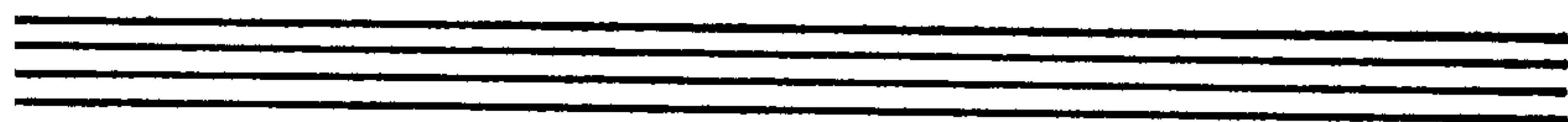


HÍRADÁS- TECHNIKA



A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

11-12

HÍRADÁS- TECHNIKA

1979. november—december, XXX. évfolyam, 11—12. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

30 éves a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kara	321
DR. TARNAY KÁLMÁN—DR. SZÉKELY VLADIMIR—DR. MASSZI FERENC—RENCZ MÁRTA— RANG TOOMAS: Integrált áramkörü elemek fizikai modellezése áramkör-szimulációs program segit- ségével	322
DR. TARNAY KÁLMÁN—MIZSEI JÁNOS—DR. MASSZI FERENC—BAJI PÁL—KOVÁCS BALÁZS— RANG TOOMAS—DROZDY GYÖRGY: Félvezető-technológia számítógépes szimulációja	327
GAÁL JÓZSEF—GEFFERTH LÁSZLÓ—GÉHER KÁROLY—HALÁSZ EDIT—TRÓN TIBOR: Szűrőbehangolást szimuláló statisztikus programrendszer	329
DR. ZÓLÓMY IMRE—ARMANDO ADÁN VIDAL: Új félvezetőeszköz, a MISS	332
SKOLNIK VILMOS—TÓTH LÁSZLÓ: A televízió-műsorjelek DPCM kódolására vonatkozó kísérletek ...	334
DR. NAGY PÉTER: Statikus teletext generátor	337
FAZEKAS KÁLMÁN: Sebesség-torzítás függvény alkalmazása a képkódolásban	339
DR. SZOKOLAY MIHÁLY—NÉMETH ISTVÁN: Szelektív személyhívó-rendszer URH-FM adókon ...	342
DR. SZOKOLAY MIHÁLY—FODOR LÁSZLÓ: Bináris rádióátviteli csatornák modellezése	345
DALLOS GYÖRGY—SZABÓ CSABA—GYÓRI JENŐ: Csomagszórású rádióterminál adatátviteli sebes- ségének növelése	347
TAKÁCS SÁNDOR: Szélessávú hírközlési kísérletek az optikai tartományban	350
DR. MAGOS ANDRÁS: Inhomogén szigetelésű hullámvezetők diszperziós függvényének számítása sorba- fejtéssel	356
DR. ZOMBORY LÁSZLÓ: Inhomogén elosztott paraméterű RC-vonalak koncentrált paraméterű hálózati modellje	359
DR. GOTTWALD PÉTER—DR. AMBRÓZY ANDRÁS: Adalékeloszlás mérése vékony GaAs és Si epitaxiá- lis rétegekben	363
VANNAI NÁNDOR—PAP LÁSZLÓ: Ultra kis torzítású szinuszos RC-oszcillátor	367
DR. SIMON GYULA: Aktív szűrők műveleti erősítő központú szintézise	371
DR. GORDOS GÉZA: Újabb eredmények a gépi beszédfeldolgozásban	375
Könyvismertetés	326, 333, 336, 366
Egyesületi hírek	341
Szemle	344, 355, 362, 370, 374
Tartalmi összefoglalások	378
Обобщения	379
Zusammenfassungen	381
Summaries	383
Résumés	384

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

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja:
a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9—11. 1073, telefon: 221-285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. 1900. Felelős kiadó: Siklósi
Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Köz-
ponti Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI
215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 72 Ft, egész évre 144 Ft. Egyes szám ára: 12 Ft. Megjelenik havonta.
A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest, Postafiók 149



Egyetemi Nyomda — 79.4708 Budapest, 1979. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25375

30 éves a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kara

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kara 1980. január 28-án és 29-én tudományos ülészeket rendez. A tudományos ülészek alkalmával mintegy ötven előadás hangzik el tizenkét szekcióban:

Villamos gépek, Félvezető eszközök, Híradástechnika, Villamos készülékek, Elméleti Villamosságtan, Mikroprocesszorok, Nagyfeszültségű technika és hálózatok, Műszer- és szabályozástechnika, Informatika, Mechanika, Digitális technika, Híradástechnika és alkatrészek.

Előadás tartására felkértük néhány külföldi egyetem olyan professzorát, aki a kutatómunkában a Villamosmérnöki Kar egy-egy tanszékével, intézetével együttműködik.

Az előadások nagy része a Villamosmérnöki Karon dolgozó oktatók és kutatók tudományos, kutatási munkájának eredményeit mutatja be. A kutatómunka — mint az a tudományos ülészek témáinak felsorolásából is látható — igen széles körű, a korszerű technika számos elvi és gyakorlati kérdésével foglalkozik, eredményeire — amelyek sok esetben hazai és nemzetközi elismerést érdemeltek ki — a magyar népgazdaság is igényt tart, és azt felhasználja.

Ezeknek az eredményeknek az ismertetésére egy lehetőséget jelent az említett tudományos ülészek. A Villamosmérnöki Kar vezetése felkérte az Elektrotechnika, Híradástechnika, valamint a Mérés és Automatika szerkesztőségét a tudományos ülészekon elhangzó magyar nyelvű előadások közzétételére.

A MTESZ-lapok Szerkesztőségének ezúton is köszönöm, hogy kérésünknek eleget tett.

A lap ezen száma a felsorolt előadások egy részét tartalmazza.

Az előadásokra az érdeklődőket ezúton meghívom, az ülészekon minden szakembert szívesen látunk.

Dr. Vágó István
egyetemi tanár
a Villamosmérnöki Kar dékánja

Integrált áramköri elemek fizikai modellezése áramkörszimulációs program segítségével

ETO 621.3.049.77.001.57

A különféle félvezető eszközök és struktúrák működésének vizsgálata

- a töltéshordozók transzportját leíró egyenletek,
- a töltéshordozók megmaradását kifejező összefüggések, valamint
- az elektromos erőter általános sajátságait meghatározó Maxwell-egyenletek

által alkotott parciális differenciálegyenlet-rendszernek az adalékolási viszonyoktól függő közegre, a félvezető eszköz geometriai adataitól, valamint a külső (elektromos, optikai, termikus stb.) gerjesztésektől függő kezdeti és peremfeltételekkel való megoldását kívánja meg.

1. Bevezetés

A gyakorlati szempontból használatos struktúrákra azok bonyolultsága, a figyelembe veendő anyagjellemzők télerősségektől, töltéskoncentrációktól stb. való függése miatt az analitikus megoldás csak rendkívüli egyszerűsítések mellett lehetséges. Elsősorban numerikus megoldási módszereknek van létjogosultsága, azonban még itt is egyszerűsítő módszereket kell alkalmaznunk, mert a fent vázolt probléma számítógépi módszerekkel való teljes megoldása még napjaink nagy teljesítményű számítógépeinek rendkívüli teljesítőképességét is meghaladja. A differenciálegyenletek differenciaegyenletekké való áttanszformálása során kijelölendő térbeli pontok száma — a diszkrétizálás finomságától és módszerétől függően — a tízezer és millió nagyságrendi intervallumba esik, és a rendszer megoldása elméleti és gyakorlati problémák egész sorozatát veti fel, kezdve a megoldás egzisztenciájának és unicitásának kérdésétől az egyes közegjellemzők nemlinearitásából származó extrém számítási teljesítményigényig. A probléma megoldására két út mutatkozott:

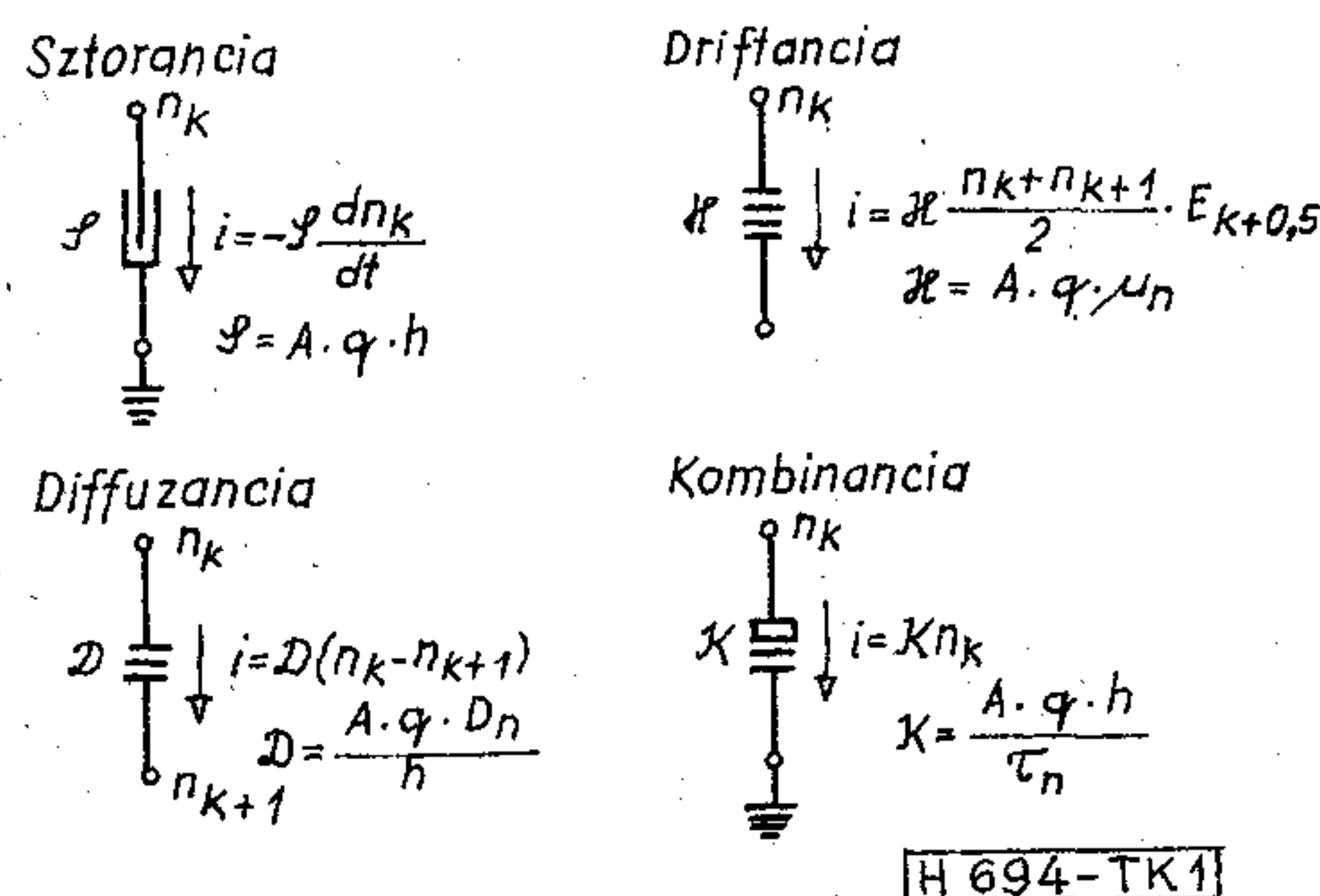
1. egyszerűsítés a *dimenziószám csökkentésével*. Jó eredmények érhetők el egydimenziós modellek segítségével anélkül, hogy a számítási igény túlságosan nagy lenne. Hátrány azonban, hogy számos, gyakorlati szempontból jelentős probléma ezután nem vizsgálható;
2. *regionális approximáció alkalmazása*: a vizsgált struktúra egyes részeit eltérő, csak az adott rész

fontos sajátságait leíró egyszerűbb összefüggésekkel modellezzük, az egyes részeket pedig érintkezési felületükön „belső határfeltételekkel” illesztjük egymáshoz.

2. Regionális approximáció

A regionális approximáció alapproblémája a részekre — régiókra — bontás és az azok közötti belső határfeltételek helyes megfogalmazása. Bár ez a feladat tisztán matematikai problémaként is — a félvezető eszköztől teljesen elvonatkoztatva — megoldható, jelentős könnyítést ad az eszköz működésének és a félvezetőkben lejátszódó fizikai folyamatoknak az ismerete mind a régiókra bontás, mind pedig a belső határfeltételek meghatározásában. Ez a felismerés már a félvezetők hőskorában, 1958-ban megtörtént, amikor Linvill publikálta az azóta eltelt időben már róla elnevezett ún. Linvill-modellt [1]. Elgondolásának lényege az volt, hogy már a diszkrétizálás során helyezzük előtérbe a félvezető fizikai folyamatokból levonható következtetéseket. Ennek érdekében új áramköri elemeket (1. ábra) vezetett be (sztorancia, driftancia, diffuzancia, kombinancia).

Ezen különleges elemek bevezetése — melyek a Kirchoff-egyenleteken alapuló hálózatomegoldási módszerekkel nem voltak kezelhetők — Linvill ötletének gyakorlati elterjedését megakadályozták ugyan, azonban rendkívüli mértékben gondolatébresztőnek bizonyultak a félvezető eszközök modellezése területén. Az 1970-es évek elején felismertük, hogy Linvill ötletének olyan módosítása, amely a diszkrétizáció során „közönséges” áramköri elemeket alkalmaz, rendkívüli lehetőségeket biztosít félvezető eszközök és integrált áramköri elemek modellezésekor.



Beérkezett: 1979. X. 12.

* Aspiráns (Tallini Műszaki Egyetem)

1. ábra. Linvill-modellkészlet

3. Közegmodellek

A BME Elektronikus Eszközök Tanszékén az 1960-as évek végén kidolgozásra került a TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program, amely elsődlegesen integrált áramköri elemeket tartalmazó hálózatok vizsgálatára készült. A program modellkészletének megalkotásakor nagy gondot fordítottunk arra, hogy a modellek az egyes félvezető eszközök működését oly módon írják le, hogy

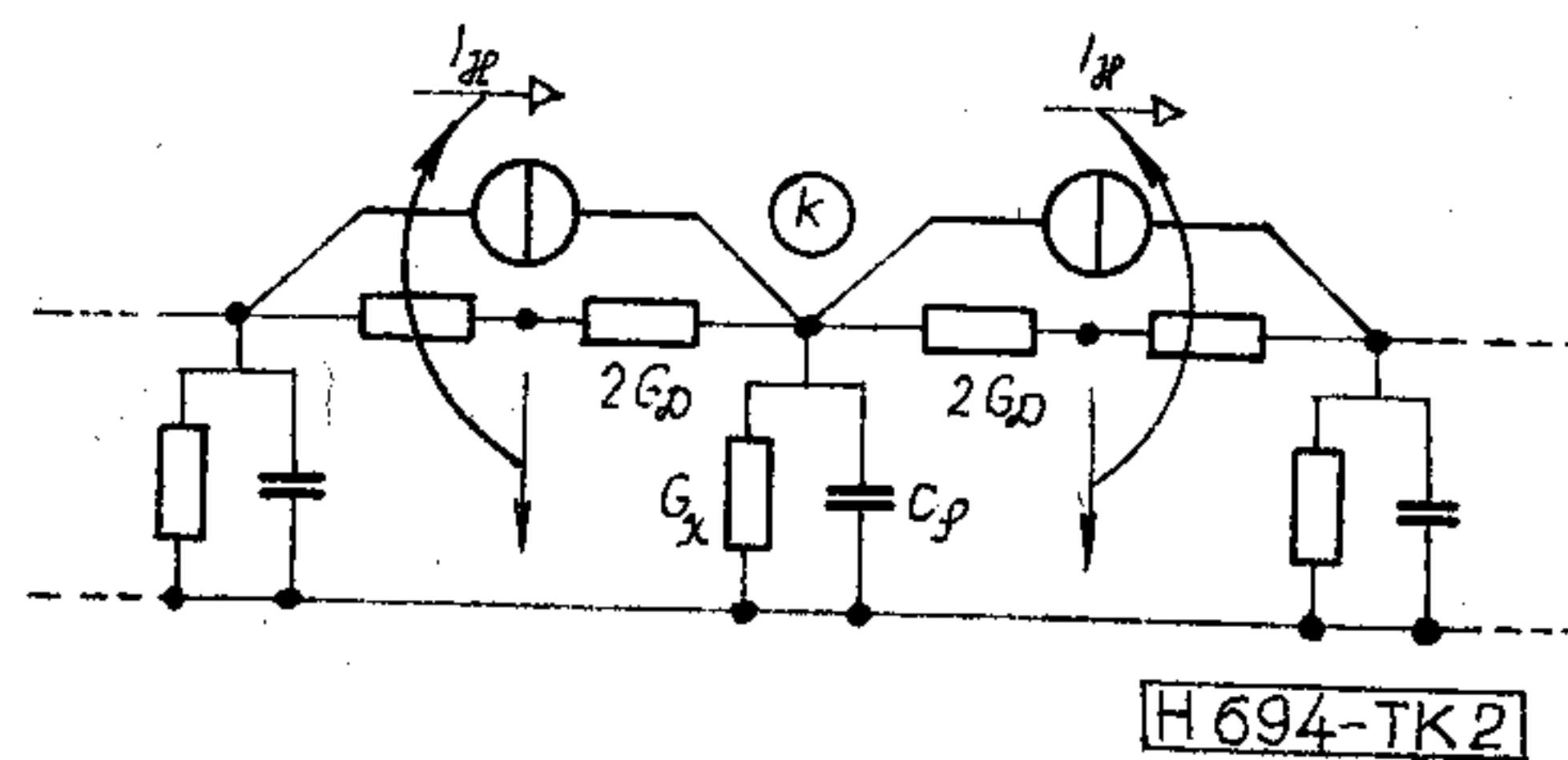
a) a leíró egyenletek a kapcsolási paraméterek közötti összefüggést a félvezető eszközök fizikai elméletéből származó összefüggésekkel írják le; kerültük olyan összefüggések alkalmazását, amelyek az egyes, mérésrel meghatározott karakterisztikáknak — matematikailag könnyen kezelhető, azonban fizikailag nem kellőképpen megalapozott — függvényekkel való közelítésén alapulnak;

b) a leíró egyenletek kiválasztásakor a különféle másodlagos hatásokat két szempontból elemeztük és vettük figyelembe: egyrészt azokat a hatásokat, amelyeknek erőteljes fellépése a vizsgálandó áramkör rendeltetésszerű működését gyakorlatilag lehetetlenné teszi, elsősorban hibajelzésekkel vettük számításba, másrészt a tervezőmérnök számára fontos másodlagos hatásokat megadó összefüggéseket szerepeltettük a modellegyenletekben, azonban olyan korlátozott pontosságú leírásukra törekedtünk, amely aránylag nagyméretű hálózatok (pl. műveleti erősítők) vizsgálatok gazdaságos futási időket eredményez.

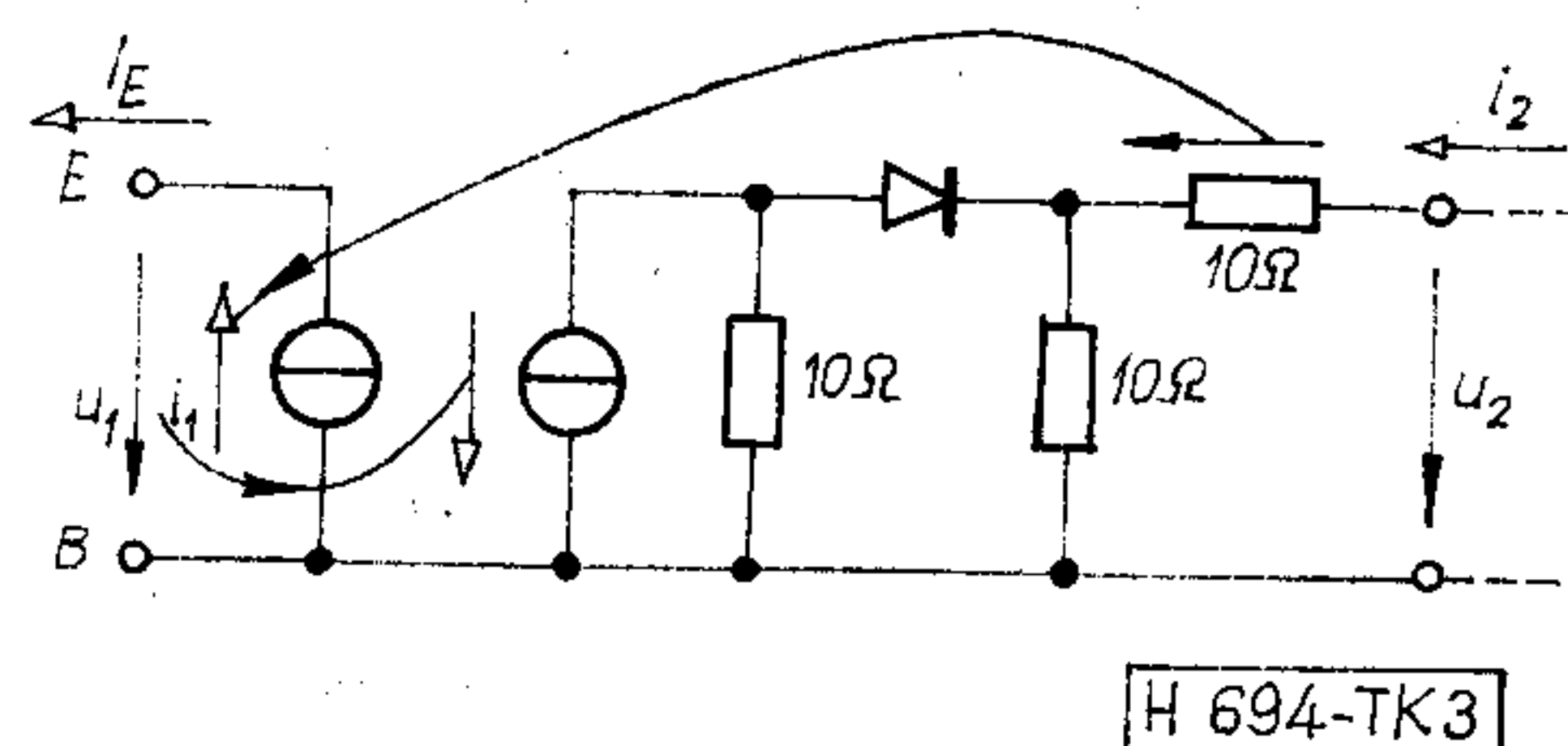
Az előzőekben ismertetett szempontok lehetővé tették azt, hogy az 1970-es évek elején a TRANZ-TRAN programrendszert bővíthessük az integrált áramkörökben igen fontos termoelektromos effektusok egzakt számításba vételével. A módszer, amely a termodinamika általános transzportelméletén (Onsager-elmélet) alapul, algoritmikus nehézségek nélkül, inherens módon beépíthető volt a program továbbfejlesztett változatába [2, 3]. Ez a módszer lehetővé tette — ismereteink szerint nemzetközi viszonylatban is először — olyan kombinált elektromos-termikus transzportjelenségek számítógépi modellezését, mint pl. a Bi_2Te_3 Peltier-hűtőelem közegmodellen alapuló hőeloszlásának, hűtőhatásának, továbbá kapcsolási hőtransziensének vizsgálatát. A TRANZ-TRAN áramköranalízis programban felhasznált, Linvill ötletének az előző pontban említett módosításán alapuló közegmodell struktúrájáról és az eredményekről már egy korábbi alkalommal részletesen beszámoltunk [4, 5]. E vizsgálatok egy alapjaiban is újszerű termikus funkcionális elem, a termikus szorzó elméletének kidolgozásához, majd megvalósításához vezettek [6].

4. Bipoláris eszközök modellezése

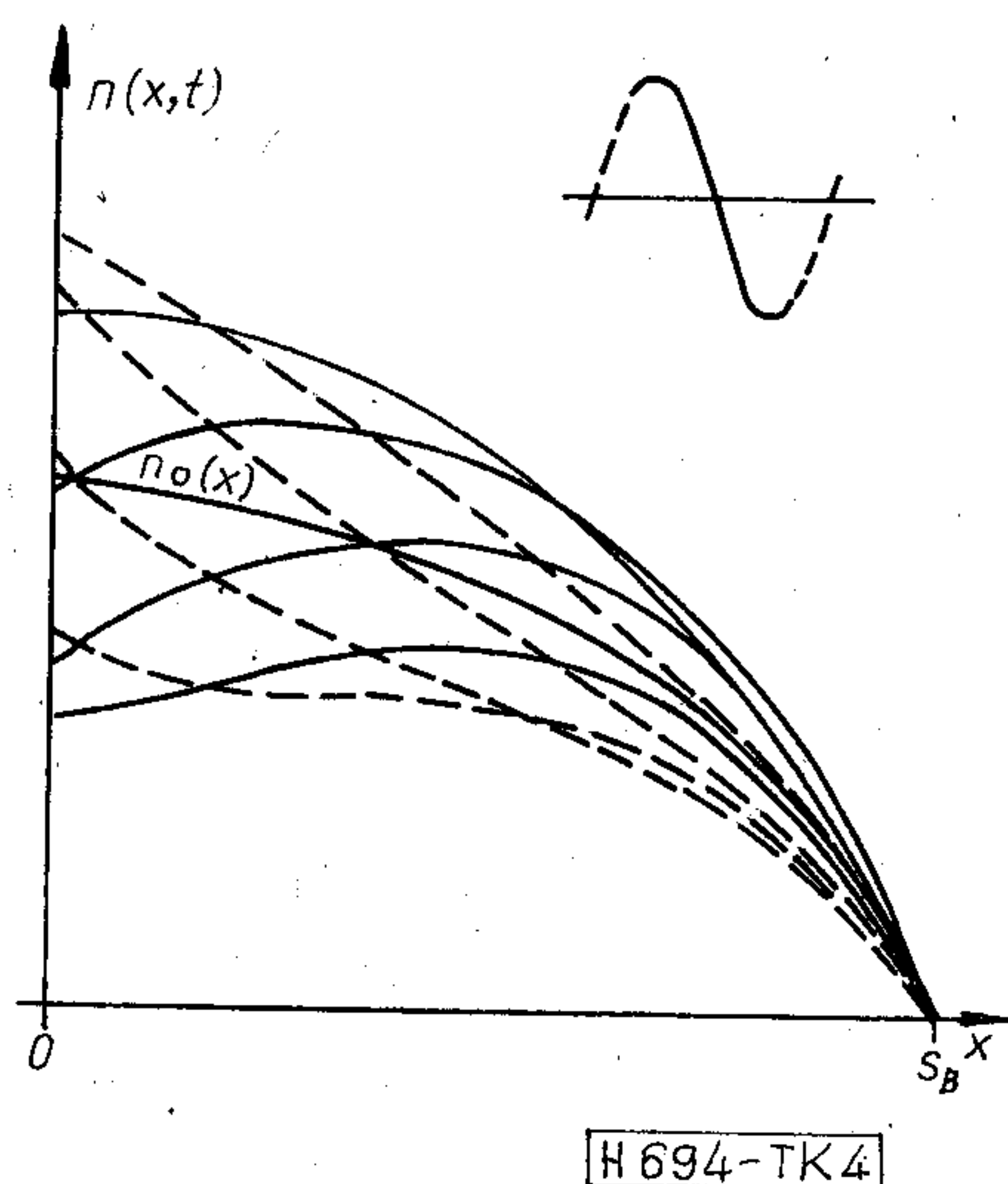
Bipoláris tranzisztor működését vizsgáltuk Linvill módosított módszerével [7, 8]. A bázisstartományban a diffuzanciát és kombinanciát ellenállás, a sztoranciát kapacitás- és a driftanciát vezérelt áramgenerátor helyettesítette (2. ábra). A bázist határoló p-n átmeneteket az eredeti Linvill-modell exponen-



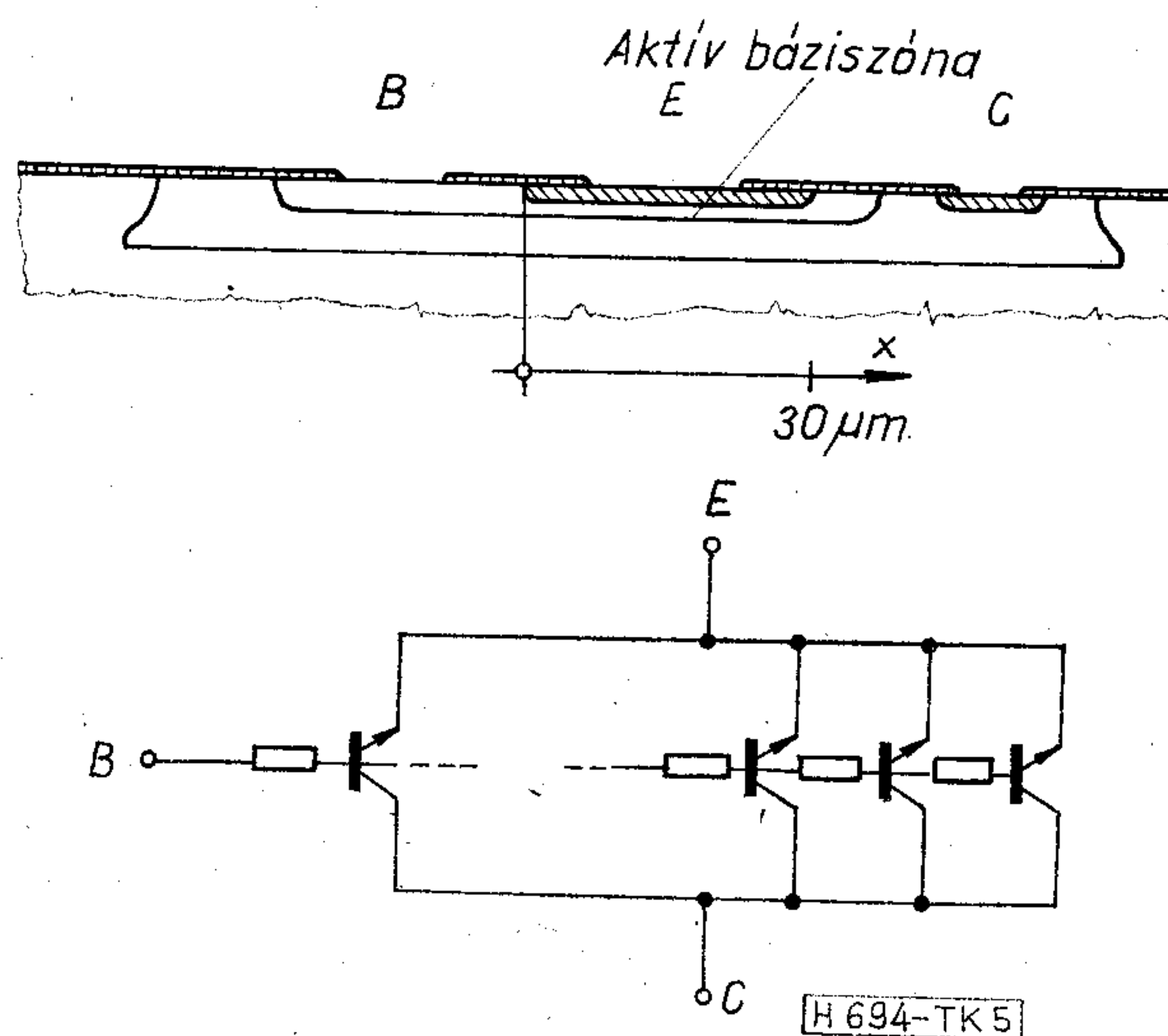
2. ábra. Bázisstartomány modellezése



3. ábra. A bázisstartományt határoló átmenetek modellezése



4. ábra. A Linvill-módszeren alapuló regionális approximációból számított kisebbségi töltéshordozó-eloszlás szinuszos gerjesztés esetén, különböző időpillanatokban

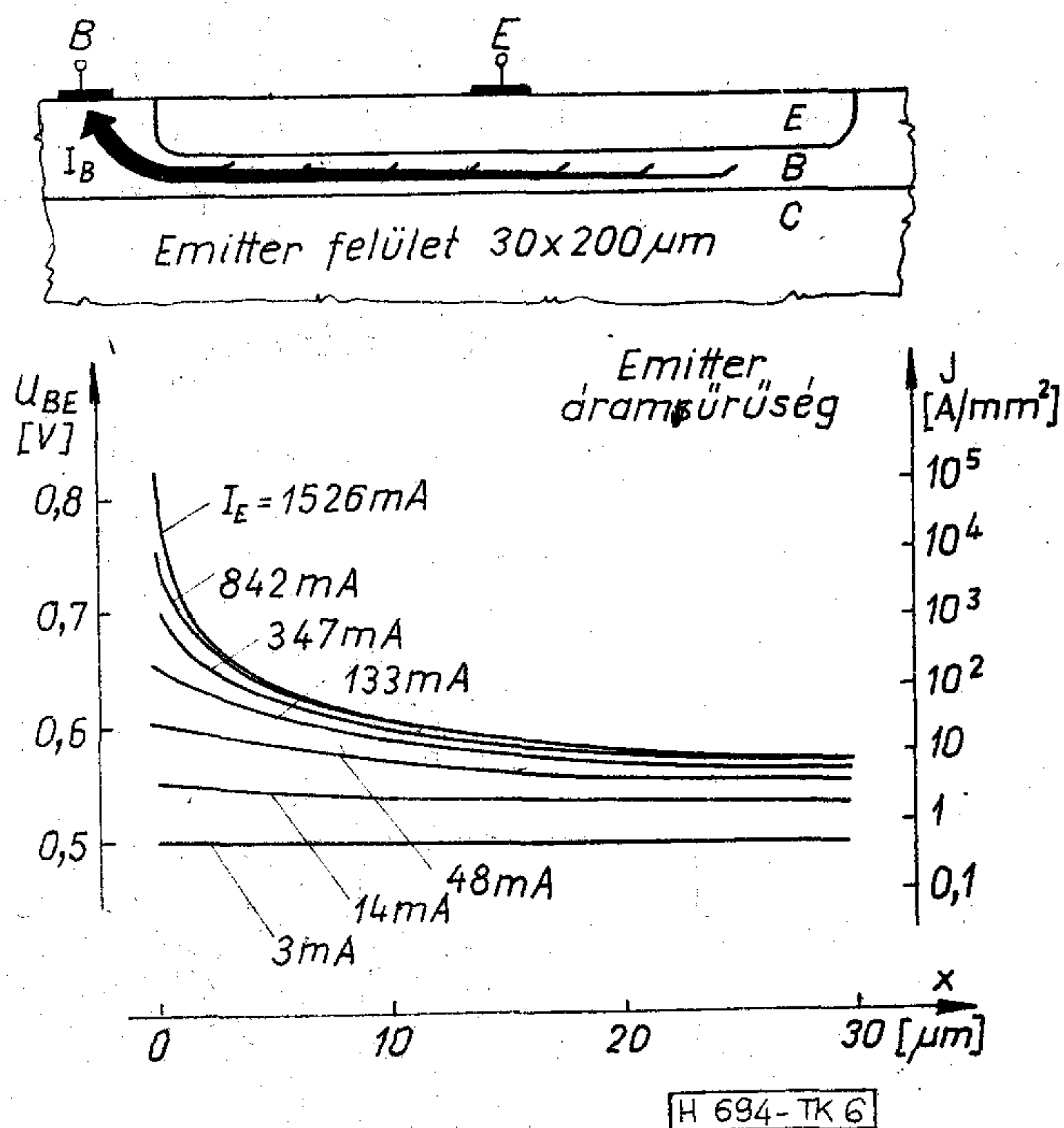


5. ábra. Tranzisztor modellezése az áramkiszorítási jelenség vizsgálatához

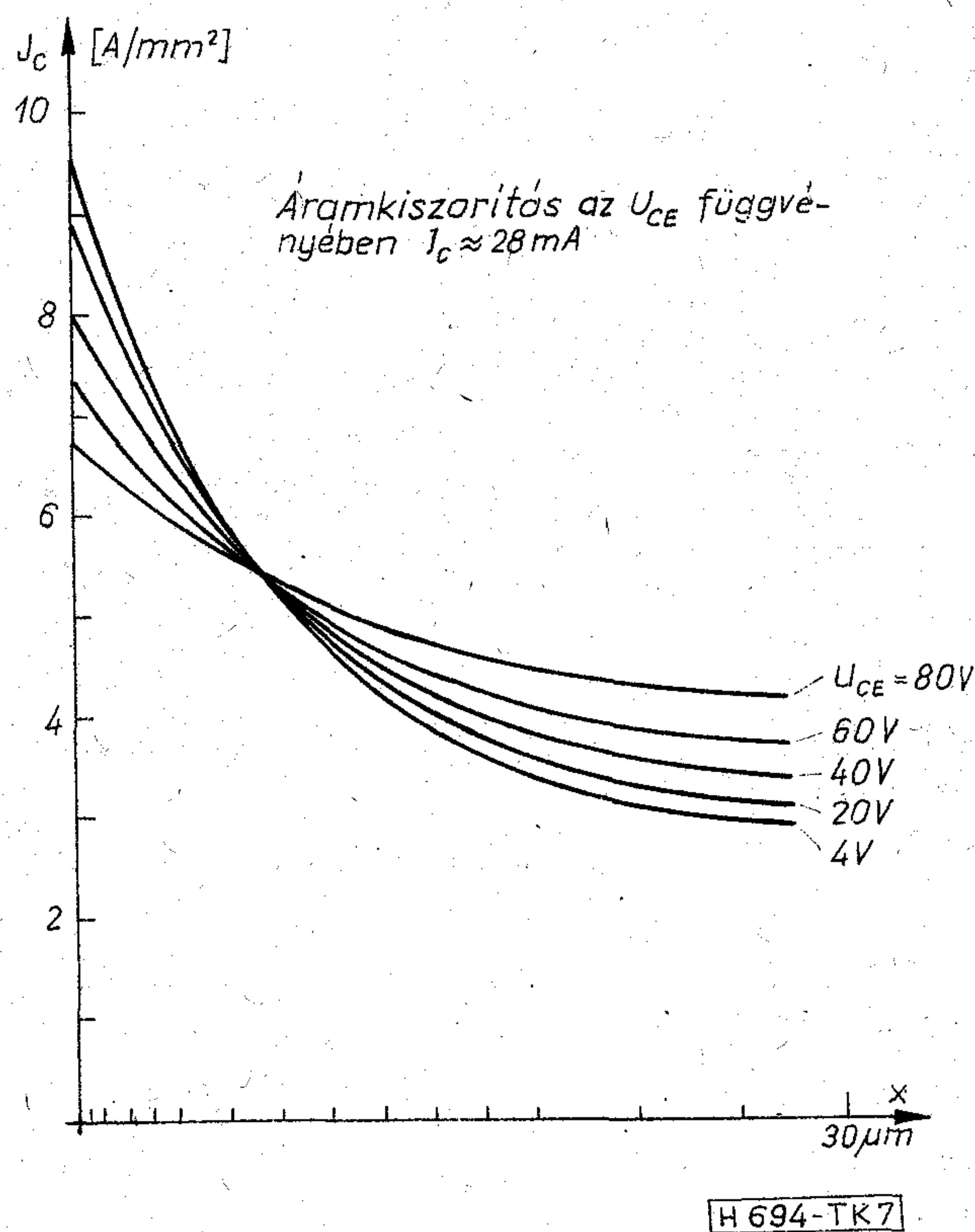
ciális jellegű feszültség-hordozókoncentráció transzformátora helyett diódás-vezérelt áramgenerátoros hálózat modellezte (3. ábra). A módszer alkalmazásának reprezentatív eredményeként a 4. ábrán inhomogén bázisú tranzisztor bázisában levő kisebbségi töltéshordozó koncentráció hely és idő szerinti eloszlását mutatjuk be.

A módszert — más szerzőkkel közel egyidőben — kiterjesztettük oly módon, hogy a diszkrétizálás során már nemcsak a hálózatelmélet klasszikus alap-elemeit (ellenállás, kapacitás, feszültség- és áramgenerátorok), hanem összetettebb félvezető elemeit (pl. bipoláris tranzisztor) is alkalmazzuk.

Integrált áramköri tranzisztorokban fontos zavaró hatásként lép fel az áramkiszorítás jelensége: a többségi töltéshordozók rekombinációt fedező árama a báziskivezetés felé folyó, az emittertől a kollektor felé haladó „hasznos” kisebbségi töltéshordozó-áramlásra merőleges áramlása feszültségesést idéz elő a bázisban. Ez lecsökkenti az emitter és bázis közötti nyitófeszültséget, amelytől az injektált kisebbségi töltéshordozó mennyiség exponenciálisan függ. Ennek következtében a tranzisztor összáramának jelentős része az emitternek a báziskivezetéshez közeli részein folyik, az emitter távolabbi részei pedig már jóformán csak azokban a hatásokban játszanak szerepet, amelyek a tranzisztor működését kedvezőtlenül befolyásolják. Az 5. ábra a diszkrétizálást, a 6. ábra pedig az emitteráram hely szerinti eloszlását szemlélteti. A vizsgálat során nyert eredeti eredményt láthatunk a 7. ábrán. Kihasz-nálva a TRANZ-TRAN programrendszer termikus-elektromos jelenségek vizsgálatára való alkalmasságát, kimutattuk, hogy a bázis egyes részei közötti hőcsatolás folytán az áramsűrűség eloszlásában mutatkozó egyenlőtlenség a kollektorfeszültség növelésével csökken. Ez a megállapítás elsősorban nagy-



6. ábra. Áramköranalízis programmal számított emitter-bázis-feszültség és emitter-áramsűrűség eloszlása nagyáramú planártranzisztorban



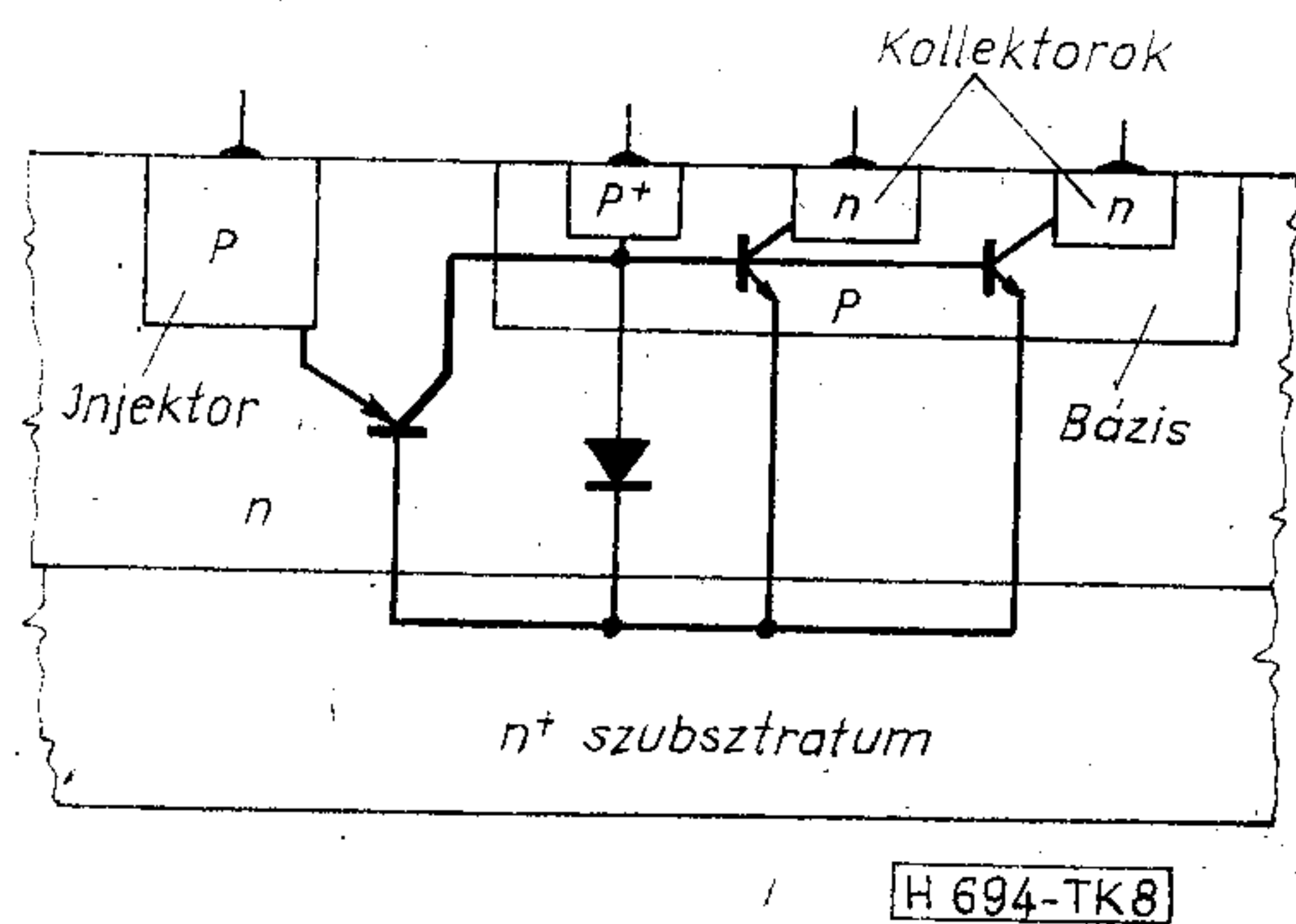
7. ábra. Az emitter áramsűrűség áramkiszorítás következtében kialakuló eloszlása a bázis egyes részei közötti termikus csatolás figyelembevételével

teljesítményű tranzisztorok konstruálásakor hasznosítható.

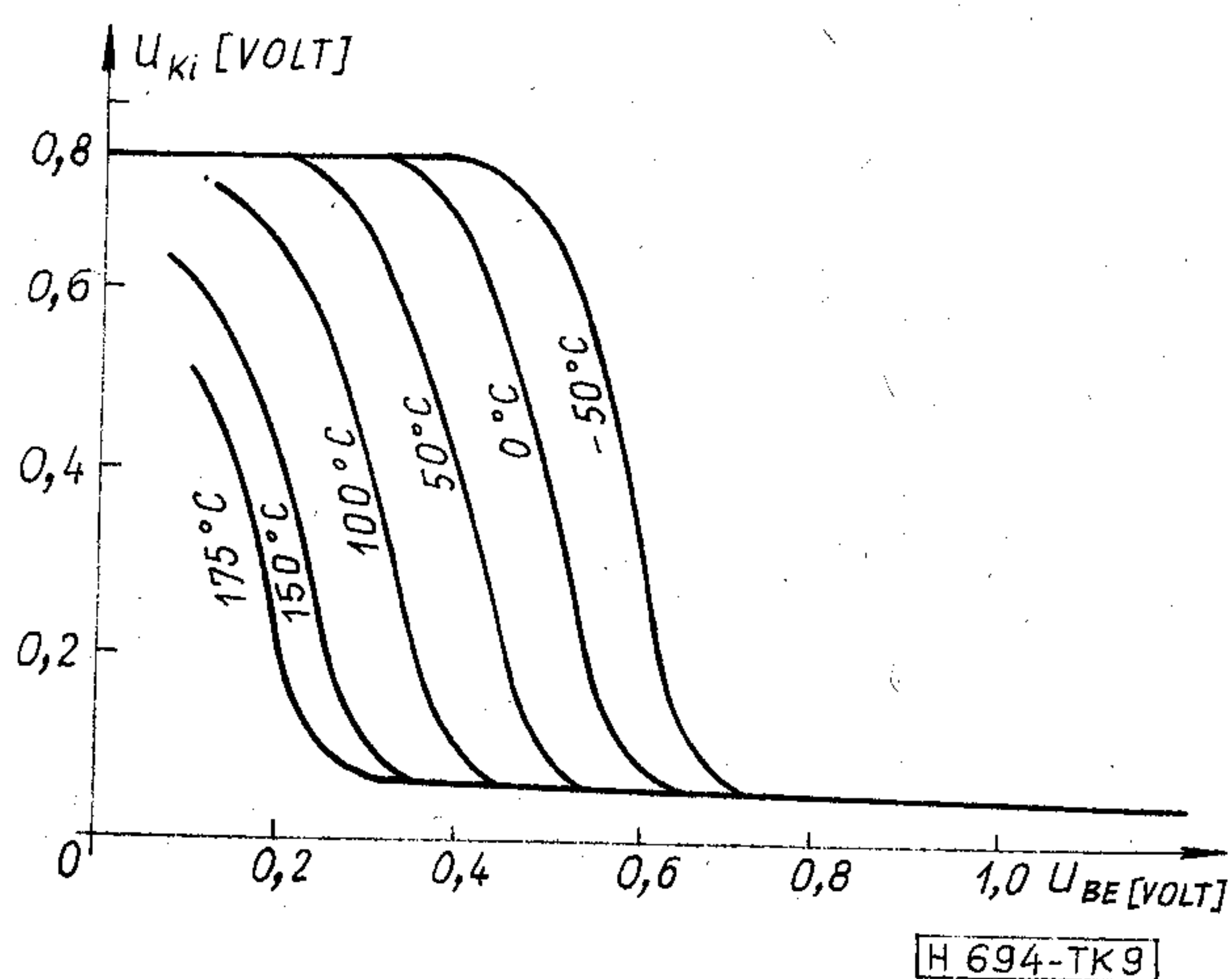
Az LSI integrált áramköri technika egyik új, nagy jelentőségű eleme az I²L áramkör. A korábbiakban említett módszer alapján több, különböző bonyolultságú modellt dolgoztunk ki I²L elemek modellezésére [9], melyekből a legegyszerűbbet a 8. ábra szemlélteti. A modell egyszerűsége mellett megfelelő pontossággal leírja az I²L elem működését, emellett főbb paramétereinek meghatározása is egyszerű. A 9. ábra a modellel nyert transzfer karakterisztikát mutatja be (különböző hőmérsékleteken), a 10. ábra pedig azt szemlélteti, hogy az I²L kapu transzfer karakterisztikája hogyan függ az n-n⁺ átmenet rekombinációs sebességétől.

5. MOS eszközök modellezése

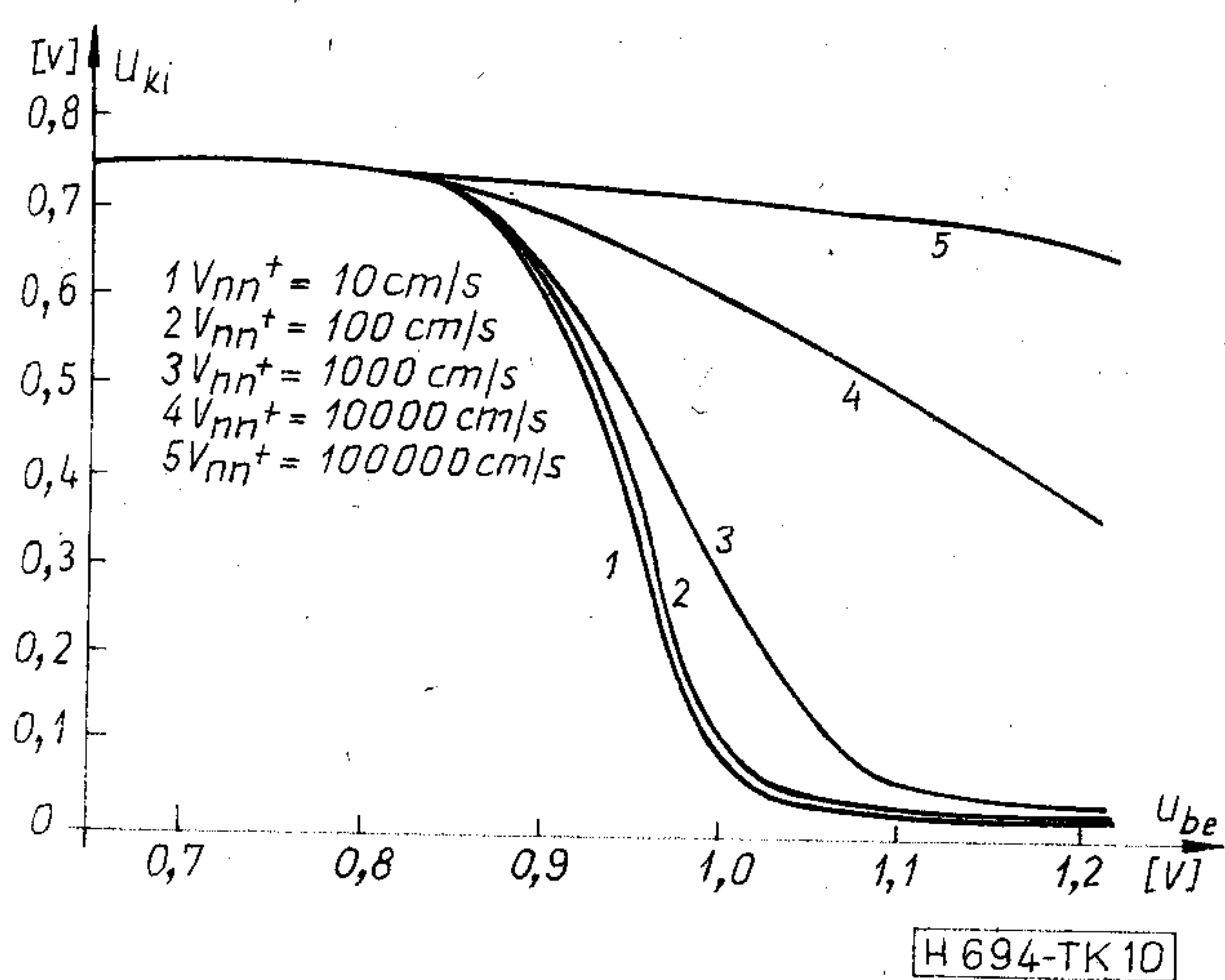
MOS tranzisztorok fizikailag megalapozott, egyszerű, a bipoláris tranzisztoroknál alkalmazott Ebers—Moll modellel azonos topológiájú modelljét dolgoztuk ki, és építettük be a TRANZ-TRAN áramköranalízis-programba [10, 11, 12]. A modellt később bővítettük a hőmérsékleti és szubsztrátum hatások figyelembevételére szolgáló összefüggésekkel [13]. Ezen túlmenően — az itt szerzett tapasztalatok felhasználásával — funkcionális modell kidolgozása vált lehetővé aránylag bonyolult digitális részáramkörök (kapuáramkörök, RS flip-flop stb.) funkcionális modellezésére oly módon, hogy egyes kritikus részek modellezése fizikai szintű legyen. Példaként a 1103 típusú dinamikus RAM memóriá-



8. ábra. I²L elem egyszerű modellje



9. ábra. I²L elem transzfer karakterisztikája különböző hőmérsékleten

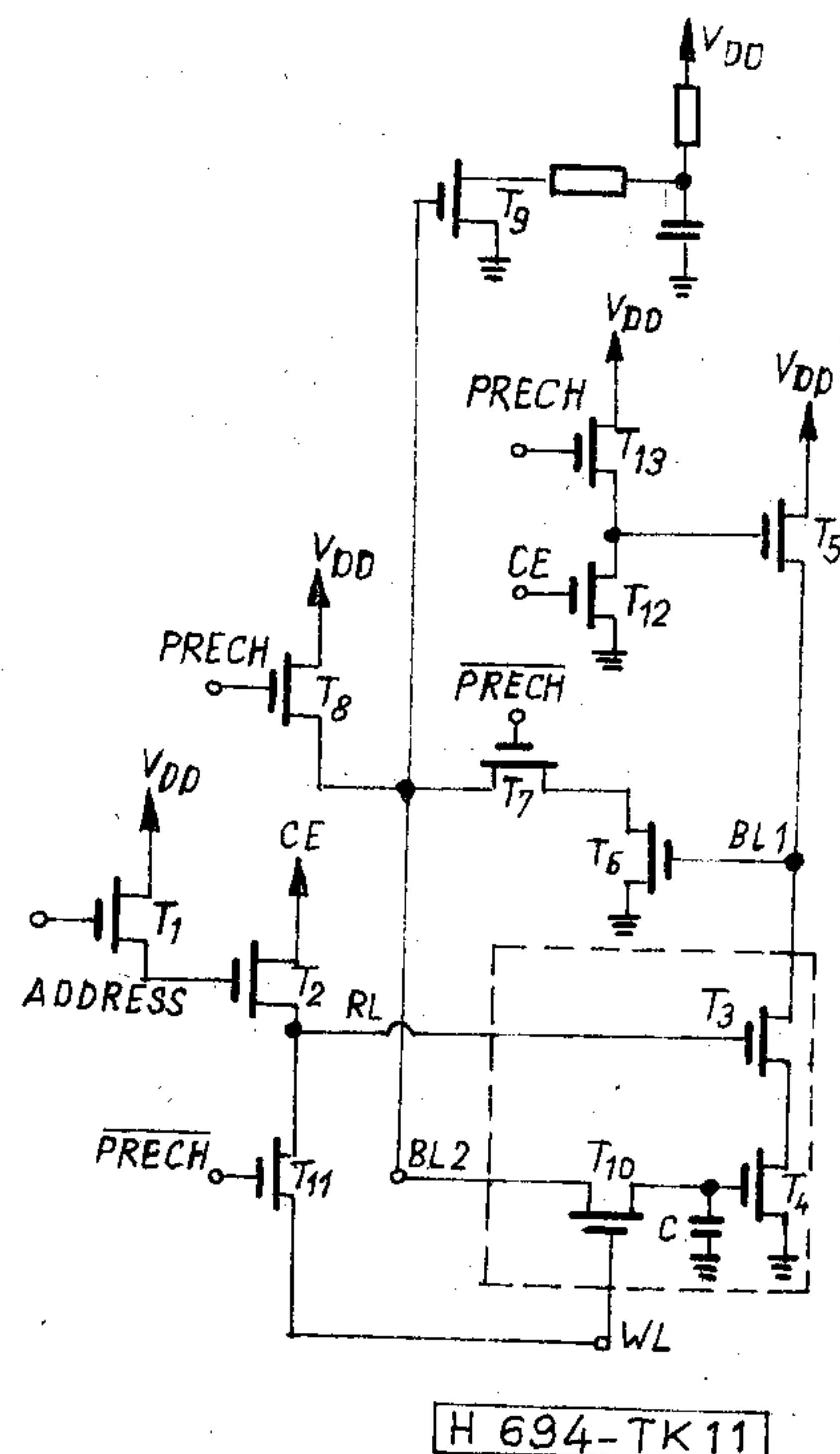


10. ábra. I²L elem transzfer karakterisztikája az n-n+ átmenet rekombinációs sebességének függvényében

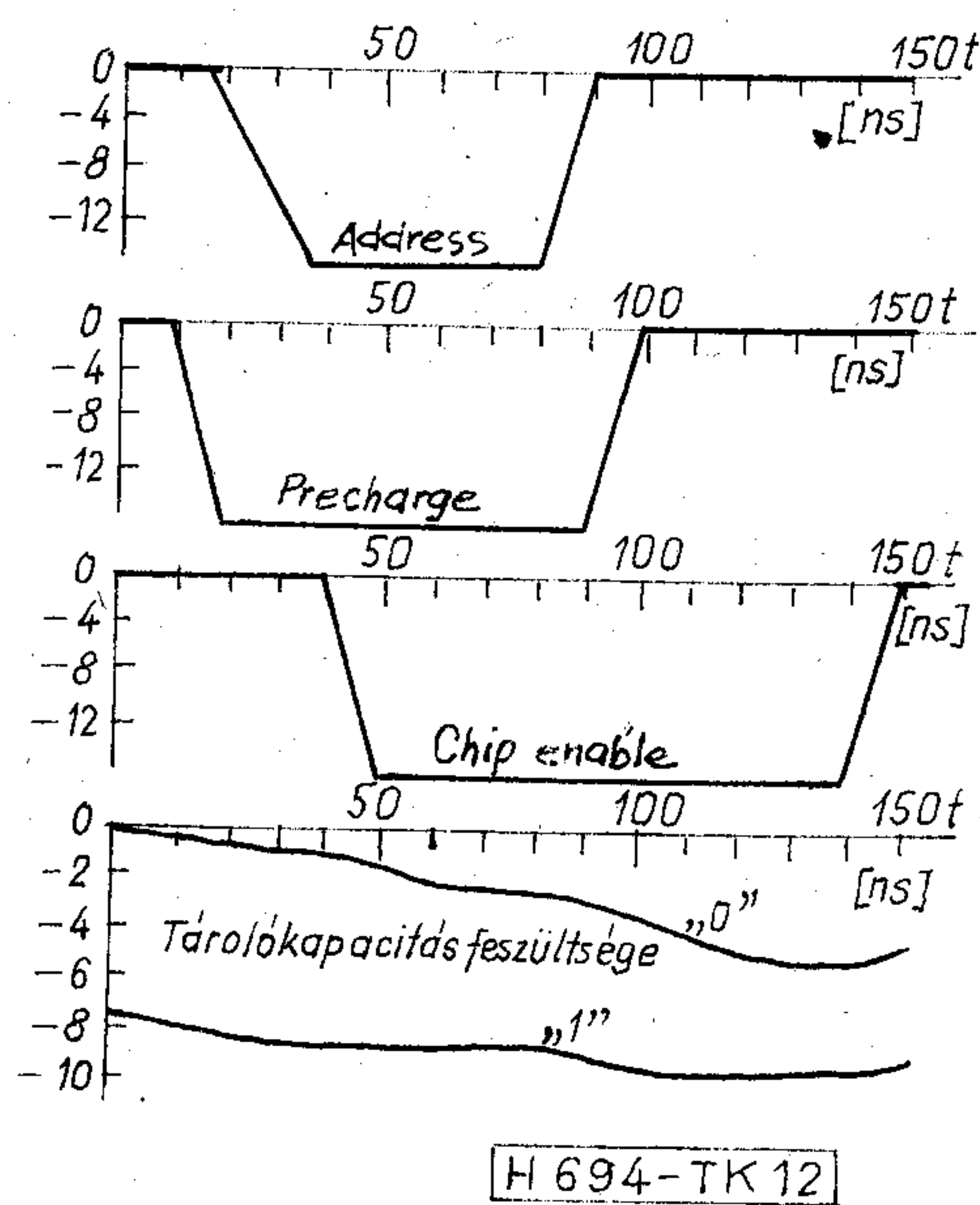
ra (11. ábra) vonatkozó eredményeket mutatjuk be (12. ábra) [14].

Köszönetnyilvánítás

A szerzők ezúton is köszönetüket fejezik ki Dr. Dr. Ing. E. H. Valkó Iván Péter professzornak értékes támogatásáért, valamint számos, itt név szerint fel nem sorolt hallgatójuknak, akik lelkesen részt vállaltak egy-egy részletprobléma megoldásában.



11. ábra. Signetics 1103 típusú dinamikus RAM memóriacella kapcsolása



12. ábra. A dinamikus tárolócella kapacitásán levő feszültség logikai 0 és logikai 1 szintek tárolásakor. A feszültség szint kiértékelése kb. a 100 ns-nek megfelelő időpillanatban történik

I R O D A L O M

- [1] Linvill, J. G.: Lumped Models for Transistors and Diodes. Proc IRE, Vol. 64. No. 6. pp. 949-984. (1958)
- [2] Székely, V.—Tarnay, K.: Accurate Algorithm for Temperature Calculation of Devices in Nonlinear Circuit Analysis Program. Electronics Letters, Vol. 8. No. 19. pp. 470-472. (1972)
- [3] Székely V.: Accurate calculation of device heat dynamics: a special feature of TRANZ-TRAN circuit analysis program. Electronics Letters, Vol. 9. No. 6. pp. 132-134 (1973)
- [4] Tarnay K.—Székely V.: Elektronikus eszközök transzportfolyamatainak komplex modellezése. MTA Szilárdtest-

- fizikai Komplex Bizottság 1975. áprilisi ülésének anyaga, 1975. 28—34. old.
- [5] Székely, V.—Tarnay, K.: Thermal Coupling Phenomena in IC's: Models for Analysis and Synthesis for circuits Based on Thermal Coupling. European Solid State Circuits Conference, Toulouse, 1978. pp. 54—55.
- [6] Székely V.: Integrált áramkörök elektro-termikus jelenségeinek modellezése. Kandidátusi disszertáció, 1977.
- [7] Rencz M. Tranzisztorok áramköri modellezésének néhány kérdése. Híradástechnika, Vol. 26. No. 7. pp. 193—199 (1975)
- [8] Rencz M.: A Livill-típusú tranzisztormodell és alkalmazása a gépi áramkör-analízisben. Doktori értekezés, 1976.
- [9] Rang T.: I²L, új irányzat a bipoláris technikában I—II. rész. Mérés és Automatika, Vol. 27. No. 5. 7. pp. 191—195., 279—283.
- [10] Tarnay, K.: Transient Response of MOS Transistors. Electronics Letters, Vol. 3. No. 5. pp. 155 (1967)
- [11] Tarnay, K.: Modeling of MOS Transistors. Chalmers MOS Kurs, Göteborg, 1970.
- [12] Tarnay, K.—Nagy, A.: Physikalische und Schaltungstechnische MOS-Transistoren Modelle für Elektronische Rechenmaschinen. Festkörper-Bauelemente Vortragsreihe Ilmenau, pp. 89—91. (1975)
- [13] Masszi F.: Computer-Aided Design of MOS/LSI Circuits: Device and Functional Models. Periodica Polytechnica, Vol. 22. No. 1. pp. 13—26. (1978)
- [14] Masszi F.: Félvezető memóriaelemek modellezése. Egyetemi Doktori értekezés, 1977.

KÖNYVISMERTETÉS

Dr. Mérey András: Adatszerkezetek

SZÁMOK, 1979, 260 oldal,

Az elmúlt tíz évben a strukturált programozás gyökeres változást okozott a software-készítésben. A programok felülről lefelé haladva, lépcsőzetes finomítással készülnek, minden finomítási lépés új vezérlési, procedurális és adatabsztrakciókat vezet be. A vezérlési és procedurális absztrakciók megvalósítása hagyományos programnyelvek esetén is egyszerűen végrehajtható, az absztrakt adatobjektumok kezelése azonban sok nehézségbe ütközik. Dr. Mérey András könyve ezen a problémán kíván segíteni. Részletesen ismerteti a különböző absztrakt, matematikai adatszerkezetek tulajdonságait, az azokon végrehajtható műveleteket, megvalósítási lehetőségeiket az alkalmazásaikat. A tárgyalt elveknek mind az elméleti hátterét, mind a gyakorlati alkalmazását bemutatja. A szemléltető algoritmusok leírására jól megválasztott pszeudokódot használ, amely elég rugalmas ahhoz, hogy az algoritmusok lényegét kiemelhetővé és érthetővé tegye.

A könyv külön érdeme, hogy ezt a hazai szakirodalomban hiányzó területet teljes egészében átfogja, minden lényeges kérdéssel foglalkozik. Így a szakemberek napi munkájukban kézikönyvként használhatják.

„Review of Radio Science 1975—1977”

Főszerkesztő: S. A. Bowhill. URSI, Brüsszel, 1978. 139+9 old.

Ez a kiadvány a harmadik az URSI háromévenként megjelenő összefoglalói sorában. Az előző kötetekhez hasonlóan feldolgozza az URSI tématerületein a vizsgált három évben a világon elért legjelentősebb kutatási és fejlesztési eredményeket. Ennek a kötetnek mégis különös jelentőséget ad az a tény, hogy első a szervezet 1975-ben történt átszervezése óta, amely célul tűzte ki a távközléssel kapcsolatos területek erőteljesebb hangsúlyozását. Ennek eredményeképpen az összefoglalt anyag a híradástechnika szakembereinek igen széles körében tarthat igényt érdeklődésre.

Jól tükrözi ezt a tématerületek és az azokon belüli (a teljesség igénye nélkül kiragadott) témakörök felsorolása.

1. Mérések

- frekvencia-etalonok, lézerek,
- elektromos etalonok, Josephson-effektus felhasználása feszültség-etalonokban,
- sugárzás, teljesítménysűrűség, antennamérések,
- impedancia, reflexiótényező és fázis mérése,
- csillapítás, teljesítmény, áram és feszültség mérése,
- impulzusjellemzők, impulzusátvitel időtartománybeli mérése,
- távközlési rendszermérések.

2. Elektromágneses hullámok biológiai hatásai

- elméleti számítások,
- terek, hőmérsékletmérése,
- szeryrendszerekre gyakorolt hatások,
- terek biológiai alkalmazásai,
- sugárbiztonsági előírások.

3. Terek és hullámok

- szórás és diffrakció,
- hullámterjedés sztochasztikus közegben,
- elektromágneses tranziensek,
- hullámvezetők,
- antennák és antennarendszerek,
- analitikus és numerikus számítási módszerek.

4. Jelek és rendszerek

- a távközléstechnika fejlődése,
- rádió távközlő csatornák,
- digitális és optikai jelfeldolgozás,
- információelmélet,
- áramkörök és rendszerek, CAD,
- távközlési hálózatok.

5. Elektronfizika

- mikrohullámú szilárdtest generátorok,
- milliméteres és szubmilliméteres eszközök,
- nagyteljesítményű, ill. félvezető lézerek,
- szilárdtest memóriák,
- mikrohullámú akusztika.

6. Interferencia

- természetes rádiózájforrások.

7. Nem-ionizált közegek

- föld hatása a terjedésre,
- száraz és nedves atmoszféra,
- hullámterjedés távközlő rendszerekben.

8. Ionoszféra

- befolyása a rádiórendszerekre,
- whistlerek,
- adatfeldolgozás az ionoszférakutatásban.

9. Plazmafizika

- lineáris és nemlineáris hullámterjedés,
- terjedés a világűrben,
- elektromágneses plazmadiagnosztika.

10. Rádiócsillagászat

A feldolgozás módja: az egyes témák legjelentősebb eredményeinek témakörök szerint csoportosított, értékelő összefoglalással ellátott bibliográfiája. A feldolgozott irodalom mintegy 3000 egységet tartalmaz. A szerkesztők célkitűzése szerint az összefoglalásba csak akkor kerülhetett be egy eredmény, ha azt világnyelven megjelenő folyóiratban, könyvben, konferencia-összefoglalóban, illetve korlátozás nélkül elérhető kutatási jelentésben tették közzé. Így a kiadvány a vizsgált területeken elért eredmények gyors áttekintése mellett különösen alkalmas kutatási és fejlesztési irodalomkutatás alapjául.

A kötet (a postaköltséget beleértve) példányonként 10 \$ áron rendelhető meg az alábbi címen: Aeronomy Laboratory, Department of Electrical Engineering, University of Illinois, Urbana, Illinois 61801 USA.

Dr. Zombory László

Félvezető-technológia számítógépes szimulációja

ET O 621.3.049.77.001.57

1. Bevezetés

A korszerű integrált áramkörök napjainkban — kis számú kivételtől eltekintve — szilíciumból készülnek. Az áramkörök tervezésének két fő fázisa van:

1. a felületi struktúra megtervezése (logikai vázlat¹ részáramkörök, layout, maszkok),
2. a mélységi (felületre merőleges) struktúra megtervezése.

Az 1970-es évek elején, amikor SSI/MSI bonyolultságú áramkörök játszották a döntő szerepet, ezek a fázisok élesen elválaszthatók voltak. Az 1 alatt megjelölt tervezési fázis esetleg még további, egymástól független tervezési fázisokra volt bontható, élesen elkülöníthető volt az 1. fázison belül a logikai tervező, áramköri tervező és a layout tervező feladata. Ettől pedig elválasztható volt a 2. fázis tervezését végző félvezető-technológus feladatköre. Napjainkban a helyzet gyökeresen megváltozott. Két alapvető ok játszott ebben szerepet:

1. Új, nagyobb integráltsági szintű elemek jelentek meg (CCD, I²L), amelyek már nem bonthatók fel különálló áramköri elemekre, egymagukban képesek ellátni egy-egy — néha nem is túlságosan egyszerű — logikai funkciót.

2. Az LSI/VLSI áramkörök megvalósításakor a nagy funkcióúsűrűséget nem annyira a chip felületének növelésével, hanem inkább a csíkszélesség csökkentésével gazdaságos elérni (ez egyébként a működési sebesség, disszipáció stb. szempontjából is előnyös). Így a kisebb csíkszélességek mellett a felületi struktúra és a mélységi struktúra káros kölcsönhatásainak (pl. aládiffundálás) jelentősége nagymértékben megnövekedett. Ez viszont azt jelenti, hogy jól működő áramkör csak úgy valósítható meg, ha a tervezés 1. és 2. fázisa maximálisan összehangoltan, a tervezők folyamatos együttműködésével történik.

A következőkben a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén az MTA Központi Fizikai Kutató Intézetével együttműködésben kifejlesztés alatt álló STEP (Silicon Technology Evaluation Program) technológiai szimulációt végző programrendszert ismertetjük.

Beérkezett: 1979. X. 12.

* Aspirális, Tallinni Műszaki Egyetem

** Nappali szakmérnökhallgató (KFKI)

¹ Itt elsősorban a digitális funkciót ellátó áramkörökre gondolunk, az analóg áramköröknél ugyanis

a) a fő típusok napjainkban többé-kevésbé kialakultak, b) bonyolultsági fokuk ritkán haladja meg az SSI, esetleg MSI szintet,

c) az áramkörtechnika alapvető trendjének tűnik az, hogy minél több funkciót digitális módszerekkel oldjon meg.

2. Bemeneti és kimeneti adatok

A programrendszer bemeneti adatait a szilícium integrált áramköri technológia fő lépései és ezek paraméterei képezik:

1. predpozíció,
2. behajtás,
3. epitaxiális rétegnövesztés,
4. oxidáció,
5. ionimplantáció,
6. maratás,
7. oxid/nitrid depozíció,
8. fémezés/polyszilícium-felvitel.

Az 1—4 lépések olyan hőmérsékleten folynak le, ahol az adalékanyagok diffúziója következtében azok eloszlása megváltozik. Az 5—8 lépések rendszerint olyan alacsony hőmérsékleteket igényelnek, amelyen a szilíciumban már jelenlevő adalékok eloszlása változatlan marad.

A felhasználó—orientált bemeneti nyelv messzemenően követi a Stanford University Integrated Circuit Laboratory által 1978 júniusában publikált SUPREM—II. program bemeneti nyelvét [1].

Az egyes technológiai lépések szimulációja után rendelkezésre áll valamennyi adalék eloszlása, melyből a program posztprocesszor szegmense a felhasználó igényeinek megfelelően megadja:

- a) grafikus formában az egyes adalékok, ill. az elektromosan aktív eredő adalékkoncentráció eloszlását,
- b) a mélységi geometriai jellemzőket (oxid/nitrid-vastagságok, az egyes átmenetek mélysége),
- c) az egyes félvezető rétegek elektronikus jellemzőit (négyzetes ellenállás, transzportfaktor, átszűrődési feszültség),
- d) az egyes átmenetek elektronikus jellemzőit (kisszintű I - U karakterisztika, emitterhatásfok, tértöltéskapacitás, letörési feszültség),
- e) a MIS struktúrajellemzőket (oxid/nitrid-kapacitások, MOS-kapacitás, küszöbfeszültség).

3. Diffúzió modellezése és algoritmus

Az adalékoknak az anyagon belüli viselkedését az egyes adalékokra külön-külön felírt

$$\frac{d}{dt} \int_{(V)} C_i dV = \int_{(V)} G_i dV - \oint_{(S)} J_i dS \quad (1)$$

folytonossági egyenletek, valamint a J adaléktranszportot leíró

$$J_i = -\text{grad}(D_i C_i) \quad (2)$$

transzportegyenletek (I. Fick-törvény) írják le, ahol

- C_i az i -edik adalék koncentrációja,
 G_i az egységnyi térfogatban időegység alatt generálódó elektromosan aktív i -edik adalék-atomok mennyisége (pl. intersticiális $\rightarrow$ substitucionális átmenetek),
 J_i az i -edik adalék fluxusa,
 D_i az i -edik adalék diffúziós állandója.

Az egyes adalékok közötti kölcsönhatást azzal vesszük figyelembe, hogy az adalékok mozgását a diffúzió elméletének megfelelően neutrális, pozitív, továbbá egyszeresen és kétszeresen negatív töltésű vakanciák betöltése útján vesszük számításba, vagyis a diffúziós állandó

$$D = D^0 + D^+ V^+ + D^- V^- + D^- V^- + D^- V^-, \quad (3)$$

ahol a vakanciák relatív (intrinsic elektronkoncentrációra vonatkoztatott) sűrűsége:

$$V^+ = \frac{n_i}{n}, \quad V^- = \frac{n}{n_i}, \quad V^- = \left(\frac{n}{n_i}\right)^2. \quad (4)$$

Itt n értékét minden egyes pontban az elektromosan aktív eredő adalékkoncentráció szabja meg. Ez az elméletileg megalapozott módszer az egyszerű fenomenologikus elmélethez képest — a gyakorlati eredményekkel összhangban levő — nagyságrendi eltéréseket ad.

A diffúziós folyamatok modellezésekor az (1) folytonossági egyenletben J_i kizárólag a (2) egyenlet szerinti adalékfluxust jelentette, G_i pedig néhány kivételtől eltekintve elhanyagolható.

Kisebb algoritmusproblémákat okozott a Si-SiO₂ határfelületen

- a két közeg eltérő diffúziós állandója, valamint
- a határfelületen fellépő

$$J_s = h \left(C_{0x} - \frac{C_{Si}}{S_{12}} \right) \quad (5)$$

fluxus, ahol

- h a felületi transzporttényező,
 S_{12} az egyensúlyi szegregáció-állandó,
 C_{0x}, C_{Si} a határfelület két oldalán levő adalék-koncentráció.

A gyakorlatban is megfigyelt erős foszforadalékolás esetén tapasztalható diffúziós anomáliákat a Fair és Tsai által proponált [2] modellel vesszük számításba. Száraz és nedves oxigén jelenlétében a diffúziós állandó megváltozását — megalapozott elméleti modell hiányában — empirikus korrekcióval módosítjuk.

A diffúziós modell részleteivel kapcsolatosan egy korábbi közleményünkre utalunk [3].

4. Oxidáció modellezése és algoritmusa

A diffúziós folyamatok algoritmusával összehasonlítva lényegesen bonyolultabb azonban a szilícium—szilíciumdioxid határfelület oxidáció következtében létrejövő eltolódása által okozott algoritmus-probléma. A határfelület eltolódása következtében létrejövő adalékáramlás az egyes adalékokra külön-külön leírható egy

$$J_f = -v_{0x}(C_{0x} - \alpha C_{Si}) \quad (6)$$

adalékfluxussal. Ez az összefüggés egyszerűen azt fejezi ki, hogy az oxidréteg vastagságának v_{0x} sebességű növekedésekor az oxidálódó szilíciummal együtt mennyi adalékatom kerül át az oxidba. Az α faktor, amelynek számértéke 0,44, azért szerepel, mert 0,44 egységnyi térfogatú szilíciumból keletkezik egységnyi térfogatú szilíciumdioxid.

Az oxidréteg növekedésének sebességére az [1] által javasolt

$$z_{0x}^2 + Az_{0x} = B(t + \tau) \quad (7)$$

formula inkrementális alakját alkalmazzuk:

$$z_{0x} = \frac{1}{2} \left[-(2z_{0x} + A) + \sqrt{(2z_{0x} + A)^2 + 4B\Delta t} \right]. \quad (8)$$

Ezen összefüggésekben az A és B tényezők arányosak az oxigén parciális nyomásával, a hőmérséklettől pedig az Arrhenius-törvénynek megfelelően, lényegében exponenciálisan függenek.

A modell vizsgálata arra az eredményre vezetett, hogy a diffúziós folyamatra kedvezőnek talált négyzetesen növekvő időlépés a megoldás konvergenciája szempontjából itt is jól alkalmazható.

Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetüket fejezik ki Gyulai Józsefnek, a fizikai tudományok doktorának, a diffúzióval és ionimplantációval kapcsolatos diszkussziókban nyújtott értékes közreműködéséért.

IRODALOM

- [1] Antoniadis, D. A.—Hansen, S. E.—Dutton, R. W.: SUPREM—II. Program for IC Process Modeling and Simulation. Technical Report No. 5019—2, Stanford Electronics Laboratories, June, 1978.
- [2] Fair, R. B.—Tsai, J. C. C.: Quantitative Modell for the Diffusion of Phosphorous in Silicon and the Emitter Dip Effect. Journ. El. Chem. Soc. 124, 1977. pp. 1107—1118.
- [3] Tarnay, K.—Masszi, F.—Mizsei, J.—Baji, P.—Rang, T.—Drozdy, Gy.—Kovács, B.: Silicon Planar Technology Process Modeling. Proceedings of the Third International Spring Seminar on Electronics Technology, 1979. pp. 110—120.
(Magyar nyelven: Finommechanika-Mikrotechnikában, 18, 1979. pp. 257—260.)

Szűrőbehangolást szimuláló statisztikus programrendszer

ETO 621.372.54.072.6:519.68

Nagy példányszámban készülő áramkörök gyártásának megkezdése előtt fontos lépés a tervezés ellenőrzése abból a szempontból, hogy a gyártás során milyen selejtszázalék várható. Az ellenőrzés hitelessége attól függ, mennyire pontosan tudjuk szimulálni a gyártási folyamat egyes fázisait.

LC szűrők gyártásának legfontosabb lépése a szerelt áramkörök behangolása. Az előadás a Telefongyár megbízásából a Híradástechnikai Elektronika Intézetben elkészített ISOA (az ISOA rövidítés az input-statisztika-optimalizálás-analízis szavakból származik) statisztikus programrendszert [1] ismerteti, melynek alapfeladata a fenti gyártási fázis szimulálása, statisztikus kiértékelése.

A programrendszer ICL 4–70 számítógépre készült FORTRAN nyelven. Helyfoglalása overlay struktúrában (3 egymást váltó szegmens) 110 kByte.

Áramköri jellemzők, specifikációk

Az LC szűrők gyakorlatilag csak létrafelépítésben használatosak. Az elemek veszteségének kompenzálása érdekében a szűrőnek gyakran szerves része a korrektor is. A programrendszer adott ágkészletből (25 különböző ág, max. 5 elemmel) felépülő, létrastruktúrájú, egymást nem terhelő szűrő és korrektor egységből álló áramkör vizsgálatára alkalmas. Bármely ág lehet akár hosszági, akár keresztági pozícióban, hosszágak (keresztágak) egymás után is következhetnek.

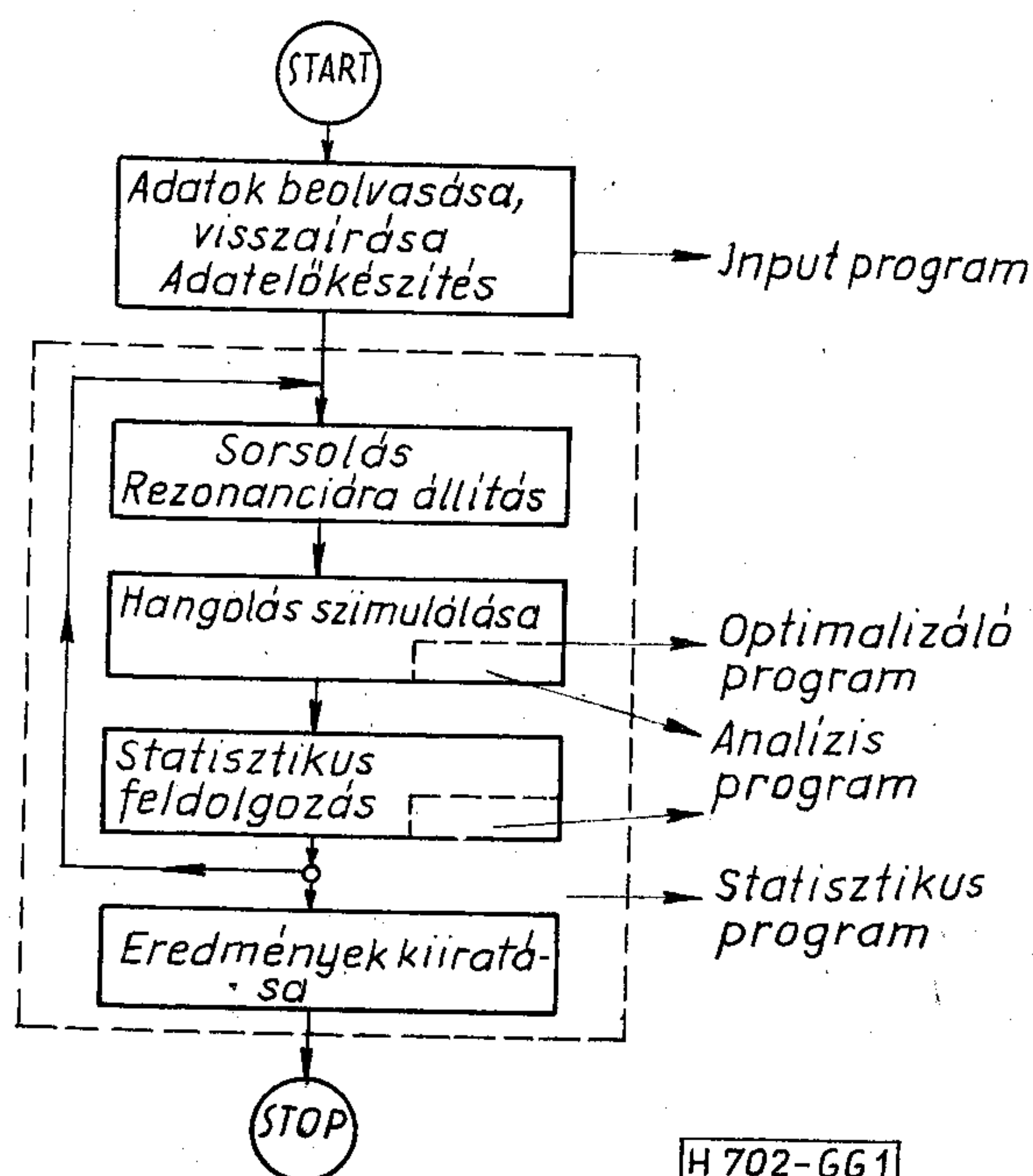
Az áramköri elemek (a programbeli kezelésmód szerint) az alábbi sajátosságokkal rendelkezhetnek:

- statisztikus elemek (általában kapacitások): a névleges érték körüli tolerancia-intervallumban tetszőlegesen előírt eloszlással rendelkeznek,
- változó elemek (általában induktivitások): a behangolási folyamat során adott intervallumban változhatnak,
- rezonanciára állítandó induktivitások: a vizsgálat megkezdése előtt egy adott kapacitással vagy kapacitáskombinációval előírt rezonanciára állítandók,
- fix elemek: mind a statisztikus vizsgálatban, mind a behangolás során változatlan értékűek,
- bármely reaktáns elem lehet ideális, vagy rendelkezhet konstans, ill. kvadrátikus frekvenciafüggésű jósági tényezővel,
- bármely jósági tényező lehet statisztikusan kezelendő adott intervallumban egyenletes eloszlással.

A szűrőspecifikációk a szokásos lépcsős toleranciasémában adhatók meg. Vonatkozhatnak üzemi csillapításra, vagy üzemi és reflexiós csillapításra. A statisztikus vizsgálathoz egyidejűleg több specifikáció is megadható. Lehetőség van arra, hogy a statisztikus ellenőrzés több frekvencián történjen, mint amennyit a behangolási folyamathoz írtunk elő. A csillapításeelőírás lehet abszolút (beleértve az alapszintet is) vagy relatív: adott referenciakapacitáshoz képesti eltérés (utóbbi esetben a program automatikusan veszi fel az alapszintet legkedvezőbb értékét).

A programrendszer működése, statisztikus vizsgálatok

A programrendszer működése az 1. ábrán követhető. Az adatok beolvasása, visszaírása és adatelőkészítés után a program kisorsolja a statisztikus elemek értékét, elvégzi a rezonanciára állításokat, majd hívja a behangolást szimuláló optimalizáló programot. Ha a behangolás adott iterációs számon belül nem sikerül, a program a kisorsolt szűrőpéldányt nem behangolhatónak veszi. Egyébként az optimalizálás csak a specifikáció teljesítésének eléréséig tart. A hangolás befejeztével tárolódnak a statisztikus kiértékeléshez szükséges adatok, majd újabb sorolás következik.



1. ábra. A programrendszer blokkvázlata

A Monte Carlo-ciklus után elkészülnek a megfelelő statisztikák és az eredményeket megjelenítő hisztogramok.

A hangolás utáni állapotról a program a következő statisztikus eredményeket szolgáltatja:

- selejtarány (a nem behangolható példányok aránya — reflexiós követelmény esetén külön a csillapításra és külön a reflexióra vonatkozóan),
- frekvenciánkénti hisztogram 32 intervallumos bontásban az egyes példányok hangolás utáni karakterisztikájáról (áteresztő sávban külön a reflexióra is),
- összesítő hisztogram az áteresztő sávban előfordult legrosszabb esetekről.

A programrendszer biztosítja a szűrők gyártás utáni állapotának (hőfokfüggés, öregedés) statisztikus ellenőrzési lehetőségét is. Ha a bemenő adatok erre vonatkozó statisztikus információkat és specifikációt (egyidejűleg több is megadható!) is tartalmaznak, a behangolt áramkörüi példányokból kiindulva a programrendszer mindazokat a statisztikus kiértékeléseket elvégzi és kiírja az öregedésre vagy hőfokfüggésre nézve is, mint a behangolás szimulálása után.

A programrendszer — alapfeladatán túlmenően — speciális célokra is használható.

1. Ha egyetlen elemet sem adunk meg változóként, elmarad az optimalizáló program működése, így az áramkör direkt Monte Carlo-analízise végezhető el (nincs hangolás).
2. Ha a Monte Carlo-ciklusok számát nullának írjuk elő, a statisztikus program működése marad el, csak egyetlen példány optimalizálására kerül sor a névleges értékekből indulva. Mivel bármely

$$E(x) = \max_{\Omega_a, \Omega_f} \{ [a(\omega_k, x) - \alpha_f(\omega_k)]_{\omega_k \in \Omega_f}, [\alpha_a(\omega_k) - a(\omega_k, x)]_{\omega_k \in \Omega_a} \} \quad (1)$$

és teljesítendő az

$$\begin{aligned} a(\omega_k, x) &\geq \alpha_a(\omega_k) & \omega_k \in \Omega_a \\ a(\omega_k, x) &\leq \alpha_f(\omega_k) & \omega_k \in \Omega_f \end{aligned} \quad (2)$$

egyenlőtlenségek, mint mellékfeltételek ($E(x) \leq 0$ ugyanis csak így lehetséges). A kifejezésekben x a hangolandó elemek vektora (az optimalizálás változói), $a(\omega_k, x)$ a szűrő csillapítása az ω_k frekvencián az aktuális x elemértékeknél, Ω_a , ill. Ω_f azon frekvenciák halmaza, melyre az α_a alsó, ill. α_f felső korlátelőírások vonatkoznak. Mivel $a(\omega_k, x)$ x -nek nemlineáris függvénye, az (1) és (2)-ben megfogalmazott probléma nemlineáris kötött optimalizálási feladat.

A kötött szélsőérték-feladat visszavezetése kötetlen feladatra pl. az ún. SUMT (sequential unconstrained minimization technique) módszerrel lehetséges [3]. Ilyenkor az eredeti

$$\begin{aligned} &\text{minimalizálandó } f(x) \\ &\text{miközben } g_k(x) \geq 0 \quad k=1, 2, \dots \end{aligned} \quad (3)$$

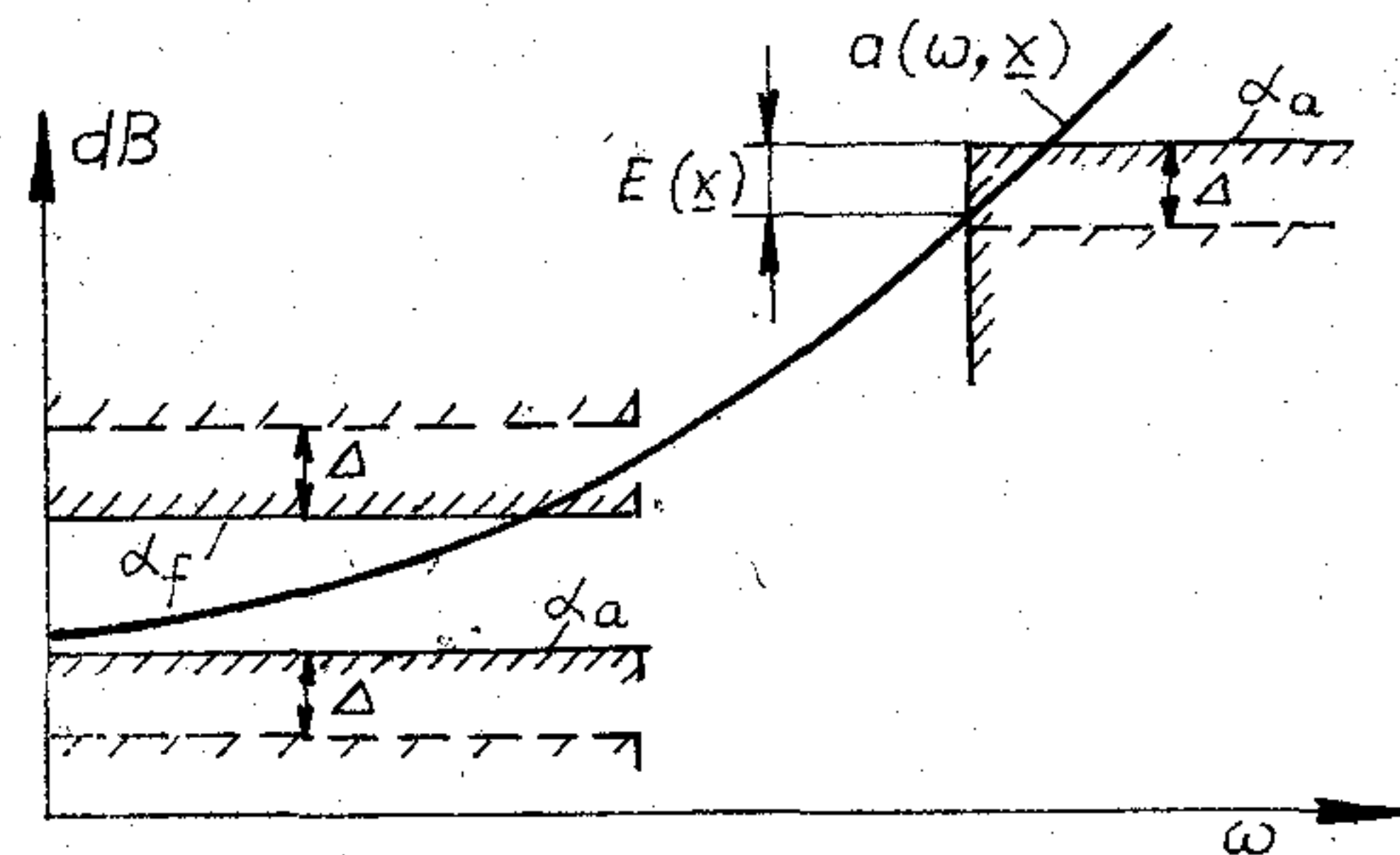
kötött feladat a

$$\text{minimalizálandó } F(x, r_j) = f(x) + r_j P(x)$$

(akár az összes) áramkörüi elem tekinthető változónak, kellően szigorú specifikációt írva elő az optimalizáló program egy közelítő tervezés eredményét javítja tovább. Így a programrendszer tényleges számítógépes tervezésre használható.

A behangolás, mint optimalizálási feladat

A szűrő hangolása során a hangolható elemeket addig változtatják, amíg nem sikerül a specifikációt teljesítő beállítást létrehozni. A behangolás szimulálása matematikailag optimalizálási feladatként fogalmazható meg [2].



H 702-GG 2

2. ábra. Specifikáció és karakterisztika az optimalizálási feladat megfogalmazásához

Tekintsük a 2. ábrán bemutatott esetet. Hangolásra akkor van szükség, ha a szűrő $a(\omega, x)$ karakterisztikája nem teljesíti az $\alpha_a(\omega)$ és $\alpha_f(\omega)$ specifikációt. A hangolás csökkenti az $E(x)$ maximális hibát, sikeres behangolás esetén $E(x) \leq 0$.

A megoldandó optimalizálási feladat a következő:

$$P(x) = \sum_k \frac{1}{g_k(x)} r_j > r_{j+1} > 0 \quad j=0, 1, \dots \quad (4)$$

kötetlen feladatsorozatra vezet. A megkötések figyelembe vevő $P(x)$ „büntető tag” hatását az egyre csökkenő r_j értékekkel nyomjuk el, így F minimuma f minimumához konvergál.

A SUMT-módszer alkalmazhatóságának feltétele olyan kezdeti x_0 érték, amelynél a (3)-beli egyenlőtlenségek már teljesülnek. F és f nullához közeli minimummal csak akkor rendelkezhet, ha az iterációk során a g_k -k nem váltanak előjelet, mert a nullátmenet környezetében P nagy negatív értéket venne fel. A hangolás kezdetekor a (2) egyenlőtlenségek közül legalább egy nyilvánvalóan nem teljesül, így a feltételek átfogalmazására van szükség.

Ha a specifikációt $\Delta > E(x_0)$ értékkel lazábbra módosítjuk a 2. ábra szaggatott vonalai szerint, de $E(x)$ -et továbbra is az eredeti specifikáció alapján határozzuk meg, a

$$\begin{aligned} g_k(x) &= a(\omega_k, x) - [\alpha_a(\omega_k) - \Delta] > 0, \\ g_k(x) &= [\alpha_f(\omega_k) + \Delta] - a(\omega_k, x) > 0 \end{aligned} \quad (5)$$

feltételekkel az (1) célfüggvényre már alkalmazható a SUMT-módszer. Az így adódó

$$\text{minimalizálandó } F(x, r_j) = E(x) + r_j P(x) \quad (6)$$

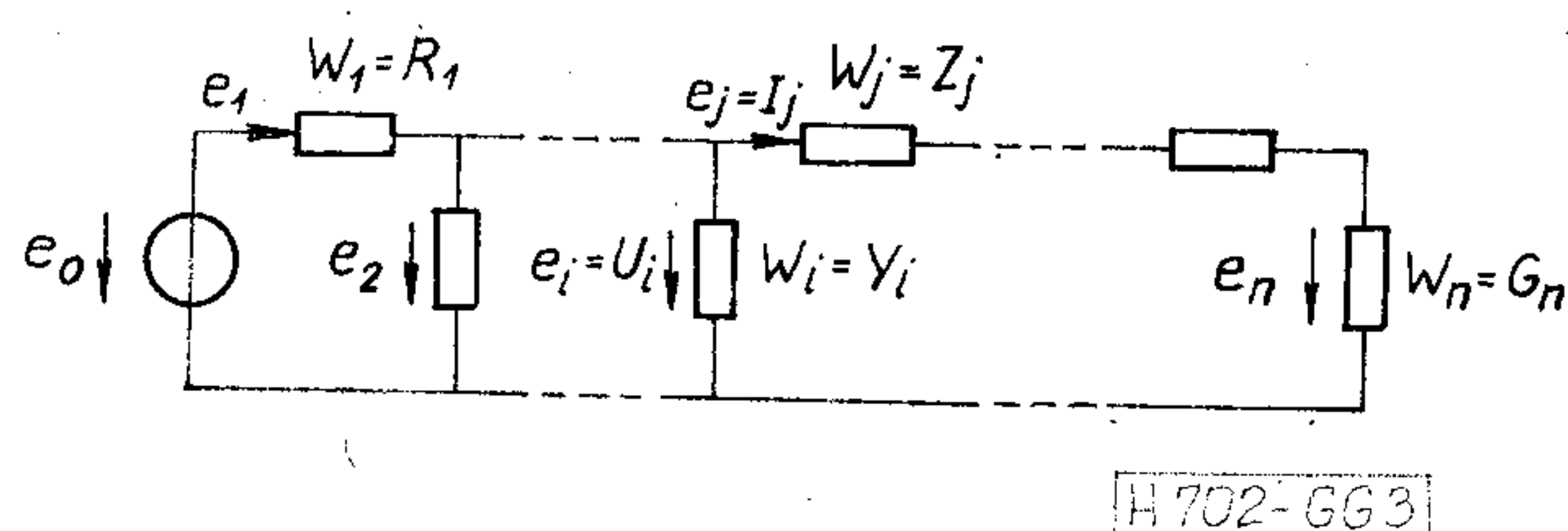
$$P(x) = \sum_{\omega_k \in \Omega_a} \frac{1}{a(\omega_k, x) - \alpha_a(\omega_k) + \Delta} + \sum_{\omega_k \in \Omega_f} \frac{1}{-a(\omega_k, x) + \alpha_f(\omega_k) + \Delta} \quad (7)$$

kötetlen szélsőérték feladatban $P(x) > 0$. A minimumot adó $\hat{x}$ megoldás akkor jelenti a specifikáció teljesítését (a szűrő behangolhatóságát), ha $E(\hat{x}) \leq 0$.

A (6)-ban nyert nemlineáris kötetlen optimalizálási feladat megoldására olyan kvadratikusan iterációs eljárást [4] alkalmaztunk, mely az $F(x)$ célfüggvénynek csak elsőrendű deriváltjait igényli. Iterációnként először $F(x)$ csökkenésének irányát kell meghatározni, majd az adott irányban következik $F(x)$ minimumának megkeresése. Mivel a mi esetünkben az $F(x)$ célfüggvény az $E(x)$ tag miatt nem differenciálható (az $E(x)$ maximális hiba mindig más-más frekvencián léphet fel), az irány meghatározásánál csak a $P(x)$ differenciálható tagot vettük figyelembe, az iránymenti minimum megkeresésénél viszont a tényleges hibát jelentő $E(x)$ minimumát kerestük a Fibonacci eljárást alkalmazva. A módosítások lényegesen kevesebb számítást és jobb konvergenciát eredményeztek [2].

Létrahálózat analízise

Mind a behangolást szimuláló optimalizáláshoz, mind a statisztikus vizsgálatokhoz szükséges a szűrő analízise. A lehető gyors működés érdekében a kontinuuánsokon [5] alapuló speciális létraanalízis-programot használtunk.



3. ábra. Létraszűrő kapcsolása

A kontinuuánsok a létrahálózat áram-feszültség kapcsolataiban szereplő mennyiségek. A 3. ábra jelöléseit véve alapul, bármely e_{i-1} ágjellemző kifejezhető a két következő ág e_i és e_{i+1} jellemzőivel, és lépésenkénti helyettesítéssel az utolsó ág e_n feszültségével:

$$e_{i+1} = W_i e_i + e_{i+1} = \dots = K_i^n e_n, \quad (8)$$

$$K_n^n = W_n, \quad K_{n+1}^n = 1.$$

(8)-ban e_i és e_{i+1} helyére szintén az e_n -nel kifejezett alakokat helyettesítve

$$K_i^n = W_i K_{i+1}^n + K_{i+2}^n \quad (9)$$

adódik. A K_i^n mennyiségek a kontinuuánsok, (8) adja definíciójukat, (9) a számításukra vonatkozó rekurziós formula.

Ha az ábrán a generátort a kimenetre tesszük és az áramirányokat megfordítjuk, az analóg

$$e_{i+1} = K_i^1 e_1, \quad K_1^1 = W_1, \quad K_1^0 = 1, \quad (10)$$

$$K_i^1 = W_i K_{i-1}^1 + K_{i-2}^1 \quad (11)$$

összefüggések adódnak.

Az átviteli tényezőre, a szűrő bemeneti impedanciájára és primer oldali reflexiójára a fentiekből a

$$\Gamma = \frac{U_0}{2U_n} \sqrt{\frac{R_n}{R_1}} = \frac{K_1^n}{2\sqrt{W_1 W_n}}, \quad Z_{be} = \frac{e_2}{e_1} = \frac{K_3^n}{K_2^n}$$

$$r = \frac{Z_{be} - R_1}{Z_{be} + R_1} = 2 \frac{K_3^n}{K_1^n} - 1 \quad (12)$$

kifejezéseket kaphatjuk. Az optimalizáláshoz szükséges elsőrendű érzékenységek az

$$S_i^a = \frac{\partial a}{\partial W_i} = \text{Re} \frac{\partial \ln \Gamma}{\partial W_i} = \text{Re} \frac{K_1^{i-1} K_{i+1}^n}{K_1^n},$$

$$S_i^{ar} = \frac{\partial a_r}{\partial W_i} = -\text{Re} \frac{\partial \ln r}{\partial W_i} = 2W_1 (-1)^i \text{Re} \left(\frac{K_{i+1}^n}{K_1^n} \right)^2 \quad (13)$$

összefüggésekkel határozhatók meg [5].

A programban megengedett ágkészlet ágainak felépítése olyan, hogy a W_i ágimmittanciák és azok $\partial W_i / \partial x_j$ elemek szerinti deriváltjai szintén — az ágelemekből számolható — kontinuuánsokkal fejezhetők ki.

A kontinuuánsok rekurzív számolhatósága és a (12), (13) formulák egyszerűsége hatékony analízis-programot eredményeznek.

Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetüket fejezik ki Radvány Jenőnek és Sente Lászlónak (Telefongyár) a program kidolgozása során nyújtott támogatásukért, a hasznos eszmecserékért.

IRODALOM

- [1] Az ISOA programrendszer használati utasítása. BME—HEI, 1978. (Telefongyár megbízásából)
- [2] Halász E.: Simulation of LC filter tuning by optimization. Proceedings of the Fourth International Symposium on Network Theory, Ljubljana, 1979, pp. 185—191.
- [3] Fiocco, A. V.—McCormick, G. P.: Nonlinear programming: sequential unconstrained minimization techniques. Wiley, New York, 1968.
- [4] Jacobson, D. H.—Oksman, W.: An algorithm that minimizes homogeneous functions of N variables in N+2 iterations and rapidly minimizes general functions. Journal Math. Anal. Appl., 38 (1972), p. 535.
- [5] Herendi Miklós: A kontinuuánsok és alkalmazásuk lánc-kapcsolású hálózatok gépi számítására. Híradástechnika, XIX. évf. (1968), 1. sz. 2—9. old.

Új félvezetőeszköz, a MISS

ETO 621.3.049.776.43:621.282:621.318.57

A hetvenes évek elején Yamamoto [1] MIS struktúrák (Metal-Insulator-Semiconductor, fém-szigetelő-félvezető) vizsgálatánál érdekes jelenségre bukkant. Igen vékony (3–5 nm) szigetelőrétegek esetén negatív differenciális ellenállással rendelkező karakterisztikát kapott, ha a közelben egy p-n átmenet is volt. Hasonló jelenségről számolt be Kroger, Wagener [2], majd Simmons [3] és Buxo [4] is. A jelenség fizikai háttere egy ideig tisztázatlan volt, az első közelítő modellt Simmons alkotta meg, ez azonban több ellentmondással rendelkezett. A Shewchun [5] által leírt, a MIS diódákban lezajló erősítési folyamatot is magába foglaló két aktív eszközös modell ezeket az ellentmondásokat feloldotta.

A jelenség különböző szigetelő rétegek esetén is tapasztalható, mint szilíciumdioxid, szilíciumnitrid, poliszilícium, sőt óndioxid esetén is.

Az eszköz működése

Az eszköz vázlatos felépítése az 1. ábrán látható. Áll egy fém elektródából, mely általában alumínium, de néha más fém is lehet, egy vékony (3–5 nm) szigetelőrétegből, vagy vastagabb (100–200 nm) poliszilícium rétegből, egy n és egy erősen adalékolt p^+ rétegből. A fémre negatív, a p^+ rétegre pozitív feszültséget kapcsolva, a 2. ábrán látható áram–feszültség karakterisztikát nyerjük. A karakterisztika nagyon hasonlít a p^+-n-p^+ (Shockley) dióda karakterisztikájához, és három részből áll: egy nagy impedanciájú szakaszból, egy negatív ellenállású részből és egy kis impedanciájú szakaszból.

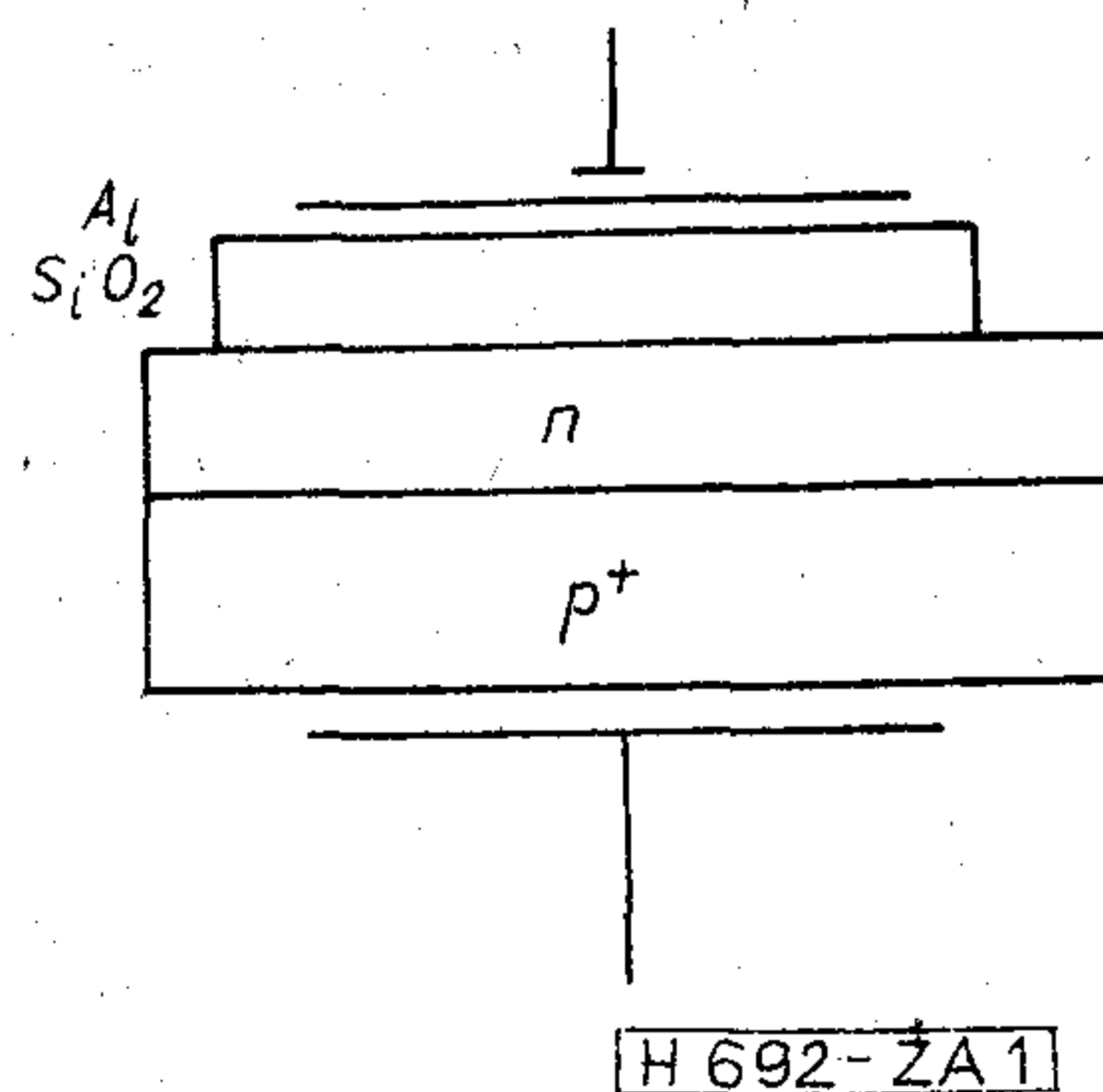
A nagy impedanciájú szakasz egyszerűen magyarázható. Növelve nulláról a feszültséget, a szigetelő, félvezető határfelületen kiürített réteg keletkezik. A szigetelő rendkívül vékony, így alagúthatás révén a kiürített rétegben generálódó töltéshordozók át tudnak menni rajta, nem keletkezik a szigetelő-félvezető határfelületen inverziós réteg, ellentétben a vastagabb szigetelő réteggel rendelkező MIS-diódákkal. Az így folyó (generációs) áram igen kicsi, ugyanakkor a kiürített réteg jelentős feszültséget vehet fel. A feszültség növelésével nő az áram, mivel nő a kiürített réteg szélessége és a generációs áram.

Az eszköz árama azonban lényegesen nagyobb, mint a Simmons által megadott érték, azaz a generációs áram. Ennek oka, hogy a generációval keletkező elektronok a kiürített rétegből a semleges n rétegbe jutnak, és nyitóirányba előfeszítik a p^+ átmenetet. A p^+ réteg így a generációs áramnál lényegesen nagyobb lyukáramot injektál az n réteg-

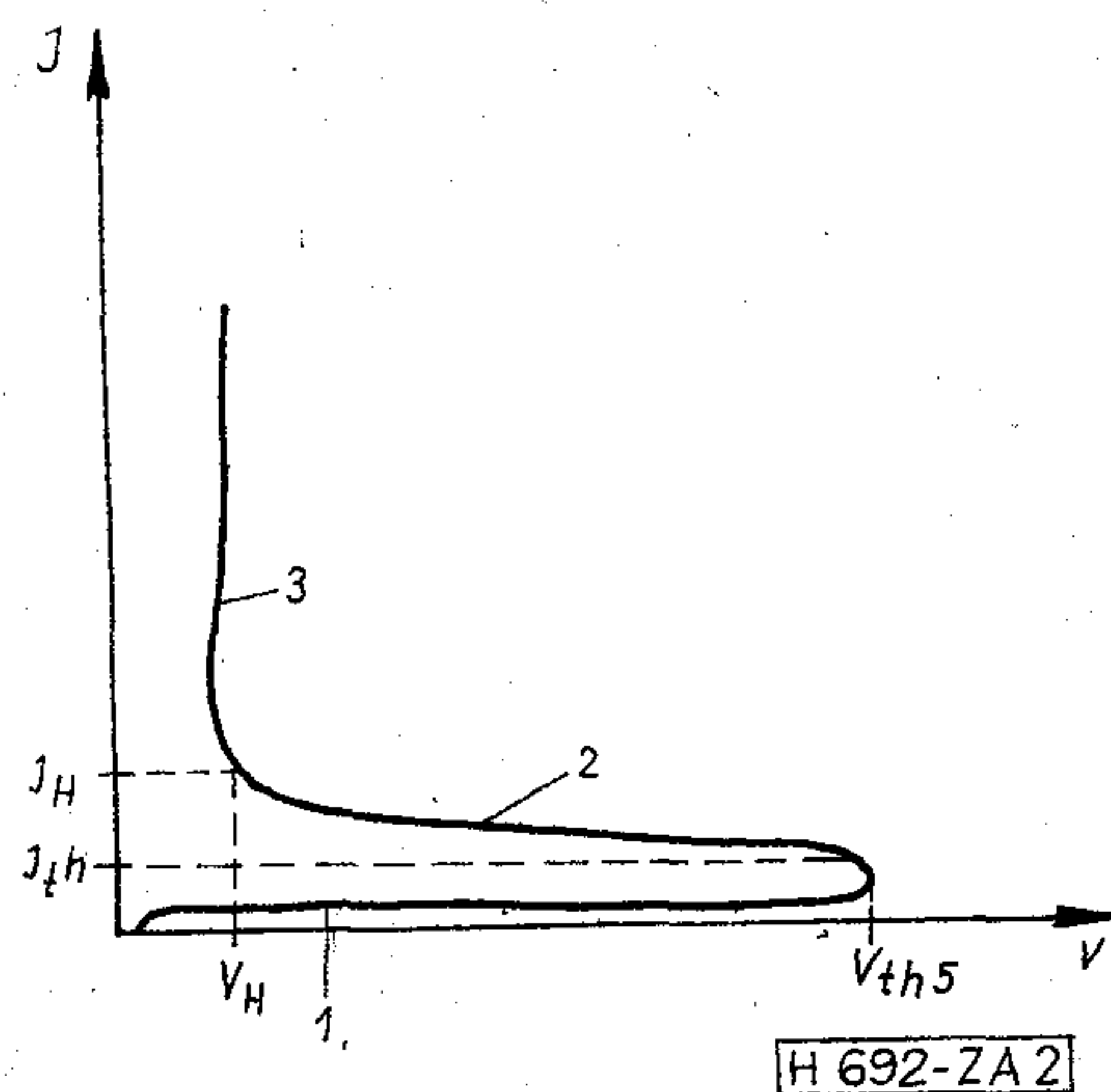
be. Ezek a lyukak átdiffundálnak ezen a rétegen, és a kiürített rétegben uralkodó télerősség összegyűjti azokat a szigetelő-félvezető határfelületen, majd átjutva a szigetelőn, a fémelektrodára kerülnek. Az eszköz p^+ n része (és + a félvezető-szigetelő határfelület) így egy tranzisztorhatást eredményez, α_1 áramerősítési tényezővel. Az átfolyó tényleges áram

$$I = \frac{I_g}{1 - \alpha_1} \quad (1)$$

Növelve a feszültséget, a kiürített réteg jobban közelíti a p^+ réteget, és a semleges zóna az n rétegben csökken. Az Early-hatás eredményeképpen mind a p^+-n átmenet emitterhatásfoka, mind a transzportthatásfok növekedni fog, így α_1 nő, és (1)-ben I I_g -nél lényegesen gyorsabban nő. Az átszúrás közelében (de annál gyakorlatilag mindig kisebb értéknél) az áram annyira megnő, hogy azt a szigetelő már nem tudja átbocsátani. Ekkor a szigetelő-félvezető határfelületen a lyukak felhalmozódnak, azaz pozitív tértöltéssel rendelkező inverziós réteg jön létre. Ekkor végére érünk a karakterisztika nagy im-



1. ábra. A MISS eszköz struktúrája



2. ábra. Jellegzetes MISS karakterisztika

pedanciájú szakaszának, és az eszköz a kis impedanciájú állapotába kerül. A kis impedanciájú állapot eléréséhez az szükséges, hogy az előbb említett tranzistoron kívül az eszköznek még egy aktív eleme legyen, s a két aktív elemet pozitív visszacsatolás kösse össze. A másik aktív elem a fém- (tunnelozó-) szigetelő-félvezető rendszer. Ezen konfiguráció erősítő tulajdonságát Shewchun mutatta ki. A fémre negatív feszültséget kapcsolva, a szigetelőn keresztül az elektronok mind a félvezető vezetési, mind a vegyértéksávjába beléphetnek. Ezen utóbbiba csak akkor, ha ott elegendő üres hely áll rendelkezésre, azaz a határfelületen lyukak tartózkodnak. Mind ezek alkotják a „szűk keresztmetszetet”, azaz ezek sűrűsége határozza meg ezen áramot. Ez az áramkomponens úgy is tekinthető, mint a szigetelőn áthaladó lyuk- (alagút-) áram. A szigetelőn áthaladó elektron és lyukáram arányát a kialakuló potenciálját alakja határozza meg.

Az inverziós réteg létrejötte után a MIS struktúrán átfolyó teljes áram szabályozható a kisebbségi (lyuk-) áram segítségével. Adott feszültség esetén a szigetelőn adott térerősség lép fel, ami meghatározza az átfolyó lyuk- és elektronáramot. Megnövelve a lyukáramot, az inverziós réteg töltése megnövekszik (mind több lyuk érkezik, mint amennyi áthalad a szigetelőn). Ez viszont azt okozza, hogy a teljes külső feszültség nagyobb hányada esik a szigetelőn és kisebb a félvezetőn, azaz megnövekszik a térerősség a szigetelőben. Ennek hatására nő a szigetelőn áthaladó lyuk-, valamint elektronáram, egészen addig, míg az így megnövekedett lyukáram egyenlő lesz az inverziós rétegbe befolyó lyukárammal. A MIS diódába injektált lyukárammal tehát vezérelni lehet az átfolyó teljes áramot, hasonló módon, ahogy egy tranzisztornál a bázisárammal vezérelni lehet az átfolyó teljes áramot. Ezen erősítő elem hasznos áramkomponense az injektált elektronáram. Ennek aránya a teljes áramhoz az áramerősítési tényező, α_2 . A pozitív visszacsatolás hurka tehát a következőképpen jön létre: a p^+n (bipoláris) részén az eszköznek az n rétegbe lépő elektronáram hatására a p^+ réteg lyukakat injektál. Ezen lyukáram hatására viszont a MIS rész (fém-szigetelő- n réteg) elektronáramot injektál az n rétegbe. Az eszköz működése így nagyon hasonlóvá válik a négyrétegű (Schockley) diódához. Az n rétegen átfolyó áram a két injektált áram és a generációs áram összegével,

másrészt az eszközön átfolyó teljes árammal egyezik meg, azaz

$$I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_g, \quad (2)$$

azaz

$$I = \frac{I_g}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (3)$$

Ha α_1 és α_2 összege meghaladja az 1-et, az eszköz a kis impedanciájú állapotba kerül. A bipoláris tranzistor, hasonlóképpen a négyrétegű diódához, telítésben lesz, így a középső n rétegben nagy mennyiségű lyuk, ill. elektron halmozódik fel. Ez a töltéstárolási effektusokat okozza. Ha két bekapcsolás gyorsan követi egymást, a küszöbfeszültség lecsökken, és a bekapcsolás gyorsabb lesz. Az n réteghez külön kivezetés készíthető, s ekkor háromkivezetéses eszközhöz jutunk. Ezen kivezetés segítségével a p^+n átmenet nyitóirányba előfeszíthető, így előidézhető a lyukinjekció és az inverziós réteg kialakulása. Az eszköz tehát a bekapcsolt állapotba billenthető anélkül, hogy a feszültséget megnöveltük volna a küszöbfeszültségig. Ezen háromkivezetéses eszköz jellege tehát hasonló a tirisztorhoz.

Alkalmazási lehetőségek

Kétállapotú eszköz lévén, digitális áramkörökben sokoldalú alkalmazásra nyílhat lehetőség. A tirisztorral ellentétben, gyártástechnológiája kompatibilis a szilícium alapú integrált áramkörök gyártástechnológiájával. Ígéretes lehetőség a MISS-sel megvalósított, egyelemes statikus tároló cella. Mivel fényre érzékeny elem, különböző optoelektronikai alkalmazására is lehetőség nyílik.

Köszönetnyilvánítás

Szerzők köszönetüket fejezik ki Dr. Dr.—Ing. H. C. Valkó Iván Péter egyetemi tanárnak munkájukban adott értékes segítségével.

IRODALOM

- [1] T. Yamamoto,—Morimoto H.: Appl. Phys. Letters 20. 269 (1972)
- [2] H. Kroger,—Wegener H. A.: Appl. Phys. Letters 23. 397 (1973)
- [3] J. Simmons, G.—Badry A. El.: Solid State El. 20. 955 (1977)
- [4] J. Buxo, et. al.: Revue de Phys. Appl. 13. Dec. 1978.
- [5] M. A. Green,—T.: Shewchun Solid State El. 17. 349 (1974)

KÖNYVISMERTETÉS

Rudolf Saal: *Handbuch zum Filterentwurf* (Kézikönyv szűrőtervezéshez), AEG-Telefunken, Backnang 1979.

(ára: 220,— DM)

A szerző Walter Entenmann közreműködésével írta könyvét. A jelenlegi kiadvány R. Saalnak 1961-ben a Telefunken kiadásában megjelent „Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges normierter Tiefpässe” c. könyvének átdolgozott és kibővített kiadása. Az átdolgozás és bővítés mértékére jellemző: a régi 381 oldalas, az új 663 oldal.

A könyv elején 25 oldalas ismertetés van német és angol nyelven a szűrőtervezés alapfogalmairól és a táblázatok használatáról, ezek segítségével különösebb előtanulmányok nélkül is lehet szűrőket tervezni.

A táblázatok a hatványszűrők, a Csebisev-szűrők és a

Cauer-szűrők normált paramétereit tartalmazzák 1—15 fokig 10—10 különböző reflexiós tényezőre vonatkozólag. Ezenkívül megadják a szűrők hálózati függvényének zérusait és pólusait, mely adatok alapján nemcsak LC szűrők, hanem aktív-, RC- és egyéb szűrők is tervezhetők (mikrohullámú, kristály, mechanikus szűrők).

Nagyon jó a könyv irodalomjegyzéke, mely 40 forrást sorol fel. A könyv tartalmilag igen értékes, szép kiállítású, jól használható. Kár, hogy a pólusos hatványszűrők (inverz Csebisev) és a veszteséges szűrők hiányoznak. Az elején egy fogalom- és jelölésgyűjtemény, a végén betűrendes tartalomjegyzék még használhatóbbá tették volna a művet. Ezen hiányok mit sem vonnak le a könyv értékéből.

Boglár Gyula

A televízió-műsorjelek DPCM kódolására vonatkozó kísérletek

ETO 621.397.334:621.376.56

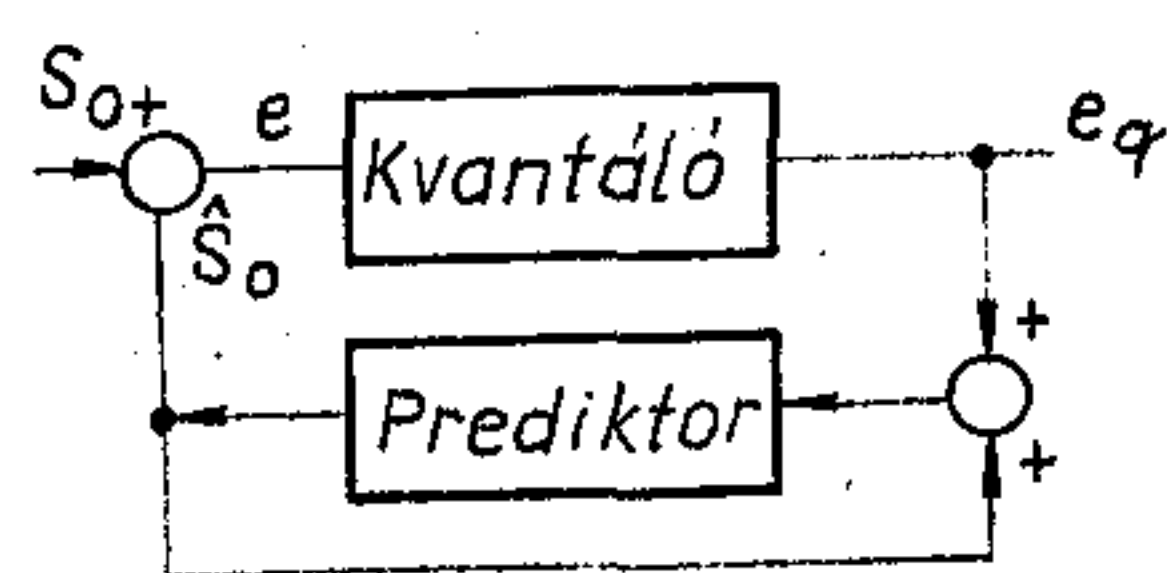
A digitális technika széles körű elterjedése a hírátvitelben lehetőséget nyújt a televíziós műsorjelek ezen elvű továbbítására a PCM hierarchia megfelelő szintjén. A távközlésben a PCM adatátviteli sebességszintek kötöttek, ezért legtöbbször a híryanagok redundanciájának megfelelő redukálásával lehet a híryanagokat diszkrét szinteken továbbítani.

A színes televíziós műsorjel és a megfelelő minőségű kísérő hangjel digitális elvű átvitele a PCM hierarchia európai III. szintjén (34 Mbit/s) lehetséges. E sebességtartomány körül működik már az ITT—SEL-rendszer, amely az átviteli útba bekapcsolta a műsorközlő műholdakat is. Jelentős kísérleti eredményeket ért már el a francia OCCITAN és a nyugatnémet BOSCH cég is.

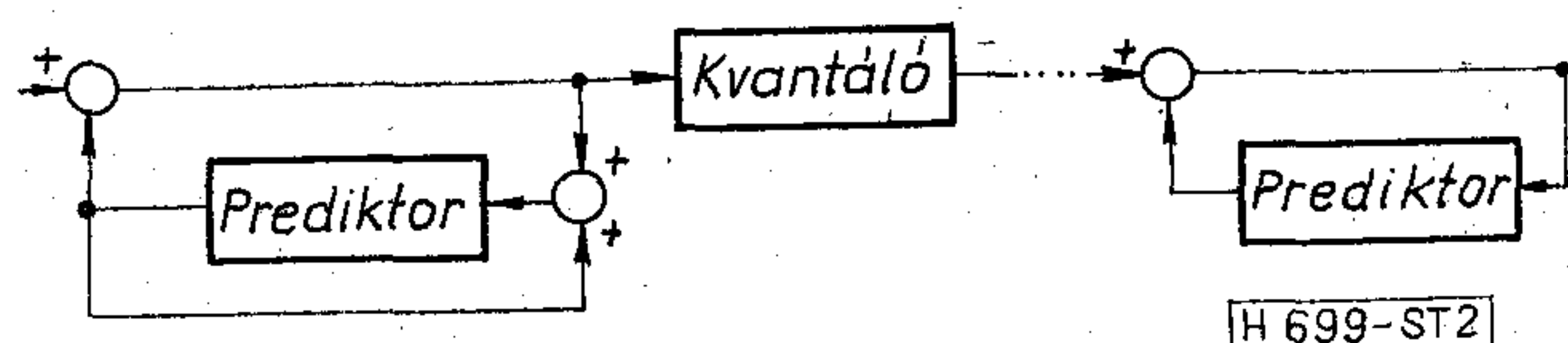
Egy ilyen jellegű, III. szintű multiplex jel felépítésének ismertetésére most nem térünk ki, de megjegyezzük, hogy tisztán a képpel továbbítására durván 30 Mbit/s áll rendelkezésre. A fennmaradó részbe vannak beültetve a hang, a különféle mérő- és adatjelek, valamint a hibajavítás is. A fenti számérték tulajdonképpen a kódolási eljárások választásának alapja.

A kódolási algoritmusok választása természetesen a videójel statisztikai jellemzőinek tükrében történhet. A redundáns információk csökkentésére több lehetőség is kínálkozik, mint például a DPCM elv, a transzformációs kódolás, illetve ezek együttes alkalmazása. A jelenlegi technikai, illetőleg technológiai feltételek alapján a DPCM elv felhasználása tűnik reálisnak. A továbbiakban egy, a fentebb említett célra alkalmas DPCM kódoló berendezés néhány tervezési szempontját vizsgáljuk meg.

A komplett DPCM kódoló analízise igen bonyolult. Erre vonatkozó eredményeket a különféle irodalmakban is csak igen speciális esetekre találhatunk. Most a kódolót alkotó két fő elem, a prediktor és a kvantáló optimalizálását külön-külön tárgyaljuk. Ez azt jelenti, hogy az 1. ábrán látható DPCM



1. ábra



2. ábra

kódoló helyett a 2. ábra tömbvázlatának megfelelő kódolót vizsgáljuk.

Először a prediktort vizsgáljuk meg, amelynek megválasztását a következő szempontok határozhatják meg:

a) a videójel (most csak a világossági jelet vizsgálva), statisztikai jellemzői alapján, az aktuális képpontot megelőző mintákból a kérdéses minta lineáris, négyzetes-közép értelemben optimális becslése,

b) a videójel nem stacionárius viselkedésének és a predikciós hibák szubjektív hatásának figyelembevételével az előzőekben meghatározott predikciós algoritmusok módosítása, amely egyrészt az együtthátók módosítását, másrészt a predikció adaptív tételét jelentheti,

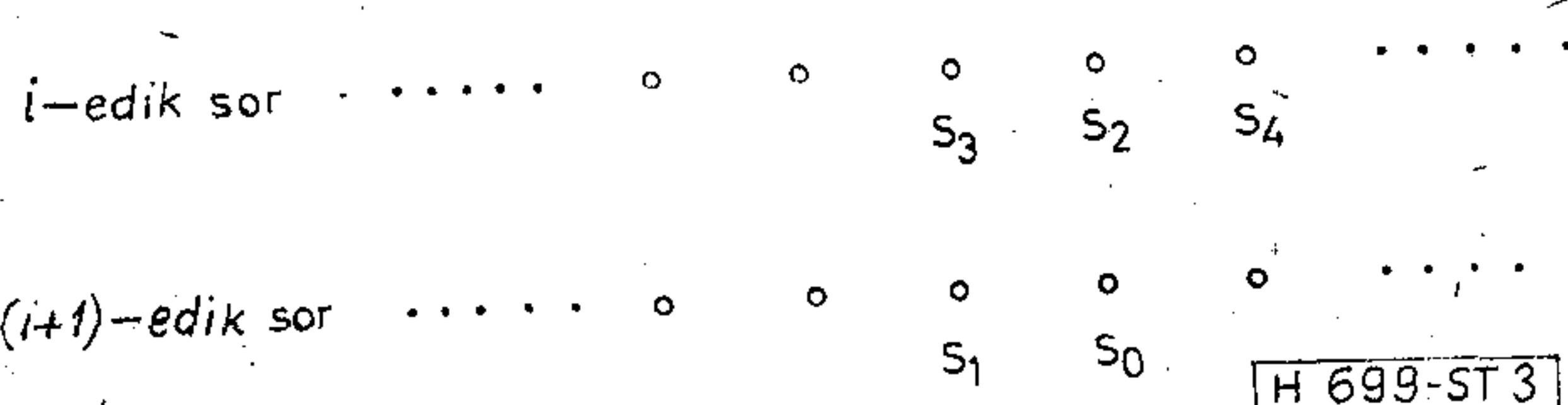
c) a dekódoló csatornahibákkal szembeni érzéketlenségének biztosítása,

d) realizálási szempontok, amelyeket a fenti módszerek mindegyikénél figyelembe kell vennünk.

A terjedelem korlátozott volta miatt részletesebben csak az a) pontra vonatkozó analízissel foglalkozunk.

A videójel mintáinak lineáris négyzetes-közép becslése

A videójelet gyengén stacionárius sztochasztikus folyamatnak tekintve, feltételezzük az autokorrelációs függvény ismeretét. Ebből a stacionárius folyamatból rendre a $t_0, t_0 - t_1, \dots, t_0 - t_n$ időpontokban az $S(t_0) = S_0, S(t_0 - t_1) = S_1, \dots, S(t_0 - t_n) = S_n$ mintákat vehetjük, amelyek természetesen valószínűségi változók (3. ábra).



3. ábra

A prediktor feladata, hogy egy konkrét realizáció esetén a rendelkezésre álló $S_1, S_2, \dots, S_n$ értékek alapján egy $\hat{S}_0$ becslést állítson elő az S_0 értékre. A becslés stratégiáját illetően gyakorlatilag csak a lineáris négyzetes-közép becslés jöhet szóba, ahol az S_0 érték a már realizálódott értékek egy lineáris kombinációja:

$$S_0 = a_1 S_1 + a_2 S_2 + \dots + a_n S_n.$$

Feltételezzük, hogy a videójel várható értéke zé-

rus. Az a_i együtthatókat úgy választjuk meg, hogy a predikció négyzetes közép hibája minimális legyen:

$$\sigma_e^2 = E[(S_0 - \hat{S}_0)^2] \Rightarrow \min.$$

Képezzük az a_i -k szerinti parciális deriváltakat, és azokat nullával egyenlővé téve kapjuk:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E[(S_0 - \hat{S}_0)^2]}{\partial a_i} &= \dots = \\ &= -2E[(S_0 - (a_1 S_1 + \dots + a_n S_n)) S_i] = 0, \\ E[(S_0 - \hat{S}_0) S_i] &= 0, \quad i = 1, 2, \dots, n. \end{aligned}$$

A szélsőérték-számítás eredményeképpen az az általánosan ismert ortogonalitási elv adódott, amely szerint az optimális lineáris középbecslésnél a becslés hibája ortogonális a becslésben felhasznált adatokra.

Vezessük be az $E(S_i, S_j) = R_{ij}$ jelölést, ahol az R_{ij} a mintavett sorozat i és j indexű elemeinek kovarianciája, így

$$R_{0i} = a_1 R_{1i} + a_2 R_{2i} + \dots + a_n R_{ni}.$$

Ez alapján egy lineáris egyenletrendszert kapunk, amelyből az a_i együtthatók meghatározhatók. Az egyenletrendszert mátrix alakban felírhatjuk, figyelembe véve, hogy $R_{ij} = R_{ji}$, és a minták szórására bevezethetjük az $R_{ii} = \sigma^2$ jelölést.

$$\begin{bmatrix} R_{01} \\ \vdots \\ R_{0n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma^2 R_{12} \dots R_{1n} \\ \vdots \\ \sigma^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_0 = \mathbf{R} \mathbf{a}.$$

Az $\mathbf{R}$ mátrix az $(S_1 \dots S_n)$ sorozat autokovariancia mátrixa. Az R_{ij} értékekre azonban további megkötések származnak a folyamat stacionárius jellegéből, amelyeket konkrét esetekben, miután már megválasztottuk a becslésben szereplő pontokat, figyelembe tudunk venni.

Meghatározhatjuk a predikció négyzetes hibáját

$$\sigma_e^2 = E[(S_0 - \hat{S}_0)^2] = E[(S_0 - \hat{S}_0) S_0] - E[(S_0 - \hat{S}_0) \hat{S}_0].$$

Az ortogonalitási elv miatt az egyenlet jobb oldalának második tagja zérus. Így

$$E[S_0 \cdot \hat{S}_0] = E[\hat{S}_0],$$

tehát

$$\sigma_e^2 = E[S_0^2] - E[S_0 \cdot \hat{S}_0] = \sigma^2 - E[\hat{S}_0^2].$$

Azt az eredményt kaptuk, hogy a hibajel szórása kisebb, mint az eredeti jel szórása. Emellett a hibajel kevésbé korrelált mintákat tartalmaz.

A fentiek alapján, elegendő számú képre vonatkozó mérések birtokában, a prediktor-együtthatók közel optimális megválasztását el lehet végezni. Az együtthatók meghatározása amúgy sem csak matematikai optimalizálási kérdés, hiszen a már korábban leírt egyéb szempontok is befolyásolják a rendszer tervezését. A másik igen lényeges probléma az, hogy a videojelre tett kiindulási feltételezéseink nem teljesülnek, így eredményeink csak közelítő jellegűek, amelyeket konkrét mérésekkel kell ellenőrizni.

Tapasztalatok, szimulációk alapján a következőkben összefoglaljuk a különböző predikciós eljárásokat (a 3. ábra szerint).

Egypontos predikció:

$$1. \hat{S}_0 = S_1$$

Kétpontos predikció:

$$2. \hat{S}_0 = 1/2 \cdot S_2$$

$$3. \hat{S}_0 = 1/2 \cdot S_1 + 1/2 \cdot S_4$$

Három pontos predikció:

$$4. \hat{S}_0 = S_1 + S_2 - S_3$$

$$5. \hat{S}_0 = S_1 + 1/2 \cdot (S_2 - S_3)$$

A vizsgálatok eredménye gyakorlatilag az, hogy a három képponton (S_1, S_2, S_3) alapuló becslés már nem javítható lényegesen a további képpontok figyelembevételével.

Kvantálás

A kvantálás lehetséges módszereinek áttekintését eleve a számunkra érdekes területre szűkítjük. Figyelembe véve, hogy fix szóhosszúságú, 3 vagy 4 bites kódolás jöhet szóba mind az $\mathbf{Y}$, mind a színkülönbségi jelekre, nem térünk ki az entrópiakódolási módszerekre.

Így a kvantáló tervezésének alapja mindenképpen a kvantálás hatását jellemző torzítás minimalizálása adott számú döntési szint esetén.

A kvantáló tervezése két alapvető feladatból áll. Az első a kvantálási zajok szubjektív hatását is figyelembe vevő torzítási mértéknek a meghatározása, mely az optimalizálás alapja. A második feladat megfelelő numerikus módszerek alkalmazásával, a már adott optimalizálási kritériumok alapján, az optimális kvantáló reprezentációs és döntési szintjeinek a meghatározása.

A következőkben csak a szóba jövő optimalizálási kritériumokat tekintjük át. A következő jelöléseket fogjuk használni:

x_i döntési szintek,

y_i reprezentációs szintek.

Az indexelést úgy választhatjuk meg, hogy a kvantáló az x_i és x_{i+1} döntési szintek közötti bemenőjelhez az y_i reprezentálási szintet rendeli.

N a reprezentációs szintek száma,

$f(x)$ a hibajel sűrűségfüggvénye.

A torzítás legkézenfekvőbb mértéke az átlagos négyzetes torzítás (MSE — mean square error):

$$D_{\text{MSE}} = \sum_{i=1}^N \int_{x_i}^{x_{i+1}} (x - y_i)^2 f(x) dx.$$

Az így definiált torzítás minimalizálására Max dolgozott ki algoritmust. Fix N esetére, különböző $f(x)$ eloszlásokra meghatározta az optimális reprezentálási, illetve döntési szinteket.

Rendelkezésre állnak a kiszámított adatok pl. a Laplace-eloszlásra is, amellyel jól modellezhető a DPCM kódolóban előálló különbségi jel. Az eredmények azt mutatják, hogy az MSE kvantáló igen erősen kompressziós jellegű, kicsi a maximális reprezentálási szintje, így a nagy ugrások átvitele torzított lesz, míg a kis amplitúdójú tartományban a bontása finomabb, mint kellene. A másik probléma az, hogy a kvantálók MS hibája és a nyert szubjektív képminőség nem arányos egymással.

Az MSE kvantálók kedvezőtlen szubjektív hatása felveti annak a szükségességét, hogy szubjektív vizsgálatokon alapuló súlyozófüggvényeket keressünk, amelyeket a torzítás kifejezésében az $f(x)$ helyére írva olyan torzítási kritériumot nyerhetünk, amely jobban kifejezi a képminőséget. Ez alapján bevezethető az átlagos négyzetes szubjektív torzítás (MSSE):

$$D_{\text{MSSE}} = \sum_{i=1}^N \int_{x_i}^{x_{i+1}} (x - y_i)^2 \cdot V(x) \cdot dx.$$

A fenti kifejezést először csak egy pontos predikcióra vizsgáljuk. Ilyenkor az előálló különbségi jel közvetlenül arányos az eredeti jel meredekségével. A $V(x)$ függvény az ún. láthatósági függvény. Ez annak a zajnak a teljesítményével arányos, amit a jelhez adva, mindannyiszor, amikor a jel változási sebessége adott korlátokon belül megközelíti x -et, ugyanazt a szubjektív képminőséget kapjuk, mint ami egységnyi teljesítményű fehér zajnak a teljes jelhez való hozzáadásával adódik. A láthatósági függvények képről képre változnak, és alapvetően két összetevő határozza meg a jellegüket. Egyrészt a statisztikai jellemzők, másrészt pszichofizikai jellemzők. Ez a hatás általánosságban úgy fogalmazható meg, hogy bizonyos ingerek maszkolni képesek az emberi szem érzékenységét egyéb ingerekkel szemben. Így a láthatósági függvény felírható:

$$V(x) = F\{p(x), m(x)\},$$

ahol $m(x)$ a jel meredekségétől függő maszkfüggvény. Ez írja le a szem kis fényváltozásokkal szembeni érzékenységét a jel meredekségének a függvényében. Limb és Rubinstein javasolták a láthatósági függvény következő felbontását:

$$V(x) = \frac{p^\alpha(x)}{m(x)}.$$

Az $m(x)$ maszkfüggvény igen tág határok között független a képstatisztikától, ezt mérések is igazolják. Az α tényező értékére is adtak becsléseket, és mérések alapján meghatározták $m(x)$ jellegét. A $p(x)$ sűrűségfüggvény jellegére is adhatunk konkrét feltételeket (Laplace-eloszlású), így a kvantáló méretezése elvégezhető. A fő probléma az, hogy több pontos

predikció esetén az előálló különbségi jel nem fejezi ki közvetlenül a fényességváltozás meredekségét. Így a D_{MSSE} kifejezésben még egy tényezőt figyelembe kell venni, amely a hibajel és a jel változási meredekség kapcsolatát írja le.

Az előző módon konstruált MSSE kvantáló általában kevésbé komprimált karakterisztikát szolgáltat, mint az MSE. Emellett mérések igazolták, hogy az MSSE széles határok között arányosnak tekinthető a szubjektív képminőséggel. Jó minőségű műsorjel átvitelére az utóbbi típusú kvantálóval felépített DPCM húrokról nem állnak rendelkezésünkre adatok, így csak kísérletileg dönthető el a módszer hasznossága. Valószínűnek látszik, hogy megfelelő eredményeket csak adaptív kvantálóval érhetünk el. Ez a gyakorlatban úgy realizálható, hogy több kvantáló karakterisztikát alakítunk ki a különböző dinamikájú képrészletek számára, amelyeket célszerűen a prediktor által előállított jel vezérel (pl. a SEL rendszernél is). Ebben az esetben a kapcsolójel a dekódolóban is előállítható, így a kvantáló átkapcsolását végző jelet nem kell külön átvinni. Adaptív rendszerben a vezérelt kvantáló esetén mind az MSE, mind az MSSE kvantálók megfelelő eredményt adhatnak.

A DPCM kódoló két alapvető elemének optimalizálási szempontjait külön-külön tekintettük át. A teljes hurok optimalizálása is lehetséges. Az eljárás lényege, hogy a különbségi jelből kiindulva tervezhető meg a kvantáló. Ezután a kvantálót a hurokba téve felvehetjük a különbségi jel hisztogramját. Ez alapján új kvantáló tervezhető. Ezen eljárás ismétlésével, mérések alapján néhány lépésben előállítható az optimális kvantáló.

IRODALOM

- [1] O'Neal: Predictive Quantization Systems. BSTJ 1966/5—6.
- [2] Papaulis: Probability, random variables and stochastic process. McGraw—Hill, New York, 1965.
- [3] Pratt: Digital Image Processing. Wiley-Interscience, New York, 1978.
- [4] Zschunke: DPCM picture coding with adaptive prediction. IEEE Com. 1977. Nov.
- [5] Limb—Rubinstein: On the Design of Quantisers for DPCM Coders. IEEE Com. 1978. May.
- [6] Jones: Minimum Distortion Quantisers. NASA TND 8384; AD—A040—033 1977. March

KÖNYVISMERTETÉS

Lázár György: Integrált áramkörök, mikroprocesszorok, mikro-számítógépek műszaki gazdasági kérdései

SZÁMOK, 1979, 102 oldal

A „Számítástechnikai műhely” elnevezésű SZÁMOK szak-könyvsorozat első tagja elsősorban az integrált áramköri elemek és mikroprocesszorok előállításának és felhasználásának műszaki-gazdasági tendenciáit vizsgálja. E vizsgálatot aktuálissá teszi a mikroelektronika dinamikus fejlődése, amely robanásszerű átváltozásokhoz vezetett az alkatrészpiacon, és rendkívül gyors árány-módosulásokat eredményezett a tárolók, mikroprocesszorok és mikroszámítógép-rendszerek áráinak területén. Ez a folyamat igen rövid idő alatt zajlott le, és ráadásul az egyes alkatrész típusokat tekintve különböző

időszakokban. Így a tanulmányban nagy hangsúlyt kaptak azok a részek, amelyek az áralakulások dinamikáját és tendenciáit próbálják elemezni és előre jelezni. Emellett szó esik a piaci helyzetről, az egyes cégek kutatásfejlesztési politikájáról, üzletpolitikájáról is.

Mivel az átváltozások rendkívül gyorsan következnek be, a könyvben szereplő áradatok idővel érvényüket veszítik. Az áralakulások tendenciájára, dinamikájára vonatkozó megállapítások azonban feltehetően hosszabb távon fennállnak majd, és így jó alapot adnak az összefüggések megértéséhez, és saját célokra alkalmas árbecslések készítéséhez. A könyv az általában technikai-technológiai szemléletű szakemberek figyelmét a gazdasági kérdések felé fordítja, amelyek tisztánlátása nélkül nem lehet a számítástechnika fejlődését megérteni, vagy annak várható alakulását előre látni.

Statikus teletext generátor

ETO 621.394.614:681.3.0 6

A TELETEXT-rendszer szöveges oldalak és grafikai jelekből összeállított ábrák átvitelére alkalmas hírközlő rendszer. Az információ átvitele a televízió jelképköltés alatt soros kóddal megy végbe, míg a megjelenítés a képrajzolás alatt — akár az élőképpel együtt (mixelve) — történik. Egy televíziósor alatt egy (negyven karakterből álló) adatsor átvitelére van lehetőség, mintegy 6,9 Mbit/s sebességgel. Minden oldal 24 adatsorból állhat, köztük az első sor speciális szerkezetű fejléc. A karaktereket egy 7 bites kód és a kódhoz kapcsolódó paritás bit jellemzi. Tehát karakterenként egy byte információt kell átvinni.

Minden adatsor 5 byte speciális kódkombináció átvitelével kezdődik, melyből az első két byte a vevőkészülékben levő dekóder óra generátorának szinkronizálására, a harmadik a byte kezdetének megjelölésére szolgál, míg a negyedik és ötödik az újság sorszámát és az adatsor sorszámát adja erősen védett (Hamming-kódolt) formában. A fejlécben (nulladik sorszámú sorban) még további 8 byte-nyi helyen speciális információt közlünk ugyancsak Hamming-kódolt formában. Ez a rész tartalmazza az oldalszámot, az időpontot és egy csomó, az oldal megjelenítésével kapcsolatos kódot. A fejlécben fennmaradó 32 karakternyi helyre tetszőleges szöveg írható, de az utolsó 8 karakter az időpont kijelzésére van fenntartva.

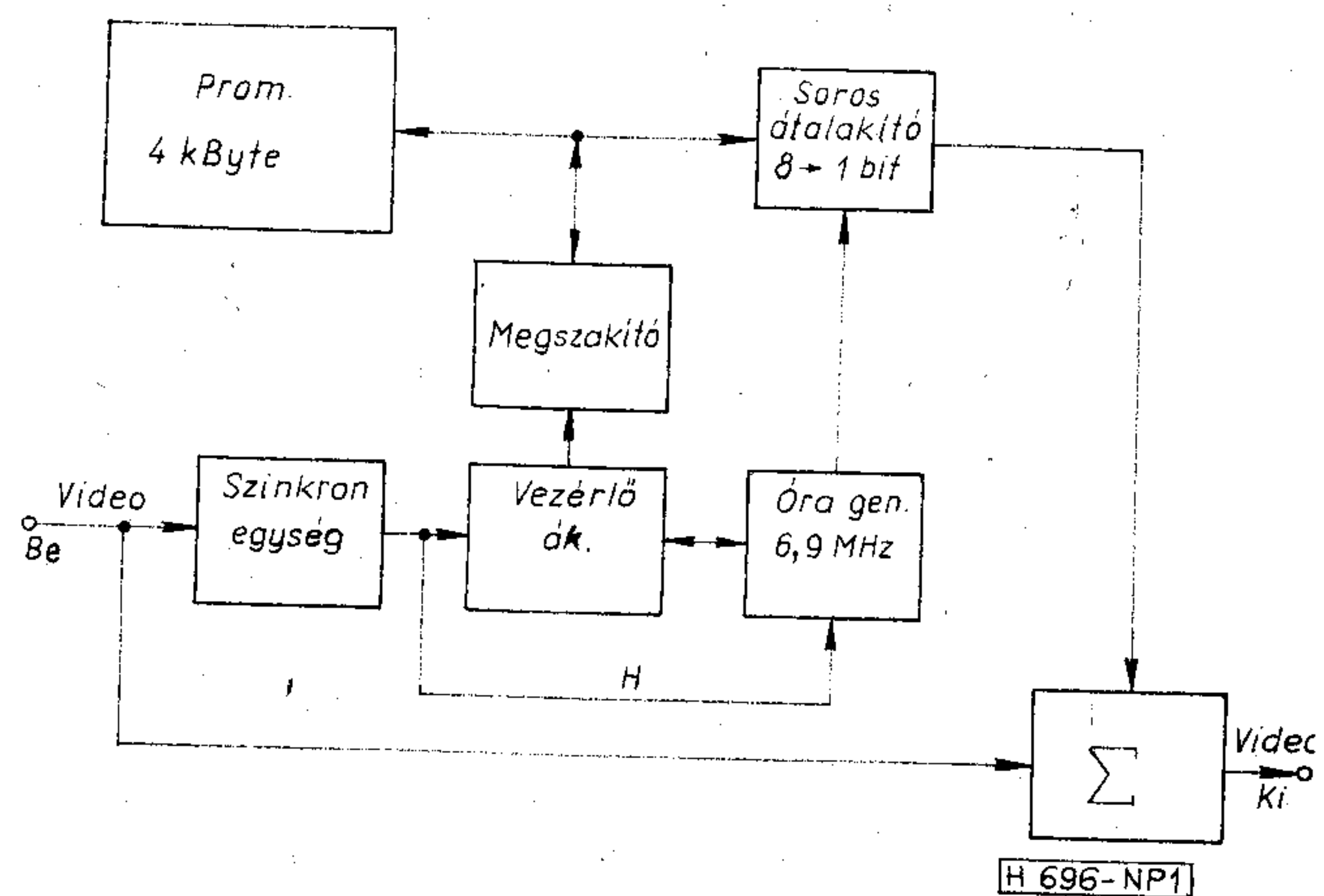
Ha félképenként két adatsort viszünk át, egy teljes oldal átvitele negyed másodpercig tart. Minden újság 100 számozott oldalból állhat, de minden oldal további 3200 időkóddal különböztethető meg. Nyolc újság közvetíthető párhuzamosan. Elvileg 2 560 000 különböző oldal vihető át, de erre (SECAM-rendszer esetén) 3000 percre, mintegy 48 órára lenne szükség. Az „egyidejűleg” átvihető oldalszámot elsősorban a hozzáférési idő korlátozza, ami a 3 perccel nemigen haladhatja meg. Ha a maximális 7 sort közvetítjük félképenként, összesen 2625 oldal átvitelére van lehetőség. A mai igényeket ez a kapacitás is lényegesen meghaladja, ezért jelenleg félképenként csak két adatsort visznek át, de a dekódereket több adatsor fogadására is felkészítik.

A karakterek kódjai két csoportba oszthatók; az első csoportba azok tartoznak, melyek alakzatokat — például betűket, számokat, jeleket — hoznak létre a képernyőn; a második csoportba a vezérlő karakterek tartoznak. A vezérlő karakterek állítják be a megjelenítés és a háttér színét, a betűmagasságot, a villogó betűt és a rejtett szöveget, valamint a grafikai alakzatok fajtáit.

A működés leírása

Az előadás tárgyát képező STATIKUS TELETEXT GENERÁTOR olyan összetett videojelet állít elő, amely alkalmas TELETEXT dekóderek üzemszerű vizsgálatára és behangolására.

A készülék tömbvázlatát az 1. ábrán mutatjuk be. A PROM jelű programozható tárolóba véglegesen be van égetve az adatsoroknak megfelelő kód-

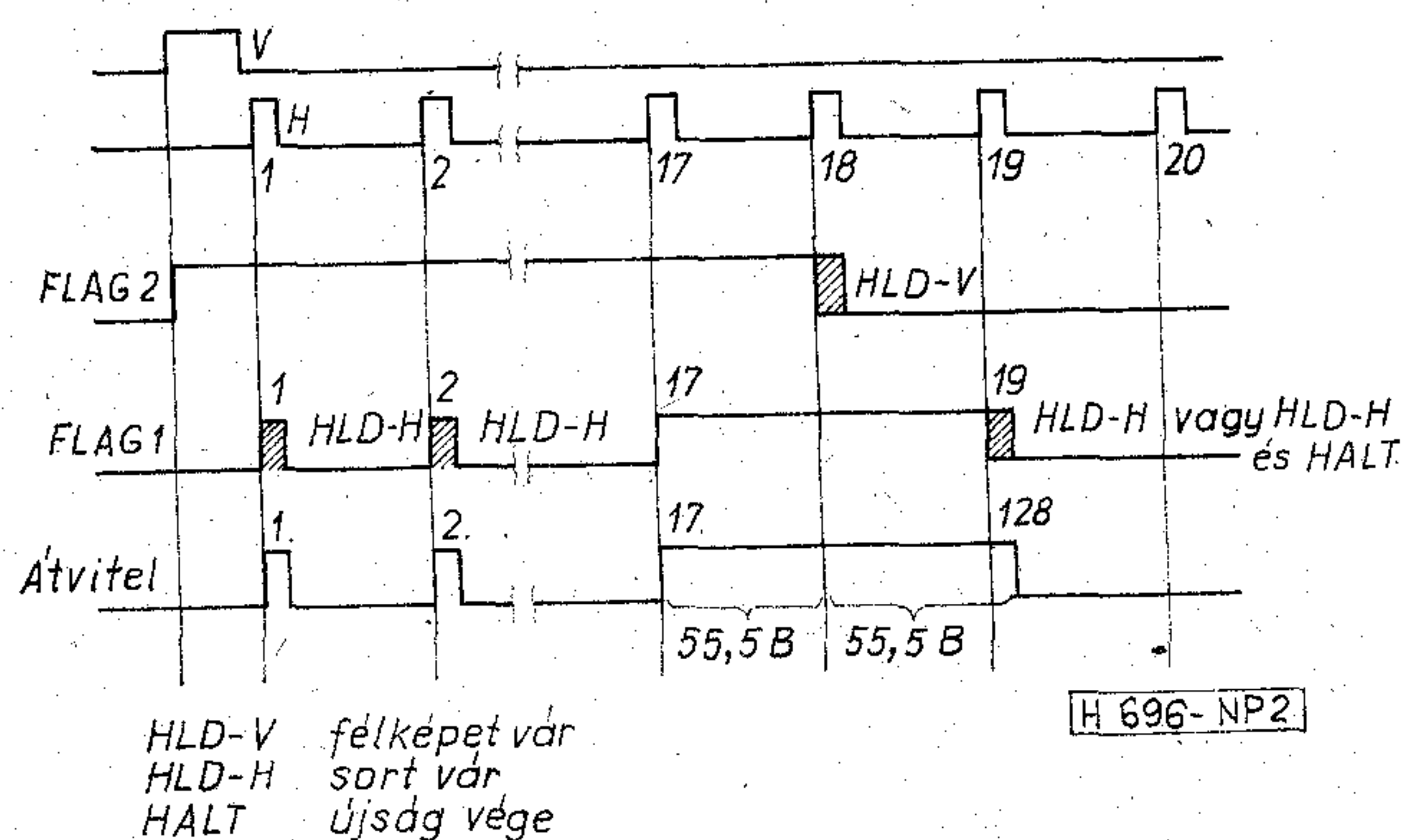


1. ábra. Statikus teletext generátor tömbvázlata

kombináció, valamint a kiolvasást igazgató program. Ez a program működteti a MEGSZAKÍTÓ jelű logikai áramkört, ami a memória kiolvasását időlegesen megszakítja, vagy felfüggeszti. A memóriából kiolvasott 8 bites párhuzamos kód párhuzamos/soros ÁTALAKÍTÓ-ba kerül, ahol soros kódkombinációvá alakul át. A sorosan kódolt adatjelet az ÖSSZEADÓ adja a készülékbe vezetett videojelhez, és ez az áramkör gondoskodik a megfelelő jelalak kialakításáról is. A MEGSZAKÍTÓ jelű logikai áramkör működtetéséhez szükséges a H sorszinkronjel és a V képszinkronjel is, amit a JELFELDOLGOZÓ áramkör a videojeltől állít elő. A kvarcvezérlésű ÓRAGENERÁTOR 6,9375 MHz frekvenciájú jelet állít elő, ami a soros kód létrehozását igazgatja, illetve a VEZÉRLŐ ÁRAMKÖR-ön keresztül az egész áramkör időzítését végzi.

Nézzük a programrendszer működését (2. ábra). A tárolóból kiolvasott 8 bites adat utasításként kerül értelmezésre, ha a kiolvasás a H sorszinkron impulzusideje alatt megy végbe. Összesen négyféle utasítás átvitelére van lehetőség — akár egyidejűleg is —, mert az utasítások az adat egy-egy bitjével vannak megadva. Az utasításkészlet a következő:

- | | |
|-------|------------------------------|
| HLD-H | — egy sorideig vár; |
| HLD-V | — egy félkép-időt vár; |
| HALT | — újság vége (előlről kezd); |
| RTG | — Real Time Gate. |



2. ábra. A működési állapotok idődiagramja

A program megszakítását a FLAG 1 jelző végzi. Ha értéke 0, a program végrehajtása megszakad, ha értéke 1, a kiolvasás folyik. Alapállapotban a FLAG 1 multivibrátor értéke 0, de a V képszinkronjel utáni első H sorszinkronjel 1-re állítja. Ekkor megkezdődik a memória kiolvasása. Minthogy a H sorszinkronimpulzus még tart, a kiolvasott adat utasításként kerül felhasználásra. Ha ez az utasítás HLD-H utasítás, a FLAG 1 multivibrátor 0-ra áll, és a kiolvasás egy sor időtartamára megszakad. Ez a folyamat annyiszor ismétlődik, ahány HLD-H utasítás van egymás után, így a kiolvasás tetszés szerinti sorral késleltethető. Ha elértük a kívánt sort (például a 17-et), *nem* teszünk HLD-H utasítást, ekkor a kiolvasás folyamatosan megy végbe egy vagy több sor időtartamára (például a 17. és 18. sorban). A következő sor elején (például a 19. sorban) közölt HLD-H utasítás megszakítja a kiolvasást.

A FLAG 1 jelző csak akkor állítható 1-re, ha FLAG 2=1, amit a V képszinkronjel állít be. A FLAG2 HLD-V utasítással állítható 0-ra, amivel biztosítjuk, hogy a félkép további ideje alatt nincs kiolvasás.

Tehát az 1-től a 16. sorban egy-egy byte kerül kiolvasásra (HLD-H utasítás), míg a 17. és 18. sorban folyamatosan, soronként 55,5 byte információ. Ez a programozási mód látszólag gazdaságtalan, mert a minimálisnál mintegy 25%-kal nagyobb memóriakapacitásra van szükség, de a kiolvasás tetszés szerinti sorban és a sor bármely helyén elvégezhető. Lehetőség van szabványos és szabványtól eltérő jelek generálására, miáltal a vizsgálandó dekóder névleges és szélsőséges igénybevételeknek is kitéhető.

Vizsgáló jelek

A vizsgáló jeleket úgy állítottuk össze, hogy a dekóderek minden működési módját kipróbálhassuk,

a vizsgálat elvégezhető legyen névleges jellemzőjű jelekkel és a tűréshatár szélére eső jelekkel is. A műszer alapkiépítésében két teljes oldal és 9 kisoldal (fejléc és esetleg egy-két sor) programját tartalmazza, de teljes kiépítésben a program háromszorosára bővíthető.

Az alapkiépítés programkészlete a következő:

1. 100. oldal. Vizsgálóábra és tartalomjegyzék. Teljes oldal, névleges jellemzőkkel. Az alfanumerikus karakterek teljes választékát és a grafikai jelek választékát vizsgáljuk vele, továbbá az alfanumerikus és grafikus színválasztó jeleket, a videojel tranziens átviteli hűségét és a sorszelektivitást.
2. 151. oldal. Órabefutó vizsgálóábra. Három sor. Az időzítés szabványos tartományát és az óragenerátor behúzóképeségét vizsgáljuk vele.
3. 152. oldal. Hamming-kód vizsgáló sor. Három sor. A fejlécben levő utolsó 8 Hamming-kód egy-egy hibát tartalmaz. A hibajavító áramkört vizsgáljuk vele.
4. 153. oldal. Óragenerátor-vizsgáló sor. Két sor. Az óragenerátor benntartó képeségét vizsgáljuk vele.
5. 154. oldal. Időzítésvizsgáló sor. Három sor. Egyik sor a 16., a másik a 22. tv-sorban kerül átvitelre.
6. 155. oldal. Grafikai jelek gyűjteménye. Három sor. A grafikai generátor vizsgálatára szolgál.
7. 156. oldal. Kétszeres magasságú karakterek. Két sor. A kétszeres magasságú alakzatok bemutatására alkalmas.
8. 158. oldal. Több magazin egyidejű átvitele. Három sor. A második, újság egy oldalának soraival fésűszerűen átvitt sorok. A szelektivitás vizsgálatára szolgál.
9. 158. oldal. Tájékoztató oldal. Teljes oldal.
10. 200. oldal. Második magazin tartalomjegyzéke. Három sor.

Következtetések

Az elmondott elvek alapján működő TELETEX kóder előnye, hogy rugalmasan programozható, rendkívül egyszerű áramkör, de a kívánt memóriaterület mintegy 25%-kal nagyobb a hagyományos megoldáshoz képest.

IRODALM

- [1] Broadcast Teletext Specification, 1976, BBC, IBA, BREMA

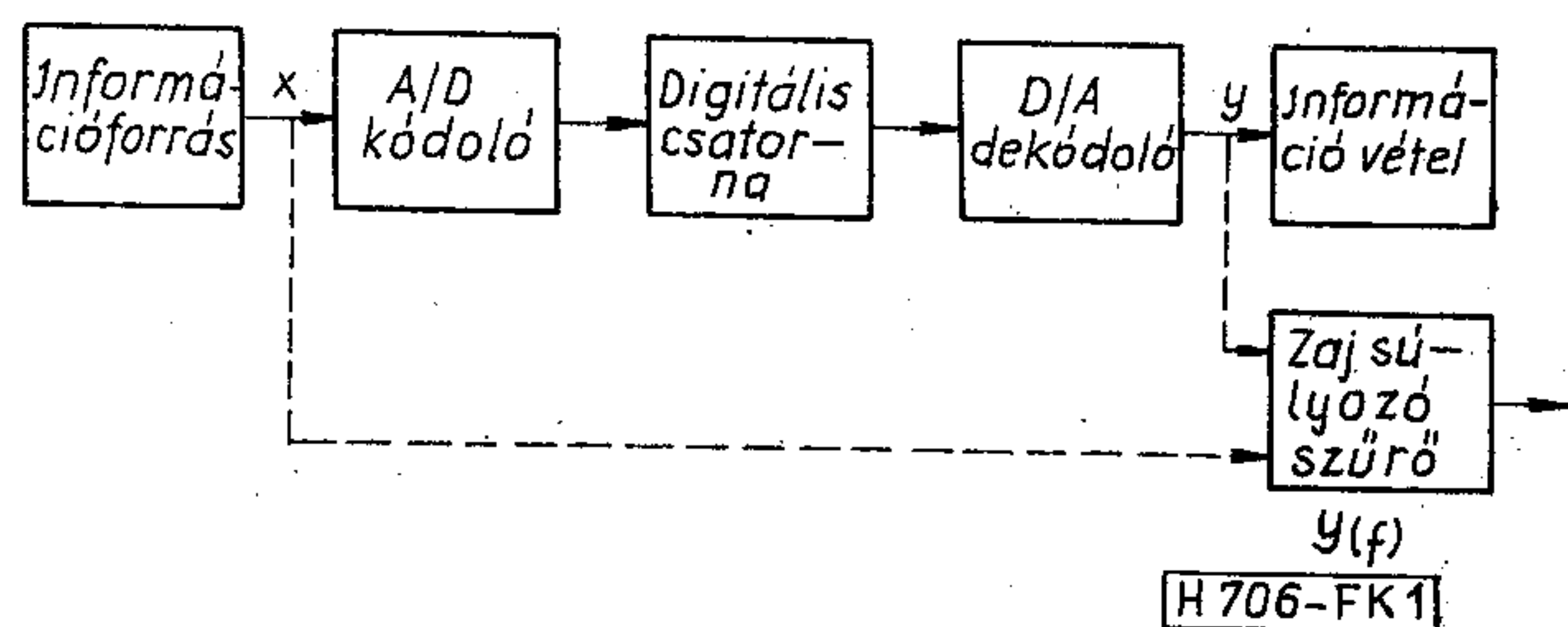
Lapunk és a BHG-ORION-TERTA Műszaki Közlemények 1980-tól összeolvad Híradástechnika néven új borítóval. A lap első két száma összevontan jelenik meg márciusban.

Sebesség–torzítás függvény alkalmazása a képkódolásban

ETO 621.391.337.018.782.4

Az utóbbi évtizedben kifejlesztett különféle digitális intraframe képkódoló rendszerek zöme a transzformációs és a lineáris prediktív kódolási eljárásokat alkalmazza. Ezen rendszerek realizálásakor minőségi kritériumként leggyakrabban a minimális ms (négyzetes középérték) hiba, illetve ennek decibelben kifejezett alakja ekvivalens jel-zaj viszonyként használatos relatíve egyszerűbb analitikus kezelhetősége miatt. Az így megadott minőségi paraméter alkalmas a rendszerek összehasonlítására. Ismeretes azonban, hogy a jel-zaj viszony nem adekvát meghatározója a képminőségnek, azt végül is a szubjektív tesztek döntenek el. A sebességtorzítás-elmélet alkalmazható a szubjektíven meghatározott minőségi jellemző határértékének megadására elsősorban hírközlési célokra.

A sebességtorzítás-függvény $R(D)$ megadja azt az R információsebességet, amely egy jel átviteléhez szükséges, ha a digitalizálási folyamat által okozott torzítást a kvantálási zajteljesítménnyel D -vel mérjük. A sebességtorzítás-függvény meghatározható az $I(x, y)$ (1. ábra) kölcsönös információfüggvény minimalizálásával D' maximális elfogadható torzítás esetén. Általánosságban azonban a kölcsönös információfüggvény minimalizálása azzal a követelménnyel, hogy az átlagos torzítás nem lép túl egy elfogadható D' értéket, meglehetősen nehéz probléma. E helyen csak adott képforrásokra alkalmazható határértékekkel foglalkozunk.



1. ábra

A digitális képkódoló rendszerek egyik jelentős alkalmazási területe a televíziós jelek átvitele. A televíziós jeleknél az alacsony frekvenciás zaj sokkal zavaróbb, mint a nagyfrekvenciás. Szubjektív tesztek alapján készült frekvenciasúlyozó hálózatok alkalmazhatók a zaj káros hatásának a pontos mérésére. Így a szokásos jel-zaj viszonynál egy sokkal jobb mérőszám, a jelteljesítménynek a frekvenciasúlyozott zajteljesítményre vonatkozó aránya határozható meg.

O'Neal szerint a jelteljesítmény és a frekvencia-

súlyozott zajteljesítmény viszonya decibelben az alábbi összeggel adható meg:

$$S/N_y = T_b + T_p + T_s, \quad (1)$$

ahol T_b -t a rendszer bitsebessége, T_p -t a jel prediktálhatósága, míg T_s -t a kiértékelő szubjektív tulajdonsága határozza meg. Az 1. ábrán látható egy képviteli rendszer leegyszerűsített blokkdiagramja és a zajsúlyozó szűrő. Az információforrás $S(f)$ teljesítményspektrumú sávkorlátozott jelet ad. A digitalizálás során létrejövő kvantálási zajteljesítmény spektruma $N(f)$. A zaj káros hatása a teljesítmény spektrumától függ. Ennek a hatásnak a mérése végezhető el a zajsúlyozó szűrővel. Erre a rendszerre a jelteljesítmény–frekvencia–súlyozott zajteljesítmény viszony (1) szerinti felső határa

$$S/N_y \leq 6 \frac{R}{2B} - 10 \lg K_p - \frac{1}{B} \int_0^B 10 \lg Y(f) df. \quad (2)$$

Az első tag T_b , a bitszám hatszorosa. A K_p a jel prediktálhatósága és azt a jel redundanciája határozza meg. K_p 1-nél kisebb konstans, így T_p pozitív. A harmadik tag T_s pozitív, mivel $Y(f)$ 1-nél kisebb. A gyakorlati prediktív hírközlő rendszerek esetén T_p , illetve K_p meghatározása jelenti az alapvető feladatot.

A K_p konstans meghatározása prediktív rendszer esetén

A prediktálhatósági konstans a jel entrópiateljesítménye osztva a jel teljesítményével:

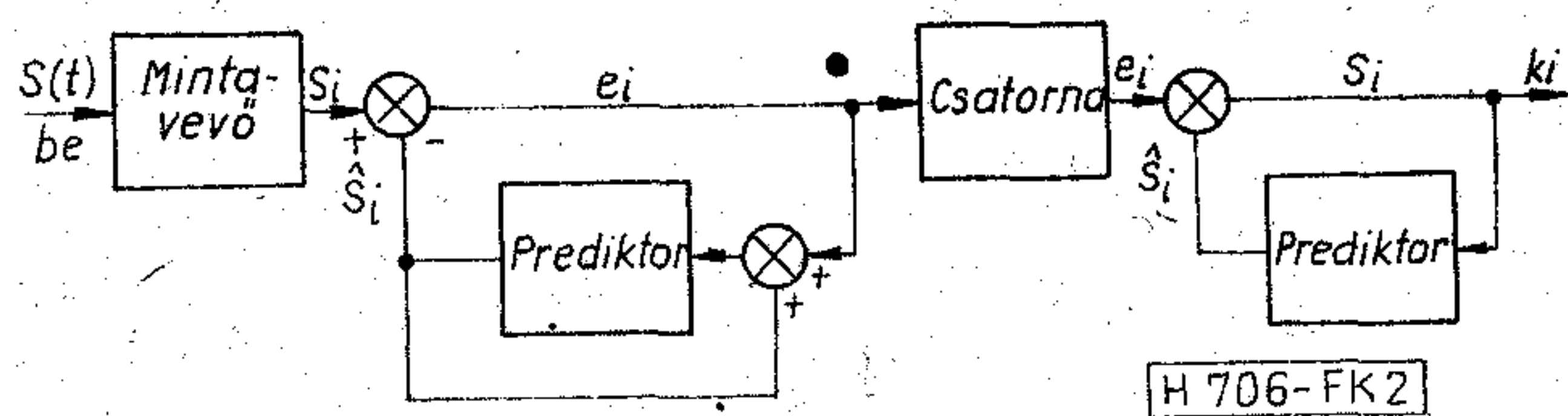
$$K_p = Q_s/P_s,$$

és azt a hányadrészt jelenti, amellyel a lineáris predikció csökkenti a jelteljesítményt. Gaussi jelek esetén K_p számítható időtartományban a lineáris predikció elmélete alapján, vagy frekvenciatartományban a jel teljesítményspektrumából.

A 2. ábra mutatja a prediktív hírközlő rendszer egyszerűsített modelljét. Az $S(t)$ stacionárius jel kétszeres sávzélességének megfelelő mintavételezése adja az $\{S_i\} = S_0, S_1, \dots$ mintasorozatot. Ugyanakkor a prediktor mindegyik minta lineáris becslése révén képezi az $\{\hat{S}_i\} = \hat{S}_0, \hat{S}_1, \dots$ sorozatot. Az S_j következő minta lineáris becslése az előző $S_{j-1}, S_{j-2}, \dots, S_{j-n}$ mintára épül az alábbi összefüggés szerint:

$$\hat{S}_j = a_1 S_{j-1} + a_2 S_{j-2} + \dots + a_n S_{j-n}. \quad (3)$$

Az $e_j = S_j - \hat{S}_j$ különbségképzés adja az $\{e_i\} = e_0, e_1, \dots$ hibasorozatot, amely átvitelre kerül, és a vevő



2. ábra

ebből állítja vissza az eredeti $S(t)$ analóg jelet. Az $a_1, a_2, \dots, a_n$ konstansok megválasztása olyan, hogy mindegyik $\hat{S}_j$ az S_j -nek a legjobb lineáris ms becslése legyen. Ez minimalizálja az $\{e_i\}$ sorozat várható ms értékét, és a sorozat tagjait függetlenné teszi. Az $a_1, a_2, \dots, a_n$ konstansok az $S(t)$ autokorrelációs függvényéből határozhatók meg.

Ha $S(t)$ egy k -ad rendű Markov-folyamat, akkor az $\hat{S}_j$ optimális becslés eléréséhez szükséges konstansok száma n éppen k -val egyenlő. Az $\{e_i\}$ sorozat entrópiája és entrópiateljesítménye azonos lesz az $S(t)$ jelével, mivel az elvégzett művelet értéktartó. Ha $S(t)$ Gaussi, akkor $\{S_i\}$ és $\{e_i\}$ is az. Mivel a predikciós folyamat az e_i tagjait függetlenné teszi, ezek entrópiateljesítménye ennél fogva azonos a jelével, így $Q_s = E\{e_i^2\}$, azaz a hibasorozat négyzetes középértéke.

A frekvenciatartományban $S(f)$ teljesítményspektrum-sűrűségű gaussi jelet feltételezve kapjuk:

$$\lg K_p = \frac{1}{B} \int_0^B \lg S(f) df - \lg \frac{1}{B} \int_0^B S(f) df. \quad (4)$$

Az előzőekkel megegyező eredményeket kapott Noll is a prediktív kvantáló rendszerek összehasonlító vizsgálata során.

A sebességtorzítás-függvény néhány alkalmazása

A gyakorlati rendszer méretezés esetén az adott információforrásra meghatározott sebességtorzítás-függvény a rendszer jelteljesítmény és frekvenciasúlyozott zajteljesítmény viszonyára egy felső határértéket jelent. A képforrások gyakran modellezhetők Markov-folyamattal, így ez esetben különösen érdekesek a kapott eredmények.

Markov-forrás egydimenziós kódolása esetén a sebességtorzítás-függvény

$$R(D') = \frac{1}{2} \lg \left[\frac{\sigma^2(1-\rho_h^2)}{D'} \right], \quad (5)$$

míg kétdimenziós kódolásnál

$$R(D') = \frac{1}{2} \lg \left[\frac{\sigma^2(1-\rho_h^2)(1-\rho_v^2)}{D'} \right], \quad (6)$$

ahol σ^2 a szórás, ρ_h és ρ_v a horizontális és vertikális irányban meghatározható korrelációs tényezők. Az összefüggések kis torzítások esetén adnak helyes eredményt. A 3. ábra különböző korrelációs tényezőknél adja meg a sebességtorzítás-függvényt. Monokromatikus televíziós jelek esetén a kísérleti eredményekkel is jól egyező értékek adódnak $\rho_h = 0,96$ esetén. A tv-jelekre vonatkozó függvényt a 4.

ábrán külön is megadtuk. Az ábrából leolvasható S/N_y érték a felső határ, tehát adott kódoló jelteljesítmény és frekvenciasúlyozott zajteljesítmény viszonya mindig ez alatt van.

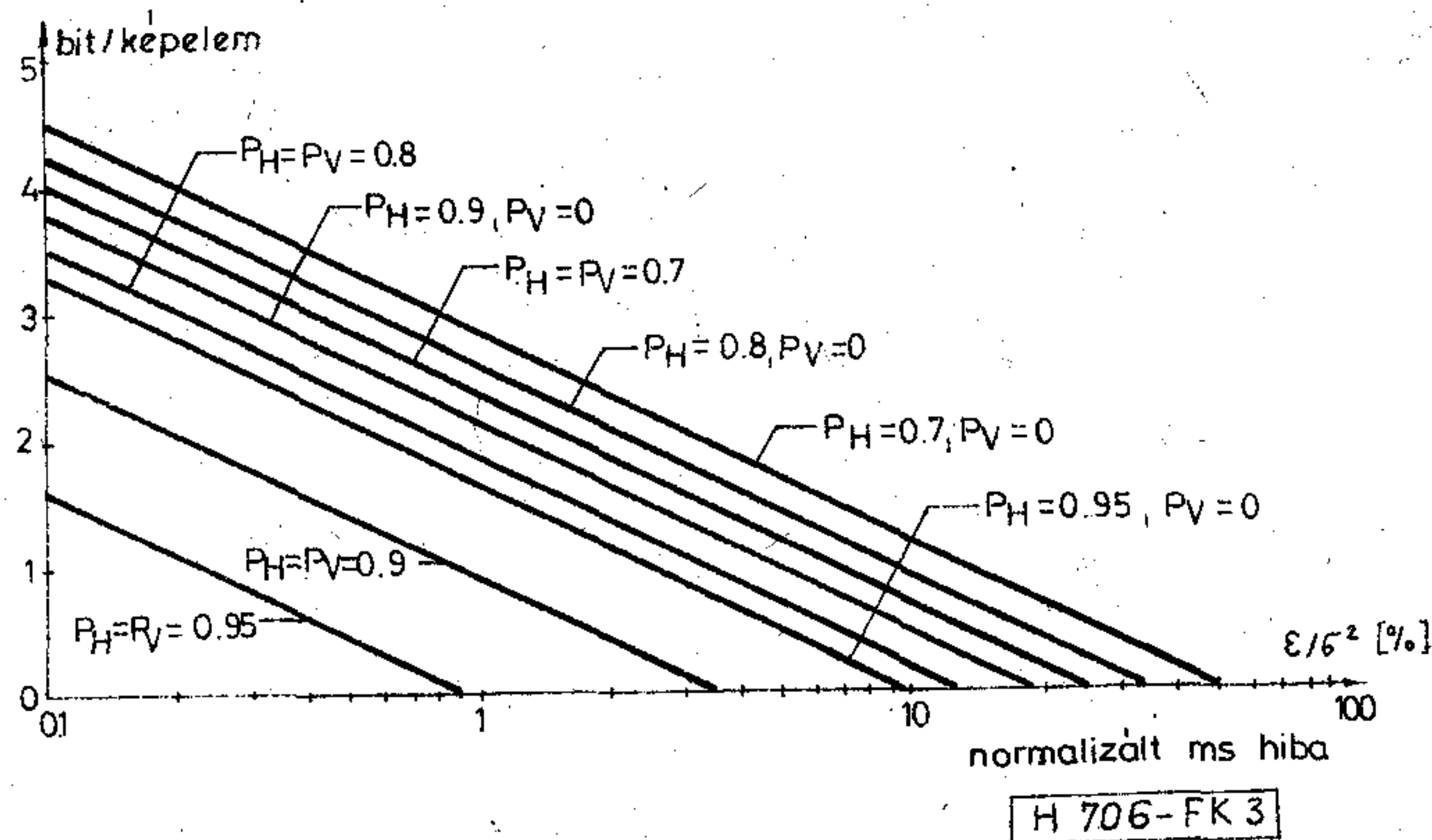
Színes képek esetén a színérzékelés modellje alapján lehet a helyes frekvenciasúlyozást, illetve az $R(D)$ függvényt megadni, természetesen itt parametrikusan a három alapjelnek megfelelően. Színes televíziós jeleknél a kódolók realizálási problémái egyszerűbben megoldhatók, ha az intenzitás és a színekülönbségi jeleket használjuk.

Az eddig elmondottakat célszerű kiegészíteni a következőkkel. Nem stacionárius jelek esetén időben változó karakterisztikájú kódoló és dekódoló egységekre van szükség. A prediktorok ilyenkor a kódolóban és a dekódolóban a bemenő jel jellemzőivel változnak (adaptív kódolás), és ezt a változást leíró információt a vevő oldalra át kell vinni. Így az R bitsebesség γ hányada a redundancia tulajdonságának a jelölésére fordítódik, ezért T_p a γR függvénye lesz. Ezt figyelembe véve írható

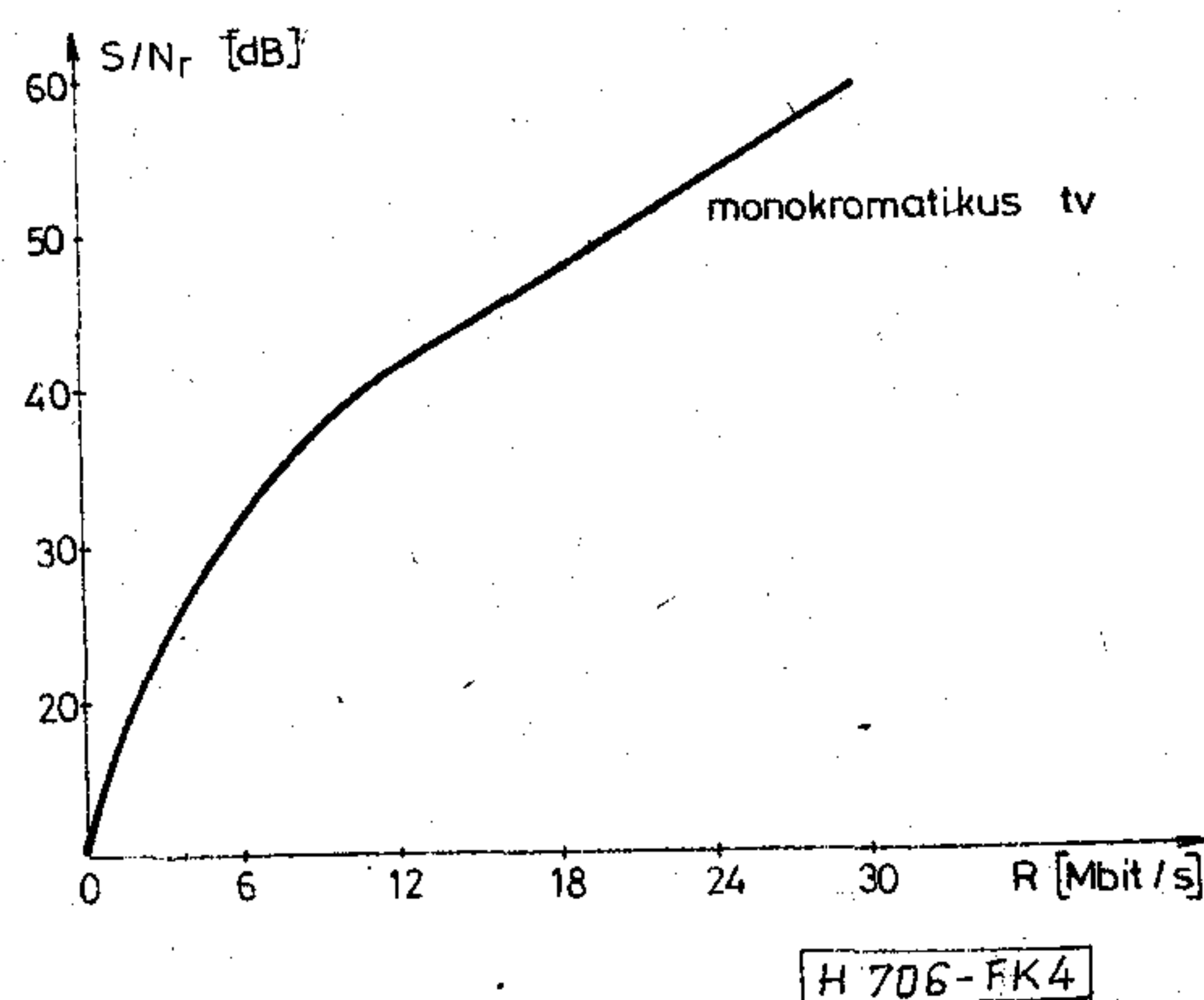
$$S/N_y \leq 6 \frac{(1-\gamma)R}{2B} + T_p(\gamma R) + T_s. \quad (7)$$

Gyakorlati rendszer méretezése során γ értékét úgy kell megválasztani, hogy S/N_y maximális legyen. Minden esetben $T_p' \leq T_p$, és a (2) összefüggés mind stacionárius, mind nem stacionárius jelek esetén is alkalmazható.

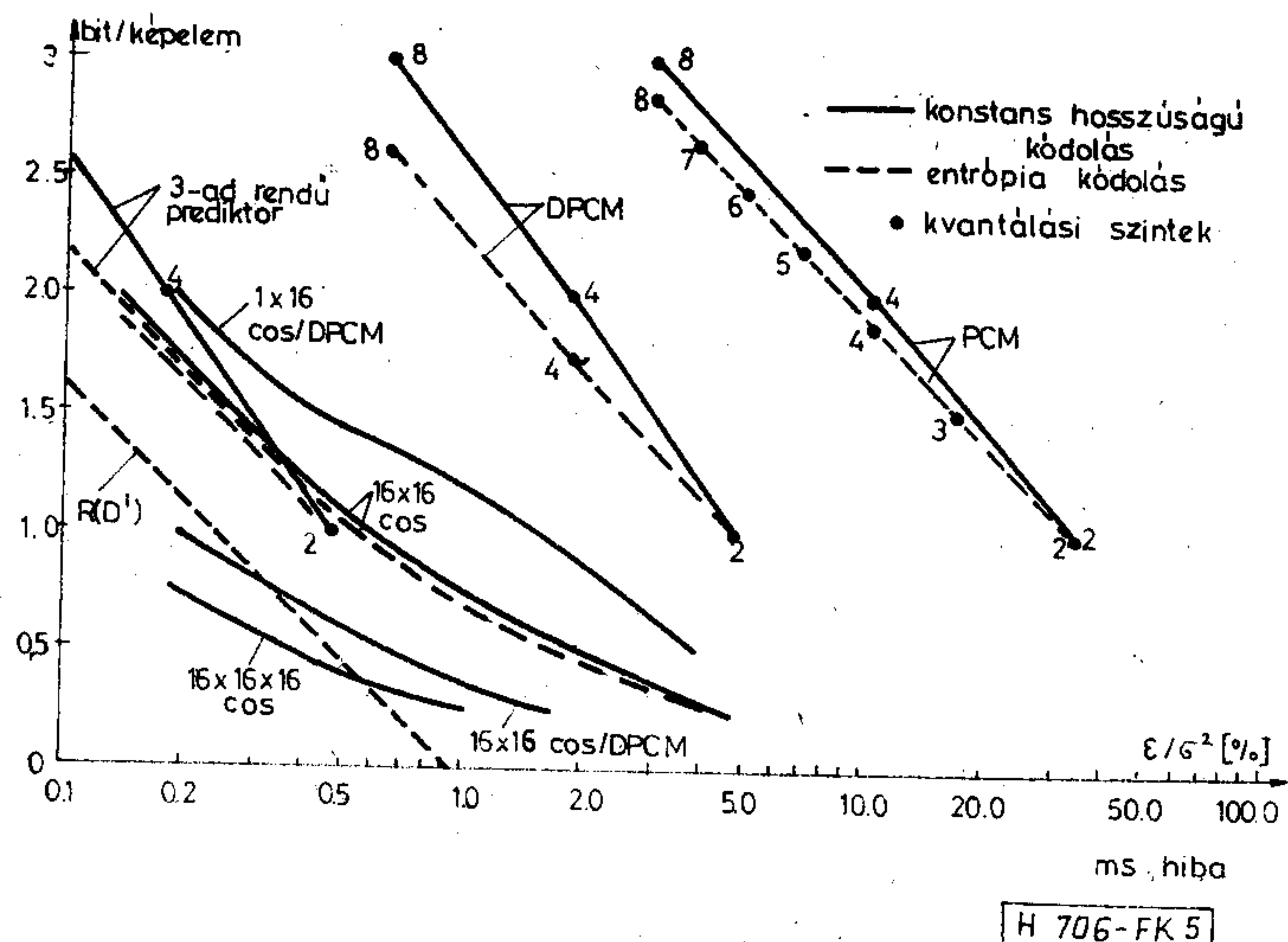
Végül a különféle típusú képkódoló rendszerek összehasonlító jellemzésére alkalmas az 5. ábra, amely a realizálási határokat adja meg.



3. ábra



4. ábra



5. ábra

IRODALOM

- [1] O'Neal, J. B.: Predictive Quantizing Systems (DPCM) for the Transmission of Television Signals. BSTJ, Vol. 46, May-June, 1966, pp. 689-721.
- [2] O'Neal, J. B.: A Bound on Signal-to-Quantizing Noise Ratios for Digital Encoding Systems. Proc. of the IEEE, Vol. 55, No. 3, March, 1967, pp. 287-292.
- [3] Bunin, B. J.: Rate-Distortion Functions for Gaussian Markov Process. BSTJ, Vol. 49, Nov. 1969, pp. 3059-3074.
- [4] O'Neal, J. B.: Bounds on Subjective Performance Measures for Source Encoding Systems. IEEE, Trans. on IT, Vol. IT-17, No. 3, May, 1971, pp. 224-231.
- [5] Tasto, M.—Wintz, P. A.: A Bound on the Rate-Distortion Function and Application to Images. IEEE, Trans. on IT, Vol. IT-18, No. 1, Jan. 1972, pp. 150-159.
- [6] Davisson, L. D.: Rate-Distortion Theory and Application. Proc. of the IEEE, Vol. 60, No. 7, July, 1972, pp. 800-808.
- [7] Rrei, W.—Baxter, B.: Rate-Distortion Coding Simulation for Color Images. IEEE, Trans. on Com., Vol. COM-25, No. 11, Dec. 1977, pp. 1385-1392.
- [8] Noll, P.: On Predictive Quantizing Schemes. BSTJ, Vol. 57, No. 5, May-June, 1978, pp. 1499-1532.
- [9] Pratt, W. K.: Digital Image Processing. John Wiley & Sons, New York, 1978.
- [10] Borhi—Fazekas—Kiss—Skolnik—Tóth: Színes televíziós jelek alapsávi digitális kódoló dekódoló berendezéseinek tervezése. BME, KK. tanulmány, 1979.

EGYESÜLETI HÍREK

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Szombathelyen 1979. szeptember 25—26. között rendezte meg hagyományos Alkatrész Konferenciáját. A konferencia védnöke Soltész István kohó- és gépipari miniszter volt.

Több mint 270 szakember meghallgatta a kohó- és gépipari miniszterhelyettes, Littvai István tájékoztatóját, valamint a kapcsolódó előadásokat a magyar elektronikai ipar konstrukciójáról.

A konferencia örömmel vette tudomásul az illetékes állami szervek döntését, amelynek alapján megkezdődött az alkatrészipar rekonstrukciójának tervezése. A konferencián elhangzott szakmai előadások és a kerekasztal fórumon elhangzott hozzászólások tevékeny hozzájárulást jelentettek a tervezési munkák pontosításához.

A konferencia szakmai közvéleménye továbbra is figyelemmel kívánja kísérni a magyar elektronikai ipar sorsát és ezért

- felajánlja konzultatív közreműködését a konkrét végrehajtási tervek kidolgozásához és konkretizálásához;
- igény esetén egyesületi vitafórumot biztosít egyes fontosabb kérdések döntés-előkészítéséhez;
- felhívja a figyelmet a konferencián elhangzott egyes — a fejlődéssel összefüggő — prognosztikai megállapításokra;
- egyhangúan támogatja az elektronikai ipar hosszú távú koncepcióban megfogalmazott alkatrészipari fejlesztési célkitűzéseket és fő irányokat;
- kéri az országos vezető szerveket, hogy az alkatrészipar gyors ütemű fejlesztésének 1980-ban történő előkészítését és 1981. évi megkezdését gyors döntéssel tegyék lehetővé;
- szükségesnek tartja és ezért javasolja, hogy a VI. ötéves tervidőszakra tervezett alkatrészipari fejlesztési célok az ország nehezebb gazdasági viszonyai között is maradéktalanul valósuljanak meg, az anyagi források biztosítására irányuló sokirányú intézkedések mellett. Mi-

vel az 1980-tól bekövetkező gazdasági szabályozó változások a fejlesztési források további szűkülését eredményezik, a konferencia kéri a KGM-et és az OMFB-t, nyújtson segítséget annak érdekében, hogy a műszaki fejlődés az elektronikában ne szenvedjen további kényszerű lelassulást;

- szükségesnek tartja, hogy minden elektronikai ipari berendezés- és alkatrészgyártó vállalat szoros, célratörő együttműködést folytasson egymással, és kölcsönösen támogató magatartást tanúsítson azoknak a közös ipari céloknak eléréséhez, amelyek vállalatonként differenciált módon, de végső fokon az egész elektronikai ipar hatékonyságának növelését szolgálják;
- fontosnak itéli, hogy a vállalatok a leggondosabban mérlegelt és a jövőt a mai ismeretek szerint legjobban körvonalazó információkkal segítsék elő az Elektronikai Központi Fejlesztési Program megalapozott kidolgozását;
- megállapítja, hogy a konferencián elhangzott szakmai előadások szakmai színvonala emelkedett és szükségesnek tartja lehetőséget adni nyomtatásban történő publikálásukhoz.

A konferencián a szakma képviselőinek széles körű, személyes eszmecserékre nyílt lehetőségük, mind az átfogó jellegű prognosztikai, mind az alkatrészgyártás területén elért eredményekről, továbbá a felhasználói tapasztalatokról, igényekről és az alkalmazástechnikai problémákról.

A konferencia a továbbiakban is szükségesnek tartja évenként megrendezni a hagyományos alkatrész-konferenciát mint társadalmi fórumot. Ezzel szükséges ugyanis biztosítani azt a lehetőséget, hogy a szakma képviselői az alkatrészipar fejlődésével kapcsolatosan — a hivatali kötöttségektől bizonyos mértékig függetlenül — kaphassanak információt és fejthessék ki véleményüket.

Szelektív személyhívó-rendszer URH-FM adókon

ETO 621.396.62.029.62:654.938

A világ számos rádióhálózatán üzemeltetnek olyan modulációs rendszert, amely szelektív hívást és információtovábbítást tesz lehetővé. A szelektív hívó-rendszerek egy része önálló, erre a célra létesített adóhálózatot képez. Az adás csak a nemzetközileg engedélyezett frekvenciasávokban lehetséges, amely frekvenciák általában az URH tartományba esnek. A rendszerek egy része a szelektív hívás mellett audiofrekvenciás üzenetközvetítésre is alkalmas.

Más megoldás, amikor URH-FM műsorszóró adókat használunk fel szelektív hívásra, ill. üzenetközvetítésre. Ebből a célból az FM adókon a főprogram — vagyis a mono-, sztereo-, ill. SCA-csatornák mellett — további, az üzenetek közvetítésére alkalmas ún. segédcsatornákat helyezünk el. A segédcsatornákkal nyilvános, bárki által hozzáférhető, vagy zárt körű személyhívó szolgálat egyformán megvalósítható. A segédcsatornában — a szelektív hívás megvalósítása mellett — elvileg még számszerű, vagy hangfrekvenciás információtovábbítás is lehetségessé válik.

A műsorszóró adókkal a szelektív hívórendszer az ellátottság körzetén belül, 30–50 km sugarú területen működtethető. Hazánkban a személyhívó hálózat praktikus realizációjának egyik módját az URH sávú műsorszóró adók segédmodulációja képezheti. Az URH adók ilyen célú felhasználása különösen akkor eredményes, ha a hívást nemcsak egy adó körzetében, hanem az egész ország területén kell megvalósítani.

Az alábbiakban a hazai URH-FM adók ilyen jellegű felhasználásának és a hálózat méretezésének néhány rendszerteknikai problémájával foglalkozunk. A problémák egy része a segédcsatornák frekvenciakiosztásával és a moduláció paramétereivel, a másik része pedig a vevőoldali jel-zaj viszony és az ellátási körzet meghatározásával kapcsolatos.

A segédcsatornák frekvenciakiosztása

A hazai URH-FM adóknál a legmagasabb moduláló frekvencia 90 kHz lehet. A jelenleg használatos modulációk közül a monofónikus adásnak 15 kHz, a sztereo adásnak pedig $15 + 30 = 45$ kHz a sáv szélességigénye. Elvileg még számításba kerülhet az SCA adás is, amelyet 14 kHz sáv szélességen szokás megvalósítani. Ennek megfelelően

- | | |
|--------------------------|--------|
| — monofónikus adásnál | 75 kHz |
| — mono + SCA adásnál | 61 kHz |
| — sztereofónikus adásnál | 45 kHz |
| — sztereo + SCA adásnál | 31 kHz |

modulációs sáv szélesség kihasználatlan.

A kihasználatlan sáv több segédcsatorna beépítését is lehetővé teszi. A csatornák egymástól vivőfrekvenciájukban különböznek. A csatornák fő feladatát a személyhíváshoz szükséges szelektív hívó kód átvitele képezi. Emellett azonban biztosítani kell egyéb, elsősorban számszerű információ (esetleg beszédjel) továbbításának lehetőségét is. A csatornák közötti áthallás, ill. a vevőkészülékek segédcsatornáinak szelektivitási problémáit figyelembe véve 8 kHz-es frekvenciavolságú csatornaosztás kielégítőnek látszott. Ezzel a moduláció sávjában (2 kHz túllépéssel 92 kHz-ig) így összesen 9 segédcsatorna elhelyezésére van lehetőség. A számításba kerülő adásmódok feltételezésével a csatornák kiosztása, ill. a sávhatárok az 1. ábrán láthatók. A 8 kHz sáv szélességű csatornában az információs sáv szélesség csak ± 3 kHz, a csatornák széleit 2–2 kHz védősáv választja el.

A segédcsatornák modulációja

A szelektív személyhívó rendszer kétszeres modulációval működik. Az első modulációnál az átviendő információ a segédvivőt modulálja, a másodikon pedig a segédvivő modulálja a vivőhullámot.

Az első modulációnál AM vagy FM, a másodikon természetesen csak FM alkalmazható. Az első modulációnál azonban az FM alkalmazása lényegesen előnyösebb, mert így a demodulációnál jelentős jel-zajviszony-nyereség áll elő.

A kétszeres moduláció paramétereit úgy kell megválasztani, hogy a szelektív hívórendszer ellátottsági területe legalább akkora, vagy nagyobb legyen, mint a főműsoré. Emellett a segédprogram a főműsor vételi lehetőségeit csak elhanyagolható mértékben korlátozza.

A segédprogram szelektív hívójelét 1000 Hz frekvencia hordozza. Ez a hang a segédcsatornában $\Delta F_s = \pm 1,5$ kHz frekvencialeketet hoz létre.

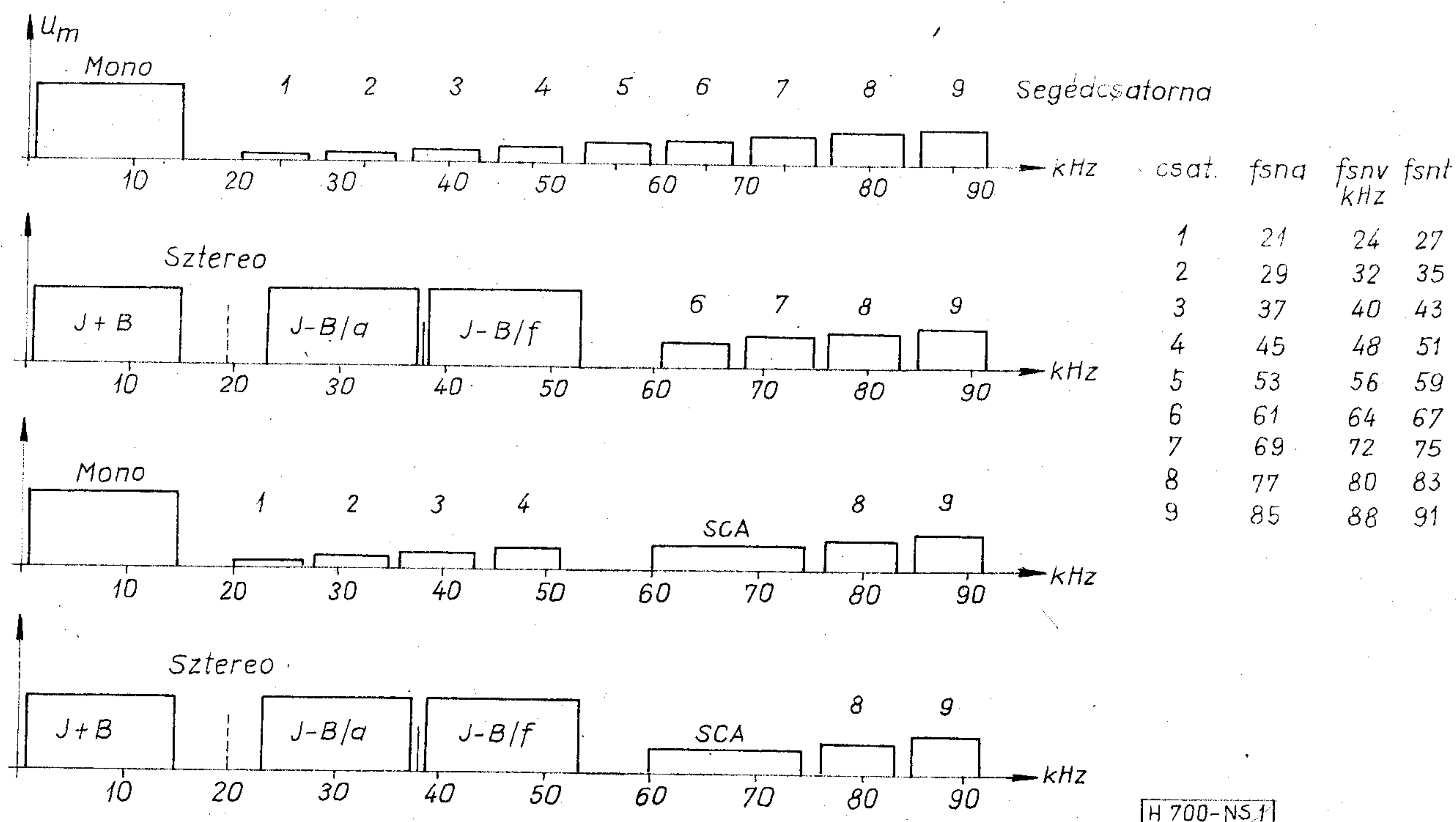
A számítások a 2. ábra jelöléseivel az alábbi rendszerértékeket adták.

A segédcsatorna kimenetén 20 dB jel-zaj viszonyt kívánunk biztosítani $f_0 = 1000$ Hz esetén. Ekkor

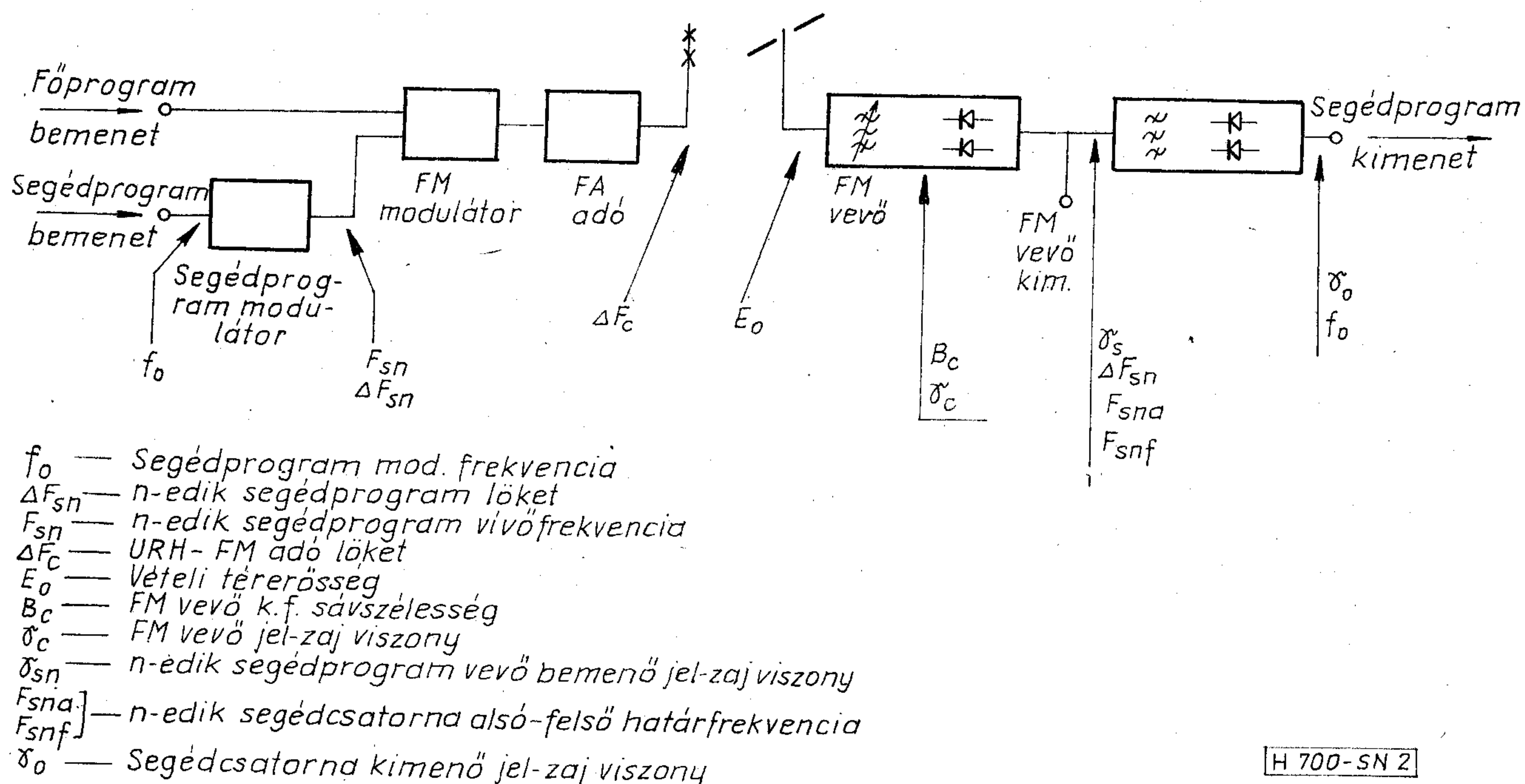
$$\frac{\gamma_0}{\gamma_{sn}} = 3 \frac{F_{sn}^2}{f_0^2} = 6,75 \div 8,3 \text{ dB},$$

vagyis a segédcsatorna bemenetén $20 - 8,3 = 11,7$ dB jel-zaj viszony elegendő.

Az első demodulátor kimenő jel-zaj viszonya a segédcsatornák közepes frekvenciájától, valamint a segédvivő által okozott frekvencialektől függ.



1. ábra. Segédcsatornák frekvenciakiosztása



2. ábra. Szelektív személyhívó rendszer-blokkdiagramja

Amennyiben a löketet megfelelően változtatjuk, a jel-zaj viszony konstans marad.

Az első ($n=1$) csatornára, $F_{s1}=595$ Hz esetén: ($B_c=200$ kHz, az FM vevő kf sáv szélessége)

$$\frac{\gamma_s}{\gamma_c} = 3 \frac{\Delta F_{sn}^2 B_c}{f_{snf}^3 - f_{sna}^3} = 1,54 \cdot 10^{-2}, \quad (a)$$

ezzel

$$\gamma_c = \frac{\gamma_{sn}}{1,54 \cdot 10^{-2}} = 438 + 26,4 \text{ dB.} \quad (b)$$

Az (a) formulában a $\Delta F_{sn}^2 (f_{snf}^3 - f_{sna}^3)^{-1}$ hányadost kell konstans értéken tartani. Az egyes csatornákra a konstans jel-zaj viszonyhoz szükséges ΔF_s vivő-löketet az alábbi táblázat tünteti fel.

1. táblázat			
n	ΔF_{sn} Hz	n	ΔF_{sn} Hz
1	595	5	1382
2	791	6	1579
3	988	7	1776
4	1185	8	1974
		9	2171

Amennyiben egyszerre csak egy (vagy esetleg 2–3) segédcsatornát alkalmazunk, az URH–FM adóra megengedett $\Delta F_{\max} = 50$ kHz löketet a segédcsatorna lényegtelenül terheli. (A főprogram maximális löketét ugyanis a segédcsatorna löketével csökkenteni kell.) Az átlagos löket azonban 12–16 kHz-nél általában nem nagyobb.

A vételkörzet nagysága

A (b) egyenlőség szerint 26,4 dB jel-zaj viszony szükséges az URH–FM vevő demodulátora előtt. Átlagosan jó vevőt feltételezve, annak bemenetén 6 μ V feszültség ehhez a jel-zaj viszonyhoz elegendő. A szelektív személyhívó-rendszerben azonban kisméretű, a hullámhosszhoz képest igen rövid dipólus alkalmazásával lehet csak számolni. A rendszerméréseknél alkalmazott vevőkészülékek a megkívánt jel-zaj viszonyt 8 μ V/m környezeti térerősségnél már biztosítani tudták.

A tényleges vételnél azonban különféle térerősség-csökkentő tényezőt figyelembe kell venni. Így pl. az adó által a szabad térben biztosított térerősséget az épületek, villamosvezetékek stb. csökkentik, valamint sokféle ipari zavarforrás is jelen van. Időnként a légkör elnyeléséből, ill. többutas terjedésből eredő fadingre is számítani kell.

Budapesten, ill. környékén a zavaró tényezők számszerű meghatározása céljából kb. 600 különféle helyen méréseket végeztünk. A szabadtéri térerősséghez képest az épületek belsejében átlagosan kb. 10 dB-lel (a mérések során maximálisan 28,2 dB-lel) kisebb volt a térerősség. Hasonlóan megvizsgáltuk az URH-sáv zajforrásaiból eredő zajok hatását is.

A mérések alapján jó vételi körülmények között kb. 8–10 μ V/m, épületekben, zajos körülmények között pedig kb. 80–100 μ V/m térerősség kielégítő volt. Megállapítottuk, hogy a szelektív személyhívó-rendszer a főprogram ellátottsági körzetén belül kielégítően üzemeltethető.

A kísérleti rendszer

Üzemi tapasztalatok, kísérleti eredmények szerzése céljából kísérleti személyhívó-rendszer kidolgozására került sor. A rendszerben 2 URH–FM adó (Budapest és Kabhegy) vett részt. A hívóprogramot a budapesti adó sugározta. Kabhegy reléadóként működött, és a segédcsatorna jelét saját vivőhullámán továbbította. A rendszerben 10 db kisméretű URH–FM vevő működött, valamennyinek más-más hívókódja volt. (A vevők továbbfejlesztett változatában az RF, KF és demodulátoregység kb. gyufásdoboz méretű.) A vevők a városban kifogástalanul működtek. A megfigyelt legnagyobb hatótávolság kb. 100 km volt.

A segédcsatornáknak a főprogramra gyakorolt hatása elhanyagolható. Szubjektív vételmegfigyelés nem mutatta a segédprogram jelenlétét. Szelektív szintmérő a főprogramban 8 kHz-ig nem mért ki jel-zaj viszonyromlást, de még a magasabb frekvenciákon is csak 2–3 dB zajszintnövekedést tapasztaltunk. A segédprogram hatása tehát elhanyagolható.

A Mikrohullámú Híradástechnika Tanszéken kidolgozott kísérleti rendszer tapasztalatai azt mutatták, hogy a hazai URH–FM adókon keresztül körzeti vagy országos kiterjedésű szelektív személyhívás megvalósítható.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Annak ellenére, hogy a fényvezetők széles sávú átviteli előnyei már rég ismertek, a fényvezetők mégsem terjedtek el kellő mértékben. Ennek egyik oka, hogy a klasszikus értelemben vett elektronikus szakemberek irtóznak a számukra ismeretlen, sokkal inkább optikai és fénymechanikai munkákkal és fogalmakkal megismerkedni és foglalkozni. A Hewlett-Packard cég reméli, hogy teljesen komplett ajánlatával sikerül ezt a viszolygást leküzdenie. Az ajánlott fényvezetők igen kis jel/zaj viszony esetén is nagy távolságú adatátvitelt biztosítanak, amely minden elektromágneses térrel szemben érzéketlen. Az adó és a vevő között semmilyen galvanikus kapcsolat nem létezik. A kábelek néhány mm-es hajlítási sugarat is kibírnak. A HFBR–0010-es fényvezető-kábel kiválóan alkalmas számítógép-rendszerek közötti kapcsolat biztosítására. A megengedett átviteli sebesség max. 10 Mbit/s, a tévesztési valószínűség 10^{-9} (100 m-es átviteli kábel felhasználásakor). (Funkschau, 1979. jan. 19. [627].)

*

Az adatfeldolgozásban egyre nagyobb szerepet játszanak az adatátviteli hálózatok, amelyek a többszörös ki- és beviteli lehetőség miatt relatíve olcsóbbak, mint a saját, nagy; egyetlen gép és a felhasználó mégis úgy látja, mintha egyedül ő dolgozna. A hálózati hibák azonban az átviteli csatornák, a modemek és az egyszerre több, üzemelő végberendezés miatt rendkívül nehezen deríthetők fel. A hálózat kiépítésekor a teljes rendszer nem áll rendelkezésre (még nincs meg minden vonal), ezeket csak szimulálni lehet. Így a tényleges üzemben sok vonalról csak hipotetikus adatok léteznek. A HP 1640A típusú adatanalizátort az adathálózatok hibáinak felderíté-

sére fejlesztették ki. Szabványos, V24-es ill. RS 232C csatlakozású. Lehetővé teszi az interface-ek, a software- és dokumentálási adathibák felismerését. Ehhez a triggerelési lehetőségek segítik hozzá, triggerelhető jelsorozat alapján (ez a 2. típusú hibák felderítéséhez kell), vagy hibajellel (adathibák esetén fontos), vagy külsőleg, ill. időtartományon belül (interface hibák esetére). (Nachrichten - technische Zeitschrift, 1979. jan. [628]).

*

Hamburgban a Philips cég mikroprocesszor által vezérelt távbeszélő központot fejlesztett ki a berlini fényvezetős szélessávú, átviteli hálózat számára. Fényvezetők előnye egyrészt az igen nagy átviteli sáv szélesség, másrészt, hogy a fejlődést és a felhasználást nem korlátozza a vezetőanyag korlátozott mennyisége. Az új vezető anyag és átviteli módszer a teljes kapcsolat és hálózat-felépítés újraszervezését és átkonstruálását teszi szükségessé. Jelenleg az ún. decentralizált hálózatot akarják megvalósítani. Mindegyik résztvevő egy nagy hurokba lép be, ebben a hurokban kering az információ, így természetesen eljut a hívott félhez is, aki azt a hurokból kicsatolja. Hasonlóan válaszol a hívott fél is. A hívás felépítésének és leépítésének vezérlése többé nem a központban történik, hanem áttevődik a telefonközpontból a résztvevőhöz. Ebben a hálózatban az információt digitálisan, időmultiplex üzemből viszik át. Valamennyi kapcsolási, kiválasztási folyamatot mikroprocesszor vezérel. A jelenlegi tapasztalatok szerint az új rendszer csökkenti a kapcsolások bonyolultságát és újszerű rendszerek felépítését olcsóbban teszi lehetővé. (Nachrichtentechnische Zeitschrift, 1979. jan. [629]).

Bináris rádióátviteli csatornák modellezése

ETO 621.391.8:519.72

A hibajavító kódjeljárások tervezésénél a zajos csatorna és a dekódoló algoritmus együttes modellezése igen előnyös. A dekódoló tényleges viselkedése ugyanis elméleti megfontolások alapján csak közelítőleg adható meg. Az egyes kódok emellett ugyanazon hibastruktúrákra különbözőképpen reagálnak. A kódok tulajdonságainak megítélése, ill. azok összehasonlítása modellezés után nagyobb biztonsággal történhet.

A rádiócsatornában az átvitel során némely jel meghibásodik. A tapasztalat szerint bizonyos rádiócsatornában a hibás jelek előfordulása független attól, hogy megelőzőleg mikor lépett fel hibás jel. Ezt a csatornát független csatornának nevezzük.

Más esetekben a hibás jel után nagyobb valószínűséggel következnek be újabb hibák, a hibák mintegy csomókban jelentkeznek.

A csatornák modellezésénél a független csatorna egy paraméterrel, a csomós hibákat tartalmazó pedig az alábbi két paraméterrel egyszerűen jellemezhető:

$$\begin{aligned} Pr(0|0) &= p \\ Pr(1|0) &= q = 1 - p \\ Pr(1|1) &= P \\ Pr(0|1) &= Q = 1 - P. \end{aligned} \quad (1)$$

A valóságos csatornában független és csomós hibák vegyesen fordulnak elő, és arányuk igen különböző. Gyakoriak az igen hosszú hibamentes intervallumok. Más esetekben több hibacsomó követi egymást, viszonylag rövid időn belül mintegy sűrűsödnek a hibacsomók. Egyszerű modellekkel a valóságos csatorna viselkedése nem adható meg.

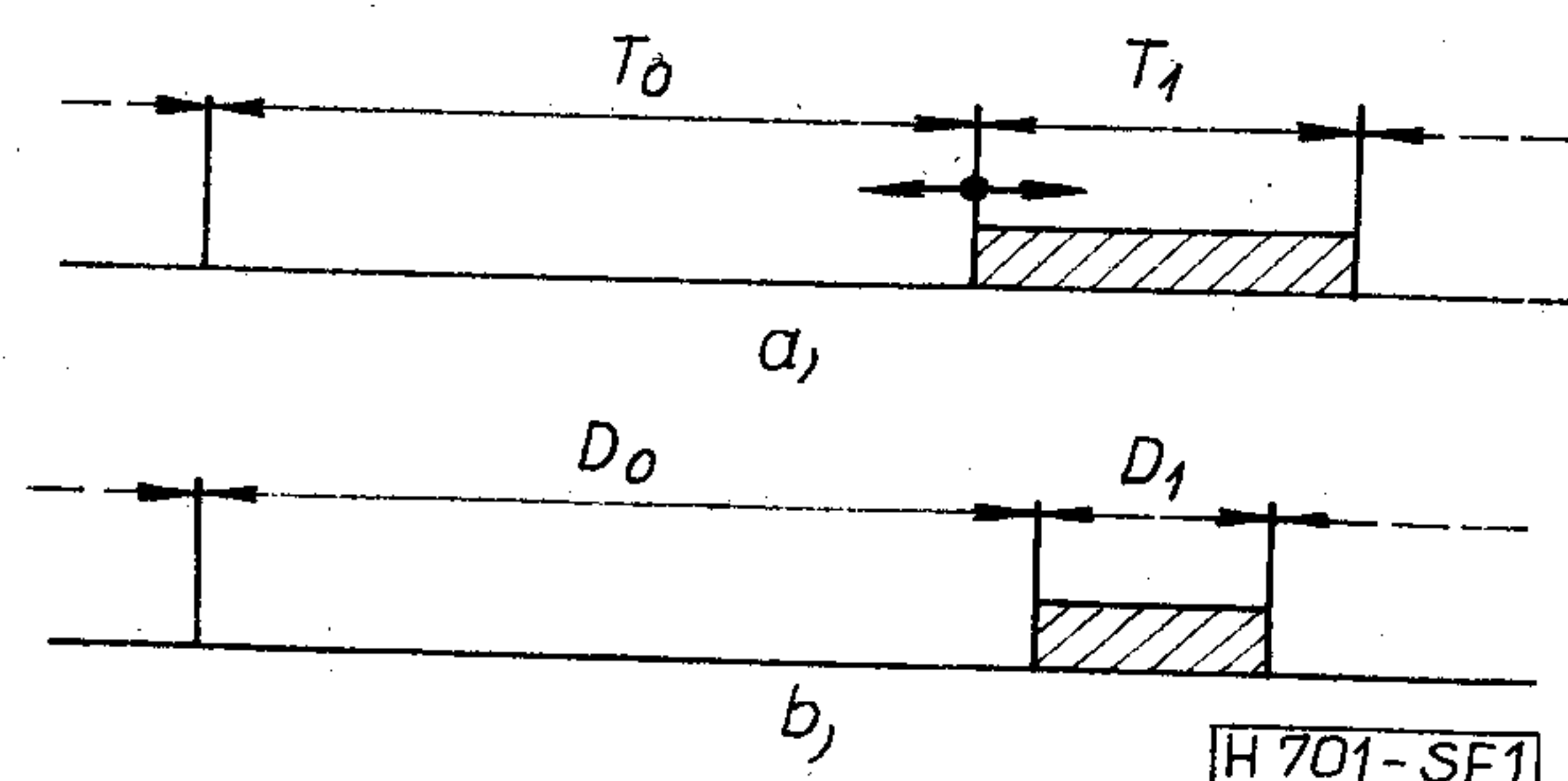
A tapasztalat szerint kétféle modell megfelelő kombinációjával a valósághoz jobban igazodó modell szerkeszthető. A modell egyszerűsített Markov-láncot realizál. A modell ugyanis olyan Markov-mátrix-szal adható meg, amelynek fő átlójában különböző $p_{11}, p_{22}, p_{33} \dots P$ átmenetvalószínűségek találhatók. Az utolsó sor elemei $Q_1, Q_2, Q_3 \dots P$, az utolsó oszlopé pedig $q_1, q_2, q_3 \dots P$. A mátrix többi eleme zérus értékű. A mátrixhoz számítógépes algoritmus szerkeszthető.

Bizonyos konvolúciós kódrendszerek hibajavító képességét azzal jellemezhetjük, hogy

— a javítható hibákat vagy hibacsomókat mekkora hibamentes szakasznak (védőköznek) kell elválasztania,

— mekkora a javítható hibacsomó hosszúsága.

A fenti két jellemző egy-egy kódrendszerre kons-



1. ábra. A T_0, T_1 , valamint D_0, D_1 mennyiségek összehasonlítása

tans érték. Amennyiben valamely átviteli csatornát is úgy jellemzünk, hogy

— milyen hosszú hibamentes szakaszokat tartalmaz, továbbá

— milyen hosszú a hibacsomó, akkor a hibajavító kódjeljárás tulajdonságait viszonylag egyszerűen vizsgálhatjuk.

Az 1a, ill. 1b ábrán a csatorna, ill. kódrendszer ezen paraméterei egymás mellett szerepelnek. A csatornában azonban a T_0 hibamentes, ill. T_1 hibás intervallumok széles határok között ingadozhatnak, a kódok megfelelő D_0 , ill. D_1 szakaszait viszont bizonyos egyszerűsítéssel) állandónak vehetjük. A dekódoló akkor téveszt,

— ha a hibamentes szakasz rövidebb, mint a védőtáv, vagy

— ha a hibacsomó hosszabb, mint a javítókészség.

Eddigi kísérleteink során számos csatornafajtát és dekódoló eljárást tanulmányoztunk. A vizsgálatok egy része arra irányult, hogy téves dekódolásnál mi volt a hiba oka. Megállapítottuk, hogy

— független hibák esetén a téves dekódolás az esetek kb. 70–85%-ában azért következett be, mert a védőtávban hibás jel fordult elő (a D_0 védőtáv rövidebb, mint a T_0 hibamentes intervallum),

— csomós hibák esetén a téves dekódolás az esetek kb. 55–70%-ában azért következett be, mert a T_1 hibacsomó hosszabb volt, mint a D_1 mennyiség.

Az optimális dekódoló eljárásnak vegyesen előforduló hibafajták esetén ellentétes feltételeket kell kielégítenie. Ilyen csatornák dekódolására az irodalom elsősorban

— bonyolultabb felépítésű dekódolókat,

— több, sorba kapcsolt egyszerű dekódolóból álló rendszert

javasol.

A továbbiakban olyan eljárásokat vizsgáltunk, ahol a dekódolásnál nem az egymás melletti, hanem a távolabbi (n -edik) jeleket vesszük figyelembe. Ekkor a csatornahibák struktúrája már eltérő lesz.

Jelöljük ugyanis az (1) szerinti stacionárius Markov-lánc kezdeti állapotának valószínűségét $P_0(0)$ -val, ill. $P_0(1)$ -gyel. A P , Q , p , q átmenetvalószínűségekkel leírható Markov-lánc állapotának valószínűsége a kezdeti állapot után n lépés múlva

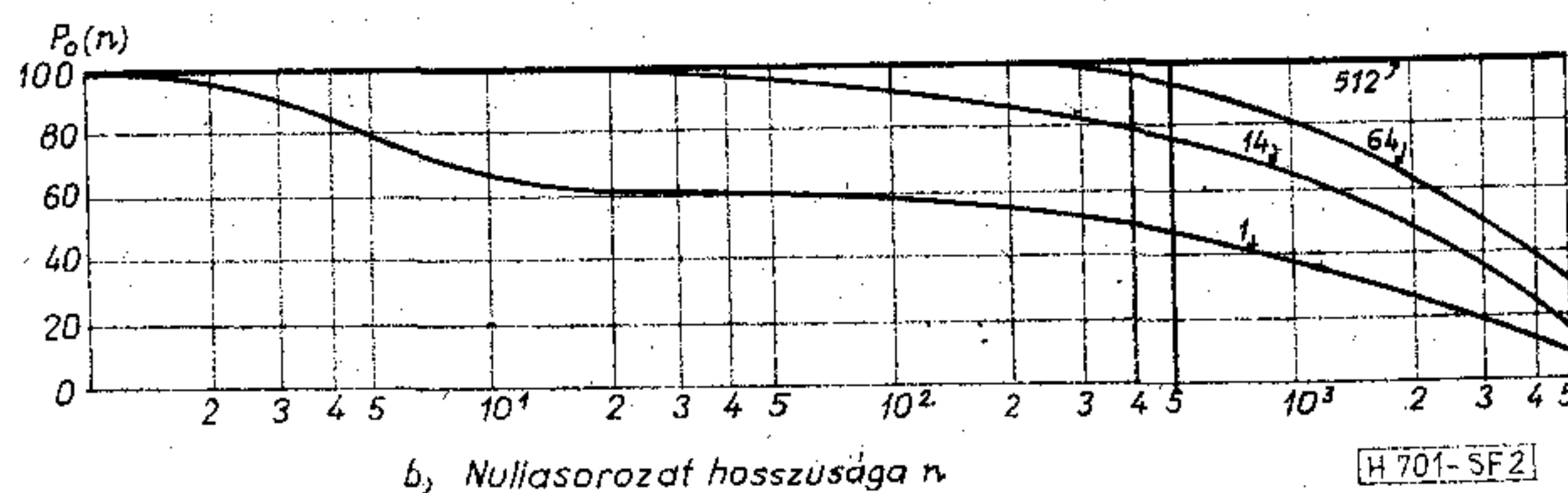
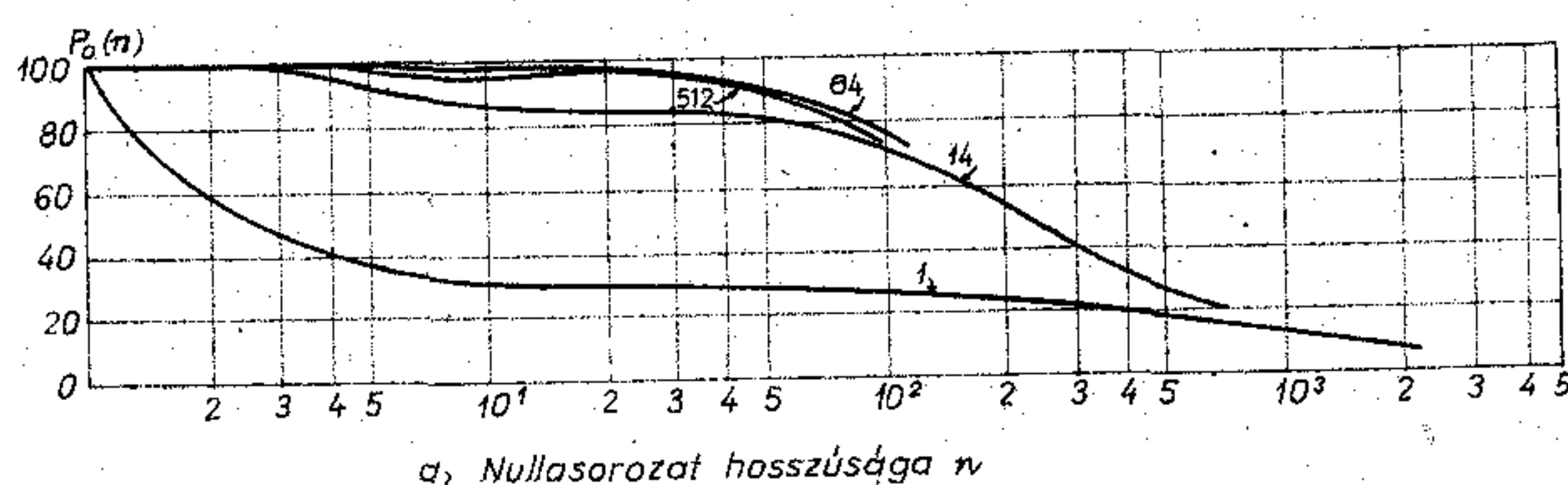
$$P_n(1) = \frac{Q}{Q+q} + (1-q-Q)^n \left(P_0(1) - \frac{Q}{Q+q} \right) \quad (2)$$

és

$$P_n(0) = \frac{q}{Q+q} + (1-q-Q)^n \left(P_0(0) - \frac{q}{Q+q} \right) \quad (3)$$

lesz.

A (2) és (3) összefüggések arra mutatnak, hogy ha az eredeti sorozat minden második, harmadik, n -edik elemét kiemeljük, és egymás mellé helyezzük, akkor ennek az új sorozatnak valószínűségeloszlása az eredetitől különbözni fog. Ugyanis $n \rightarrow \infty$



2. ábra. A mintavételezés hatása a hibátlan szakaszok gyakoriságára

1. táblázat

Hiba-sorozat	Kódtípusok	Javítatlan hibák száma		
		$n=1$	$n=64$	$n=700$
1	Önortogonális 1	23	5	7
	Önortogonális 2	29	16	5
	Önortogonális 3	29	11	0
	Önortogonális 4	19	33	11
	Ortogonalizálható 1	34	8	4
	Ortogonalizálható 2	29	16	14
	Ortogonalizálható 3	32	5	3
	Ortogonalizálható 4	28	7	8
	Ortogonalizálható 5	41	12	13
	Ortogonalizálható 6	34	12	4
2	Önortogonális 1	29	7	9
	Önortogonális 2	31	3	8
	Önortogonális 3	32	6	7
	Önortogonális 4	31	2	3
	Ortogonalizálható 1	37	17	4
	Ortogonalizálható 2	46	20	28
	Ortogonalizálható 3	59	10	11
	Ortogonalizálható 4	26	5	4
	Ortogonalizálható 5	45	2	3
	Ortogonalizálható 6	43	10	3

esetén a (2) és (3) összefüggések jobb oldalán a ki-tevős tényező zérus felé tart. Ennek következtében az n lépés utáni állapotérték egyre kevésbé függ attól, hogy a kiindulási állapot 0 vagy 1 volt.

Növekvő n esetén a megelőző állapot befolyása a következő állapotra egyre csökken, n lépés után a modell „elfelejti” a régi állapotát, és az új állapot valószínűsége — a független modellhez hasonlóan — megelőzőtől (Markov-láncok esetén az $1-q-Q$ kifejezés a két, egymástól n lépés távolságban levő esemény közötti korrelációs együttthatót adja. A távolság növelésével az események közötti korreláció csökken.)

A mintavételezett sorozatokban így a hibák csomós jellege egyre inkább eltűnik, és a független eloszláshoz közeledik.

A 2a és 2b ábrán számítógépes modellezés eredménye látható. A $P_0(n)$ az abszcisszaértéknél hosszabb hibátlan szakasz előfordulási valószínűségét, a görbék paramétere a mintavételezési távolságot adja. (Az 1 paraméterű görbe az eredeti jelsorozatot jelöli.) Látható, hogy $n=14$, 64, 512 esetén a rövid hibátlan szakaszok előfordulási valószínűsége egyre jobban csökken. Az ilyen csatornában tehát nem szükséges csomós hibák javítására szolgáló dekódolót alkalmazni.

Az 1. táblázatban két különböző jelsorozaton végzett modellezés eredménye található. Az eredeti jelsorozatok a számítógép egy rövidhullámú rádiócsatornára jellemző Markov-mátrix szerint állította elő. Az eredeti jelsorozat mintavételezése ezután $n=64$ és $n=700$ értékkel következett be. Mind az eredeti, mind a mintavételezett sorozatokat 4-féle önortogonális és 6-féle ortogonalizálható dekódoló eljárással dekódoltuk. A táblázatok a dekódolás után ki nem javított hibák számát tartalmazzák.

Megfigyelhető, hogy $n=64$ esetében a fennmaradó hibák száma az $n=1$ esethez képest többnyire jóval kisebb, de $n=700$ már nem hoz minden esetben lényeges javulást. Ez arra mutat, hogy egy-egy való-ágos összeköttetés esetén a mintavételezési távolságot nem érdemes túlzottan megnövelni. Az optimális távolság beállítása kísérleti úton történhet.

A modellezés alapján a hibajavító kódrendszerek konstrukciójával kapcsolatosan az alábbi tapasztalatokat nyertük:

1. A rádiócsatornák hibajavító kódolásához egyszerűbb kód eljárás és mintavételezés együttes alkalmazása célszerű.

2. A mintavételezést célszerű változtatható paraméterű áramkörrel megoldani. Az optimális értéket egy-egy csatornára a valós üzem során kísérletileg kell megállapítani.

Fentiek figyelembevételével a Mikrohullámú Híradástechnika Tanszéken egy kísérleti mikrovezérelt hibajavító berendezés készült. Ebben 4-féle, $n=1$, 16, 64, 192 távolságú mintavételezés állítható be. A hibajavító részben egyszerű önortogonális kódoló, ill. dekódoló algoritmust alkalmaztunk.

Csomagszórású rádióterminál adatátviteli sebességének növelése

ETO 621.376:621.396.4:681.327.8

A véletlen időosztáson, ill. csomagszóráson alapuló rádióhálózatokban a rendszer jellemzői nagymértékben függenek a rádiócsatorna adatátviteli sebességétől. Ez a tény nyilvánvaló, hiszen a véletlen időosztásos eljárások azt használják ki, hogy párbeszédű üzemben a felhasználók aktivitása kicsi (azaz az üzenet elkészítési idejének és az üzenetsomag továbbítási idejének az aránya nagy). Tipikus értéknek a kb. 60 s előkészítési idő és — 80 karakteres csomag, valamint 1200 bit/s sebesség figyelembevételével adódó — kb. 0,6 s csomagtovábbítási idő tekinthető. A véletlen időosztású csatornán alkalmazott protokollon kívül a fenti értékek határozzák meg azt, hogy adott átlagos csomagkésleltetési idő esetén hány felhasználó (terminál) tud egyszerre működni a csatornán, ill. fordítva, adott terminálszám esetén mennyi lesz az átlagos késleltetés.

A fenti jellemzők a rádiócsatorna adatátviteli sebességének növelésével ráadásul nem egyszerűen arányosan javulnak, hanem ennél nagyobb mértékben. Kimutatható, hogy bizonyos, itt nem részletezett felhasználói viselkedést alapul véve, 1...2 s nagyságú átlagos késleltetéssel, 1200 bit/s sebességű csatornán kb. 8...13, 9600 bit/s sebesség esetén pedig kb. 140...170 terminál szolgálható ki [1].

A rádiós adatátvitelt véletlen időosztásos hálózatokban több gyakorlati ok miatt egyértelműen a széles körben alkalmazott URH rádiótelefon berendezésekkel célszerű megvalósítani. E készülékek eredendően beszédátvitelre készülnek, s fő jellemzőjük, hogy a kb. 3—3,5 kHz-re határolt hangfrekvenciás sávot fázismodulációval sugározzák ki, olyan modulációs tényezőt alkalmazva, hogy a 20, ill. 25 kHz (esetleg 12,5 kHz) csatornatávolsággal a szomszéd csatornába bejutó zavarok szintje előírt érték alatt maradjon.

Ezeket a berendezéseket alkalmassá kell tenni adatátvitelre általában, ill. üzenetsomagok továbbítására, speciális igényeinknek megfelelően. Kézenfekvő és a rádiótelefon készülékben csupán lényegtelen változtatásokat igénylő megoldást kapunk, ha az adatforrás és a rádiótelefon hangfrekvenciás bemenete közé modemet iktatunk. E módszert — mivel meg szeretnénk különböztetni a másiktól, jelen munka tárgyát képező eljárástól — segédvivős módszernek nevezzük.

Modulációs módszerként a szokásos digitális amplitúdó-, frekvencia- és fázismodulációs eljárások számos változata jöhet szóba. Az irodalomban több vizsgálatot közöltek arra vonatkozóan, hogy milyen modulációs eljárásokkal lehet a rendelkezésre álló sávot kihasználni, és mekkora legnagyobb sebességet

lehet elérni. Példaképpen egy 5 kHz hangfrekvenciás sáv szélességű rádiótelefonon végzett mérések eredményeit összefoglalva, kitűnik, hogy 4,8 kbit/s sebességű átvitel több módszerrel is elérhető, sőt speciális kódolási technikát alkalmazva 9,6 kbit/s-ra is van lehetőség elfogadható hibaarány és kisugárzott sáv szélesség mellett [2]. A sebesség növelésével azonban várhatóan ugyanolyan mértékben nő a készülékek bonyolultsága és költsége, mint a telefonsávi modeméknél.

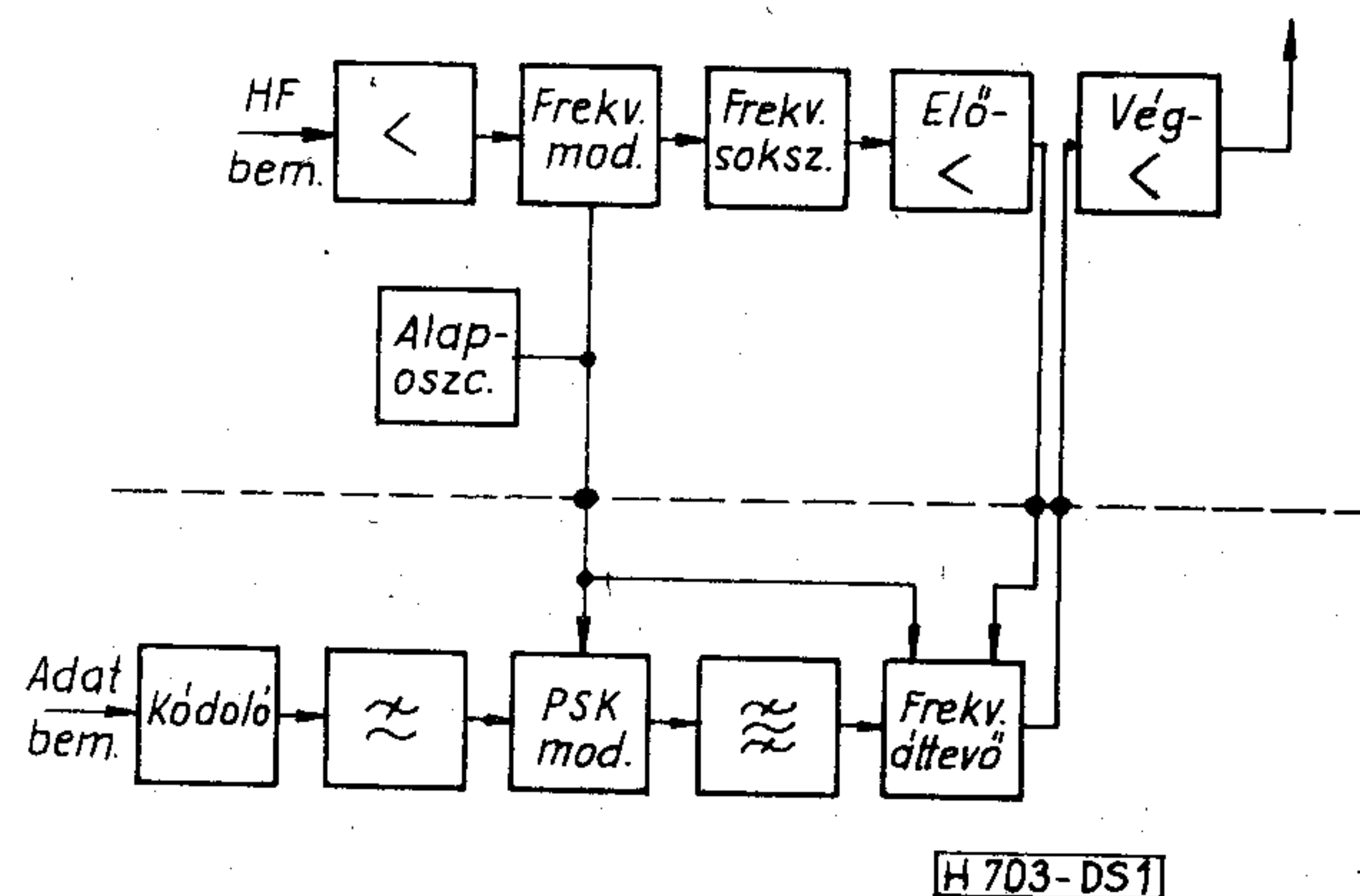
Egy másik lehetőség rádiótelefonokon történő adatátvitelre a kisugárzott vivő közvetlen modulációja valamilyen alkalmas eljárással. Lineáris modulációval a rendelkezésre álló kisugárzott sáv szélességét az FM-nél lényegesen hatékonyabban használhatjuk ki, ill. egy adott sebességet a segédvivős változatoknál egyszerűbb eszközökkel és jobb jellemzőkkel érhetünk el.

Jelen munkában ismertetünk egy bináris fázismodulációt alkalmazó változatot, amelyet a BRG FM 10—164 típusú készülékéhez dolgoztunk ki annak szem előtt tartásával, hogy a gyári készülékekben a lehető legkevesebb változtatásokat kelljen tenni. A következőkben először a tervezés során tett megfontolásainkat és magát a közvetlen modulációs egységet ismertetjük vázlatosan, majd a hibaarány-mérések eredményeit.

A közvetlen moduláció megvalósítása

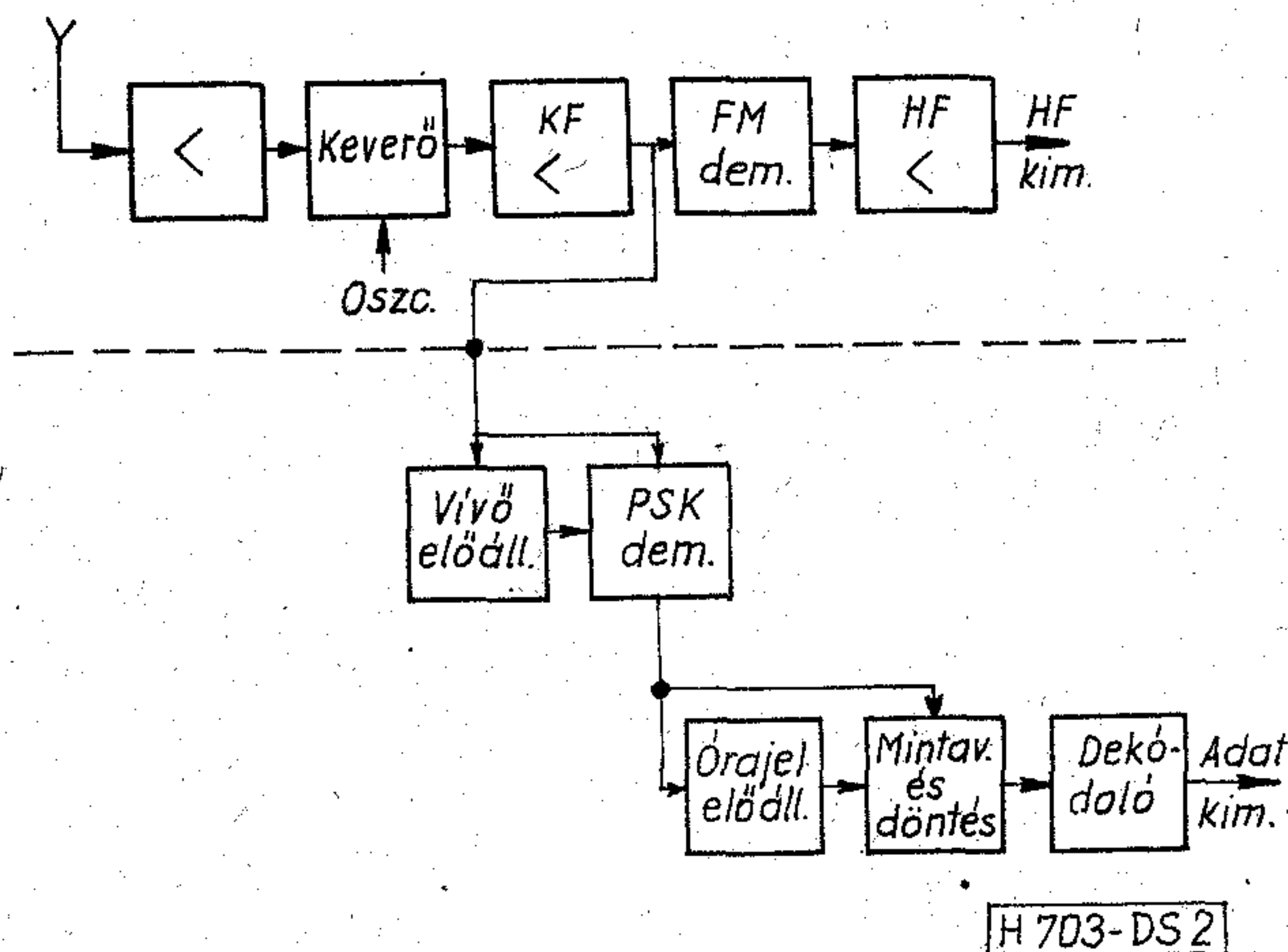
A megvalósított rendszer adó oldalát az 1. ábrán, vevő oldalát a 2. ábrán látható tömbvázlat illusztrálja. Az ábrákon a szaggatott vonal felett a rádiótelefon megfelelő részeit, alatta pedig a közvetlen modulációt, ill. demodulációt megvalósító egységeit tüntettük fel.

A modulátorrész kialakításánál az egyszerű felépítés és megvalósítás volt a cél. PSK modulátorként



[H 703-DS1]

1. ábra. A modulátorrész és csatlakozása a rádiótelefon adójához



2. ábra. A demodulátorrész és csatlakozása a rádiótelefon vevőjéhez

kiegyenlített szorzót alkalmaztunk, s magát a modulációt — nem elvi, csupán megvalósítási okok miatt — nem a végleges, 160 MHz körüli frekvencián végeztük el, hanem a rádiótelefon adó alaposzcillátorának jelét felhasználva, kb. 9 MHz-en. A modulált jelet azután megfelelő sávkorlátozás után egy frekvenciaáttevő egység helyezte át a végleges frekvenciára.

A modulátorra az adatjel egy egyszerű differenciális kódolón és egy jelformáló szűrőn át kerül.

Látható az ábrán, hogy a modulátoroldal megvalósításához a rádiótelefon-adó csaknem minden egységét felhasználtuk, a hangfrekvenciás rész és az FM modulátor kivételével. A csatlakozásokhoz nem volt szükség konstrukciós beavatkozásokra.

A demodulátorrész tervezése során a jó rendszerjellemzők elérése érdekében hatékonyabb megoldásokat kerestünk. Így a PSK jel demodulálásánál a szóba jövő eljárások közül a potenciálisan legkisebb hibavalószínűséget nyújtó koherens (szinkron) demodulálást választottuk. Az elnyomott vivőjű modulált jelből a vivő előállítását pedig fáziszárt követő rendszerre volt célszerű bízni, mivel össze kellett egyeztetni azt a két ellentmondó követelményt, hogy (i) a vivőszűrő zajsáv szélessége lehetőleg kicsi legyen, ugyanakkor (ii) a demodulátor „találja meg” a jelet a rádiótelefon vivőinek instabilitása által meghatározott bizonytalansági tartományon belül. Több fáziszárt rendszer kínálkozott alkalmasnak a fenti feladatok ellátására, mi a Costas-hurkot választottuk, amely a vivőelőállítást és a demodulálást

egyszerre valósítja meg (a 3. ábrán e két egységet külön tüntettük fel).

A Costas-hurok demodulátor méretezéséről és megvalósításáról itt részletesen nem szólnunk. Az ágakban elhelyezett szűrőket RC integráló tagokkal valósítottuk meg, kb. 15 kHz törésponti frekvenciával. A hurokszűrő a szokásos ejtő-emelő típusú, 67, ill. 94 Hz-es törésponti frekvenciákkal. A demodulátor áramköri kialakítására a működési frekvenciából adódóan a vegyes, analóg-digitális technika jellemző. Az ágbeli szorzók antivalencia kapukkal, míg a belső szorzó analóg szorzóval lett megvalósítva. A VCO kvarccal stabilizált gyári integrált áramkör. A fázistolást digitális késleltetéssel oldottuk meg.

A demodulátorrész másik nagy egységét a mintavevő és döntő, valamint a dekódoló áramkörök alkotják. E feladatok ellátására ismert, gyakorlatban jól bevált megoldások közül választhattunk. Itt legfeljebb azt említjük meg, hogy kísérleti céljainak megfelelően több beállítási lehetőségről gondoskodtunk (ilyen pl.: a mintavevő impulzusok helyzete).

A demodulátorrész a rádiótelefon vevőjéhez a KF erősítő utolsó fokozatánál csatlakozik. Itt is, akár csak a modulátor oldalon, lényegében konstrukciós beavatkozás nélkül. A megfelelő elválasztásról emittérkövetők beépítésével gondoskodtunk.

A tulajdonképpeni modulációs és demodulációs feladatok ellátásáról szoltunk idáig. Az ezeket megvalósító egységeket a terminállal egy illesztő egység kapcsolja össze. Az illesztésnél abból indultunk ki, hogy a terminál V24-es szabványos interfacet lásson, az egyes vezérlő jelek azonban speciális feladatokat látnak el, ill. a sajátos alkalmazásnak megfelelően jönnek létre. Például az adáskérés (105. sz.) jel egy alkalmas kapcsoló áramkör segítségével az adó tápfeszültségét kapcsolja be (így az előírásoknak megfelelően a rádiótelefon csak információ közlése esetén sugároz ki vivőt).

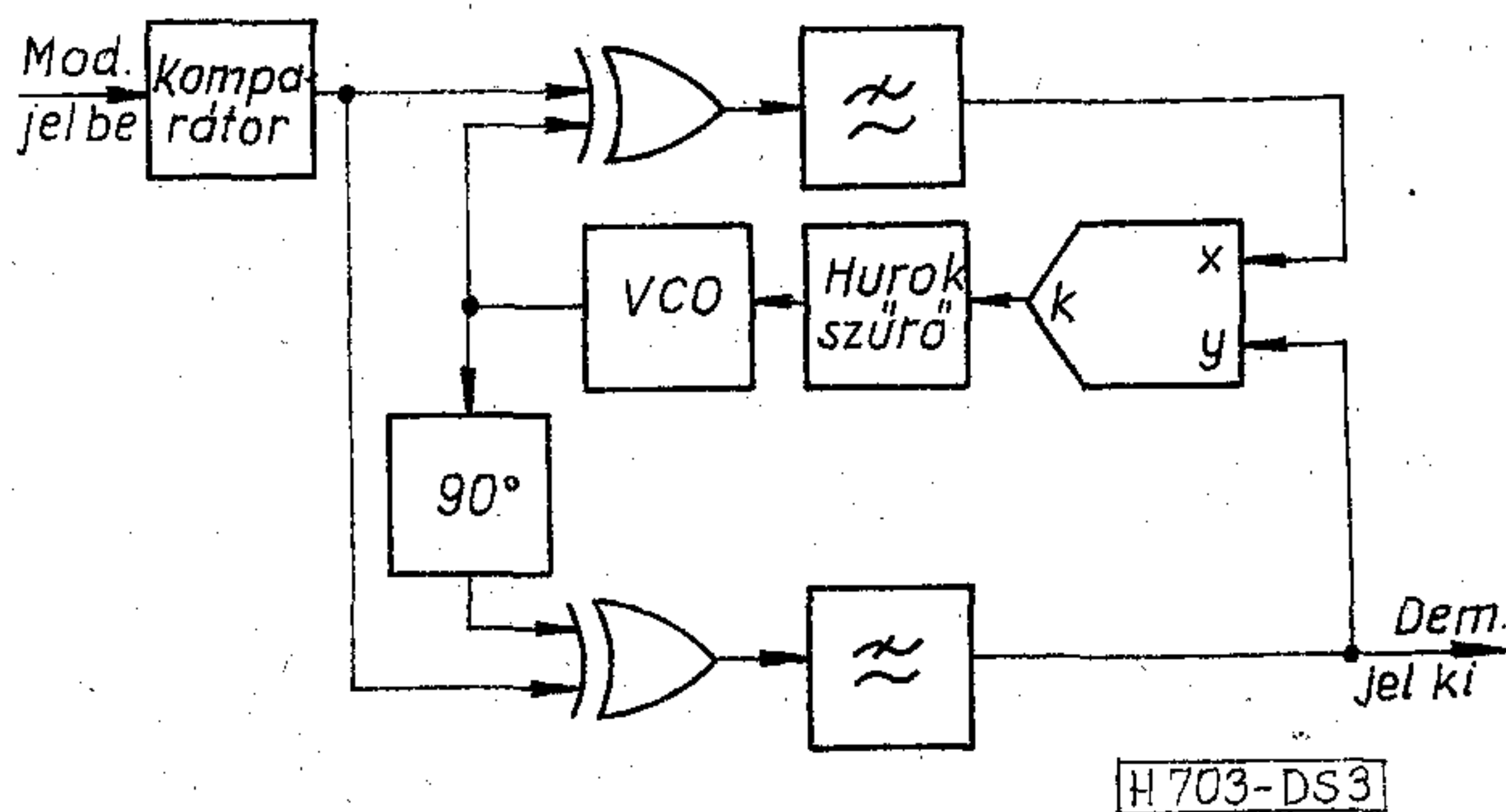
Az adásengedély (106) jelet pedig egy olyan áramkör állítja elő, amely az adó kimenetén figyeli a jel megjelenését. A vett jel érzékelését egy, a rádiótelefon vevőjének KF erősítőjére csatlakozó, gyors működésű áramkör végzi.

Mérési módszerek és eredmények

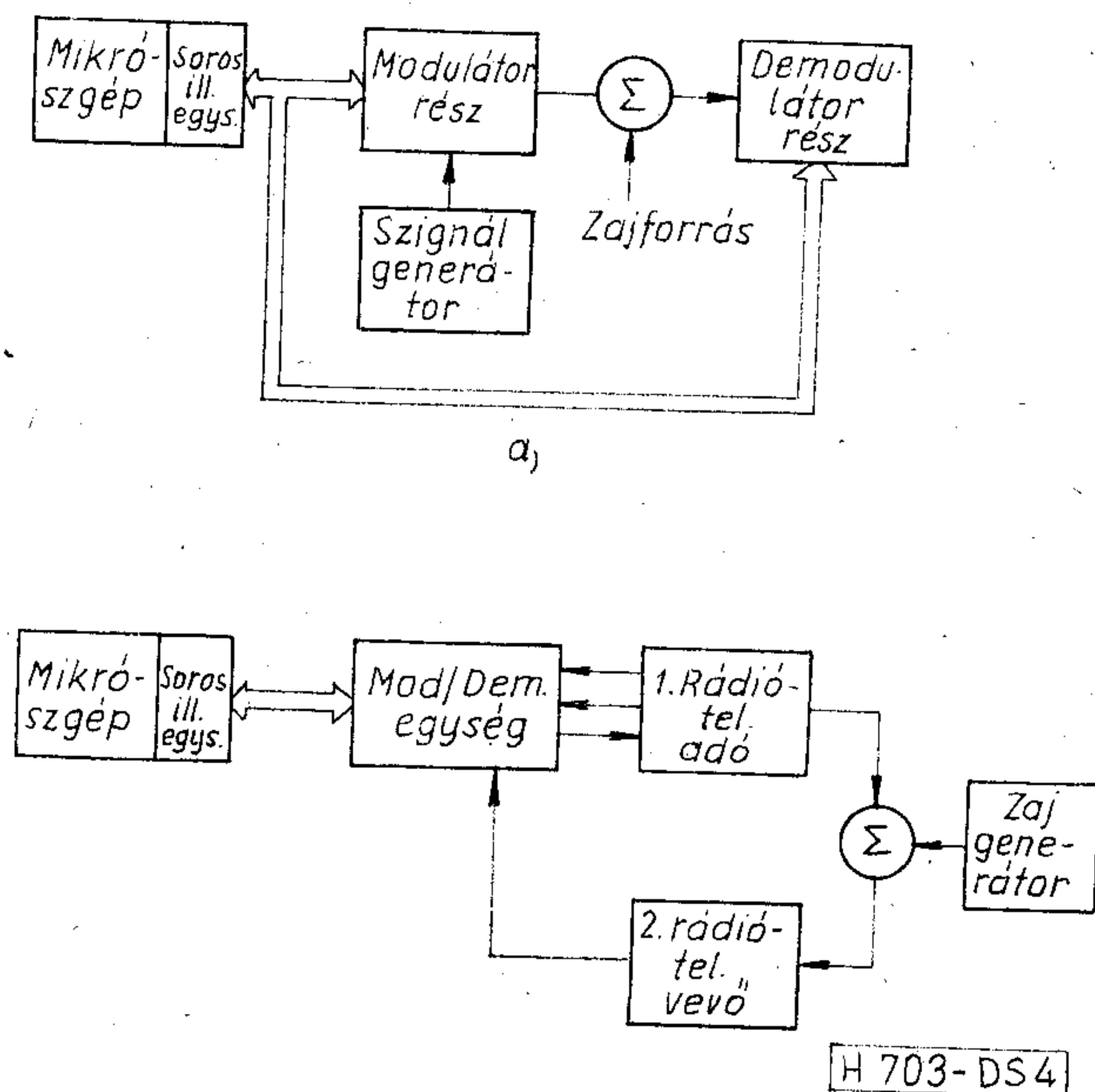
Az elkészült modulátor—demodulátor egység üzemi próbáira — tényleges rádióterminál-szolgáltatásban — jelen cikk megírásának időpontjáig még nem került sor. Ezért itt csupán az egység laboratóriumi vizsgálatának módszerét és a mérések eredményeit ismertetjük.

A kísérleteket egyetlen modulátor—demodulátor egység hurokba kapcsolásával, a 4. ábra szerinti kétféle elrendezésben végeztük.

A mérések az intézetben megvalósított Intel 8080 alapú mikroszámítógépet használtuk, amely — egy erre a célra készített program segítségével — adatforrásként és hibakiértékelő egységként is szolgált. A mikroszámítógép univerzális soros be-kimeneti egysége közvetlenül alkalmas volt a modulátor—demodulátor egységhez való csatlakoztatásra.



3. ábra. A Costas-hurok demodulátor tömbvázlata



4. ábra. Kísérleti összeállítás a hibaránymérésekhez: a) mérés közbenső frekvencián, b) mérés a rádiótelefonokon keresztül

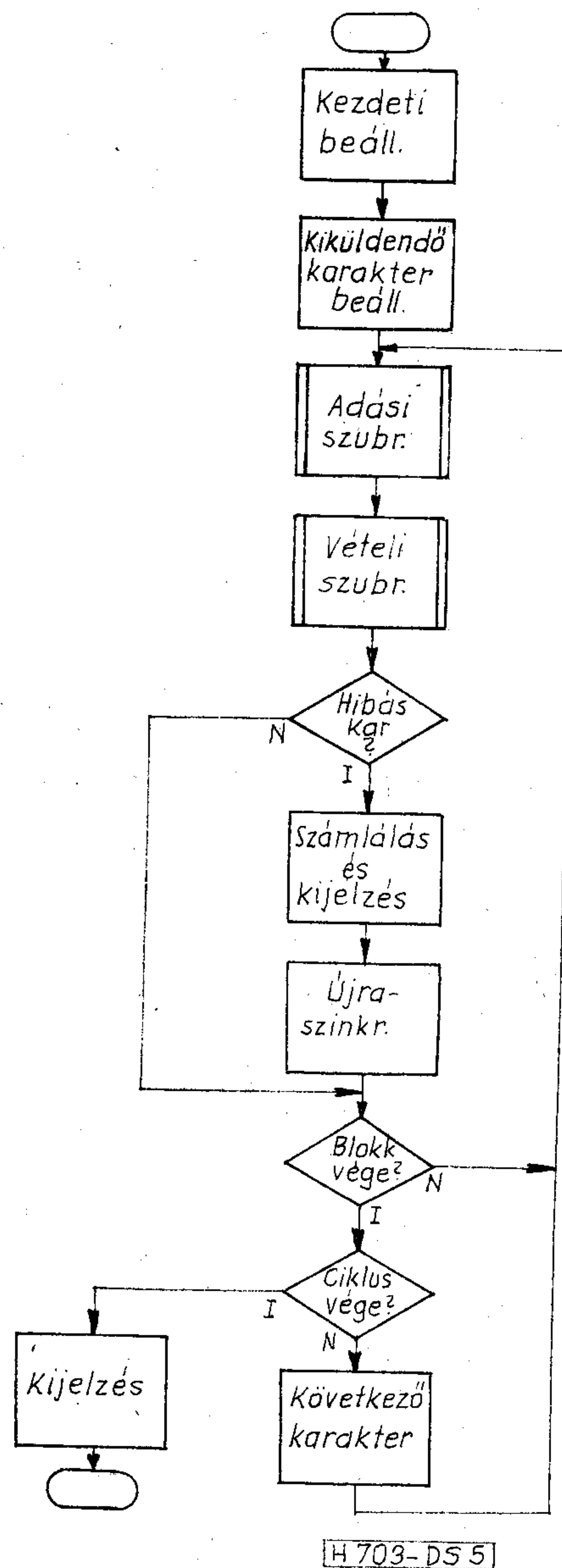
Az adatforrásként szolgáló, ill. a hibarányt mérő program a tervezett alkalmazás körülményeit utánozta le többféle üzemmódban és beállítási, ill. kiértékelési lehetőséggel. A méréseknél használt egyik üzemmódban (1. az 5. ábra folyamatábráját) 256 karakteres blokkokat küld ki a program, egy blokkon belül azonos, blokkonként pedig különböző karakterekkel, és kijelzi az egyes blokkokon belül meghibásodott karakterek, ill. bitek számát, majd a ciklus végén a teljes hibaszámot. Hibásan vett karakter esetén a következő kiküldése előtt a soros ki-bemeneti egységet a program újraszinkronizálja, azaz byte-szinkron karaktert keres, és annak felismerése után küldi csak ki a következő karaktert.

A fent leírt módszer már a demodulátor rész vivő- és bitszinkronizáló áramköreinek beállításánál hasznosnak bizonyult.

A hibarány-méréseket a 4a ábra szerinti összeállításban, egy olyan zajforrás segítségével végeztük, amely 10,7 MHz-en kb. 30 kHz sávszélességben közel fehér zajt állított elő. Ennek nagyságát s ezzel a jel-zaj viszonyt csillapító beiktatásával változtattuk. Előzetesen néhány pontban végeztünk mérést. 12 dB-es jel-zaj viszonynál a hibarány jobb volt, mint 10^{-7} , 8 dB-es jel-zaj viszonynál kb. $2 \cdot 10^{-4}$ -es hibarányt mértünk. A kapott eredmények jó összhangban vannak a koherens PSK demodulálásra additív fehér gaussi zaj esetén jellemző, ismert értékekkel.

Összefoglalás

Véletlen időosztásos rádióterminál-hálózatokban a terminálszám növelésének egyik hatásos módja a rádiócsatorna adatátviteli sebességének növelése. Jelen munkánkban erre a célra közvetlen modulációs eljárást javasoltunk, amelynek segítségével a rádiótelefon-csatornát hatékonyabban ki lehet használni, mint az ismert segédvivős módszerekkel. A kísérleti



5. ábra. A hibaránymérő program folyamatábrája

eredmények alapján állíthatjuk, hogy különösebb jel-formálási követelmények nélkül, aránylag egyszerű eszközökkel valósíthatunk meg 10 kbit/s körüli sebességet.

Az ismertetett modulátor–demodulátor egység áramköreinek tervezését Molnár József és Szakács László 1978-ban, ill. 1979-ben végzett okl. villamosmérnökök végezték diplomaterv-feladatként. A szerzők köszönetet mondanak értékes munkájukért.

IRODALOM

- [1] Dallos Gy.—Szabó Cs.: Simulating Electronically the Performance of a Low-Rate Multiple Access Radio Channel. Proc. of the 6th Colloquium on Microwave Communications, Budapest, August 1978.
- [2] Zegers, L. E.—Dekker, C. B.: Comparison of Digital Transmission Techniques for Standard FM Mobile Radio Sets. IEEE Trans. on Communications, March 1977.

Szélessávú hírközlési kísérletek az optikai tartományban

ETO 621.375.826.038.823:621.391.63.018.424

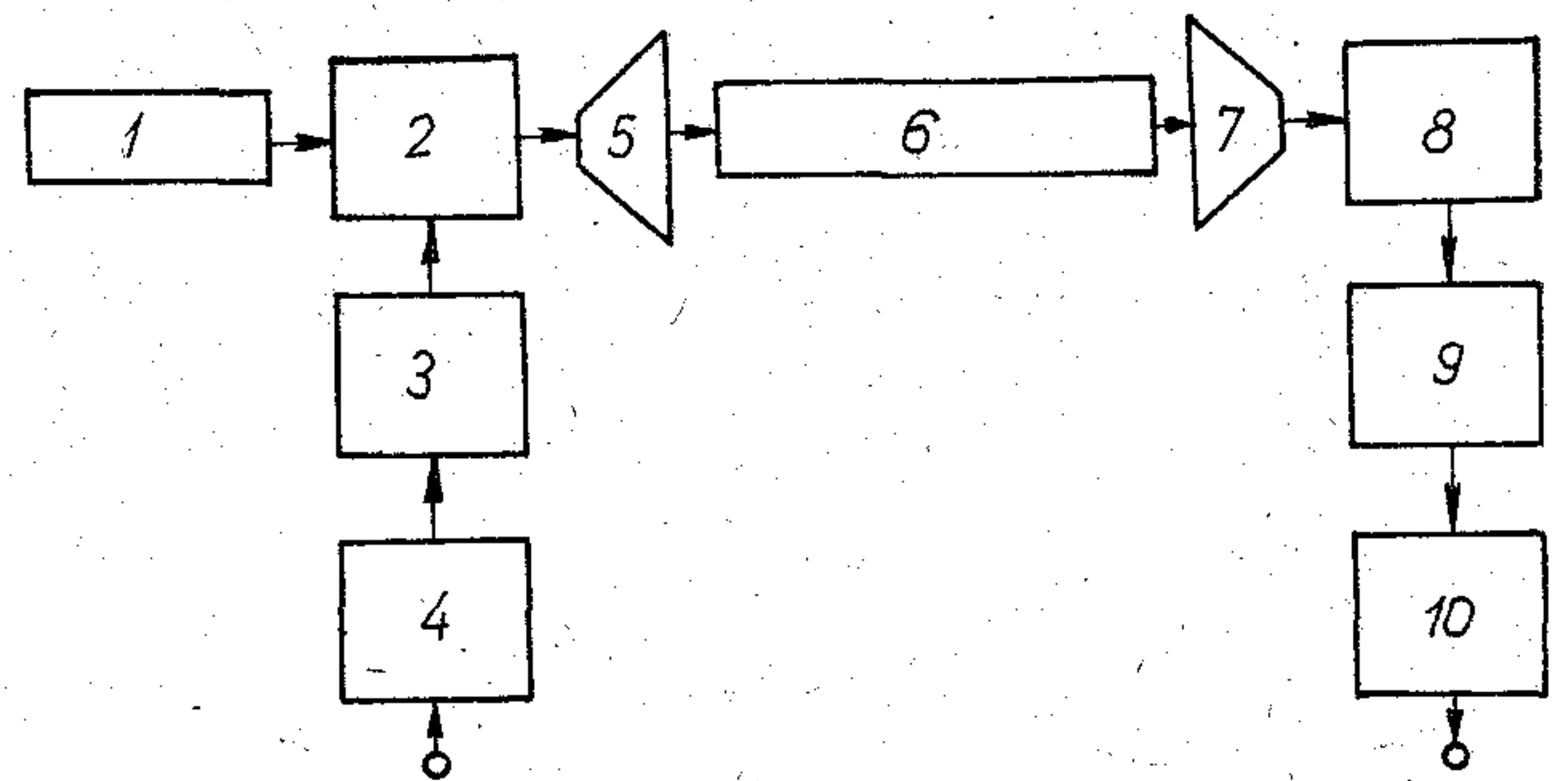
Közel 20 éve már, hogy az első lézerek elkészítése nyomán a fejlett ipari országokban megkezdődtek és egyre fokozódó intenzitással folynak jelenleg is a hírközlési felhasználásukat célzó kutató-fejlesztő munkák [1–15]. Bár kozmikus és rövid távú atmoszférikus összeköttetéseket elég gyorsan sikerült létesíteni, az átütő sikerek sokáig vártak magukra. Ennek okát főként a megfelelő választékú és minőségű optikai, illetve elektronikai alkatrészek hiányában kell keresnünk, de az atmoszférikus turbulencia is váratlanul nagy akadállyá bizonyult a szabadtéri terjedés útjában.

A 70-es évek elején a figyelmet új irányba terelték a kis csillapítású (<20 dB/km) optikai szálak, illetve a belőlük készített optikai kábelek. A gyors ütemben javuló minőségű szálak a megfelelő fényforrásokkal (LED, lézer dióda) és fotodetektorokkal együtt egy, a hagyományos vezetékes (kábeles) hírközlő rendszerrel analóg optikai megoldás lehetőségét hozták magukkal [11–15]. Ettől kezdve az atmoszférikus összeköttetések iránt az érdeklődés rohamosan csökkent, bár ezek bizonyos (elsősorban rövid távú, mobilis) feladatok ellátására előnyösebbek, s még várhatóan hosszú ideig jóval olcsóbbak is. Ezért az ilyen irányú vizsgálatok teljes megszüntetése műszaki és gazdaságossági szempontból is indokolatlan.

Fentiek alapján, számot vetve a koherens optikai eszközök (egyelőre) szűkös beszerzési lehetőségeivel és általában magas árakkal is, olyan széles sávú (~ 3 MHz) hírközlő vonal tervezését, építését és gyakorlati kipróbálását tűztük ki célként, amely a rendelkezésünkre álló, illetve könnyen beszerezhető eszközökkel megvalósítható, s ugyanakkor alkalmas az optikai frekvenciatartomány átviteli tulajdonságainak demonstrálására, építési és üzemeltetési tapasztalatok gyűjtésére. Az alábbiakban röviden leírt kísérleteket — diplomatervező hallgatók részvételével [16–19] — az elmúlt években végeztük. Ennek során a BME két épülete között, kb. 200 m távolság áthidalására alkalmas egyirányú lézeres összeköttetést létesítettünk. A megépített vonalon fekete-fehér TV-képet, majd egy 24 csatornás PCM berendezés jeleit továbbítottuk, igen jó minőséggel. Eddigi kedvező tapasztalataink a kísérletek folytatására és kiterjesztésére ösztönöznek.

1. Az optikai hírközlő rendszer elvi felépítése

Az imént említett átviteli kísérletek időben egymást követték. A kétféle feladat, számos közös vagy igen



1—Lézer; 2—Optikai modulátor; 3—Modulátor meghajtó egység; 4—Kódoló berendezés; 5—Optikai adóantenna; 6—Optikai csatorna; 7—Optikai vevőantenna; 8—Optikai vevő; 9—Jelfeldolg. egység; 10—Dekóder

H 690-TS 1

1. ábra. Az egyirányú optikai összeköttetés tömbvázlata

hasonló vonása mellett, főként az adó- és vevőoldali áramkörök tekintetében jelentősen különbözik is egymástól. Ennek megfelelően, mindkét optikai összeköttetésre megadható azonos tömbvázlat (1. ábra), az egyes tömbök funkciója és felépítése azonban esetenként eltérő, s ezért külön ismertetést igényel. Elsőként azokat az optikai rendszer elemeket tekintjük át röviden, amelyeket mindkét kísérletnél azonos módon használtunk fel.

1.1. Koherens optikai generátor

Az optikai vörös hullámot egy MOM gyártmányú, GL-8 típusú, 5 mW teljesítményű He-Ne lézerrel állítottuk elő. A kibocsátott nyaláb hullámhossza $\lambda = 632,8$ nm, gyakorlatilag egymódusú, átmérője a kilépő apertúrán $d \approx 1$ mm, divergenciája $\theta \approx 1...2$ mrad. E lézertípus jellegzetessége az emittált sugárzás nagyfokú monokromatikusság (a spektrális vonalszélesség $\sim 0,01$ nm), s az ezzel összefüggő igen nagy ($\sim 10^8$ m) koherenciahosszúsága, illetve 0,3 s nagyságrendű koherenciaidő. Ezen alapvető fizikai tulajdonságok eredményezik a lézersugárzás nagy spektrális intenzitását, s együttesen teszik alkalmassá a lézert hírátviteli feladatok ellátására [4–6, 9].

Gyakorlati szempontból feltétlenül megemlítendő, hogy az emittált nyaláb intenzitásában jelentős nagyságú (3...5%) ingadozást tapasztaltunk. Ezt a lézertápegység nem elég gondos szűrésének tulajdonítjuk, megszüntetésére azonban nem vállalkoztunk. Ugyanakkor tudomásul kellett vennünk, hogy — adott modulátortípus mellett — az AM alapsávi átvitel (pl. fekete-fehér TV-kép esetén) eleve lehetetlen ekkora teljesítményingadozás esetén.

1.2. Optikai modulátor

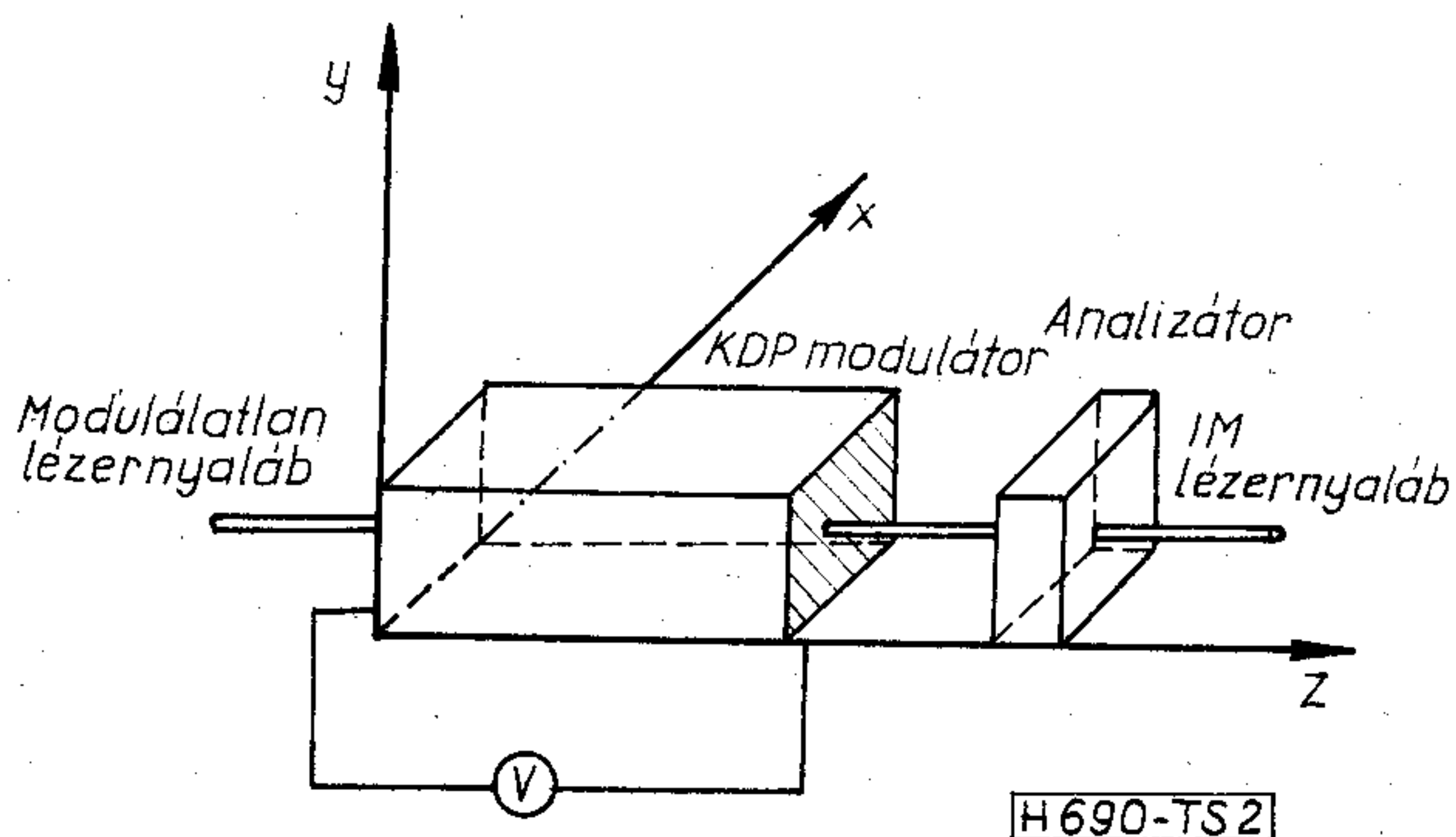
Az optikai vívőhullám modulálását a KDP (KH_2PO_4) egykristályban külső térerősség hatására fellépő lineáris elektrooptikai (Pockels) effektus alapján végeztük [4, 5, 6, 9, 16]. Ezek a kristályok a tetragonális osztályba tartoznak (jelölésük: $\overline{4}2\text{m}$), oldatból növesztik őket gondos, de nem túlságosan bonyolult eljárással. Hazánkban több helyen is előállítanak ilyen kristályokat (MTA Kristályfizikai Kutató Laboratóriuma, BME Fizikai Intézete). Ha a megfelelő kristálytani tengely mentén kivágott és optikailag megmunkált KDP hasábon fényt vezetünk keresztül, amely például a fenti lézerből lineáris polarizációval lép ki, akkor az egymásra merőleges villamos térerősség-komponensek között az eltérő fázissebességek következtében a rákapcsolt feszültségtől függő fázistolás jön létre (indukált kettőtörés). Ennek eredményeként a kristályon áthaladó fényhullám polarizációs síkja elfordul, s ha a kilépő nyaláb útjába analizátort helyezünk, annak kimenetén már a Γ fázistolástól, vagyis végső soron a moduláló feszültségtől függő fényintenzitás jelenik meg (2. ábra) [20].

A kivittől függően ún. longitudinális vagy transzverzális KDP modulátorról beszélünk. A két típus működési módja és tulajdonságai is különbözők. Az előbbi esetben a fényhullám a z-tengellyel párhuzamosan terjed, és ilyen irányú (longitudinális) a kristályra kapcsolt külső tér is. A fényhullám villamos térerősségének két ortogonális komponense között fellépő fáziskülönbség a modulátor kimenetén:

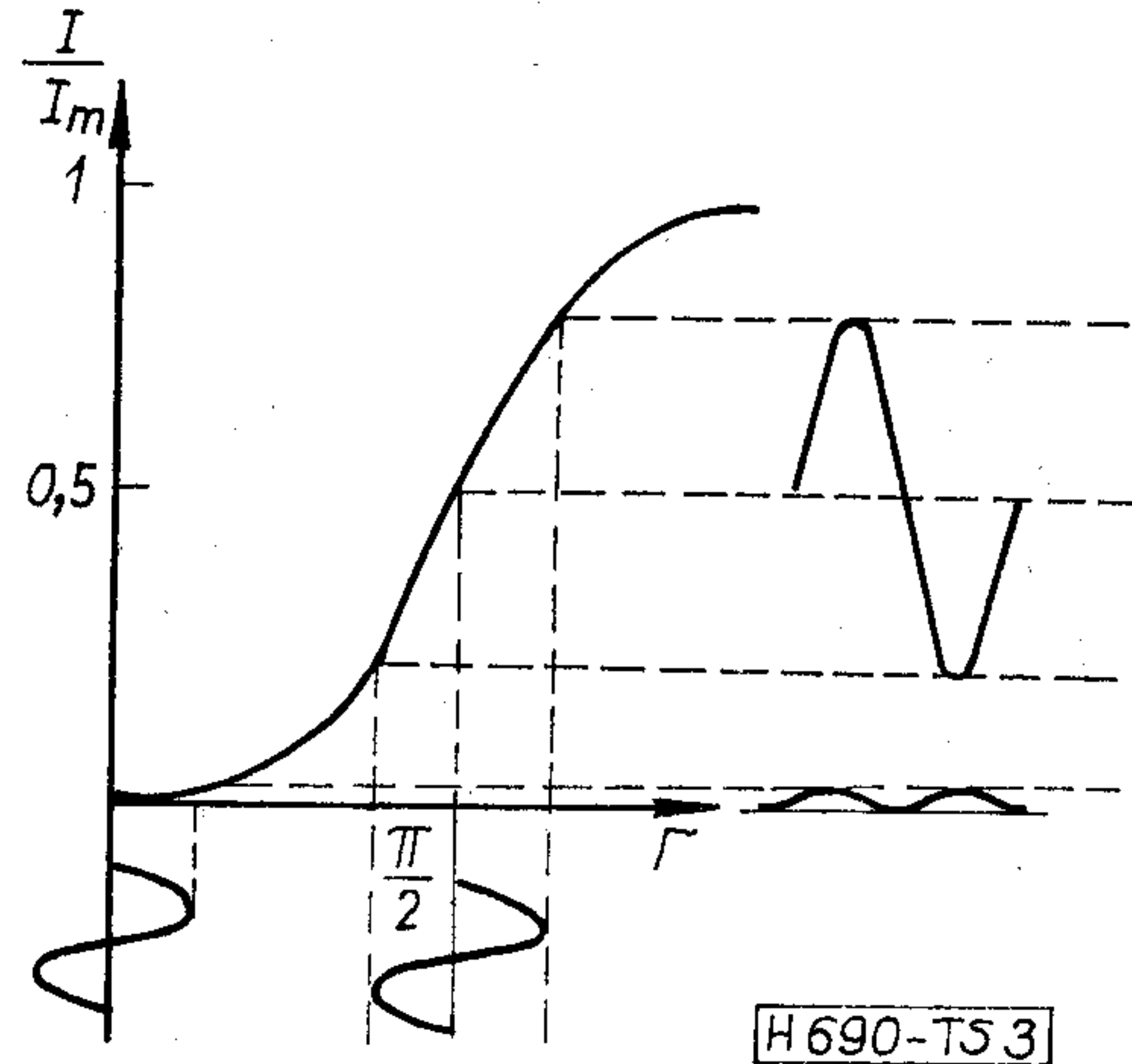
$$\Gamma = F(U/U_{\lambda/2}), \quad (1)$$

ahol U — a moduláló feszültség és $U_{\lambda/2}$ — a $\Gamma = \pi$ nagyságú fázistoláshoz tartozó ún. félhullámfeszültség, amely a kristály optikai paramétereinek és a fény hullámhosszának a függvénye. Az ilyen modulátor fázistolása független a kristály geometriai adataitól, félhullámfeszültsége viszont kényelmetlenül nagy (~ 8 kV), így széles sávú moduláció megvalósítására nem alkalmas. Ennek ellenére első kísérleteinknél ilyen modulátort használtunk, és néhány százalékos modulációs mélység mellett is kielégítő minőségű fekete-fehér TV-képvitelt értünk el [16–17].

A transzverzális modulátorban a fényhullám továbbra is a z-tengely mentén halad, a kristályra kapcsolt külső tér azonban merőleges a fény terjedési irányára, s a longitudinális megoldástól eltérő



2. ábra. Az optikai modulátor vázlatos felépítése



3. ábra. Az optikai modulátor kvalitatív karakterisztikája

a kristálytani tengelyek orientációja is [4, 9]. Ez esetben a fényhullám villamos térerősségének két ortogonális komponense között fellépő fáziskülönbség a kristály geometriai adataitól is függ, és az l/d hányadossal arányos (l — a kristály hosszúsága, d — a keresztmetszeti mérete). Nagy előnye ennek az elrendezésnek, hogy félhullámfeszültsége a fenti értéknél kb. egy nagyságrenddel kisebb. Ezért széles sávú modulátor gyanánt jól felhasználható, s a digitális hírközlő rendszerekben nagy jövő előtt áll.

Az analizátorral ellátott transzverzális KDP modulátor kimenetén a fényhullám intenzitása:

$$I = I_m \sin^2(\Gamma/2), \quad (2)$$

ahol I_m — a beeső hullám intenzitását jelöli és Γ — a modulátorban létrejövő fázistolás. Egy ilyen modulátor kvalitatív karakterisztikája (a relatív intenzitás a modulációs feszültség függvényében) a 3. ábrán látható. Mivel a Γ fáziseltolás arányos a moduláló feszültséggel, analóg moduláció esetén jelentős torzítások keletkezhetnek. Ennek csökkentése céljából, megfelelő előfeszültség alkalmazásával a kristály munkapontját a $\Gamma = \pi/2$ -nek megfelelő pontba toljuk el. A kellő linearitás érdekében még a moduláló feszültség amplitúdóját is korlátozni kell ($U_{\max} \approx 0,25 U_{\lambda/2}$). Széles sávú modulációnál szerepet játszik még a modulátor kapacitása, ezt mérésrel 30–40 pF-nak találtuk, és az optikai csillapítása is, amelyet azonban nem tudtunk megmérni (néhány dB-re becsültük).

Az általunk használt KDP modulátorok a BME Fizikai Intézetben készültek, a kristályokat is ott növesztették, a modulátorok pontos specifikációja azonban nem állt rendelkezésünkre.

1.3. Optikai detektor

A modulált optikai vívőhullám detektálására egy HIKI gyártmányú (típusjel nélküli) szilícium lavina fotodiódát használtunk, amelynek jellemző adatait az irodalomból [31] vettük át:

érzékeny felület	0,3 mm ²
érzékeny tartomány	0,5...1,1 μm
lavina üzemi előfeszültség	80 V
érzékenységi	100 nA/lx
záróréteg kapacitása	kb. 20 pF

sokszorozási tényező 100
határfrekvencia >10 MHz

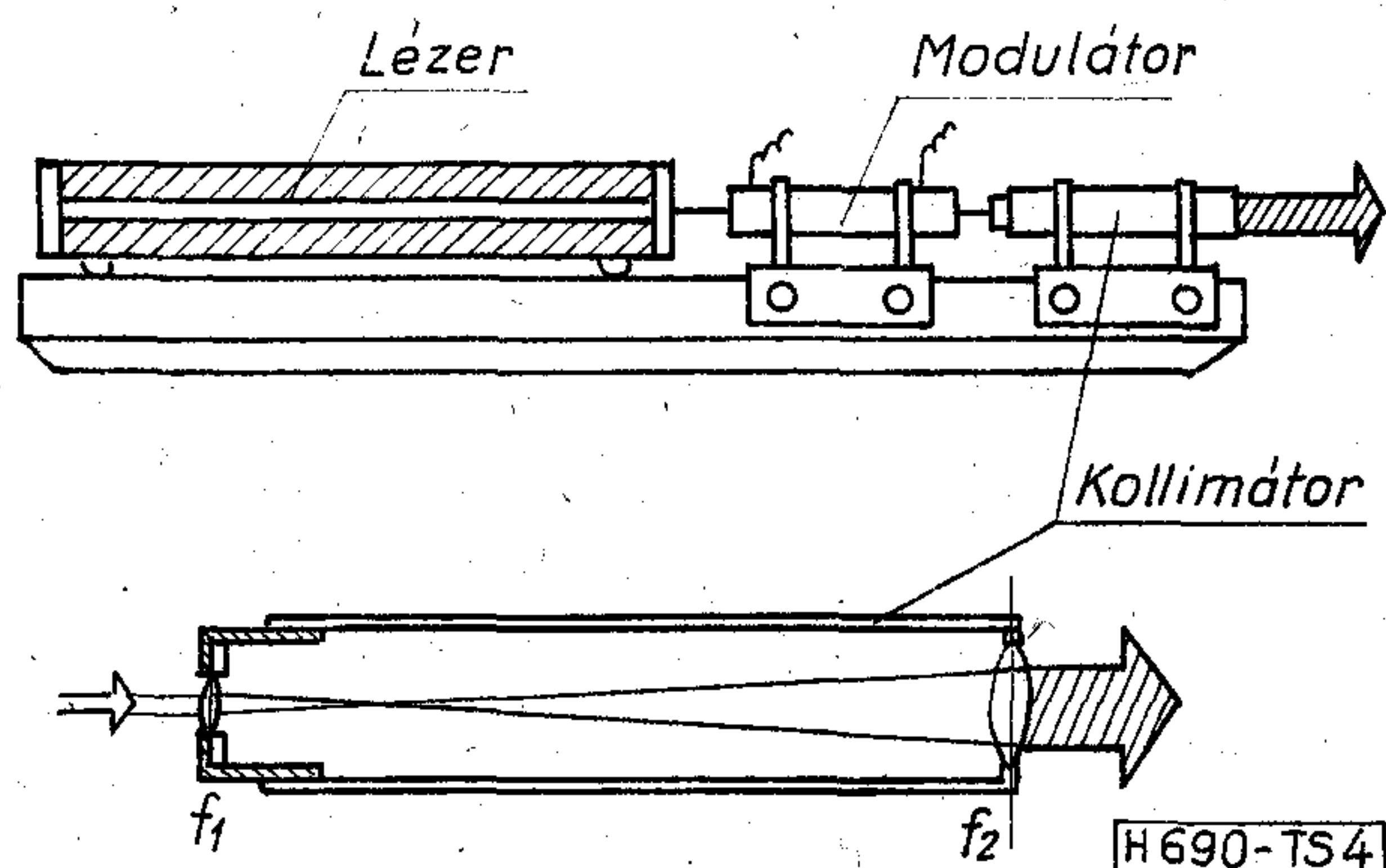
A lavina-fotodióda a fotoelektron-sokszorozóval analóg működésű félvezető eszköz, amelynek azonban nagyobb sötétáram s ennél fogva kisebb érzékenység a jellemzője. Ezenkívül a belső sokszorozási folyamat járulékos zajt termel. Ugyanakkor a lavina-fotodiódának igen jó a kvantumhatásfoka. Mindezen fizikai tulajdonságai következtében a lavina-fotodióda használatával jelentősen növelhető a széles sávú optikai vevőkészülékek érzékenysége, s igen el is terjedtek a gyakorlatban [3, 5, 6, 9, 11].

Azt tapasztaltuk, hogy ha a lavina-fotodiódát nem éri megfelelő nagyságú fényáram, akkor jelentősen megnő a zaja. Ez azzal magyarázható, hogy ilyen esetben hiányzik az a szükséges energia, amely az egyébként spontán lezajló lavinafolyamatokat koordinálja. Így a megnövekedett zajfeszültség, amely közelítőleg normális eloszlású, akár teljesen el is nyomhatja a gyengén vehető jelet. Ha azonban megfelelő intenzitású [22] fényhullám éri a detektor felületét, az abban feszültséggé átalakított jel majdnem zajmentessé válik. A diódán átkényszerített, a jel/zaj viszony szempontjából kedvező egyenáramot 100...150 μ A-nek találtuk.

1.4. Adó- és vevőoptikák

A 2.1. szakaszban már említettük, hogy a koherens optikai oszcillátorként használt lézerből elég nagy divergenciájú nyaláb lép ki. A viszonyokat az optikai modulátor tovább rontja. Ezért nagyobb távolságokon (már 100 m-en is!) jó minőségű hírátvitel csak megfelelő adó- és vevőoptikák (lencsék, tükrök) alkalmazásával lehetséges. Erre a célra az adó oldalon kollimátor gyanánt fordított távcsövet építettünk be (4. ábra), $f_1=17$ mm és $f_2=146$ mm fókusztávolságokkal. Ezzel elértük, hogy a modulátorból kilépő nyaláb átmérője a belépő nyalábénak $146/17=8,6$ -szerese, divergenciája viszont 8,6-szer kisebb legyen. Ha tehát a lézernyaláb eredeti divergenciája 2 marad, akkor 200 m távolságban a kb. 400 mm átmérőjű fényfolt helyett csak kb. 50 mm átmérőjű fényfolt jelenik meg.

Vevőoptika gyanánt egy 3,5/80-as lencserendszert használtunk, amelynek $d_v=8/3,5=2,3$ cm az átmérője és $A_v=4,15$ cm² a hatásos vevőfelülete. Maguknak a lencséknek az optikai csillapítását néhány dB-re becsültük.



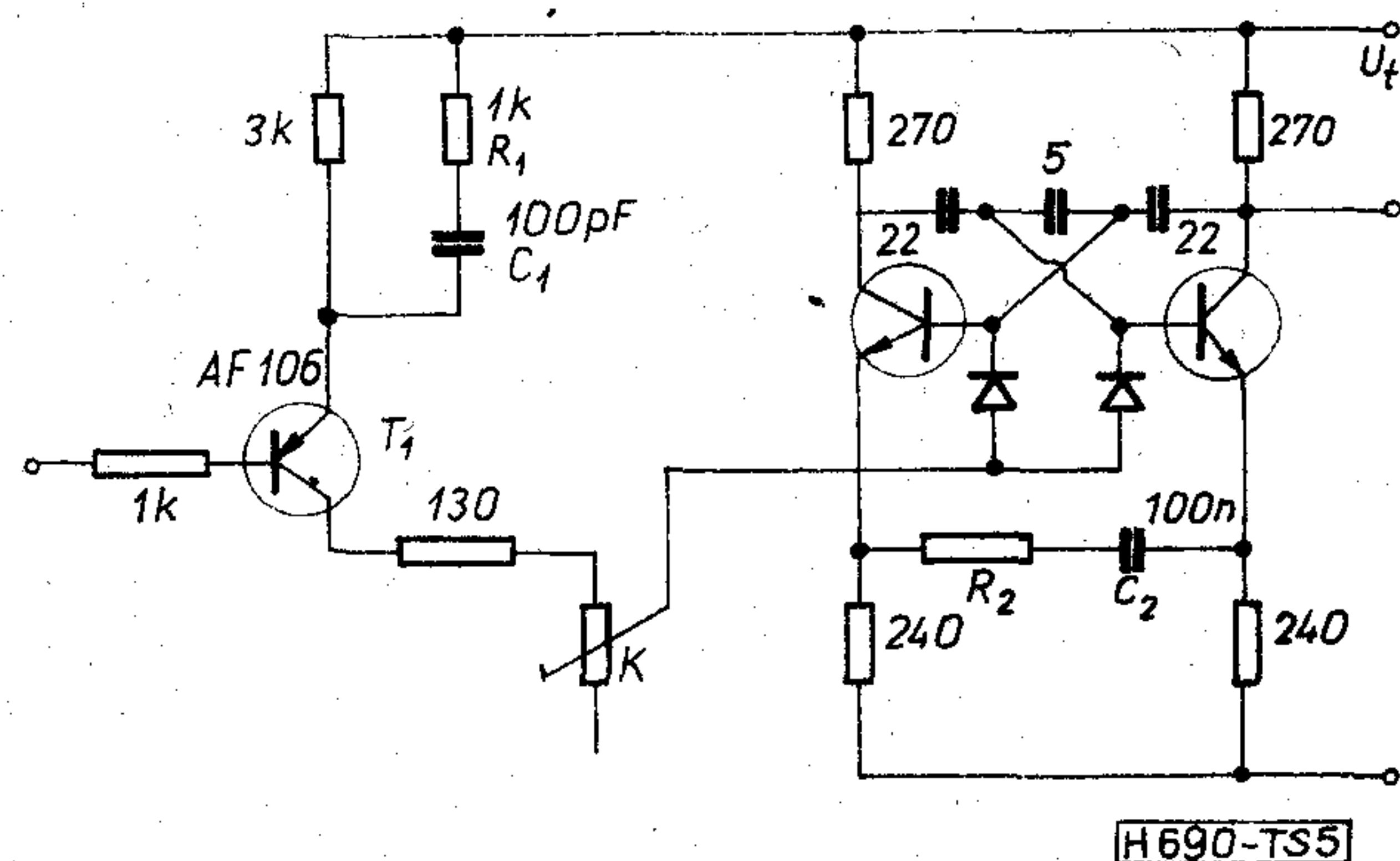
4. ábra. Az adókollimátor felépítése és elhelyezése

2. Fekete—fehér TV-képátvitel [16, 17]

A kísérlet célja egy kisméretű SONY kamerából származó, kb. 3 MHz sáv szélességű video-jel kis távolságú átvitele volt. Az összeköttetést az 1. ábra szerint építettük fel. A részletes tervezés előtt az adottságainknak leginkább megfelelő modulációs módot kellett kiválasztanunk. A lézeroszcillátor 2.1. szakaszban említett intenzitás ingadozásai és az atmoszférikus csatorna járulékos (sztochasztikus) amplitúdómodulációja miatt is, a vett TV-kép zavaró villogásainak csökkentése érdekében FM—AM modulációs rendszert alkalmaztunk. A segédvívó frekvenciáját — az áramköri nehézségek elkerülése céljából — viszonylag alacsony értékűnek választottuk, s így módon lehetővé vált az adó- és vevőoldali áramkörök jelentős egyszerűsítése.

2.1. Az adó oldal felépítése

A bemeneti fokozat erősítóből és szűrő áramkörből áll. A video-jel a 75 Ω impedanciájú bemenetről szintszabályzó potencióméteren át földelt emitteres tranzisztor bázisára jut. A kimeneti tranzisztor földelt kollektoros kapcsolásban működik, a következő fokozathoz szükséges kis csatlakozási impedancia biztosítása céljából. A két tranzisztor között helyezkedik el a 3 MHz határfrekvenciájú, maximálisan lapos karakterisztikájú aluláteresztő szűrő.



5. ábra. Az FM segédvívó előállítását és modulálását végző egység

A következő fokozat egyszerű, diódás feketeszint-rögzítő áramkörből és hídkapcsolású kivezérlésjelző indikátorból áll. Ezt követi egy oszcillátor- és modulátorfokozat (5. ábra), amelynek feladata az FM segédvívó előállítása és modulálása. A kívánt frekvenciákat elérése végett relaxációs oszcillátort építettünk. A moduláció feszültségvezérelt áramgenerátor segítségével történik (T1). Az áramgenerátor diódás kapcsolón keresztül szolgáltatja a töltőkonkondenzátorok áramát, és így hozza létre az FM-modulációt. A T1 tranzisztor emitter-körében elhelyezett R_1 — C_1 elemekkel az eredő frekvenciamenetet javítottuk. A multivibrátor tranzisztorainak emitter-körében levő R_2 — C_2 híd pedig az egyenletes amplitúdómenetet biztosítja.

Az optikai modulátor meghajtásához szükséges feszültséget első alkalommal egy széles sávú EMG oszcilloszkóp függőleges erősítő és eltérítő egysége

szolgáltatta, két $R-C$ tagon keresztül. Ez utóbbiak feladata volt a kristály munkapontjának beállítása. Ez a meghajtó rendszer max. $400 V_{p-p}$ feszültség előállítására volt alkalmas, ami — különösen longitüdinális modulátor használata esetén — csak csekély modulációs mélységet biztosított.

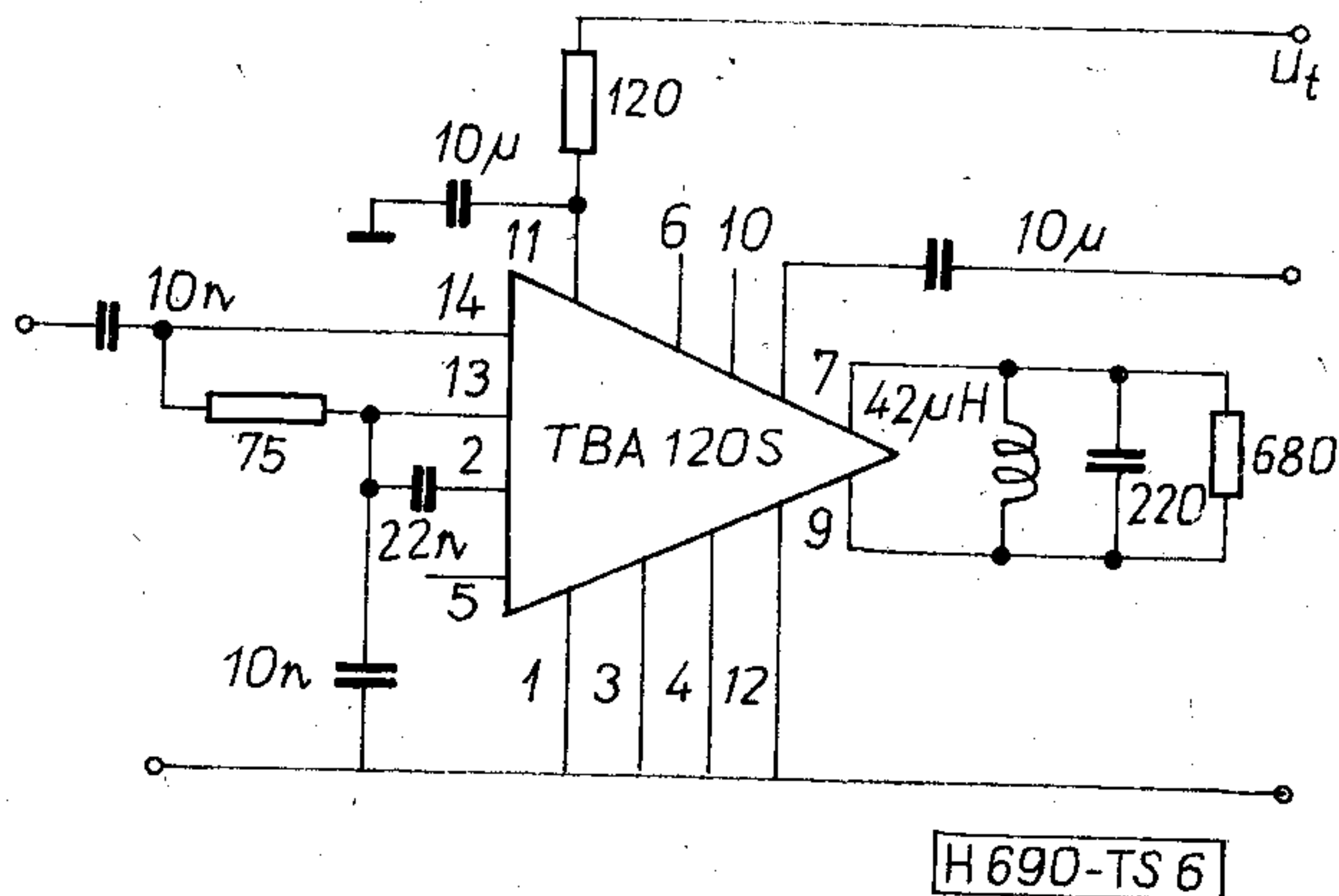
2.2. A vevő oldal felépítése [23]

A vevő oldal fényérzékelő eleme a 1.3. szakaszban leírt Si lavina-fotodióda. Munkapontját a lavinaletörés tartományába kell helyezni, s az ehhez szükséges előfeszültséget 10 kHz-en működő transzverterrel állítottuk elő. Munkaponti áramának a nagyságát az optimális, zajszegény beállítás követelménye szabja meg. Katódját egy 100 nF kondenzátoron át leföldeltük, s a hasznos jelet az anódról választottuk le. A dióda kb. 20 pF-os kapacitása miatt a szükséges nagy sáv szélesség megvalósítása csak kis bemeneti impedanciájú bemenő fokozattal volt lehetséges.

A bemenő fokozattal szemben további igények is voltak: minimális zaj, kellően nagy sáv szélesség és kis (75Ω) kimeneti impedancia. Ezeket egy egyszerű, BF 224-es tranzisztorokkal megépített két-fokozatú erősítő jól teljesítette. A kis be- és kimeneti impedanciákat negatív visszacsatolással értük el, ami egyben igen stabil munkapontot is eredményezett. Az erősítő frekvenciamenetében az első töréspont 20 MHz-re esett. A vett jel további feldolgozása során egy integrált áramkörös (TBA 120S) fokozattal kiszajú erősítést, határolást és FM demodulálást végeztünk (6. ábra). Az erősítő és a limiter dc csatolású differenciálerősítő lánc. A demodulálást egy 4/4-es szorzóval felépített szimmetrikus koincidencia demodulátor végezte. A fázistolást egy 6 MHz-es, a nagy löket miatt erősen lerontott jószágú rezgőkör biztosította.

Végül a vívőfrekvencia és a különböző eredetű zajok elnyomására 3 MHz hasznos sáv szélességű aktív szűrőt használtunk. A szűrő ötödfokú, maximálisan lapos karakterisztikájú aluláteresztő tag. Erre az egyenletes fázismenet biztosítása miatt volt szükség. Ellenkező esetben a TV-kép elmosódott volna. A fokozat be- és kimeneti impedanciája egyaránt 75Ω .

Az adó és vevő oldal áramköreit is azonos felépítésű, stabilizált tápegységekről tápláltuk. Mivel



6. ábra. A vett jel kis zajú erősítését, limitálását és FM demodulálását végző egység

a megépített áramkörök nem nagyon kényesek a tápfeszültség ingadozásaira, egyszerű, kb. $0,5 \Omega$ kimeneti ellenállású áteresztő stabilizátort alkalmaztunk.

2.3. Az összeköttetés működése

A fentiekben leírt adó és vevő berendezéseket laboratóriumi körülmények között próbáltuk ki. Az egyes fokozatokon elvégzett ellenőrző mérések rendeltetésszerű működést ígértek. Ezek felsorolása terjedelmi okokból nem lehetséges, a [16, 17]-ben azonban megtalálhatók. A vett TV-képet VIDEOTON gyártmányú monitoron szemléltük, és szubjektíve igen jó minőségűnek találtuk. Bár a továbbiakban egy sor áramkör módosított, lényegesen javított változatát is elkészítettük, kellő műszerezettség hiányában a fekete-fehér TV képek kvantitatív minősítésére eddig nem került sor.

3. PCM jelátvitel [25]

A kísérlet célja kb. 200 m távolság áthidalására alkalmas egyirányú optikai PCM összeköttetés létesítése volt. A felhasznált optikai rendszer elemek ugyanazok voltak, mint a fent részletezett TV-képátvitel esetében. A vonal mindkét végén egy-egy szabványos 24 csatornás PCM végberendezéshez csatlakozott, amelyeket a TELEFONGYÁR állított elő.

Ezek a berendezések határozták meg a teljes átviteli rendszer minimálisan szükséges sáv szélességét. A PCM végberendezés $1,544 \text{ MHz}$ alaphfrekvenciával $[(24 \text{ csatorna} \times 8 \text{ bit} + 1 \text{ keretszinkron}) \times 8 \text{ kHz mintavételi frekvencia}]$ szolgáltatja a „0” szimbólumoknak megfelelő azonosan nulla, illetve az „1” szimbólumoknak megfelelő 3 V-os RZ típusú jeleket. Annak érdekében, hogy vezetékes távközlésnél a kábel feltöltődését elkerüljék, minden második „1” szimbólumhoz tartozó jelet invertálják. Így jön létre a 3 állapotú, ún. AMI kód, az adott esetben $T=648 \text{ ns}$ időréssel és 50% kitöltési tényezővel.

A rendelkezésre álló optikai eszközökkel csak egyenes detektálású átviteli rendszer jöhetett szóba. Az alkalmazható optikai moduláció IM, illetve PM, ez utóbbi esetben azonban modulációkonverzió szükséges, lehetőleg a vevő oldalon. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy a modulátor kimenetéről az analízátort a vevő detektora elé helyeztük. Ennek eredményeként a kisugárzott átlagteljesítmény több mint a kétszeresére nőtt.

Az információt alapsávban vittük át, mert nem sikerült a jobb átviteli megoldáshoz (FSK) szükséges áramköri elemeket beszerezni. Az alapsávi átvitel hátrányait a 3. fejezetben már felsoroltuk. Tapasztalataink szerint azonban a lavina-fotodiódával megépített vevő oldalon rövid távú átvitel esetén ezek a hátrányok nem jelentősek.

3.1. Az adó oldal felépítése

A háromállapotú AMI kódú jelek átvitele az adó oldalon körülményesen, de megoldható. A vevőben viszont a háromszintű jelfelismerés zajos háttérben igen nehéz. Ezért célszerűnek véltük az AMI kódú

jelek kétállapotú jelekké való átalakítását, majd a vevő oldalon az eredeti jelek visszaállítását.

Ezt az átalakítást változtatható impulzusidejű, TTL szintű monostabil multivibrátorral végeztük el, amely T/2 impulzusidő esetén nullára visszatérő (RZ), T impulzusidő mellett pedig nullára vissza nem térő (NRZ) jelsorozatot szolgáltatott. Az adó oldalon, kisebb sávzélessége miatt ez utóbbi használata a kedvezőbb, de a vevő oldalon szinkronizálási nehézségek lépnek fel.

Az RZ jelek mentesek ettől a hátránytól, közvetlén átvitelük mégis nehezebb, mert jelentős amplitúdójú kisfrekvenciás komponenseik vannak. E probléma áthidalása céljából az RZ jeleket ún. aktív szünetű (ASZ) jelekké alakítottuk át. Ezeket egyszerűbben lehetett átvinni, a szinkronizáló órajel frekvenciáját nagy amplitúdóval tartalmazták, és megfelelő vevőben kisebb bithiba-valószínűséget eredményeztek, mint az RZ jelek.

Az ASZ jelek azonban csak nagy erősítés után alkalmasak a KDP modulátor meghajtására. Kellően nagy feszültségű és gyors működésű tranzisztorok hiányában a kb. 500 V_{p-p} direkt meghajtó feszültséget két ellenütemben működő PL 500-as elektroncsővel állítottuk elő. Ekkora moduláló feszültség szükséges a kb. 60%-os feszültségkivezérléshez, ami ~80% fényintenzitás-változást eredményez.

A két elektroncső kivezérlése 40 V feszültséget igényelt. Ezt egy ellenütemű tranzisztoros meghajtó áramkörrel állítottuk elő, amelyben 2N3632 típusú adótranzisztorokat használtunk fel. A meghajtásukhoz szükséges 2.20 mA áramot egy TTL áramkör „H” szinten nem képes leadni. „L” szinten azonban 40 mA elnyeléséhez 3 db TTL kapu elegendő. Ezzel a megoldással az ellenütemű meghajtáshoz egyetlen SN74S04-es Schottky TTL integrált áramkör is elegendő volt.

3.2. A vevő oldal felépítése [24]

A vevőkészülék működése elvben megegyezik a 3.1. szakaszban ismertetett vevőével, de a részletekben már sok különbség van (7. ábra). A polarizációmódult lézersugárzást vevőoptika segítségével a fotodetektor érzékeny felületére fókuszáltuk. Eközben a nyaláb áthaladt a modulációkonverziót (PM → IM) megvalósító analizátoron és egy keskeny sávú optikai szűrőn. A lavina-fotodiódáról a jel egy max. 100 dB erősítésű, két láncba kapcsolt

differentiálerősítóből álló széles sávú (30 MHz), kis zajú erősítőbe jutott, onnan pedig a küszöbdetektorra került. A küszöbszintet a szintrögzítő áramkör által szolgáltatott jel megfelelő leosztásával állítottuk be. A küszöbdetektálást végző komparátor kimenete TTL kompatibilis.

Mivel a rendszerbe került zajok miatt a vett jel jitteres, szükség volt egy jelregeneráló egységre is. Ennek segítségével a vett jelsorozatból kinyertük az adó oldali mintavételezés frekvenciáját. Ezt az alapfrekvenciás jelet egy szabályozható késleltetésű áramkörbe vezettük. Ezzel állítottuk be azt a periódusidőn belüli relatív mintavételi időpontot, amikor a döntő áramkör „mintát vesz” a komparátor kimeneti jeléből. Az így keletkezett NRZ jelet RZ jellé alakítottuk át, majd az AMI kódolába vezettük. Ennek a kimenetét transzformátoros elválasztó fokozaton keresztül a PCM végberendezéshez csatlakoztattuk.

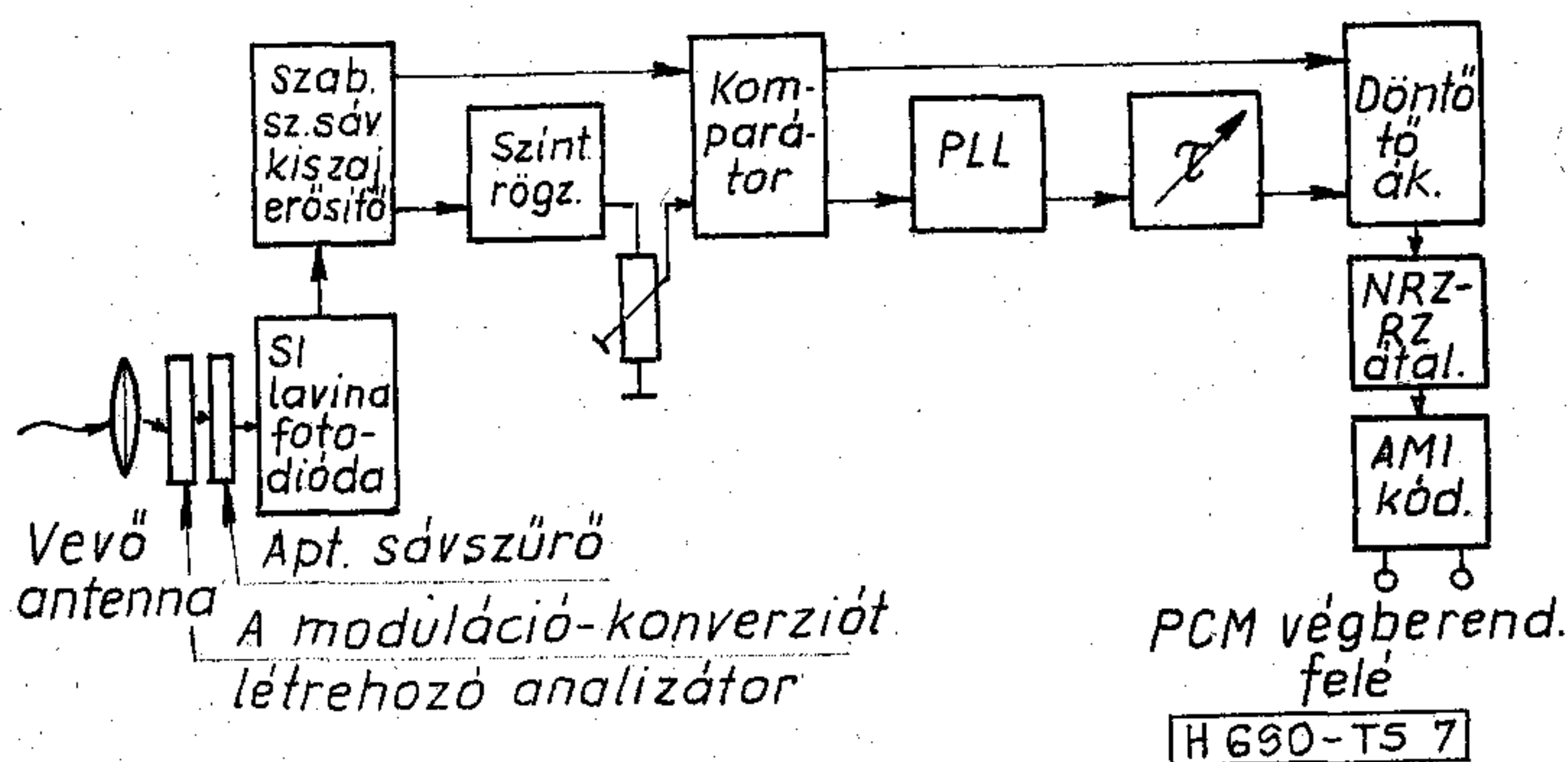
3.3. Az összeköttetés működése

A megépített optikai PCM hírközlő vonalat laboratóriumban és kb. 200 m távolságon tiszta időben szabad térben is kipróbáltuk. Tapasztalataink egyértelműen kedvezőek, s mivel a rendszer ezen a távolságon kollimátor nélkül is működött, feltehetően kollimátorral és tiszta időben minden nehézség nélkül áthidalható vele akár 1 km-es távolság is. Ez esetben azonban mindkét oldalon szükség van célzó távcsövekre és kellően stabil állványokra is. A 200 m-en mért jel/zaj viszony értéke 50 dB volt, s ez igen jó eredménynek tekinthető.

4. Következtetések

A fentiekben leírt kísérletsorozat arról győzött meg bennünket, hogy viszonylag egyszerű optikai alkatrészek is alkalmasak koherens optikai hírközlés megvalósítására, ha az adó és vevő oldali áramkörök jól átgondolt rendszert alkotva, gondos kivitelben készülnek el. Az adó oldalon a fő nehézséget egy jó minőségű optikai modulátor hiánya okozta. Az optikai rendszer elemekkel egyéb problémáink lényegében nem voltak. A munka döntő részét az egyes áramkörök tervezése, megépítése és bemérése tette ki. Elkészítésük során jól érzékeltük, hogy az átviteli sáv szélesítését igénylő gyors optikai csatornák létesítése legalább olyan gyorsan fokozza a követelményeket az áramkörökkel szemben, mint az optikai elemekkel szemben. Eddigi kedvező tapasztalataink a kísérletek folytatására és kiterjesztésére ösztönöznek.

A fent ismertetett kísérletek elvégzésében igen jelentős érdemeket szereztek az elmúlt években végzett hallgatóink, Kovács József, Vörös József, Gulyás József és Honfi Géza okl. villamosmérnökök, akiknek igen hozzáértő és lelkes munkája nélkül ez az ismertetés sem készülhetett volna el.



7. ábra. A PCM összeköttetés vevőoldalának blokkvázlata

IRODALOM

- [1] Special Issue on Quantum Electronics, Proc. IEEE 51 (1), 1963.
- [2] CSERNŰSOV, V. N. et. al.: Lazerü v szisztymah szvjazi. Izd. „Szvjaz”, Moszkva, 1966.
- [3] ROSS, M.: Laser Receivers. Wiley, New York, 1966.
- [4] YARIV, A.: Quantum Electronics. Wiley, New York, 1967. (Második, bővített kiadás: 1975.)
- [5] PRATT, W. K.: Laser Communication Systems. Wiley, New York, 1969.
- [6] Special Issue on Optical Communications, Proc. IEEE 58 (10), 1970.
- [7] SEREMETJEV, A. G.: Sztatyiszticjeszkaja tyeorija lazernoj szvjazi. Izd. „Szvjaz”, Moszkva, 1971.
- [8] HOVERSTEN, E. V.: Optical Communication Theory. Laser Handbook, Vol. 2. Ed. ARECCHI, F. T.—SCHULZ—DuBOIS, E. O. North-Holland Publ. Co., Amsterdam, 1972. Bőséges irodalmi hivatkozással.
- [9] SEREMETJEV, A. G.—TOLPAREV, R. G.: Lazerna-ja szvjazi. Izd. „Szvjaz”, Moszkva, 1974.
- [10] GAGLIARDI, R. M.—KARP, S.: Optical Communications. Wiley, New York, 1976.
- [11] Fundamentals of Optical Fiber Communications. Ed. BARNOSKI, M. K. Academic Press, New York, 1976.
- [12] UNGER, H. G.: Optische Nachrichtentechnik. Elitera, Berlin, 1976.
- [13] HARRY, J. E.: Ipari lézerek és alkalmazásaik. Műszaki Kiadó, Budapest, 1979.
- [14] Special Issue on Fiber Optics. Trans. IEEE, COM—16 (7), 1978.
- [15] MIDWINTER, J. E.: Optical Fibers for Transmission. Wiley, New York, 1979.
- [16] KOVÁCS József: Nagysebességű optikai hírközlő rendszer adóoldalának tervezése. Diplomaterv. BME Elméleti Villamosságtan Tanszék, 1977.
- [17] VÖRÖS József: Nagysebességű optikai hírközlő rendszer vevőoldalának tervezése. Diplomaterv. BME Elméleti Villamosságtan Tanszék, 1977.
- [18] GULYÁS József: Szabadtéri lézeres PCM hírközlő rendszer adóoldalának tervezése. Diplomaterv. BME Elméleti Villamosságtan Tanszék, 1978.
- [19] HONFI Géza: Szabadtéri lézeres PCM hírközlő rendszer vevőoldalának tervezése. Diplomaterv. BME Elméleti Villamosságtan Tanszék, 1978.
- [20] MUSZTEL, E. R.: Metodü moduljacii i szkanyirovanija szveta. Izd. „Nauka”, Moszkva, 1970.
- [21] PANTER, P. F.: Modulation, Noise and Spectral Analysis. McGraw—Hill, New York, 1965.
- [22] CLARK, M. A. G.: Avalanche Photo-Diodes for High Frequency Applications. Optics and Laser Technology 7 (1), 1975.
- [23] GOELL, J. E.: An Optical Repeater with High Impedance Input Amplifier. B. S. T. J. 53 (4), 1974.
- [24] PERSONICK, S. D.: Receiver Design for Digital Fiber Optic Communication System. I—II. B. S. T. J. 52 (6), 1973. 843—886 p.
- [25] LAJKÓ—LAJTA, Szerk., PCM a távközlésben. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1978.
- [26] MAGYARI Béla: Tranzisztor atlasz. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1976.
- [27] MAGYARI—GLOFÁK—THEISZ: Digitalis IC atlasz. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1977.
- [28] Dr. GORDOS—Dr. VARGA: Adatátvitel és adatfeldolgozás. Tankönyvkiadó, Budapest, 1975.
- [29] Dr. SZITTYA Ottó: Logikai rendszerek és szekvenciális automaták. Tankönyvkiadó, Budapest, 1975.
- [30] Dr. SZITTYA—HUNWALD: Logikai elemek adatgyűjtéménye. Tankönyvkiadó, Budapest, 1976.
- [31] SZENTIDAY Klára: Félvezető fotodetektorok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1977.
- [32] FÜLÖP Tamás: Tervezési segédlet II. Tankönyvkiadó, Budapest, 1978.
- [33] The Optoelectronics Data Book Texas Instruments, Inc., 1975.
- [34] The TTL Data Book for Design Engineers. 2nd. Ed. Texas Instruments, Inc., 1977.

SZEMLE

A világ első optikai tárolós, diódás-lézeres adattárolóját a Philips Data System nemrég mutatta be. Kiindulási alap a tv-képlemez LP változata volt. Maga a képlemez 30 cm átmérőjű, mindkét oldalán tellúr-tartalmú anyaggal bevont lemez. Ebben a rétegbe éget a lézersugár 1 μ m átmérőjű lyukakat. Az így felírt adatbitek lézer-sugárral azonnal vissz olvashatók. A lemezre írt adatoknak természetesen címmel is kell rendelkezniük. Az objektív lencséje mintegy 2 mm távolságra van a lemeztől, így kizárták a karcolás veszélyét. Az optikai tároló felhasználójának minden egyes szektoron (összesen $45\,000 \times 128$ szektor van) 1 kbit-nyi információ áll rendelkezésre. A lemez másodpercenként 2,5 fordulatot tesz meg, ami átlagosan 250 ms-os elérési időt eredményez. A tároló kapacitása 5 Gbit (5×10^9 bit), ebből következik, hogy a rendszer írási és olvasási sebessége 300 kBaud. Nagyobb fordulatszám-nál már 6 MBaud-ot is elértek. A lézer-dióda anyaga AlGaAs, élhosszúsága csupán 0,1 mm, elfér egy szokványos tranzisztor-tokban is. (*Elektor*, 1979. febr. [630]).

*

A Los Angelesben 1978 októberében megtartott speciális ülésen — melynek témája az „Új tárolótechnológiák hatása a számítógépek tervezésére” — a szakemberek érdekesnek tartották a „Floppy Disks” és a „Magnetic Bubbles” kombinációjának lehetőségét.

A hibridtárolók irányába mutató fejlődés eredményeként kialakított új tároló a „Flubble”. Működésénél nagy a valószínűsége annak, hogy ha a központi egységnek a következő művelethez adatsorra van szüksége, amely a buborék-puffer-tárolóban van, egy mágneslemezből és egy másnesbuborékból álló hibridtároló rendszer sebességét jelentősen megemeli.

A fejlesztés más elképzelhető útját azok a hibridtárolók jelentik, amelyeknek az állandóra beépített mágneslemezek helyettesítésére van lehetőségük. A buboréktárolók bitenkénti árát 1985-re 20 millicentre becsüli, a hibridtárolóké pedig 0,1 millicentre. (*Elektrotechnische Zeitschrift*, 1978. dec. 20. [631]).

*

Az Optronic Fort, Cambridge cég új, kis veszteségű műanyag optikai szál forgalomba hozatalát jelentette be. A csillapítás mintegy 50 dB/km nagyságú. Olcsó termék és ideálisan használható igen rövid távolságú adatátvitelre, jelzésátvitelre, optoelektronikai szigetelésre és megjelenítőkre. A szál kapható borítás nélkül, vagy polietilén védőréteggel bevonva.

Az átmérő lehet 1 mm, 0,75 mm, 0,5 mm és 0,25 mm. A maximális folytonos hosszúság 500 m felcsévelt állapotban. (*Electronic Engineering*, 50. kötet 616. [632]).

*

Az eddigiek során csak Berlinben üzemelt négy teszt-rendszer, amelyek hosszúsága 4,3 km volt. Frankfurt—Finnhem és Oberursel között azonban egy 15,44 km hosszú kábelt helyeztek üzembe, amely a nyilvános telefonhálózat részeként 480 beszélgetést továbbít fényimpulzusok — 34 millió másodpercenként — formájában egy 0,1 mm szálátmérőjű üvegszálpár segítségével.

A 15,44 km-es szakaszon a fényimpulzusokat kétszer regenerálják; a szakasz végpontjain impulzus-kód-modulációs berendezések fogják össze a 480 egyedi jelet egyetlen idő multiplex digitális jellé.

A fényhullámvezetőknek a rézkábelekkel szemben előnyös műszaki tulajdonságai vannak: kisebb súly, alacsonyabb csillapításérték, villamos és mágneses zavarásokkal szembeni érzéketlenség, valamint a fémmentes felépítés miatt a különböző potenciálú berendezések közötti egyszerű jelátvitel lehetősége.

Az üvegszálak költségei az elmúlt három év során a huszad-részükre csökkentek. Ez azt mutatja, hogy az üvegszálkábelek jelenlegi 15 DM/m-es ára már a közeljövőben lecsökken a rézvezetők 4 DM/m-es árára. Az üvegszálkábelek mellett szól az is, hogy csak 5...8 km-enként van szükség erősítőre, szemben a hagyományos kábelek 2...4 km-enkénti igényével.

(Folytatás a 362. oldalon)

Inhomogén szigetelésű hullámvezetők diszperziós függvényének számítása sorbafejtéssel

ETO 621.372.85.001.24

Olyan veszteségmentes, inhomogén szigetelésű cső-
tápvonalakkal foglalkozunk, amelyeknél a szigetelő-
anyag permittivitása és permeabilitása a kereszt-
metszet egyes tartományaiban állandó. Módszert
mutatunk be, amellyel a terjedési együttható frek-
venciafüggését hatványsor alakjában lehet meghatá-
rozni. Stevenson [1], [2] szórési problémák elektro-
mágneses terét számította frekvencia szerinti hat-
ványsor segítségével, a nulla frekvenciát választva
a sorfejtés középpontjául. A most vizsgált probléma
bonyolultabb, mert nemcsak a tér, hanem a terjedési
együttható sorát is meg kell határozni, és esetünk-
ben a sorfejtés középpontja tetszőleges frekvencia
lehet.

A sajátérték-feladat differenciálegyenlete és határfeltételei

A koordinátarendszer z -tengelye legyen párhuz-
amos a hullám terjedési irányával, és az ebbe az
irányba mutató egységvektort jelölje k . A kereszt-
metszet A_m -mel jelölt m -edik tartományában, ahol
a permittivitás és a permeabilitás az ε_m , ill. μ_m
érték, az elektromos és a mágneses térerősség komp-
lex kifejezését az alábbi alakban írjuk fel:

$$E_m = (e_{Tm} + e_{zm}) \exp(-pz), \quad (1)$$

$$H_m = (h_{Tm} + h_{zm}) \exp(-pz). \quad (2)$$

Itt p a terjedési együtthatót jelöli, az e_{Tm} és h_{Tm}
vektor merőleges a z -tengelyre, az e_{zm} és h_{zm} vektor
párhuzamos azzal, és mind a négy csak a kereszt-
metszetbe eső két koordinátától függ. A továbbiak-
ban, ha ez nem okoz félreértést, az A_m tartományra
utaló m indexet elhagyjuk.

Az e_T vektorral a másik három vektort a követ-
kezőképp lehet kifejezni:

$$e_z = \frac{k}{p} \operatorname{div} e_T, \quad (3)$$

$$h_z = -\frac{1}{j\omega\mu} \operatorname{rot} e_T, \quad (4)$$

$$\begin{aligned} h_T &= \frac{k}{p} \times \left(j\omega\varepsilon e_T + \frac{1}{j\omega\mu} \operatorname{rot} \operatorname{rot} e_T \right) = \\ &= \frac{k}{j\omega\mu} \times \left(p e_T + \frac{1}{p} \operatorname{grad} \operatorname{div} e_T \right). \end{aligned} \quad (5)$$

Minden tartomány belsejében e_T kielégíti a

$$\Delta e_T + (p^2 + \varepsilon\mu\omega^2) e_T = 0 \quad (6)$$

egyenletet, a tartományok határán pedig az alábbi
határfeltételeket. Az ideális vezetők kontúrja mentén

$$n \times e_T = 0, \quad (7)$$

$$\operatorname{div} e_T = 0, \quad (8)$$

és a szigetelőanyag A_m és A_k tartományát elválasztó
kontúr mentén

$$n \times e_{Tm} = n \times e_{Tk}, \quad (9)$$

$$\varepsilon_m n e_{Tm} = \varepsilon_k n e_{Tk}, \quad (10)$$

$$\operatorname{div} e_{Tm} = \operatorname{div} e_{Tk}, \quad (11)$$

$$\frac{1}{\mu_m} \operatorname{rot} e_{Tm} = \frac{1}{\mu_k} \operatorname{rot} e_{Tk}, \quad (12)$$

ahol n a kontúrra merőleges egységvektort jelöl [3].

A (6) egyenlet és a (7)–(12) határfeltételek egy az
 e_T vektoriális függvényre vonatkozó peremérték-
feladatot jelölnek ki, amelyben ω^2 egy paraméter
szerepét játssza. Minden ω^2 érték mellett ezen
peremértékfeladat megoldásaként végtelen sok p^2
sajátérték adódik. Így a $p^2(\omega^2)$ függvénynek végte-
len sok ága van, amelyek megfelelnek a különböző
módusoknak. A $p^2(\omega^2)$ függvény egyes ágaihoz, vagy-
is az egyes módusokhoz tartozik egy $e_T(r, \omega^2)$ függ-
vény, amely a módus tranzverzális elektromos terét
adja meg a frekvencia függvényében.

A sajátérték-feladat megoldása frekvencia szerinti hatványsor alakjában

Az $e_T(r, \omega^2)$ és $p^2(\omega^2)$ függvény vizsgált ágát egy
 ω_0^2 pont környezetében ω^2 szerinti hatványsor alak-
jában határozzuk meg. ω_0^2 tetszőleges pozitív érték
lehet. A sorfejtéshez célszerű bevezetni a

$$w = \frac{\omega L}{c} \quad \text{és} \quad w_0 = \frac{\omega_0 L}{c} \quad (13)$$

dimenziótlan mennyiségeket, ahol c a fénysebesség
vákumban és L egy tetszőleges, hosszúság dimen-
ziójú állandó. A hatványsorokat a

$$p^2 = L^{-2} \sum_{i=0}^{\infty} a_i (w^2 - w_0^2)^i, \quad (14)$$

$$e_T = \sum_{i=0}^{\infty} e_i (w^2 - w_0^2)^i \quad (15)$$

alakban írjuk fel. Itt az a_i együtthatók dimenziótlanok.

A (13)–(15) összefüggéseket a (6) egyenletbe helyettesítve, $(w^2 - w_0^2)$ hatványainak együtthatóiból az e_i vektorokra a tartományok belsejében az alábbi egyenletek adódnak:

$$L^2 \Delta e_0 + (w_0^2 \varepsilon_r \mu_r + a_0) e_0 = 0, \quad (16)$$

$$L^2 \Delta e_i + (w_0^2 \varepsilon_r \mu_r + a_0) e_i = -\varepsilon_r \mu_r e_{i-1} - \sum_{j=1}^i a_j e_{i-j} \quad i=1, 2, \dots \quad (17)$$

ahol ε_r és μ_r a tartományban érvényes relatív permittivitást, ill. permeabilitást jelöli. Mivel az e_r vektor minden frekvencián teljesíti a határfeltételeket, az e_i vektoroknak is minden i értékre külön-külön teljesíteniük kell azokat.

A (16) egyenlet és a határfeltételek egy peremértékfeladatot jelölnek ki, amelyből a_0 mint sajátérték meghatározható. a_0 -t meghatározni ugyanaz, mint a hullámvezetőre vonatkozó sajátértékfeladatot megoldani az ω_0 frekvencián. Ha a vizsgált módushoz tartozó sajátérték egyszeres, akkor a (15) alatti sor e_0 együtthatóját a peremértékfeladat egy konstans szorzó erejéig egyértelműen meghatározza. Ez a szorzó tetszőlegesen megválasztható. Először az ilyen egyszeres sajátértékek esetével foglalkozunk.

A hatványsorok együtthatóinak meghatározása egyszeres sajátérték esetén

Az a_0 és e_0 ismeretében az a_i és e_i együtthatókat egymás után egy rekurziós eljárással lehet számítani. Az e_i vektort a (17) egyenlet és a határfeltételek által kijelölt peremértékfeladatból kell meghatározni. Mivel ezen peremértékfeladat homogén megfelelőjének van nem trivális megoldása, az inhomogén feladatnak csak akkor van megoldása, ha a (17) egyenlet jobb oldala bizonyos feltételt kielégít [5]. Ebből a feltételből határozható meg az a_i együttható.

A feltételt egy olyan h vektor segítségével fogalmazzuk meg, amely megadja a (2)-ben szereplő h_r vektort az ω_0 frekvencián. A h vektor az

$$L^2 \Delta h + (w_0^2 \varepsilon_r \mu_r + a_0) h = 0 \quad (18)$$

egyenletből határozható meg az alábbi határfeltételek figyelembevételével [3]. Az ideális vezető kontúrja mentén

$$nh = 0, \quad (19)$$

$$\text{rot } h = 0. \quad (20)$$

Az A_m és A_k tartományt elválasztó kontúr mentén

$$n \times h_m = n \times h_k, \quad (21)$$

$$\mu_m nh_m = \mu_k nh_k, \quad (22)$$

$$\text{div } h_m = \text{div } h_k, \quad (23)$$

$$\frac{1}{\varepsilon_m} \text{rot } h_m = \frac{1}{\varepsilon_k} \text{rot } h_k. \quad (24)$$

Mivel az a_0 sajátérték egyszeres, a fenti peremértékfeladatból h egy konstans szorzó erejéig egyértelműen

meghatározható. Ha a vizsgált módus nem egy olyan kvázi-TE vagy kvázi-TEM módus, amelynek ω_0 épp határfrekvenciája, vagyis ha az a_0 és $\text{div } e_0$ mennyiségek közül legalább az egyik nem nulla, akkor egyszerűbb h -t az (5)-ből adódó

$$h = k \times \left(w_0^2 \varepsilon_r e_0 - \frac{L^2}{\mu_r} \text{rot rot } e_0 \right) = \frac{1}{\mu_r} (a_0 e_0 + L^2 \text{grad div } e_0) \times k \quad (25)$$

összefüggésből számolni.

Bebizonyítható, de itt a bizonyítástól eltekintünk, hogy csak akkor létezik a (17) egyenletet és a határfeltételeket kielégítő e_i függvény, ha teljesül a

$$\int_A \left[\left(\varepsilon_r \mu_r e_{i-1} + \sum_{j=1}^i a_j e_{i-j} \right) \times h \right] dA = 0 \quad (26)$$

feltétel, ahol az A felület a szigetelőanyag keresztmetszetét jelöli. Az A felületre végzett integrálás természetesen azt jelenti, hogy az egyes A_m tartományokra kell integrálni, és ezeket az integrálokat összeadni. Vezessük be az

$$u_j = \int_A (e_j \times h) dA, \quad (27)$$

$$v_j = \int_A \varepsilon_r \mu_r (e_j \times h) dA \quad (28)$$

jelöléseket. Ha h számítható a (25) összefüggés alapján, akkor u_j és v_j az alábbi alakban is megadható:

$$u_j = \int_A \left(w_0^2 \varepsilon_r e_0 e_j - \frac{L^2}{\mu_r} \text{rot } e_0 \text{rot } e_j \right) dA, \quad (29)$$

$$v_j = \int_A \varepsilon_r (L^2 \text{div } e_0 \text{div } e_j - a_0 e_0 e_j) dA. \quad (30)$$

Ezekkel a jelölésekkel a (26) feltételből az a_i együtthatóra az

$$a_i = - \left(v_{i-1} + \sum_{j=1}^{i-1} a_j u_{i-j} \right) / u_0 \quad (31)$$

érték adódik, feltéve, hogy u_0 nem nulla. Az $u_0 = 0$ eset arra utal, hogy a $p^2(\omega^2)$ függvény az ω_0^2 pont körül nem fejthető Taylor-sorba. Ez akkor fordul elő, ha ω_0^2 a $p^2(\omega^2)$ függvénynek elágazási pontja [3].

Az előzőek alapján felépíthető egy rekurziós eljárás. Az eljárás i -edik lépésének megkezdésekor ismert az $a_0 \dots a_{i-1}$ és $e_0 \dots e_{i-1}$ együttható. Ezekből (31) alapján számítható a_i , a (17) és a (7)–(12) összefüggések alapján pedig e_i . Itt jegyezzük meg, hogy ehhez hasonló eljárás építhető fel a mágneses térerősség tranzverzális komponense alapján. Ennek alkalmazása például akkor kényelmesebb, ha a vizsgált módus olyan kvázi-TE módus, amelynek ω_0 épp határfrekvenciája.

A hatványsorok együttthatóinak meghatározása többszörös sajátérték esetén

Ha az a_0 sajátérték többszörös, vagyis az e_0 függvényre vonatkozó peremértékfeladatnak több egymástól lineárisan független megoldása létezik ugyanazon a_0 mellett, akkor több olyan módus van, amelynek a terjedési együttthatója az ω_0 frekvencián ugyanaz a $p = \sqrt{a_0/L}$ érték.

Legyen a_0 egy k -szoros sajátérték. Határozzuk meg valamilyen módon a (16) és a (7)–(12) összefüggések által kijelölt sajátértékfeladat k számú, egymástól lineárisan független e_{0l} megoldását, majd a (18)–(24) összefüggések által kijelölt peremértékfeladat k számú, egymástól lineárisan független h_l megoldását. A vizsgált módushoz tartozó e_0 együtttható az e_{0l} függvények egy lineárkombinációjaként adható meg:

$$e_0 = \sum_{l=1}^k b_{0l} e_{0l}. \quad (32)$$

Hasonlóképp, ha e_i^* a (17) egyenletet és a peremfeltételeket kielégítő partikuláris megoldás, akkor a keresett e_i együtttható az alábbi alakban adható meg:

$$e_i = e_i^* + \sum_{l=1}^k b_{il} e_{0l}. \quad (33)$$

Most a (26) feltételnek mind a k számú h_l függvényre teljesülnie kell. Ezt a k számú feltételt egy mátrix-egyenletbe foglaljuk össze. Ehhez a (32) és (33) összefüggésben szereplő b_{jl} együttthatókat összefoglaljuk egy k elemű $\bar{b}_j$ vektorba. Értelmezzük az ugyancsak k elemű $\bar{u}_j = [u_{jl}]$, $\bar{u}_j^* = [u_{jl}^*]$ és $\bar{v}_j = [v_{jl}]$ vektorokat, továbbá a $k \times k$ elemű $\bar{s} = [s_{lq}]$ és $\bar{t} = [t_{lq}]$ mátrixokat, amelyek elemeit az

$$u_{jl} = \int_A (e_j \times h_l) dA, \quad (34)$$

$$u_{jl}^* = \int_A (e_j^* \times h_l) dA, \quad (35)$$

$$v_{jl} = \int_A \epsilon_r \mu_r (e_j^* \times h_l) dA, \quad (36)$$

$$s_{lq} = \int_A (e_{0q} \times h_l) dA, \quad (37)$$

$$t_{lq} = \int_A \epsilon_r \mu_r (e_{0q} \times h_l) dA, \quad (38)$$

összefüggések adják meg. Ezekkel a jelölésekkel a (26) feltételek a

$$(\bar{t} + a_1 \bar{s}) \bar{b}_0 = \bar{0}, \quad (39)$$

$$(\bar{t} + a_1 \bar{s}) \bar{b}_i = -\bar{v}_i - a_1 \bar{u}_i^* - \sum_{j=2}^{i+1} a_j \bar{u}_{i-j+1} \quad i=1, 2, \dots \quad (40)$$

alakba írhatók át.

A (39) egyenletnek csak akkor van nem trivális megoldása, ha a $\bar{t} + a_1 \bar{s}$ mátrix szinguláris. Az innen adódó algebrai egyenletből a_1 meghatározható. Itt csak azzal az esettel foglalkozunk, amikor a_1 a reá

vonatkozó algebrai egyenletnek egyszeres gyöke. Ilyenkor a (39) egyenletből a megfelelő $\bar{b}_0$ vektor és ezzel együtt az e_0 együtttható egy konstans szorzó erejéig egyértelműen meghatározható. A

$$\bar{c}^T (\bar{t} + a_1 \bar{s}) = \bar{0} \quad (41)$$

egyenletből ugyancsak egy konstans szorzó erejéig meghatározható a $\bar{c}$ vektor. A (40) egyenletnek csak akkor van megoldása, ha jobb oldala ortogonális a $\bar{c}$ vektorra. Innen az a_{i+1} együttthatóra az

$$a_{i+1} = -\bar{c}^T \left(\bar{v}_i + a_1 \bar{u}_i^* + \sum_{j=2}^i a_j \bar{u}_{i-j+1} \right) / \bar{c}^T \bar{u}_0 \quad i=1, 2, \dots \quad (42)$$

összefüggés adódik.

Az előzőek alapján felépíthető a rekurziós eljárás. Az eljárás i -edik lépésének megkezdésekor ismert az $a_0 \dots a_i$ és az $e_0 \dots e_{i-1}$ együtttható. Ezek ismeretében meghatározható a (17) egyenlet egy e_i^* partikuláris megoldása, majd (42)-ből az a_{i+1} együtttható, (40)-ből a $\bar{b}_i$ vektor és ezzel együtt az e_i együtttható.

Ha a_1 a reá vonatkozó egyenletnek többszörös gyöke, akkor általában két vagy több olyan egymástól lineárisan független $\bar{b}_0$ vektor található, amely kielégíti a (39) egyenletet. Ez arra utal, hogy létezik két vagy több olyan módus, amelyeknél mind az a_0 , mind az a_1 együtttható megegyezik, vagyis, amelyek diszperziós görbéje nemcsak metszi, hanem érinti is egymást az ω_0 frekvencián. Ezek a módusok csak az a_2 együtttható alapján különböztethetők meg egymástól. Így a $\bar{b}_0$ vektor meghatározásához ismerni kell az a_0 , a_1 mellett még az a_2 együttthatót is, hasonlóképp $\bar{b}_i$ meghatározásához az a_{i+2} együttthatót is. Mivel ez az eset csak igen speciális paraméterkombinációk mellett fordulhat elő, az ilyenkor követhető számítási eljárás ismertetésétől itt eltekintünk. Bizonyos szimmetrikus elrendezéseknél előfordulhat, hogy két vagy több módus teljes diszperziós görbéje, vagyis az összes a_i együttthatója megegyezik. Ezek a módusok csak további szempontok alapján különíthetők el egymástól. Ezen szempontok érvényesítésével általában a számítás elvégezhető úgy, mint egyszeres sajátértéknél.

Befejezésül megjegyezzük, hogy ha ω_0 a vizsgált módus határfrekvenciája, akkor megadható egy olyan eljárás a hatványsorok meghatározására, amely az itt leírtnál számítástechnikailag előnyösebb. Ezzel foglalkozik két korábbi dolgozatunk [3], [4], amelyekben numerikus példák is szerepelnek.

IRODALOM

- [1] Stevenson, A. R.: Solution of Electromagnetic Scattering Problems as Power Series in the Ratio Dimension of Scatterer/Wavelength, J. Appl. Phys. 24, 1134–1142. (1953)
- [2] Stevenson, A. R.: Electromagnetic Scattering by an Ellipsoid in the Third Approximation, J. Appl. Phys. 24, 1143–1151. (1953)
- [3] Magos A.: Calculation of Guided Waves by Expansion in Powers of the Frequency, Per. Pol. El. Eng. 22, 229–249. (1978)
- [4] Magos A.: Calculation of Quasi-TEM Waves by Series Expansion in Powers of Frequency, Per. Pol. El. Eng. 23. (1979)
- [5] Ладыженская, О. А.: Краевые задачи математической физики, Наука, Москва (1973)

Inhomogén elosztott paraméterű RC-vonalak koncentrált paraméterű hálózati modellje

ETO 621.3.011.732.24

Az integrált áramköri technikában kialakított félvezető ellenállások és összeköttetések alapvetően elosztott paraméterű RC vonalak. Az integrált áramkörök számítógépes analízise megköveteli az elosztott RC vonalak modelljének a programba építését.

Az elosztott RC vonalak szokásos modelljei közül az ún. vezető pólusokkal történő modellezés első sorban a magában álló vonal átviteli tulajdonságainak vizsgálatát teszi lehetővé. Programba építése körülményes, ha egyáltalán lehetséges, és rendszerint nagyszámú mátrixiterációt végrehajtó speciális szubrutinok kialakítását követeli meg [1].

Célszerű ezért olyan modellel helyettesíteni az RC vonalat, amely a programban megengedett koncentrált paraméterű hálózati elemeket tartalmaz. Kézenfekvő az RC létrahálózatok használata. Azonban ezek adott optimum (pl. maximális lapos közelítés) elérésére nehezen identifíkáhatók. Célul tűztük ki ezért olyan koncentrált paraméterű modell kialakítását, amely az admittancia-paramétereket azonos rendben maximális laposan közelíti és az approximáció rendjének növelésekor szisztematikusan fejleszthető tovább, ideértve az identifikáló egyenlet-rendszert is.

A dolgozatban bemutatjuk az admittancia-paraméterek s szerinti sorfejtése együtthatóinak meghatározására kidolgozott eljárást. Ezután meghatározzuk az admittancia-karakterisztikát maximális laposan approximáló hálózatok struktúráját, majd bemutatjuk ezen hálózatok paraméter-identifikációját.

1. Elosztott paraméterű RC vonalak admittancia karakterisztikája

Az admittancia-paraméterek s szerinti sora együtthatóinak meghatározását az alábbiakban $r(x) = R_0/f(x)$; $c(x) = C_0f(x)$ paraméterekkel rendelkező vonalra mutatjuk be, de az eljárás minden nehézség nélkül általánosítható tetszés szerinti $r(x)$, $c(x)$ profilfüggvényekkel rendelkező vonalakra is.

Az x tengely mentén 0 és L között elhelyezkedő RC vonal leíró egyenletei

$$-\frac{dU}{dx} = \frac{R_0}{f} I; \quad -\frac{dI}{dx} = sC_0 f U, \quad (1a; b)$$

amelyekből a feszültségre az alábbi másodrendű egyenlet írható fel:

$$\frac{d}{dx} \left(f \frac{dU}{dx} \right) - sR_0 C_0 f U = 0. \quad (2)$$

Célunk az admittancia-paraméterek

$$y_{ik}(s) = y_{ik}^{(0)} + s y_{ik}^{(1)} + s^2 y_{ik}^{(2)} + \dots \quad (3)$$

alakú sorának előállítására. E célból először meghatározzuk a feszültség

$$U(x, s) = U^{(0)}(x) + s U^{(1)}(x) + s^2 U^{(2)}(x) + \dots \quad (4)$$

alakú sorának együtthatóit, ahol $U^{(n)}(x)$ még az $U_1 = U(0, s)$ és $U_2 = U(L, s)$ mennyiségektől is lineárisan függ. Ezek után a (3) sor együtthatói (1/a) felhasználásával az

$$y_{11}^{(n)} U_1 + y_{12}^{(n)} U_2 = - \frac{f}{R_0} \frac{dU^{(n)}}{dx} \Big|_{x=0} \quad (5a)$$

$$y_{21}^{(n)} U_1 + y_{22}^{(n)} U_2 = \frac{f}{R_0} \frac{dU^{(n)}}{dx} \Big|_{x=L} \quad (5b)$$

egyenletekből U_1 és U_2 együtthatóinak egyenlőségét kifejezve határozhatók meg.

A (4) sor együtthatóinak meghatározásakor el kívánjuk kerülni a (2) differenciálegyenlet — zárt alakban legtöbbször elő sem állítható — megoldásának meghatározását. E célból a (4) sort behelyettesítjük a (2) egyenletbe, és a kifejezést rendezzük s hatványai szerint. Ezek után megköveteljük, hogy az egyenlőség s különböző hatványainak együtthatóira külön-külön is teljesüljön. (Az eljárás tulajdonképpen perturbációs módszer az s perturbációs paraméterrel.)

Eredményül az alábbi egyenletrendszert kapjuk:

$$\frac{d}{dx} \left(f \frac{dU^{(0)}}{dx} \right) = 0; \quad U^{(0)}(0) = U_1, \quad U^{(0)}(L) = U_2; \quad (6a)$$

$$\frac{d}{dx} \left(f \frac{dU^{(n)}}{dx} \right) = R_0 C_0 f U^{(n-1)}; \quad U^{(n)}(0) = U^{(n)}(L) = 0. \quad (6b)$$

A (6/a) homogén egyenlet $\kappa_1(0) = \kappa_2(L) = 1$; $\kappa_1(L) = \kappa_2(0) = 0$ peremfeltételeknek eleget tevő alapmegoldás-rendszere:

$$\kappa_1(x) = \int_x^L \frac{dx}{f} \Big/ \int_0^L \frac{dx}{f}; \quad \kappa_2(x) = \int_0^x \frac{dx}{f} \Big/ \int_0^L \frac{dx}{f} \quad (7)$$

és az egyenletnek a peremfeltételeket kielégítő megoldása

$$U^{(0)}(x) = U_1 \kappa_1 + U_2 \kappa_2 \quad (8)$$

(5)-ből az admittancia-karakterisztika nulladrendű tagjai

$$y_{11}^{(0)} = y_{22}^{(0)} = -y_{12}^{(0)} = -y_{21}^{(0)} = 1/R_0 \int_0^L \frac{dx}{f}. \quad (9)$$

Az RC vonal nulladrendű approximációja egyetlen soros ellenállás.

A (6/b) inhomogén egyenletnek megfelelő homogén egyenlet egybeesik (6/a)-val, így megoldását a (7) alaprendszer felhasználva az állandók variálásának módszerével határozhatjuk meg:

$$U^{(n)}(x) = -R_0 C_0 \int_0^L \frac{dx}{f} \left[\kappa_2 \int_x^L f \kappa_1 U^{(n-1)} dx + \kappa_1 \int_0^x f \kappa_2 U^{(n-1)} dx \right] \quad (10)$$

ahol felhasználtuk, hogy a (7) függvények Wronski-determinánsa $W = \kappa_1 \kappa_2' - \kappa_1' \kappa_2 = 1/f \int_0^L \frac{dx}{f}$, és érvényesítettük a peremfeltételeket.

A (3) sor együtthatóit (10)-ből (5) felhasználásával kapjuk. Bizonyítható, hogy az n -edrendű együtthatók abszolút értékben kisebbek, mint $R_0^{-1} C_0^n M^{2n+1} N^{2n} L^{2n-1} 2^{2n} B_n / (2n)!$, ahol $f(x) \leq M$ és $1/f(N) \leq x$. B_n -ek a Bernoulli számok. Látható, hogy elegendően nagy n esetén a nevező sokkal gyorsabban nő, mint a számláló. A sorok együtthatói elegendően gyorsan csökkennek, hogy minden véges s -re az egyenletes konvergencia biztosított legyen.

Az elsőrendű közelítés realizálható admittancia-paraméterekre vezet [2], [3]. Ezek az ún. négyelemű approximáló hálózatok azonban konzervensen nem fejleszthetők tovább, mivel az admittancia-paraméterek magasabb rendű közelítő polinomjai koncentrált paraméterű passzív elemekből álló hálózattal nem realizálhatók. Más úton kell tehát olyan hálózati struktúrát keresnünk, amely magasabb rendű közelítésekhez következetesen kiterjeszthető. E célból megvizsgáljuk az elosztott RC vonalak megszámlálhatóan végtelen koncentrált paraméterű elemet tartalmazó ekvivalens hálózatának struktúráját.

2. Az ekvivalens hálózat struktúrája

Realizálható hálózatra az admittancia-paraméterek parciális törtre bontásával [4] juthatunk. Hosszadalmas számítás után kapjuk, hogy

$$y_{11} = \frac{1}{L} + \frac{1}{R_0^2 C_0} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{s}{(-s_k)(s-s_k)} \left[f \frac{d\varphi_k}{dx} \right]_{x=0}^2 \quad (11a)$$

$$-y_{12} = -y_{21} = \frac{1}{L} + \frac{1}{R_0 \int_0^L \frac{dx}{f}}$$

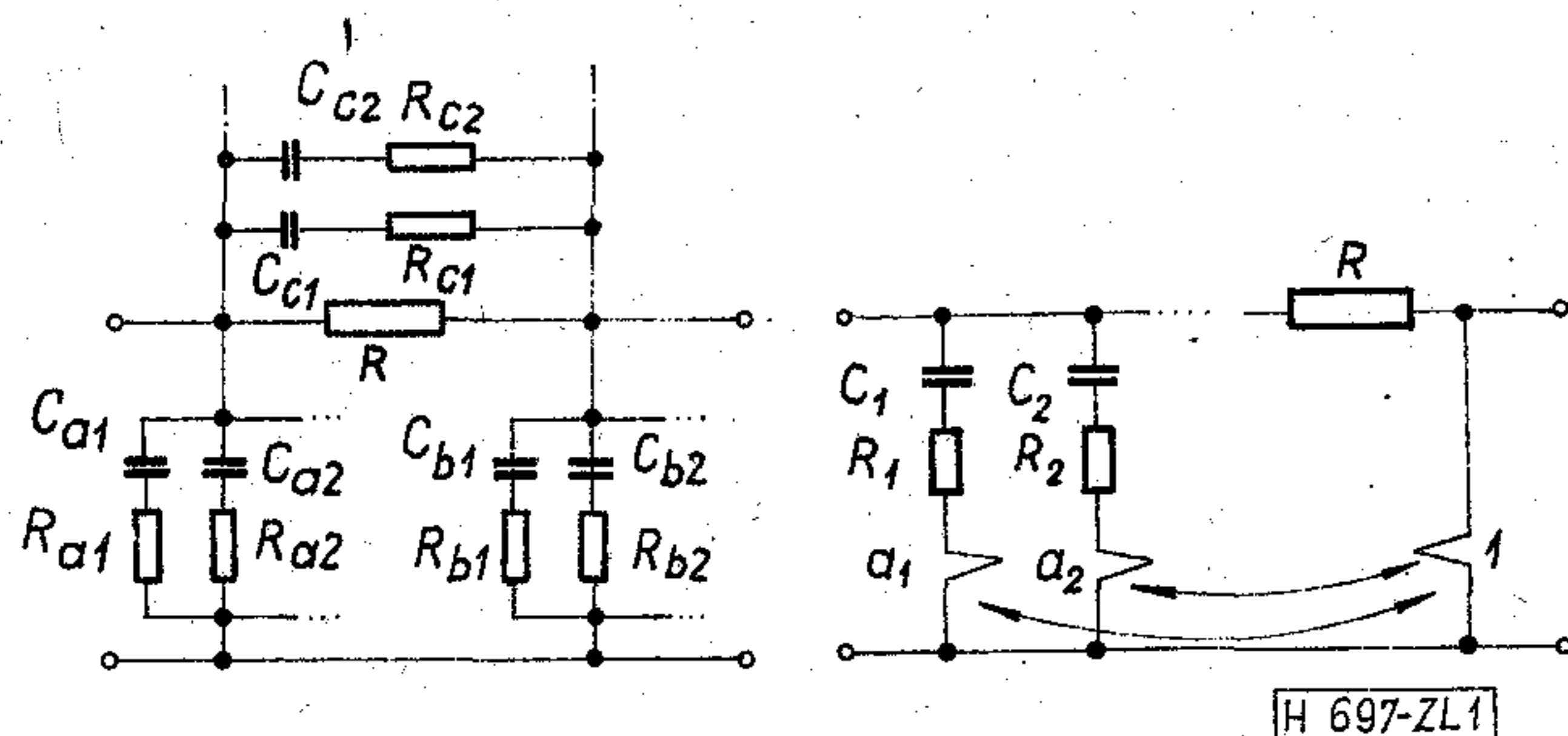
$$+ \frac{1}{R_0^2 C_0} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{s}{(-s_k)(s-s_k)} \left[f \frac{d\varphi_k}{dx} \right]_{x=0} \left[f \frac{d\varphi_k}{dx} \right]_{x=L} \quad (11b)$$

$$y_{22} = \frac{1}{L} + \frac{1}{R_0^2 C_0} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{s}{(-s_k)(s-s_k)} \left[f \frac{d\varphi_k}{dx} \right]_{x=L}^2 \quad (11b)$$

Az összefüggésekben $\varphi_k(x)$ a (2) egyenlet $\varphi_k(0) = \varphi_k(L) = 0$ peremfeltételeket kielégítő sajátfüggvénye, amelyet

$$\int_0^L f(x) \varphi_k^2(x) dx = 1 \quad (12)$$

alakban normáltunk. s_k és φ_k sajátfüggvényhez tartozó sajátérték, amely az egyenlet tulajdonságaiból következően mindig negatív. Ugyancsak az egyenlet tulajdonságaiból következik, hogy a (11/b)-ben szereplő szumma tagjai váltakozó előjelűek. A végtelen sorok minden véges s értékre egyenletesen konvergensek.



1. ábra. Elosztott paraméterű RC vonal ekvivalens hálózatai
a) π -tag; b) Cauer-ekvivalens

A (11) admittancia-paramétereknek megfelelő két ekvivalens kapcsolás az 1. ábrán látható. Az a. jelű a hálózat π ekvivalense, a b. jelű pedig Cauer-szintézissel [5] állítható elő. Mindkét hálózat elemei (11)-ből egyértelműen meghatározhatók. (11/b) említett viselkedése következtében a π ekvivalens negatív értékű elemeket is tartalmaz, míg a Cauer ekvivalens transzformátoráttelei váltakozó előjelűek. Megemlítendő még, hogy

$$R_{ak} C_{ak} = R_{bk} C_{bk} = R_{ek} C_{ek} = -1/s_k; \quad R_k C_k = -1/s_k. \quad (13)$$

A végtelen sok elemű hálózatokhoz hasonló struktúrájú, de csupán véges elemet tartalmazó hálózattal fogjuk a (3) sorok n -edrendű approximációját elvégezni. Magasabb rendű közelítéshez így mindig azonos csomópontok közé kell azonos struktúrájú új ágakat helyezni.

3. A közelítő helyettesítő kép paramétereinek meghatározása

Maximális lapos közelítésnél két lehetőség között választhatunk:

a) Az admittancia-paraméterek első néhány pólusát pontosan reprezentáljuk a (13)-nak elegendő hálózati elemekkel, és további elemeket használunk az együttható-illesztés céljaira. Ez az eljárás általában nagyobb sávzsélességet eredményez azonos ren-

dű közelítés esetén, de természetesen nagyobb számú elemmel, továbbá a sajátértékek és sajátfüggvények meghatározását követeli (pl. variációs módszerrel).

b) Valamennyi elemet maximális lapos illesztésre használjuk, és nem követeljük meg (13) teljesülését. Így általában szűkebb frekvenciasávban érvényes, de ott pontosabb approximációt kapunk [6].

A továbbiakban az utóbbi eljárást vázoljuk, de a mondottak értelemszerűen kiterjeszthetők az előbbi eljárásra is.

3.1. A π tag paramétereinek meghatározása

A π tag egy elemében k darab soros RC tagot kapcsolva párhuzamosan az eredő admittancia:

$$Y = \sum_{v=1}^k \frac{1}{R_v} \frac{s}{s + 1/R_v C_v} \quad (14)$$

Az admittancia s szerinti sorában az i -edrendű tag együtthatója:

$$\frac{1}{i!} \frac{d^i Y}{ds^i} \Big|_{s=0} = (-1)^{i-1} \sum_{v=1}^k (C_v R_v)^{i-1} C_v; \quad i=1, 2, \dots \quad (15)$$

A nulladrendű tagokra összesen egy feltételünk van (9) értelmében.

(15)-öt a (3) sor megfelelő együtthatóival összevetve, némi rendezés után a paraméterek meghatározására az alábbi egyenletrendszert kapjuk:

$$y_{11}^{(i)} + y_{12}^{(i)} = (-1)^{i-1} \sum_{v=1}^{k_a} (C_{av} R_{av})^{i-1} C_{av}, \quad (16a)$$

$$y_{22}^{(i)} + y_{12}^{(i)} = (-1)^{i-1} \sum_{v=1}^{k_b} (C_{bv} R_{bv})^{i-1} C_{bv}, \quad i=1, 2, \dots \quad (16b)$$

$$-y_{12}^{(i)} = (-1)^{i-1} \sum_{v=1}^{k_c} (C_{cv} R_{cv})^{i-1} C_{cv}, \quad (16c)$$

ahol k_a, k_b, k_c az egyes admittanciák párhuzamosan kapcsolt soros RC tagjainak a számát jelöli.

Látható, hogy a (16) egyenletrendszerben az a, b , ill. c indexű elemek teljesen szétválnak. Mivel minden egyenletrendszerben páros az ismeretlen száma, ezért az egyes admittancia-paraméterek csak páros rendben approximálhatók. Ha megköveteljük továbbá, hogy valamennyi paramétert azonos rendben approximáljuk, akkor $k_a = k_b = k_c = k$ kell legyen. Így az összes paraméterek száma $1 + 6k$. Mivel az összes admittancia-paraméterek n -edrendű illesztéséhez $1 + 3n$ hálózati paraméter szükséges, $k = n/2$.

A (16) egyenletrendszer analitikusan is megoldható [7].

3.2. A Cauer-típusú hálózat paramétereinek meghatározása

Mivel valamennyi keresztág 3 szabad hálózati paramétert enged meg, valamennyi admittancia-paraméter n -edrendű közelítéséhez éppen n keresztágat kell felvennünk.

Az n keresztágat tartalmazó hálózat admittancia-paramétereit sorbafektve és a sor együtthatóit a (3) sor együtthatóival összevetve az alábbi egyenletrendszert kapjuk a paraméterek meghatározására:

$$y_{11}^{(i)} = (-1)^{i-1} \sum_{v=1}^n (C_v R_v)^{i-1} C_v, \quad (17a)$$

$$-y_{12}^{(i)} = (-1)^{i-1} \sum_{v=1}^n (C_v R_v)^{i-1} C_v a_v, \quad i=1, 2, \dots, n, \quad (17b)$$

$$y_{22}^{(i)} = (-1)^{i-1} \sum_{v=1}^n (C_v R_v)^{i-1} C_v a_v^2. \quad (17c)$$

Az egyenletrendszer megoldásánál szerzett tapasztalatok azt mutatják, hogy a megoldás csak páros n esetén biztosított. A transzformátor áttételek változó előjelűek, és azonos számú pozitív, ill. negatív áttételű transzformátor van a hálózatban. Bár az állítást általánosságban bizonyítani nem sikerült, $n=1$ esetén (17) megoldhatatlansága nyilvánvaló, $n=2$ és $n=4$ esetén sikerült az egyenletek transzformációjával analitikusan is könnyen megoldható egyenletrendszert kapnunk, $n=3$ esetén pedig a megoldhatatlanságot bizonyítanunk.

4. A hálózati modellek összehasonlítása

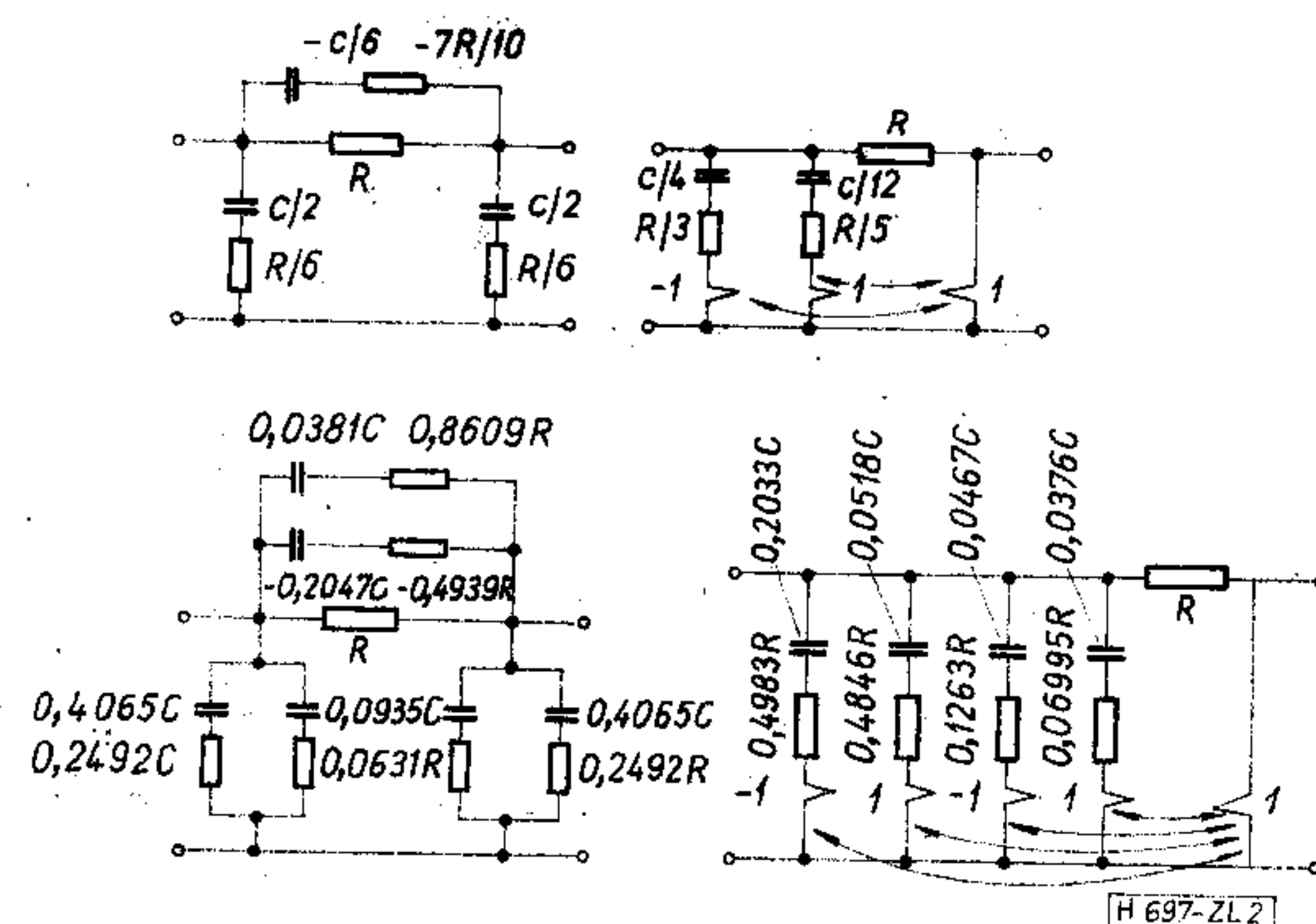
Az alábbiakban táblázatosan megadjuk a fent vizsgált hálózatok, valamint azonos (páros) rendben approximáló RC létrahálózatok néhány jellemzőjét.

	Új csomóponti egyenletek	Állapotváltozók	Ágak
Cauer hálózat	$n(3n)$	n	$1 + 3n(1 + 4n)$
π -tag	$3n/2$	$3n/2$	$1 + 3n$
RC létra (asszim)	$3n/2 + 0$	$3n/2 + 0$	$1 + 3n$
RC létra (szim)	$2n + 0$	$2n + 0$	$1 + 4n$

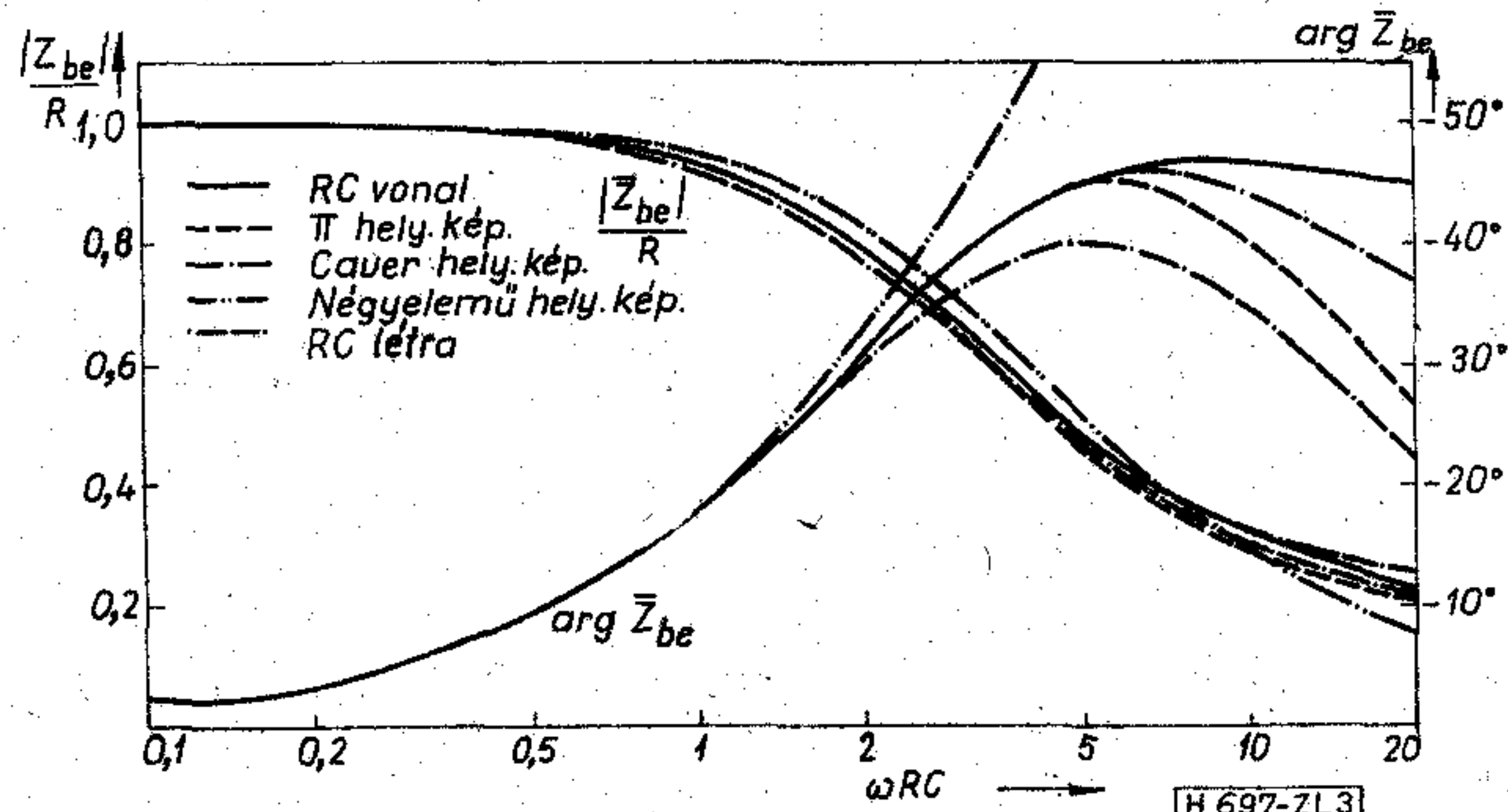
A Cauer típusú hálózatnál az első adat feltételezi, hogy a transzformátort és ellenállást minden keresztágban egy kétkapuként kezeljük. Nyilvánvaló, hogy csomóponti analízisre ilyen esetben a Cauer-hálózat a legjobb.

Ugyanakkor figyelmet érdemel, hogy azonos rendű approximáció esetén a π tag nagyobb rendszámú hálózat, ezért időtartománybeli viselkedése feltehetőleg jobb. A két hálózat (jöllehet azonos rendű approximációt valósít meg) nem ekvivalens.

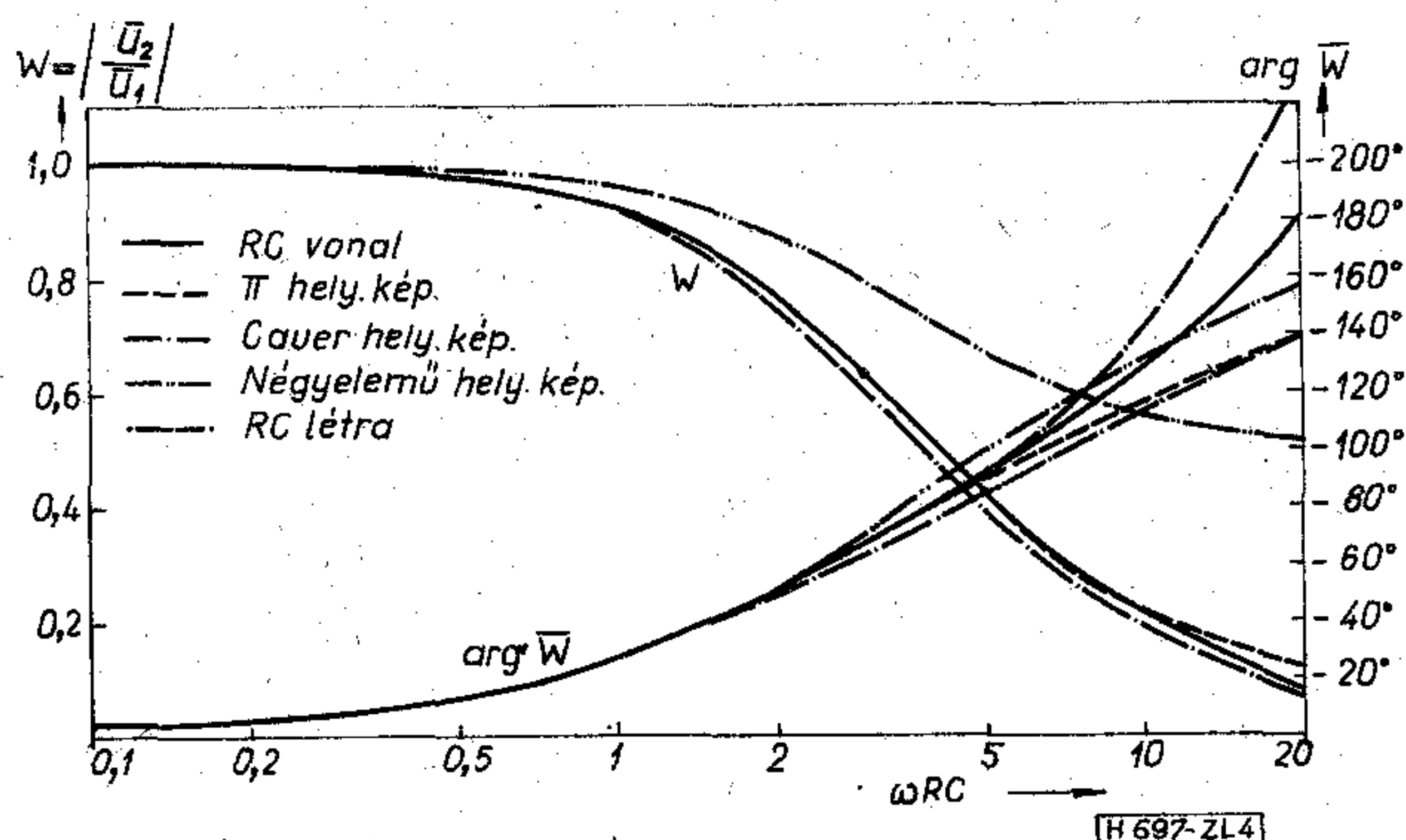
5. Mintapéldák



2. ábra. Homogén RC vonal másod- és negyedrendű helyettesítő képei



3. ábra. Rövidzárási bemeneti impedancia



4. ábra. Üresjárási feszültségátviteli függvény

Az ismertetett eljárással meghatároztuk a homogén RC vonal másodrendű és negyedrendű π , illetve Cauer-típusú helyettesítő képét (2. ábra). Látható, hogy a negyedrendű approximáció a vezető pólusokat reprezentáló elemeket már gyakorlatilag pontosan adja meg.

A 3. ábrán bemutatjuk az elsőrendű és másodrendű approximáló hálózatok rövidzárási bemeneti impedanciájának, a 4. ábrán pedig az üresjárási feszültségátviteli függvényének frekvenciafüggését, összehasonlítva az RC vonaléval és az 5 elemű elsőrendben approximáló RC létrahálózatéval.

Köszönetnyilvánítás

A szerző e helyen is szeretné kifejezni köszönetét dr. Fodor György professzornak és dr. Magos András adjunktusnak értékes tanácsaikért.

IRODALOM

- [1] Rajput, Y. V.: Modelling distributed RC lines for the transient analysis of complex networks. *Int. J. Electron.* 36, 709 (1974)
- [2] Гурарий, М. М.: Об одном методе построения динамических моделей компонентов интегральных схем. *Микроэлектроника*, вып. 4. Москва, „Сов. радио“. 1971.
- [3] Bhattacharyya, A. B.—M. L. Gupta: Single-section lumped models for integrated circuit resistors. *Solid St. Electron.* 16, 1506 (1973)
- [4] Korn, G. A.—Korn, T. M.: Matematikai kézikönyv műszakiaknak. Bp. Műszaki K. 1975. 15. 3. 8. szakasz.
- [5] Géher K.: Lineáris hálózatok. Bp. Műszaki K. 1972. 5. 4., 1. szakasz.
- [6] Magos A.: Lumped equivalent networks of transmission lines. *Per. Pol. El. Eng.* 16, 235 (1972)
- [7] Magos A.: Személyes közlés.

(Folytatás a 355. oldalról)

Helyi távbeszélő-hálózatokban, ahol sok az egyedi kábelér, az üvegszálkabel gazdaságossági szempontok miatt belátható időn belül nem tud konkurálni a rézkábelrel. A helyközi összeköttetéseknel azonban az üvegszálkákéval kedvező tulajdonságaik — főleg nagy átviteli kapacitásuk miatt — hamarosan kiszorítják a hagyományos rézkábeleket. (*VDI Nachrichten*, 1979. febr. 23. [633]).

*

Híradástechnikai berendezésekben már alkalmaznak mikroprocesszorokat és integrált áramköröket. További fejlődést a CMOS jelent csekély teljesítményfelhasználása és egyszerű alkalmazása miatt. CMOS segítségével nemcsak analóg és digitális műveleteket lehet egy digitális kapcsoláson belül megvalósítani, hanem előnyösen lehet a lényegesen szélesebb üzemi feszültségtartományt (1,5-től 18 V-ig) kihasználni. Az áramfelvétel alacsony frekvenciánál elenyészően kicsi. CMOS gyártásával a National Semiconductor foglalkozik. Nemrég létesített egy CMOS-termékágazatot Skóciában a nagy „4-Zoll-Wafer” (szelet) gyártására. A CMOS alkalmazási területe igen széles körű, így pl. telefonoknál, televíziókészülékek-nél, távvezérlő-kapcsolásoknál. (*Nachrichten Elektronik*, 1979. jan. [634])

*

Az US Navy 1979-ben navigációs műholdak felbocsátását tervezi, amelyek segítik a tengerészeket a navigáció ellátásában. A jelenlegi szatellitok információit minden 16 órában felül kell vizsgálni. Az új Nova szatellit esetén a navigációs mérést hét napig lehet tárolni.

A készülékek számítógépe a földről programozható, méréseket fognak tárolni a katonai és kereskedelmi hajók számára. A készülék 600 tengeri mérföld távolságra fogja a Föld körül keringeni. (*Design News*, 1978. okt. [635])

*

A Szovjetunió 50 millió font sterling értékben korszerű telefonközponti berendezéseket rendelt a francia Thomson—CSF cégtől. A megállapodás évi 1 millió telefonvonal-kapacitású gyár szállítására és a technológia megvásárlására terjed ki. A szovjet rendelés tárgya az eredetileg az ITT által kifejlesztett, tökéletesített változatú korszerű MT—20 számítógépes telefonközpont. A Thomson—CSF csak mintegy 3 éve foglalkozik digitális kapcsolóberendezésekkel, miután magába olvasztotta az ITT francia leányvállalatát, a Le Matériel Téléphonique-t. A Thomson—CSF sikerét a francia kormány támogatásának is köszönheti. Egyébként a kormány a Thomson—CSF versenytársát, a CIT Alcatelt is segíti külföldi piacok keresésében: az E 10 elektronikus központot már 14 országba sikerült eladni.

Az E 10 és MT—20 versenytársaként ez év szeptemberében jelenik meg a piacon az angol gyártmányú „System X”. (*The Engineer*, 1979. márc. [636])

*

A Philips Data Systems nemrég mutatta be az első optikai adattárolót, amely a jelenleg használt mágneslemez-tárolókkal egyenértékű a tárcapacitás, valamint a hozzáférési idő és a hosszú idejű tárolóképeség szempontjából.

Ez az első adattároló a világon, amely dióda-lézerrel működik. A mindkét oldalán használható forgó műanyag lemezre előzőleg vágott barázdákra fél millió géppel írt szövegoldal tárolható. A kis dióda-lézer egy 0,1 mm élhosszúságú chipen levő alumínium-gallium-arsenidből áll. Mindegyik lemezoldalon 45000 spirálsáv található és 128 szektor egymás mellett. Optikai tárolóréteggel tellúrtartalmú anyagot gőzöltetnek fel. Az adatok olvasása, ill. beírása lézersugárral történik. Az optikai író-olvasó fej pozicionálása lineármotor segítségével történik. A legkülső sávtól a legbelső sávig történő elmozduláshoz max. 0,1 másodperc szükséges. Az optikai adattárolóknak két alkalmazási területe lehetséges; egyrészt alfanumerikus adatok, másrészt képek tárolása. (*Funkschau*, 1979. feb. [637])

Adalékeloszlás mérése vékony GaAs és Si epitaxiális rétegekben

ETO 537.311.322:621.382.08

A különböző rendeltetésű és specifikációjú félvezető eszközeink előállításában változatos adalékatomeloszlást hozunk létre egy kristálylapka belsejében.

Modern eszközeinkben már $1 \mu\text{m}^3$ -nyi térfogaton belül is sokat változhat az adalékatomok sűrűsége. A jövőben az eszközméretetek tovább csökkennek, s az adalékeloszlás részletgazdagsága fokozódik.

Az eszközméretetek csökkentésének két oka van:

- ezáltal növelhető az eszközök működési sebessége,
- így növelhető a félvezető lapkán az elemsűrűség, a kristályhibák sűrűségéhez képest.

A. Möschwitzer a legkisebb struktúra lineáris méretét az ezredfordulóra $0,1 \mu\text{m}$ -re becsüli [1]. Ez nagyobb, mint az alapanyagatomok sűrűsége által meghatározott, fizikailag még elképzelhető legkisebb struktúra mérete, tehát a meghatározó tényező még az ezredfordulón is a technológia lesz.

A méretcsökkenés nemcsak a technológiát, hanem a mérés technikát is nagy feladatok elé állítja. A sokféle, párhuzamosan létező adalékelosztás mérési módszer egyike sem tökéletes; ezért is léteznek egyidejűleg. A szakirodalom részletesen elemzi őket [2], [3], [4], [5].

A Budapesti Műszaki Egyetemen kifejlesztett adalékelosztás-mérő berendezés működésmódját, főbb paramétereit, valamint a tervezés egyes szempontjait az alábbiakban ismertetjük a [2] publikációhoz csatlakozva.

A mérés elméleti alapjai

A berendezés a jól ismert „C—V-módszer” [6] alapján mér. Ennek lényege, hogy pl. egy p-n átmenet két oldalán az ionizált adalékatomok $+Q$ és $-Q$ töltést tartalmazó tértöltésréteget alkotnak. Záróirányban növekvő rétegfeszültséggel nő a tértöltésréteg szélessége, és mindkét oldalon ΔQ -val megváltozik a rétegben tárolt töltés (1. ábra).

Megadjuk az A felületű átmenet rétegek kapacitásának definícióját és összefüggését a tértöltésréteg szélességével:

$$C(U_R) = \frac{dQ}{dU_R} = \varepsilon \cdot \frac{A}{w}. \quad (1)$$

Itt ε a dielektromos állandó.

Figyelembe véve, hogy

$$Q = AqN_D(w_n) \cdot w_n = AqN_A(w_p) \cdot w_p, \quad (2)$$

igazolható, hogy

$$\frac{dU_R}{dw} = \frac{q}{\varepsilon} \cdot N(w) \cdot w, \quad (3)$$

ahol

$$N(w) = N_A(w_p) \parallel N_D(w_n). \quad (4)$$

Gyakori az erősen aszimmetrikus átmenet. Például, ha általában:

$$N_A(w_p) \gg N_D(w_n),$$

akkor:

$$w \approx w_n, \quad \text{és} \quad N(w) \approx N_D(w_n).$$

Gyengén aszimmetrikus átmenetekre C. Opdorp [6] adott meg $N(w)$ függvényeket, meghatározott $N_A(w_p) \div N_D(w_n)$ párokra.

Az eddigiek alapján adódik, hogy:

$$\frac{1}{C} \cdot \frac{dC}{dU_R} = \frac{\varepsilon}{q} \cdot \frac{1}{N(w) \cdot w^2}, \quad (5/a)$$

vagy pedig:

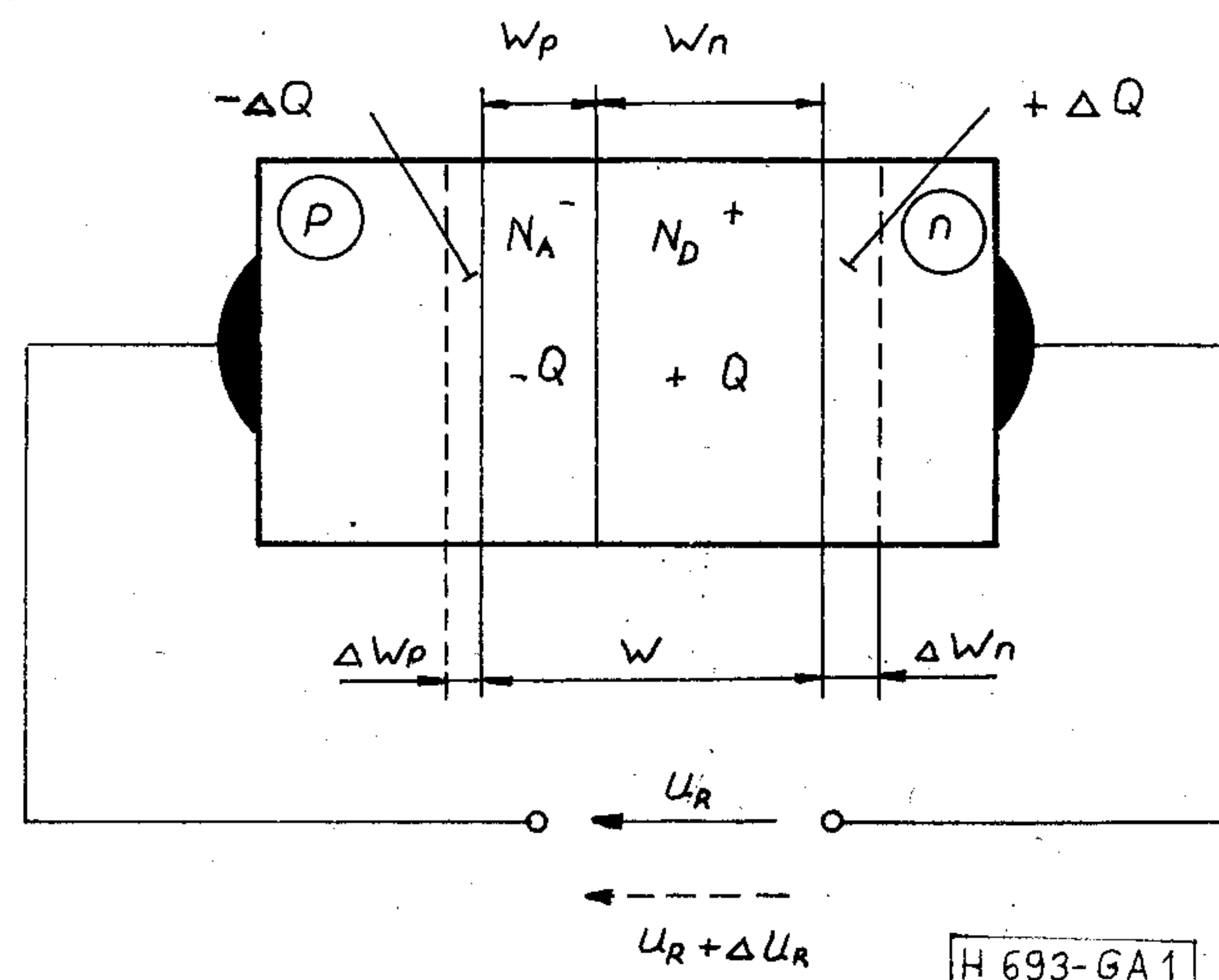
$$\frac{dC}{dU_R} = \frac{\varepsilon^2}{q} \cdot \frac{1}{N(w) \cdot w^3}. \quad (5/b)$$

Más formában

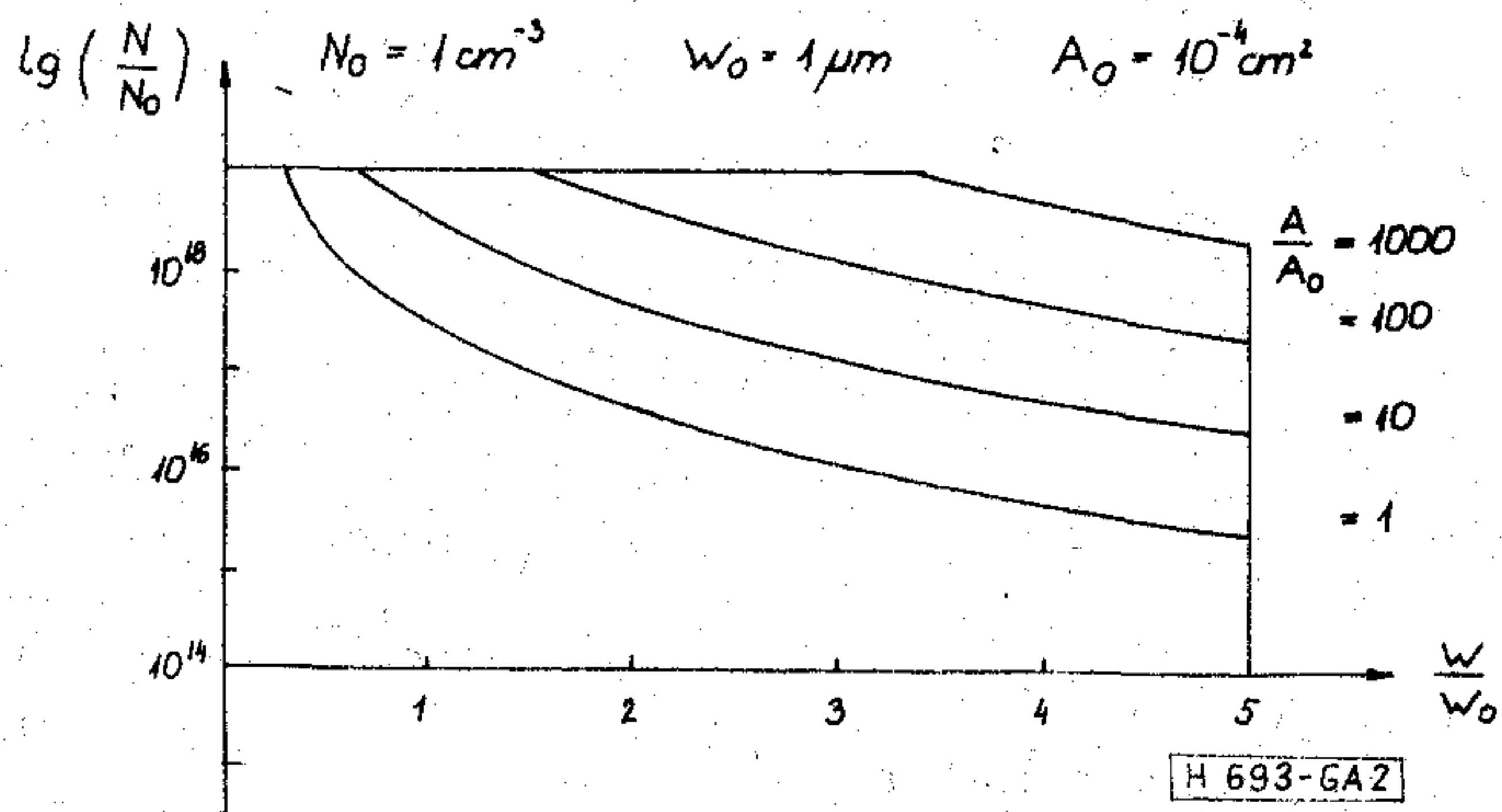
$$N(w) = \frac{1}{q \cdot A^2 \cdot \varepsilon} \cdot C^3 \cdot \left(\frac{dC}{dU_R} \right)^{-1}, \quad (6/a)$$

$$w = A \cdot C^{-1} \cdot \varepsilon. \quad (6/b)$$

Mivel a kapacitásmeredekség éppúgy jól mérhető [7], mint maga a kapacitás, (6/a) és (6/b) a profil-



1. ábra. Tértöltésréteg p-n átmenetben



2. ábra. A mérhető adalékeloszlások behatárolása

meghatározás alapegyenleteit képezik. (5/b) szerint az átmenet síkjától távoleső magas adalékkoncentráció mérése nehéz, mert ehhez igen kicsiny kapacitásmeredekség tartozik. A nehézségek fokozódnak, ha az átmenet keresztmetszete is kicsiny.

A megvalósított berendezéssel az alábbi egyenlőtlenségrendszerrel behatárolt tartományba eső adalékeloszlások mérhetők:

$$N(w) \leq 10^{19} \text{ cm}^{-3}, \quad (7/a)$$

$$w \leq 5 \mu\text{m}, \quad (7/b)$$

$$N(w) \cdot w^3 \cdot A^{-1} \leq 4 \cdot 10^{21} \text{ cm}^{-3} \cdot \mu\text{m}^3 \cdot \text{cm}^{-2}, \quad (7/c)$$

$$1 \leq A/A_0 \leq 1000, \text{ ahol: } A_0 = 10^{-4} \text{ cm}^2. \quad (7/d)$$

A mérhető tartományt ábrázolja a 2. ábra.

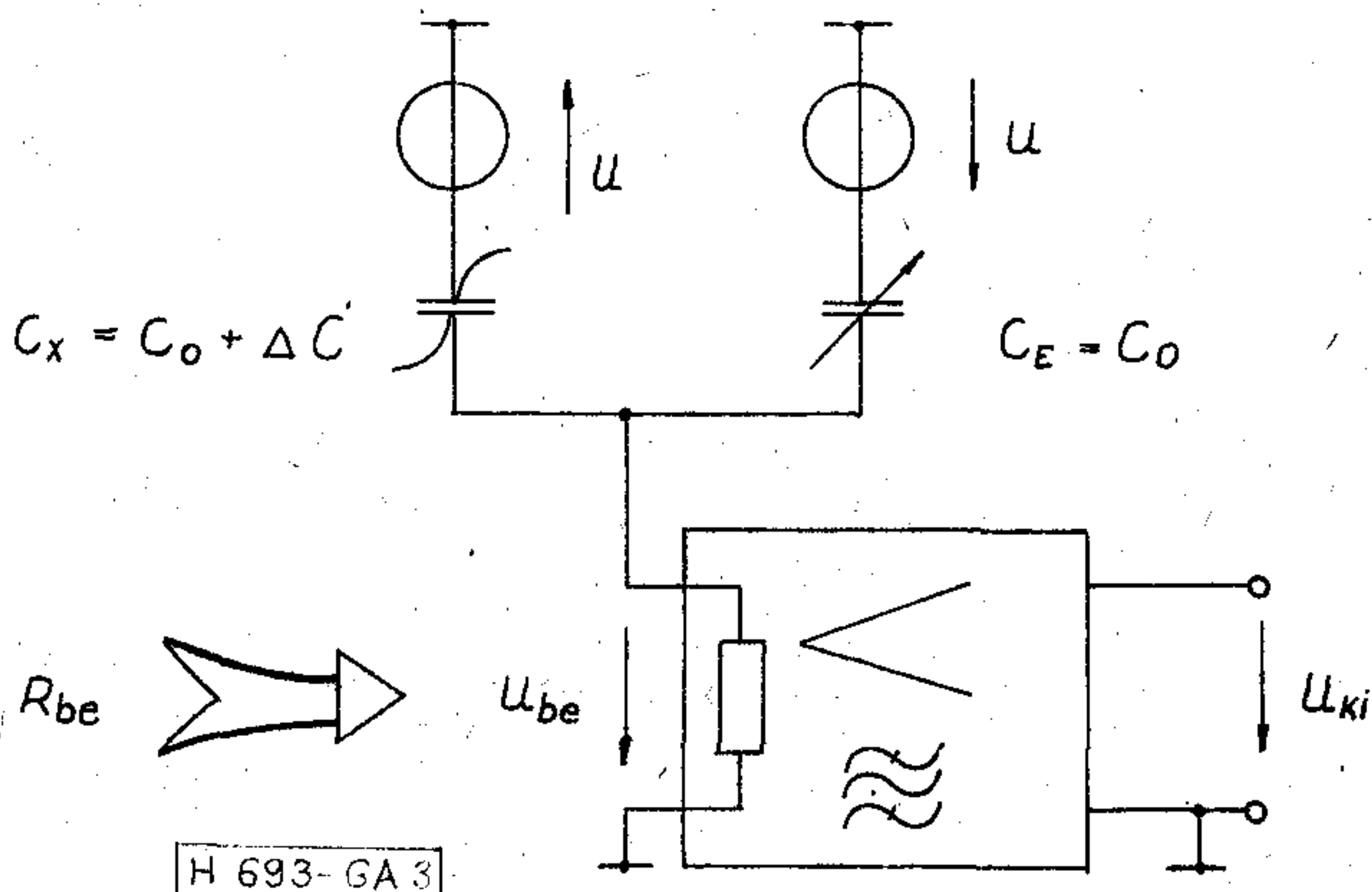
Az ábrázolt mérési tartománynak kereken $C = (0,6 \div 600) \text{ pF}$ rétegkapacitás felel meg.

GaAs-ben és Si-ban egyaránt felvehető az adalékeloszlás, mert ε értékét a berendezés változtathatóan képes figyelembe venni.

A kapacitás és kapacitásmeredekség mérésével kapcsolatos megfontolások

Mint az (5/b) egyenlet elárulja, a méréshatár bővítés kritikus iránya az átmenettől távoleső, magas adalékkoncentráció felé mutat. Ekkor ugyanis igen kis kapacitásmeredekséget kell mérnünk.

Ez kis kapacitásváltozások mérését jelenti, amelyhez célszerű kompenzációs mérési módszert választani. A mérőkapcsolás a gyakorlatban egy kapacitásmérő-híd (3. ábra). A hídágakat ellenfázisú nagy-



3. ábra. Hídkapcsolás kapacitás méréséhez

frekvenciás feszültségekkel tápláljuk. A kiegyenlítő végző ágban $C_E = C_0$, míg az ismeretlen kapacitásnak megfelelő ágban ettől ΔC -vel eltérő nagyságú kapacitás (maga a vizsgált átmenet) áll.

A híd rövidzárási kimenő árama a ΔC kapacitáseltéréssel, üresjárási kimenő feszültsége pedig a $\Delta C/C_0$ relatív kapacitáseltéréssel arányos.

A mérőhíd lezárása sohasem ilyen extrém; legfeljebb megközelíti az extrém lezárások valamelyikét:

$$(2C_0 \cdot \omega)^{-1} \ll R_{be}, \quad \text{vagy} \quad (2C_0 \cdot \omega)^{-1} \gg R_{be}.$$

Az 1 MHz-es mérőfrekvenciát és a rétegkapacitás legkisebb nyugalmi értékét (0,6 pF) figyelembe véve, könnyebb volt biztosítani, hogy:

$$R_{be} \ll (2C_0 \cdot \omega)^{-1} \quad \text{legyen.}$$

Mivel a rendszerint nagyobb félvezető lapkán elhelyezkedő vizsgálandó p-n átmenethez mikroszkóp alatt csatlakozunk, és a kapcsolatot a mérőkörrel koaxiális kábelek biztosítják, figyelembe kell venni a kábel fázistolását és elég nagy kapacitását is.

Ha ezt kihangoljuk, a veszteségek miatt nem keletkezik olyan nagy és stabil impedancia, amely az üresjárási feszültség vizsgálatához elegendő lenne.

Ezért a megvalósított berendezésben az érzékelő erősítő bemenő ellenállása: $R_{be} = 180 \text{ Ohm}$. A mikroszkóphoz vezető kábelek hatását a híd másik ágában ekvivalens hosszúságú koaxiális tápvonal kompenzálja.

$R_{be} = 180 \text{ } \Omega$ mellett kereken $C_0 = 100 \text{ pF}$ -os értékig tekinthető úgy, hogy a híd „rövidzáráshoz” működik. Ennél nagyobb kapacitásértékű átmenetek vizsgálatánál a híd kimenő feszültsége és a ΔC kapacitásváltozás közötti arányossági tényező már a mindenkori C_0 értéktől is függ. Ez a hatás a jelfeldolgozás egy későbbi fázisában áramkörileg kompenzálható.

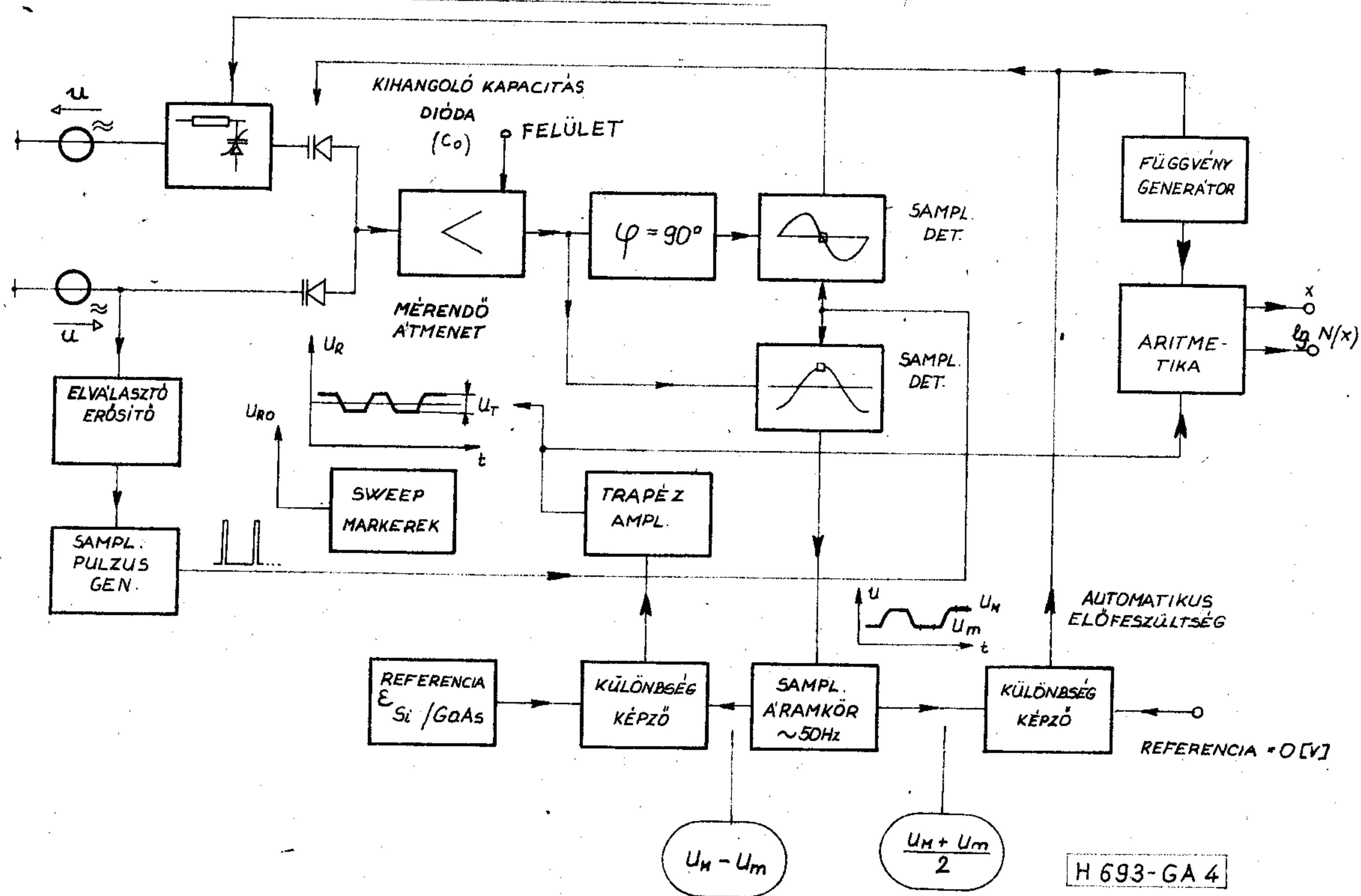
Alacsonyabb R_{be} érték választása mindenképpen a híd kimenőfeszültségének csökkenéséhez vezet, mert a vizsgált átmenet nemlinearitásai miatt a híd tápláló feszültség nem növelhető bármennyire. (Ésszerű határ pl. az $U = 100 \text{ mV}$ -os érték.) Ezért R_{be} csak addig csökkenthető, amíg még a híd jelentősen nagyobb kimenő feszültséget szolgáltat, mint az erősítő bemenetre redukált zajfeszültsége.

$180 \text{ } \Omega$ bemenő impedancia mellett olyan optimálisan beállított előerősítő fokozatot készítettünk, amellyel a bemenetre redukált zajfeszültség $2,1 \text{ nV} \times \text{Hz}^{-0,5}$ értékre adódott. Így néhány kHz-nyi sávzsélesség mellett a legkisebb kiértékelhető jelfeszültség 300 nV nagyságú. Ebből az adódik, hogy $\Delta C = 3 \text{ mpF}$ már megmérhető.

Ha 1 V-ban korlátozzuk az átmenet előfeszültségének munkapont körüli variációját, amely a ΔC kapacitásváltozást létrehozza, a legkisebb megmérhető kapacitásmeredekség: 3 mpF/V -ra adódik. Ez az érték összhangban van 5b-vel és 7c-vel.

A berendezés működésének magyarázata és blokkvázlata

Egy feszültségfüggő kapacitás kapacitásmeredekségét egyszerűen megmérhetjük [7]. Ha ugyanis a 3.



4. ábra. Az adalékeloszlás-mérő blokkvázlata

ábrán rajzolt hídkapcsolásban a mérendő C_x kapacitás ΔC megváltozását az előfeszültség ismert ΔU megváltozása okozza, a híd a kapacitásmeredekséggel arányos nagyfrekvenciás áramot küld az erősítő bemenő impedanciájára. Az erősítő kimenő feszültsége pedig a kapacitásmeredekséggel lesz arányos.

Fázisérzékeny detektorral egyenirányítva ezt a feszültséget, megkülönböztethető a ΔC elhangolás iránya is.

Ha a mérendő átmenet nyugalmi tértöltéskapacitását meghatározó U_{R0} egyenfeszültségre $\Delta U \equiv U_T$ amplitudójú, alacsonyfrekvenciás (pl. 50 Hz) trapéz alakú feszültséget szuperpolálunk, ez ugyancsak trapéz-alakú kimenő feszültséget hoz létre a fázisérzékeny egyenirányító kimenetén. Ez a zérus egyenfeszültségre szimmetrikus, ha az U_{R0} előfeszültséghez tartozó nyugalmi kapacitásnál a híd a másik ágba lévő kapacitással kiegyenlített állapotban van.

Más esetben az egyenfeszültség komponens előjele azt jelzi, kisebb-, vagy nagyobb-e a kihangoló kapacitás értéke az éppen szükségesnél.

Ez az egyenfeszültség-komponens használható fel arra, hogy — zérus feszültségreferenciát alapul véve — negatív visszacsatolással automatikusan beállítsuk a szükséges kihangoló kapacitást.

Ha ez megtörtént, a kimenő trapézjel amplitudója éppen a kapacitásmeredekséggel arányos.

Szinte megvalósíthatatlan azonban olyan széles sávban lineáris és stabil erősítőt készíteni, mint amekkora a kapacitásmeredekség változásának dinamikája.

Ezért helyesebb, ha a demodulált jel amplitudóját tartjuk az U_T trapézjel visszaszabályozása által konstans értéken. Ez esetben U_T a kapacitásmérédekséggel fordítottan arányos lesz.

Ha az indikátorerősítő erősítését a mért dióda felületével fordított arányban szabályozzuk, és a demodulált jel amplitudóját ε^2 -vel arányos konstans értéken tartjuk, az:

$$U_T = \text{Konst} \cdot N(w) \cdot w^3 \quad (8)$$

összefüggés adódik.

A w -vel arányos feszültséget egy olyan négypólus szolgáltatja, amelynek transzfer feszültségkarakterisztikája nagy pontossággal a kihangoló ágba elhelyezett kapacitásdióda $C_0(U_R)$ karakterisztikájával fordítottan arányos. Ha a négypólus bemenő feszültsége az automatikus kihangoló feszültség, és a kimenő feszültségét $(\varepsilon \cdot A)$ -val fordítottan arányos osztóra visszük, a szolgáltatott feszültségről kimutatható, hogy

$$V_w = \text{Konst} \cdot w. \quad (9)$$

U_T és U_w értékéből állítja elő a berendezés analóg aritmetikai egysége a koncentráció logaritmusával ($\lg N(w)$) és helyével (w) arányos feszültségeket. Ezek x-y rajzolózt vezérelnek.

Mérés közben a vizsgált átmenet előfeszültsége végigfut a beállított kezdőérték és végérték között. Eközben a kihangoló ágbeli kapacitásdióda automatikus előfeszültsége fenntartja a mindenkor szükséges kihangoló kapacitást.

Mivel azonban a híd mindkét ágában változó veszteségű elektronikus kapacitás áll, komoly zavarok elkerülése érdekében a veszteségek automatikus kiegyenlítéséről is gondoskodni kellett.

Ezért a fázisérzékeny detektálást nemcsak magán

a jelen, hanem annak 90°-kal késleltetett alakján is elvégeztük, egy-egy mintavételes áramkörrel.

Ez utóbbi eredménye a fázishiba szinuszával arányos hibafeszültség, amely negatív visszacsatolásban a híd egyik ágában elhelyezett diódás fázistolót vezérel.

A szabályozások követő jellegűek, PID-kompensáltak és a „kiakadások” elkerülésére nem lineárisak.

A berendezés blokkvázlata a 4. ábrán látható.

- [1] Möschwitzer, A.: Parameter und Grenzwerte bipolarer Transistoren für hochintegrierte Schaltkreise. (Rep. I. —78.) Privát közlemény.
- [2] A. Ambrózy: Periodica Polytechnica, Electrical Engineering, Vol. 20. No. 2. 141—155. 1976.
- [3] B. Szentpáli, Híradástechnika, 29. 335—341. 1978.
- [4] M. Simek, and al., TÁKI Évkönyv, 1975. 227—244. 1975.
- [5] E. Nagasawa, and al., Sol. State El. 20. 507—513. 1977.
- [6] C. Opdorp, Sol. State El. 11. 397—406. 1968.
- [7] A. Ambrózy, Sol. State El. 13. 347—353. 1970.

KÖNYVISMERTETÉS

Dr. Almássy György:

Elektronikus készülékek szerkesztése

A szerző legújabb művének rövid áttekintése előtt vegyük sorra, milyen fő gondolatokkal nyújtotta át nekünk, konstrukcióról, konstrukciós módszerekről szóló könyvét:

— „A rendkívül gyors műszaki fejlődés, az alkalmazási területek kiszélesedése, a gyártás mennyiségi növekedése, a technológiák gyors váltása rendkívül fokozott követelményeket támaszt az elektronikus iparban működő szakemberekkel, és így a szerkezeti konstrukció kialakításával foglalkozó szakemberekkel szemben is.

— A könyv az elektronikai iparban működő, elsősorban a készülékek és berendezések szerkezeti (mechanikai) kialakításával foglalkozó konstruktőrök részére kíván tárgyi és módszertani ismereteket nyújtani.

— A könyv elsősorban módszereket igyekszik bemutatni, és műszakilag-gazdaságilag optimális konstrukció kialakításához szükséges szerkesztői szemlélet kialakításához kíván segítséget nyújtani.

— A könyv első része azokat a speciális alapismereteket foglalja össze, amelyek a leglényegesebbek a konstruktőr részére..., a könyv második fele foglalkozik a legjellegzetesebb készülékfajták kialakításával.

— Ez a könyv csak kiindulási alapokat tud nyújtani; minden szakembernek magának kell felépítenie naprakész ismereteit.”

A szerző — aki elektronikai iparunk egyik legnagyobb egyénisége — újabb alkotásával olyan tématerület művelésében ad segítséget a szakemberek számára, amely tudományos megalapozottság, magyar nyelvű irodalommal való ellátottság, főiskolai, egyetemi oktatási bázis és egységes szemlélet tekintetében sok gonddal küzdött az elmúlt években és bizonyos mértékig küzd ma is.

A könyv egyik legnagyobb érdeme, hogy a konkrét, de mindig rendszerszemléletű gyakorlati segítséggel egyidejűen, jelentős mértékben járul hozzá a tématerület tudományos megalapozottságának növeléséhez, az átfogó konstruktóri szemlélet-gyakorlat kialakításához, és emellett jelentős mértékben elősegíti a főiskolai, egyetemi konstruktörképzést is.

A szerző munkájának további érdeme, hogy mindezt úgy adja számunkra, hogy egységes konstruktóri gyakorlatra, egységes konstruktóri értékrendre és egységes konstruktóri szemléletre tanít bennünket.

Tisztán határozza meg a konstrukcióban egységesíteni szükséges tartományokat, ugyanakkor szabadságot ad azoknak a tématerületeknek, ahol az egyéni konstruktóri tehetség adhat újra és újra magasabb színvonalon megjelenő megoldást.

A tárgyalt konstrukciós módszerek között találhatjuk a legmodernebb, a számítógéppel segített szerkesztési módszert is, amely nemcsak a jelen, még inkább a jövő módszere, biztosítva azt, hogy az alkotó ember tehetségét azokra a kérdésekre koncentráljuk, ahol az mással nem helyettesíthető.

A szerző több évtizedes főkonstruktóri tapasztalatát bizonyítja, hogy témaválasztásában, tárgyalási módszerében nemcsak a lényeges kérdésekben, hanem a legapróbb részekben is

érti, sőt érzi a konstruktóri feladat gondját és súlyát, és ennek megfelelően kíván segíteni. A konstruktőr egyik legnagyobb gondja, hogy a legapróbb részletekre is kiterjedően, de súlyozott, sorolt rendszerbe foglalja a konstrukcióval szemben állítható követelményeket, amelyet alkotó munkája során állandóan kérdez önmagától és amelyre állandóan felelnie kell önmagának. Ezeket a kérdéseket rendszerbefoglaltan, súlyozottan, soroltan, készen adja a könyv minden elektronikai szerkezeti konstruktőr számára.

A könyv visszatükrözi egyrészt a szerző több évtizedes tudós-főkonstruktóri-oktatói munkáját, alkotásokban gazdag éveit, másrészt azt a háttérrel, amely hozzásegítette, hogy alkotásaiban önmagát megvalósíthassa. A közölt elméleti és gyakorlati eredményekben felismerhető a Távközlési Kutató Intézet alkotó atmoszférája és a magas műszaki felkészültségű közösség egyes tagjaira gyakorolt hatása.

A könyv nem egyszerűen konstrukcióra, hanem műszaki-gazdasági optimumot jelentő konstrukcióra tanít bennünket, melynek egyéni, ipari, sőt népgazdasági értékét nem kell külön kiemelni a szakemberek előtt.

A mű külön értéke, hogy a konstruktőrök számára adott tárgyi és módszerbeli segítsége teljes összhangban van elektronikai iparunk hosszútávú fejlesztésének irányvonalával.

A fő súlyt a professzionális elektronikai berendezések és készülékek konstrukciós kérdéseinek elméleti és gyakorlati megoldására helyezi és segít abban, hogy ezen tématerületen növeljük a konstruktóri munka színvonalát és hatékonyságát.

Úgy gondolom, a könyv valós értékét csak az fedezheti fel teljesen, aki konstruktőr volt, vagy a könyv olvasásakor is az. Igaz, hogy az egyes fejezetek tárgyi tartalmát mindenki megértheti, akinek fizikai-műszaki-matematikai műveltsége van. Ezzel együtt a könyv igazi belső értékét felismerni, alkalmazni csak az tudhatja, aki átélte már egy-egy konstrukció megfogalmazásakor az üzembiztosság, a gravitáció, a gyorsulás, a nedvesség, az oxidáció, a szélnyomás, a hőleadás, a rezgés, a környezeti hatás, a megbízhatóság stb. feszültségét és megkísérelte ezeket a hatásokat pontosan értékük, súlyuk arányában figyelembe venni a konstrukcióban, és megközelíteni a műszaki-gazdasági optimumot.

A tudományos megalapozottságú tartalom segít annak elkerülésében, hogy a konstruktőr az egyes tényezőket túlértékelje és a konstrukcióban túlhangsúlyozza azt, amit nem uralt teljesen.

Tudományos megalapozottságon át észrevétlenül ad megbízhatóságot a konstruktőr számára, ami nélkül nincs kezdeményező, bátor alkotás.

Külön említést érdemel az egyes fejezetek után adott irodalomjegyzék, mely egyrészt a szerző széles körű, nemzetközi megalapozottságú műveltségéről és felkészültségéről tanúskodik, ugyanakkor a mélyebb és az egyes tématerületek által megkívánt részletismeretek megszerzését teszi lehetővé a konstruktőrök számára.

A könyv igaz példája annak, amikor egy tudós, a konstrukcióban, és annak elméletében kívánja önmagát kifejezni és megvalósítani.

Dr. Tófalvi Gyula

Ultra kis torzítású szinuszos RC-oszcillátor

ETO 621.373.018.72.001.24

A korszerű hangfrekvenciás stúdió- és átviteli rendszerek fejlődése és a hangrögzítési technikák minőségi jellemzőinek javulása a mérőberendezések elé is fokozott követelményeket állított. Különösen érvényes ez a stúdióberendezések nemlineáris torzításának mérésekor használt mérőkészülékekre, amelyekben — a mérési tartomány alsó határának csökkentésekor — a belső nemlineáris torzítást a kis mérendő értéknél kisebbre — esetleg jóval kisebbre — kell állítani. Ez a követelmény új rendszertechnikai és áramkörti feladatokat vet fel mind a mérőgenerátor, mind pedig a torzításmérő műszer megvalósításakor.

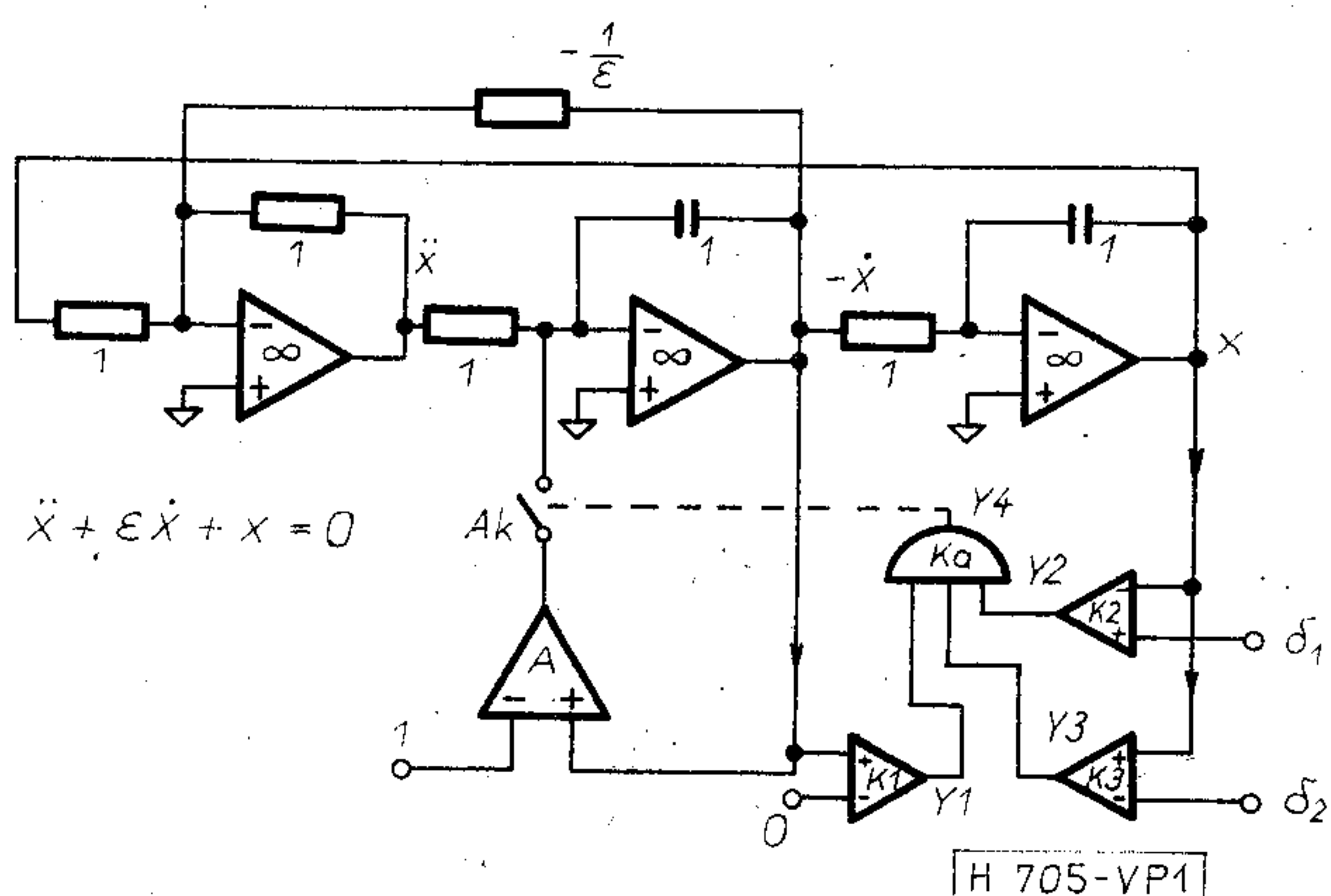
Jelen előadás a BME Híradástechnikai Elektronika Intézete és a BEAG között kötött kutatási-fejlesztési szerződés keretében született ultra kis torzítású szinuszos RC oszcillátor működési elvét, és a gyakorlati kivitelezés tapasztalatait foglalja össze. Az oszcillátor kialakításakor felhasznált rendszertechnikai eljárás elfogadott szabadalom tárgyát képezi [7].

1. Az oszcillátor működési elve

Ultra kis torzítású szinuszos jelet többféle rendszertechnikai elv alapján is létre lehet hozni. A csak elméleti jelentőségű egzakt szinuszos nemlineáris oszcillátoroknak [1] a gyakorlati megvalósításokban viszonylag nagy a nemlineáris torzítása, és a torzítás csökkentése csak az amplitúdóstabilitás csökkentése és az amplitúdóra vonatkozó beállási idő jelentős növekedése árán érhető el. Hasonló érvényes a Van der Pol-típusú oszcillátorokra is [2], ahol azonban a torzítás elméletileg sem válhat zérussá. A kvázilineáris amplitúdóstabilizáló elemeket tartalmazó oszcillátorokban [3], [4] a torzítást a vezérelhető kis torzítású lineáris elem bonyolult megvalósításán túl az is növeli, hogy a keletkező szinuszos jel amplitúdójával arányos szabályzó jel — különösen kis rezgési frekvenciákon — nem állítható elő bűgőfeszültség nélkül, ez pedig járulékos nem lineáris torzításhoz vezet.

A kis torzítás és a nagy amplitúdóstabilitás, illetve az amplitúdó gyors beállása ellentmondó követelmények, ezért ezek együttes tervezése újszerű, a klasszikus jelkeltési módszerektől eltérő, rendszertechnikai megoldások kifejlesztését követelte. Ilyen rendszert ismertet D. Meyer—Ebrecht [5] doktori disszertációja, E. Vannerson és K. C. Smith [6] közleménye, valamint néhány gyártmányt ismertető műszaki leírás.

Az előadás tárgyát képező rendszer elvi vázlata az 1. ábrán látható. Az oszcillátor frekvenciáját a három végtelen erősítésű műveleti erősítővel felépített,



1. ábra. Kétfázisú oszcillátor gyors amplitúdószabályozással

két integrátort és egy fázisfordító erősítőt tartalmazó lineáris rendszer határozza meg, amelynek a működését az ábra dimenzió nélküli relatív egységeit felhasználva az

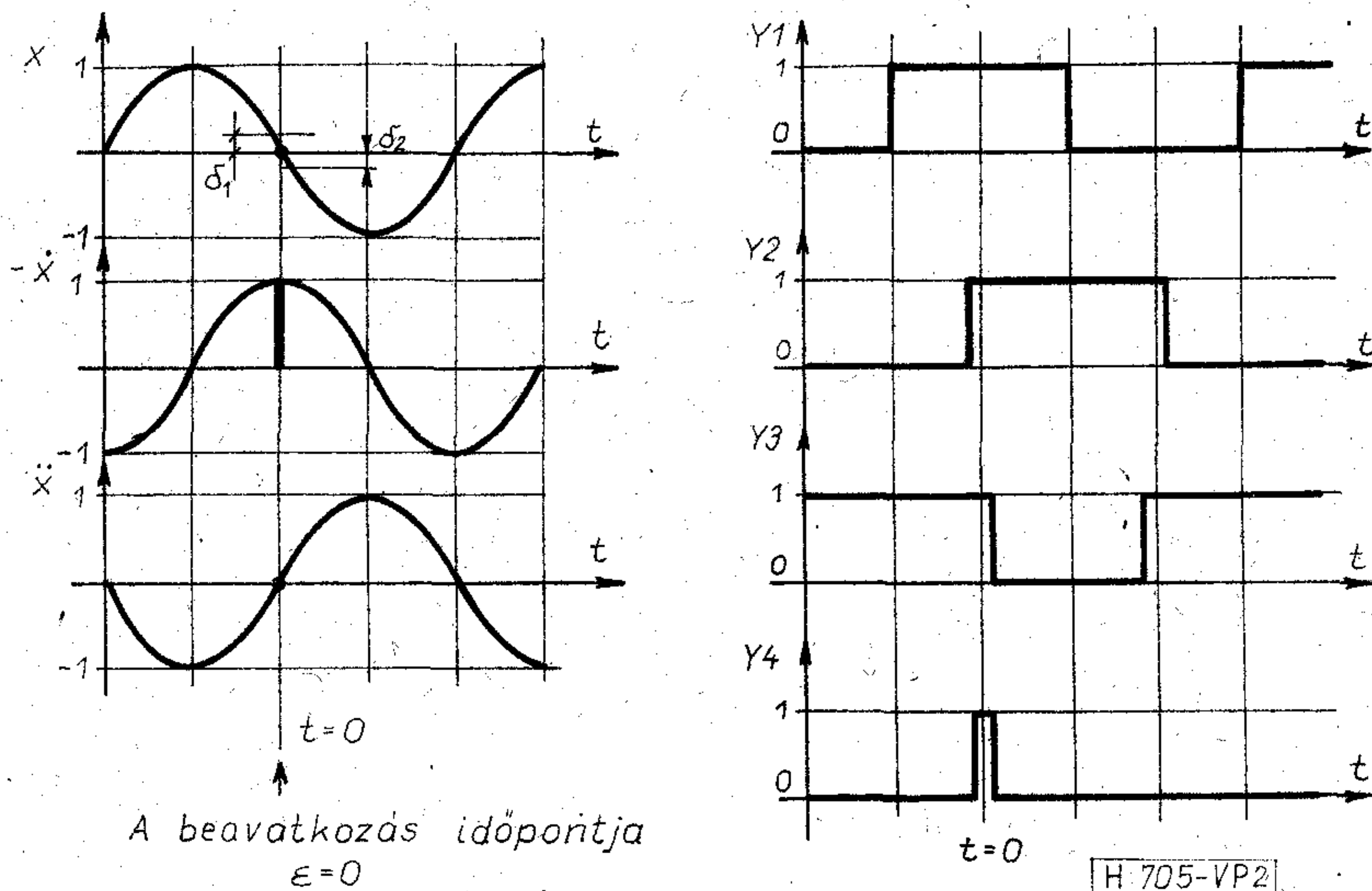
$$\ddot{x} + \varepsilon \dot{x} + x = 0 \quad (1)$$

lineáris differenciálegyenlet írja le (a rendszer csillapítására jellemző $-1/\varepsilon$ nagyságú ellenállás itt pozitív vagy negatív értékű is lehet a csillapítás jellegétől függően).

A rendszer ún. gyors amplitúdószabályzó áramkörének működése a 2. ábrán feltüntetett, $\varepsilon \equiv 0$ -hoz tartozó jelalakok segítségével kísérhető figyelemmel. A szabályzó rendszer a $-\dot{x}$ pozitív maximumánál rövid ideig beavatkozik az oszcillátor működésébe, és az Ak analóg kapcsoló zárásával helyreállítja a lineáris rendszer $-\dot{x}$ -ra vonatkozó kezdeti feltételét éppen akkor, amikor x zérus értelmű. Így az oszcillátor minden periódus kezdetén ugyanarról a kezdeti feltételről indul, és a jel torzítását egy egyperiódusra magára hagyott lineáris rendszer tulajdonságai katározzák meg. A beavatkozás idejét fizikailag a $K1$, $K2$, $K3$ komparátorok és a Ka kapu döntik el azáltal, hogy az x jel δ_1 és δ_2 szintek közötti tartózkodásakor (akkor, ha $-\dot{x}$ pozitív) keskeny impulzust ($Y4$) állítanak elő. Az impulzus relatív szélessége tetszőleges működési frekvencia esetén azonos. Ha az A különbségképző erősítő erősítése elegendően nagy, akkor a kezdeti feltétel helyreállításához igen rövid beavatkozási idő is elegendő. A további elméleti vizsgálatoknál feltételezzük, hogy a beavatkozási idő zérus, és hogy a differenciálegyenlet megoldása a

$$-\dot{x} = \left(\exp -\frac{\varepsilon}{2} t' \right) \cos \left(\sqrt{1 - \frac{\varepsilon^2}{4}} t' \right) = \exp(-at) \cos(t); \quad (2)$$

$$a = \frac{\varepsilon}{2\sqrt{1 - \frac{\varepsilon^2}{4}}}; \quad t = \sqrt{1 - \frac{\varepsilon^2}{4}} t'; \quad \omega \equiv 1$$



2. ábra. A gyors beavatkozójel kialakítása

kifejezéssel adható meg, és a beavatkozás éppen a $t=0 \pm k2\pi$ ($k=1, 2, \dots$) helyen történik.

A jel torzítása ekkor az

$$X_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \exp(-at) \cos(t) \cos(nt) dt =$$

$$= \frac{1}{2\pi} [1 - \exp(-2a\pi)] \left[\frac{a}{a^2 + (n-1)^2} + \frac{a}{a^2 + (n+1)^2} \right], \quad (3)$$

és az

$$Y_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \exp(-at) \cos(t) \sin(nt) dt =$$

$$= \frac{1}{2\pi} [1 - \exp(-2a\pi)] \left[\frac{n-1}{a^2 + (n-1)^2} + \frac{n+1}{a^2 + (n+1)^2} \right] \quad (4)$$

kifejezésekkel határozható meg, melyből a harmonikusok amplitúdójára a

$$Z_n = \sqrt{X_n^2 + Y_n^2} =$$

$$= \frac{1}{\pi} [1 - \exp(-2a\pi)] \frac{\sqrt{a^2 + n^2}}{\sqrt{[a^2 + (n-1)^2][a^2 + (n+1)^2]}} \quad (5)$$

összefüggés nyerhető.

Kis torzítású rendszerben $a \ll 1$, így a

$$Z_1 \cong \frac{1}{\pi} 2a\pi \frac{\sqrt{a^2 + 1}}{a\sqrt{a^2 + 4}} \cong 1 \quad (6)$$

és a

$$Z_n \cong 2a \frac{n}{(n-1)(n+1)} \cong \frac{2a}{n}, \quad n > 1 \quad (7)$$

kifejezések a torzítás igen pontos becslésére alkalmasak. Mivel

$$|Z_n| \cong \left| 2a \frac{n}{(n-1)(n+1)} \right| < \left| 2a \frac{1}{n-1} \right|, \quad (8)$$

a teljes harmonikus torzítási tényező

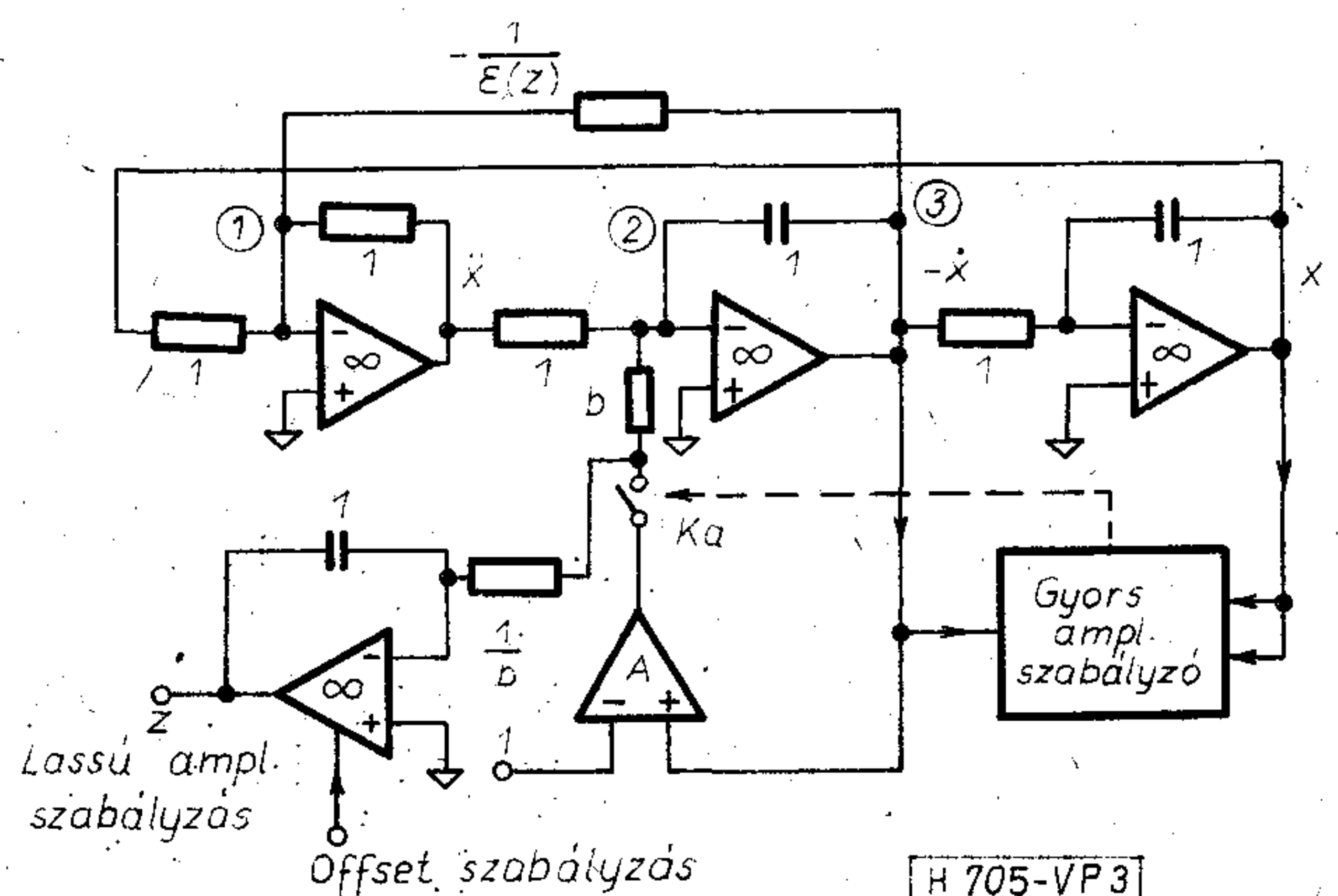
$$k \equiv \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} Z_n^2} < 2|a| \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2}} = |a| \frac{2\pi}{\sqrt{6}}. \quad (9)$$

Az eredményekből adódik, hogy pl. 10^{-5} -es harmonikus torzítást $|Q| \cong 1,28 \cdot 10^5$ -es jósági tényezővel már biztosan létre lehet hozni (a jósági tényező pozitív és negatív is lehet).

Ilyen nagy jósági tényezőket a gyakorlati kivitelezés során az 1. ábra rendszerével megvalósítani nem lehet, ezért a rendszert további ún. lassú amplitúdószabályzó vagy jósági tényező-szabályozó áramkörrel kell kiegészíteni.

2. A jósági tényező szabályozása

A jósági tényező szabályzására szolgáló áramkör feladata a lineáris rendszer veszteségeinek a kompenzálása, azaz a magára hagyott rendszer jósági tényezőjének maximumra állítása. A 3. ábrán látható sematikus elrendezés az alábbi módon működik. A gyors amplitúdószabályzó rendszer minden periód-



3. ábra. Kétfázisú oszcillátor gyors és lassú amplitúdószabályozással

dusban igen rövid idő alatt helyreállítja a $-\dot{x}$ -ra vonatkozó kezdeti feltételt úgy, hogy közben a másik energiatároló elemen adott jel van (x). A kezdeti feltétel helyreállítása csak úgy történhet, hogy az 1. ábra középső műveleti erősítőjének kondenzátorába az egy periódus alatt elvesztett energiát (előjel-helyesen) visszatöltjük, azaz pótoljuk az elvesztett töltéseket.

Az elvesztett töltések értékét adott ε esetén a

$$\Delta x = 1 - \exp\left(-\frac{\varepsilon}{2} \frac{2\pi}{\sqrt{1-\frac{\varepsilon^2}{4}}}\right) \quad (10)$$

(a kondenzátor egységnyi)

kifejezéssel számolhatjuk.

A 3. ábrán látható integráló erősítő kimenetén a gyors beavatkozás pillanatában (az offsettől eltekintve) egy

$$\Delta z = \frac{1}{b} b \Delta x = \Delta x \quad (11)$$

nagyságú jelugrás jelenik meg, amely azután az $\varepsilon(z)$ függvényen keresztül megváltoztatja az ε értékét. Ily módon a periódus végén kapott információ alapján az új periódusban már új jósági tényező jellemzi

a lineáris rendszert (a gyors beavatkozások között z nem változik).

A működés algoritmusa az

$$x'_{n+1} = \exp\left(-\frac{\varepsilon_n}{2} \frac{2\pi}{\sqrt{1-\frac{\varepsilon_n^2}{4}}}\right) \quad (12)$$

és az

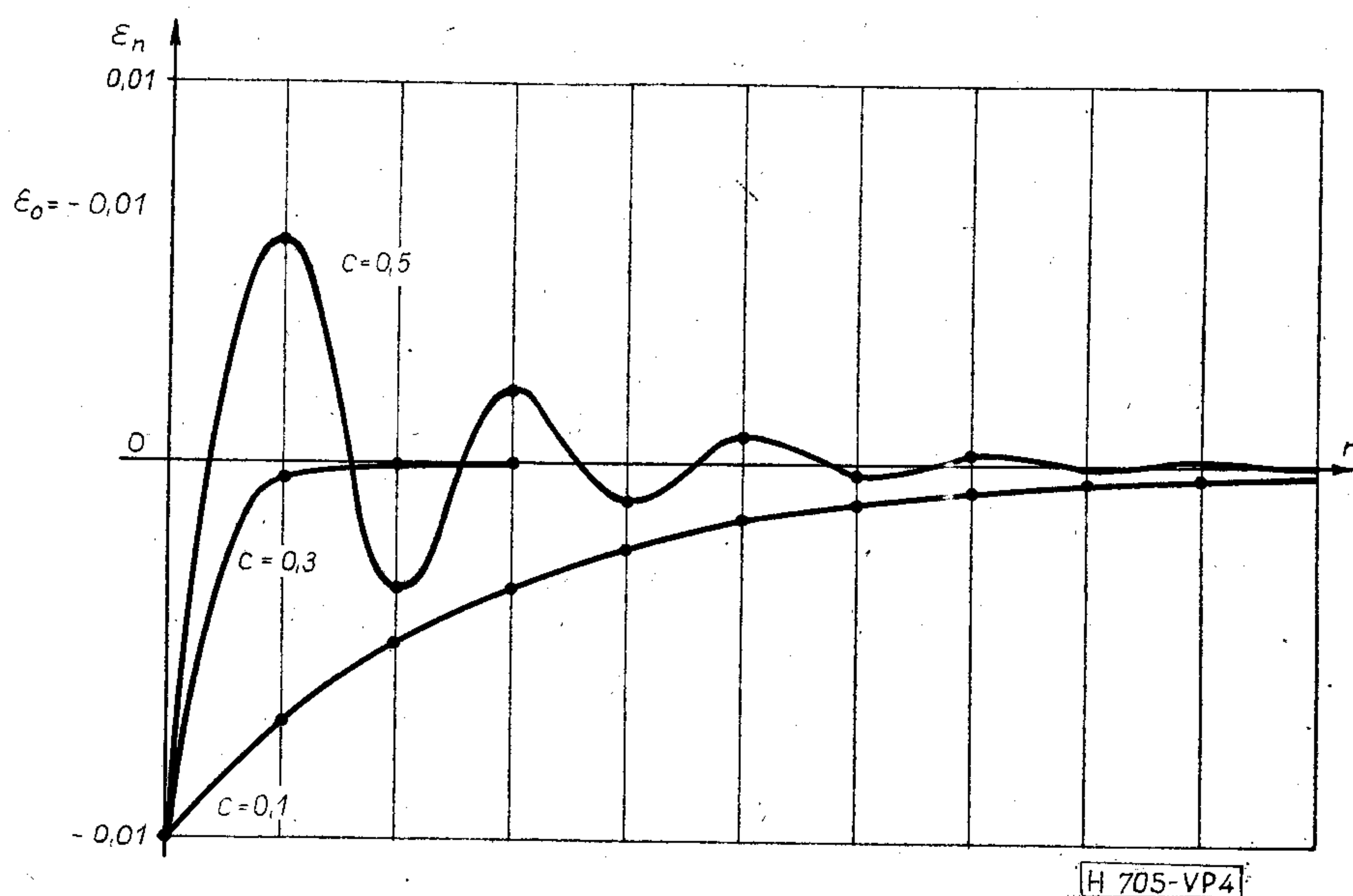
$$\varepsilon_{n+1} = \varepsilon_n - C \Delta z_{n+1} = \varepsilon_n + C(x'_{n+1} - 1); \quad C > 0; n = 0, 1, \dots \quad (13)$$

egyenletekkel adható meg, ahol x'_n a periódus végén mérhető amplitúdó, C pedig a lassú szabályzó rendszer meredeksége. A (13) kifejezés felírásánál feltételeztük, hogy az érvényességi tartományban az $\varepsilon(z)$ függvény lineáris (ε_0 adott).

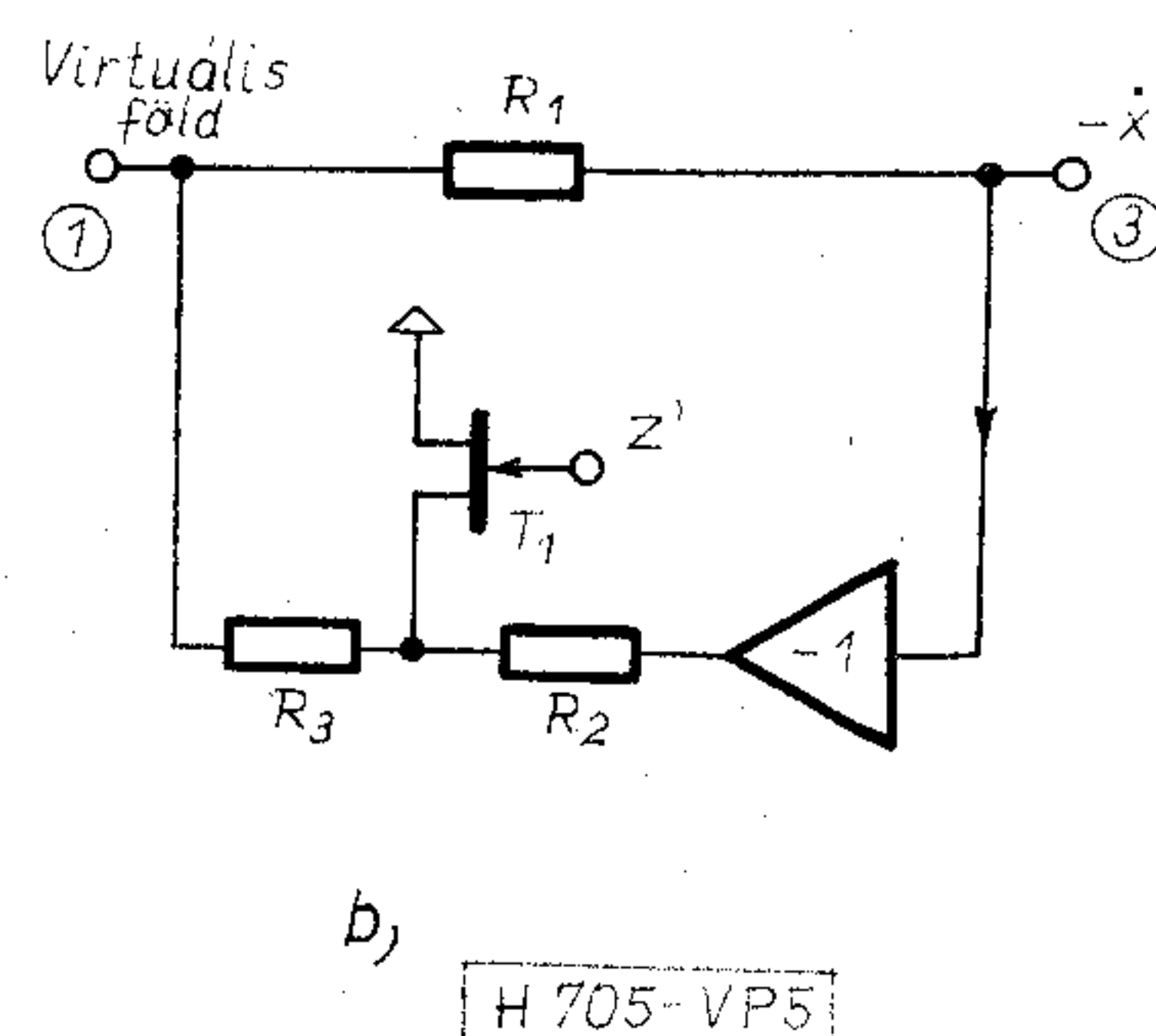
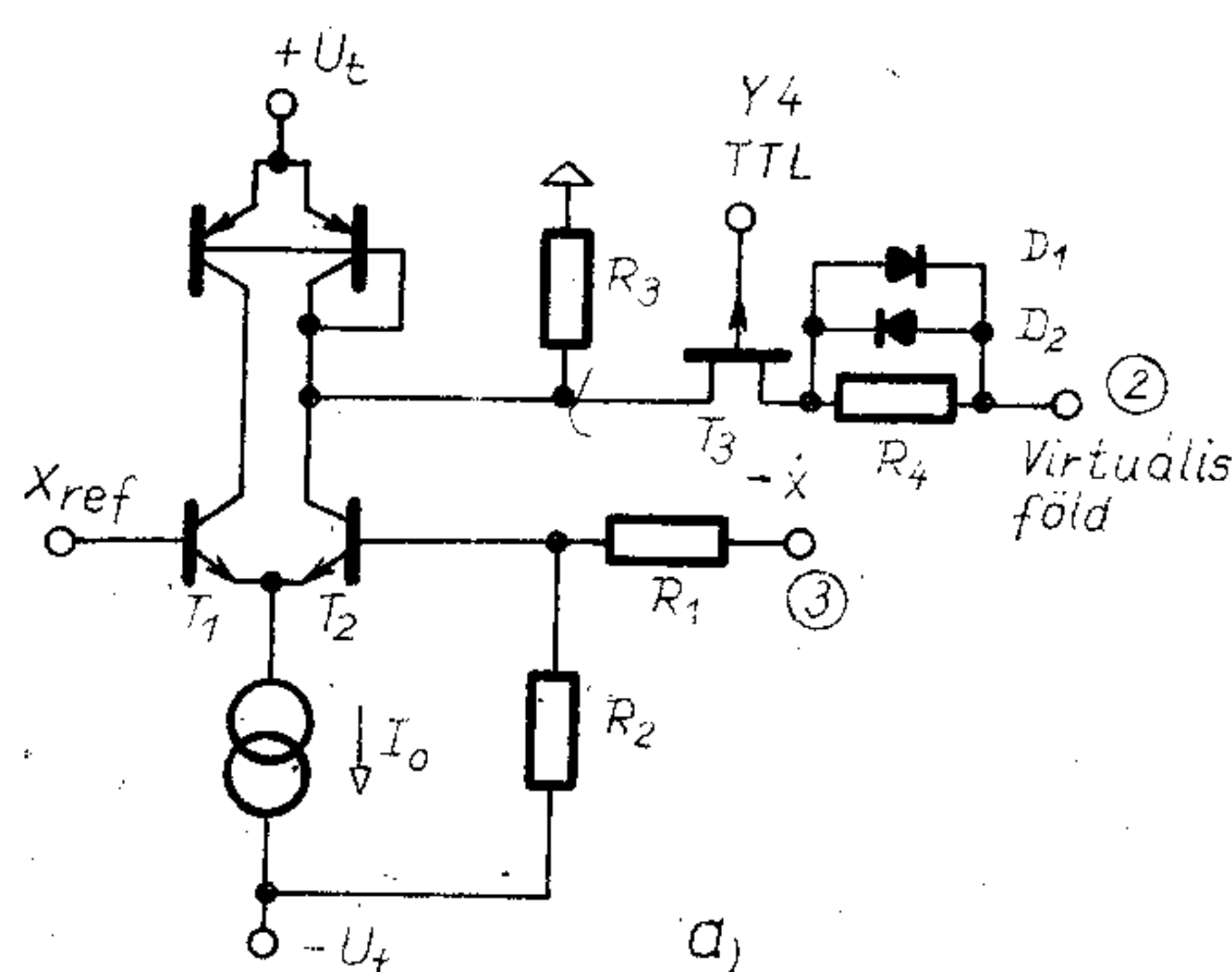
A 4. ábrán az algoritmus jellegzetes időfüggvényeit tüntettük fel. Látható, hogy a jósági tényező gyors beállításához a $C \cong 0,3$ optimális érték tartozik.

3. A megvalósított áramkörrel kapcsolatos tapasztalatok

A kis torzítású oszcillátor tényleges felépítésekor a 3. ábra elvi rendszerét valósítottuk meg. Az 5.



4. ábra. A jósági tényező tranziensei



5. ábra. Az amplitúdószabályozó áramkörök egyszerűsített kapcsolási elrendezése

ábrán a gyors és lassú amplitúdószabályzó áramkör egy lehetséges kapcsolástechnikai kivitelezését adtuk meg.

Az 5a ábrán a gyors amplitúdószabályzó áramkör látható. A hurok erősítését a T_1, T_2 tranzistorokból álló differenciálerősítő adja, amely egyben összehasonlítja a referenciát a leosztott és negatív irányban eltolt $-x$ értékével. A differenciálerősítő szimmetrikus kimenetén, az R_3 ellenálláson a különbséggel arányos jel jelenik meg. Ez a jel a gyors beavatkozás pillanatában a virtuális földponton keresztül tölti az integrátort. A D_1 és D_2 dióda feladata a tranziensidő csökkentése. A gyors beavatkozás időpontjában a T_3 kapcsolótranzisztor kinyit.

Az 5b ábrán a lassú amplitúdószabályzó áramkör látható. Az R_1 ellenállás állandó negatív ε értéket állít be, ezzel segíti az oszcilláció kezdeti kialakulását. A fázisfordító erősítő, az ellenállásosztó és a T_1 szabályzott ellenállásként működő tranzisztor feladata az ε eredő értékének nullára állítása.

A torzítás finom szabályzása a 3. ábrán levő offset potenciométerrel történhet. A gyakorlatban elérhető torzításokat az alábbi mérési táblázattal illusztráljuk.

Rezgési fr.	2. harm. μV	3. harm. μV	4. harm. μV	Eredő torzítás
29,7 Hz	< 10	< 10	6	< $1,17 \cdot 10^{-5}$
100 Hz	10	7	7	$1,07 \cdot 10^{-5}$
270 Hz	12	7	7	$1,18 \cdot 10^{-5}$
937 Hz	16	7	6	$1,4 \cdot 10^{-5}$
2,8 kHz	24	6	—	$1,88 \cdot 10^{-5}$
9,7 kHz	17	10	10	$1,68 \cdot 10^{-5}$
17,8 kHz	24	16	10	$2,33 \cdot 10^{-5}$

$$U_{ki} = 1,31 V_{eff}$$

A megvalósított rendszer a teljes hangfrekvenciás méréstartományt átfogja és frekvenciában programozható.

IRODALOM

- [1] Porter, S. N.: Signal generator with rapid automatic amplitude stabilisation, US-Patent, 3.419.815, 1968. XII. 31.
- [2] Korn, G. A.—Korn, T. M.: Matematikai kézikönyv műszakiaknak, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1975.
- [3] Komarik József: Nemlineáris áramkörök, Tankönyvkiadó, Egyetemi jegyzet, J5—1046, 1973.
- [4] Pap László, Nemes Mihály: Oszcillátorok stabilitása, Híradástechnika, XXVI. évf. 12. sz., pp. 364—369.
- [5] Meyer, Ebrecht D.— Schnelle Amplitudenregulung harmonischer Oszcillatoren, Thesis, Technische Universität Braunschweig, May 1974.
- [6] Vannerson, E. and Smith, K. C.: A low-distortion oscillator with fast amplitude stabilization, Proc. of IEEE Symp. on Circuit and Systems, pp. 142—146, 1974.
- [7] Pap László, Vannai Nándor, Fixek László: Kapcsolási elrendezés ultra kis torzítású kétfázisú RC oszcillátor megvalósítására. Magyar Szabadalom, H 03 B5/20, EE—2469, 1976. XII. 31.

SZEMLE

A Bell Telephone Lab. kutatói olyan telefonszám-tudakozó rendszerrel kísérleteznek, amely lehetővé teszi, hogy az ember hosszú beszéd útján kérdezzen a számítógéptől. A hívó betűzi a keresett személy nevét, s ennek alapján a számítógép megkeresi a telefonszámát a 17000 előfizetőt tartalmazó „telefonkönyvben”. A számítógép 12 különféle dialektust ért, ami az amerikai lakosság többsége szempontjából használhatóvá teszi a rendszert, sőt a külföldiek hibás kiejtését beépített kereső algoritmusával többnyire ellensúlyozni tudja. Ez utóbbi esetben — ha a gép a kiejtett név megfelelőjét nem találja az adattárban, a név első betűjével kezdve variálja az egyes betűket, míg teljes egyezést nem talál az adattárban levő valamely névvel. 100 közül 97 esetben a gép önhelyesbítő stratégiája eredménnyel jár.

A rendszer egyelőre még lassú, s nem érti a számítógép a beszédhibásak, továbbá egyes külföldiek betűzését. A kutatók folytatják a munkát. A kísérletek mindenesetre az ilyen rendszer létjogosultságát, jövőjét igazolják. (Telecommunication Journal, 1979. márc. [638])

*

Az összes azimut és elevációs irányból jövő, horizontálisan és vertikálisan polarizált hullámok vételére a Rohde und Schwarz cég egy kompakt antennaberendezést állított elő. Az antenna két aktív VHF-vevőantennából (HE 109) áll. Az egymástól 90°-ra elhelyezett és egy szélessávú kereszt-dipólhoz kapcsolt HE 101 aktív dipól horizontálisan polarizált hullámok, a HE 109 antenna pedig vertikálisan polarizált hullámok vételére szolgál a 20-tól 200 MHz-ig terjedő tartományban. (Nachrichten Elektronik, 1979. jan. [639])

*

A Philips Telecommunicatie Nederland (Hollandia) kifejlesztette a Scribofoon elnevezésű rendszert. Ebben a rendszerben a telefonhoz display és elektronikus jegyzetlap csatlakozik. A jegyzetlapra írt vagy rajzolt információ megjelenik a vevőoldali képernyőn. A rendszert ki lehet építeni 1 adó-vevő párra, vagy például előadások esetén egy adóra és több vevőre. A Scribofoon igen kedvező fogadtatása lehetővé teszi, hogy az ára a színes tv-vevőkészülékek árával azonos legyen. A Scribofoon kifejlesztését a Philips cég a delfti egyetem kutatási eredményei alapján határozta el. A rendszerben a telefon beszédcsatornájának igen kis részét használják fel a kép átvitelére, tehát a kép átvitele a beszéd minőségét nem befolyásolja. Bár a duplex üzem mind a két fél számára biztosítja az egy időben történő beszédet, a kép átvitele, azaz az írás blokkolja a másik oldal írási lehetőségét. A képet és a beszédet szűrők segítségével egyesítik és választják szét. (Telecommunication Journal, 1979. febr. [640])

*

Az optikai hullámvezetők gyártástechnológiájának gyors fejlődése lehetővé teszi azok alkalmazását a hírközlő rendszerekben. A mérnök már nem arról vitatkozik, hogy optikai kábeleket hogyan, hanem, hogy milyen gyorsan és hol lehet telepíteni. Elsősorban arra a kérdésre kell válaszolni az üzemi próbák során, hogy milyen az élettartam az üzemi körülmények között.

A cikk tárgyalja a GTE (General Telephone Company) által telepített három rendszert. A rendszerek hosszúsága 0,6 km-től 10,5 km-ig terjedt, a sebesség 1,5 Mb-tól 1239 Mb-ig. Megadja a GTE egyik rendszer telepítési vonalvázlatát, a rendszer blokkvázlatával együtt.

A műszaki adatokon kívül közli az üzemi tapasztalatokat, kiemelve az előnyöket. (Electron, 1979. márc. [641])

*

Dugaszoló csatlakozók lehetővé teszik a fényvezető kábelek egymás közti összekapcsolását, valamint optoelektronikus építőelemekhez való csatlakoztatását. Kombinált kivitelben is kapható, elektromos vezérlő érintkezőkkel ellátva. Nemcsak a max. 4 mm aktív átmérőjű szálkötegekben lehet dugaszoló csatlakozót kapni, hanem egyszál-vezetőhöz is.

(Folytatás a 374. oldalon)

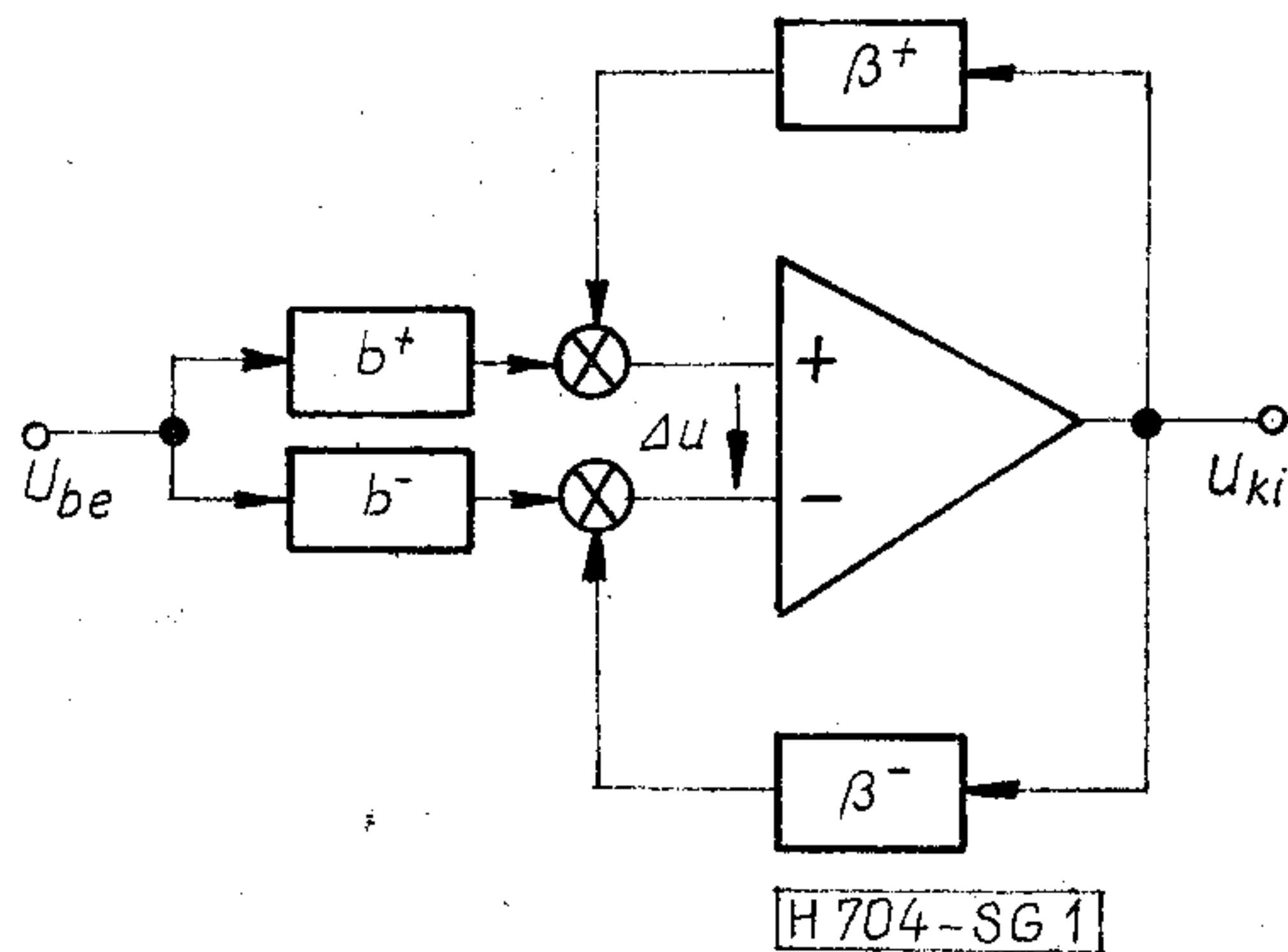
Aktív szűrők műveleti erősítő központú szintézise

ETO 621.372.54:621.3.011.733

Az aktív szűrők klasszikus irodalmából ismeretes, hogy az átviteli függvény nevezőjének konjugált komplex gyökeit összeg-, illetve különbségi felbontással valósíthatjuk meg. A műveleti erősítő invertáló és nem invertáló bemenete egyszerű különbségképzést tesz lehetővé. Egy műveleti erősítő alaptagoknál két extrém eset fordul elő: csak a negatív bemenetre kerül visszacsatolt jel, illetve a negatív bemenetre teljes, követő a visszacsatolás. Ezek és a közbülső esetek között a komplementer transzformáció [1] összefüggései látszanak alkalmasnak a kölcsönös megfeleltetést megteremteni.

A műveleti erősítő két bemenete különbségképzést tesz lehetővé. Ezt blokkábrázolás segítségével figyelembe véve hasznosíthatjuk a szintézis számára. A bemenetet vezérlő és a kimenetről visszacsatolt jel szempontjából is következetesen érvényesíthetjük a felbontást [2]. A [3] publikáció speciális esetekre és csak a visszacsatolt jel szempontjából érinti a kérdést.

A címben szereplő szintézis nem közvetlen eljárásra akar utalni, végeredményben az analízis eredményeinek hasznosíthatóságát jelenti.



1. ábra. Előrecsatolás és visszacsatolás modellezése

Egy műveleti erősítő szűrők vizsgálatára alkalmas blokkelrendezést mutat az 1. ábra. Ha a közös módusú erősítés nem hanyagolható el, akkor [1], [3], [4] modelljei rosszak, így megállapításai sem érvényesek. A továbbiakban a közös módusú erősítést mi sem vesszük figyelembe.

Az ábra alapján

$$\Delta u = \frac{U_{ki}}{A} = b u_{be} - \beta u_{ki}$$

írható, ahol

$$b = b^+ - b^- = \left. \frac{\Delta u}{u_{be}} \right|_{u_{ki}=0} \quad \text{és} \quad \beta = \beta^- - \beta^+ = - \left. \frac{\Delta u}{u_{ki}} \right|_{u_{be}=0}$$

A továbbiakban b -t előrecsatolási, β -t visszacsatolási tényezőnek nevezzük. Rendezés után:

$$A_v = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{b}{\beta} \frac{A\beta}{1 + A\beta} = \frac{b}{\beta} \frac{H}{1 + H} = \frac{b}{\beta} h.$$

Itt A_v a szűrő átvitele, $H = A\beta$ a hurokerősítés és h a hibatényező. $|H| \gg 1$ feltétellel:

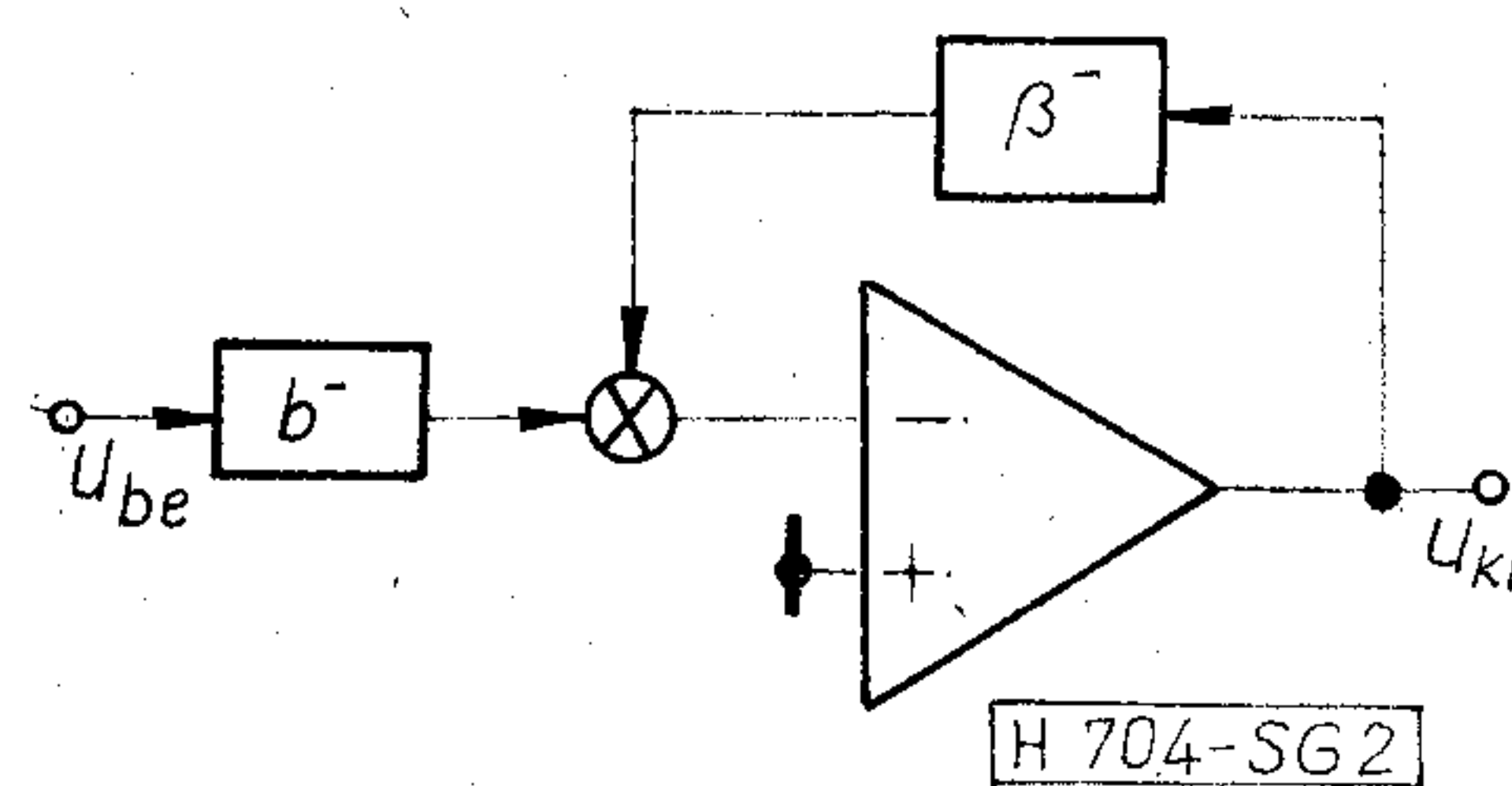
$$A_v \approx \frac{b}{\beta}.$$

Egy műveleti erősítő másodfokú alaptagok

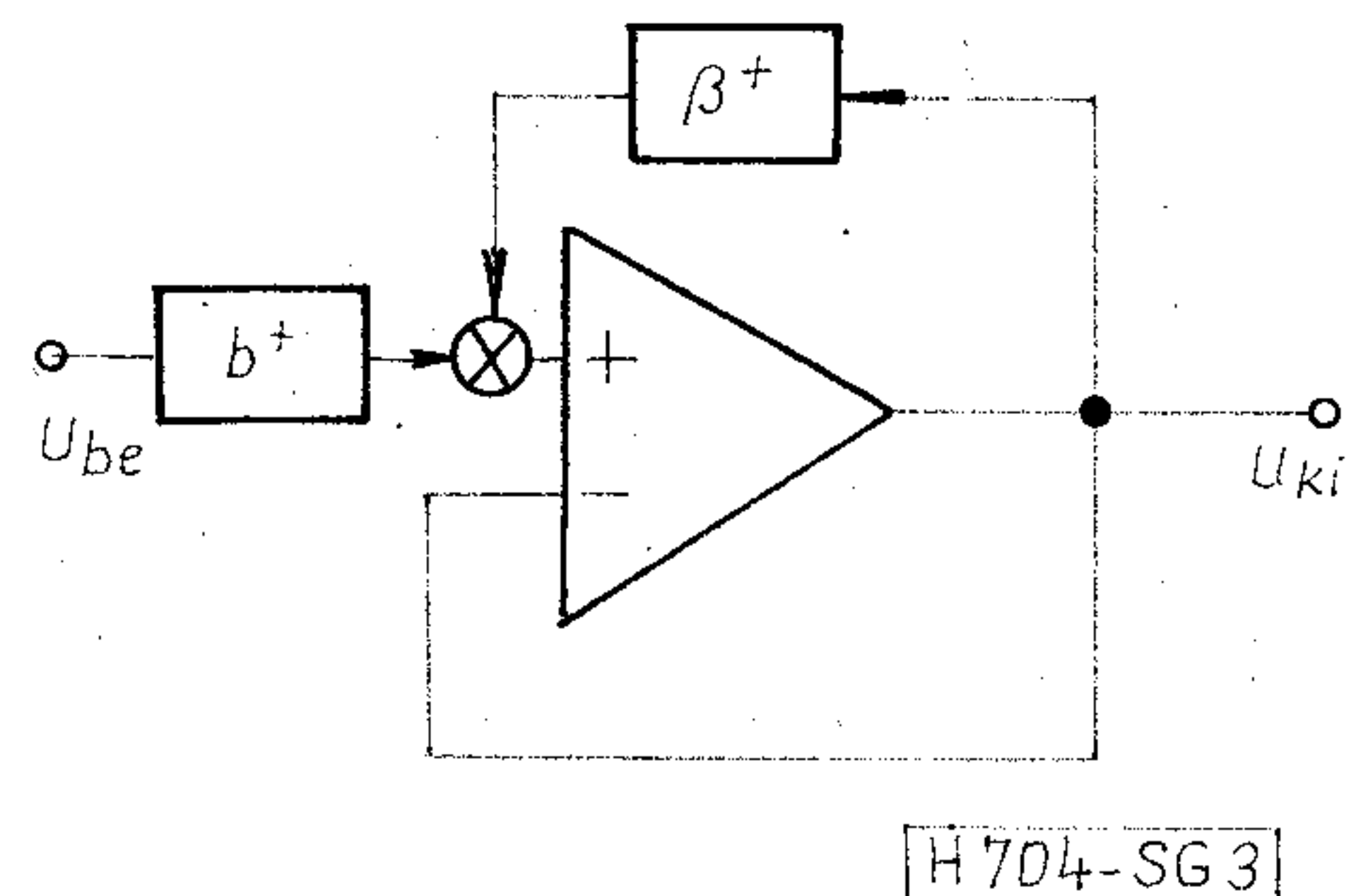
A két leggyakrabban használt alaprendezés blokkvázlatát a 2. és 3. ábra mutatja. A 2. ábrára $b = -b^-$ és $\beta = \beta^-$, míg a 3. ábra szerinti elrendezésre $b = b^+$ és $\beta = 1 - \beta^+$. Az elemszám minimalása érdekében a passzív hálózat általában hatpólus, így minden elem mindkét definiált transzfer függvényben jelentős szerepet játszik. Másodfokú alaptaghoz legalább két tároló elem szükséges.

Ha biztosítható lenne, hogy a 2. ábra szerinti b^- és a 3. ábra b^+ jellemzője, valamint a 2. ábra β^- és a 3. ábra $1 - \beta^+$ kifejezése megegyezzen, akkor a szűrők 180°-os fáziseltéréstől eltekintve minden szempontból azonos viselkedésűek lennének. Ezen elemértékek, érzékenység és más paraméterek szempontjából egyenértékű komplementer kapcsolások generálása elvileg [1] alapján lehetséges kellene legyen.

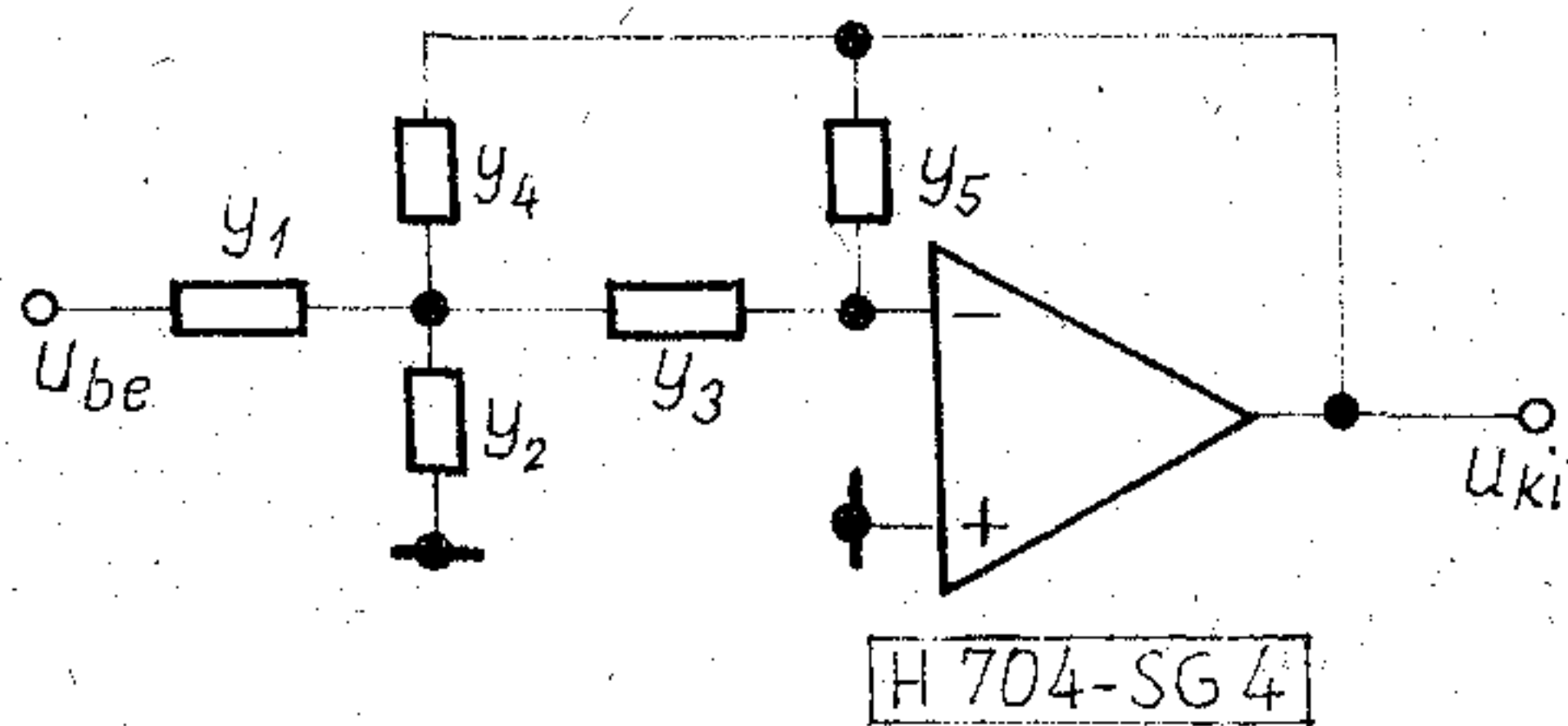
A másodfokú alaptagok 2. ábra szerinti kialakítá-



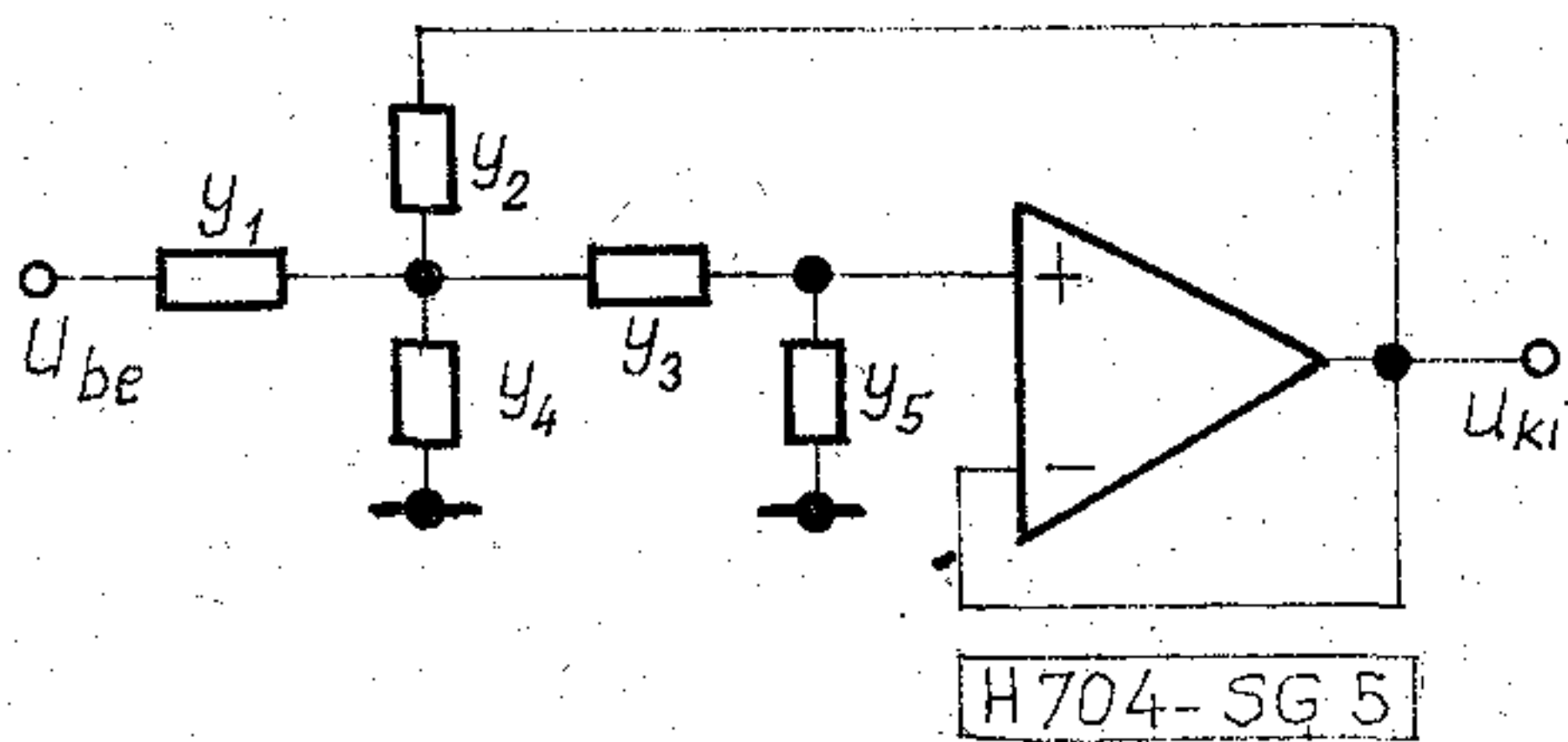
2. ábra. Végtelen erősítésű elrendezés



3. ábra. Vezérelt generátoros, követős elrendezés



4. ábra. Végtelen erősítésű, kéthurkú kapcsolás



5. ábra. Vezérelt generátoros, követős kapcsolás

sát végtelen erősítésű kéthurkú elrendezéssel megvalósíthatjuk (4. ábra). Ennek jellemzői:

$$b = -b^- = \frac{-Y_1 Y_3}{(Y_3 + Y_5)(Y_1 + Y_2 + Y_4) + Y_3 Y_5}$$

és

$$\beta = \beta^- = \frac{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}{(Y_3 + Y_5)(Y_1 + Y_2 + Y_4) + Y_3 Y_5}$$

A 3. ábra szerinti kialakítást például vezérelt generátoros szűrővel, esetünkben követő segítségével biztosíthatjuk (5. ábra). A megfelelő jellemzők:

$$b = b^+ = \frac{Y_1 Y_3}{(Y_3 + Y_5)(Y_1 + Y_2 + Y_4) + Y_3 Y_5}$$

és

$$\beta = 1 - \beta^+ = \frac{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4 + Y_1 Y_3}{(Y_3 + Y_5)(Y_1 + Y_2 + Y_4) + Y_3 Y_5}$$

Megjegyzendő, hogy a 4. ábra szerinti sáváteresztőnél és az 5. ábra szerinti aluláteresztőnél vagy felüláteresztőnél egy elem elmaradhat (Y_2 , illetve Y_4).

A két elrendezés β kifejezéseinek számlálójára egy $Y_1 Y_3$ tagban különbözik, így azonos elemekből álló, sőt különböző elemekből kialakított komplementer kapcsolások sem létezhetnek, melyek b és β jellemzői azonosak lennének.

Vizsgáljuk meg a kérdést egy kicsit általánosabban, a választott két speciális elrendezéstől függetlenül. A komplementer transzformáció elve alapján a β függvény nem változik, ha az addig földelt végű és a kimenetre csatlakozó elemek ezen végpontjait fordítva csatlakoztatjuk, a pozitív és negatív bemenetet felcseréljük, és földelt pozitív bemenet helyett követő visszacsatolást valósítunk meg a negatív bemeneten vagy viszont (a következő fejezet eredményei alapján ez a szabály a Q sokszorozott esetre is kiegészíthető). A változatlan jellegű b függvény miatt a jel betáplálása változatlan kellene legyen. Mivel azonban a β függvény szempontjából a bemeneti pont földpontnak számít, a b és β követelmények elmentmondáshoz vezetnek.

Az elmondottakból következik a hasonló transzfer függvényű komplementer áramkörök megvalósítha-

tóságának szükséges és elégséges feltételét megadó tétel: az eredeti áramkör topológiai elrendezése olyan kell legyen, hogy a bemenet és a földpont azonos jellegű impedancián keresztül csatlakozzon egy közös csomópontba, és/vagy hasonló feltétel álljon fenn a bemeneti és kimeneti pontokra csatlakozó elemek vonatkozásában. Az azonos b/β hányadoshoz tartozó elemértékek és az egyes b és β függvények azonban ilyenkor sem lesznek azonosak.

A 6. ábra szokásos végtelen erősítésű kéthurkú sáváteresztőt mutat. A fenti tétel alapján kialakított topológiájú, általánosan nem ismert komplementer jellegű megoldást a 7. ábrán láthatunk. Tulajdonságaik láthatóan erősen különböznek.

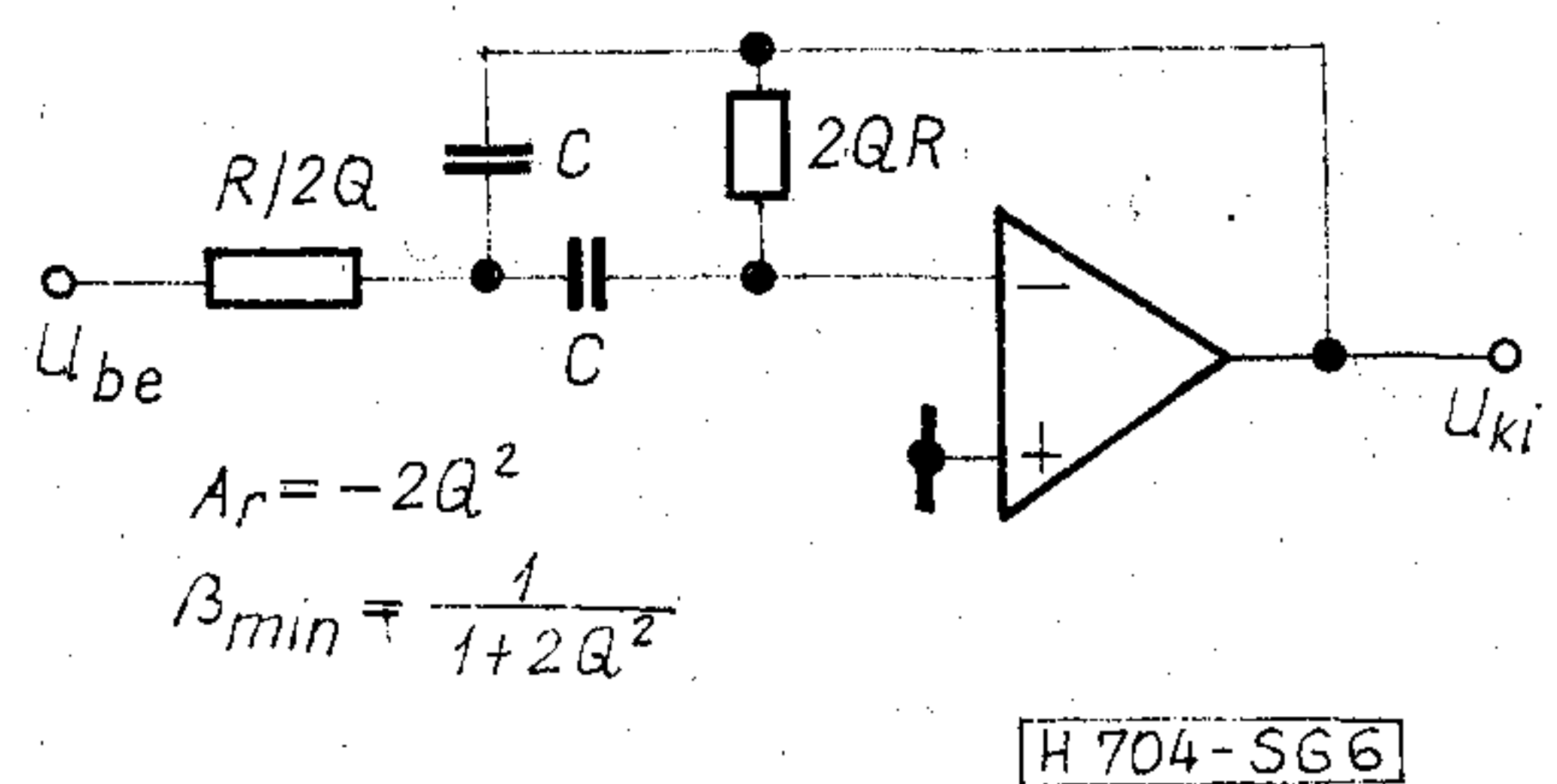
Az egyszerűség érdekében bevezetve a $P = pRC$ normalizálást, ahol R és C elemegységek, a másodfokú alaptagok transzfer részfüggvényei az alábbi alakúak (célszerű törekvés, hogy a nevező konstans tagja és négyzetes tagjának együtthatója egységnyi legyen, ezt most teljesítettnek tételezzük fel):

$$b = \frac{\mp S(P)}{P^2 + \frac{1}{q} P + 1}$$

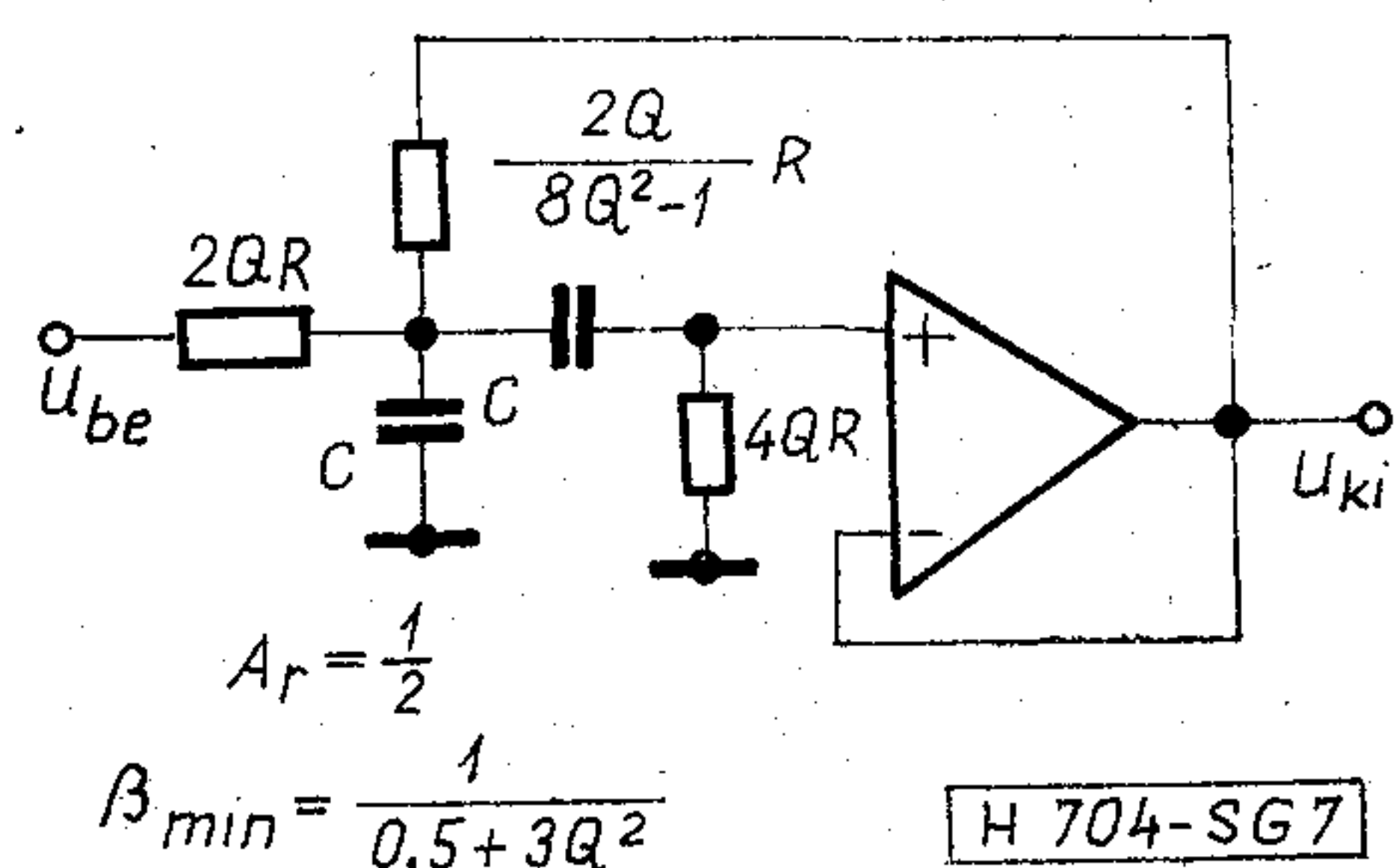
és

$$\beta = \frac{P^2 + \frac{1}{Q} P + 1}{P^2 + \frac{1}{q} P + 1}$$

A 4. és 5. ábra elrendezéseivel, ahol az egyes Y elemek csak valósak vagy tisztán kapacitívek lehetnek, $S(P)$ csak konstans, tisztán lineáris vagy tisztán másodfokú tag lehet, így aluláteresztő, sáváteresztő vagy felüláteresztő alakítható ki. Biztosan igaz a $q < Q$ és $q < 0,5$ reláció. A gyakorlatban q nagyságrendileg $1/(2Q)$ értékű.



6. ábra. Kéthurkú visszacsatolású példakapcsolás



7. ábra. A 6. ábrával komplementer jellegű kapcsolás

Járulékos frekvenciafüggetlen előrecsatolás és visszacsatolás

A 8. ábrán a 4. ábra szerinti elrendezést három valós elemmel egészítettük ki. Hatásukra b és β értéke megváltozik. A változások:

$$\Delta b = \Delta b^+ = \frac{G_8}{G_6 + G_7 + G_8}$$

és

$$\Delta \beta = -\Delta \beta^+ = \frac{-G_7}{G_6 + G_7 + G_8},$$

vagyis

$$b = \frac{-S(P) + \Delta b^+ \left(P^2 + \frac{1}{q} P + 1 \right)}{P^2 + \frac{1}{q} P + 1}$$

és

$$\beta = \frac{P^2 + \frac{1}{Q} - \Delta \beta^+ \frac{1}{q} P + 1}{P^2 + \frac{1}{q} P + 1} (1 - \Delta \beta^+).$$

Hasonlóképpen a 9. és 5. ábra összevetésével:

$$\Delta b = -\Delta b^- = \frac{-G_7}{G_6 + G_7 + G_8}$$

és

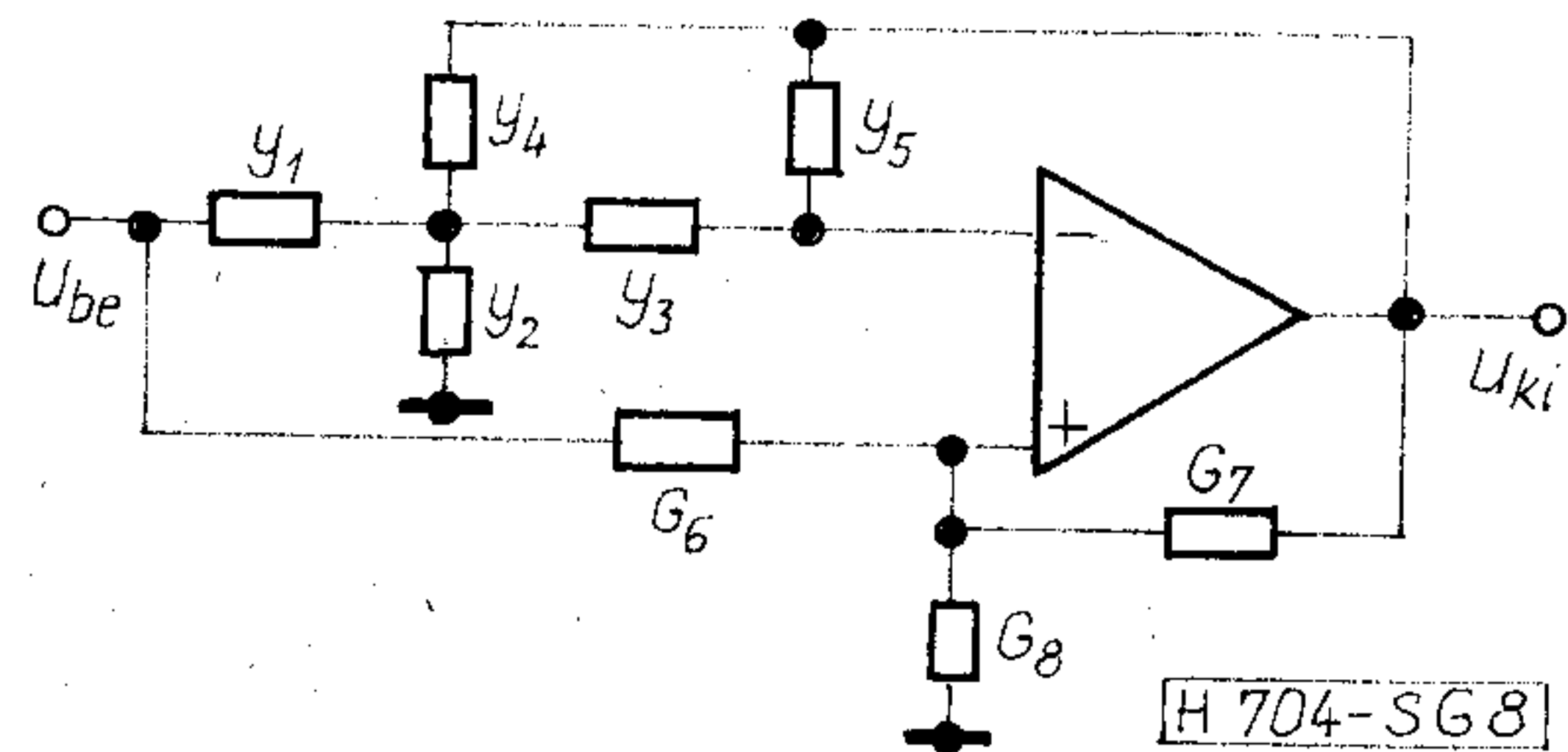
$$\Delta \beta = \Delta \beta^- = -1 + \frac{G_6}{G_6 + G_7 + G_8} = \frac{-(G_7 + G_8)}{G_6 + G_7 + G_8}.$$

Így b és β változása az előzőhöz hasonlóan felírható, s a megváltozott értékek alakja hasonló lesz.

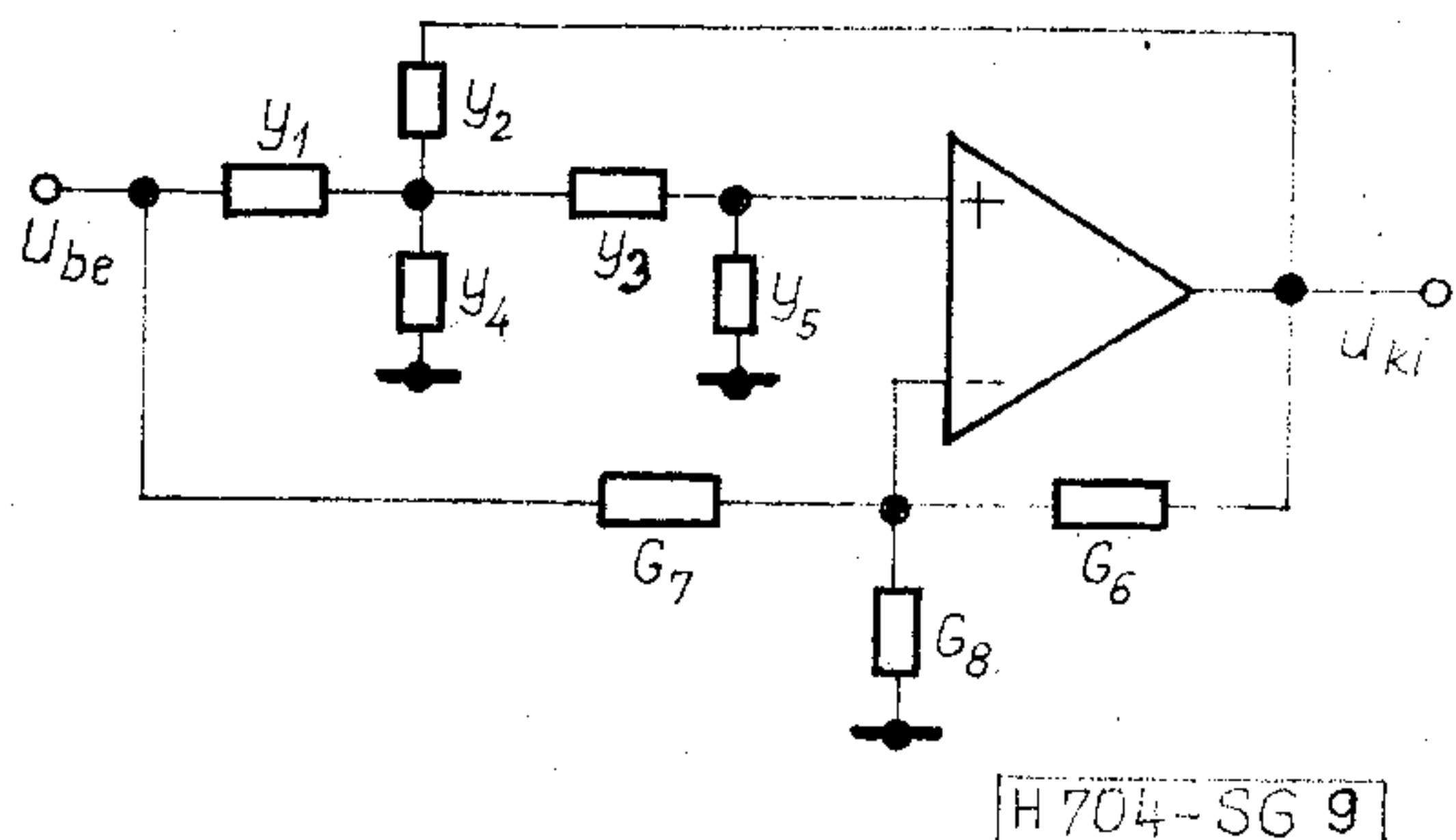
Járulékos előrecsatolással tehát a számláló kifejezése módosítható, járulékos visszacsatolás pedig jósági tényezőnövekedést eredményez. A különbségképzés miatt a relatív érzékenységek rosszak, nagyok lesznek. Minél nagyobb mérvű viszont a Q sokszorozás, annál kedvezőbben alakul [5] eredményeihez képest a minimális hurokerősítés értéke.

Az elmondottak néhány lényeges következménye:

1. Frekvenciafüggetlen járulékos előrecsatolással a számláló módosítható. A matematikai lehetőségek az érzékenységproblémák miatt nem jelennek mindig használható megvalósítást.
2. Járulékos visszacsatolással Q sokszorozás változhat meg. Azonos eredeti β függvényeket feltételezve, a 8. és 9. ábrán G_6 -ot és G_7 -et azonosra, G_8 -at nullára választva, a megváltozott β függvények is azonosak lesznek (Rauch-, illetve Deliyannis-struktúra).
3. Lényeges [4] Volterra-soros torzításanálízisének helyes analitikus eredményei alapján levont helytelen következtetésének módosítása. Ha ugyanis a „pozitív visszacsatolt” és „negatív visszacsatolt” esetben az aktív blokk, b és β értéke ugyanaz, akkor a szűrők nemlineáris jellemzői sem térhetnek el egymástól.



8. ábra. Járulékos csatolások végtelen erősítésű szűrőnél



9. ábra. Járulékos csatolások vezérelt generátoros szűrőnél

Alkalmazás elliptikus alaptagokra

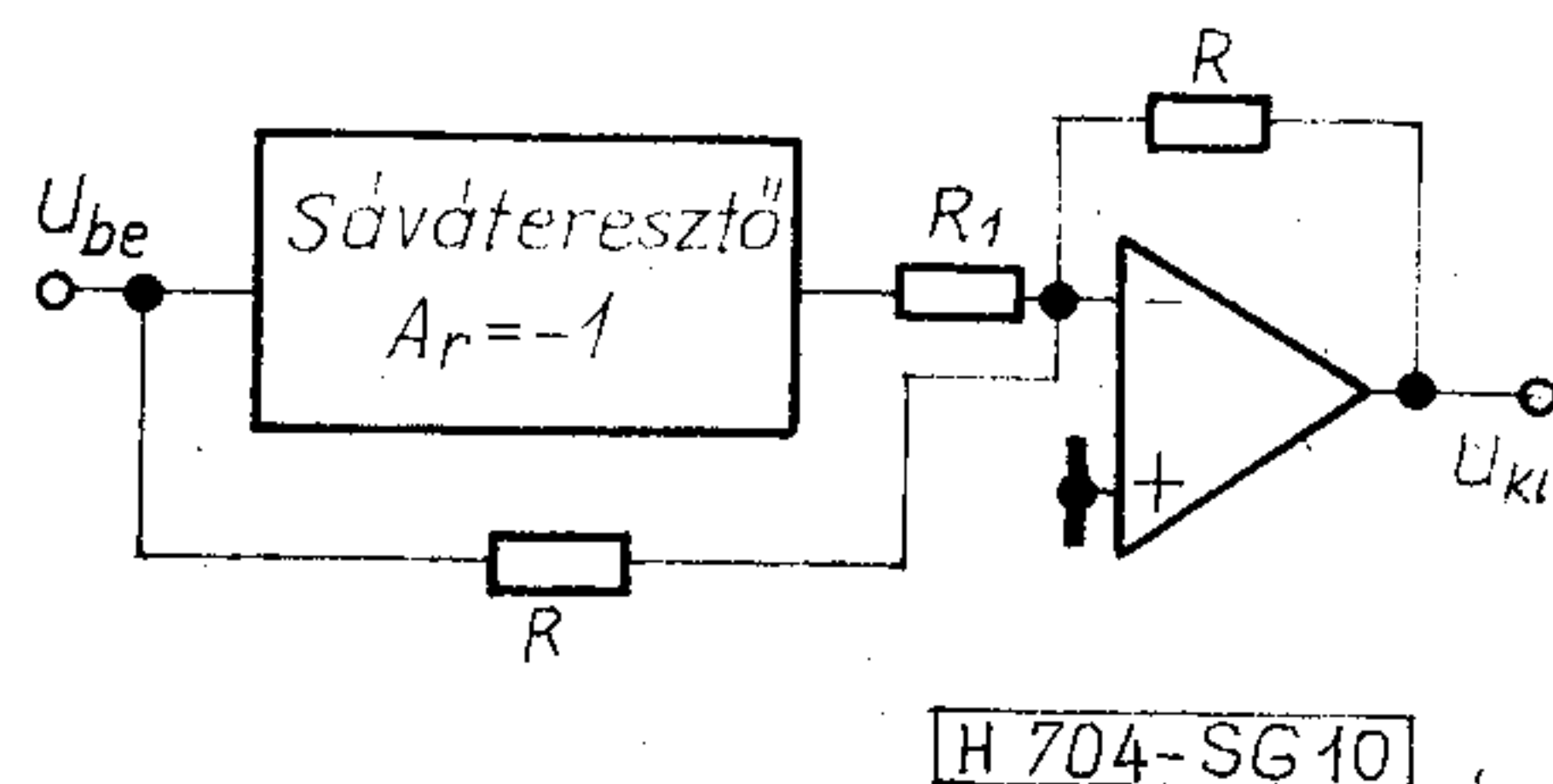
Lényegében a kifejtett gondolatmenet húzható rá utólag a [6]-ban leírt, szabadalmaztatott egy műveleti erősítés elliptikus alaptagok kialakítására; ezen túlmenően ott még az eredeti szűrőstruktúra b -t befolyásoló és β invariáns módosítására is szükség volt.

Saját eredményként a kifejtett szintézisszemlélet heurisztikus erejének alátámasztására olyan két műveleti erősítés alaptagokat mutatunk be, melynek zérusfrekvenciája a többi végparamétertől függetlenül egy elemmel hangolható.

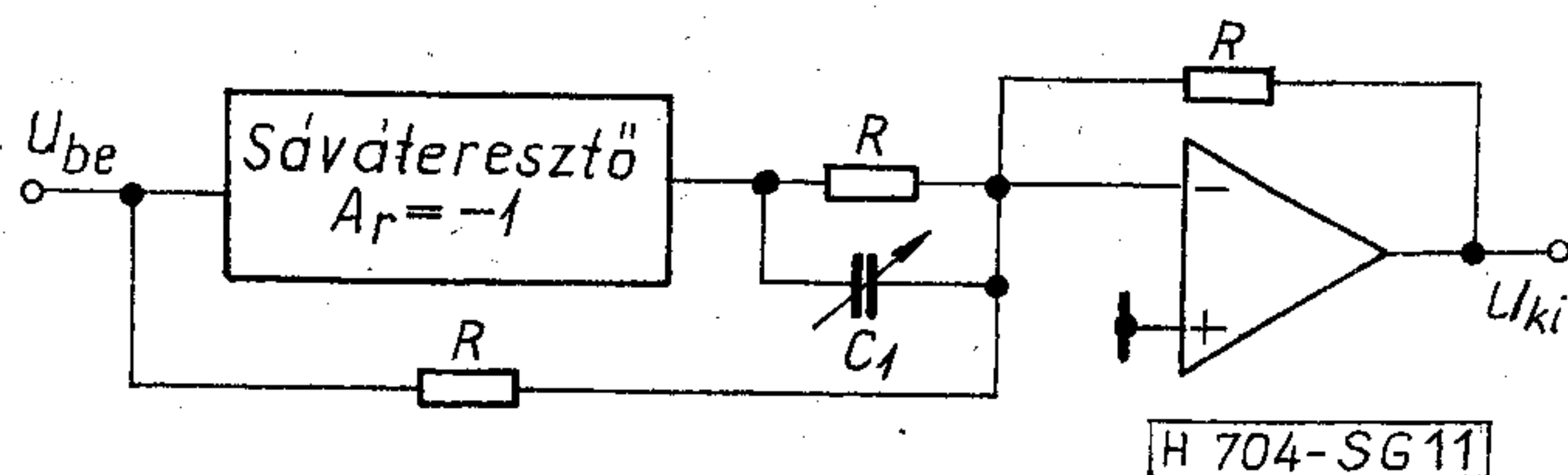
Az irodalomból ismert a 10. ábra szerinti elrendezés. $R_1 = R$ választással sávzárt, $R_1 = R/2$ mellett mindentáteresztőt kapunk.

A 11. ábra újszerű elrendezésére:

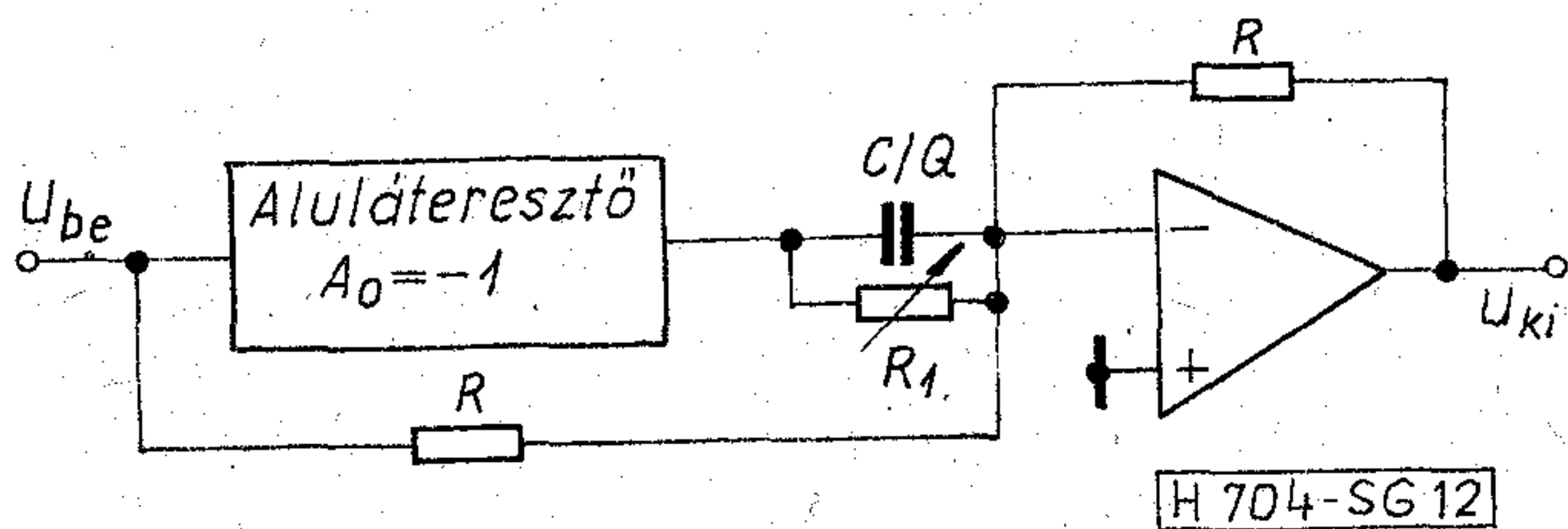
$$\frac{U_{ki}(P)}{U_{be}(P)} = \frac{P^2 \left(1 - \frac{1}{Q} \frac{C_1}{C} \right) + 1}{P^2 + \frac{1}{Q} P + 1}.$$



10. ábra. Előrecsatolás összegzővel



11. ábra. Új aluláteresztő elliptikus alaptag kapcsolás



12. ábra. Új felüláteresztő elliptikus alaptag kapcsolás

Így az aluláteresztő elliptikus alaptag zérusa C_1 elemmel hangolható.

Hasonlóképpen a 12. ábra áramköri elrendezésére:

$$\frac{U_{ki}(P)}{U_{be}(P)} = \frac{P^2 \frac{R_1}{R_1 - R} + 1}{P^2 + \frac{1}{Q} P + 1}$$

SZEMLE

A cserélhető fényvezető-foglalatok külső behatások (fény, por) ellen védve vannak. A precíz kivitel következtében a csatlakozási veszteség minimális. A kúszóáramokat külön érintkezőn lehet elvezetni. A gyártó külön a megrendelő kívánságára komplett fényvezető kábelt is szállít. (*Elektro-Jahn*, 1979. jan. [642])

*

A nyugat-európai elektronikus alkatrészpiac-fellendülése 1979-ben is folytatódik. A nyugatnémet forgalom, amelynél 1978-ban 3%-os emelkedésre számítottak, az optoelektronikai szektorban 15%-os, a mikroprocesszoroknál 70%-os növekedést ért el. A Texas Instruments GmbH szerint a félvezetőpiac növekedése 10%-os lesz.

A nyugatnémet Posta 12,5 milliárd dollárt irányzott elő híradástechnikai beruházásokra, ami nagy hatással lesz az alkatrészforgalomra.

A Motorola France 1979-re a francia távközlési piac 14%-os növekedésére számít. A Thomson-CSF Sescosem részlege 1979 első felében az integrált áramkörök területén elsősorban a MOS és lineáris eszközöknél számít növekedésre.

Az olasz kormány 600 millió dolláros kutatás-fejlesztési támogatásából 125 milliót juttat az elektronikus alkatrésziparnak. Az SGS-Ates vezetője, E. Villa 1979-re a félvezetőpiac 13—15%-os növekedésére számít, ezen belül a legerősebb növekedés a MOS áramköröknél lesz.

Az északi olaj következtében előállott fellendülés ellenére az angol alkatrésziparban 1979 második negyedétől enyhe recesszióra számítanak. A Mullard Ltd. piaci szakértője, D. Benda szerint egyedül a gyorsan fejlődő memória és mikroprocesszor-szektorban növekednek a rendelések. (*Elektronik Components*, 1979. febr. [643])

*

A Texas Instruments dallasi központi kutatólaboratóriumában folyó beszédhitelesítő rendszerkutatásokról közzétették az első tájékoztatást. A beszédhitelesítő rendszerek lehetővé teszik, hogy valamely személy egy zárt, a rendszer által ellenőrzött területre csak beszédhangjának azonosítása után léphessen be. A biztonsági rendszert katonai célokra kezdték el kifejleszteni, de bankokban, pénzintézetekben, adatbankokban, nukleáris területeken stb. is alkalmazható. Probléma még a berendezések költséges volta és a hibalehetőség. Az egyik tévesztési lehetőség az illetékes személy illetéktelennek minősítése, ennek hibavalószínűsége 0,5—0,75%. A másik tévesztési lehetőség az illetéktelen személy illetékesnek elismerése, ennek valószínűsége 1,5%. Egyéb ellenőrzéssel kombinálva a rendszert, igen nagy biztonságot ad. (*Electronics Weekly*, 1979. márc. 7. [644])

Ekkor a felüláteresztő elliptikus alaptag zérusa az R_1 elemmel hangolható.

IRODALOM

- [1] *Fliege*: Complementary transformation of feedback systems. IEEE Tr. on CT. 1973. márc. 137. o.
- [2] *Simon Gyula*: Aktív szűrők. Egyetemi jegyzet. 1978.
- [3] *Sedra—Brown*: A refined classification of single amplifier filters. 1978 IEEE Int. symposium on circuits and systems proceedings. 850. o.
- [4] *Roszkiewicz—Borys*: Intermodulation properties of active RC filters. SSCT 77. 272. o.
- [5] *Simon Gyula*: Egy műveleti erősítő aktív szűrőtagok kompenzálása. Híradástechnika XXV/8. 234. o.
- [6] *Scultéty László*: Aktív szűrők optimalizálási kérdései. Kandidátusi értekezés. 1974.

A kaliforniai San Jose-ban az IBM kutatólaboratóriumának tudósai a mangánnal dúsított cinkszulfidfilmmel végzett kísérleteik során olyan optikai effektust fedeztek fel a vékony optoferrit-rétegekben, amely hasonló a mágnesbuborékokhoz. Míg ott mágneses tér hatására mikrométer nagyságú kör alakú domáinek keletkeznek, addig itt váltakozó feszültség hatására parányi fénypontok. Ezek a „fénybuborékok” látszólag szabálytalanul mozognak a filmben ide-oda, s a mozgás ugrásszerűen történik meg. A mikroszkóp alatt azonban látható, hogy ez tulajdonképpen nem valószínű mozgás, hanem az egyes fénybuborékok közel egyidejű kioltása és felvillanása.

A laboratóriumi munkának az a célja, hogy az „Actel” (alternating current thin film electroluminescence) néven összefoglalt anyagok fénygerjesztő tulajdonságait vizsgálja. Az Actel-anyagok jellemzője, hogy a váltakozó feszültség hatására fényt bocsátanak ki. Mivel jó a tárolóképességük, statikus képkijelzők — képernyők rétegeiként — periodikus élesztésére használják. Az Actel-anyagok közé tartozik a cinkszulfid (ZnS) is. A ZnS-film egyes pontjainak kivezérelhetősége érdekében a film egyik oldalát függőleges, a másikat pedig vízszintes, 1 mm széles fémcsíkokkal látják el. Ezek közösen mátrixot alkotnak, amint ez a tárolókba történő beírásnál és kiolvasásnál fennáll. Mintegy 190 V-os váltakozó feszültséget az egyes vízszintes és függőleges vezetősínekre rákapcsolva a sínek kereszteződésénél a film felvillan. Ez tízezernyi, 1 μm nagyságrendű átmérőjű fénypontocskát jelent. Ezek mobilisek lesznek, ha a váltakozó feszültség frekvenciája a 10 kHz körüli határértéket túllépi. Növekvő frekvenciával nő a fénybuborékok mobilitása és kb. 50 kHz-nél úgy tűnik, hogy a buborékok a filmen vándorolnak. Két egymáshoz közelítő fénybuborék azonos töltésű részecskeként taszítja egymást.

A megfigyelt jelenségre eddig még nem találtak magyarázatot. A felfedezők valószínűnek tartják, hogy a fénybuborékok kialakulása a ZnS-film polikristályos szerkezetében levő molekuláris hibákra vezethető vissza. Mindamellet mikroszkóp alatt diszkrét helyek figyelhetők meg, amelyekből a váltakozó feszültség magasabb frekvenciáinál fénybuborékok „ugranak ki”. Eddig még nem sikerült a ZnS-filmben a fénybuborékok látszólagos mozgását vezérelni; nem tudják közben tartani a folyamatot úgy, mint a mágnesbuborékok esetén. Remény van azonban arra, hogy a fénybuborékok vezérlésének megtanulásával új, sokat ígérő adattároló közeg áll majd rendelkezésre. (*Elektrotechnische Zeitschrift*, 1978. nov. 10. [645])

Újabb eredmények a gépi beszédfeldolgozásban

ETO 534.78:681.3

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának Híradástechnikai Elektronika Intézetében, illetve jogelődjén — a Vezetékes Híradástechnikai Tanszéken — az 1960-as évek közepe óta folynak vizsgálatok a gépi beszédfeldolgozás tárgyában. Jelen közlemény a Villamosmérnöki Kar alapításának 30 éves évfordulója alkalmából készült, és a szerző vezetésével folytatott vizsgálatok legfontosabb irányait és — elsősorban az ikerzygozítás diagnosztizálására irányuló — néhány eredményét célozza összefoglalni.

Rövid helyzetkép

A gépi beszédfeldolgozás az emberi beszélés, hallás és megértés — röviden az emberi beszédlánc — egy vagy több funkciójának művi megvalósítása. Főbb ágai a

- beszédfelismerés,
- beszélőazonosítás és
- beszéd-előállítás.

A beszédfelismeréssel és beszélőazonosítással rokon módszereket használ a csecsemősírás osztályozása, mely a sírás okának (éhség, fájdalom stb.) megállapítását célozza.

A gépi beszédfeldolgozás néhány lényegesnek tűnő alkalmazása az alábbi:

- lehetőleg kétirányú ember—gép kommunikáció létesítése akusztikus úton,
- diktálás gépi leírása,
- beszédrészletek vizualizálása süketek beszélni tanításához,
- csökkentett csatornaigényű beszédátvitel,
- titkosítás,
- ikrek egy- vagy kétpetéjűségének (zygozítás) eldöntése akusztikus vizsgálatokkal, egyes betegségek örökletes voltának megállapítását célzó vizsgálatok elősegítésére,
- beszélő- és hallószervek egyes elváltozásainak kimutatása.

A jelen dolgozatban ismertetendő eljárások jobb megértéséhez célszerűnek tűnik a beszédfelismerés (és a vele nagyon rokon beszélőazonosítás) néhány alapelvének megkülönböztetése.

A beszédfelismerés első lényeges eredménye — a hosszan tartott magánhangzók és egyes zöngés más-salhangzók gépi detektálása — a formánsstruktúra felismerésén alapult (pl. [3]). Ez a siker lineáris szűrőkkel végrehajtott spektrális vizsgálatok irányába terelte a kutatásokat. A Helmholtztól [1] származó és Békési [2] által anatómiailag is megalapozott és

továbbfejlesztett hallószervi modell lényeges eleme az egymással laza csatolásban levő rezonátorok halma-za, és ez a tény egy ideig azt sugallta, hogy a szűrő-s rendszerek finomításával a beszédfelismerés leg-döntőbb mozzanata megoldható lesz. Noha e próbál-kozások sok maradandó eredményt is hoztak, a kez-deti nehézségeket (nem hosszan tartott, hanem nor-mális idejű hangzók bizonytalan felismerése, jelen-tésmódosító átmenetek kezelhetetlensége, nem-, ill. személyfüggőség stb.) megnyugtatóan soha nem si-került leküzdeni. A 70-es években fogalmazódtak meg a módszer elvi korlátai (pl. [4]). Ekkor sikerült ugyanis kapcsolatba hozni a Heisenberg-féle határo-zatlansági reláció lineáris szűrőkre Gábor Dénes által levezetett [5] és Harkevics által [6] finomított kö-vetkezményeit és a fül frekvencia-analizáló képessé-gére nyert kísérleti adatokat (pl. [7]). Az előbbi le-szögezi, hogy egyrészt egy ΔT ideig tartó szinusz-csomag frekvenciáját csak akkor lehet sávszűrők segítségével Δf pontossággal megállapítani, ha $\Delta T \cdot \Delta f > C$, másrészt C a szinuszcsomag burkolójától függően 1 és 2 körüli. Ezzel szemben az utóbbi szerint a fül ilyen irányú teljesítőképességét — a kb. 2 kHz-ig terjedő sávban — a $\Delta T \cdot \Delta f > 0,18$ reláció írja le. E két tény összevetéséből leszűrhető az a meg-állapítás, hogy a fül a spektrális analízis sebessége szempontjából szűrő típusú lineáris rendszerrel nem modellezhető, annál mintegy egy nagyságrenddel ha-tékonyabb.

Sok szempont — melyek közül egyet az előzőek taglaltak — játszott közre abban, hogy a 60-as évek közepétől a beszédfelismerésben egy stratégiaváltás kezdett kibontakozni. Az emberi hallásmechanizmus gépi utánzása mellett a beszédfelismerés a hanghul-lámot azzal a céllal is analizálni kezdte, hogy belőle visszakövetkeztessen a beszélő szervek folyamataira. Nyilvánvaló ugyanis, hogy a beszélő szervek folya-matait a mondanivaló határozza meg, s a beszéd-felismerés célja éppen e mondanivaló megállapítása. A beszédfelismerést a beszédképzés oldaláról meg-közelíteni általában is ígér nyereséget: az ember az ál-tala felfoghatóknál sokkal kevesebb akusztikai jelen-ség létrehozására képes. A beszédfelismerés tehát azo-nosan értékes végeredményhez lényegesen egysze-rűbbnek tűnő mechanizmus — a beszédképzés — tanulmányozásával juthat.

Az alkalmazott módszerek további lényeges eltoló-dásához vezetett az a fokozatosan érlelődő sejtés, majd meggyőződés (Klatt, Stevens, 1971), hogy ki-zárólag akusztikai jelenségekből az ember sem képes tökéletes felismerésre.

Ezért a gépi beszédfelismerés ma már több szinten, és a szintek között esetenként visszacsatolással ope-rál. A leggyakrabban alkalmazott rész eljárások:

akusztikai szintű eljárás, amely

- akusztikai lényegkiemelést végez,
 - osztályoz és
 - akusztikai elemet (fonéma, apel stb.) eredményez,
- nyelvi szintű eljárás, amely
- szószintre,
 - szintaktikai szintre és
 - zsemantikai szintre bontható, s végül a pragmatikai szintű (a beszélő személyt, a közlés jelentőségét stb. figyelő) eljárás.

A magasabb szintű eljárások ellenőrzik az alacsonyabb szintűeket, az azok által nyújtott megoldási lehetőségekből válogatnak, illetve azokat új lehetőségek felkutatására utasítják.

Egy lényegkiemelő rendszer

A BME—HEI-n folyó munkálatok a gépi beszéd-feldolgozás helyzetének folyamatos figyelemmel kísérésén túl a beszédfelismerés akusztikai szintjére és a teljes beszélőfelismerésre terjednek ki.

E vizsgálódások bázisa kezdetben (1974-ig) néhány cél-eszköz és egy Odra 1024, majd egy PDP8, s végül egy PDP11/40 számítógép volt, de már megkezdődött (1978-tól) a szuverén mikroprocesszoros lényegkiemelő alrendszerek kiépítése is.

Illusztratív példaként röviden felsoroljuk a PDP 11/40 gépre alapozott lényegkiemelő rendszer legfontosabb jellemzőit. A hanganyag változtatható frekvenciájú mintavételezés, majd kvantálás után kerül a háttértárba. Onnan folyamatosan mozgatható ablakkal áttekintésre grafikus vagy alfanumerikus megjelenítőre hozható. Az ablak tipikusan 512 mintát tartalmaz. A megjelenítésben szomszédos minták a tárolt mintasorozat ritkításával is származhatnak, miáltal a vizsgált hanganyagról „távlati” kép is nyerhető (egy ablak ideje pl. 40 ms és 1,3 s között változhat). Két függvényrészlet összehasonlításának elősegítésére lehetőség van a két függvényrészlet egyidejű megjelenítésére is. A megjelenített függvényrészleteken két folyamatosan mozgatható kijelölővel (cursor) tetszőleges szegmens kiválasztható, és további feldolgozásra definiálható. A két kijelölővel időmérés is végezhető (pl. zárhang-idő mérése).

Az interpolációs opció arra ad lehetőséget, hogy a kiválasztott szegmens, a benne levő tényleges minták darabszámától függetlenül, a további feldolgozáshoz illeszkedő mintaszámúra legyen transzformálható. Ez például a különböző sebességgel kimondott, azonos fonetikai értékű részletek összehasonlítását (időillesztést), az FFT alkalmazását vagy — a későbbi részletezett — spektrális függvények összehasonlítását (frekvenciaillesztést) segíti elő.

Lényeges szolgáltatás a kiválasztott szegmens módosításának (törlésének, átkhelyettesítésének, amplitúdómodulációjának stb.) lehetősége. E szolgáltatás elsőrendű célja az indirekt lényegkutatás megvalósítása (a lényeg a hanghullám felismerést befolyásoló tulajdonsága). Ha ugyanis egy szegmens a sejtett lényeg tartalmazza, s ezt a szegmensen töröljük vagy megváltoztatjuk, akkor a mintákból visszaállított hanghullám az ember számára felismer-

hetetlenné válik. Ugyancsak ezzel a szolgáltatással munkálhatók tovább azok a felvetések [8], hogy egyes akusztikai elemek lefolyásának időbeli megfordítása mennyire befolyásolja a felismerhetőséget.

A spektrális vizsgálatokat tetszőleges szegmenssen végrehajtható gyors Fourier-transzformáció (FFT) és cepstrum-számítás (mégpedig valamennyi változatban, nevezetesen: cepstrum, clipstrum, közép-rész-kivágott clipstrum) segíti elő. Egy $f(t)$ függvény

$$c(q) = |\mathcal{F}^{-1}\{\log |\mathcal{F}\{g[f(t)]\}\}|^1$$

transzformáltja, ahol $\mathcal{F}$ a Fourier-transzformáció, $l = 1$ esetben „amplitúdó” jellegű, $l = 2$ esetben „teljesítmény” jellegű és cepstrum, ha $g(x) = x$; clipstrum, ha

$$g(x) = \begin{cases} +A, & \text{ha } x \geq 0 \\ -A, & \text{ha } x < 0, \end{cases}$$

és középrész-kivágott clipstrum, ha

$$g(x) = \begin{cases} X-A, & \text{ha } x \geq A \\ 0, & \text{ha } A > x \geq -A \\ X+A, & \text{ha } -A > x. \end{cases}$$

Újszerű szolgáltatás a dinamikus cepstrum megjelenítés, amely egy vagy két időfüggvény szabályos időközökkel eltoltt szegmenseiből képezett cepstrumait jeleníti meg egymás után, ezzel a cepstrumok változását mintegy filmszerűen megjelenítve.

Mind az FFT-, mind a cepstrumszolgáltatást az alapfrekvencia, valamint a formánsfrekvenciák interaktív meghatározását elősegítő rutinok egészítik ki.

Szegmensek auto- és keresztkorrelációs vizsgálata is elvégezhető.

A fenti interaktív szolgáltatásokon túlmutat az alapfrekvencia (= hangmagasság) átlagértékének és szórásának automatikus meghatározása. Az eljárás az AMDF-en (Average Magnitude Difference Function) alapul, melynek definíciója egy $\{x(n)\}$, $n = [0, 1 + N]$ mintasorozaton:

$$y(k) = \frac{1}{L} \sum_{n=l}^{l+L-1} |x(n) - x(n+k)|,$$

ahol k az eltolás, $L < N$; $0 \leq l \leq N - L + 1$, és l a vizsgálat kezdetét jelöli ki. E függvény periodikus $\{x(n)\}$ esetén a periódusidőnek (ill. K -indexnek) megfelelő eltolásnál elvileg zérust, a gyakorlatban minimumot ad. A gyakorlatban kritikus a minimumot definiáló

$$k = K, \quad \text{ha } y(k) < Y$$

összefüggésben szereplő Y megválasztása. Kísérleteink kimutatták, hogy kielégítő eredményt kaptunk a

$$K_1 = c \cdot \left\{ \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N \left| x(n) - \frac{1}{N+1} \left[\sum_{i=0}^N x(i) \right] \right| \right\},$$

$c = 0,6 \div 0,8,$

vagy a

$$K_2 = \frac{1}{32} \cdot x | \{ (n) \} |_{\max}$$

választással. A szolgáltatás kiterjed k ésszerű határok között tartására, és l automatikus, egyenlő közű változtatására, miáltal a hanghullám minden kváziperiodikus része felismerhető, és alapfrekvenciája meghatározható.

A PDP 11/40-en rendelkezésre álló további lényegkiemelő és osztályozó szolgáltatásokat, továbbá az alapperiódus meghatározásának és a zárhangok felismerésének, valamint zárhangidejük lemerésének automatikus elvégzését biztosító már elkészült autonóm mikroprocesszoros alrendszereket egy későbbi közlemény fogja ismertetni. (Már itt megjegyezzük, hogy az alrendszer egészen más célú kutatásban — nevezetesen impulzusraj-csapda létrehozásában — is hasznosnak bizonyult.)

Iker-zygozítás eldöntése akusztikus jellemzők alapján

A gépi beszédfeldolgozás területén végzett munkánk leglényegesebb motivációját az iker-zygozítás akusztikai meghatározása jelentette. Többek között bizonyos betegségek örökletes voltának tanulmányozásában van annak jelentősége, hogy az ikrek egy- vagy kétpetűiek (mono- vagy dizygoták). Ez utóbbi megállapítása azonban a születés után már korántsem triviális. A szokásos eljárás minden ikerpárt monozygotának tételez fel, és különböző vizsgálatokkal (antropológia, vércsoport, nyomelemek stb.) vagy megállapítja a dizygozítást, vagy továbbra is feltételezi a monozygozítást. Egyrészt a diagnózis pontosítására, másrészt kényelmesebbé tételére Forrai felvetette az ikrek hangjának vizsgálatát. E célból Forrai és Lubi 117 ikerpár személyenként kb. 1 percens azonos szöveget tartalmazó hangfelvételt bocsájtotta rendelkezésünkre (1973). A beszélőazonosítás és beszédfelismerés módszerein alapuló megközelítés alapjait [9] foglalja össze.

Az első lépésben azt sikerült számszerűen kimutatni, hogy két egyén beszédének bizonyos akusztikai jellemzői egy alkalmas módon definiált „távolság” értelmében átlagosan akkor vannak közelebb egymáshoz, ha a két egyén egy ikerpár két tagja.

Az i -edik és j -edik egyén távolsága egy J jellemző mentén legyen:

$$D_{ij}(J) = \left| \frac{J_i - J_j}{J_i + J_j} \right|$$

Méréseink az alábbi eredményekhez vezettek:

Vizsgált jellemző J_i^{**}	Átlagos „távolság”: $E\{D_{ij}(J)\}$	
	ikrek halmazán	nem ikrek halmazán
Egyén zárhangidőinek átlaga	0,12	0,26
Formánsfrekvencia	0,05*	0,07*
Alapfrekvencia átlaga	0,04	0,06

(* Az á és é hang három—három formánsából képezett halmazon is átlagolva.)

(** Az alapadatokat a PDP 11/40-en működő rendszer szolgáltatja)

Nyilvánvaló a táblázatból az ikrek hangtani rokonsága.

A mono- és dizygoták elkülöníthetőségének esélyét az ikerpár két egyedén mért átlagos alapfrekvenciák egyszerű különbsége már megítélhetővé teszi. 49 férfi ikerpáron az alábbi különbségek adódtak:

Átl. alapfr. különbs. Hz	Korábbi osztályozás	Átl. alapfr. különbs. Hz	Korábbi osztályozás
0,8	M	7,9	M
1,1	M	8,0	D
	D	8,2	D
1,2	M	8,3	M
1,5	M	8,6	D
1,6	M	11,0	D
1,9	M	11,9	D
	M	12,0	D
2,0	M		M
2,1	M	14,5	D
	M	16,6	D
3,1	M	18,0	M
3,2	D	21,6	D
3,4	M	23,4	D
4,1	M	23,7	M
	M	23,8	D
4,5	M	27,9	M
4,6	M	30,5	D
5,1	M	33,5	M
5,7	M	33,7	M
	D	38,9	D
5,9	D	39,1	D
6,0	D	52,3	M
6,5	M	59,0	M
5,7	D		

(Az alapadatokat mikroprocesszoros mérőrendszer szolgáltatja.)

A táblázatból kitűnik, hogy van esély a szétválasztásra, de ehhez egyetlen jellemző nem elég.

Rövidesen időszerűvé válik azon reményt keltő két vizsgálat közzététele, melyek közül

- az egyik az átlagos alapfrekvenciák különbségén, szöveleji „k” hang átlagos zárhangidején és a mono-kórus kiértékelésén alapuló többváltozós diszkriminancia-analízissel működik,
- a másik kilenc komponensű („á” és „é” 3—3 formánsa, hangmagasság várható értéke és szórása, zárhangidők átlaga), tanuló algoritmus-sal optimalizált súlyozású vektorokat osztályoz a legközelebbi szomszédra való döntés alapján.

Munkatársak és köszönetnyilvánítás

A dolgozatban ismertetett eljárások és eredmények többsége egyetemi hallgatók tudományos diákköri, önálló laboratóriumi munka vagy diplomatervezés keretében kifejtett — általában hallgatónként, néhány hónapra kiterjedő — közreműködésével született. A legértékesebb segítséget adó hallgatók — azóta már végzett mérnökök — a diplomázás éve, s ezen belül az abc szerinti sorrendben: Füredi Ágnes, Nagy Péter, Takács György, Garazsi Erika, Gönci János, Molnár Géza, Rumi László, Pannuska Rudolf, Schmidt Gábor, Dankó László és Kormány

Zoltán. Köszönet illeti sok ötletet adó minőségében dr. Földváry Rudolfot, Gönci Jánost, dr. Os-váth Lászlót és különösképpen Takács Györgyöt.

Az egyetemi hallgatók munkájának — és ezzel a lényegkiemelő rendszer létrejöttének — feltételeit a PDP—8 gépen dr. Pásztorniczky Lajos és Hetényi Tamás, a PDP 11/40 gépen dr. Schnell László és munkatársai, autonóm mikroprocesszoros rendszeren pedig dr. Csibi Sándor teremtették meg.

IRODALOM

- [1] *Helmholtz, H.*: Die Lehre von den Tonschwingungen Braunschweig, 1913.
- [2] *Békési Gy.*: Experiments in Hearing. McGraw—Hill, 1960.
- [3] *Tarnóczy T.—Radnai J.*: Eine Möglichkeit automatischer

Erkennung von Vokalen. Proc. VIIth ICA, Vol. III., Budapest, 1971. pp. 61—64.

- [4] *Földváry R.—Gordos G.*: Az emberi hangmagasság-felismerés új hipotetikus modellje. Híradástechnika, Vol. XXV. (1974), No. 11. pp. 344—348.
- [5] *Gabor, D.*: Acoustical Quanta and the Theory of Hearing. Nature, Vol. 169. (1947), May, pp. 591—602.
- [6] *Harkevics, A. A.*: Spectra and analysis. Consultants Bureau. New York, 1960.
- [7] *Grobber, L. M.*: Appreciation of short tones. VIIth. ICA, Budapest, 1971. Vol. 3. pp. 329—332.
- [8] *Tarnóczy T.—Vicsy, K.*: Some Remarks on the Perception of Voiceless Stopconsonants. Acustica, Vol. 43. 1979. No. 2. pp. 167—173.
- [9] *Forrai Gy.—Gordos, G.—Lubi, B.*: Preliminary Report on Voice-Based Discrimination between Monozygotic and Dizygotic Twins. Proc. of. Phis. Inst. ELTE (Megjelenés alatt)

TARTALMI ÖSSZEFOGLALÓK

ETO 621.3.049.77.001.57

Dr. Tarnay K.—dr. Székely V.—dr. Masszi F.—Rencz M.—Rang T.:

Integrált áramkört elemek fizikai modellezése áramkör-szimulációs program segítségével

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A cikk beszámol a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén különböző integrált áramkört elemeknek a TRANZ-TRAN áramköranalízis program felhasználásával végzett fizikai modellezésre irányuló kutatásokról. Az áramköranalízis program alkalmazása ezen a területen igen hatékony módszert nyújt az egyes eszközök sajátosságainak megfelelő pontosságú vizsgálatára. Módszereket dolgoztak ki a tranzistorok bázisáramterhelésének pontos vizsgálatára, a bipoláris tranzistorok áramkiszorítási jelenségeinek tanulmányozására, az I²L elemek fizikai-áramkört szimulációjára, a különféle MOS struktúrák szimulációjára.

ETO 621.3.049.77.001.57

Dr. Tarnay K.—dr. Mizsei J.—dr. Masszi F.—Baji P.—Kovács B.—Rang T.—Drozdó Gy.:

Félvezető-technológia számítógépes szimulációja

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A közlemény bemutatja a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén kifejlesztett számítógépes módszert, amelynek segítségével a korszerű integrált áramkört szilícium planár-technológia lépései modellezhetők. A szimuláció segítségével az egyes technológiai lépések során a félvezető struktúra elektromos paraméterei előre tervezhetők. A szimuláció valamennyi szokásos donor és akceptor adalék esetén elvégezhető, a módszer figyelembe veszi az ezek között fellépő kölcsönhatásokat is. A szimuláció során nyert eredmények a fizikai modellezést végző számítógépi program bemeneti adataiként, a technika optimális tervezésére, később pedig automatizálására alkalmazhatók.

ETO 621.372.54.072.6:519.68

Gaál J.—Gefferth L.—Géher K.—Halász E.—Trón T.:

Szűrőbehangolást szimuláló statisztikus programrendszer

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A cikk az ISOA statisztikus programrendszert ismerteti, mely LC szűrők gyártás közbeni behangolását, valamint hőfokfüggését és öregedését szimulálja. Bemutatja a behangolási folyamat optimalizálási problémaként történő megfogalmazását, és a speciális célú létraanalízis program elvét.

ETO 621.3.049.776.43:621.382:621.318.57

Dr. Zólmay I.—A. A. Vidal:

Új félvezetőeszköz, a MISS

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A fém—szigetelő-n-p⁺ kapcsolóeszköz (MISS) működésének leírása, a belső visszacsatolás mechanizmusának tárgyalása. Utalás töltéstárolási effektusokra, néhány alkalmazás.

ETO 621.397.334:621.376.56

Skolnik V.—Tóth I.:

A televíziós műsorjelek DPCM kódolására vonatkozó kísérletek

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A digitális technika nagymértékű előretörése a hírközlésben felveti a video-információk digitális kódolásának igényét. A PCM hierarchia harmadik szintje (34 Mbit/s adatátviteli sebesség) alkalmas a színes televíziós műsorjelek továbbítására. Nyilvánvaló, hogy ez esetben a videojelben levő redundancia csökkentésére van szükség. Ez megvalósítható egyrészt a DPCM technika segítségével, másrészt transzformációs kódolási módszerekkel. A cikk a fenti lehetőségek közül az elsővel foglalkozik.

ETO 621.394.614:681.3.06

Dr. Nagy P.:

Statikus teletext generátor

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A Híradástechnikai Elektronika Intézetben az Orion Rádió és Villamossági Vállalat felkérésére kidolgoztak egy statikus teletext generátort. Ez a műszer teletext dekóderek vizsgálatára alkalmas jelet állít elő tárolt program alapján.

ETO 621.391.337.018.782.4

Fazekas K.:

Sebesség—torzítás függvény alkalmazása a képkódolásban

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A cikk a sebesség—torzítás függvényre határoz meg egy felső határt emlékezzettel bíró diszkrét ergodikus forrásoknál, ami elsősorban akkor előnyös, ha a forrás statisztikai jellemzőit a forrás kimenő mintáiból kell becsülni.

ETO 621.396.62.029.62:654.938

Dr. Szokolay M. — Németh I.:

Szelektív személyhívó rendszer URH-FM adókon

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

Az URH-FM adóberendezéseken a főprogramként sugárzott mono, vagy sztereo hangcsatornák mellett egyéb, pl. szelektív személyhívó rendszer is üzemeltethető. A BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszéken hazai URH-FM adókon üzemeltethető szelektív személyhívó rendszert dolgoztak ki. A rendszer néhány elemével — modulatorokkal, ill. vevőkészülékekkel — végzett próbaüzem eredményes volt.

ETO 621.391.8:519.72

Dr. Szokolay M. — Fodor L.:

Bináris rádió-átviteli csatornák modellezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A bináris rádiócsatornák hibajavító kódolása megkívánja egyrészt az átviteli csatorna hibastruktúrájának, másrészt a kódrendszer tulajdonságainak az ismeretét. A csatorna és a kódjelzés együttes modellezése az átviteli rendszer vizsgálatának egyik lehetséges, hatékony módszere. A szerzők a bináris csatornák modellezésére Markov-mátrix alkalmazását javasolják. Különböző kódjelzések számológépes modellezése a valós csatornában várható viszonyokra hasznos tapasztalatokat adott.

ETO 621.376:621.396.4:681.327.8

Dallos Gy. — Szabó Cs. — Győri J.:

Csomagszórású rádióterminál adatátviteli sebességének növelése

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

Véletlen időosztásos rádióterminál hálózatokban a terminálszám növelésének egyik hatásos módja a rádiócsatorna adatátviteli sebességének növelése. A cikk erre a célra közvetlen modulációs eljárást javasol. A kísérleti eredmények azt igazolták, hogy a módszerrel, aránylag egyszerű eszközökkel, 10 kbit/s körüli átviteli sebesség érhető el.

ETO 621.375.826.038.823:621.391.63.018.424

Takács S.:

Szélessávú hírközlési kísérletek az optikai tartományban

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

Az elmúlt években He-Ne lézerrel optikai hírközlési kísérleteket folytattak a Budapesti Műszaki Egyetemen. Kb. 200 m áthidalására alkalmas atmoszferikus összeköttetésen fekete-fehér tv-képeket, illetve 24 csatornás PCM jeleket továbbítottak igen jó minőségben.

ETO 621.372.85.001.24

Dr. Magos A.:

Inhomogén szigetelésű hullámvezetők diszperziós függvényének számítása sorbafejtéssel

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A dolgozatban bemutatott módszerrel inhomogén szigetelésű hullámvezetők diszperziós függvényének Taylor-sorát lehet meghatározni. A hullámvezetőre vonatkozó sajátérték-feladat egy adott frekvencián érvényes megoldásából kiindulva rekurziós eljárással kell a sor együtthatóit számítani további sajátérték-feladat megoldása nélkül.

ETO 621.3.011.732.24

Dr. Zombory L.:

Inhomogén elosztott paraméterű RC vonalak koncentrált paraméterű hálózati modellje

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A cikk eljárást ismertet olyan koncentrált paraméterű hálózatok kialakítására, amelyek admittancia-karakterisztikája korlátos profílfüggvénnyel jellemzett lineáris RC vonalak admittancia-karakterisztikáját tetszőleges páros rendben maximális lapos módon közelíti.

ETO 537.311.322:621.382.08

Dr. Gottwald P. — Dr. Ambrózy A.:

Adalékelosztás mérése vékony GaAs és Si epitaxiális rétegekben

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A Budapesti Műszaki Egyetemen kifejlesztett roncsolásmentes adalékelosztás-mérő berendezés kerül ismertetésre. A berendezés p-n (vagy Schottky) átmeneteken a rétegkapacitás feszültségfüggése alapján mér adalékelosztást, amelyeket $X-Y$ rajzolon ábrázol. Az ábrázolható adalékelosztást $N(w) \cdot w^3 / A \leq 4 \cdot 10^{21} \cdot \text{cm}^{-3} \cdot \mu\text{m}^3 / \text{cm}^2$ egyenlőtlenség definiálja. A legkisebb vizsgálható átmenet keresztmetszete 10^{-4} cm^2 , de ennek 1000-szerese is mérhető. A mérés közben változó veszteségeket a berendezés automatikusan kompenzálja.

ETO 621.373.018.72.001.24

Vannai N. — Pap L.:

Ultra kis torzítású szinuszos RC oszcillátor

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A cikk rövid irodalmi összefoglaló után egy új rendszertechnikai és áramkört megoldást ismertet ultra kis torzítású szinuszos jelek előállítására a 100 kHz alatti frekvenciatartományban. Az ideális elméleti modellen végzett számítások után kitér a gyakorlatban realizálható rendszer elméleti vizsgálatára is. Bemutatja a megvalósított rendszer áramkörti megoldásait és a mérési eredményeket.

ETO 621.372.54:621.3.011.733

Dr. Simon Gy.:

Aktív szűrők műveleti erősítő központú szintézise

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

Egy műveleti erősítő aktív RC szűrőtagok tárgyalása az invertáló és nem invertáló bemenetet vezérlő előrecsatolási és visszacsatolási részfüggvények bevezetésével történik. Az egységes komplementer transzformáció feltételei és lehetőségei, a járulékos előrecsatolás és visszacsatolás hatásai és szűrők nemlineáris egyenértékűsége is vizsgálható. Új elliptikus szűrők kialakítása szemlélteti a módszert.

ETO 534.78:681.3

Dr. Gordos G.:

Újabb eredmények a gépi beszédfeldolgozásban

HÍRADÁSTECHNIKA XXX. (1979) 11—12. sz.

A dolgozat első része áttekinti — és néhány ponton új aspektusba helyezi — a gépi beszédfeldolgozás jelenlegi helyzetét és egy akusztikus lényegkiemelő rendszer számítógépen és mikroprocesszoros összeállításon megvalósított változatát ismerteti.

A dolgozat második része az iker-zygozítás (az ikrek egy- vagy két-petijűségének) gépi beszédfeldolgozás útján történő meghatározása céljából folyó addigi kutatási eredményeket ismerteti, kiemelve a hangmagasság (és zárhangidő) összehasonlításra alapuló osztályozás tanulságát. A vizsgálatok közvetlen célja segítség nyújtása az egyes betegségek örökölhetőségének eldöntéséhez.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.049.77.001.57

Д-р Тарнаи, К. — д-р Секель, В. — д-р Масси, Ф. — Ренц, М. — Ранг, Т.:

Физическое моделирование элементов интегральных схем с помощью программы моделирования схем

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXX. (1979) № 11—12.

Приводится отчет об исследованиях на кафедре электронных приборов Будапештского Технического Университета по физическому моделированию элементов различных интегральных схем с помощью применения программы анализа схем типа TPANC-TRAN. Применение программы является эффективным методом испытания свойств отдельных приборов с необходимой точностью. Метод разработан для точных испытаний области базы транзисторов, для изучения явлений вытеснения тока bipolarных транзисторов, для физического моделирования элементов I²L схем и для моделирования различных структур МОП.

ДК 621.3.049.77.001.57

Д-р Тарнаи, К. — Мижеи, Й. — д-р Масси, Ф. — Байи, П. — Ковач, Б. — Ранг, Т. — Дрозди, Дь.:

Моделирование на ЭВМ технологии полупроводников

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXX. (1979) № 11—12.

Излагается разработанный на кафедре электронных приборов Будапештского Технического Университета метод проектирования на ЭВМ, с

помощью которого могут быть моделированы отдельные шаги современной планарной технологии для изготовления кремниевых интегральных схем. Таким образом электрические параметры структуры полупроводника могут быть проектированы заранее. Проведение моделирования возможно в случае всех обычных донорных и акцепторных примесей и при этом также учитываются возникающие между ними взаимодействия. Полученные результаты моделирования применяются в качестве исходных данных программы физического моделирования на ЭВМ для оптимального проектирования процесса а позже для его автоматизации.

ДК 621.372.54.072.6:519.68

Гал, Й.—Геферт, Л.—Гехер, К.—Халас, Э.—Трон, Т.

Система программ для симуляции настройки фильтровHÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXX (1979) № 11—12

Рассматривается система статистических программ для симуляции настройки, старения и зависимости от температуры ЛС-фильтров. Излагается формулировка процесса настройки, как нелинейная оптимизация. Описывается принцип специального анализа цепных схем. В конце статьи имеется иллюстрированный пример.

ДК 621.3.049.776.43:621.382:621.318.57

Д-р Золоми, И.—А. А. Видал:

Новый полупроводниковый прибор МИССHÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXX. (1979) № 11—12.

Излагается принцип действия коммутирующего элемента металл-изолатор — $n-p^+$ (МИСС) и его механизм внутренней обратной связи. Упоминаются эффекты накопления зарядов и некоторые применения прибора.

ДК 621.397.334:621.376.56

Школник, В.—Тот, И.;

Эксперименты по кодированию DPCM телевизионных сигналовHÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXX. (1979) № 11—12.

Значительное распространение цифровой техники в связи выдвигает требование цифрового кодирования видео-информации. Третий уровень иерархии ИКМ (скорость передачи данных 34 Мбит/с) является пригодным для передачи цветных телевизионных сигналов. В этом случае очевидна необходимость уменьшения избыточности видеосигналов. Это может быть осуществлено или с помощью техники DPCM, или на основе методов трансформационного кодирования. Статья излагает первый метод.

ДК 621.394.614:681.3.06

Д-р Надь, П.:

Статический генератор телетекстаHÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXX. (1979) № 11—12.

В Институте Электроники связи по просьбе Предприятия Радио и Электричества „Орион“ был разработан статический генератор телетекста. Прибор на основе накопленной программы создает сигналы для испытания декодеров телетекста.

ДК 621.391.337.018.782.4

Фазекаш, К.:

Применение функции скорости-искажения в кодировании изображенияHÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXX. (1979) № 11—12.

В статье определяется верхний предел функции скорости-искажения дискретных эргодических источников с памятью. Применение метода особенно выгодно в том случае, когда имеется необходимость оценки статистических параметров источника исходя из его выходных сигналов.

ДК 621.396.62.029.62:654.938

Д-р Соколаи, М.—Немет, И.:

Система избирательного, персонального вызова в передатчиках УКВ-ЧМHÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXX. (1979) № 11—12.

В передатчиках УКВ-ЧМ мимо основной программы монофонических или стереофонических звуковых каналов может быть в эксплуатации и система избирательного, персонального вызова. Такая система была разработана на кафедре техники СВЧ Будапештского Технического Университета. Экспериментальная эксплуатация некоторых элементов — модуляторов и приемников — прошла успешно.

ДК 621.391.8:519.72

Д-р Соколаи, М.—Фодор, Л.:

Моделирование бинарных каналов радиопередачиHÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXX. (1979) № 11—12.

Кодирование для исправления ошибки бинарных каналов радиопередачи требует и знание структуры ошибок канала передачи и свойств системы кодирования. Совместное моделирование канала и метода кодирования является одним из возможных, эффективных методов испытания системы передачи. Предлагается применение матрицы Маркова к моделированию бинарных каналов. С помощью моделирования на ЭВМ различных методов кодирования получены полезные информации для оценки ожидаемых условий реальных каналов.

ДК 621.376:621.396.4:681.327.8

Даллош, Дь.—Сабо, Ч.—Дьери, Й.:

Увеличение скорости передачи данных в оконечных радиоаппаратурахHÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXX. (1979) № 11—12.

На сетях оконечных радиоаппаратур с стохастическим временным уплотнением эффективным методом увеличения числа терминалов является увеличение скорости передачи данных радиоканала. В статье для этой цели предлагается метод непосредственной модуляции. Экспериментальные результаты показывали, что метод дает возможность с помощью сравнительно простых средств обеспечить скорость передачи около 10 кБит/с.

ДК 621.375.826.038.823:621.391.63.018.424

Такач, Ш.:

Эксперименты широкополосной связи в оптическом диапазоне частотHÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXX. (1979) № 11—12.

В последние годы в Будапештском Техническом Университете проводились эксперименты по оптической связи с помощью лазера He — Ne. По атмосферической связи на 200 м расстояние в хорошем качестве передавались черно-белые телевизионные изображения и 24-канальные ИКМ сигналы.

ДК 621.372.85.001.24

Д-р Магош, А.:

Расчет функции рассеяния волноводов с неоднородной изоляцией с помощью разложения в рядHÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXX. (1979) № 11—12.

Изложенный в статье метод годен для определения ряда Тейлора функции рассеяния волноводов с неоднородной изоляцией. Исходя из решения характеристического уравнения волновода при данной частоте, коэффициенты ряда вычисляются с помощью рекуррентного метода без дальнейшего решения характеристического уравнения.

DK 621.3.011.732.24

Д-р Зомбори, Л.:

Модель схемы с сосредоточенными параметрами неоднородных RC линий с распределенными параметрами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXX. (1979) № 11—12.

Дан метод реализации схем с сосредоточенными параметрами, характеристика адмиттанса которых приближит характеристику адмиттанса линейных RC линий характеризированных ограниченной профильной функцией любого четного порядка максимально плоским способом.

DK 537.311.322:621.382.08

Д-р Готтвалд, П. — д-р Амбрози, А.:

Измерение распределения примесей в тонких эпитаксиальных слоях GaAs и Si

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXX. (1979) № 11—12.

Излагается разработанная в Будапештском Техническом Университете и работающая без разрушения измерительная аппаратура распределения примесей. С помощью аппаратуры на основе зависимости емкости слоя от напряжения измеряется распределение примесей на p—n переходах (или Шоттки), которое изображается при помощи чертёжной установкой. Распределение примесей изображается по неравенству $N/w/w^2/A = 4 \cdot 10^{21} \text{ cm}^{-3} \text{ } \mu\text{m}^2/\text{cm}^2$. Наименьшим поперечным сечением перехода, пригодным к испытанию является сечение 10^{-4} cm^2 , но значения тысячу раз больше тоже могут быть измерены. Изменяющиеся в течение измерения потери компенсируются автоматически.

DK 621.373.018.72.001.24

Ваннаи, Н. — Пап, Л.:

Синусоидальный осциллятор RC с ультра-малым искажением

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXX. (1979) № 11—12.

После краткого литературного обобщения излагаются новые решения теории системы и цепей по созданию синусоидальных сигналов в диапазоне частот под 100 кГц. После расчетов идеальной теоретической модели также приводится расчетный анализ осуществляемой в практике системы. Показываются схемные решения и измеренные результаты реализованной системы.

DK 621.372.54:621.3.011.733

Д-р Шимон, Дь.:

Синтез активных фильтров на операционных усилителях

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXX. (1979) № 11—12.

Изложение звеньев активных RC фильтров на операционных усилителях производится введением частичных функций прямой и обратной связи, управляющих инвертирующим и неинвертирующим входами. Рассматриваются условия и возможности единой дополнительной трансформации, пределы добавочной прямой и обратной связи и нелинейная эквивалентность фильтров. Метод иллюстрируется на примере образования новых эллиптических фильтров.

DK 534.78:681.3

Д-р Гордош, Г.:

Новые результаты в машинной обработке речи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)

XXX. (1979) № 11—12.

Первая часть статьи обзора — и в некоторых пунктах дает новые аспекты — настоящее положение машинной обработки речи и излагает один вариант акустической системы вынимающей сущность, реализованной с помощью ЭВМ и микропроцессорной установкой. Вторая часть излагает результаты исследований по определению близнецов с одной или двумя яйцеклетками с помощью машинной обработки речи, подчеркивая вывод высоты звука и времени звука по классификации на основе сопоставления. Непосредственной целью испытаний является оказать помощь к решению передаваемости отдельных болезней.

ZUSAMENFASSUNGEN

DK 621.049.77.001.57

Dr. Tarnay, K. — dr. Székely, V. — dr. Masszi, F. — Rencz, M. — Rang, T.:

Physikalische Modellierung von integrierten Schaltungselementen mit Stromkreissimulationsprogramm

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Der Aufsatz erörtert die Forschungen bezüglich der physikalischen Modellierung von verschiedenen integrierten Schaltungselementen, durch die Anwendung des TRANS-TRAN Stromkreisanalyseprogramms in der Technischen Universität Budapest, Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente. Die Anwendung der Stromkreisanalyse auf diesem Gebiet gibt eine sehr wirksame Methode zur Prüfung der Eigentümlichkeiten einzelner Instrumente mit entsprechender Genauigkeit. Es wurden Methoden für die präzise Prüfungen des Basisgebietes der Transistoren, für das Studium der Stromveränderungsphänomene, ferner für die physikalische-Stromkreissimulation der I²L-Elemente und zuletzt für die Simulation der verschiedenen MOS Strukturen.

DK 621.3.049.77.001.57

Dr. Tarnay, K. — dr. Mizsei, J. — dr. Masszi, F. — Baji, P. — Kovács, B. — Rang, T. — Drozdy, Gy.:

Simulation der Halbleitertechnologie mit Computer

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

In dem Aufsatz wird die in der Technischen Universität Budapest, Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente entwickelte Computer-methode, mit welcher die Schritte der modernen Silizium-Planartechnologie mit integrierten Schaltungen, modellierbar sind, erörtert. Mit der Simulation können die elektrischen Parameter der Halbleiterstruktur im Laufe einzelner technologischen Schritte im voraus geplant werden. Die Simulation kann im Falle von allen üblichen Donor und Akzeptorzusätzen ausgeführt werden. Die Methode nimmt auch die, zwischen den Beiden auftretenden Wechselwirkungen in Betracht. Die während der Simulation errungene Ergebnisse können als Eingangsdaten der physikalischen Modellierung ausführenden leistenden Computerprogramms für die optimale Planung der Technik, und ferner zu deren Automatisierung angewendet, werden.

DK 621.372.54.072.6:519.68

Gaál, J. — Gefferth, L. — Géher, K. — Halász, E. — Trón, T.:

Statistisches Program für die Simulation der Abstimmung von LC-Filtern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

In dem Artikel das statistische Program ISOA ist präsentiert, das die Abstimmung, die Alterung und die Temperaturabhängigkeit von LC-Filtern simuliert. Die Simulation der Abstimmung ist als nichtlineares Optimierungsproblem gehandelt, zur Analyse ist ein spezielles Verfahren für Kettenschaltungen benützt.

DK 621.3.049.776.43:621.382:621.318.57

Dr. Zólmoy, I. — Vidal A. A.:

Neues Halbleitergerät, das MISS

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Beschreibung der Funktion des Metal-isolierten-n-p⁺ Gerätes (MISS), Auseinandersetzung des Mechanismus der inneren Rückkopplung, Hinweisung auf Ladungsspeichereffekten und einige Anwendungen.

DK 621.397.334:621.376.57

Skolnik, V. — Tóth, I.:

Experimente bezüglich der DPCM Kodierung von Fernsehprogrammsignalen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Der grosse Fortschritt der Digitaltechnik in der Nachrichtenübertragung, regt den Anspruch der Digitalkodierung von Videoinformationen an. Der dritte Pegel der PCM Hierarchie (34 Mbit/s Datenübertragungsgeschwindigkeit) ist für die Übermittlung der Fernsehsignale, geeignet. Es ist klar, dass in diesem Falle die Verminderung der Redundanz in der Videosignale notwendig ist. Diese kann einerseits durch die DPCM-Technik, andererseits durch die Transformationskodierungsmethoden realisiert werden. In dem Aufsatz wird die erste von den zwei Alternativen behandelt.

DK 621.394.614.681.3.06

Dr. Nagy, P.:

Statisch Teletextgenerator

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

In dem Institut für Nachrichtentechnische Elektronik wurde laut dem Auftrag des ORION Radio und Elektrizitäts Unternehmens ein statischer Teletextgenerator ausgearbeitet. Dieses Instrument erzeugt auf Grund des gespeicherten Programms Signale, die zur Prüfung des Teledekoders geeignet sind.

DK 621.391.337.018.782.4

Fazekas, K.:

Anwendung von Geschwindigkeitsverzerrungsfunktion in der Bildkodierung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Der Aufsatz bestimmt für die Geschwindigkeitsverzerrungsfunktion eine obere Grenze bei diskreten ergodischen Quellen mit Speicher, welche in der ersten Reihe dann vorteilhaft sind, wenn die statistischen Kennwerte der Quelle von den Ausgangsmustern zu bewerten sind.

DK 621.396.62.029.62:654.938

Dr. Szokoly, M. — Németh, I.:

Selektives Personenrufsystem auf UKW-FM Sender

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Neben den Hauptprogrammstrahlenden Mono- und Stereotonkanälen können auch andere, z. B. selektive Personenrufsysteme auf den UKW-FM Sender inbetriebgesetzt werden. In der Technischen Universität Budapest auf dem Stuhl der Mikrowellenfernmeldetechnik wurde ein selektives Personenrufsystem für den ungarischen UKW-FM Sender ausgearbeitet. Der mit einigen Elementen des Systems — Modulatoren, bzw. Empfänger — ausgeführte Probetrieb war ergebnisvoll.

DK 621.391.8:519.72

Dr. Szokolay, M. — Fodor, L.:

Modellierung von binaren Radioübertragungskanälen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Die Fehlerkorrektur der binaren Radiokanäle erfordert einerseits die Kenntnis der Fehlerstruktur des Übertragungskanals, andererseits die Kenntnis der Eigenschaften des Kodierungssystems. Die gemeinsame Modellierung des Kanals ist eine mögliche und wirksame Methode der Prüfung des Übertragungssystems. Für die Modellierung der binären Kanäle proponieren die Verfasser die Anwendung des Markov'schen Matrixes. Die Modellierung der verschiedenen Kodierungsmethoden mit Computer, gab nützliche Erfahrungen über die voraussichtlichen Zustände in den reellen Kanälen.

DK 621.376:621.396.4:681.327.8

Dallos, Gy. — Szabó, Cs. — Györi, J.:

Erhöhung der Datenübertragungsgeschwindigkeit von Radioterminal mit Paketstreuung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Die Vergrößerung der Datenübertragungsgeschwindigkeit des Radiokanals ist eine wirksame Art der Erhöhung der Terminalzahl in den Radioterminalnetzwerken von regelloser Zeiteinteilung. Zu diesem Zweck proponiert der Verfasser ein Verfahren mit direkter Modulation. Die Versuchsergebnisse beweisen, dass mit dieser Method, mit verhältnismässig einfache Mitteln eine Übertragungsgeschwindigkeit von etwa 10 kbit/serreichbar ist.

DK 621.375.826.038.823:621.391.63.018.424

Takács, S.:

Breitband Nachrichtenübertragungsuntersuchungen in dem optischen Bereich

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

In den vergangenen Jahren wurden in der Technischen Universität Budapest optische Nachrichtenübertragungs-Systeme mit He-Ne Laser angestellt. Es wurden schwarzweisse Fernsehbilder, d.h. 24-Kanal PCM Signale erster Qualität auf einer atmosphärischen Verbindung, geeignet zur Überbrückung von etwa 200 m, übermittelt.

DK 621.372.85.001.24

Dr. Magos, A.:

Berechnung der Dispersionsfunktion von inhomogen-isolierten Wellenleiter mit Reihenentwicklung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Mit der durch den Aufsatz erörterte Methode, kann man die Taylor'sche Reihe der Dispersionsfunktion von Wellenleiter mit inhomogener Isolation bestimmen. Ausgehend von der auf eine gegebene Frequenz gültige Lösung der, auf den Wellenleiter bezüglichen Eigenwertaufgabe, muss man die Koeffiziente der Reihe mit Rekursionsverfahren, ohne die Lösung weiterer Eigenaufgaben, berechnen.

DK 621.3.011.732.24

Dr. Zombory, L.:

Netzwerkmodelle mit konzentriertem Parametern der RC Linien mit inhomogenen verteilten Parametern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

In dem Aufsatz wird ein Verfahren erörtert für die Entwicklung solcher Netzwerke mit konzentriertem Parametern, deren Admittanzcharakteristik, die Admittanzcharakteristik der mit begrenzter Profildfunktion gekennzeichneten linearen RC Linien in einer beliebigen Doppelordnung mit maximaler Fläche anähert.

DK 537.311.322:621.382.08

Dr. Gottwald, P. — Dr. Ambrózy, A.:

Messung der Dosierungsverteilung in dünnen GaAs und Si Epitaxialschichten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Es wird die an der Technischen Universität Budapest entwickelte Anlage zur non-destructive Messung der Dosierungsverteilung in einer Halbleiterschicht erörtert. Die Messung wird auf Grund der Spannungsabhängigkeit der Raumladungskapazität von einem p—n (oder Schottley) Übergang durchgeführt, während das Ergebnis durch einem X—Y Recorder dargestellt wird. Die Relation $N(w) \cdot w^3 / A \leq 4 \cdot 10^{21} \text{ cm}^{-3} \cdot \mu\text{m}^3 \cdot \text{cm}^2$ bestimmt die messbaren Verteilungen, wobei der Querschnitt (A) der Untersuchten Struktur soll zwischen den Grössen von 10^{-4} cm^2 und 10^{-1} cm^2 liegen. Die während der Messung entstehenden Verlustveränderungen in der Kapazitätsmessbrücke werden durch negative Rückkopplung automatisch kompensiert.

DK 621.373.018.72.001.24

Vannai, N. — Pap, L.:

Sinusförmiger RC Oszillator von ultra Niederverzerrung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Nach einer kurzen literarischen Zusammenfassung erörtert der Aufsatz eine neue systemtechnische und Stromkreislösung für die Erzeugung von sinusförmigen Signalen mit ultra Niederverzerrung bis einem Frequenzbereich von 100 kHz. Nach den Berechnungen ausgeführt auf dem idealen theoretischen Modell geht er auch auf die theoretische Prüfung des im Praxis realisierbaren Systems, ein. Zeigt die Stromkreislösungen des realisierten Systems und die Messergebnisse.

DK 621.372.54:621.3.011.733

Dr. Simon, Gy.:

Synthese von aktiven Filtern auf den Operationsverstärker konzentriert

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

Die Erörterung aktiven RC Filterglieder geschieht durch die Einführung von invertierenden und nichtinvertierenden Vor- und Rückkopplungs-Teilfunktionen. Die Bedingungen und Möglichkeiten der einheitlichen komplementären Transformation, die Effekte der adventiven Vor- und Rückkopplung, die nichtlineare Gleichwertigkeit der Filter können untersucht werden. Die Methode wird durch die Entwicklung von neuen elliptischen Filtern illustriert.

DK 534.78:681.3

Dr. Gordos, G.:

Jüngste Ergebnisse der mechanischen Sprechverarbeitung

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) Nr. 11—12.

In dem ersten Teil des Auftrages wird die derzeitige Situation der mechanischen Sprechverarbeitung und die Variation eines akustischen, das Wesentliche hervorhebenden Systems ausgeführt durch eine rechnergestützte und Mikroprozessorzusammenstellung. Der zweite Teil des Aufsatzes befasst sich mit den bisherigen Forschungsergebnissen bezüglich der Bestimmung des Zwillings-Zygozitäts (Ein- oder Zweifachigkeit der Zwillinge) durch mechanische Sprechverarbeitung, die Lehre der Klassifikation auf Grund der Vergleich der Tonhöhe und Sperrlautzeit, betonend. Das unmittelbare Ziel der Prüfungen ist, Beihilfe gewähren für die Entscheidung der Erblichkeitfähigkeit einzelner Krankheiten.

SUMMARIES

UDC 621.3.049.77.001.57

Dr. Tarnay, K.—dr. Székely, V.—dr. Masszi, F.—Rencz, M.—Rang, T.:

Circuit Simulation Program Oriented Physical Modelling of Integrated Circuit Elements

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

The paper presents the researches concerning physical modelling of different integrated circuit elements carried out by the use of the TRANS-TRAN circuit analysis program in the Technical University Budapest, Department of Electronic Devices. The application of the circuit analysis program gives on this field a very efficient method for the examination of the properties of certain devices with adequate accuracy. Methods were elaborated for the precise examination of the base domain of transistors, for the study for the phenomena of current crowding of bipolar transistors, for the physical-circuit simulation of the TTL elements and finally for the simulation of the MOS structures.

UDC 621.3.049.77.001.57

Dr. Tarnay, K.—dr. Mizsei, J.—dr. Masszi, F.—Baji, P.—Kovács, B.—Rang, T.—Drozdy, Gy.:

Silicon Integrated Circuit Fabrication Process Modelling and Simulation

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

The paper presents a computer aided method — developed in the Technical University Budapest Department for Electronic Devices — by means of which the steps of the up-to-date integrated circuit silicon planar technology can be modelled. With simulation the electrical parameters of the semiconductor structure can be designed in course of the single steps of technology in advance. The simulation can be carried out in the case of every usual donor and acceptor dopants, the method takes in account the interactions arising between them, too. The results achieved during simulation can be used as the input data of the physical modelling accomplishing computerized program, to the optimal design of the technique, and later they can be applied to its automatization.

UDC 621.372.54.072.6:519.68

Gaál, J.—Gefferth, L.—Géher, K.—Halász, E.—Trón, T.:

Statistical program simulating LC filter tuning

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

The paper presents the statistical program ISOA that simulates tuning and post-production behavior of LC filters. Tuning is handled as a nonlinear optimization problem, for circuit analysis a special purpose ladder analysis method is applied.

UDC 621.3.049.776.43:621.382:621.318.57

Dr. Zólmoy, I.—Vidal, A. A.:

New Semiconductor device, the MISS

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

Description of the operation of the metal-insulator-n-p⁺-switching device (MISS), discussion of the mechanisms of interior recoupling. References on charge-storing effects, some applications.

UDC 621.397.334:621.376.56

Skolnik, V.—Tóth, I.:

Experiments Concerning DPCM Coding of Television Program Signals

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

The considerable advance of digital engineering in communication raises the demands for the digital coding of informations. The third level of PCM hierarchy (34 Mbit/s data transmission speed) is suitable to the transfer of Color TV program signals. It is evident, that in this case the reduction of the redundancy in video signals is necessary. This can be realised partly by DPCM technique, partly by code methods with transformer. The paper deals with the first of the above mentioned possibilities.

UDC 621.394.614:681.3.06

Dr. Nagy, P.:

Static Teletext Generator

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

A static teletext generator was worked out in the Institute of Electronics for Telecommunication Engineering on the order of the ORION Radio and Electrical work. This instrument performs a signal suitable to the examination of teletext decoders on the basis of memorized program.

UDC 621.391.337.018.782.4

Fazekas, K.:

Application of the Speed-Distortion Function in Picture Decoding

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

The paper determines an upper limit for the speed-distortion function at discrete ergodic sources with memory, which is first of all then advantageous, when the statistical characteristics of the source have to be estimated from the output samples of the source.

UDC 621.396.62.029.62:654.938

Dr. Szokolay, M.—Németh, I.:

Selective Personal Calling Systems on the VHF-FM transmitters

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

On the VHF-FM transmitters besides the main program diffusing mono- and stereo sound channels, other, e.g. selective personal calling systems can also be operated. In the Chair of Microwave Communication of Polytechnical University of Budapest a selective personal calling system, to be operated on the home VHF-FM transmitters was worked out. The preliminary operation carried out with some elements of the system—modulators, receivers resp.—was successful.

UDC 621.391.8:519.72

Dr. Szokolay, M.—Fodor, L.:

Modelling of Binary Radio-Transmission Channels

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

The error correcting encoding of binary radio channels requires partly the knowledge of the error structure of the transmission channel, partly the knowledge of the properties of the encoding system. The simultaneous modelling of the channel and the encoding procedure is one of the possible and efficient methods to examine the transmission system. The authors propose for the modelling of binary channels, the use of Markov-matrix. The computer aided modelling of different encoding procedures gave useful experiences concerning the conditions to be expected.

UDC 621.376:621.396.4:681.327.8

Dallos, Gy.—Szabó, Cs.—Győri, J.:

Increasing of the Rate of Rate Transmission of Radio-terminals with Packet Broadcasting

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

In radio terminal networks with random time deviating, one of the efficient ways to increase the number of terminals is the raise of the rate of data transmission of the radio channel. The results of experiments prove, that with this method, by relatively simple means a rate of transmission about 10 kbit/s is accessible.

UDC 621.375.826.038.823:621.391.63.018.424

Takács, S.:

Wide-band Communication Experiments in the Optical Range

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

In the years past optical communication experiments were carried out with He-Ne laser in the Technical University Budapest. Monochrome TV-pictures, PCM signals with 24 channels, resp. were transmitted in very good quality through an approximately 200 m atmospheric channel.

UDC 621.372.85.001.24

Dr. Magos, A.:

Dispersion Function of Waveguides with Inhomogeneous Insulation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

With the presented method the Taylor's series of the dispersion function of the waveguides with inhomogeneous insulation can be determined. Starting from the solution of the eigenvalue problem referring to the waveguide, and being valid on a given frequency only, the coefficient of the series have to be calculated by means of the recursive process, without the solution of further eigenvalue problems.

UDC 621.3.011.732.24

Dr. Zombory, L.:

Network Models of Lumped Parameters of RC Lines with Inhomogen Distributed Parameters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

The paper presents a procedure to develop networks of lumped parameters the admittance characteristics of which approximate in arbitrary even order with a maximum flatness the admittance characteristic of linear RC lines.

UDC 537.311.322:621.382.08

Dr. Gottwald, P.—Dr. Ambrózy, A.:

Measurement of the Doping Distribution in Thin GaAs and Si Epitaxial Layers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

An instrument developed at the Technical University Budapest for non-destructive measurement of the doping distribution in a semiconductor layer is presented. The measurement is based on the so-called C—V method, and is carried out on a p—n or Schottky junction. The doping profile is plotted by an X—Y recorder connected to the instrument. It suits measurement of doping profiles satisfying the following inequality $N(w) \cdot w^3/A \leq 4 \cdot 10^{21} \text{ cm}^{-3} \mu\text{m}^3/\text{cm}^2$. The area of the measurable structure (A) must lie between the values of 10^{-2} cm^2 and 10^{-1} cm^2 . The losses varying in the capacitance bridge during the measurement are automatically compensated for by a negative feedback loop.

UDC 621.373.018.72.001.24

Vannai, N.—Pap, L.:

Sinusoidal RC Oscillator, with Ultra Low Distortion

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

After a brief literary summary the paper presents a new system-technical and circuit solution to generate sinusoidal signals with ultra low distortion in the frequency range up to 100 kHz. After the computations made on an ideal theoretical model it also deals with the theoretical examination of the system realisable in practice. Finally it presents the circuit solution of the realized system and the measuring results.

UDC 621.372.54:621.3.011.733

Dr. Simon, Gy.:

Synthesis of Active Filters Concentrated on Operational Amplifiers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

The discussion of operational amplifier active RC filter sections begins with the introduction of feedforward and feedback partial functions which control the inverting- and non-inverting input. The

conditions and possibilities of complementary transformation, the effects of the additional feedforward and feedback, further the non-linear equivalence of filters can be examined. The method is illustrated by the development of new elliptic filters.

UDC 534.78:681.3

Dr. Gordos, G.:

New Results in Mechanical Speech Processing

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

The first part of the paper presents the present state of mechanical speech processing—and show some of its points in a new aspect—and presents a variation of an acoustic essential system realized by computer and microprocessor aided arrangement. The second part of the paper describes the results of the research of the determination of twin-zegosity (one or biologic twins) by means of mechanical speech process, emphasizing the doctrines of classification based on the comparison of the pitch of the tone (blocked voice time). The main purpose of the examination is to give help for the decision of the ability of inheritance of certain illnesses.

RÉSUMÉS

CDU 621.3.049.77.001.57

Dr. Tarnay, K.—dr. Székely, V.—dr. Masszi, F.—Rencz, M.—Rang, T.:

Modelage physique des éléments de circuits intégrés avec un programme de simulation du circuit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

L'article décrit les recherches visant au modelage physique des divers éléments intégrés, en se servant du programme d'analyse TRANZ-TRAN. Sur ce terrain l'application du programme d'analyse des circuits offre une méthode très efficace pour l'essai d'une précision convenable conforme aux propriétés des divers éléments. On a élaboré des méthodes pour le test précis du domaine de base des transistors, pour l'essai des événements de rejection de courant des transistors bipolaires, la simulation physique et de circuit des éléments I²L, et la simulation de diverses structures MOS.

CDU 621.3.049.77.001.57

Dr. Tarnay, K.—dr. Mizsei, J.—dr. Masszi, F.—Baji, P.—Kovács, B.—Rang, T.—Drozdy, Gy.:

Simulation assistée par ordinateur de la technologie des semiconducteurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

L'article présente la méthode assistée par ordinateur développée au Département des Dispositifs Electroniques l'Université de Technique de Budapest, à l'aide de laquelle on peut modeler les pas de la technologie silicium-planar des circuits intégrés modernes. A l'aide de la simulation, lors de divers pas technologiques, on peut prévoir les paramètres électriques de la structure semiconductrice. La simulation peut être effectuée sous des dopages usuels donateurs et accepteurs, et la méthode prend en considération même les effets mutuels entre ceux-ci. Les résultats obtenus lors de la simulation peuvent être utilisés comme données d'entrée de l'ordinateur effectuant le modelage physique, pour le projet de la technologie optimum, et plus tard à l'automatisation.

CDU 621.372.54.072.6:519.68

Gaál, J.—Gefferth, L.—Géher, K.—Halász, E.—Trón, T.:

Système de programmation simulant l'accord d'un filtre

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) No. 11—12.

L'article décrit le système de programmation statistique ISOA simulant l'accord des filtres en LC au cours de leur fabrication, ensuite leur dépendance de la température et de leur vieillissement. Il présente la conception d'optimisation du processus d'accord, le principe du programme d'analyse spécialisé en échelle.

CDU 621.3.049.776.43:621.382:621.318.57

Dr. Zólogy, I.—Vidal, A. A.:

Un nouveau semiconducteur: le MISS

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

Description du fonctionnement du commutateur en semiconducteur metal-isolateur -n-p⁺ (MISS), et traitement du mécanisme de la réaction interne. Effets de l'emmagasinage des charges, quelques applications.

CDU 621.397.334:621.376.56

Skolnik, V.—Tóth, I.:

Essais relatifs au codage DPCM des signaux du programme de la télévision

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

Les progrès de grande mesure de la technique numérique des télécommunications posent l'exigence au codage numérique des informations vidéo. Le troisième niveau de la hiérarchie MIC (une vitesse de transmission de données de 34 Mch/s) est apte à la transmission des signaux du programme de la télévision en couleur. Il est clair que dans ce cas il faut réduire la redondance existant dans le signal vidéo. Ceci est réalisable d'une part à l'aide de la technique DPCM, d'autre part avec des méthodes de codage par transformation. L'article décrit la première possibilité citée.

CDU 621.394.614:681.3.06

Dr. Nagy, P.:

Générateur de télétexte statique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

Pour la demande de l'Orion, Compagnie de Radio et d'Electricité, l'Institut d'Electronique des Télécommunications a élaboré un générateur de télétexte statique. Cet appareil de mesure produit, à la base d'un programme enregistré, des signaux aptes à l'essai des décodeurs de télétexte.

CDU 621.391.337.018.782.4

Fazekas, K.:

Application de la fonction de vitesse-distorsion dans le codage de l'image

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

L'article détermine une limite supérieure pour la fonction vitesse-distorsion aux sources ergodiques discrètes ayant une mémoire, ce qui est surtout avantageux s'il faut évaluer les caractéristiques statistiques de la source à partir des échantillons débités par cette source.

CDU 621.396.62.029.62:654.938

Dr. Szokolay, M.—Németh, I.:

Système d'appel de personne sélectif sur émetteurs à ondes ultra-courtes, modulées en fréquence (OUC-MF)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

Sur les installations OUC-MF on peut, outre les voies de son mono ou stéréo rayonnées comme programme principal, exploiter d'autres systèmes aussi, p.e. un système d'appel sélectif de personnes. Au département à ondes ultra-courtes de l'Université Technique, on a élaboré un système d'appel sélectif de personnes pouvant être exploité sur les liaisons à OUC-MF. L'exploitation d'essai effectuée sur quelques éléments de base — modulateur, resp. récepteur — a été faite avec succès.

CDU 621.391.3:519.72

Dr. Szokolay, M.—Fodor, L.:

Modelage des voies radio de transmission binaire

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

Le codage autorrecteur des voies radio binaires nécessite d'une part la connaissance de la structure des défauts de la voie de transmission, d'autre part celle du système de codage. Le modelage simultané du procédé de codage et de la voie, est une des méthodes possibles et efficaces du test du système de transmission. Pour le modelage des voies binaires, les auteurs proposent l'application de la matrice de Markov. Le modelage assisté par ordinateur des diverses méthodes de codage dans des voies a fourni des expériences utiles aux conditions à attendre dans les voies effectives.

CDU 621.376:621.396.4:681.327.8

Dallos, Gy.—Szabó, Cs.—Győri, J.:

Augmentation de la vitesse de la transmission de données du terminal radio à rayonnement par paquets

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

Dans les réseaux de terminaisons radio à répartition aléatoire dans le temps, l'une des méthodes efficaces de l'augmentation du nombre des terminaux est l'augmentation de la vitesse de transmission de la voie radio. L'article propose à cette fin une méthode de modulation directe. Les résultats obtenus au cours des expériences ont prouvé qu'avec cette méthode on peut obtenir une vitesse de transmission de 10 keb/s, avec des moyens relativement simples.

CDU 621.375.826.038.823:621.391.63.018.424

Takács, S.:

Essais de transmission des messages dans le domaine optique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

Dans les années précédentes on a fait des essais de transmission de messages avec un laser He-Ne à l'Université Technique de Budapest. On a transmis sur des liaisons atmosphériques, aptes au pontage d'environ 200 m, des images de TV noirblanc, resp. des signaux MIC à 24 voies, avec une très bonne qualité.

CDU 621.372.85.001.24

Dr. Magos, A.:

Calcul de la fonction de dispersion des guides-d'ondes à isolement inhomogène, avec décomposition en série

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

Avec la méthode traitée dans l'article, on peut déterminer la série de Taylor de la fonction de dispersion des guides-d'ondes à isolement inhomogène. En partant de la solution valable sur une fréquence donnée du problème de valeur propre relatif au guide-d'onde, il faut calculer les constantes de la série avec une méthode de récursion, sans avoir recours à la solution d'autres problèmes de valeur propre.

CDU 621.3.011.732.24

Dr. Zombory, L.:

Modèle du réseau a parametres concentrés des lignes en RC à paramètres inhomogenes répartis

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

L'article décrit une méthode de formation des réseaux à paramètres concentrés dont la caractéristique d'admittance permet l'approximation des caractéristiques d'admittances des lignes en RC caractérisées par une fonction de profil limitée d'une façon plate, dans un ordre pair arbitraire.

CDU 537.311.322:621.382.08

Dr. Gottwald, P.—Dr. Ambrózy, A.:

Mesure de la distribution du dopage dans les couches minces épitaxiales de GaAs et Si

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

On décrit l'appareil de mesure de la distribution du dopage sans destruction, élaboré à l'Université Technique de Budapest. Le dispositif mesure la distribution du dopage aux transistors p-n (ou de Schottky), en fonction de la tension de la capacité des couches de transition que l'on fait apparaître sur un traceur X-Y. La distribution du dopage pouvant être représentée est définie par les inégalités: $N(w) \cdot W^3 / A \leq 4 \cdot 10^{21} \text{ cm}^{-3} \mu\text{m}^3/\text{cm}^2$. La section de transition la plus petite pouvant être testée est de 10^{-4} cm^2 , mais son multiple par 1000 peut aussi être mesuré. Les pertes variables pendant la mesure sont compensées par le dispositif automatiquement.

CDU 621.373.018.72.001.24

Vannai, N.—Pap, L.:

Oscillateur sinusoidal en RC á distorsion ultrafaible

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N° 11—12.

Après une brève revue de la littérature, l'article décrit une nouvelle solution de circuit pour la production des signaux sinusoidaux à faible distorsion dans le domaine des fréquences situé en-dessous de 100 kHz. Après les calculs effectués sur le modèle théorique idéal, on fait connaître l'essai théorique d'un système réalisable dans la pratique. On présente les solutions des circuits du système réalisé, ensemble avec les résultats des mesures.

CDU 621.372.54:621.3.011.733

Simon, Gy.:

Synthèse des filtres actifs à amplificateur opérationnel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N°. 11—12.

Le traitement des membres de filtrage en RC actifs d'un amplificateur opérationnel se fait par l'introduction des fonctions partielles de couplage en amont et de réaction contrôlant l'entrée non inverseuse. On peut tester les conditions et les possibilités d'une transformation complémentaire unifiée, les effets du couplage en avant et de la réaction additionnelle, enfin l'équivalence nonlinéaire des filtres. La conception des nouveaux filtres elliptiques représente la nouvelle méthode.

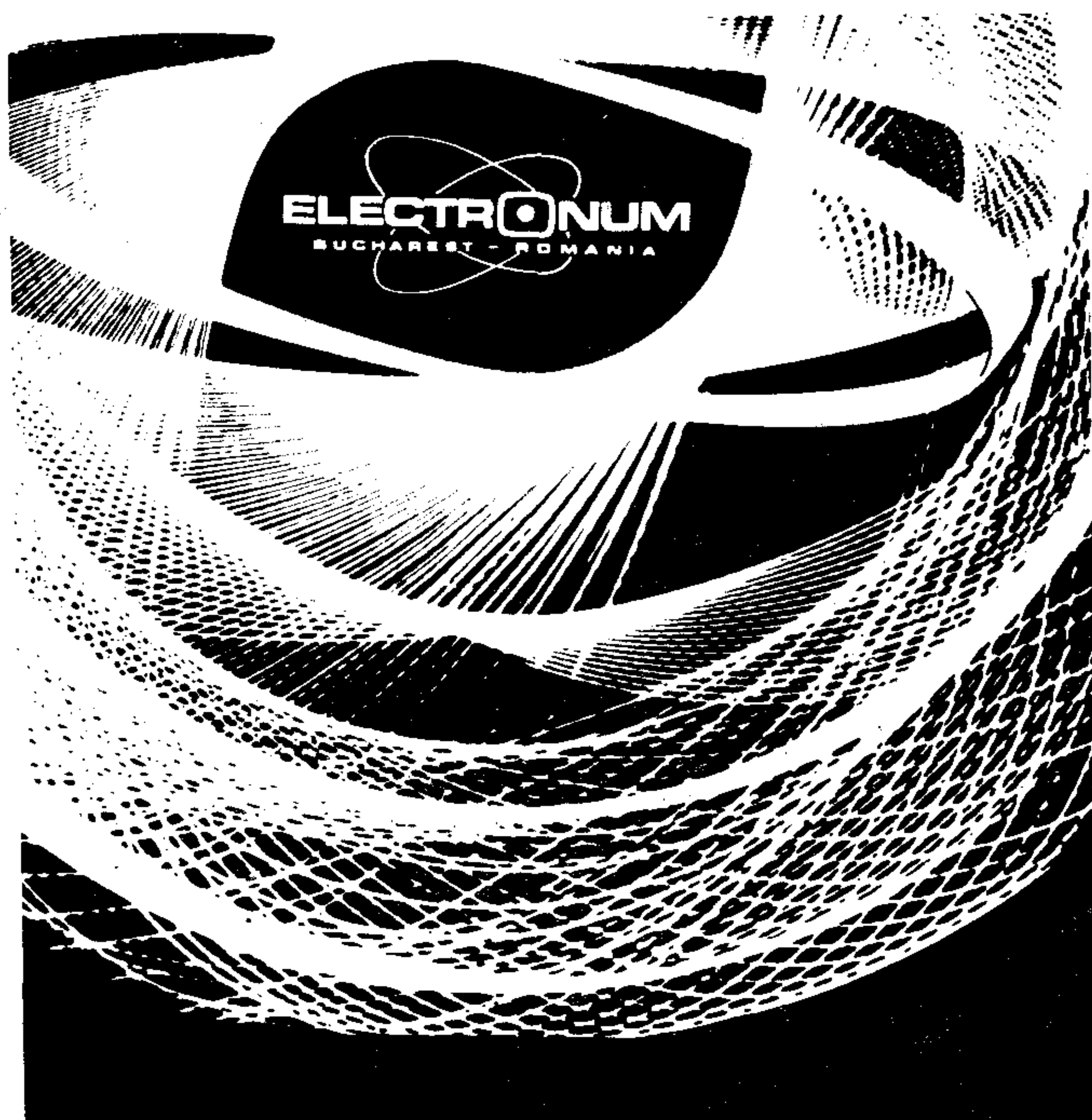
CDU 534.78:681.3

Dr. Gordos, G.:

Nouveaux résultats dans le traitement de la parole par ordinateur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXX. (1979) N°. 11—12.

La première partie de l'article donne une vue générale — sous certains nouveaux aspects — de la situation actuelle du traitement de la parole par ordinateur, et elle décrit une variante d'un système d'accentuation acoustique réalisé sur un ensemble d'ordinateur et de microprocesseur. La seconde partie de l'article fait connaître les nouveaux résultats visant à la détermination par traitement sur ordinateur zygozité jumelée (jumeaux à un ou deux ovules), tout en faisant ressortir la classification basée sur la comparaison de la hauteur du son (et son temps). Le but direct de ces essais est d'offrir une aide à la détermination des caractères héréditaires de certaines maladies.



Győződjék meg termékeink minőségéről!

Az ELECTRONUM villamos, elektrotechnikai és automatizálási berendezések és termékek teljes körét ajánlja:

- közepes és kis teljesítményű számítógépek
- számítógépek ipari folyamatok ellenőrzésére
- periférikus berendezések számítógépekhez
- integrált áramkörű számlázó és könyvelőgépek
- fekete-fehér álló- és hordozható televíziókészülékek
- 44, 47, 51, 59, 61 és 65 cm méretű képcsövek
- rádióvevő készülékek, mechanikus vagy villamos órával
- passzív és aktív elektronikus alkatrészek
- ferritek
- kapcsolók
- elektronikus és villamos mérőkészülékek
- rádiótelefonok
- telefonkészülékek
- PENTACROSS telefonközpontok
- villamos berendezési szerelvények
- kisfeszültségű villamos szerelvények
- automatizálási alkatrészek és berendezések
- kutatás és vizsgálatok ipari folyamatok automatizálása terén
- fényforrások

Műszaki és kereskedelmi felvilágosítást ad:



Export—Import
Külkereskedelmi Szakvállalat
72326 Bukarest, Románia
8, Bld. Dimitrie Pompei
Pf. 105
Tel.: 88-33-05
Telex: 11547; 11584

Az összevont szám ára: 24,— Ft