséggel jusson át a csatlakozáson és ez a minimális veszteség még hosszabb idő után is azonos értékű maradjon.

Az eddig ismert megoldásokat (Bell-féle, az ITT óráscsapágyas csatlakozói, az AEG-Telefunken megoldásai, Siemens csatlakozó) az előadás meglehetősen részletességgel tárgyalta. Az előadás utáni megbeszélésen a hazai helyzetet és lehetőségeket is megvitattuk. Néhány konkrét csatlakozási megoldás ötletét is megismertük.

Déri Sándor

*

Május 3-án *Krémer Péter* (REMIX) és *Kesselyák Péter* (BHG) beszámoltak a Lipcsében tartott 3. Megbízhatósági Konferenciáról, ahol a HTE kiküldöttjei illetve a rendező szervezet, a Kammer der Technik vendégeiként vettek részt.

A Konferencián több figyelemre méltó beszámolót hallottak az NDK-ban foganatosított megbízhatósági szabványosítás és munkaszervezés jelenlegi állásáról, mely a szocialista országok között a legfejlettebb szinten áll.

A konferencia témaköre az elektronikai gyártmányok megbízhatósága és környezetállósága volt. Az NDK-ban régóta felismerték, hogy a két szakterület egymástól elválaszthatatlan, szoros kölcsönhatásuk törvényszerű. A konferencián az NDK-s szakemberek mellett (mintegy 200 fő) elsősorban lengyel és bolgár szakemberek vettek részt. Hazánkat 3 fő képviselte.

A megnyitás és a plenáris előadások után a további előadásokra négy szekcióban került sor. Az egyes szekciók témakörei a következők voltak.

- A. szekció: Megbízhatóság-elmélet (Számítások, modellezések);
- B. szekció: Mechanikus és klimatikus környezeti hatások;
- C. szekció: Kereskedelmi áruk megbízhatósága;
- D. szekció: Ipari megbízhatósági tapasztalatok.

Itt csak érintenénk a legérdekesebb előadásokat, melyek mondanivalója a hazai megbízhatósági munkát közvetlenül játékonnyan befolyásolhatja.

— Dr. Jahn bevezető előadásában felhívta a figyelmet, hogy az NDK-ban központi előirányzat az elektronikai ipar termékei minőségének és megbízhatóságának 5 év alatti 20%-os javítása. Különös figyelmet kell fordítani az integrált áramkör-gyártásban a megbízhatóságra. E célkitűzés megvalósításának eszközeként a megbízhatósági munka színvonalas szervezését, a megbízhatósági követelmények kimunkálását és termékszabványokba való beépítését jelölte meg, továbbá azt, hogy meg kell keresni a megbízhatóság és a gyártástechnológia közötti konkrét összefüggéseket, hogy ilymódon a megbízhatóság a technológia szabályozása útján kézben tartható legyen.

Igen figyelemreméltó az a célkitűzés, hogy a megbízható termék kibocsátása érdekében a dolgozókat is egyénileg minősíteni kell munkájuk alapján, mert ez egyúttal a jó minőségű végtermék-kibocsátás kritériuma is: megbízható terméket csak lelkiismeretes, jó munkát végző dolgozó képes előállítani. Szocialista viszonylatban ez az első ilyen jellegű kezdeményezés.

Központi téma volt a konferencián a nemrég megjelent ASMW—VW 1068 és 1290 számú állami rendeletek, amelyek kötelező előírásokat tartalmaznak a népgazdasági fontosságú gyártmányok, így az elektronikus alkatrészek üzemi megbízhatóságának garantálására és a fejlesztés különböző fázisaiban a megbízhatósági munkaszervezésre. Ennek kapcsán több előadás foglalkozott üzemelő berendezések megbízhatósági adatvizsgálásával, mint a gyakorlat számára leghatékonyabb módszerrel, amely révén a berendezésben levő gyenge pontok feltárhatók, elemezhetők és kiküszöbölhetők. Ugyancsak ezért egyik fő feladat az NDK-ban a megbízhatóság-elmélet fejlesztése, olyan algoritmusok keresése, amelyek segítségével a laboratóriumi megbízhatósági vizsgálatok eredményeiből az üzemi viszonyok között érvényes megbízhatóságot előre lehet jelezni. Az elméleti előadások közül különösen érdekes volt Dr. G. Härtler beszámolója a megbízhatósági vizsgálatok eredményeinek információ-tartalmáról, a megfelelő eloszlási modell megválasztásáról — különösen a hosszú élettartamok területén — ennek megfelelően a vizsgálatok ésszerű tervezéséről időben és mintadarab-számban egyaránt.

Környezetállósági témakörben előadás hangzott el a jövő szervo-hidraulikus elven működő mechanikai vizsgáló berendezéseiről, melynek kísérleti példányait már megépítették és kipróbálták Drezdában. Az új technikával 1000 kp súlyú minták 25 Mp hidraulikus nyomóerő alkalmazásával 60 c/s ismétlődési frekvenciával félszínuszosan rázhatók. A résztvevők beszámolót hallhattak a henningsdorfi erőáramú laborban kifejlesztett és működő mesterséges napfényállósági vizsgáló berendezésről és a hozzá tartozó mérőfelszerelésről, valamint a DAMW által Havannában folytatott természetes trópusállósági vizsgálatok tapasztalatairól.

A HTE küldöttjei az előadásokról a fentieknél részletesebben beszámoltak az érdeklődőknek. Bővebben a konferencia kiadványából tájékozódhatnak a HTE tagjai.

*

Április 19-én Balogh Dezső és Haffner János nagy létszámú érdeklődő közönség előtt beszámolt a „Párizsi Alkatrész Szalon”-on látottakról. A kiállításon a következő szekciókban mutattak be termékeket:

- Az elektronika alkatrészei (aktív és passzív) és szerelvényei;
- mérőberendezések;
- az elektronikai ipar által használt speciális anyagok és gyártó berendezések;
- szakmai folyóiratok és könyvek.

Az alkatrészek közül p- és n-csatornás MOS és a bipoláris mikroprocesszorok, valamint a RTC napelemek, és az optikai hírközlés elemei váltották ki a legnagyobb érdeklődést. A gyártó berendezések szekciójában főleg a nyomtatott áramkörök előállításához szükséges gyártóberendezéseket állították ki. A félvezető IC-k gyártó berendezései a „PRODUCTRONICA '77”-en ősszel Münchenben kerülnek bemutatásra. A kiállításon megjelent 1250 cég között ott voltak a szocialista országok alkatrészeket gyártó vállalatai és a távol-keleti, amerikai és nyugat-európai vezető cégek képviselői is.

A kiállításon lemérhető volt, hogy az elektronikus és az elektromos iparban mérsékelt haladás tapasztalható világszerte. Jellemzők voltak a korábbinál általában kedvezőbb árak. A haladás mértéke szakáganként változik.

Jól megfigyelhetjük a tendenciákat a francia elektronikai ipar tükrében. 1976-ban 10,5%-os termelésnövekedéssel 17%-kal nagyobb pénzforgalmat bonyolítottak le mint egy évvel korábban, azonban ezen belül az elektronikus alkatrészgyártó ipar forgalma még alatta maradt az 1974-es rekord évnek.

A francia alkatrésziparnak négy fontos felhasználói piaca van:

1. Fogyasztási cikkek piaca: az előzetes feltételezésekkel szemben ez a piac fokozatosan csökkenő tendenciát mutat. 1972-ben a piaci részesedés 16% volt, 1980-ra várhatóan 11%-ra esik vissza. Fejlődés inkább csak a színes TV területén, a háztartási és a gépkocsi elektronika területén várható.

2. Adatfeldolgozás: 1972-től a félvezetőipar előnyben részesítette az adatfeldolgozás igényeit. A piac azonban 1976-ra telítődött.

3. Távközlés, kapcsolástechnika: mindenki feltételezi, hogy jelentősége növekszik, és az alkatrészpiac számára új lehetőségeket ad. Piaci részesedése a jóslatok szerint lassú ütemben emelkedik. A már megrendelt elektronikus és félvezetőelektronikus vonalak száma 3,98 millió. Biztos, hogy 1980-ra 10 millió elektronikus telefonkészüléket adnak el.

4. Rádió hírközlés és professzionális elektronikus berendezések.

A kiállításon néhány újítást jelentettek be a μ P-ok területén. Az INTEL új 8048-as μ P-val egy lépést tett előre. Ez magában foglalja a REPR0M-okat is, ennek megfelelően mindig drágább lesz, mint a többi μ P. Több cég így a Rochwell A/D vagy D/A átalakítókat próbálnak készíteni μ P tokban, háztartási eszközök és gépkocsielektronikai felhasználás céljára. A Texas kihozza a TMS 9980 jelzésű 8 bites μ P-t, mely 40 kivezetéses plasztik tokban fele árú lesz, mint a 9900-as. Tervezik a TMS 9972 típust, mely 2048×8 bites ROM és 128×8 bites RAM tárat is magában foglal. A Motorola MC6802 jelzéssel hoz forgalomba új μ P-t beépített óragenerátorral és 128 byte-os RAM tárral.

Az új memóriatípusok között különösen jelentős a Texas 90 kbit kapacitású buborék memóriája, mely jelenlegi formájában még illesztő áramkörrel csatlakoztatható TTL-rendszerhez, szintén jelentős újdonság a Fairchild és a Texas 64 Kbytes CCD memóriája, mivel sok felhasználó igényel 10^5 — 10^6 bit kapacitást ms nagyságrendű hozzáférési idővel.

Az ATES szisztematikusan készül a 80-as években várható távközlés-technikai alkatrészigények kielégítésére. Az analóg eszközök területén kidolgozott integrált áramköröket, így

kompondor csatornákat,
keresztpont rendszert,
aktív szűrőt,
csatorna modemet,
csatornaerősítőt.

A digitális átvitel számára MOS, CMOS és HLL elemeket, valamint kis teljesítményű Schottky sorozatok gyártását is megkezdik.

Az ATES véleménye, hogy az elkövetkező 10 éven belül jelentős mértékben gyakorlati alkalmazást nyer az optikai hírközlés az új kis csillapítású száloptika megjelenésével. Ez lehetővé teszi az ismétlő erősítők nagyobb távolságon való elhelyezését, esetleg elhagyását.

A piacon bemutatott új integrált teljesítményerősítők közül néhány érdekesebb a francia RTC-cég TDA 1010-es 6 W-os erősítője elsősorban autórádiókba, a 2611 típus tv, lemezjátszó és magnó céljaira, a DIL16 típus pedig sztereó erősítő. Az ATES cég TDA 2020 jelzésű erősítője 20 W-ot ad le 4 ohmon $d < 1\%$ torzítás mellett. Az alkalmazási példák bemutatása is elősegíti elterjedését.

Mérőműszerek területén új kijelzési módszerek és kijelző elemek adnak új megoldási lehetőséget. Erősen terjed az egyszerű műszerek automatizálása. Több cég multiméterekben is alkalmaz μ P-t. A logikai jelek vizsgálatához 4 és 8 csatornás jel multiplereket és analizátorokat kínálnak a μ P eszközök méréséhez.

Az előadók bőséges katalógusanyaggal illusztrálták előadásaikat, mely katalógusok személyes megkereséssel az előadók-nál hozzáférhetőek. A kivonatos útijelentéseket a HTE titkárságán tekinthetik meg az egyesület regisztrált tagjai.

Gunn- és IMPATT diódás oszcillátorok

ETO 621.373.51

1. Bevezetés

A mikrohullámú sávban közvetlen rezgéskeltésre elsősorban Gunn- és IMPATT diódákat használnak. A Gunn-dióda előnye az IMPATT diódával szemben, hogy kisebb zajú; hátránya viszont, hogy rosszabb hatásfokú. Ezért kb. 300 mW alatti teljesítményre a Gunn-dióda, ennél nagyobb teljesítményre pedig az IMPATT dióda használatos. Eltérés van még az egyenáramú táplálásban is. Ugyanis a Gunn-dióda feszültségstabilizált, az IMPATT dióda pedig áramstabilizált táplálást kíván. Az egyenszint a Gunn-diódán 10 V körüli, az IMPATT diódán viszont 100 V körül van. Tehát az egyenáramú táplálás szempontjából a Gunn-dióda az előnyösebb.

A Gunn- és IMPATT diódás oszcillátorok elméleti és kísérleti vizsgálatáról sok közlemény számolt már be [1–7]. Ugyancsak többen foglalkoztak e diódák fizikai működésének elemzésével [8–12]. Ebben a cikkben a Távközlési Kutató Intézetben kifejlesztett Gunn- és IMPATT diódás oszcillátorokat és az azokkal végzett vizsgálatokat ismertetjük. Az oszcillátorok különböző típusai a 6, 8, 10 és 12 GHz-es frekvenciasávra készültek.

2. Kis zajú oszcillátorok

Többféle célra fejlesztettünk ki kis zajú oszcillátorokat. Ezek az oszcillátorok általában rögzített frekvencián üzemelnek és csak esetenkénti áthangolásuk szükséges. A legtöbb alkalmazásnál a frekvencia-zajt kell kis értéken tartani. A kis FM zajt Gunn-dióda használatával és nagy jósági tényező beállításával értük el. Az utóbbi érdekében csőtápvonalas üregrezonátorba helyeztük a diódát.

Az oszcillátor vázlatos metszetét az 1. ábra mutatja. Az üregrezonátort téglalap keresztmetszetű csőtápvonalban alakítottuk ki. A Gunn-diódát az elektromos erővonalakkal párhuzamosan az egyik keskeny oldalfal közelében jó érintkezésbe hoztuk a csőtápvonal széles oldalfalával. A dióda másik végéhez szűrőn keresztül a tápfeszültséget vezetjük. Az üregrezonátorból a jelet írisz révén csatoljuk ki. Hangolásra állítható rövidzárat használunk.

Az oszcillátorokat közel maximális kimenő telje-

sítménnyel járattuk. A dióda síkjában az ehhez szükséges terhelő impedanciát az írisz szuszceptanciájának és a diódától való távolságának a megfelelő megválasztásával érjük el. Finom beállításra hangolócsapok szolgálnak.

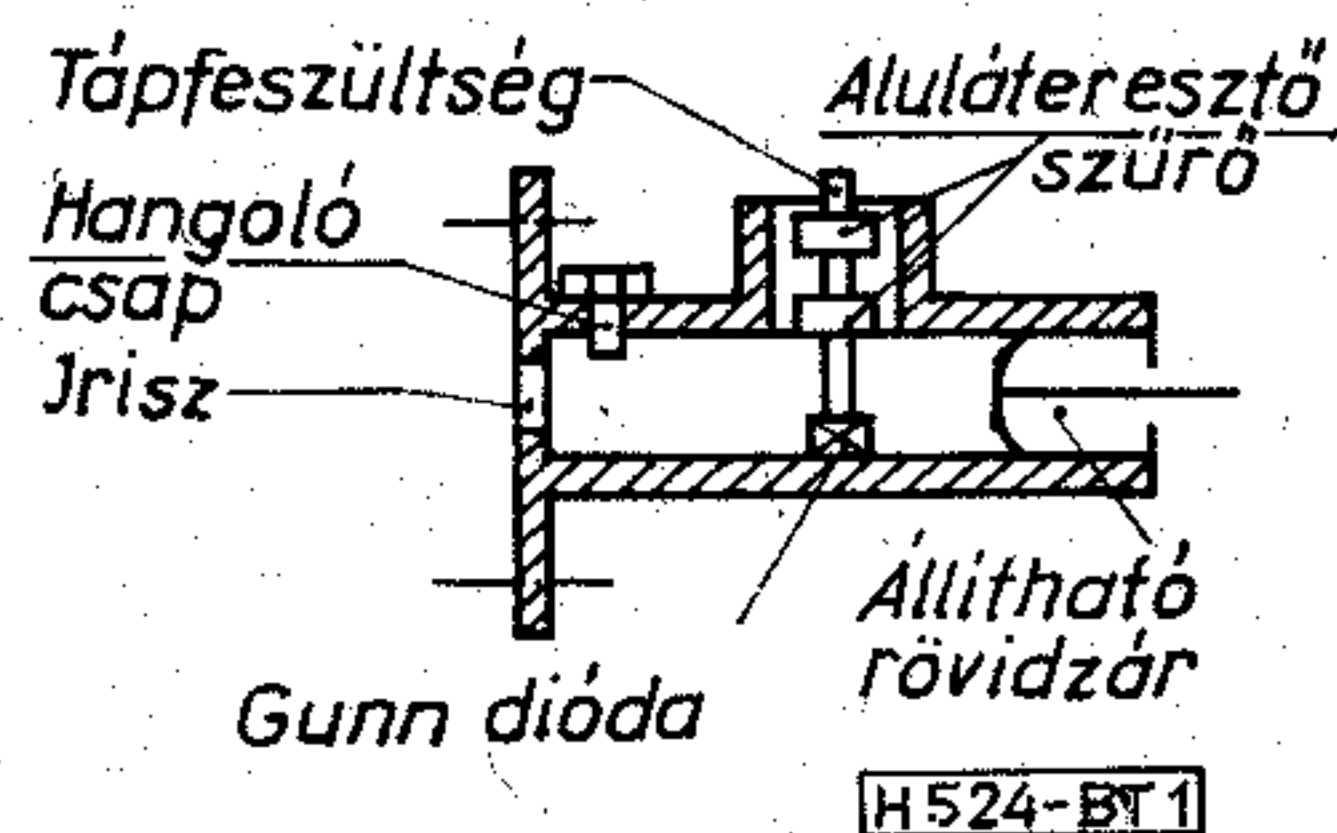
A dióda melegpontjához csatlakozó szűrőknek több feladatuk is van. Egyrészt biztosítaniuk kell, hogy a dióda melegpontja és az üregrezonátor ehhez legközelebb levő fala között az üzemi frekvenciasávban valós terhelés ne legyen és ezáltal az oszcillátorból a mikrohullámú jel ne szivároгjon ki a tápegység felé. Másrészt meg kell akadályozni, hogy a dióda az egyenáramú tápláló áramkörökkel együtt kisfrekvencián begerjedjen. E két feladat ellátása érdekében mikrohullámú és kisfrekvenciás szűrőt kell a dióda kivezetéséhez lehetőleg közel elhelyezni.

A kis zajú Gunn-oszcillátorokat mikrohullámú összeköttetésekben helyi oszcillátorként, parametrikus erősítőkben pumposzcillátorként, és különféle mérési összeállításokban alkalmaztuk. A teljesítmény 1 és 100 mW között van a követelményektől függően. A mechanikus áthangolási sáv 0,5–1,0 GHz körüli.

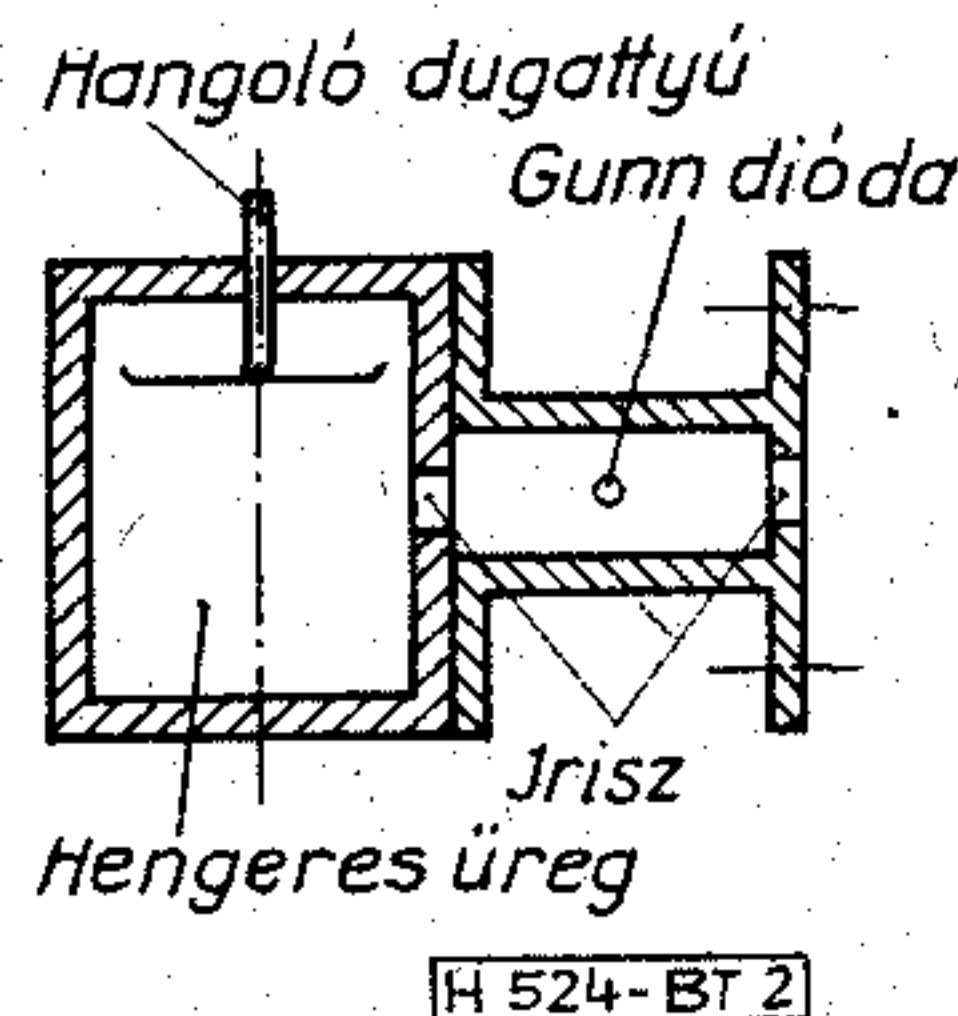
A frekvencia-zaj további jelentős csökkenésére a csatolt üreges terhelés ad lehetőséget. Ha az oszcillátor rezonátorához nagy jóságú üreget csatolunk, a frekvenciazaj lényeges csökkenését érhetjük el. A csatolt üreges oszcillátor felépítését a 2. ábra adja meg vázlatosan. A dióda lapos csőtápvonalból kialakított rezonátorban van elhelyezve, melyhez hengeres üreget csatoltunk.

A frekvenciazaj spektrális eloszlását az alapsávban a 3. ábra mutatja. A zaj löketét 200 kHz-es jellökethez viszonyítottuk. A felső görbe a csőtápvonalas oszcillátor, az alsó görbe a csatolt üreges oszcillátor esetén adja meg a zaj szintjét 2 kHz széles sávban mérve. A mérőrendszer lényegileg mikrohullámú vevőt, 70 MHz-es erősítőt, FM demodulátort és szelektív szintmérőt tartalmaz. A vevő termikus zaja az oszcillátorok zajához képest számottevő és ezért az úgynevezett háromszögzaj nagyobb alapsávi frekvenciákon elfedi az oszcillátorok saját zaját. A 3. ábra az oszcillátorok és a mérőrendszer eredő zaját mutatja. Ezért az oszcillátorokra jellemző zajszintet csak a kisebb alapsávi frekvenciákon kapjuk meg ebből a mérésekből. A két görbét összehasonlítva megállapítható,

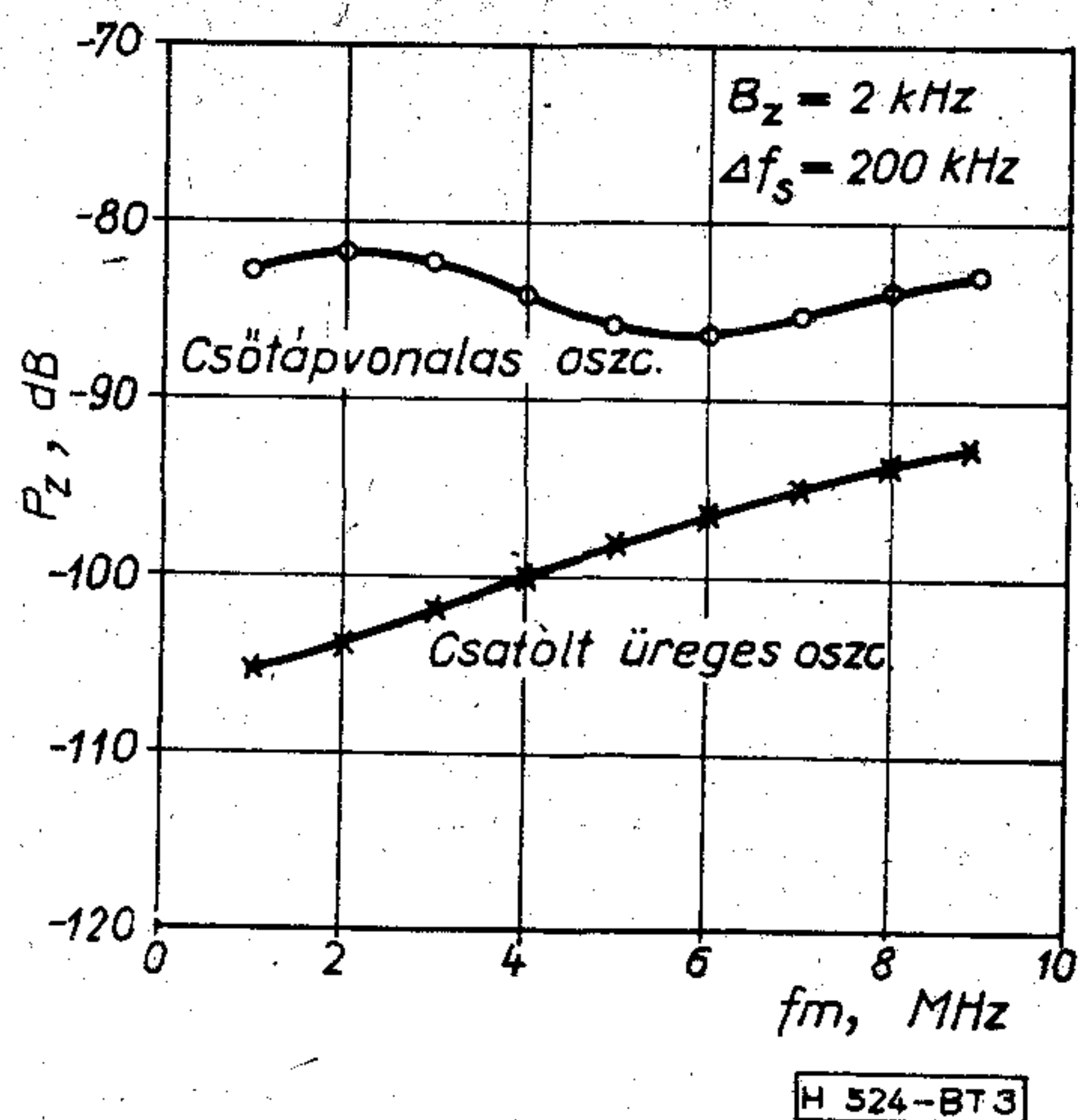
Beérkezett: 1977. V. 17.



1. ábra. Csőtápvonalas oszcillátor



2. ábra. Csatolt üreges oszcillátor



3. ábra. Frekvenciazaj spektrális eloszlása

hogy a csatolt üreges oszcillátor zaja kb. 20 dB-lel kisebb, mint a csőtápvonalas oszcillátoré. Ez elsősorban a nagyobb jósági tényezőnek tulajdonítható.

Problémát okoz az oszcillátorok hőmérsékletfüggése is. A környezeti hőmérséklet ingadozása miatt változik az oszcillátor frekvenciája és teljesítménye. Elsősorban a frekvenciaváltozás kis értékre szorítása szükséges. Az oszcillációs frekvencia a dióda szuszceptanciájának, az üreg rezonanciafrekvenciájának és a tápfeszültségnek a hőmérsékletfüggése következtében változik meg. Az üreg rezonanciafrekvenciájának a hőmérsékletfüggése jelentősen csökkenthető invar anyag használatával. A dióda szuszceptancia hőmérsékletfüggésének pedig az oszcillációs frekvenciára gyakorolt hatása csökkenthető azzal, hogy a jósági tényezőt növeljük. Mindemellett az oszcillációs frekvencia hőmérsékletfüggése gyakorlatilag elég jelentős nagyságú marad. Ezért az oszcillátor környezeti hőmérsékletét sok esetben szabályozott, fűtéssel közel állandó értéken kell tartani. Így elérjük, hogy a frekvencia csak 1–2 MHz-et változik rézből készült üreg esetében is, miközben a hőmérséklet 0 és 50 °C között ingadozik.

3. Modulált oszcillátorok

A mikrohullámú oszcillátoroknál sok esetben alkalmazunk frekvenciamodulációt. Ez alapvetően kétféle felhasználásban szükséges, melyek eltérő követelményeket támasztanak. Jelátvitel esetén nagyfokú modulációs linearitással viszonylag kis frekvencialöketet kell elérni, ezzel szemben a mérőoszcillátoroknak ugyan kisebb linearitással, de lényegesen nagyobb frekvencialökettel kell rendelkezniük.

A modulált oszcillátoroknak lehetőleg kis zajúaknak kell lenniük, ezért ezekben Gunn-diódákat alkalmazunk. A frekvenciamodulációt varaktor diódával érjük el. A varaktor diódát vagy az oszcillátor üregébe építettük be, vagy koaxiális rezonátorban elhelyezve az előbbivel csatolásba hoztuk. A diódára adott feszültség megváltoztatja a kapacitását, s így elhangolja az oszcillátort. A varaktor diódás moduláció viszonylag nagy, közel száz MHz felső moduláló frekvenciáig alkalmazható. Nagy előny, hogy teljesítményre alig van szükség a dióda kivezéréhez.

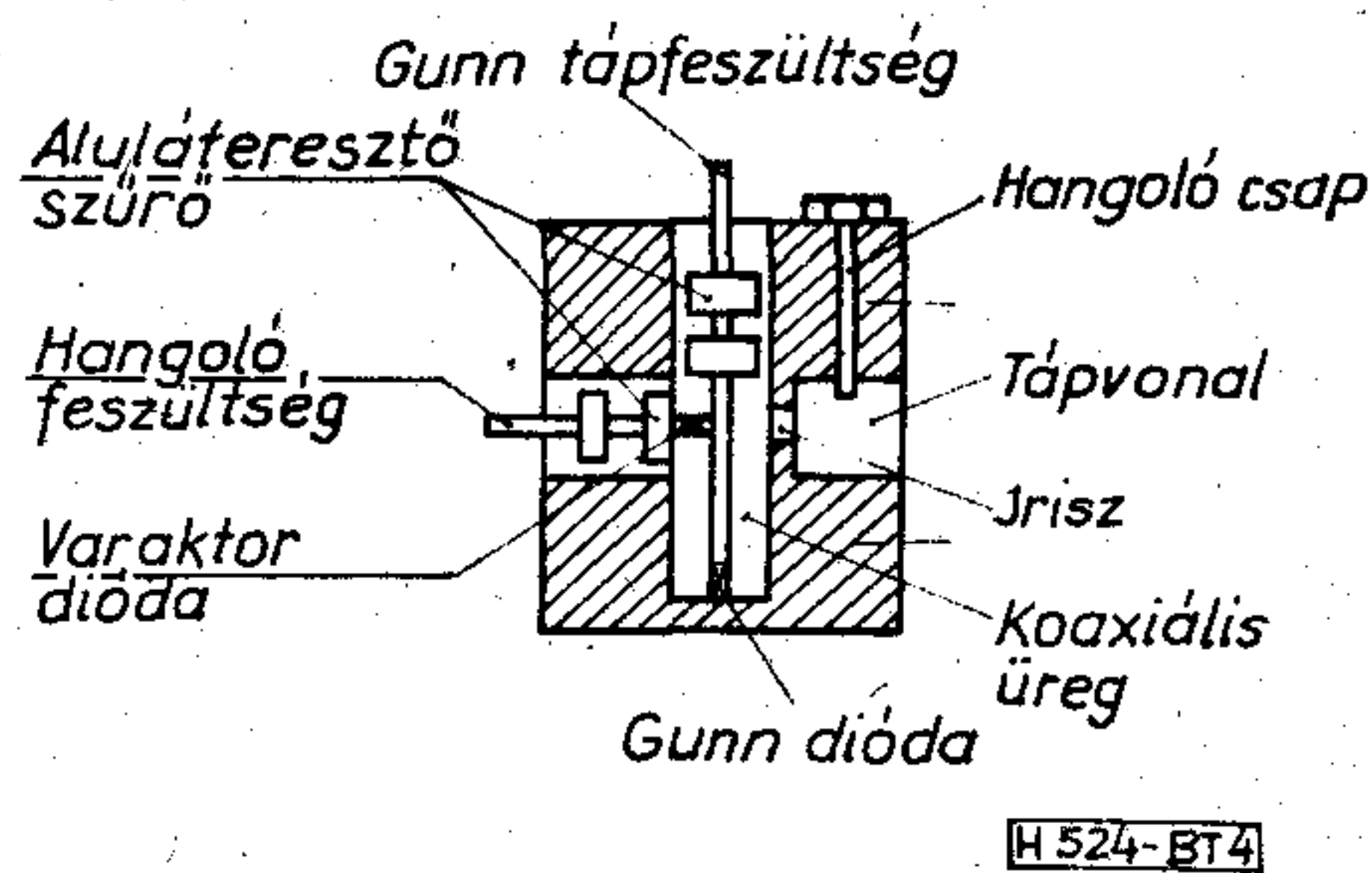
Nagy linearitású modulációt általában csak viszonylag kis löket esetén lehet elérni, mivel a rezgési frekvencia és a varaktor kapacitása, illetve a varaktorra adott moduláló feszültség közötti összefüggés nemlineáris. Követelmény még, hogy a modulációs meredekség lehetőleg nagy, 1 MHz/V körül legyen.

A modulált oszcillátorokat két fő változatban fejlesztettük ki: csőtápvonalas és koaxiális kivitelben. A csőtápvonalas modulált oszcillátor kialakítása az 1. ábrán bemutatotthoz hasonló a moduláló varaktorról azt kiegészítve. Ezt a megoldást modulált adó-oszcillátoroknál használjuk, mivel a csőtápvonalas rezonátor nagyobb jósági tényezőt s így a kisebb frekvencia-zajt ad.

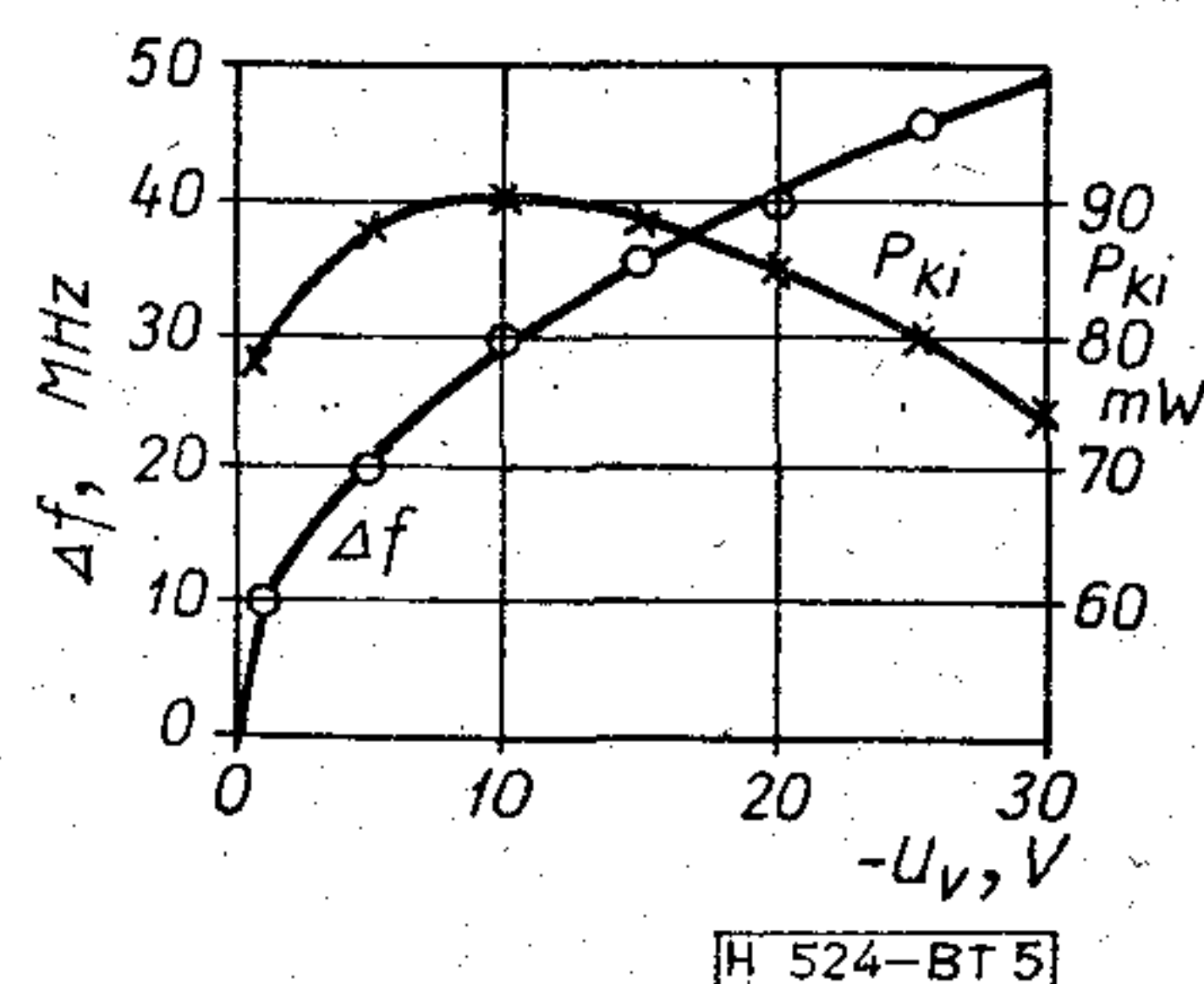
A koaxiális modulált oszcillátor vázlatos hossz-metszete a 4. ábrán látható. A Gunn-dióda a koaxiális rezonátor egyik véglapja és a belső vezető közé van iktatva. A belső vezető a rezonátor végén aluláteresztő szűrőhöz csatlakozik. A varaktor dióda a belső vezetőre merőlegesen van elhelyezve. Egyik kivezetése a belső vezetővel érintkezik, a másik kivezetése pedig aluláteresztő szűrőhöz egyenfeszültsége pedig a Gunn-dióda az egyenfeszültséget a diódákhoz. A Gunn-dióda egyik pólusa földelt, a varaktor dióda egyenfeszültsége pedig a Gunn-dióda egyenfeszültségére van ültetve.

A teljesítményt a koaxiális rezonátor oldalán lévő csatlónyíláson keresztül csőtápvonalra vezetjük ki. A csatolás állítására a csőtápvonalban elhelyezett hangolócsap szolgál. Más elrendezésekben a teljesítményt koaxiális tápvonalra szonda vagy hurok csatolja ki.

A csőtápvonalas oszcillátor modulációs karakterisztikáit az 5. ábra adja meg. Ezen a varaktorra adott moduláló feszültség függvényében az elhangolást és a kimenő teljesítményt tüntettük fel. Az oszcillátor a 10 GHz-es frekvenciasávban üzemel és közvetlenül az adóteljesítményt szolgáltatja. Mechanik-



4. ábra. Koaxiális modulált oszcillátor



5. ábra. Csőtápvonalas oszcillátor modulációs karakterisztikái

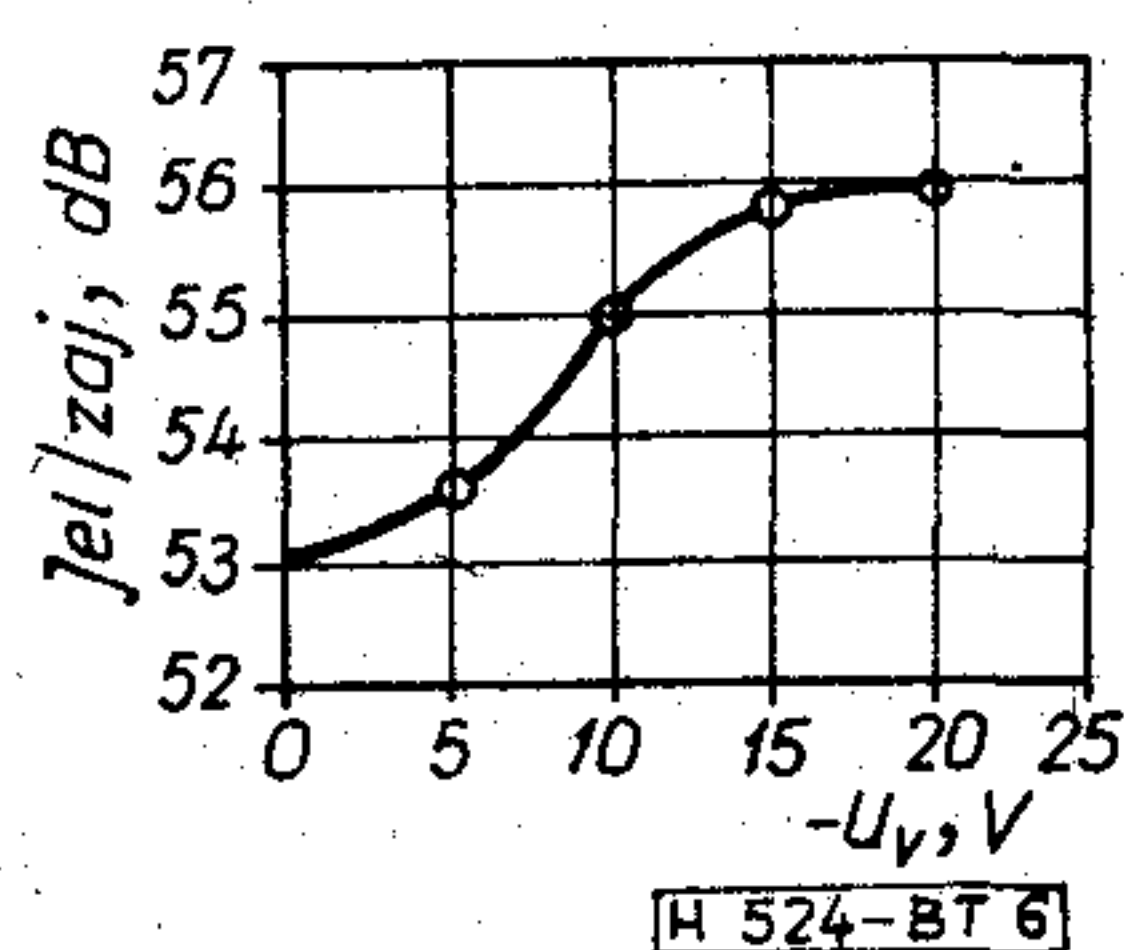
kusan 1 GHz sávban áthangolható. Az ábra alapján látható, hogy a modulációs meredekség, mely a frekvenciának a moduláló feszültség szerinti deriváltja, kb. 1 MHz/V. A linearitás kedvező, ha a negatív varaktor feszültség 10 V-nál nagyobb. Ugyanakkor a teljesítmény ingadozása csak kisméretű járulékos amplitúdómodulációt jelent.

Mértük a csőtápvonalas modulált oszcillátor FM jel/zaj viszonyát, melyet a 6. ábra mutat a varaktor-feszültség függvényében. A zaj teljesítményét 10 MHz széles sávban integrálva és 200 kHz löketű jelhez viszonyítva adjuk meg.

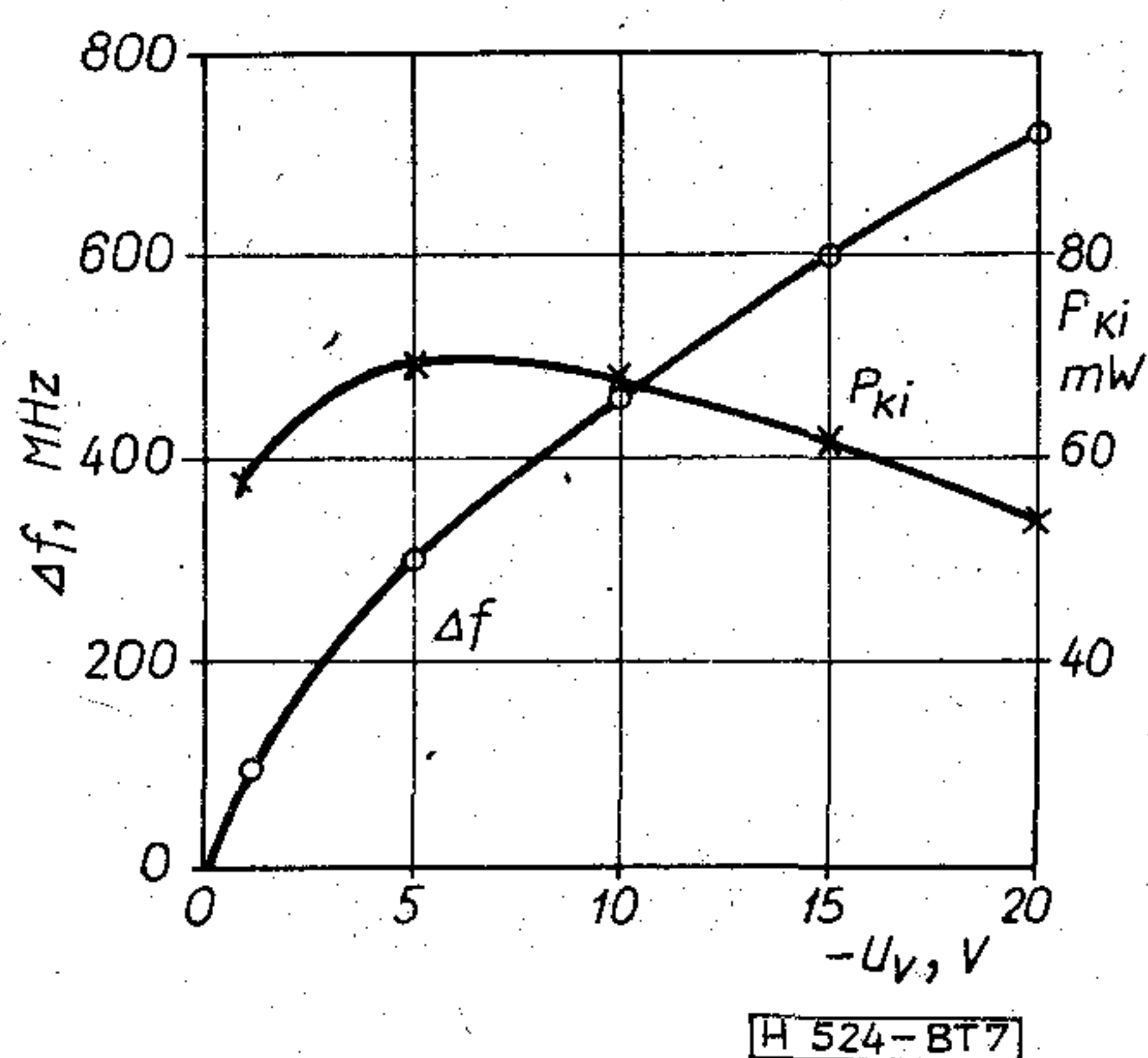
A koaxiális oszcillátor modulációs karakterisztikái a 7. ábrán láthatók. A hangolási tartomány most lényegesen nagyobb és ezért a linearitás is jobb. A modulációs meredekség igen nagy, kb. 30 MHz/V. A teljesítmény a varaktor dióda szorosabb csatolása miatt kisebb, mint a csőtápvonalas oszcillátor esetében. A teljesítmény ingadozása azonban most is csekély.

A koaxiális modulált oszcillátor FM jel/zaj viszonyát a 8. ábra mutatja. A zaj teljesítményét szintén 10 MHz széles sávban integrálva és 200 kHz löketű jelhez viszonyítva adjuk meg. A zaj a negatív varaktorfeszültség növelésével jelentősen csökken.

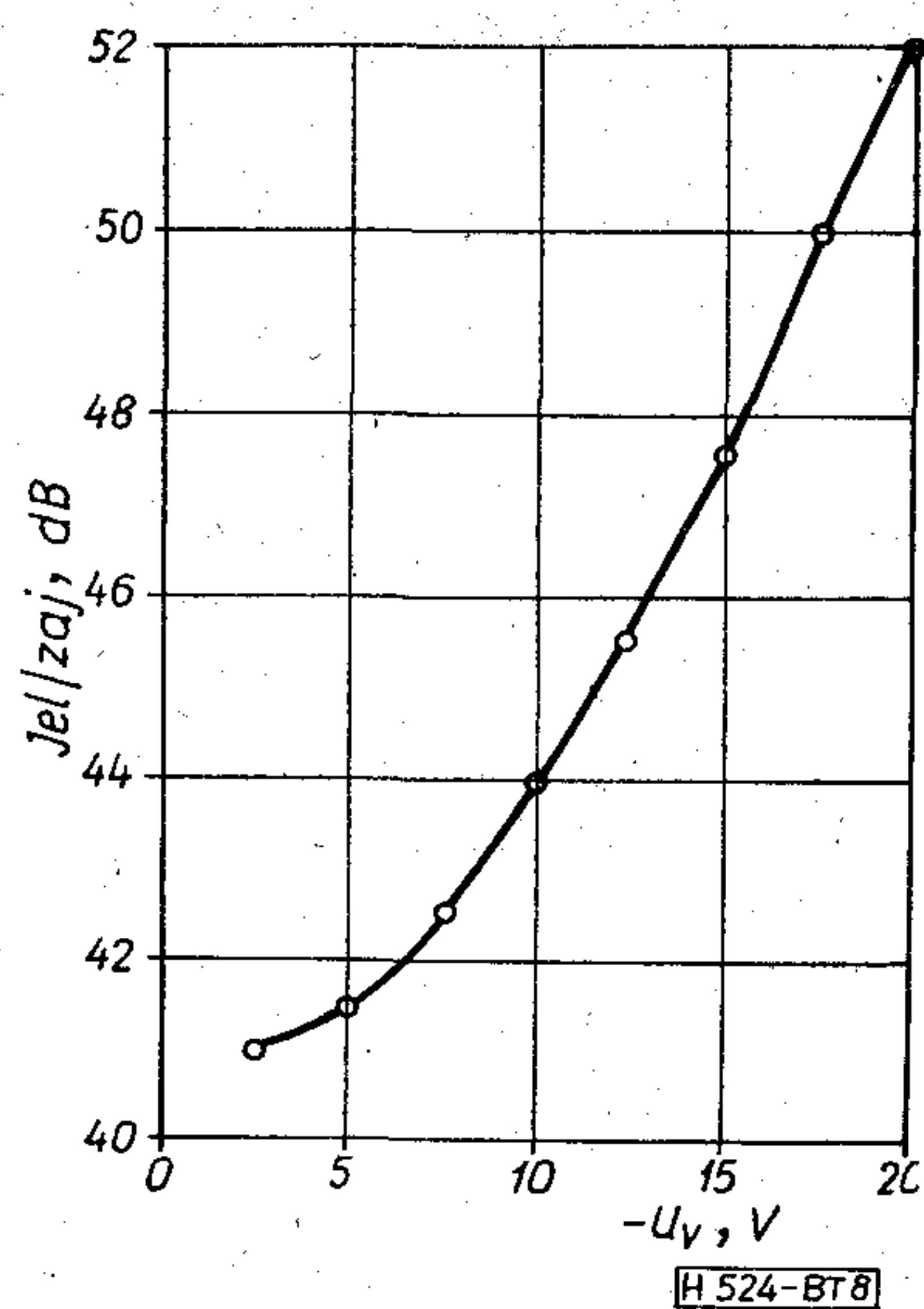
A modulált oszcillátorok egyik lényeges kérdése, hogy milyen szorosan csatoljuk a varaktor diódát az oszcillátorba. Minél szorosabb a varaktor dióda és az aktív elem, a Gunn-dióda közötti csatolás, annál nagyobb a varaktor hangolási hatása, vagyis nagyobb modulációs meredekség és nagyobb frekvencialöket érhető el. Ugyanakkor a varaktorra jutó mikrohullámú jel is nagyobb, ami nagyobb veszteséget, nagyobb zajt és nagyobb nemlinearitást eredményez. Ezért a csatolás megválasztásánál az adott feladatnak megfelelő optimum megkeresése a cél.



6. ábra. Csőtápvonalas modulált oszcillátor FM jel/zaj viszonya



7. ábra. Koaxiális oszcillátor modulációs karakterisztikái



8. ábra. Koaxiális modulált oszcillátor FM jel/zaj viszonya

4. Vezérelt oszcillátorok

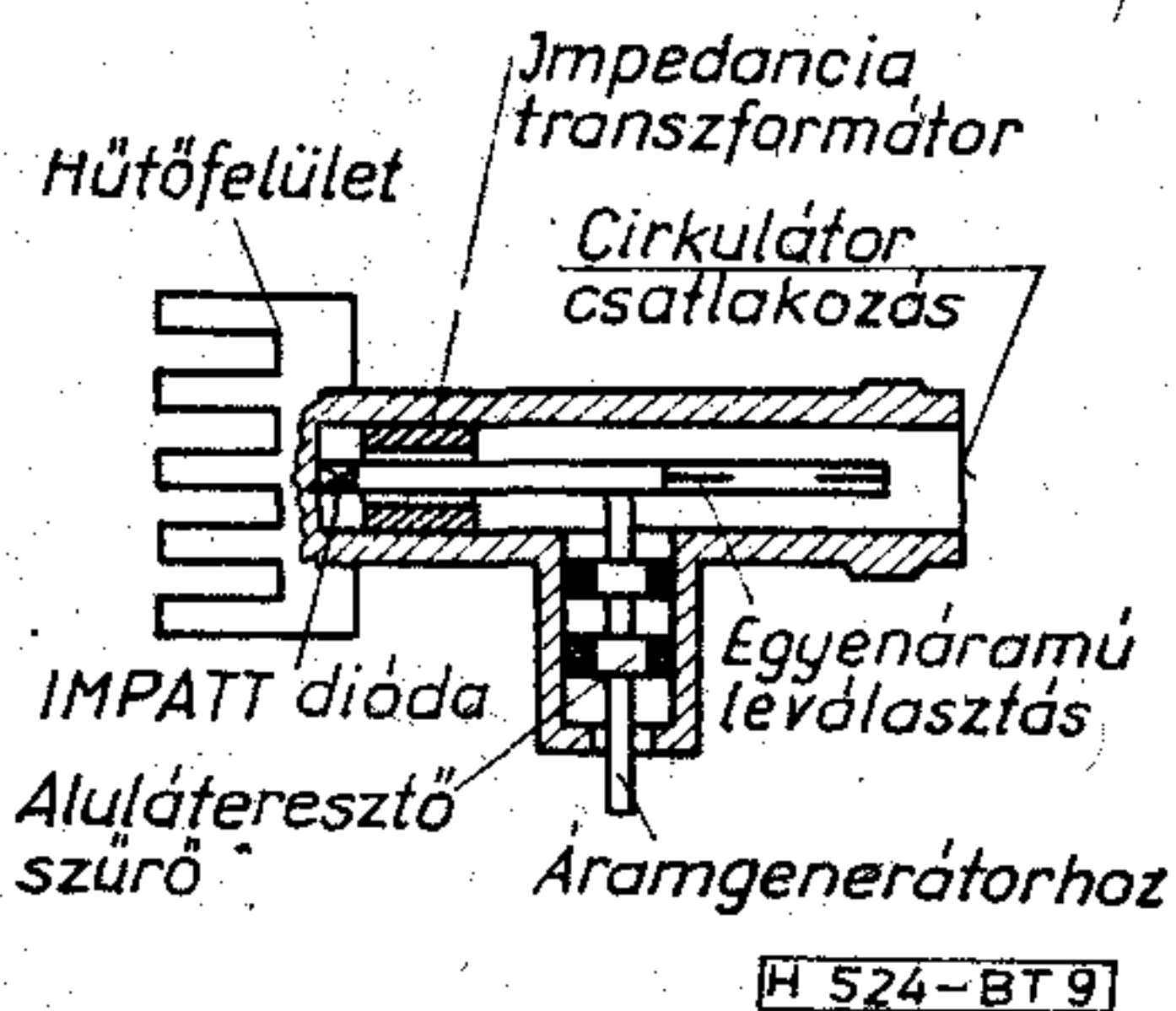
Az oszcillátorok kimenő jelének frekvenciáját külső jel bevezetésével vezérelhetjük az önrezgési frekvencia környezetében. A vezérlés itt azt jelenti, hogy az oszcillátor kimenő jelének a frekvenciája követi a bemenő jel frekvenciaváltozásait. A jelbevezetéssel vezérelt oszcillátor tehát fázis- vagy frekvenciamodulált jel átvitelére alkalmas. A vezérlő jel az oszcillátor kimenő jelénél lényegesen kisebb szintű lehet, így módon tehát mintegy erősítés érhető el. Az oszcillátor frekvenciamodulált jellel való vezérlése esetén fontos szerepet játszanak az átviteli karakterisztikák, mivel meghatározzák a torzítás mértékét.

Vezérelt oszcillátort készítettünk mind Gunn-, mind IMPATT diódával. A Gunn-diódás oszcillátor kisebb teljesítményre, az IMPATT diódás oszcillátor nagyobb teljesítményre használható. A vezérlő jelet keringető révén adjuk be az oszcillátorba. Az oszcillátorok koaxiális felépítésűek, a kimenetük is koaxiális, mely kis méretű koaxiális keringetőhöz csatlakozik. A Gunn-diódás vezérelt oszcillátor kialakítása hasonló a koaxiális modulált oszcillátoréhoz, de varaktor diódát nem tartalmaz és koaxiális kimenettel rendelkezik.

Az IMPATT diódás vezérelt oszcillátor vázlatos keresztmetszetét a 9. ábra adja meg. Az IMPATT dióda negatív ellenállása igen kicsi, néhány ohm. Ezért impedancia-transzformátort alkalmazunk, melynek hullámellenállásával az optimális terhelő ellenállást, a diódától való távolságával pedig a frekvenciát állítjuk be. Az egyenfeszültséget egyenáramú leválasztás útján vezetjük a diódához.

Az oszcillátorokat a 8 GHz-es frekvenciasávra fejlesztettük ki. Két Gunn-diódás oszcillátortípus készült, az egyik 30 mW, a másik 200 mW kimenő teljesítményt ad. IMPATT diódás oszcillátorból szintén két változat van, az egyik 500 mW, a másik 1 W kimenő teljesítményt szolgáltat.

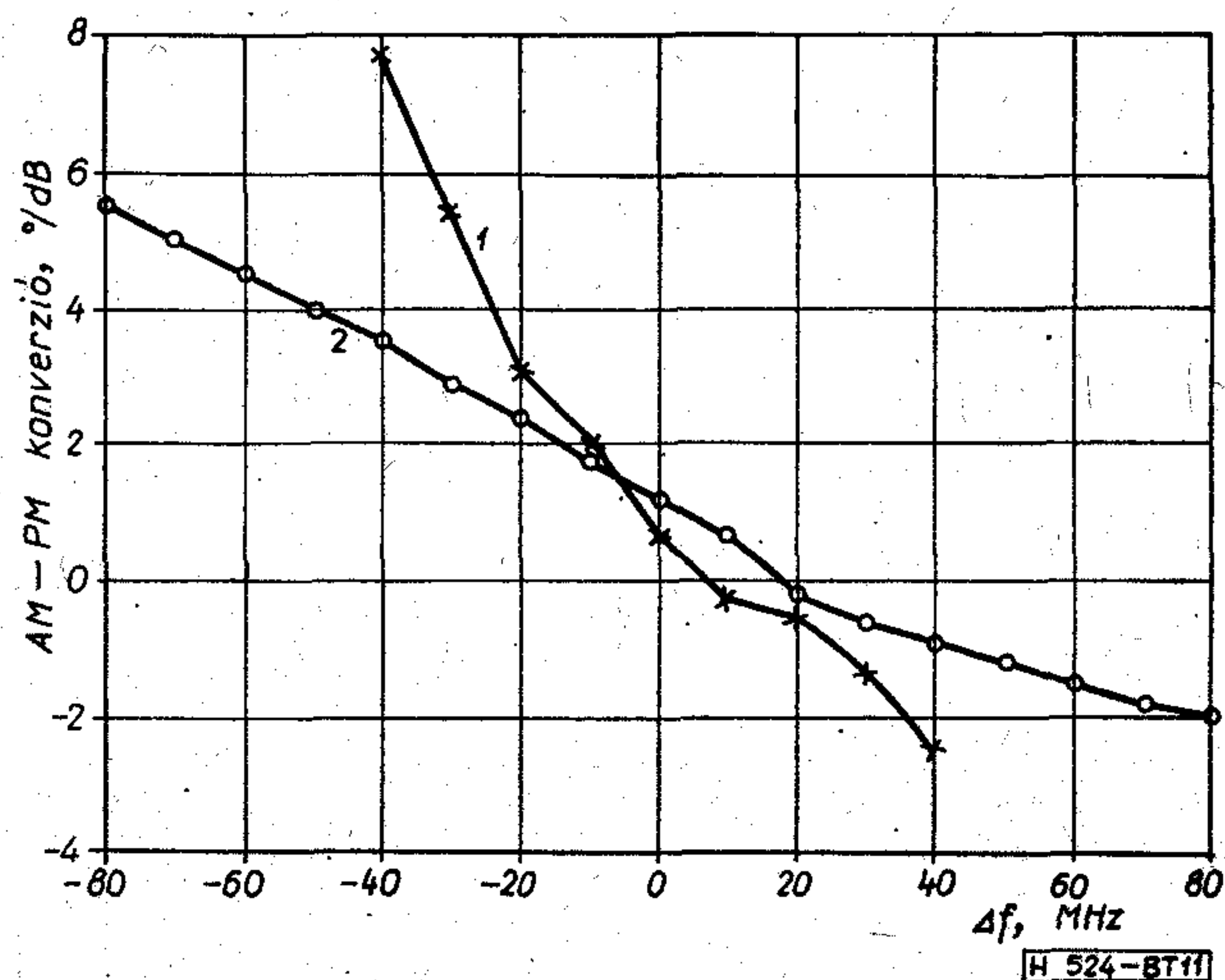
A vezérelt oszcillátorok AM-PM konverzióját és AM kompresszióját a 10. ábrán látható mérési elrendezésben vizsgáltuk. Az elrendezés saját hibáját lé-



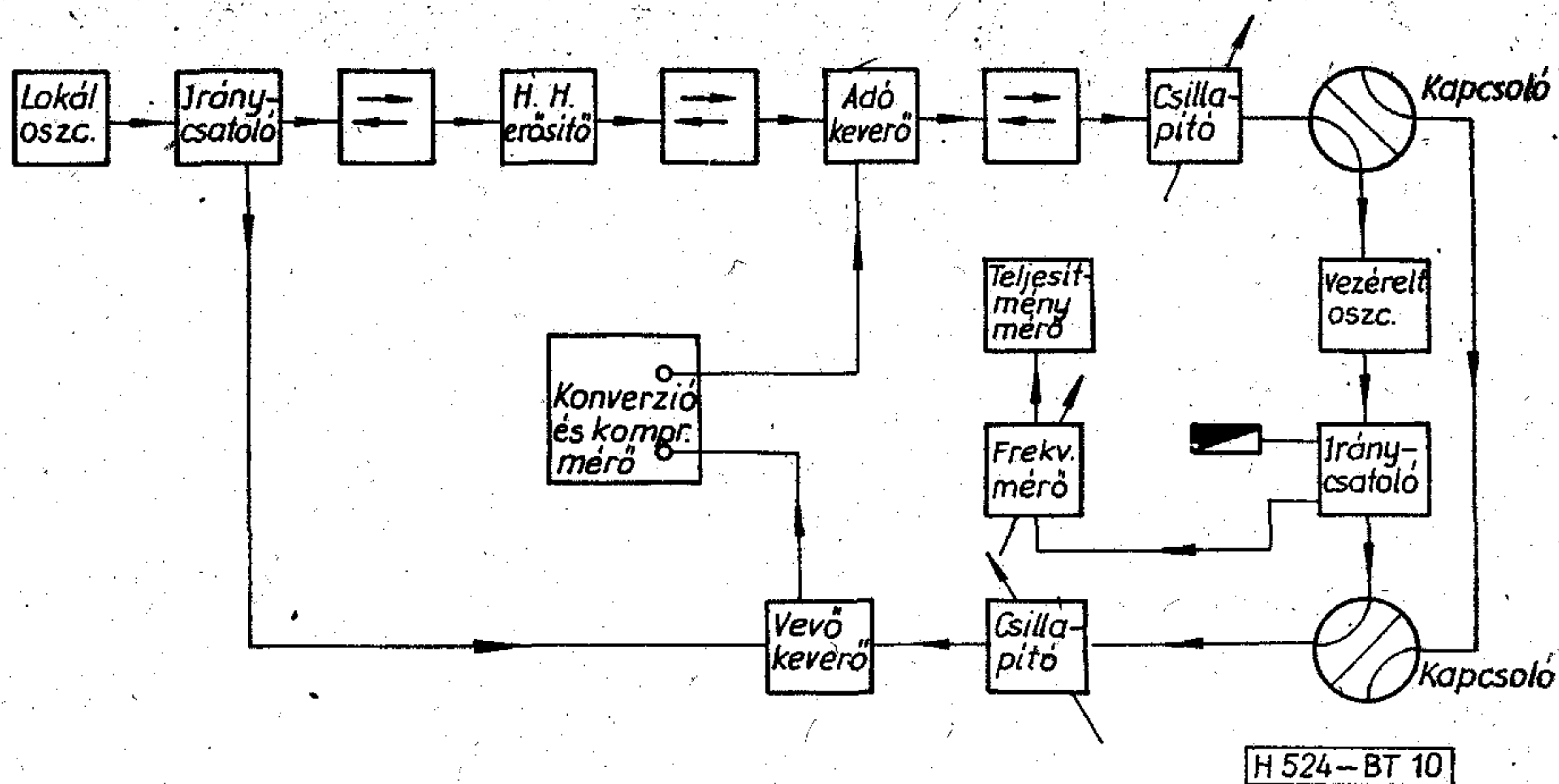
9. ábra. IMPATT diódás oszcillátor

nyegileg az adókeverő határozza meg. A vezérelt oszcillátorok kellő pontosságú méréséhez az elrendezés saját hibáját kis értékre kell leszorítani, amit az adókeverő közel lineáris üzemével lehet elérni. Ennek érdekében nagyszintű lokáljelet kell az adókeverőre adni. Ezt a haladóhullámú erősítő szolgáltatja. Az elrendezés AM-PM konverziója $0,2-0,3$ °/db, AM kompressziója pedig $1-1,5$ dB, melyet a kapcsolók átállításával lehet megmérni.

A 11. ábra mutatja a 30 mW-os Gunn-oszcillátor AM-PM konverzióját a vivőfrekvencia függvényében 2 MHz-es moduláló frekvenciával mérve. A bemenő teljesítmény 3 mW. Az önrezgési frekvencia 8350 MHz. Az oszcillátort kétféle beállításban vizsgáltuk. Az 1-es görbe esetén szabadonfutó oszcillátor üzemben állítottunk be maximális kimenő teljesítményt. A 2-es görbe esetén pedig vezérelt oszcillátor üzemben állítottuk be a maximális kimenő teljesítményt. Ehhez a csatolást szorosabbá kellett tenni, vagyis az oszcillátort jobban kellett terhelni. Mint látható, a két beállítás között lényeges különbség van. A szorosabb csatolásnál az AM-PM konverzió kisebb, a vezérlési sáv pedig lényegesen nagyobb, mint a lazább csatolásnál. Egyébként az AM-PM konverzió a sáv közepe táján kicsi, de a sáv szélei felé haladva jelentősen nő.

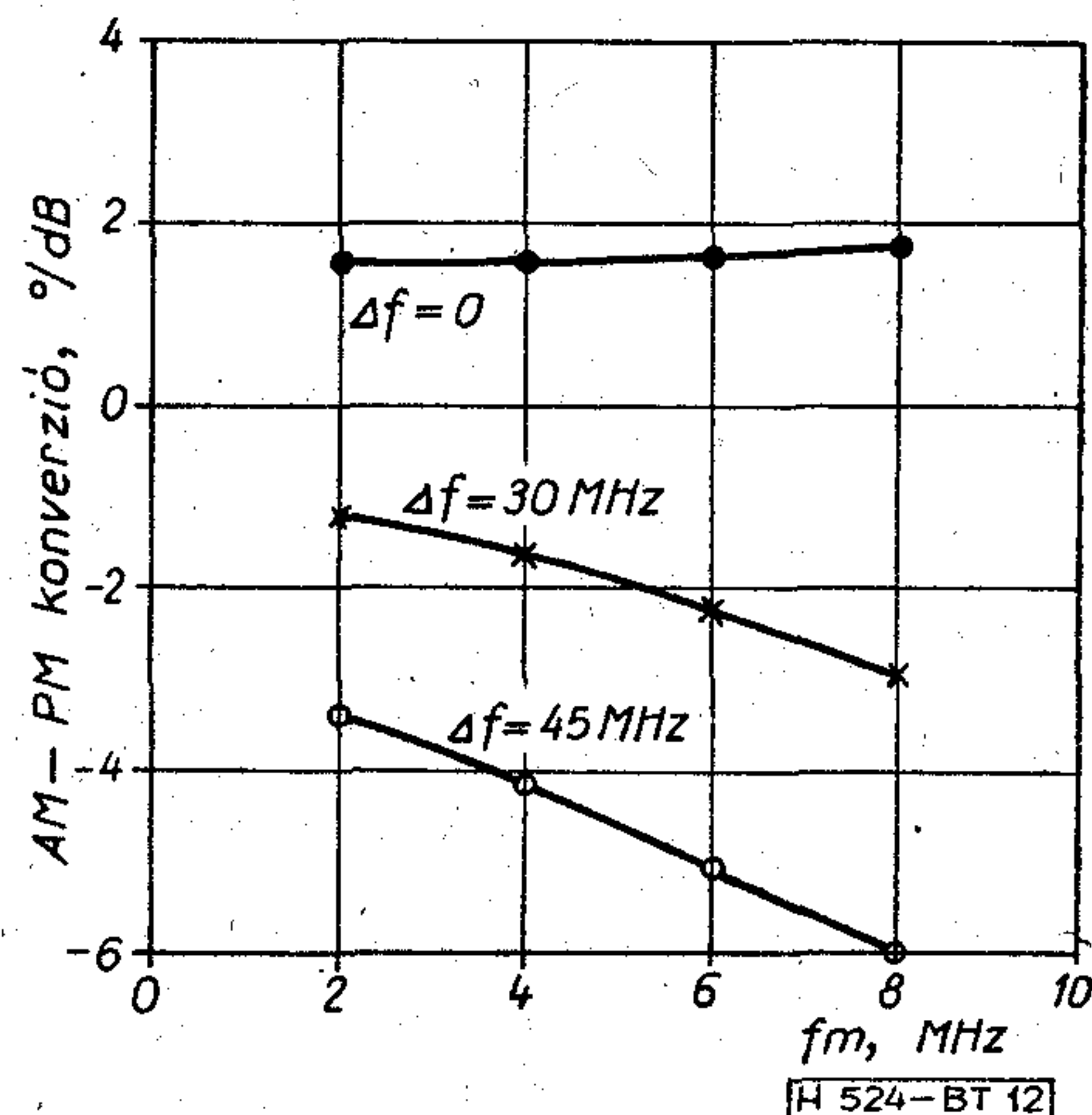


11. ábra. AM-PM konverzió Gunn-oszcillátor esetén

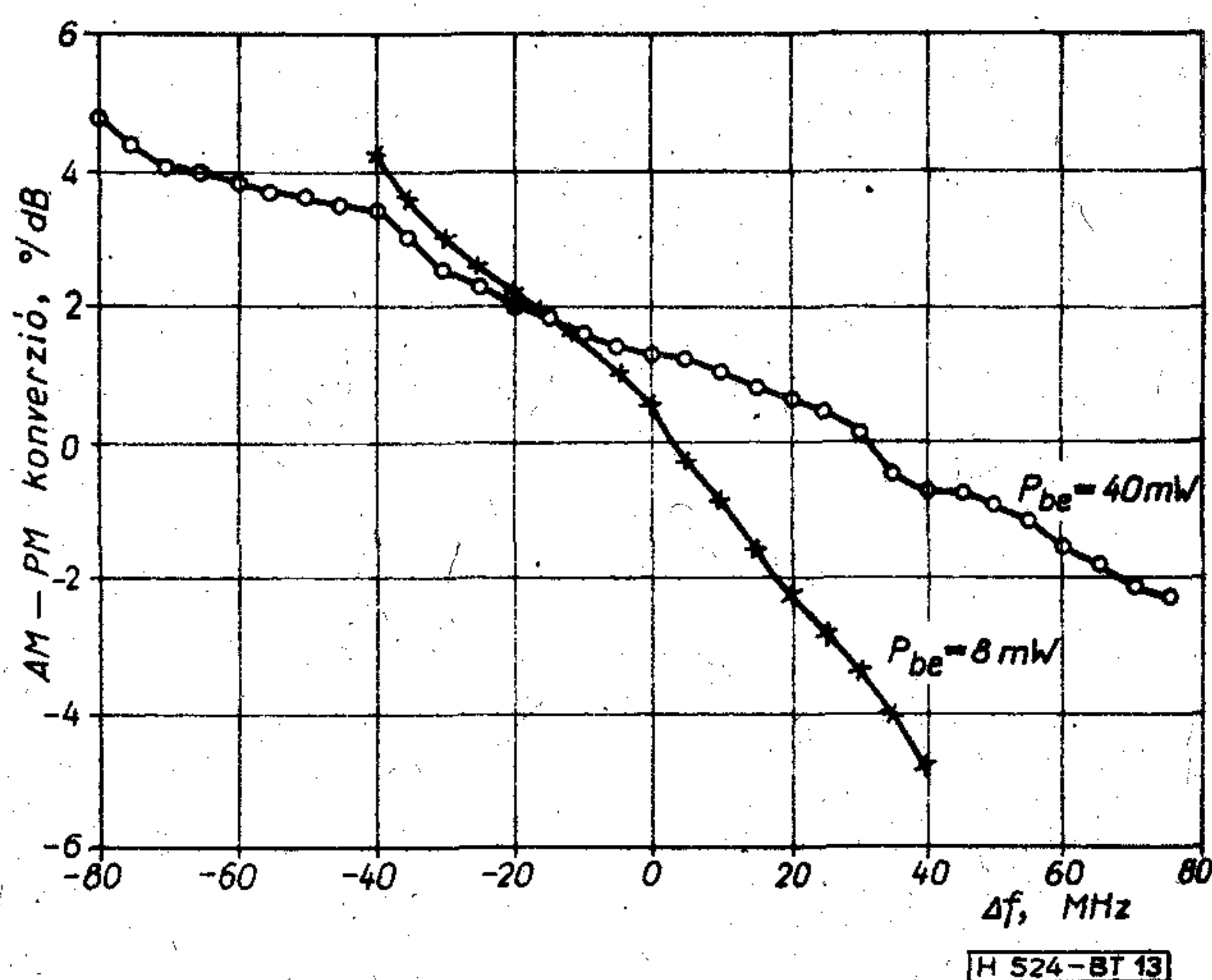


10. ábra. Mérési elrendezés

Mértük az AM-PM konverzióknak a moduláló frekvenciától való függését is a Gunn-oszcillátor esetében. Ezt a 12. ábra adja meg. A felső görbét a sáv közepénél mértük, a középsőt a vivőfrekvenciát 30 MHz-cel elhangolva, az alsót pedig a sáv szélénél. Az AM-PM konverzió a modulációs frekvenciával nő. A növekedés a sáv közepén elhanyagolhatóan kicsi, a vivőfrek-



12. ábra. AM-PM konverzió a moduláló frekvencia függvényében



13. ábra. AM-PM konverzió IMPATT oszcillátor esetén

vencia elhangolásával azonban nő és a sáv szélén már jelentős nagyságú.

Vizsgálatokat végeztünk az 500 mW-os IMPATT oszcillátoron is. Az önrezgési frekvencia minden esetben 8350 MHz-re lett állítva. A jellemzőket a vivőfrekvencia függvényében 2 MHz-es moduláló frekvenciával mértük.

A 13. ábrán az IMPATT oszcillátor AM-PM konverziója látható a vivőfrekvencia függvényében. A méréseket két bemenő teljesítménynél végeztük. A bemenő teljesítmény növelésével a konverzió nagysága csökken, a vezérlési sáv szélessége pedig nő.

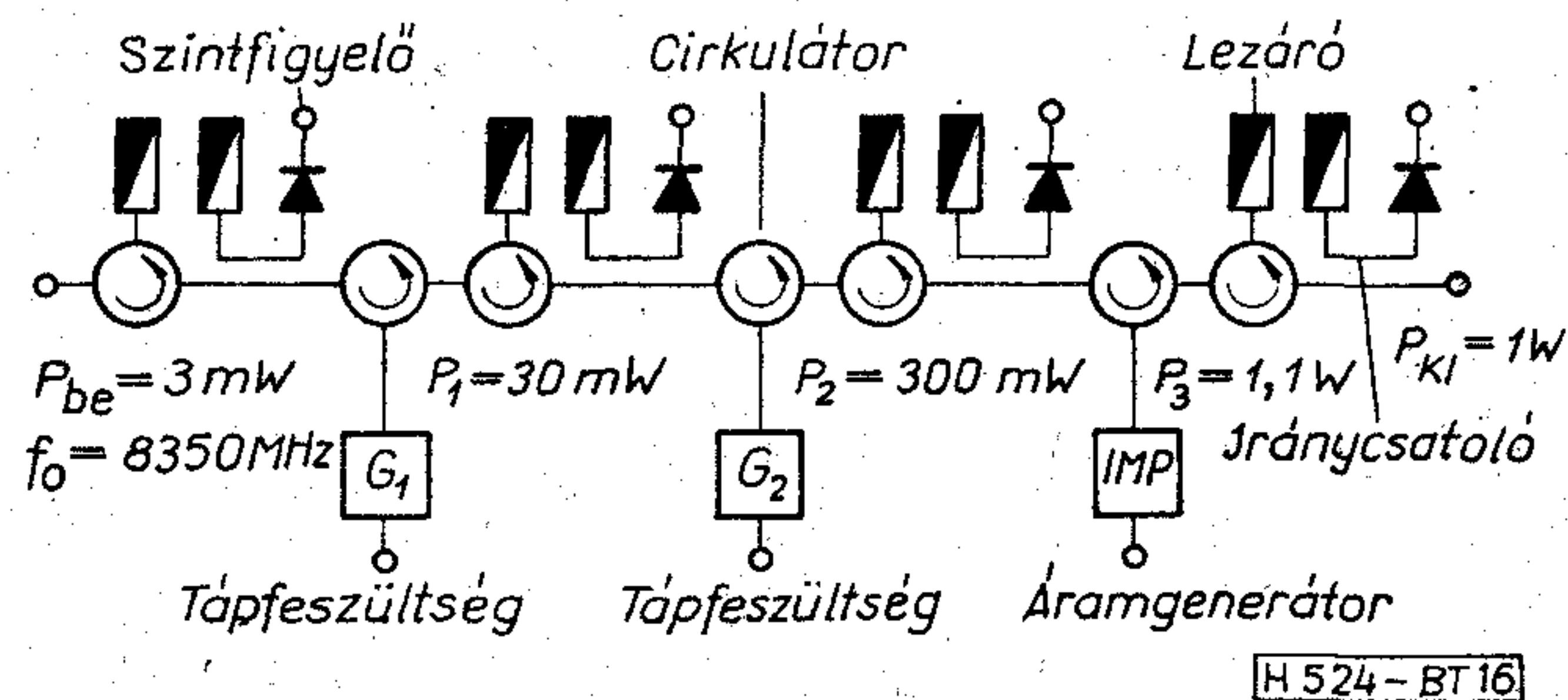
A 14. ábrán a IMPATT oszcillátor AM kompresszióját tüntettük fel a vivőfrekvencia függvényben ugyancsak két bemenő teljesítménynél. A bemenő teljesítmény növelésével az AM kompresszió csökken. Mindemellett a kompresszió igen jelentős, vagyis a vezérelt oszcillátor mintegy limiterként is működik.

Vizsgáltuk az AM kompresszió a moduláló frekvenciától való függését is. Ezt a 15. ábra mutatja az IMPATT oszcillátor esetére. A görbék paramétere a vevőfrekvenciának a sávközépi frekvenciától való eltérése. A moduláló frekvencia növelésével az AM

kompresszió jelentősen csökken. A csökkenés mértéke általában nagyobb, ha a vivőfrekvenciának a sávközéptől való eltérése nagyobb.

5. Háromfokozatú vezérelt oszcillátorlánc

A Gunn-és IMPATT diódás oszcillátorokat láncba kapcsolva igen nagy erősítést értünk el. A vezérelt oszcillátorlánc felépítését a 16. ábra mutatja. Az egyes fo-

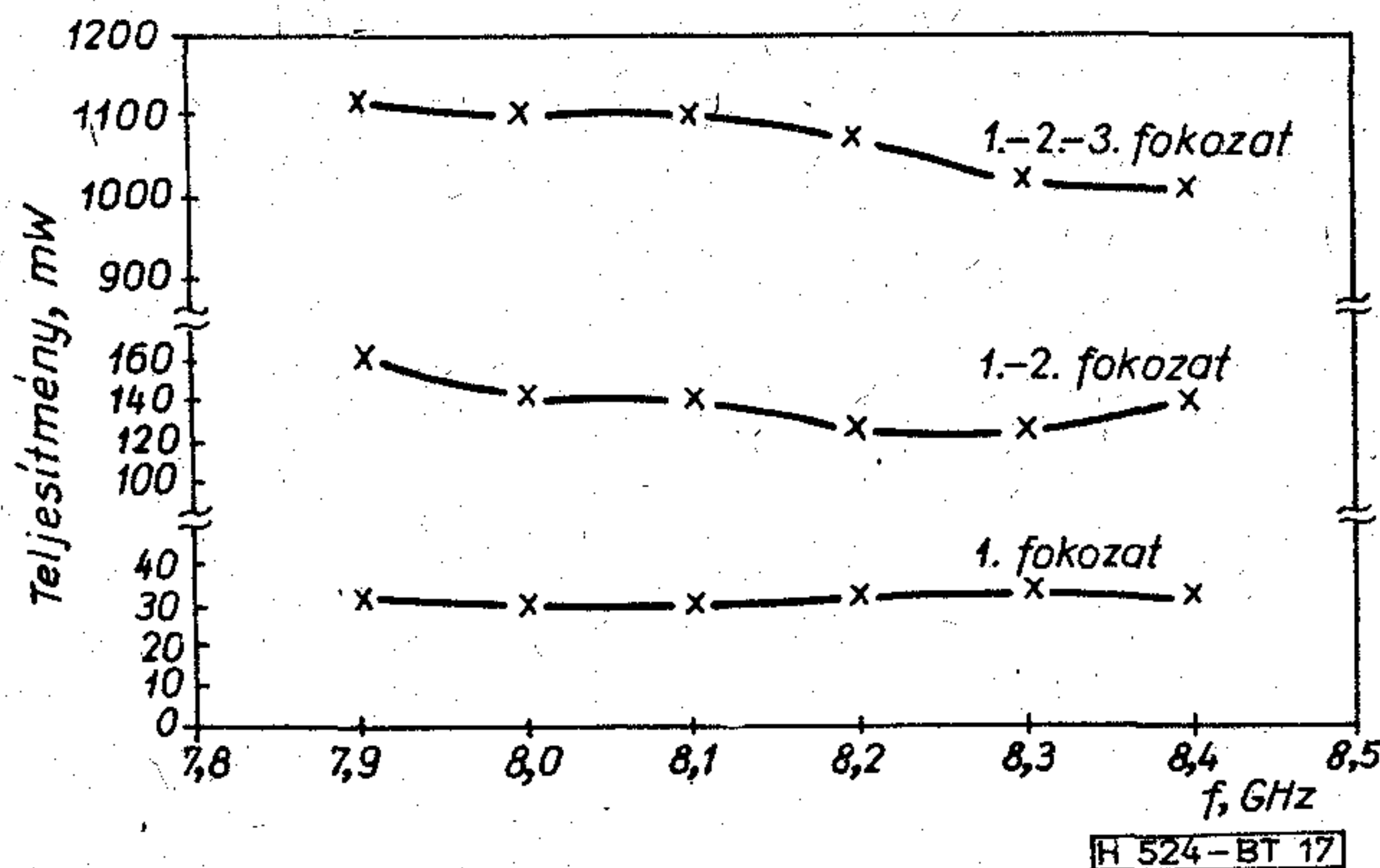


16. ábra. Vezérelt oszcillátorlánc tömbvázlata

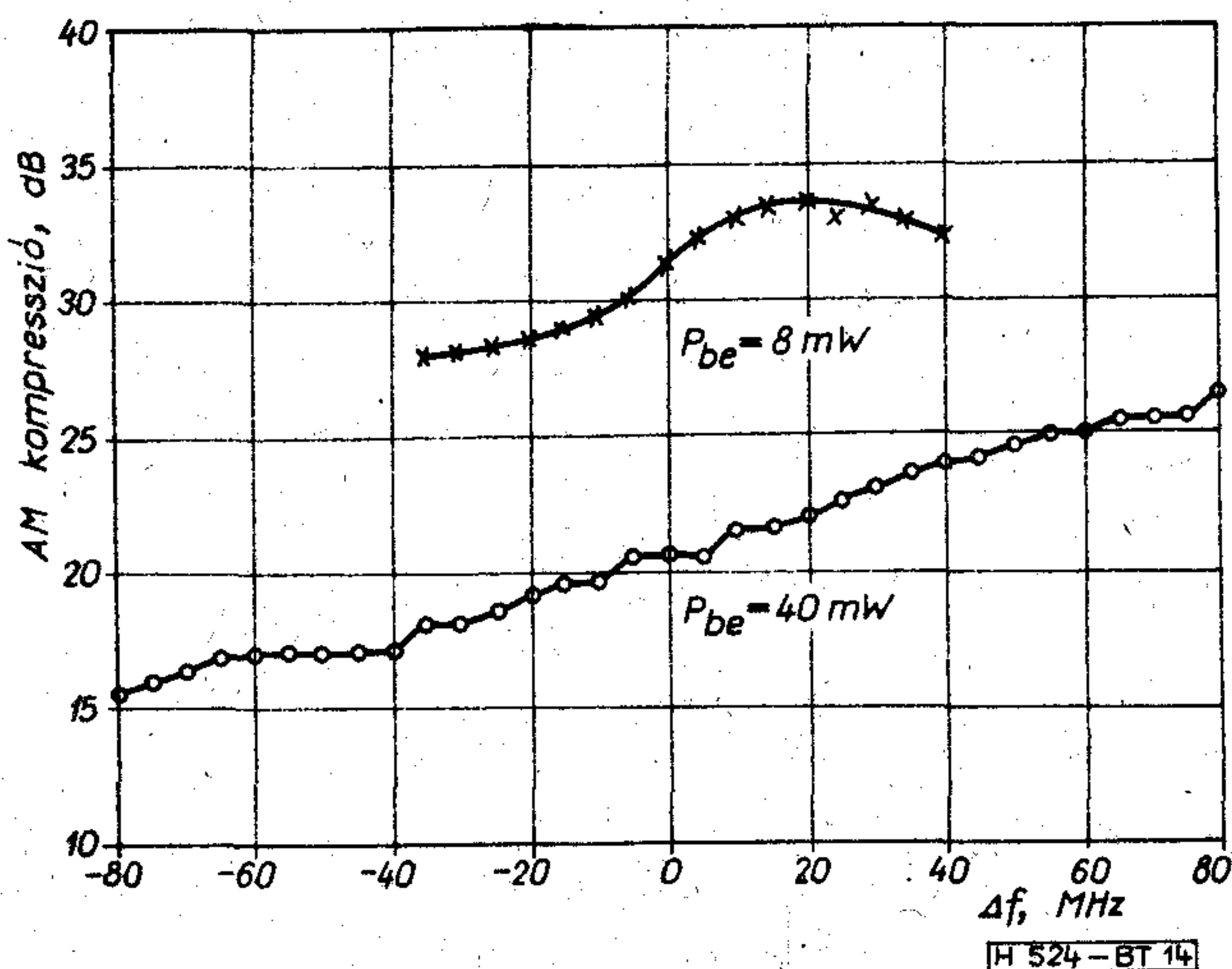
kozatokat izolátorok választják el egymástól a következő fokozat visszahatásának megakadályozása céljából. A szintfigyelők feladata az adott fokozat bemenő teljesítményének indikálása. Ha a bemenő teljesítmény előírt érték alá csökken, a vezérelt oszcillátor tápfeszültsége önműködően lekapcsolódik. Ezzel megakadályozzuk esetleg hamis jeleknek a kialakulását. Ugyanis a bemenő teljesítmény csökkenése esetén a bemenő jel frekvenciája a vezérlési sávból kieshet és ekkor az oszcillátor kimenetén zavaró jelek jelennek meg.

A háromfokozatú vezérelt oszcillátorlánc 3 mW bemenő jelet igényel és 1 W kimenő jelet szolgáltat. A 16. ábrán a közbenső szinteket is feltüntettük. Az első két fokozat Gunn-diódás, a harmadik IMPATT diódás.

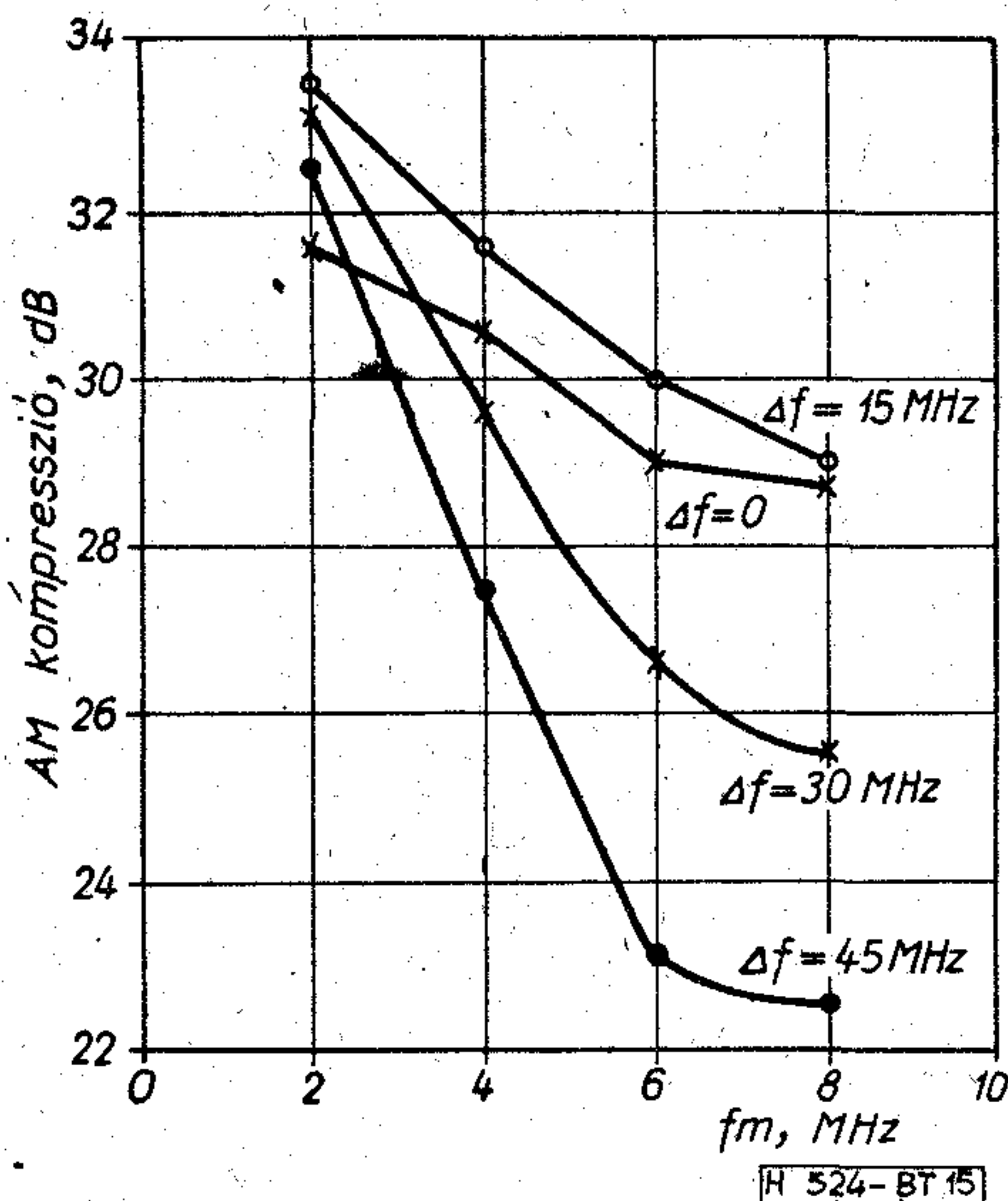
Először a hangolási tartományt ellenőriztük. Ennek eredményét a 17. ábra mutatja. A mérésnél a bemenő teljesítmény 3 mW volt. A fokozatokat 100 MHz-enként azonos önrezgési frekvenciára állítottuk be és fokozatonként mértük a kimenő teljesítményt. Mint látható, a lánc viszonylag egyforma teljesítményszinteken behangolható a 7,9–8,4 GHz frekvenciasávban. A behangolás ennél lényegesen szélesebb frekvenciasávban is elvégezhető.



17. ábra. Teljesítmény a hangolás függvényében



14. ábra. AM kompresszió IMPATT oszcillátor esetén

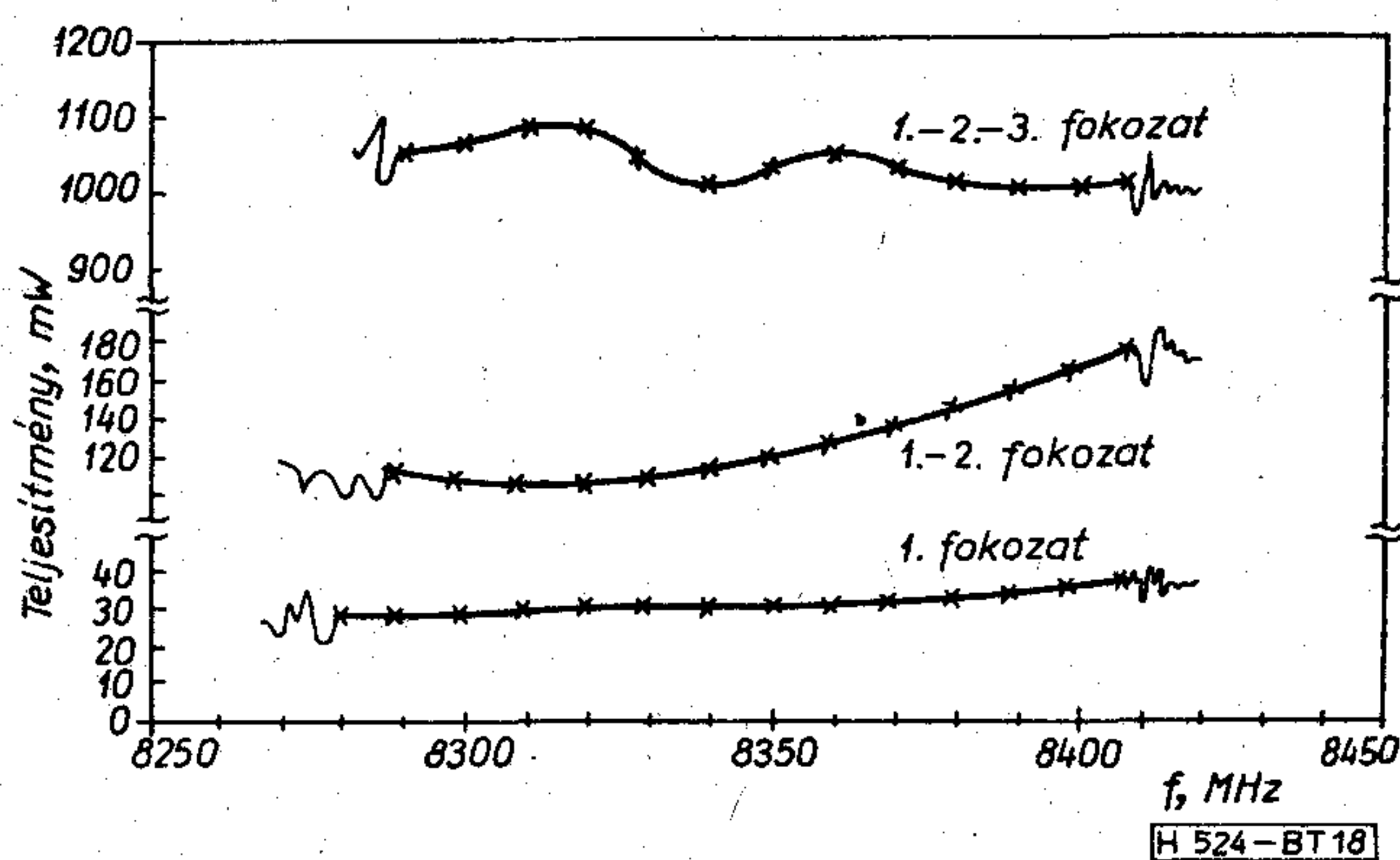


15. ábra. AM kompresszió a moduláló frekvencia függvényében

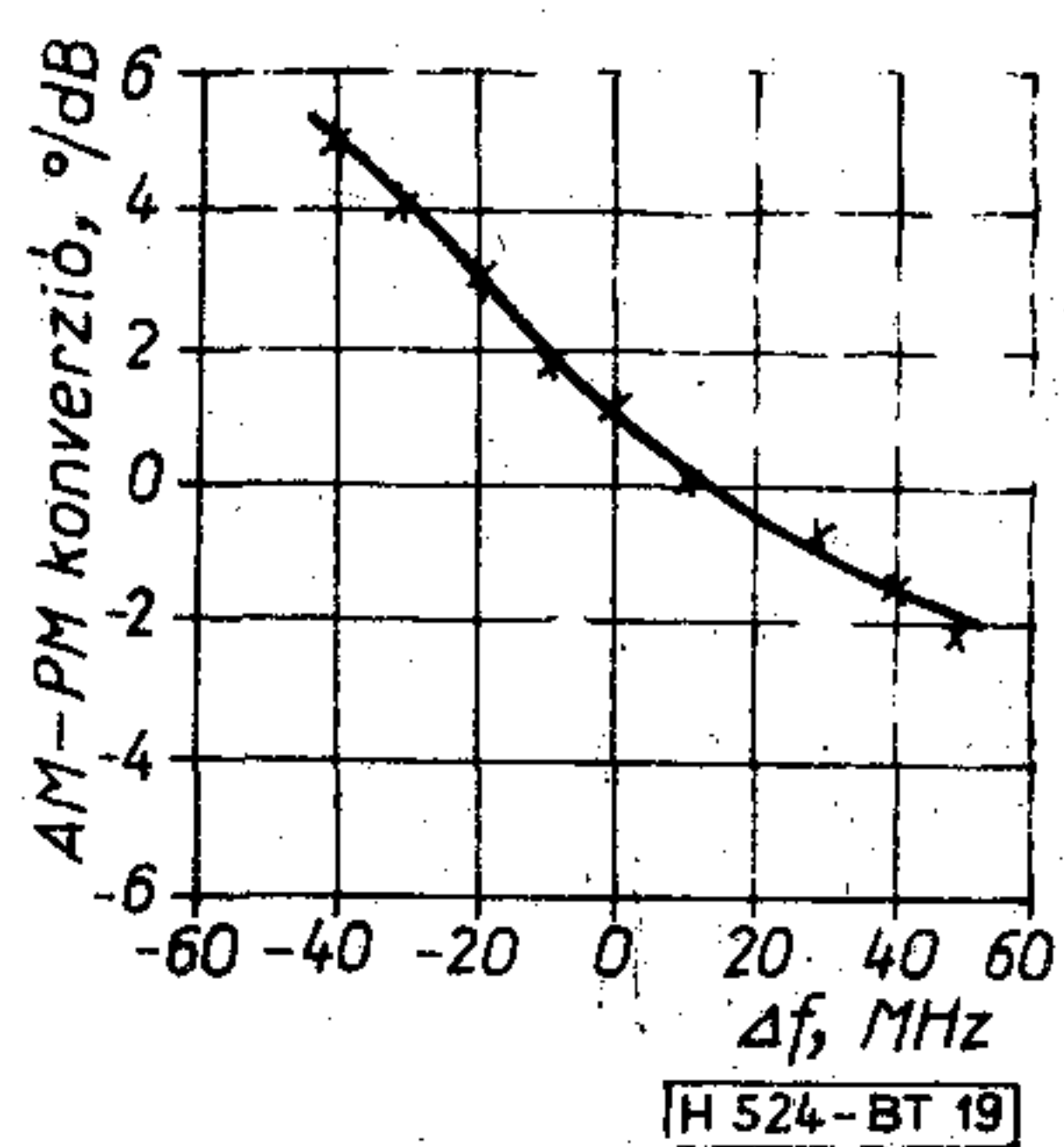
Az oszcillátorlánc átviteli karakterisztikája a 18. ábrán látható a teljes vezérlési sávban. A teljesítménykarakteristikákat fokozatonként vettük fel. Mindhárom fokozatot szabadonfutó üzemben 8350 MHz önrezgési frekvenciára állítottuk be. Az eredő vezérlési sávszélesség 120 MHz, az átviteli görbe enyhén aszimmetrikus. A kimenő szint ingadozása a végfokozatnál 0,4 dB. Az egyes fokozatok erősítése: 10 dB, 8 dB és 7 dB. Így a három fokozat teljes erősítése 25 dB.

Fokozatonként mértünk az AM-PM konverziót az előző beállításban. Ehhez 2 MHz-es moduláló frekvenciát használtunk. Az első fokozat AM-PM konverziója a 19. ábrán látható a vivőfrekvencia függvényében. A sávközépi frekvencia 8350 MHz. A három fokozat együttes AM-PM konverzióját a 20. ábra adja meg. Ez mérési hibán belül megegyezik a 19. ábrával, vagyis az első fokozat AM-PM konverziójával. Ugyanilyen eredményre jutunk, ha az első két fokozat AM-PM konverzióját vizsgáljuk.

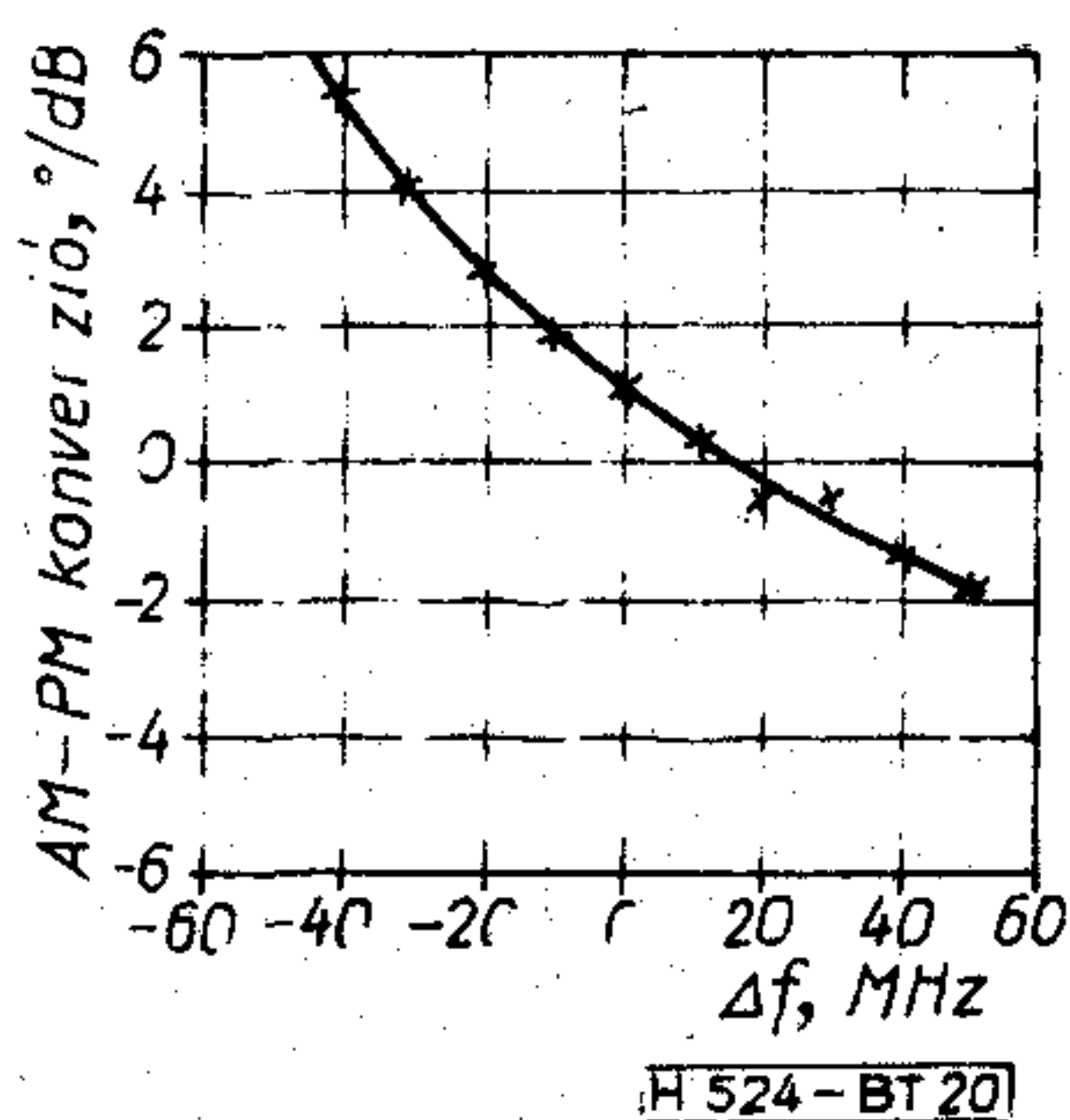
Az AM kompressziót a 21. ábra mutatja a vivőfrekvencia függvényében. A mérésnél 2 MHz-es mo-



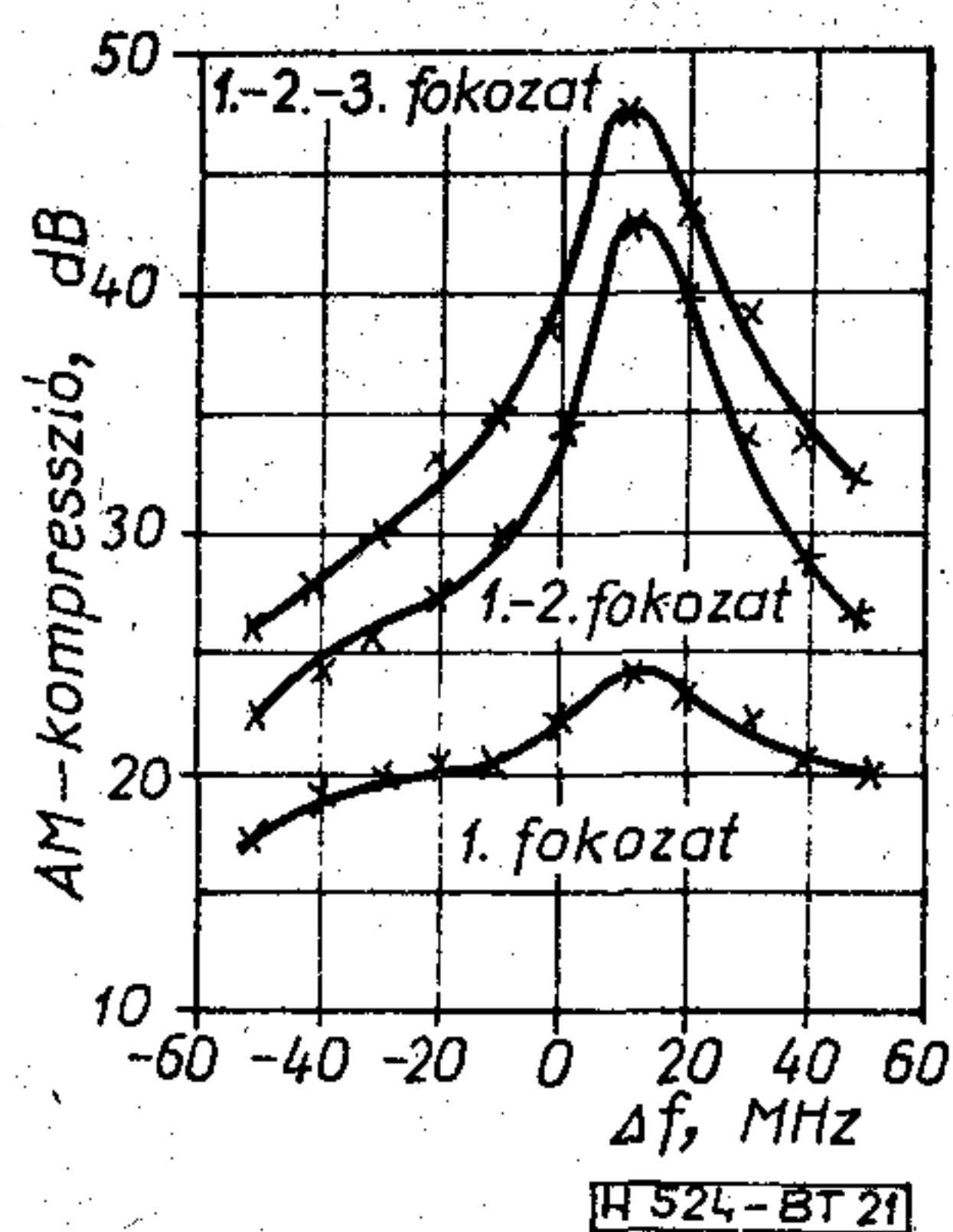
18. ábra. Teljesítmény-karakterisztika



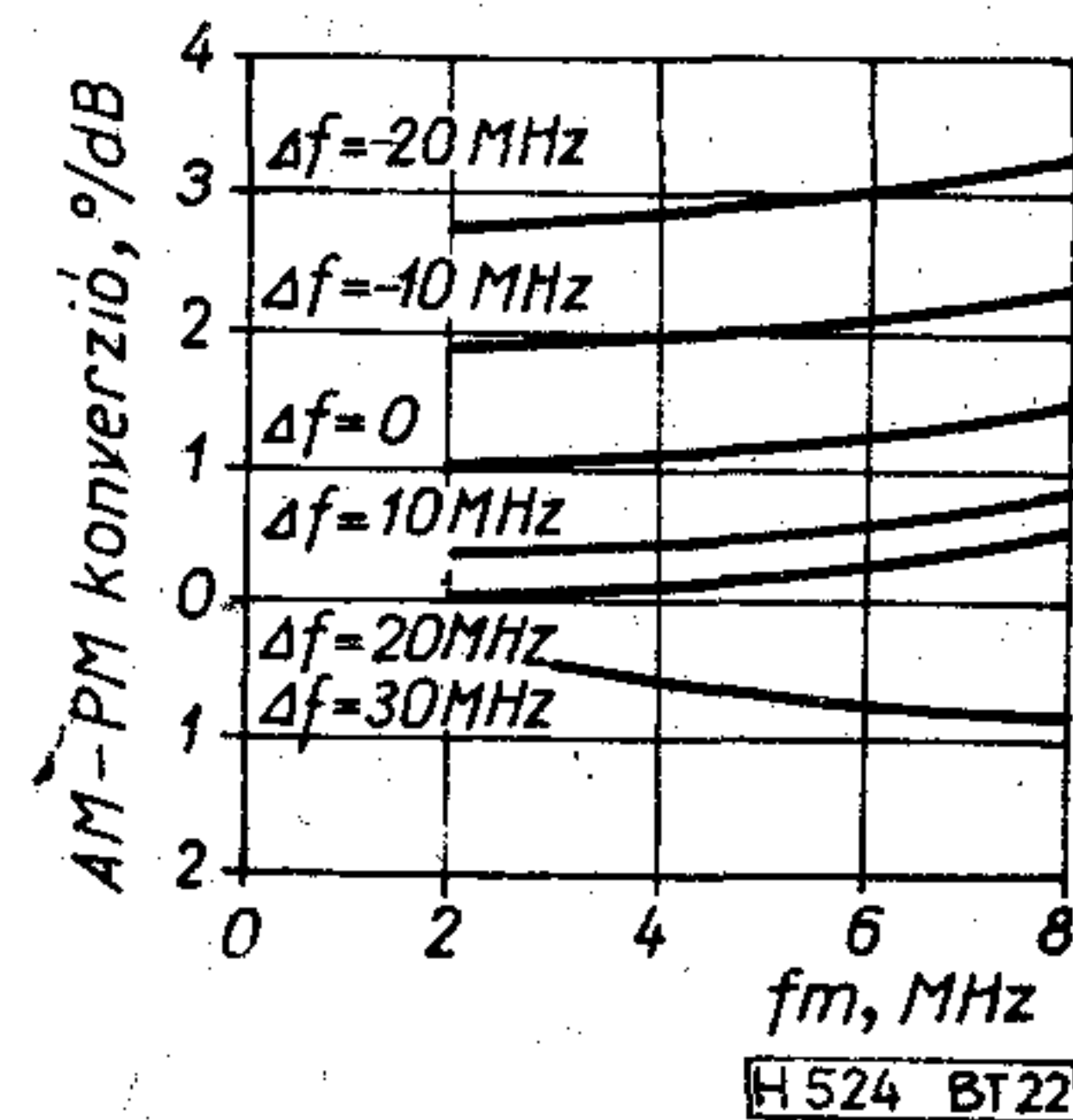
19. ábra. Az első fokozat AM-PM konverziója



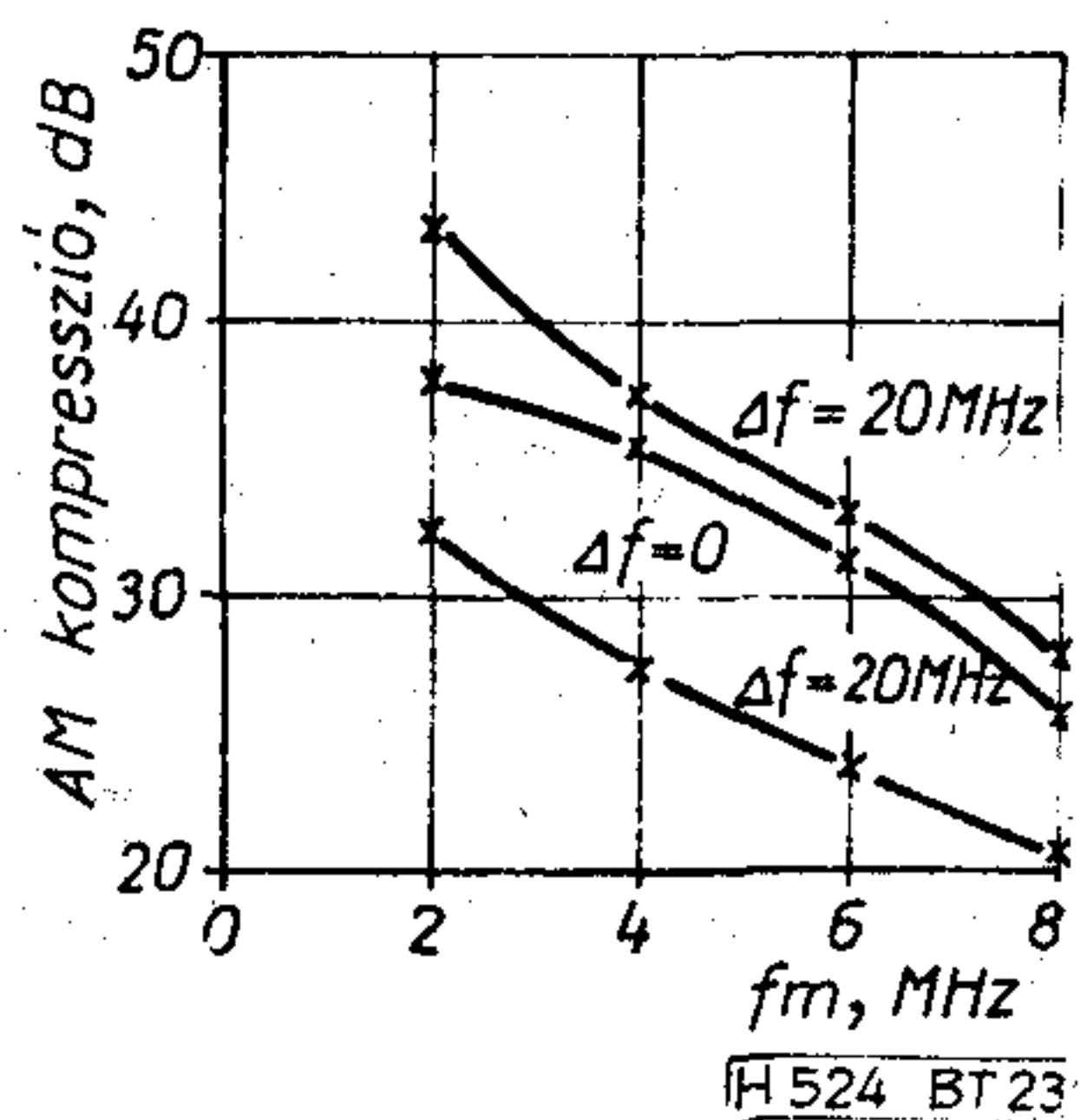
20. ábra. A teljes lánc AM-PM konverziója



21. ábra. AM kompresszió fokozatonként



22. ábra. A lánc AM-PM konverziója a moduláló frekvencia függvényében



23. ábra. A lánc AM kompressziója a moduláló frekvencia függvényében

duláló frekvenciát használtunk. Az első fokozat AM kompressziója igen nagy. Az eredő AM kompresszióhoz a második fokozat hozzájárulása is jelentős, a harmadik fokozat azonban már csak kis többletet ad.

Az AM-PM konverzióra korábban kapott eredményre a 21. ábra ad magyarázatot. Ugyanis az első fokozat nagy AM kompressziója miatt a második és a harmadik fokozatra már alig jut a mérésnél AM és így a konverziójuk sem jelentkezik.

A vezérelt oszcillátorlánc AM-PM konverziójának a moduláló frekvenciától való függését a 22. ábra mutatja. A görbék paramétere a vivőfrekvenciának a sávközépi frekvenciától való eltérése. A lánc AM-PM konverziójának abszolút értéke a modulációs frekvenciával nő. Ez azt jelenti, hogy frekvenciamodulált jelnek az AM-PM konverzió miatti torzítása a modulációs frekvencia növekedésével nagyobb lesz.

A lánc AM kompressziójának a moduláló frekvenciától való függését a 23. ábra adja meg. A modu-

láló frekvencia növelésével az AM kompresszió jelentősen csökken.

A mérési eredmények alapján megállapíthatjuk, hogy az egyes fokozatoknak különböző hatásuk van az eredő jellemzők értékére. A lánc eredő amplitúdó-frekvencia karakterisztikáját elsősorban az utolsó fokozat, az eredő AM-PM konverziót döntő mértékben az alsó fokozat szabja meg. A fázis-frekvencia karakterisztikát és az AM kompressziót viszont a három fokozat együttesen határozza meg. A lánc vezérlési sávjának a két széle pedig mindig a legkedvezőtlenebb esetnek megfelelő.

Összefoglalás

Gunn-diódával frekvenciamodulált adóoszillátort és kis zajú helyi oszcillátort dolgoztunk ki. Kifejlesztettünk Gunn- és IMPATT diódás vezérelt oszcillátorokat. Ezekből frekvenciamodulált jelek erősítésére háromfokozatú láncot építettünk fel. Az áramkörök különböző típusai a 6, 8, 10 és a 12 GHz-es frekvenciasávban üzemelnek.

Vizsgáltuk szabadonfutó üzemben az oszcillátorok FM zajsztíkjét, modulációs tulajdonságait, frekvenciastabilitását és hangolhatóságát. Vezérelt oszcillátor üzemben mértük az átviteli jellemzőket, elsősorban az AM-PM konverziót és az AM kompressziót a vivőfrekvencia és a moduláló frekvencia függvényében. A háromfokozatú vezérelt oszcillátorlánc esetén

az eredő átviteli jellemzőket és az egyes fokozatok ezekre gyakorolt hatását vizsgáltuk.

IRODALOM

- [1] Johnston, R. L., De Loach, B. C., Gohen B. G.: A silicon diode microwave oscillator, Bell System Techn. J., 1965, febr., 369-372 old.
- [2] Hanson, D. C., Rowe, J. E.: Microwave circuit characteristics of bulk GaAs oscillators, IEEE Trans. Electron Devices, 1967, szept., 469-476 old.
- [3] Tsai, W., Rosenbaum, F. J., Mackenzie, L. A.: Circuit analysis of waveguide cavity Gunn effect oscillator, IEEE Trans. MTT, 1970, nov., 808-817 old.
- [4] Sobol, H., Sterzer, F.: Microwave power sources, IEEE Spectrum, 1972, 8. szám, 20-33 old.
- [5] Bercei T., Nagy W., Sellei T.: Improvements in Gunn oscillators, Third National Conference on Microwave Solid State Electronics, Zakopane, 1974, okt.
- [6] Bercei T.: Nonlinear effects in IMPATT-diode amplifiers, Conference Proceedings of the 5th European Microwave Conference/Microwave 75, 1975, szept., 705-709 old.
- [7] Bercei T.: Mikrohullámú diódás oszcillátorok, Híradástechnika, 1976, nov., 321-332 old.
- [8] Read, W. T.: A proposed high-frequency negative resistance diode, Bell Systems T. J., 1958, 401-446 old.
- [9] Tager, A. Sz., Bold-Petrov, V. M.: Lavinnó-proletnie diode i ih primenenie v tehnike Sz. V. Cs., Szovetszkoje Radio, Moszkva, 1968.
- [10] Sze, S. M., Ryder, R. M.: Microwave avalanche diodes, IEEE Proc. 1971, aug., 1140-1154 old.
- [11] Haddad, G. J.: Avalanche transit-time devices, Artech House Inc. Dedham, Mass., 1973.
- [12] Hobson, G. S.: The Gunn effect, Clarendon Press, Oxford, 1974.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A november 25-től december 1-ig tartó Electronica '76 kiállítás a borúlátó előrejelzések ellenére rekord sikerrel zárult mind a kiállítók, mint a látogatók száma, valamint az üzleti aktivitás szempontjából.

Egyes cégek ezt az eseményt már a Parish Show elé helyezik. Jelentősnek találták a szocialista országok, köztük Magyarország szakembereinek a megjelenését. A látogatók mintegy 45%-a a kutatás, fejlesztés és konstrukció területeinek képviselője volt, de kedvezőnek találtak a más iparágak szakemberei részéről mutatkozó egyre nagyobb érdeklődést az elektronika iránt. (*Elektronics Weekly*, 1976. dec. [311])

*

A munkamegosztás kialakulása óta a termelékenység növelésének fontos kérdése a centralizálás, ill. a decentralizálás és ennek foka. A számítógépek megjelenése, a maga erősen centralizált rendszerével a vállalatok centralizálási irányába mutat. Ezt a folyamatot erősítette meg az egyre nagyobb számítógépek (és ezzel az egyre nagyobb és automatizáltabb számítópontok) kialakulása is. A számítógépek árának csökkenése ismét felvetette a decentralizálás lehetőségét. A decentralizálás az adatrögzítés területén kezdődött meg; a központosított lyukkártyalyukasztó terméket felváltják a helyi adatrögzítő berendezések, amelyek bizonyos vezérlő, tároló, ellenőrző műveleteket is képesek elvégezni (aktív terminálok). Erős centralizálási folyamatot figyelhattunk meg az adattárolásban (adatbankok kialakulása). Az adatfeldolgozás decentralizálása — ami gyakorlatilag teljes decentralizálást jelent — még nem jelentős, célja a helyi igényeknek megfelelő számítógépek felhasználásának lehetősége, és a terhelés-elosztás (számítógéphálózatok kialakítása). (*Angewandte Informatik*, 1976. dec. [312])

A Shipton Automation Sales (London) új automatikus hívóművében integrált áramköröket alkalmaznak.

A felhasználó megnyomja egyikét annak a húsz nyomógombnak, amelynek segítségével a leggyakrabban hívott számait a készülék automatikusan hívja. Ezen túlmenő telefonhívásokat a szokásos módon kell intézni.

A hangaktiválású közvetlen beszélőrendszer lehetővé teszi, hogy a hívó mindkét keze szabad legyen. Amennyiben magánbeszélgetést akar folytatni, akkor a hallgatót is igénybe veheti. Az akár automatikusan, akár manuálisan hívott utolsó számra a berendezés „emlékszik”, így az eredménytelen hívás esetén tetszés szerinti ideig újra hívható. (*Financial Times*, 1977. jan. [313])

*

A pulzus-szélesség-modulációs (Pulse-Width-Modulation) erősítő jó hatásfoka és kis méretei miatt komoly jövő előtt áll. A Sony cég PWM erősítője az AM bemenőjelet különböző szélességű impulzusokká alakítja. Az impulzusok a kimenőfokozat kapcsolóelemét vezérlik. A kimenőjel ezután az aluláteresztő szűrőn keresztül jut a terhelésre (hangszóróra). Mivel a kimenőfokozat kapcsolt (az elektronikus kapcsoló kinyit és zár), alig van veszteség. Az erősítő elemek kiválasztásakor ezért elsődleges azok kapcsolási tulajdonsága. A hagyományos erősítőkkel szemben azonban még egy amplitúdó-idő-átalakítóra és egy aluláteresztő szűrőre is szükség van. A blokkdiagram szerint négyszöggenerátor szolgáltatja a vivőfrekvenciát, amit az integrált tag háromszögjellel alakít. Ezt a bemenőjellel egy összegező fokozat összegezi. A telítési tartományban üzemelő erősítő PWM jelet állít elő. Ezt felerősítése után az aluláteresztő szűrő demodulálja. A megvalósított erősítő mérési eredményei igen kedvezőek voltak. (*Funktechnik*, 1977. jan. 14. [324])

* Válogatás a KGM—TMTI információs anyagából

Pontatlanul beállított haranggörbe-erősítő gyors lefutású színátmenetekre gyakorolt torzító hatásának vizsgálata SECAM rendszerű televíziós átvitelnél

ETO 621.376.4; 621.391.837; 621.397.622 SECAM

SECAM rendszerű színes televíziós jelátvitelnél a dekóderben levő haranggörbe-erősítő a következő fontosabb feleladatokat látja el:

- Megszünteti az inverz haranggörbe-erősítő által okozott járulékos amplitúdómodulációt.
- Megszünteti az inverz haranggörbe-erősítő által okozott járulékos fázismodulációt.
- A járulékos amplitúdómoduláció megszüntetése mellett javítja a jel—zaj viszonyt.
- Az összetett SECAM-jelből létrehozza a világosságjel-mentes modulált színkülönbségi jelet.

A felsorolt feladatokból megállapítható, hogy a haranggörbe-erősítő alkalmazásának tényleges indoka a jel—zaj viszony javító hatás és a világosságjeltől való mentesítés. Az első két feladat csupán azt fejezi ki, hogy a hasznos feladatok oly módon legyenek megvalósíthatók, hogy eközben a modulált színkülönbségi jel semmilyen torzulást ne szenvedjen.

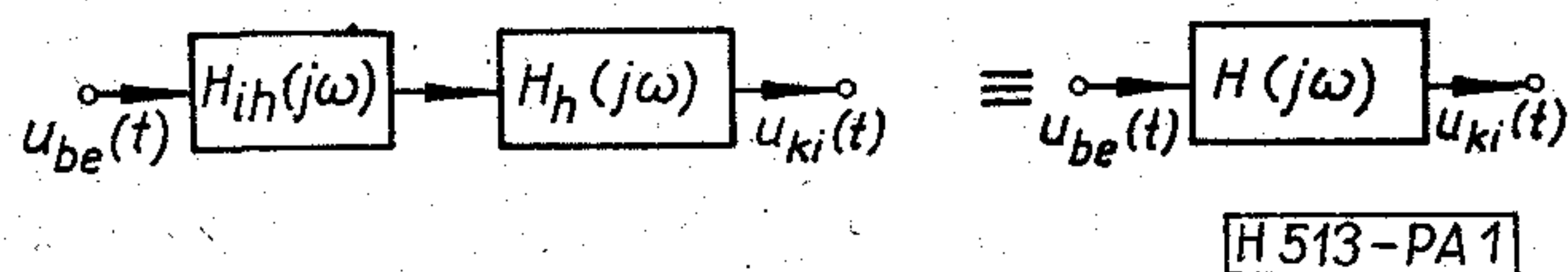
Érdemes megemlíteni, hogy az amplitúdó karakterisztika nem teljes kiegyenlítése a jelre nézve nem okozna különösebb problémát, hiszen a haranggörbe-erősítőt később követő limiter a járulékos amplitúdómodulációt úgyis megszünteti. A nem teljes kiegyenlítés csak a jel—zaj viszony javító hatásának mértékét módosítaná, de azt sem számottevően. Sajnos, a problémát az okozza, hogy az amplitúdó karakterisztika kiegyenlítetlensége jelen esetben magával hozza a fáziskarakterisztika kiegyenlítetlenségét is. Ez pedig azt jelenti, hogy a járulékos fázismoduláció nem szűnik meg teljesen és az végsősoron torzításként fog jelentkezni a demodulált színkülönbségi jelekben, ami a vevőkészülék képernyőjén színtorzításként észlelhető. A továbbiakban ezen torzítások számszerű vizsgálatával foglalkozunk.

1. FM-jel áthaladása $H(j\omega)$ átviteli karakterisztikájú négy póluson

A torzításmentes jelátvitel feltétele, hogy az inverz haranggörbe-erősítő átviteli karakterisztikája $[H_{ih}(j\omega)]$ és a haranggörbe-erősítő átviteli karakterisztikája $[H_h(j\omega)]$ között az alábbi összefüggés álljon fenn:

$$H_{ih}(j\omega) = \frac{1}{H_h(j\omega)}$$

Amennyiben ez a feltétel bármely okból kifolyólag nem teljesül, akkor a haranggörbe-erősítő és az inverz haranggörbe-erősítő együttes hatásaként a jelátvitel



1. ábra. Vizsgálati modell

már nem lesz torzításmentes. A viszonyokat az alábbi modell alapján vizsgálhatjuk (1. ábra).

Az 1. ábrán látható modellben $H(j\omega)$ -t az alábbi módon értelmezhetjük:

$$H(j\omega) = H_{ih}(j\omega) \cdot H_h(j\omega) \quad (1)$$

Az (1) összefüggéssel értelmezett eredő átviteli karakterisztika amplitúdó $[A(\omega)]$ és fáziskarakterisztikája $[\varphi(\omega)]$ a következő alakban írható fel:

$$\begin{aligned} A(\omega) &= A_{ih}(\omega) \cdot A_h(\omega) \\ \varphi(\omega) &= \varphi_{ih}(\omega) + \varphi_h(\omega) \end{aligned} \quad (2)$$

Hogy az ily módon értelmezett amplitúdó- és fáziskarakterisztika milyen hatást gyakorol egy FM-jel átvitelére, ahhoz először meg kell nézni milyen vizsgálati módszerek léteznek ebben a témakörben.

Az 1. ábrán látható vizsgálati modell frekvencia-modulált bemenőjelet írjuk fel exponenciális alakban:

$$u_{be}(t) = U_0 e^{j \int_0^t [\Omega + \omega_v(\theta)] d\theta} \quad (3)$$

ahol U_0 az FM-jel amplitúdója,
 Ω a vívőfrekvencia,
 $\omega_v(t)$ a modulációs tartalom.

A $H(j\omega)$ átviteli karakterisztikával jellemzett négy pólus kimenőjele általános esetben az alábbi alakban írható fel [1]:

$$u_{ki}(t) = U_0 e^{j \int_0^t [\Omega + \omega_v(\theta)] d\theta} \left[H(j\Omega) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} C_n \frac{d^n H(j\Omega)}{d\omega^n} \right], \quad (4)$$

A (4) kifejezésben szereplő C_n bármely n -re a következő egyenlet alapja határozható meg [1]:

$$C_n e^{j \int_0^t \omega_v(\theta) d\theta} = \frac{1}{j^n} \frac{d^n}{dt^n} \left[e^{j \int_0^t \omega_v(\theta) d\theta} \right] \quad (5)$$

Az ily módon meghatározható kimenőjel rendkívül bonyolult és nagyon nehezen kezelhető még egészen „egyszerű” $H(j\omega)$ esetén is. Szerencsére a gyakorlatban realizált áramkörök többségénél alkalmazhatunk

bizonyos egyszerűsítéseket. Általában elegendő, ha a kimenőfeszültséget Ω környezetében Taylor-sorba fejtjük, majd a némi átalakítás után kapott sornak csak az első két tagját tartjuk meg [1].

$$u_{ki}(t) = U_0 e^{j[\Omega t + \int_0^t \omega_v(\vartheta) d\vartheta]} \left[H(j\omega) - j \frac{1}{2!} \frac{d\omega_v(t)}{dt} \frac{d^2 H(j\omega)}{d\omega^2} \right]. \quad (6)$$

A (6) kifejezés már lényegesen egyszerűbb, mint a (4), de még ez is elég nehezen kezelhető a legtöbb gyakorlati esetben.

További egyszerűsítéshez vezet, ha az előbb említett sornak csak az első tagját hagyjuk meg. Ez a vizsgálati módszer az ún. kvázistacionárius közelítés. A kvázistacionárius közelítés alkalmazhatóságának [1]-szerinti feltétele:

$$|H(j\Omega)| \gg \left| \frac{1}{2} \frac{d\omega_v(t)}{dt} \frac{d^2 H(j\Omega)}{d\omega^2} \right|. \quad (7)$$

2. A kvázistacionárius közelítés alkalmazhatóságának vizsgálata

A kvázistacionárius közelítés alkalmazhatóságának vizsgálatát célszerű a legkedvezőtlenebb esetre elvégezni. Amennyiben bebizonyítható, hogy a közelítés ebben a pesszimális esetben alkalmazható, akkor nyilvánvaló, hogy a kevésbé kritikus esetekben történő alkalmazása a közelítésnek még inkább megengedett, azaz a kapott eredmények megfelelő pontosságúak lesznek.

Vizsgálatunknál pesszimálisnak tekintjük azt az esetet, amikor a vevőkészülekből hiányzik a haranggörcs-erősítő. (A helyzet pesszimális volta könnyen belátható, ha a haranggörcs és az inverz haranggörcs-erősítő fáziskarakterisztikáinak menetére gondolunk.)

A kvázistacionárius közelítés alkalmazhatóságához tehát a (7) kifejezésben megadott egyenlőtlenség teljesülését kell megvizsgálnunk:

$$\left| \frac{1}{2} \frac{d\omega_v(t)}{dt} \frac{d^2 H_{ih}(j\omega_c)}{d\omega^2} \right| \ll |H_{ih}(j\omega_c)|, \quad (8)$$

ahol

$$H_{ih}(j\omega) = \frac{Q_1}{Q_2} \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2} + j \frac{1}{Q_1} \frac{\omega}{\omega_c}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2} + j \frac{1}{Q_2} \frac{\omega}{\omega_c}},$$

és

$$\omega_c = 2\pi \cdot 4286 \cdot 10^3 \text{ r/s}, \quad Q_1 = 16, \quad Q_2 = \sqrt{1,6}.$$

A (8) kifejezés számszerű kiértékeléséhez még képeznünk kell a modulálójel idő szerinti első deriváltját: $\left(\frac{d\omega_v(t)}{dt} \right)$. A $\frac{d\omega_v(t)}{dt}$ értékét is egy lehetséges kedvezőtlen esetre célszerű kiszámítani. Ilyennek tekinthető a vörös színelkülönbségi sorban egy vörös—c्यान ugrás, ahol az átmenet lineárisan zajlik le. (A vörös—c्यान ugráshoz $\Delta f = 560$ kHz frekvenciaváltozás tartozik 75%-os amplitúdójú SECAM-jel esetén.) Tételezzük fel, hogy ez a frekvenciaváltozás $\Delta t = 700$ ns alatt zajlik le.

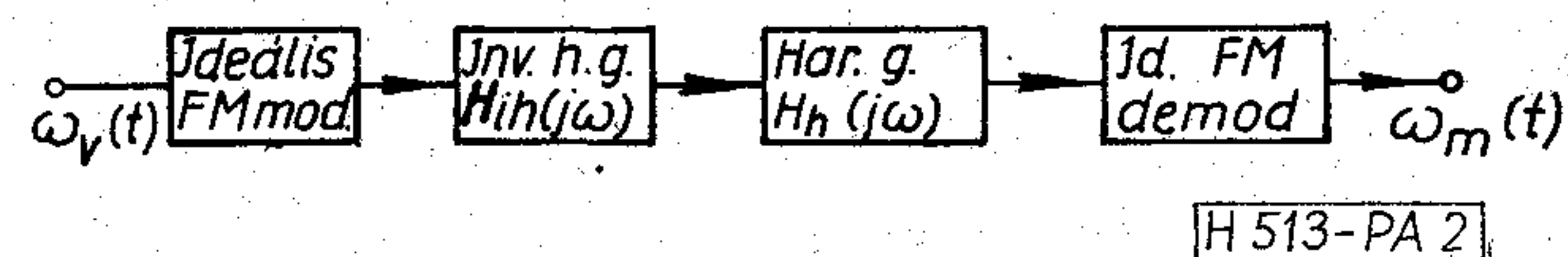
Elvégezve a (8) kifejezésben kijelölt műveleteket és behelyettesítéseket, az egyenlőtlenség jobb és bal oldalára az alábbi adódik:

$$\begin{aligned} |H_{ih}(j\omega_c)| &= 1 \quad \text{és} \\ \left| \frac{1}{2} \frac{d\omega_v(t)}{dt} \frac{d^2 H_{ih}(j\omega_c)}{d\omega^2} \right| &= \\ &= \left| \frac{5\pi \Delta f}{\Delta t} (Q_2 - Q_1) \frac{1}{\omega_c^2} \frac{\sqrt{1 + 16Q_2^2}}{1 - 8Q_2^2} \right| = 4,46 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

A kvázistacionárius közelítés alkalmazhatóságának (8) kifejezéssel megadott feltétele tehát pesszimális körülmények mellett is teljesül.

3. SECAM-jel zöld-bíbor átmenetének tranziens vizsgálata

A vizsgálatokat mind a két színelkülönbségi jel esetén az alábbi egyszerűsített modell alapján végezzük el (2. ábra). A vizsgálati modellből kitűnik, hogy az alapsávi előkiemelő és utóelnyomó áramkör hatását a tranziens kialakulásánál nem vesszük figyelembe.



2. ábra. SECAM rendszerű átvitel egyszerűsített modellje

A kvázistacionárius közelítést alkalmazva felírhatjuk a 2. ábra ideális FM demodulátorára jutó frekvenciamodulált jel analitikus kifejezését.

$$u(t) = U_0 e^{j[\Omega t + \int_0^t \omega_v(\vartheta) d\vartheta]} H(j\omega) \quad (9)$$

Behelyettesítve a (9) kifejezésbe a $H(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$ -t az alábbi alakot kapjuk

$$u(t) = U_0 A(\omega) e^{j[\Omega t + \int_0^t \omega_v(\vartheta) d\vartheta + \varphi(\omega)]} \quad (10)$$

A (10) kifejezésből leolvasható, hogy a $H(j\omega)$ átviteli karakterisztikájú négypólus az FM-jelen járulékos amplitúdómodulációt hoz létre [az $A(\omega)$ amplitúdó-karakterisztika hatásaként] és járúkos frekvencia modulációt [a $\varphi(\omega)$ fáziskarakterisztika hatásaként]. A járulékos amplitúdómoduláció a demodulált jelre hatástalan lesz, mivel az ideális FM demodulátor demodulált jelként a pillanatnyi fázis idő szerinti első deriváltjával arányos mennyiséget hoz létre. A pillanatnyi fázis $[\varphi_p(t)]$ (10)-ből a következő alakban írható fel:

$$\varphi_p(t) = \Omega t + \int_0^t \omega_v(\vartheta) d\vartheta + \varphi(\omega). \quad (11)$$

Képezve a $\varphi_p(t)$ differenciálhányadosát:

$$\frac{d\varphi_p(t)}{dt} = \Omega + \omega_v(t) + \frac{d}{dt} \varphi(\omega). \quad (12)$$

A gyakorlatban használt FM modulátorok az Ω vivőfrekvenciára ki vannak egyenlítve és így módon a tény-

leges demodulált feszültség, azaz a modulációs tartalom a következő alakban írható fel:

$$\omega_m(t) = \omega_v(t) + \frac{d}{dt} \varphi(\omega). \quad (13)$$

Mint látható, a modulációs tartalom két tag összegéből tevődik össze. Az egyik tag a hasznos modulációs tartalom $[\omega_v(t)]$, míg a másik tag a torzításként jelentkező modulációs tartalom $\left[\frac{d}{dt} \varphi(\omega)\right]$. Természetesen torzítás ténylegesen csak akkor fog keletkezni, ha $\varphi(\omega)$ nem konstans az idő függvényében, azaz pontosabban fogalmazva ha a hasznos modulációs tartalom nem konstans az idő függvényében. Ez azért lényeges, mert a fáziskarakterisztika független változója (ω) a hasznos modulációs tartalom függvényében változik. Mindezek alapján a (13) kifejezést az alábbi, a lényeget jobban mutató alakra lehet hozni:

$$\omega_m(t) = \omega_v(t) + \frac{d}{dt} \varphi\{\omega_v[\omega(t)]\}. \quad (14)$$

A 2. ábrán látható vizsgálati modell és a (14) kifejezés ismeretében felírhatjuk az ideális FM demodulátor kimenetén létrejövő demodulált jel analitikus alakját:

$$\omega_m(t) = \omega_v(t) + \frac{d}{dt} \{\varphi_{ik}(\omega_v[\omega(t)]) + \varphi_h(\omega[\omega_v(t)])\}. \quad (15)$$

A (15) kifejezés tetszőleges $\omega_v(t)$ moduláló jel esetén is leírja a demodulált jelet. Jelen vizsgálatunknál az egyszerűbb kiértékelhetőség kedvéért csak egy idealizált lineáris lefutású zöld-bíbor átmenetnek megfelelő moduláló jelet feltételezve végezzük el a kiértékelést mindkét színelkülönbségi sor esetén. (Érdekes megjegyezni, hogy az idealizált lineáris átmenet a valóság igen jó közelítésének tekinthető.) Ily módon a két színelkülönbségi sorban a moduláló jel kifejezése rendre a következő lesz:

$$\omega_{vDB}(t) = k_{DB} \cdot t \quad \text{és} \quad \omega_{vDR}(t) = -k_{DR} \cdot t,$$

ahol k_{DB} és k_{DR} a megfelelő színelkülönbségi sorokban a zöld-bíbor átmenet meredekségére jellemző állandók. Ezek után a demodulált jel a következő alakban írható fel:

$$\omega_{mDB}(t) = k_{DB} \cdot t + \frac{d}{dt} \{\varphi_{ik}(\omega = \omega_{DB} + k_{DB}t) + \varphi_h(\omega = \omega_{DB} + k_{DB}t)\}, \quad (16)$$

$$\omega_{mDR}(t) = -k_{DR}t + \frac{d}{dt} \{\varphi_{ik}(\omega = \omega_{DR} - k_{DR}t) + \varphi_h(\omega = \omega_{DR} - k_{DR}t)\}. \quad (17)$$

A (16) és (17) kifejezésekből csak a torzítási tagot megtartva az alábbi általános alakra juthatunk, amely megfelelő behelyettesítésekkel mind a vörös, mind a kék színelkülönbségi sorokban megadja a torzítás analitikus kifejezését: (18)

$$f_{d_{sv}}(t) = \frac{k_{sv} Q_1 f_c [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + f_c^2]}{f_c^2 (f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + Q_1^2 [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 - f_c^2]^2} -$$

$$- \frac{k_{sv} Q_2 f_c [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + f_c^2]}{f_c^2 (f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + Q_2^2 [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 - f_c^2]^2} +$$

$$+ \frac{k_{sv} \sqrt{b} Q_2 (f_c + \Delta f) [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + (f_c + \Delta f)^2]}{(f_c + \Delta f)^2 (f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + b Q_2^2 [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 - (f_c + \Delta f)^2]^2} -$$

$$- \frac{k_{sv} b Q_1 (f_c + \Delta f) [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + (f_c + \Delta f)^2]}{(f_c + \Delta f)^2 (f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + b^2 Q_1^2 [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 - (f_c + \Delta f)^2]^2}.$$

A (18) kifejezés számítógépes kiértékeléséhez mindkét színelkülönbségi sorban a következő feltételekből indulunk ki:

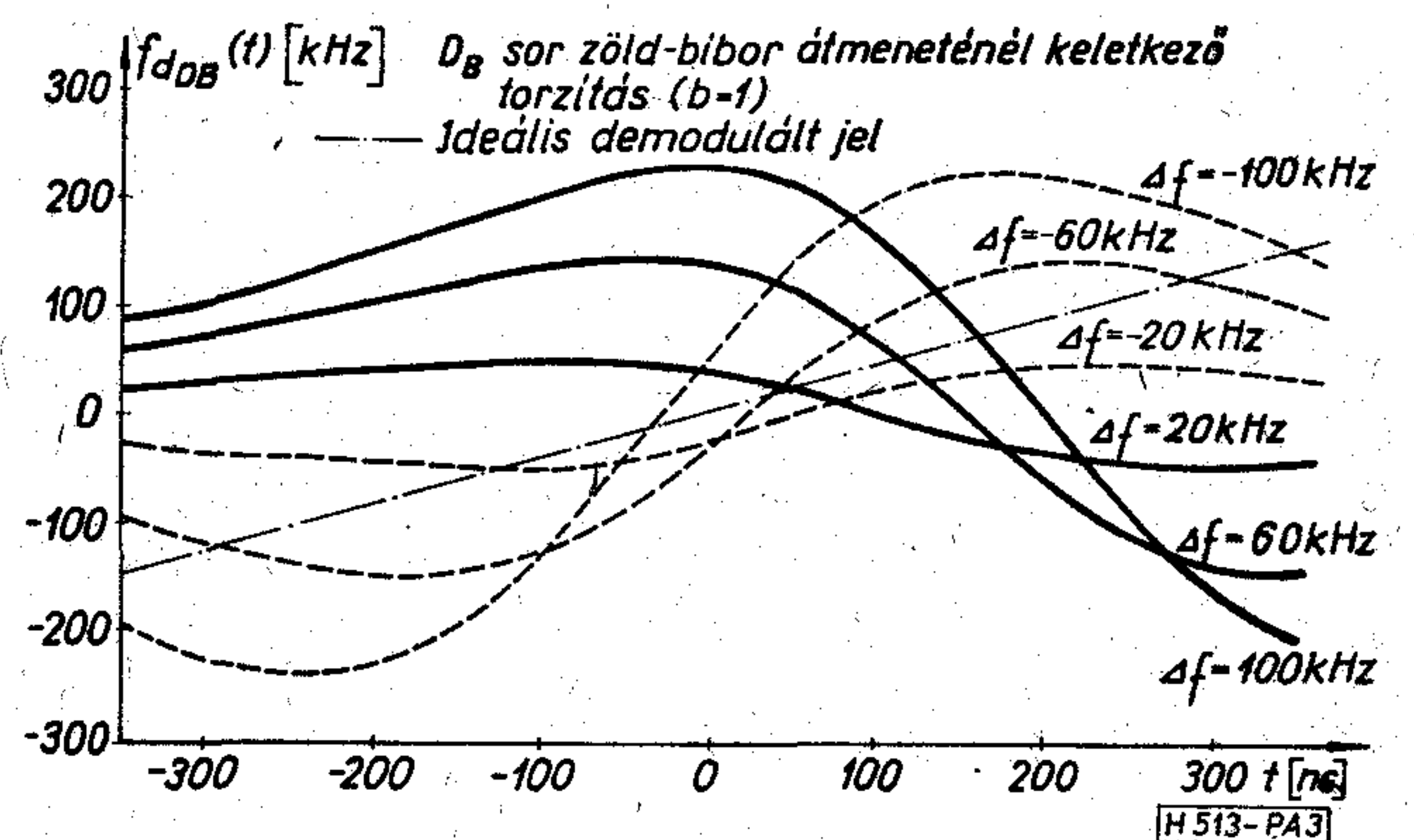
a) 75% amplitúdójú zöld-bíbor átmenet (vörös színelkülönbségi sorban ± 235 kHz, kék színelkülönbségi sorban ± 152 kHz frekvencia eltérés a névleges vivőfrekvenciákhoz képest)

b) A zöld-bíbor átmenet lineárisan zajlik le $\Delta t = 700$ ns alatt.

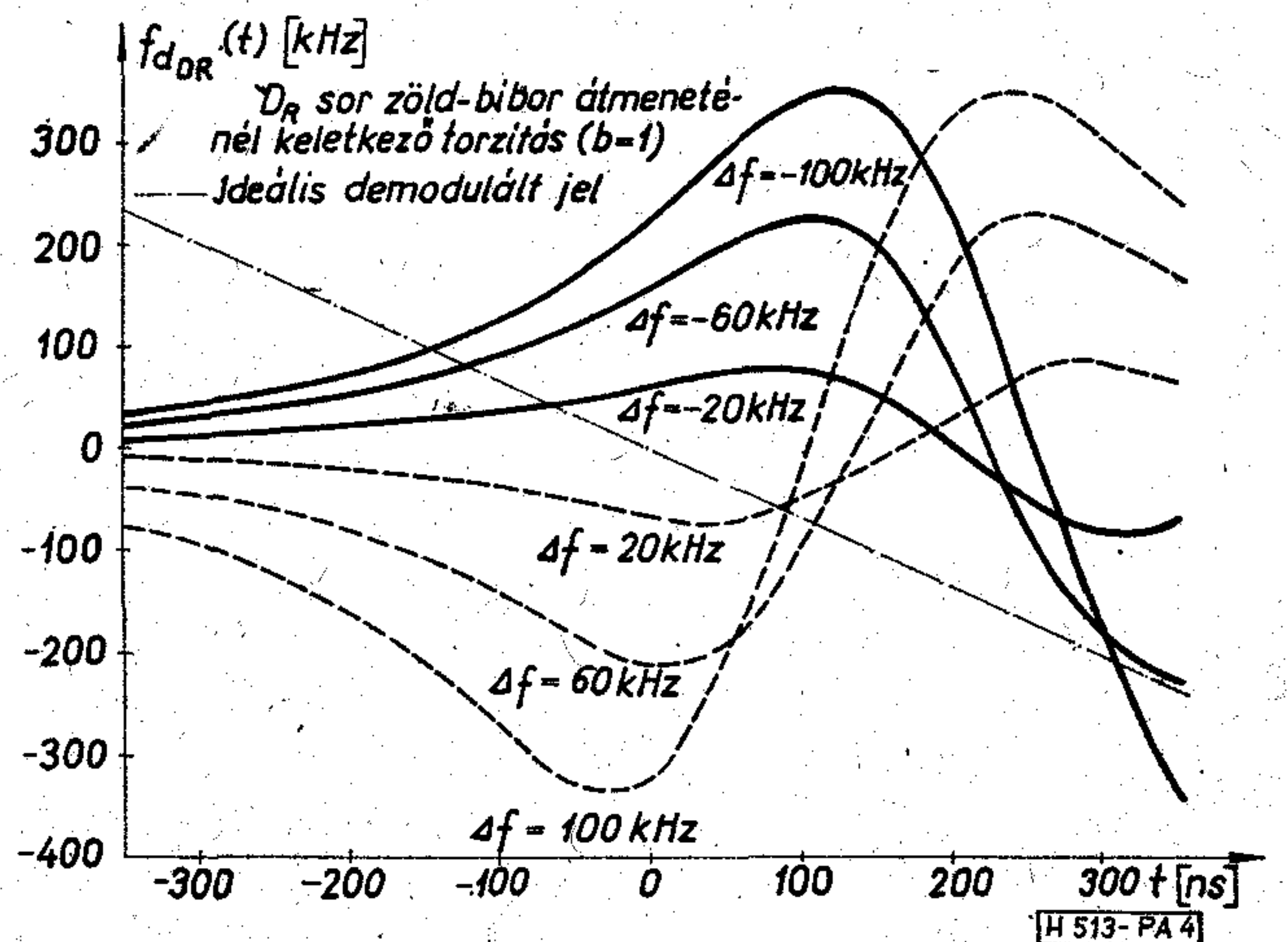
A (18) kifejezés kiértékelését mind a két színelkülönbségi sorok esetén az alábbi kiegyenlítetlenségek-nél végezzük el:

1. A dekóder haranggörbe-erősítője elhangolódott és az elhangolódás mértéke Δf . (Vizsgálati tartomány $\Delta f = -100$ kHz–100 kHz.)

2. A dekóder haranggörbe-erősítőjének jósági tényezői megváltoztak. A megváltozást Q_1 esetén b -szeresnek, Q_2 esetén $\sqrt{b}$ szeresnek tételeztük fel. (Vizsgálati tartomány $b = 0,5 - 1,5$.)



3. ábra. Kék színelkülönbségi sor zöld-bíbor átmeneténél keletkező torzítás az elhangolódás függvényében

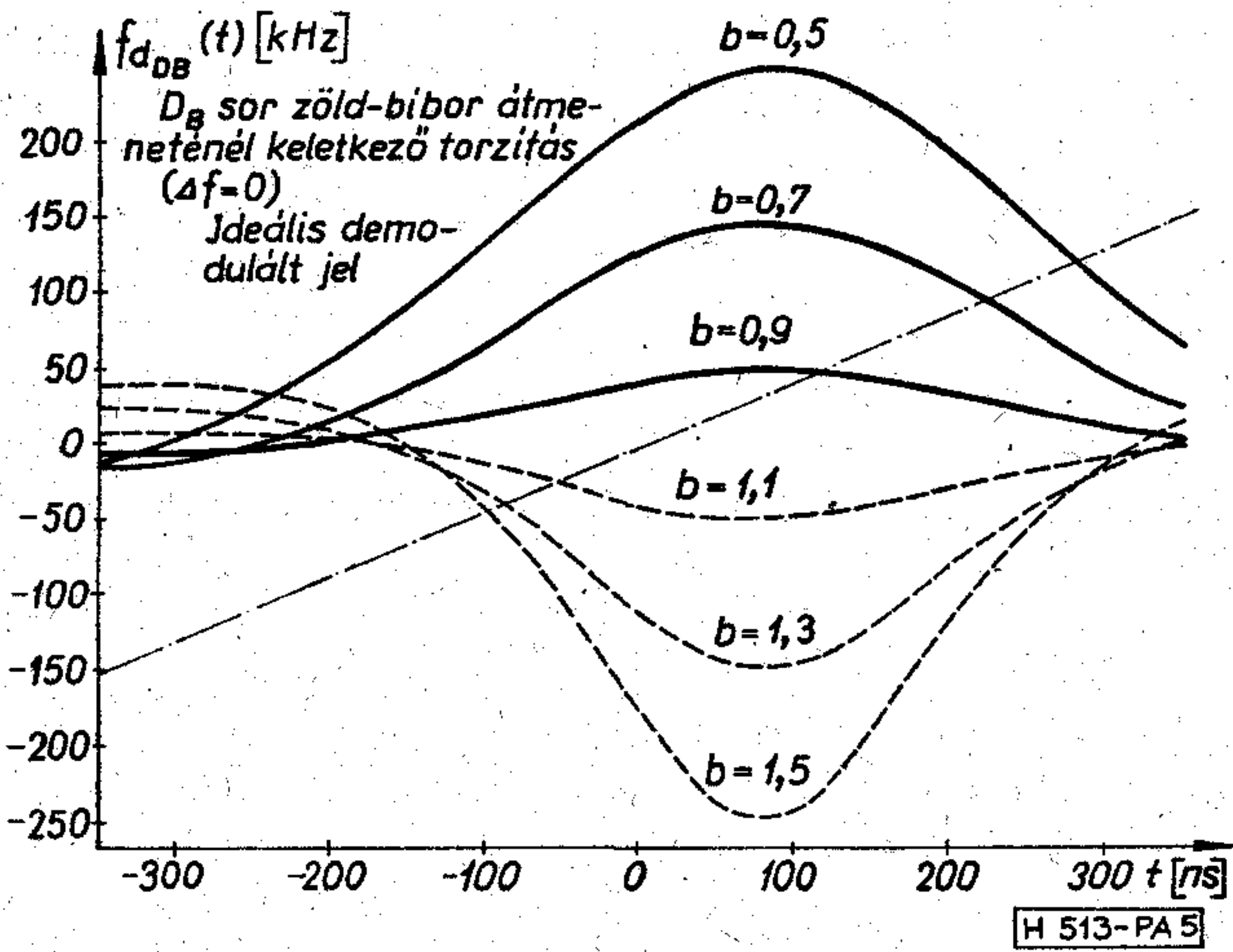


4. ábra. Vörös színelkülönbségi sor zöld-bíbor átmeneténél keletkező torzítás az elhangolódás függvényében

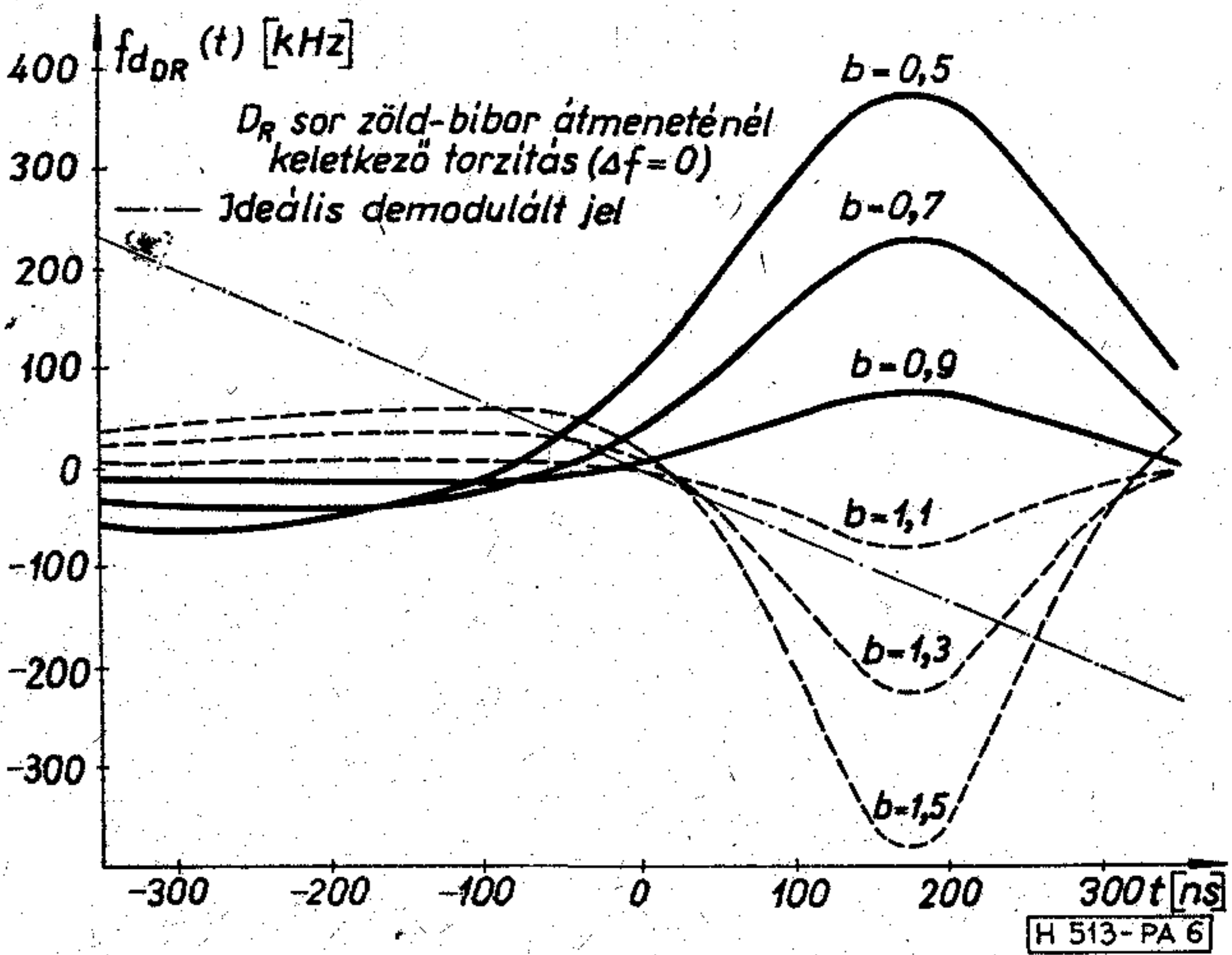
3. Mindkét beállítási pontatlanság együttesen következett be. (A vizsgálati tartomány megegyezik az 1. és 2.-ben megadottakkal.)

A kiértékelés eredményeinek jellegzetes példái a 3., 4., 5., 6., 7. és 8. ábrákon találhatók.

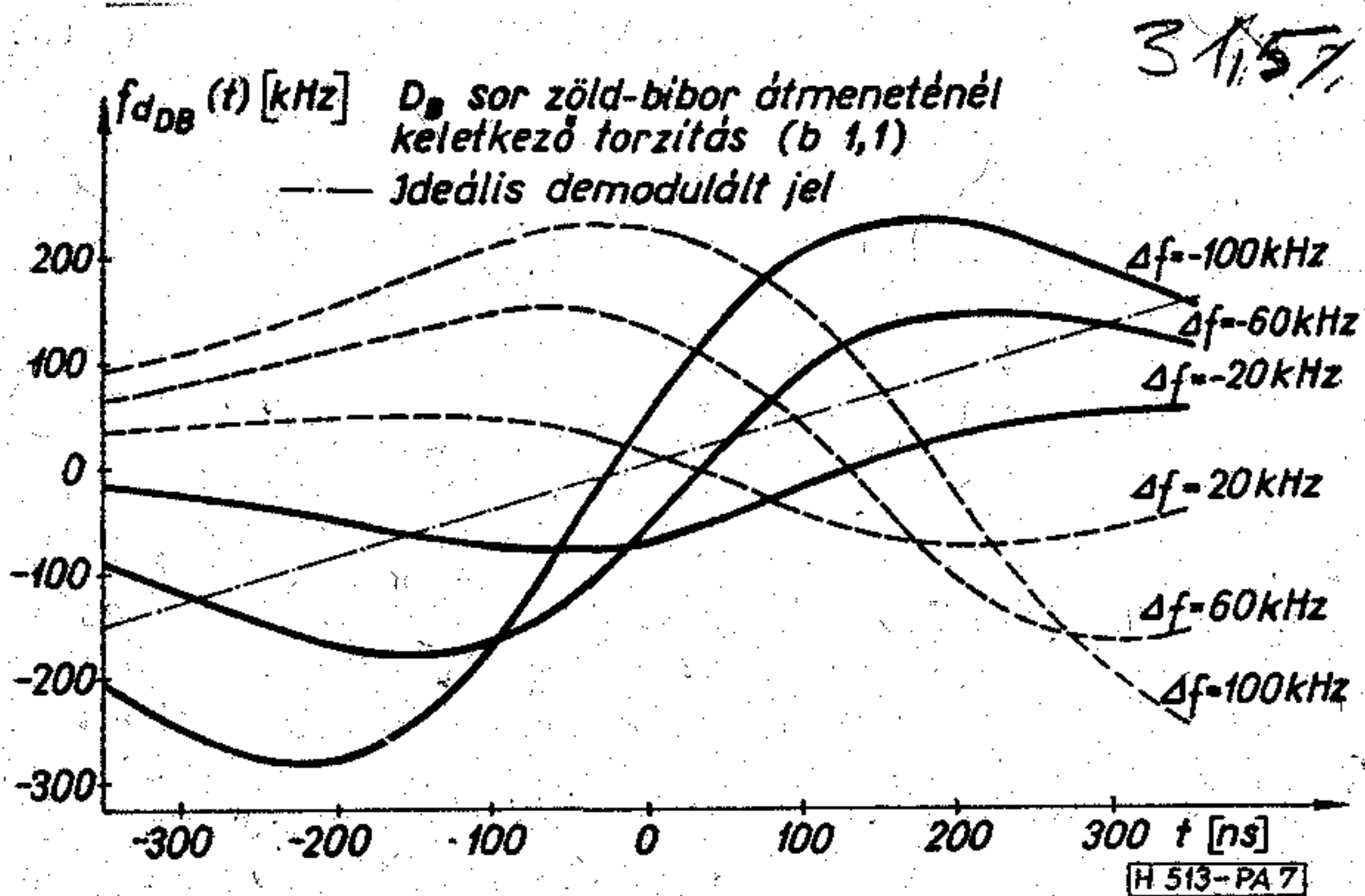
A 3.–8. ábrákon bemutatott és jelen cikkben nem közölt görbesereg kiértékelésének egy lehetséges változata, ha megvizsgáljuk az elhangolódás (Δf) függ-



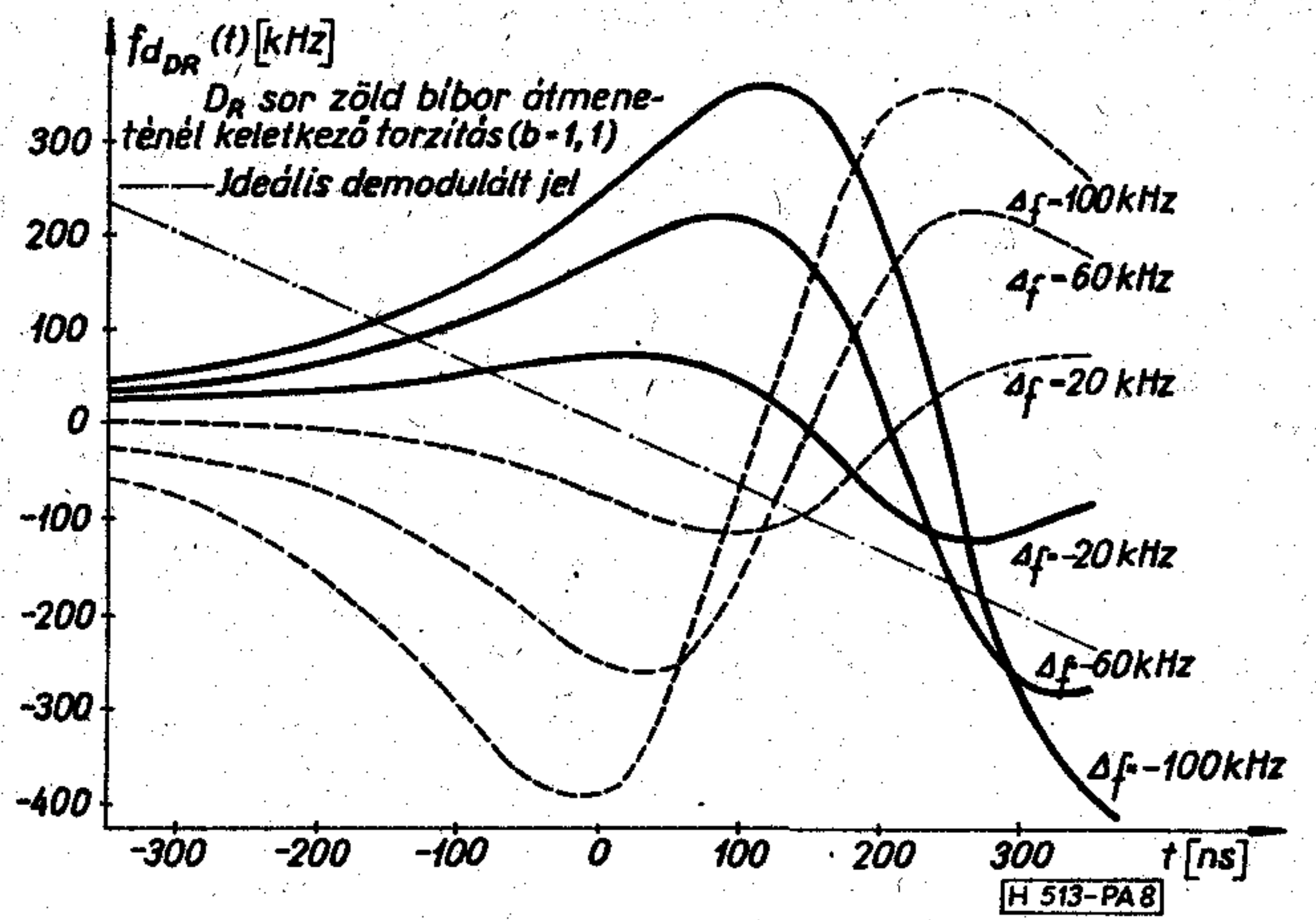
5. ábra. Kék színelkülönbségi sor zöld-bíbor átmeneténél keletkező torzítás a jósági tényező megváltozásának függvényében



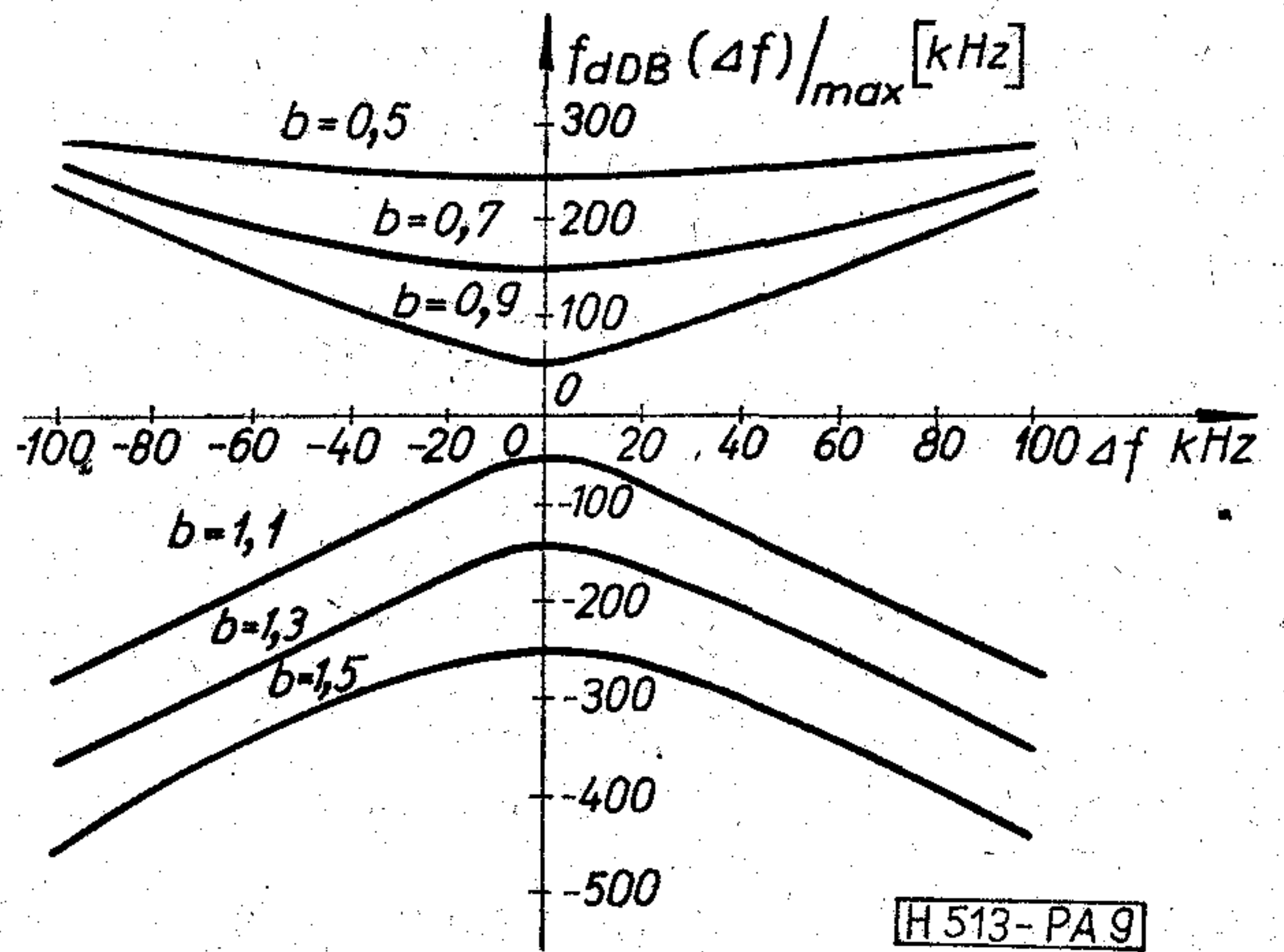
6. ábra. Vörös színelkülönbségi sor zöld-bíbor átmeneténél keletkező torzítás a jósági tényező megváltozásának függvényében



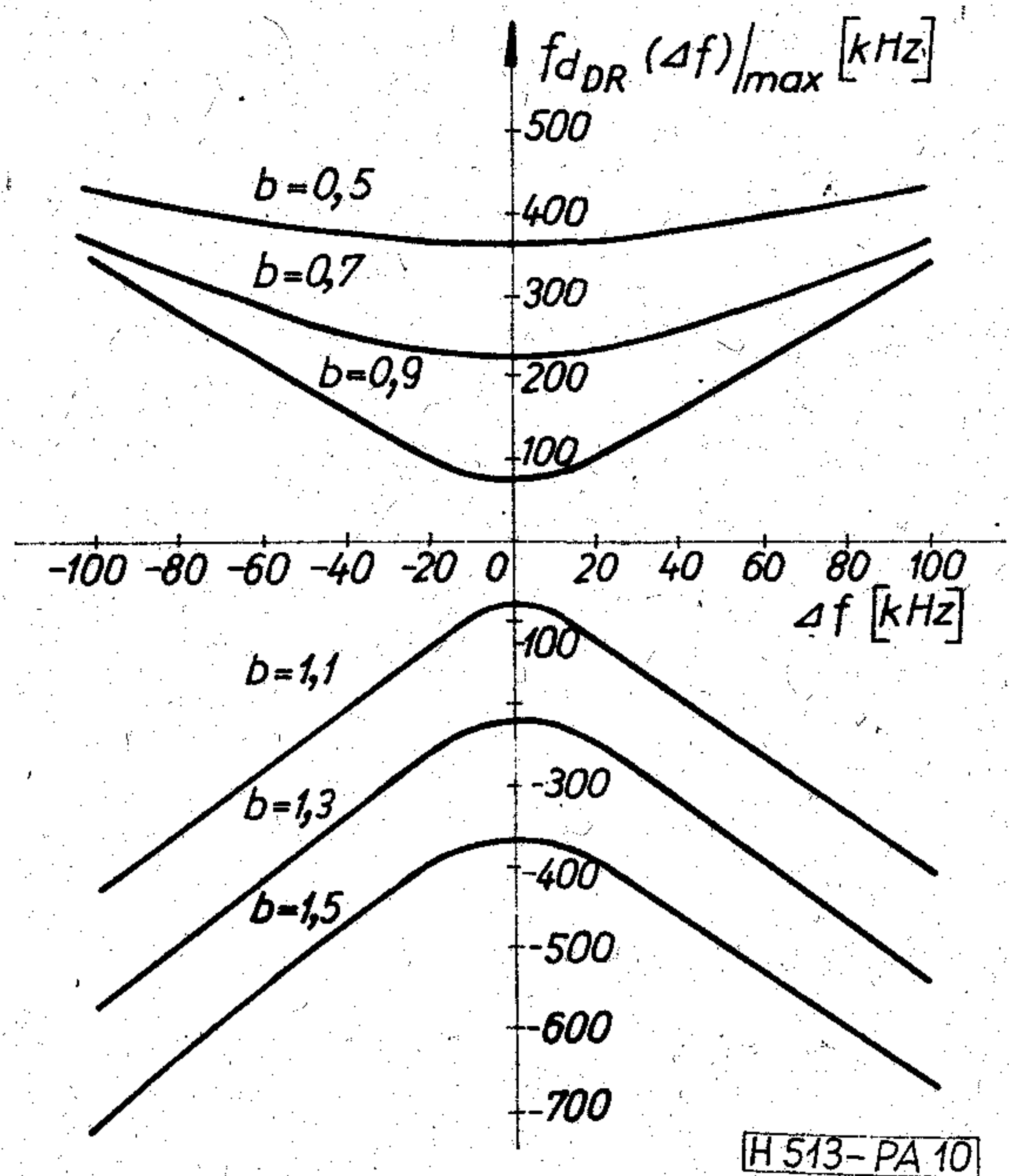
7. ábra. A beállítási pontatlanságok együttes jelentkezésének hatása a kék színelkülönbségi sorban



8. ábra. A beállítási pontatlanságok együttes jelentkezésének hatása a vörös színelkülönbségi sorban



9. ábra. A járulékos löketmaximumok alakulása a kék színelkülönbségi sorban



10. ábra. A járulékos löketmaximumok alakulása a vörös színelkülönbségi sorban

vényében, a jósági tényező megváltozására (*b*) paraméterezve a tranziens jelalakok pozitív és negatív maximumainak változását. Ezen vizsgálat eredményét a kék színkülönbségi sorra vonatkoztatva a 9. ábra, a vörös színkülönbségi sorra vonatkoztatva pedig a 10. ábra tartalmazza. A két ábráról megállapíthatjuk, hogy a járulékos löketek maximumainak változása mind az elhangolódás, mind a jósági tényező változásának függvényében azonos jelet mutat mind a két színkülönbségi sor zöld-bíbor átmenetének időtartama alatt. Megállapítható az is, hogy a járulékos löketmaximumok a megfelelő hasznos löketekre vonatkoztatva közel azonos nagyságúak mindkét színkülönbségi sorban az összetartozó *b* és *f* paraméterek esetén.

4. Következtetések

Elsőként a vizsgálatok néhány hiányosságát érdemes kiemelni:

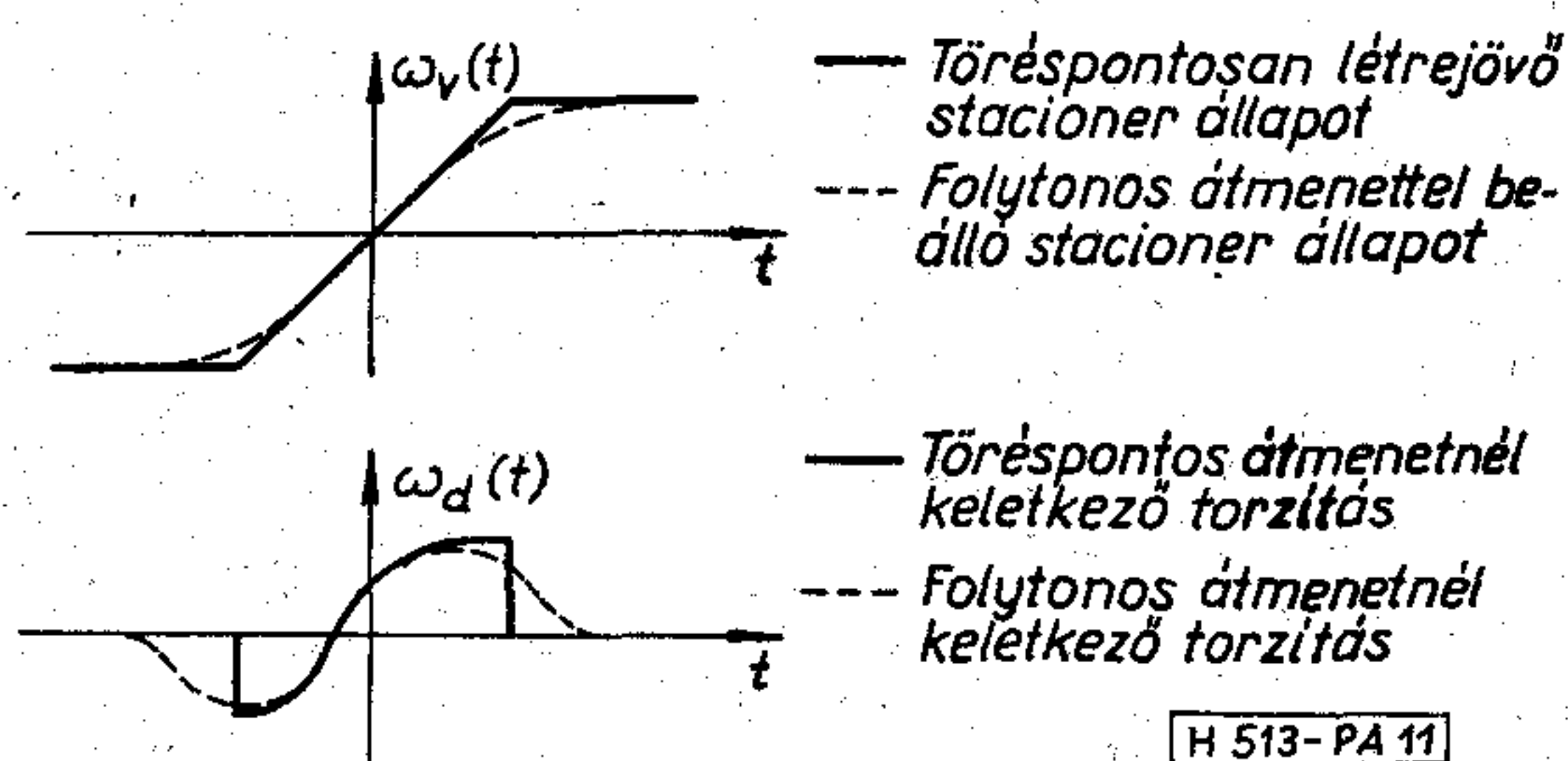
a) A torzítási jelalakok számításánál mindig szigorúan lineárisan változó moduláló jelet tételeztünk fel, amely a valóságnak csak többé-kevésbé jó közelítése.

b) Nem vettük figyelembe, hogy a tényleges frekvenciamodulációt létrehozó jel a moduláló jelből alapsávi előkiemelés után alakul ki.

c) Vizsgálataink eredménye csak az ideálisnak feltételezett FM demodulátor kimenetén jelentkező torzítási jelalakokra vonatkoznak és nem terjednek ki az alapsávi utóelnyomó áramkör által okozott hatásokra.

Nézzük meg kvalitatíve, hogy az említett hiányosságok kiküszöbölése mennyiben okoz változást vizsgálataink eredményeiben.

Ha figyelembe vennénk, hogy a zöld- és bíbor színeknek megfelelő stacioner állapotok nem töréspontosan állnak be (amely azt jelenti, hogy a modulálójel



11. ábra. A lineáristól eltérő zöld-bíbor átmenet kvalitatív hatása

még közelítően sem tekinthető lineárisnak a stacioner állapotok környezetében), akkor a demodulált jelben keletkező változás minőségileg a 11. ábrán látható alakú lesz. Megállapíthatjuk, hogy számításaink lényegét tekintve a lineárisnak feltételezett moduláló jel kielégítőnek tekinthető.

Az alapsávi előkiemelő áramkör minden gyors változásnál, így a zöld-bíbor átmenetnél is, differenciáló jellegű hatása miatt nagy túllövéseket hoz létre a moduláló jelen. Ezek a tüskék (túllövések) bár csökkent nagyságban, de megmaradnak az FM modulátort megelőző limiter kimenetén is. Tranziens vizsgálatunk szempontjából ezek a stacioner állapotban túlemelkedő tüskék azt jeletik, hogy egyes esetekben a számítottnál is nagyobb járulékos löketek keletkeznek, azaz a valóságos helyzet kritikusabb, mint ahogy azt a vizsgálati modellünkben feltételeztük.

Az utóelnyomó áramkör hatása döntő fontosságú a torzításoknak a képernyőn látható formában való megjelenése szempontjából. Az emberi szem tulajdonságait ismerve kijelenthetjük, hogy a zöld-bíbor átmenet 700 ns-os időtartama alatt lezajló bármely torzulás, még ha az a képernyőn jelentkezik is szintorzulás formájában, a néző előtt gyakorlatilag észrevétlen maradna az idő rövidsége miatt, ha nem vennénk tekintetbe az alapsávi utóelnyomó áramkör hatását. Az utóelnyomó áramkör nem ideális integráló jellegű hatása miatt a zöld-bíbor átmenet alatt keletkező torzulások az átmenetnek megfelelő 700 ns-os időtartam többszörösére, akár 4–5 μ s-ra is kiterjednek. Ez viszont a képernyőn már olyan szintorzulást hoz létre, amelyet a néző már észrevesz. Az utóelnyomó áramkör hatásaként tehát a gyors, nagy frekvencia különbségű átmenetek kontúrja mentén néhány μ s szélességű erősen telített színekben jelentkező „lobogás” lesz látható a képernyőn. Az elmondottakból kitűnik, hogy az utóelnyomó áramkör hatása nélkül sem érdektelen a tranziensvizsgálat, hiszen végső soron a néző számára zavaró hatásként jelentkező szintorzulást eredményező haranggörbe és az inverz haranggörbe-erősítők kiegyenlítetlensége okozza.

I R O D A L O M

- [1] G. H. Cartianu: Frekvenciamoduláció, 1965
- [2] Pálinszki A.: Jel—zaj viszonyjavítás a SECAM rendszerben. Híradástechnika. 1977. N. 1.
- [3] Dr. Ferenczy P.—dr. Nany P.—Sárvári P.—Temesi Á.—Kis-Szölggyémi F.—Pálinszki A.: Színsatornát be- és kikapcsoló áramkör hibás működése és fekete-fehér átmenetet követő vörös húzás okainak vizsgálata. Tanulmány 1973.

S Z E M L E

(Folytatás a 279. oldalról)

A hagyományos telefonközpontokon alapuló hálózat, mintegy 50 éves virágzás után a megnövekedett átviteli követelményeknek már nem felel meg és gyakorlatilag csődöt mondott. Jelenleg a számítógép-technológia által nyújtott műszaki háttér lehetővé teszi a korszerű követelményeknek megfelelően kialakított rendszerek megvalósítását. A közvetlen jövőben, a meglévő kábelhálózat és központok felhasználásával, analóg

digitális átalakítókat lehet alkalmazni. Az új hibrid- és LSI jelzőáramkörök csökkenteni fogják a térigényt, a villamosenergia-fogyasztást és a költségeket. A következő lépcsőben következhet a teljes áttérés tisztán félvezetős központ-rendszerre kapcsoló-, jelző- és vonal-áramkörök részére, a vezérlési funkcióra speciális processzor áramkörökkel. Egy ilyen központ helyigénye jelentéktelen. Miután a helyigényes rész csak a kábelcsatlakozás marad, helyi koncentrátorokat kell alkalmazni. (Telecommunications, 1976. nov. [319])

1976-ban igen sokat beszéltek az új távbeszélőrendszerekről, különösen a száloptikai és a helikális hullámvezetőkkel kapcsolatban. Ugyanakkor az elmúlt években rengeteg pénzt fektettek be a koaxiális kábelekbe, s e rendszerek jellemzőiben is jelentős volt a javulás. Így pl. a brit posta rendelést adott fel a GEC és a STC cégeknek olyan rendszerek kidolgozására, amelyek 4,4 mm-es koaxiális kábelben 120 megabit/sec adatátvitelt tudnak megvalósítani, ami 1680 telefonhívásnak felel meg.

Az előrejelzések szerint a koaxiális kábelek még sokáig a híradástechnikai hálózat alapját képezik, hiszen Nagy-Britannia útjai alatt hatalmas mennyiségű ilyen kábel fekszik, s ezeket a legvégsőkig ki akarják használni. Új kábelek fektetésénél azonban már komolyan szóba kerülnek a száloptikás rendszerek, s 1980-tól várhatóan e rendszerek fejlesztése kerül előtérbe. (*The Financial Times*, 1977. jan. 5. [316])

*

Az angol posta fejlesztési igazgatójának bejelentése szerint a BICC körkeresztmetszetű milliméteres hullámvezetőjével végzett sikeres próbák után hamarosan mód nyílik az első működő távolsági vonal kiépítésére, Bristol és Beading között. A végkészülékeket és ismétlő erősítőket a Marconi Communications Systems gyártja. A BICC új gyárában már sorozatban gyártott üvegszálas hullámvezetővel kiépítendő és 1982-ben üzembehelyezésre tervezett vonal a 32...110 MHz sávban fog működni. Teljesítménye 500 000 telefon hang-áramkör lesz. A csatornánként 500 Mbit körüli digitális jelforgalmat biztosító végkészülékek üzemével 7200 egyidejű telefonhívás bonyolítható le. (*Electronics Weekly*, 1976. nov. 10. [317])

*

Egy Japánban tartott kapcsolástechnikai szimpózium kapcsán került nyilvánosságra, hogy a Plessey Telecommunications Laboratories-nél egy igen nagyszabású fejlesztési munkával, a Brit Posta telefon-kapcsolási rendszerének korszerűsítésével foglalkoznak. Az 1980-as évek közepére bevezetésre tervezett rendszer LSI és MSI integrált áramköri elemekből készített építőszekrényes telefonközpontokat foglal magában. Ilyenek lesznek a 60 000 vonalas nagy nemzetközi központoktól az ezer vonalas kis központokig az összes állomások. Az átállást London körzetében kívánják megkezdeni. A központi rendszerét a lehető legnagyobb mértékben modulszerűen oldják meg. Az egyes dugaszolható egységek között automatikus hibakeresőket is terveznek. (*Elektronics Weekly*, 1976. okt. 27. [318])

*

Mind a tv, mind a mozi egyre több víz alatti filmet mutat be. Ezeknek a filmeknek a hangját a stúdióban szinkronizálták a képhez. Az NHK (Japán) olyan mikrofont szerkesztett, amely víz alatti riportok jóminőségi hangját is képes biztosítani. (A gégemikrofon a rossz hangminőség miatt nem felelt meg.) Az új mikrofon a bűvársapkába helyezhető, vízhatlan és statikus nyomásra érzéketlen, ezenkívül a környezeti zajokat nem veszi fel. A mérete olyan, hogy a bűvart a merülésben nem akadályozza. A rendkívül kis méretű, kétoldalas, vízhatlan mikrofon súlya kb. 40 g, érzékenysége 83,0 dB, átviteli sávja 200 Hz...4 kHz. A nagyobb mélység csak a felső határfrekvenciát befolyásolja, 30 m merülési mélységig (kb. 4 att), a frekvencia karakterisztika változatlan. A mikrofon mintegy 2 cm-re van merüléskor a szájtól és tengelye 15°-os szöget zár be a száj tengelyével (a légzési zajok elnyomása érdekében). (*Funktechnik*, 1977. jan. [320])

*

A szimmetrikus felépítésű komplementer MOS tranzisztorokon alapuló integrált áramkörök megbízhatóságát megfelelően összeállított vizsgálati programokkal, gyorsított vizsgálatokkal kell ellenőrizni. A megbízhatóság folyamatos gyári ellenőrzésén kívül szükséges a felhasználóknál előforduló meghibásodások gondos elemzése, okainak pontos meghatározása. A tapasztalatok szerint a meghibásodások fele túlterhelésekre, alkalmazási hibákra vezethetők vissza. A gyártó elsődleges feladata azonban a technológiára visszavezethető hibák visszaszorítása. Az üzemeltetés alatt mutatkozó hibák nagy részét különféle szennyeződések okozzák. Ilyen rejtett hibák kimutatásának egyik hatékony eszköze a HTRB vizsgálat (magas hőmérsékleten záró irányú előfeszítéssel); a magas vizsgálati hőmérséklet gyorsítja az ionmozgást. (*Electronic Engineering*, 1976. dec [321])

A Bell Canada bejelentése szerint olyan számítógépes rendszert dolgoztak ki, amely lényegesen rövidítheti a telefonokkal és telefonvonalakkal kapcsolatos problémák ellenőrzési költségeit és idejét. A rendszer miniszámítógépen alapul, mintegy 15 mérést és működésellenőrzést végez a telefonok és telefonvonalak hibáinak megállapítására, a kapott információt tárolja.

Az első ilyen rendszert már 1976. novemberében üzembe helyezték Ottawában. Tervbe vették további rendszerek beépítését. Hibabejelentés felvétele után a rendszert a javításra kirendelt személyzet is közvetlenül használhatja a hibakeresés megkönnyítésére. (*Telecommunication Journal*, 1977. jan. [322])

*

Az állóképátviteli multiplex tv-rendszer (SPMTVS) lehetővé teszi színes állóképek és a hozzájuk tartozó hanginformáció átvitelét a tv-csatornán anélkül, hogy az ugyanazon a csatornán sugárzott tv-képet zavarná. A legegyszerűbben megvalósíthatónak a soronkénti átvitelt tartják, ilyenkor a függőleges eltérítőjel kioltási idejében viszik át az állókép sorait. A kompatibilitást biztosítani kell a hagyományos készülékekkel. Elméletileg egy kioltási idő alatt 6 képsort lehet átvinni, de bizonyos ellenőrző és szinkronizáló impulzusok átvitele miatt maximálisan csak 3 sor vihető át. Az állóképek 4 s-os váltását feltételezve, a laboratóriumi kísérletek azt adják, hogy NTSC-TV képátvitelnél, kis állóképáramlással 254 képsort lehet tv-félképenként átvinni. Képtárolási elem a vevőoldalon a mechanikusan mozgatott mágnes tárcsa. Ez olcsó és jó minőségű képrögzítést eredményezett. A mágnes tárcsát a képfrekvenciával szinkronizálni kell. Egy képet a tárcsa egy sávján rögzítenek, ezt adott rendszer szerint vetítik ki. (*Funktechnik*, 1976. dec. 31. [323])

*

Telefonhívások díját a hívó fél díjszámlálójához, a hívás távolságától függő gyakorisággal küldött impulzusok automatikus számlálásával határozzák meg. Az automatikus nemzetközi távhívásos rendszer bevezetése miatt megnövekedett követelmények, valamint a pontosabb számlálás iránti igény megfelelő kielégítésére a Siemens AG elektronikus óra-generátort fejlesztett ki. (Az NSZK nemzetközi távkapcsoló központjaiban már ilyen készülékek működnek.) A Siemens AG által kifejlesztett másik modell belföldi hívások számlálására szolgál és 0,2 mp...20 perc beszéd tartam díjmegállapításához alkalmazható. (*Telecommunication Journal*, 1976. nov. [314])

*

Az Industrial Devices, Inc. (New Jersey) cég új fényemittáló diódáinál a szokásosnál nagyobb fényerőt és hatásfokot gallium arsenid foszfid réteg gallium foszfid alapra való felvitelével érték el. A fényemittáló diódákat piros, zöld, sárga színekben készítik, élettartamuk 100 000 óra. Alacsony üzemi feszültségük (raktárról szállítanak 6, 12 és 24 V feszültségű készülékeket) alkalmassá teszi azokat teleppel táplált félvezető készülékekben való használatra. A LED-del sorbakötött beépített áramkorlátozó ellenállások és diódák növelik az üzem biztonságát, lehetővé teszik az egyenáramú vagy változó áramú betáplást egyaránt. (*Elektronics of America*, 1976. dec. [315])

*

A müncheni Electronica kiállításon a mikroprocesszorok előretörték. Megjelentek azonban más, érdekes félvezetők is. A Ferranti vegyes kapcsolásokhoz alkalmazható diódákat és tranzisztorokat mutatott be. Az AEG—Telefunken rendkívül gyors és nagy teljesítményű tirisztorokat állított ki. A General Instruments MOS—FET erősítőinek rendkívül kicsi (0,05 pA) a bemenő árama. A Dual—Gate MOS—FET (Motorola MFE 140) erősítő felhasználási területe: vegyes kapcsolású FM-erősítők, ha nagy időbeni stabilitásra is szükség van. A 2N6609 p—n—p tranzisztor (Motorola) 140 V-nál 16 A-t is képes feldolgozni. A Siemens a tv és URH sávokra fejlesztette ki a BF 960 és 961 MOS-tetrdiókat, ezek nagy kivezérlésűek. A Siliconix VMOS-teljesítmény-FET tranzisztorai 1 A-t 4 μs alatt képesek kapcsolni. A Bowmar Instruments 7×5 pontmátrixos kijelzőt mutatott be. Integrált félvezetőket állított ki a Fairchild (IS FCS 8100), a Ferranti (ZN459), a Motorola, a SEL és mások. (*Funktechnik*, 1977. jan. 14.; G. Knauff [326])

Tartalmi összefoglalások

Обобщения

ETO 62:621.39:654

Jutasi I.:

A technológiai távközlés kialakulása, jelenlegi és jövőbeni szerepe

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 9. sz.

A technológiai távközlés szolgáltatásai nem személyhez, hanem valamilyen technológiai folyamathoz vagy rendszerhez kötődnek. A szerző a nemzeti vagyonnak a technológiai távközlést magába foglaló részét strukturális távközlési vagyonnak nevezi. A cikk a technológiai távközlés kezdetét a Morse távírónak a vasútnál történő bevezetés időpontjában határozza meg. A csővezetéki szállításnak — amely napjaink legkorszerűbb szállítási módja — elválaszthatatlan része a technológiai távközlés. Az információ-átvitel a termelés folyamatában is mind gyakrabban helyettesíti az anyag, illetve energiaátvitelt. Jövőben a termelőfolyamatban létrehozott új használati érték mind nagyobb hányada lesz kapcsolatos a távközlési folyamatokkal.

ETO 517.982.43:621.39

Dr. Kerpán I.:

A Fourier-transzformáció és a híradástechnika

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 9. sz.

A szerző néhány híradástechnikai feladatot mutat be, melyek megoldása konvolúció-integrálhoz vezet. A konvolúció-integrál megoldásának eszköze a Fourier-transzformáció. A cikk bemutatja a Fourier-transzformáció numerikus kiszámítására alkalmas diszkrét Fourier-transzformáció és a gyors (Fast) Fourier-transzformáció lényegét.

ETO 621.373.51

Dr. Bercei T.—Juhász K.—Nagy W.—Sellei T.:

Gunn és IMPATT diódás oszcillátorok

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 9. sz.

Gunn és IMPATT diódával oszcillátorokat fejlesztettünk ki. Ezekből frekvenciamodulált jelek erősítésére háromfokozatú láncot építettünk fel. Az áramkörök különböző típusai a 6, 8, 10 és 12 GHz-es frekvenciasávban üzemelnek. Vizsgáltuk szabadonfutó és vezérelt üzemből az áramköri jellemzőket.

ETO 621.376.4:621.391.837:621.397.622 SECAM

Pálinszki A.:

Pontatlanul beállított haranggörbe-erősítő gyors lefutású színátmenetekre gyakorolt torzító hatásának vizsgálata SECAM rendszerű televíziós átvitelnél

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 9. sz.

A szerző a SECAM rendszerben alkalmazott haranggörbe és inverz haranggörbe-erősítők kiegyenlítetlenségéből származó járulékos fázismoduláció nagyságának számszerű vizsgálatával foglalkozik. A kiegyenlítetlenség különböző eseteiben meghatározza a járulékos fázismodulációból keletkező torzítások nagyságát.

ДК 62:621.39:654

Ютапи, И.:

Формирование технологической дальней связи, настоящая и будущая ее роль

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 9

Услуги технологической дальней связи принадлежат не людям, а какому-нибудь технологическому процессу или технологической системе. Часть национального богатства, включающая технологическую дальнюю связь автор называет структурным богатством дальней связи. Начало технологической дальней связи определяется статьей в моменте введения Морзе-аппарата на железных дорогах. Технологическая дальняя связь является неотделимой частью трубопроводной доставки, которая наиболее перспективная в наши дни. Передача информации и в процессе производства все чаще заменяется передачей материала или энергии. В будущем все более часть новой потребительной стоимости создаваемой в процессе производства будет связана с процессами дальней связи.

ДК 517.982.43:621.39

Др. Керпан, И.:

Преобразование Фурье и техника связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 9

Автором рассматриваются некоторые задачи техники связи, решения которых приводятся к интегралу конволюции. Преобразование Фурье является средством решения интеграла конволюции. В статье описаны сущности дискретного преобразования Фурье, с применением для численного вычисления преобразований Фурье и быстрого (Fast) преобразования Фурье.

ДК 621.373.51

Др. Берцели, Т.—Юхас, К.—Надь, В.—Шеллеи, Т.:

Осцилляторы на диоде Гунна и на импаттных диодах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 9

Разработаны осцилляторы на диоде Гунна и на импаттных диодах. Из них построено трехступенчатое звено для усиления ЧМ сигналов. Различные типы цепей работают в полосах частот 6, 8, 10 и 12 ГГц. Исследованы схемные параметры в режимах самовозбуждения и вынуждения.

ДК 621.376.4:621.391.837:621.397.622 SECAM

Палински, А.:

Исследование влияния искажений неслаженного усилителя колоколообразной кривой на быстро сбегающие переливы при телевизионной передаче по системе SECAM

HÍRADÁSTECHNIKA (Хидадаштехника Будапешт) XXVIII. (1977) № 9

Автор занимается численным исследованием величины дополнительной фазовой модуляции, возникающей из-за неравномерности усилителей и инверсных усилителей колоколообразной кривой, применяемых в системе SECAM. В различных случаях определяются величины искажений, из-за дополнительной фазовой модуляции.

Zusammenfassungen

DK 62:621.39:654

Jutasi, I.:

Entfaltung des technologischen Fernmeldewesens und dessen gegenwärtige und zukünftige Situation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 9.

Die Leistungen des technologischen Fernmeldewesens sind nicht zur Person sondern zu irgendeinem technologischem Prozess oder System gebunden. Der Verfasser nennt denjenigen Teil des nationalen Vermögens, welcher das technologische Fernmeldewesen enthält, strukturelles Fernmeldevermögen. Der Verfasser bestimmt den Anfang des technologischen Fernmeldewesens in dem Zeitpunkt der Einführung der Morse-Telegraphie in den Eisenbahn. Das technologische Fernmeldewesen ist ein unzertrennlicher Teil des Rohrleitungslieferung, welche heutzutage die modernste Lieferungsmethode ist. Die Informationsübertragung ersetzt mehr und mehr öfter die Material- und Energieübertragung. In der Zukunft wird immer ein grösserer Teil des in dem Produktionsprozess zustande gebrachten neuen Gebrauchswertes mit dem fernmeldetechnischen Prozess verbunden sein.

DK 517.982.43:621.39

Dr. Kerpán, I.:

Fourier-Transformation und Fernmeldetechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 9.

Der Verfasser erörtert einige fernmeldetechnische Aufgaben, die Lösung welcher zum Faltungsintegral führt. Das Mittel der Lösung des Faltungsintegrals ist die Fourier-Transformation. Der Aufsatz beschreibt das wesentliche der diskreten und schnellen Fourier-Transformation welche zur Berechnung der Fourier-Transformation entsprechend sind.

DK 621.373.51

Dr. Berceli, T.—Juhász, K.—Nagy, W.—Sellei, T.:

Oszillatoren mit Gunn und Impattdioden

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 9.

Oszillatoren wurden mit Gunn und Impattdioden entwickelt. Von diesen wurde eine dreistufige Kette zur Verstärkung der frequenzmodulierten Signale aufgebaut. Die verschiedene Typen der Stromkreise funktionieren in den Frequenzbändern von 6, 8, 10 und 12 GHz. Die Stromkreischearakteristiken wurden sowohl in nicht gebundenen als auch in gesteuertem Betrieb untersucht.

DK 621.376.4:621.391.837:621.397.622 SECAM

Pálinszki A.:

Untersuchung des Verzerrungseffektes des ungenau eingestellten Glockenkurvenverstärkers auf den schnell ablaufenden Farbenübergängen in dem Fernsehübertragung von SECAM System

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 9.

Der Verfasser beschäftigt sich mit der numerischen Untersuchung der Grösse der beigefügten Phasenmodulation die von der Unausgleichung der Glockenkurven- und inversen Glockenkurvenverstärker, welche in dem SECAM System angewendet sind, stammt. In den verschiedenen Fällen der Unausgleichungen wird die Grösse der von den Phasenmodulation entstehende Verzerrung bestimmt.

Summaries

UDC 62:621.39:654

Jutasi, I.:

Development of Technological Telecommunication its Function at Present and in the Future

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 9.

The services of the technological telecommunication are not bound to persons, but to a certain technological process or system. The author calls that part of the state property which comprises technological telecommunication, structural telecommunication wealth. He states that the start of the technological telecommunication was at the time of the introduction of the Morse-telegraphy in the service of the train. The technological telecommunication is an inseparable part of the pipe line transmission, which is the most up-to-date method in our days. The information transmission substitutes also in the course of production more and more the material and energy transmission. In the future a considerable part of the new value in use, produced in the course of production will be in connection with the telecommunication processes.

UDC 517.982.43:621.39

Dr. Kerpán, I.:

Fourier-Transformation and Telecommunication Engineering

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 9.

The author presents some telecommunication technical tasks, the solution of which leads to the convolution integration. The means of the solution of convolution-integration is the Fourier-transformation. The paper presents the basis of the discrete Fourier-Transformation and fast Fourier-transformation suitable to the numerical computation of the Fourier-transformation.

UDC 621.373.51

Dr. Berceli, T.—Juhász, K.—Nagy, W.—Sellei, T.:

Oscillators with Gunn and Impatt Diodes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 9.

Oscillators were developed by Gunn and impatt diodes. Three staged chains were built up from them, to the amplification of frequency modulated signals. The different types of the circuits operate in the frequency bands 6, 8, 10 and 12 GHz. The circuit characteristics were examined both in unbound and controlled operation.

UDC 621.376.4:621.391.837:621.397.622 SECAM

Pálinszki, A.:

Examination of the Distortion Effect of Inaccurately Adjusted Bellshape-Curve Amplifiers on the Accelerated Decay Colour Transition in the SECAM Television Transmission System

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 9.

The author presents the numerical examination of the magnitude of additional phasemodulation arising from the unbalance of the bellshape curve and inverse bellshape curve amplifiers used in the SECAM system. He determines the magnitude of distortions arising from the phase modulation in various cases of unbalance.

Résumés

CDU 62:621.39:654

Jutasi, I.:

Formation et la fonction présente et future de la télécommunication technologique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) N° 9.

Les services de télécommunication technologique ne se rattachent pas à un personnage mais à un proces ou système technologique. L'auteur appelle la partie de richesse public qui comprend la télécommunication technologique de la richesse publique structurelle. L'article date l'ouverture de la télécommunication technologique à le jour de inroduction du telegraphe Morse à chemin de fer. La télécommunication technologique est une partie inseparable du transport sur un pipeline qui est le plus moderne moyen du transport de nos jours. Dans le train de production la transmission d'information remplace de plus en plus le transport du matériel ou celui d'énergie. A l'avenir la fraction de valeur materiel nouveau produite dans la train de production se rattachera aux proces de télécommunication de plus en plus.

CDU 517.982.43:621.39

Dr. Kerpán, I.:

Transformation de Fourier et la télécommunication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) N° 9.

L'auteur expose quelques problèmes de télécommunication dont la solution conduit à l'intégrale de convolution. Le moyen de la solution de l'intégrale de convolution est la transformation de Fourier. L'article décrit le principale de la transformation de Fourier discrète et celui de la transformation Fourier rapide aptes à la calculation numérique de la transformation Fourier.

CDU 621.373.51

Dr. Bercei, T.—Juhász, K.—Nagy V.—Sellei T.:

Oscillateurs à diodes Gunn et IMPATT

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) N° 9.

Les oscillateurs à diodes Gunn et IMPATT ont été développés. On a construit une chaîne à trois étapes de ces oscillateurs pour amplifier les signaux modulés en fréquence. Les types différents de ces circuits opèrent aux bandes de 6, 8, 10 et 12 GHz. Les caractéristiques du circuit ont été examinées à l'état de oscillation libre et commandé.

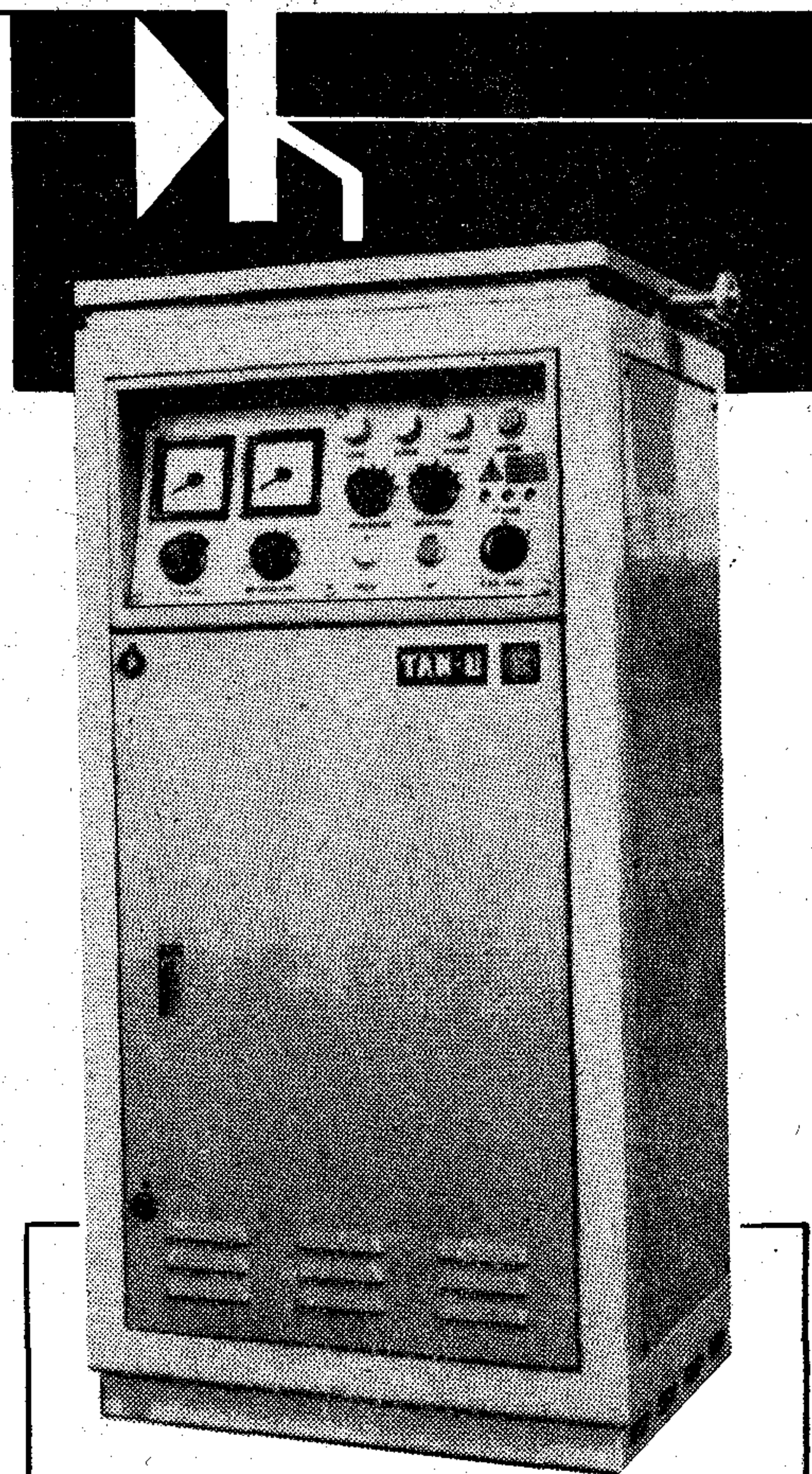
CDU 621.376.4:621.391.837:621.397.622 SAECEM

Pálinszki, A.:

Analyse de effet déformant d'amplificateur de courbe en cloche qui sont ajustés imprecisément sur les transitions rapides de couleur à la transmission television de system SECAM

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) N° 9.

L'auteur examine numériquement la magnitude de la modulation à phase additionnelle qui est provenu de la décompensation des amplificateurs de courbe en cloche et ceux inversés utilisés dans la system SECAM. Dans différents cas de décompensation il détermine la magnitude des déformations provenant de la modulation à phase additionnelle.

**A TAN U automatikus
tirisztoros töltőberendezés****TAN-U**

12, 24, 40, 80 V feszültségű ólomakkumulátorok, valamint 42, 60, 78 V feszültségű lúgos akkumulátorok töltésére szolgál, amelyek egyaránt köthetők sorosan és párhuzamosan. A töltőberendezés különböző töltési programokat tesz lehetővé, gyors töltést is, és automatikusan kikapcsol a teljes akkumulátorfeszültség elérésekor. Megfelel a legmagasabb követelményeknek is.

Gyártó:

Exportőr:



ČKD PRAHA

pragoinvest**Külkereskedelmi Vállalat**

180 — 56 Praha — CSSR

Fejlesszük együtt a munkavédelmet!

Vegyen részt a SZOT Munkavédelmi Osztályának PÁLYÁZATÁN!

**Munkásnők, munkások, fiatalok, szocialista brigádok, szakszervezeti tisztségviselők,
műszakiak, gazdasági vezetők!**

Munkavédelmi szakemberek, aktivisták és örök!

**„Mit tennénk a dolgozó ember biztonságáért, a korszerű
munkavédelemért?!”**

Pályázni lehet a munkavédelemmel kapcsolatos bármely kérdés megoldására, továbbfejlesztésére szolgáló új, még be nem vezetett javaslattal, ötlettel, nem publikált tanulmánnyal.

A pályázatokat elsősorban az alábbi témakörökben várjuk:

- a munkavédelmi szabályok, előírások fejlesztése, végrehajtásának és betartásának módszerei, megszervezésének következményei;
- a dolgozók — vezetők — munkavédelmi képzésének, továbbképzésének feladatai, követelményei, módszerei;
- munkavédelmi ismeretterjesztés, nevelés módszerei, eszközei;
- a tudományosan és anyagilag megalapozott tervszerű vállalati munkavédelmi fejlesztés feladata,

különös tekintettel a beruházásokra, rekonstrukciókra, üzembehelyezési eljárásokra;

- biztonságtechnikai kérdések megoldásának műszaki és szervezeti feladatai, a legjellemzőbb baleseti veszélyforrások felszámolása;
- balesetek feltárásának, bejelentésének nyilvántartása, a baleseti okok valósághű vizsgálatának, a kártérítési igények elintézésének módszerei.

A pályázatokat, a beérkező javaslatokat szakbizottságok értékelik. Minden hasznosítható elgondolást, ötletet felkarolunk, a legjobbakat 500—5000 Ft pályadíjban részesítjük, illetve könyv- és tárgyjutalmakat adunk. Biztosítjuk az arra alkalmas tanulmányok, cikkek és egyéb írások megjelentetését a szokásos honoráriummal; támogatjuk a munka- és üzemszervezési, illetve más javaslatok bevezetését, megvalósítását a rendeletben biztosított díjazással.

A SZOT Munkavédelmi Propaganda Központ (1358 Bp. 5. Pf. 200)

1977. október 31-ig várja pályázatunkat!

A pályázat értékelésére 1977. december 31-ig kerül sor.

Gondolkozzunk, cselekedjünk együtt jelmondatunk megvalósításán:

Előzzük meg a baleseteket!