



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXIX. évfolyam

1988

9

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXIX. évfolyam 1988. 9. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXIV. évfolyam 1988. 9. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

VI. évfolyam 1988. 9. szám

Felelős szerkesztő:
DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke:
HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:
ANGYAL LÁSZLÓ
MÉREY IMRÉNÉ
SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐBIZOTTSÁG

HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné
dr. Flesch István
Forintos György
Gál Ferenc
dr. Prónay Gábor

BHG

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

MEV

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

ORION

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

REMIX

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

TKI

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

TERTA

Rovatvezető: Szalay Tibor
Keller János, Márik Zoltán, Porpáczy Elemér,
Schnürmacher Tamás, Török László,
Veress Péter

*

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

ROVATOK

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

ROVATGAZDÁK ROVATTÁRSÁK

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

TARTALOM

DR. TÓTH TIBOR: Az elektronizálás helyzete és fejlesztési feladatai az agrártermelésben	385
NÉMETH GÉZA: Köötött szótárú beszéd szintetizátor távbeszélőhálózat-hoz illesztett közszükségleti alkalmazása.....	388
SUB konferencia	392
Egyesületi hír	392
DR. PÁVÓ IMRE: Nullátor-norátor páros hálózatok megoldhatóságáról	393
FARKAS GÉZA: AM—96.5D-digitális adatátviteli multiplexer 64 Kbit/s sebességű csatornához	403
ALMÁDI JÁNOS: Rendszerek megbízhatósági tervezése elektronikai alkatrészek megbízhatósági modelljeinek felhasználásával.....	407
A folyamatirányítás és az automatizált berendezések intelligens mérő-eszközeinek fejlődése és távlati fejlesztési irányai (dr. Fock. K.—dr. Laczházi Gy.—Kiss. B.)	409
Beszámoló a VDI/VDE (NSZK) „Érzékelők technológiája és alkalmazása” szemináriumról (Pásztor K.)	410
Siemens látogatás a Távközlési Kutató Intézetben (dr. Sárkány T.)....	410
TAKÁCS LAJOS: Műhold vevő fm-egysége	411
DR. OLÁH FERENC: Új eljárások az esőintenzitások eloszlásának vizsgálatára	417
KONTAKTA Mikromax hálózati kapcsolóüzemű tápegység család.....	422
Szemle	424
S. A. BIN THABET: PCM—ADPCM átkódolók.....	425
Tartalmi összefoglalások.....	430

Az elektronizálás helyzete és fejlesztési feladatai az agrártermelésben

DR. TÓTH TIBOR

Mezőgazdasági Ügyvitelszervezési és Számítástechnikai K. V.



ÖSSZEFOGLALÁS

A szerző összefoglalja a magyar mezőgazdaságban alkalmazott számítástechnika és elektronizálás fejlődésének fontosabb szakaszait, a jelenlegi helyzetet és meghatározza a felhasználás várható irányát. Kiemeli, hogy elsősorban a vállalati igényekhez a magyar viszonyok között jobban alkalmazkodó lokális hálózatok szerepe az elkövetkező időszakban meghatározóvá válik, utal ezek alkalmazására, vállalati előnyeire (pl.: könnyű áttekinthetőség, viszonylagos költségmegtakarítás). Ugyanakkor felveti e rendszerekben rejlő korlátozó tényezőket és utal a felhasználás szűk keresztmetszetére is. Közgazdasági összefüggésekben világít rá a hasznosítás előnyire, elsősorban a technológiai folyamatokban (pl.: állattenyésztés, kertészeti technológiák és kereskedelmi rendszerek területén). A számítástechnika és mikroelektronika mezőgazdasági elterjedését vizsgálja a fogadókészség és az üzemi tényezők viszonylatában is. E megállapításait gyakorlati példákkal támasztja alá.

A számítástechnika és az elektronika ma már kétségtelenül befolyásolja a termelés folyamatát és mindennapi életünket is. A tervezés, a beszerzés és készletezés a munkafolyamatok irányítása és ellenőrzése nemcsak az iparban, de a mezőgazdasági technológiákban is igényli a megalapozott döntést; hol, mit, hogyan, mennyiért — milyen felhasználó és fogyasztó részére — mikorra kell előállítani, termelni. Gondoljunk a nagyobb arányú ipari anyagot és eszközöket igénylő baromfitelepeinkre, vagy az igen drága beruházással létrehozott energiaigényes üvegházakra, kertészeti hajtásra.

A meglévő termelő kapacitásaink kihasználása sok tényezőtől függ. Műszaki állapotoktól, a technológiát mozgó szakemberek felkészültségétől, pontos piaci információktól és a termelést körülvevő infrastruktúrától is. Mindezt hagyományos módszerekkel versenyképesen megtervezni, illetve a termelést irányítani, egyes keresettebb termékcsoporthoz időben odafigyelni, megfeszített munkát és nagy figyelmet igényel. A jól szervezett kollektív vezetés idejét is ma még nagy százalékban terheli az a rutinszerű adatgyűjtés és -feldolgozás, az ellenőrzés és elemzés, amit ma már egyszerű és olcsó számítógéppel kiválthatunk. A fizikailag fárasztó, monoton gyakorisággal ismétlődő munkák (pl. takarménykeverés és -adagolás, a hőmérséklet szabályozása, öntözés) szintén kiválthatók az ember által készített megbízható automatákkal.

Beérkezett: 1987. X. 11. (H)

DR. TÓTH TIBOR

Tóth Tibor 1966-ban végzett a Gödöllői Agrártudományi Egyetem Mezőgazdaságtudományi Karán, majd a kerecsendi Aranykalász MgT Sz-ben főagronómusként, később a Mezőgazdasági és Élelmezésügyi Minisztériumban az iparszerű termelési rendszerekkel foglalkozva osztályvezetőként dolgozott. Hat éven keresztül a Mezőgazdasági és Élelmezésügyi Minisztérium Államtitkárságának vezetője volt. Jelenleg 1982 óta a Mezőgazdasági Ügyvitelszervezési és Számítástechnikai Közös Vállalat igazgatója.

1971-ben mérnök-közgazdász diplomát szerzett, 1975-ben fejezte be a Politikai Főiskolát. 1976-ban védte meg mezőgazdaságtudományi doktori címét, majd 1980-ban a közgazdaságtudományok kandidátusa lett. 1981 óta címzetes főiskolai

tanár, rendszeresen tart előadásokat a Gödöllői Agrártudományi Egyetemen, a MÉM Mérnök-és Vezetőtovábbképző Intézetében, valamint külföldön is. Jelentős szakírói tevékenységgel rendelkezik, eddig 16 szakkönyvnek volt szerzője, illetve társszerzője, valamint mintegy 90 cikke jelent meg itthon és külföldi szaklapokban egyaránt.

Vezetése alatt a Mezőgazdasági Ügyvitelszervezési és Számítástechnikai Közös Vállalat árbevételét és nyereségét többszörözte, jelentős fejlesztési eredményeket ért el a mezőgazdasági szoftverek kidolgozásában és adaptálásában. Jól példázza a MŰSZI dinamikus fejlődését az is, hogy jelentős üzleti kapcsolatokra tett szert (szoftverszállítás a szovjet mezőgazdasági és kereskedelmi piacra, illetve Csehszlovákiába és Ausztria felé).

Az előzmények

A mezőgazdaságban bekövetkezett nagyarányú koncentráció, illetve a termelőerők gyorsütemű fejlődése többek között olyan belső ellentmondásokat hozott felszínre, melyek szerint a már meglévő korszerű biológiai, technikai és szervezési elemek optimális felhasználása elsősorban a belső információs rendszer alacsony színvonala, részleges hiánya, vagy aránytalansága, illetve esetenként szolgáltatásaiban jelentkező időbeni késése következtében nem volt megoldható.

A korszerű technológia és a viszonylag magas hozamok, valamint naprakész információ hiánya először az indokoltnál magasabb ráfordításokban és költségekben jelentkezett (pl. a drága tej- és hústermelés, a csak dotációval exportképes zöldségtermelés), majd egyre inkább a hatékonyabb termelésszervezés gátjává is vált.

Ezt felismerve a mezőgazdasági vállalatok (termelőszövetkezetek és állami gazdaságok) az 1970-es évek első felétől jelentős hangsúlyt helyeztek belső információs rendszerük és szervezetük

korszerűsítésére. Ebben az időszakban került ki a termelésbe több mint 3000 db Ascota az NDK-ban, illetve közel 800 db Félix típusú könyvelőautomata amely már lehetővé tette a ráfordítások és azok pénzürtékének a költségeknek ágazatonkénti gyűjtését, illetve megteremtette a feltételeit a rendszeres havi főkönyvi kivonat elkészítésének és a szakvezetés információs igényét is — ha késve is — de jó szervezés mellett kielégítette.

Nagyobb és a termelésben élenjáró vállalatok jelentős költségvetési támogatással vállalati számítóközpontok telepítését kezdték meg (pl. Bábolnai Kombinát, Agárdi Kombinát, Békés megyei Agráripari Egyesülés) és a megyei Számítástechnikai és Ügyvitelszervezési Vállalatok (SZÜV) központjai jelentős eredményeket értek el elsősorban a saját, illetve a körzetükbe tartozó szövetkezetek készlet- és állóeszközgazdálkodásának számítógépes feldolgozásában.

Az említett két fejlesztési irány azonban nem elégítette ki a megnövekedett vállalati igényeket. A könyvelőautomaták kapacitása kicsi, ezért egy átlagos szövetkezetben, állami gazdaságban 10—12 db-ot is be kellett állítani. Mindez jelentős költséget és nagy számú betanított dolgozót igényelt és tulajdonképpen a felhasználás lehetősége, illetve a beruházás szolgáltatása megmaradt az ügyvitel és a könyvelés területén. Ráadásul ezeknek a gépeknek a gyártása befejeződött, újak beszerzésére lehetőség nincs, a szervizellátás évek óta akad. A számítóközpontok nagy beruházási igényük ellenére szintén nem a vállalati szintű számítástechnikai szolgáltatás feltételeit teremtették meg. A gép magas költsége mellett jelentős, ugyanakkor nagyszámú, speciálisan képzett személyzet üzemeltetésével a nem a napi igényeknek megfelelő vagy a vállalati szakember számára személyes hozzáférési lehetőséget teremtette meg, hanem a számítástechnikát, mint tevékenységet és munkahelyet elzárta a közvetlen felhasználatól.

A mai helyzet és a fejlesztés irányai

Mindezek után felvetődik a kérdés: mi a megoldás? A megoldást, mint már annyiszor, az üzemi igények, a gyakorlati szakemberek találták meg. 1986. évben már több mint 2000 különféle számítógép dolgozott a mezőgazdaságban. A mezőgazdasági piacon található — mintegy 20 szervező vállalat tevékenységéből a Mezőgazdasági Ügyvitelszervezési és Számítástechnikai Közös Vállalat (MÜSZI) és a SALDO mintegy 80 %-ot teljesít. Az ágazatban több mint 30 féle személyi és mikro-számítógép, valamint közel 300 féle (többnyire egymást átfedő) program hasznosul.

Ma nagyobb a fizetőképes kereslet, mint ami a géppel, programmal, szervizzel és betanítással lefedhető.

Az ágazaton belül — mai ismereteink szerint — a számítástechnika fejlődésében 4 jól elkülöníthető szakasz különböztethető meg:

A fejlődés első szakasza a számítástechnika nagyobb számú megjelenésének időszakától (1978).

napjainkig tehető. Itt elsősorban az adatfeldolgozó rendszerek kifejlesztése és elterjesztése a jellemző. Tulajdonképpen időrendiségben az anyag- és készletgazdálkodási programok, statisztikai és nyilvántartási rendszerek, a könyvelést és a vállalati számvitelt támogató munkaügyi, bérigazdálkodási, állóeszköznyilvántartási, pénzügyi, vezetést informáló rendszerek, majd az ezekre épülő főkönyvi könyvelés programja került bevezetésre. Mindez rövidebb idő alatt, kevesebb élőmunka ráfordítással segítette az adminisztrációs gondok megoldásában, de közvetlen hatását a termelésben nem lehetett érezni.

A fejlődés első szakasza szinte meghatározott volt. Nemcsak az „egyszerűbb” ügyviteli programok készítése, de a pontos és időben rendelkezésre álló alapadatokat egyben feltételei is voltak minden további számítástechnikai fejlesztésnek. Emellett a legsürgetőbb vállalati feladatok megoldását segítették az első számítógépes programok.

A fejlődés második szakasza tulajdonképpen napjainkban bontakozik ki. A korábbi fejlesztői és felhasználói tapasztalatok hasznosításával, a meglévő alapadatok birtokában az üzemi igények, a termelési folyamatok optimalizálása, a költségek tervszerű csökkentése és a várható legnagyobb jövedelem meghatározását várták és várják a számítástechnikától.

A fejlesztés és hasznosítás eredménye már konkrét technológiai módosításokhoz és a jövedelmezőség javulásához vezetett. A szegedi Új Élet szövetkezet 8 ha-os hajtatóházában az elektronikai vezérlés bevezetése 12 %-kal csökkentette a fajlagos energiafelhasználást. A számítógép által vezérelt hőmérséklet, öntözés és szellőztetés kiküszöbölte az emberi pontatlanságból adódó fertőzéseket, ezáltal kevesebb növényvédőszer felhasználással növelte a megtermelt paradicsom, uborka mennyisége és javult minősége is. Mindezt a foglalkoztatottak 16 %-os csökkentésével érték el. Hasonló tapasztalatok jelentkeztek az állattenyésztésben, ahol a baromfitenyésztésnél 17 %-os, a sertéstermelésnél 9 %-os energiamegtakarítást eredményeztek a bevezetett technológiai változtatások.

A Gödöllői Agrártudományi Egyetem Tan gazdaságában a tehenészeti telepen bevezetett automatizálás lehetővé tette a tehének termelés szerinti egyedi takarmányozását, 14 % import fehérje és 28 %-nál kisebb élőmunka ráfordítás mellett.

A sok termelési tényezőtől adódó optimális program elkészítését is rá lehet már bízni a gépre. Amíg a gép dolgozik, addig a szakembernek több ideje marad a munkafolyamatok előkészítésére, ellenőrzésére, vagy az értékesítés szervezésére. Mindez optimális vetésszerkezet kialakításában, hatékonyan érvényesülő műtrágya-adagolásban és több borjuszaporulatban jut érvényre.

A fejlődés elsősorban a felhasználói kereslet következtében gyors ütemben teszi lehetővé a számítógép és programjai szélesebb körű felhasználását is. Megítélésünk szerint *a fejlődés harmadik szakasza* együtt van jelen a második

szakaszban említett programok felhasználásának általánossá válásával. Mindez a termelés irányítását segítő (és nem helyettesítő és az irányítást átvevő) programok kidolgozása és adaptálásának megkezdése jelenti. Emellett azonban az üzemi öntözést szabályozó, vagy a szarvasmarhatelepek irányítását és információs rendszerét magába foglaló, a MŰSZI által kifejlesztett program, illetve a takarmánykeverést nemcsak optimalizáló, hanem a folyamatot szabályozó (GABONA TRÖSZT) programokról kell említést tenni.

A helyesen megválasztott számítógép nemcsak a szükséges információkat nyújtja szolgáltatásként, hanem megfelelő automatika és program közvetítésével a teljes termelési folyamat vezérlését és ellenőrzését is ellátja (pl. Nyíregyházi Konzervgyár).

A várható előnyök ellenére is ma még sok a probléma, mivel a kapcsolódó automatika ma még többnyire importból szerezhető be, illetve a felvásárlási árakhoz viszonyítva igen drága (pl. egy 800 férőhelyes tehenészet komplex számítástechnikai irányítása közel 3—4 millió Ft-ba kerül). Bizony sok tejet kell ezért a beruházásért termelni, hogy megtérüljön. Egy adott termelési szint felett 6—7000 liter/tehen laktációs hozam mellett azonban bevezetése jelentős megtakarítást eredményezhet. A takarmányadagolás automatizálása esetén országosan 9—10 %-os takarmánytömeg megtakarítása mellett, 6—8 %-os fajlagos fehérjemegtakarítás várható.

A fejlődés negyedik szakasza már látszik, de mint azt a kormányprogram is jelzi, még sokat kell tenni a gyártó, fejlesztő és az alkalmazói szinten is. Itt tulajdonképpen a teljes vállalati információs rendszer kialakításáról van szó. Jelentős infrastrukturális hátrányaik miatt (pl. telex-, telefonvonalak) és felkészültségünkben adódóan is úgy ítéljük meg, hogy ma még erre szervező vállalat csak részben vállalkozhat. Mivel a vállalati információs rendszer (a mezőgazdaságban is) elemekből épül fel, ma már a teljes körű vállalati igények 65—70 %-a kielégíthető. Ilyen fejlesztés folyik a Vetőmagtermeltető és Értékesítő Vállalatnál, ahol nem kisebb a feladat, mint 16 vidéki központ és telephely kapcsolatát kell megteremteni a budapesti központtal. Az ilyen fejlesztés nagy munkát, jelentős költséget és több éves együttműködést igényel a szervező és a partner között.

A fejlesztés feltételei közül az ember a meghatározó

A felhasználók növekvő érdeklődését ma már egyre jobban kielégíti a hazai gyártásból, illetve

az importból származó különböző típusú gépek és eszközök választéka. A vállalatok igényeit technikai oldalról ma már akkor is ki tudja a kereskedelem és szervezők köre elégíteni, ha a gépek és szolgáltatások egyre csökkenő árát még magasnak is tartják.

Az alkalmazás és a hasznosítás igazi feltétele ma már nem műszaki, nem piaci (beleértve az árakat is), hanem a fogadókészség, azaz a felhasználók felkészültsége.

Az elmúlt tervidőszakban általános tapasztalat volt, hogy a felhasználók kezdeti lelkesedése után, az adaptálás során érezhető ellenállásba ütközött a korszerű elektronika bevezetése. Ez adódott az újtól való félelemből, az átmeneti értékek ütközéséből. Ott, ahol a számítástechnikai bevezetését jól készítették elő, ahol az automatika bevezetése nem veszélyeztette a dolgozók foglalkoztatását, ott, ahol az egyéni érdekeltséget sikerült részévé tenni a közösségi célok elérésének, ott ez az időszak igen lerövidült és a kezdeti idegenkedést felváltotta a sok munka, amely bizony jelentős új ismeretek és készségek elsajátítását is megkívánta.

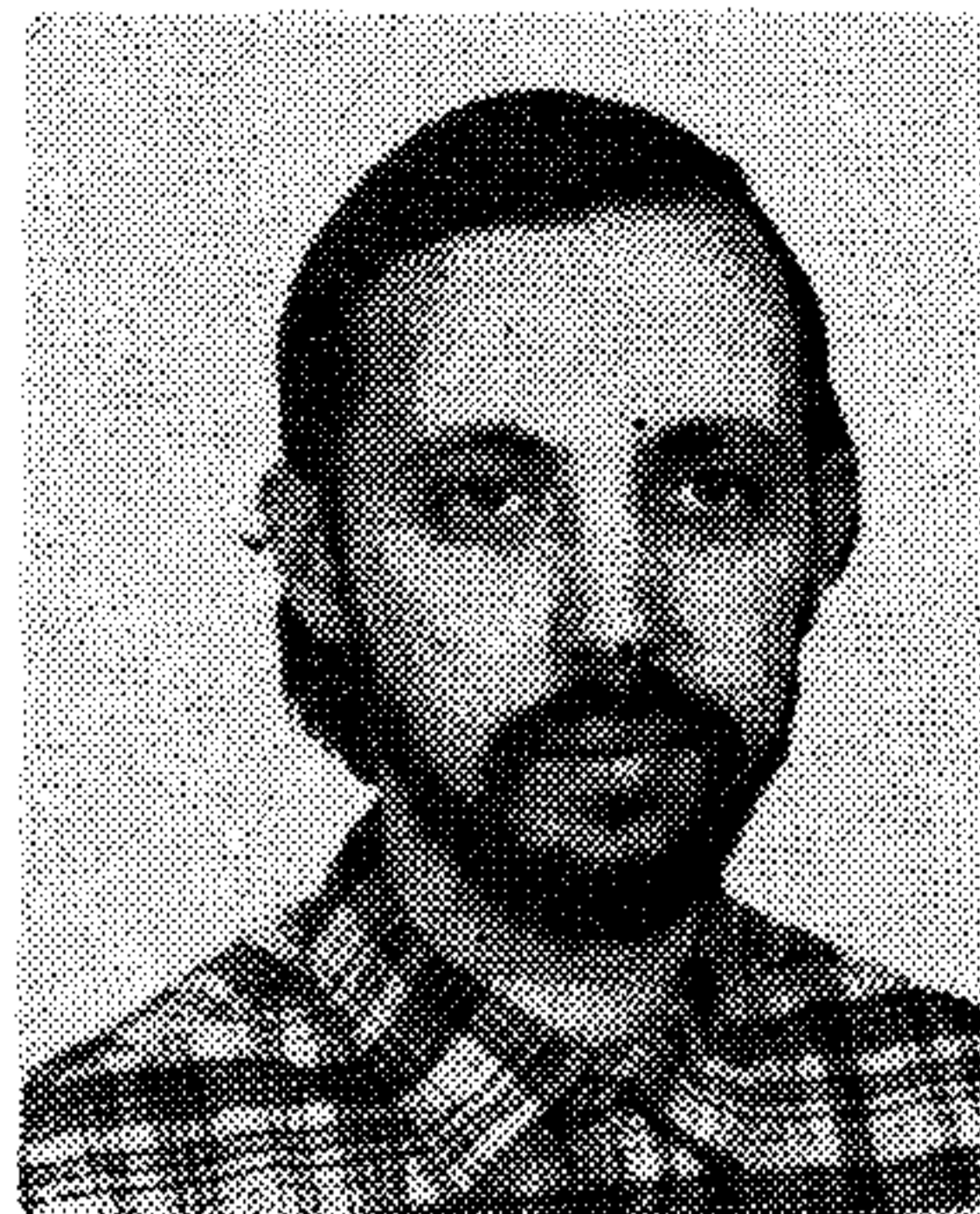
A korszerű elektronika bevezetése természetesen nemcsak a számítógépet közvetlenül kezelő, illetve szolgáltatásait hasznosító dolgozók és vezetők tevékenységét, munkavégzési módját és szemléletét változtatta meg, hanem hatást gyakorolt szövetkezetek, vállalatok belső irányítási rendjére, az információáramlásra és a gép által igényelt pontos munka javította a bizonylati fegyelmet, a munka szervezettségét. Mindez közvetett úton a versenyképes termelés, a hatékonyságnövelés forrásává válhat.

Szövetkezeti vezetők elmondják, hogy a tagok és dolgozók naprakész informálása erősítette a tulajdonosi szemléletet, nagyobb, érdemibb felkészülést és beleszólást biztosított a gazdasági döntésekbe is. Szakemberek véleménye szerint a monoton ismétlődő munkák elektronikával történő kiváltása több időt biztosít a technika által felvázolt változatok értékelésére, gondolkodásra, a munkafolyamatok ellenőrzésére, végső soron az emberekkel való közvetlen találkozásra, kapcsolattartásra.

A szabályozórendszer folyamatos változása is a korszerű elektronika elterjedését segítette és várhatóan segíti. A felelősség jelentős, hiszen a jövő szakmai feladataira már ma fel kell készülni, és nem mindegy, hogy milyen színvonalon, mikorra válik általánossá a kormányprogramban is megfogalmazott „az élet minden területén elterjesztett és hasznosított” elektronizálási folyamat.

Kötött szótárú beszédszintetizátor távbeszélő-hálózatához illesztett közszükségleti alkalmazása

NÉMETH GÉZA
BME HEI (BEAG)*



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikkben ismertetett készülék a beszédszintézis három lehetséges felhasználói alkalmazását valósítja meg. A Z-80 mikroprocesszorral vezérelt készülék — a Philips MEA 8000 szintetizátorára alapozott magyar fejlesztésű MINIVOX beszédszintetizáló rendszer segítségével — riasztójelek telefonvezetéken való automatikus átvitelére, telefonválaszadásra és hívásfelépítésre használható.

Bevezetés

Napjainkban zajlik az a folyamat, melynek során az automatikus beszédfeldolgozás több területe a laboratóriumokból kikerülve a mindennapi élet részévé válik [10]. Az egyre kisebb bitsebességet elérő digitális beszédátvitelen kívül az ún. beszélő perifériák a legismertebbek. Ma már a komolyabb személyi számítógépekhez kb. 140 dollártól kezdődő áron jó minőségű beszédet előállító egységek kaphatók. Az ágazat fejlődését jól tükrözik a következő adatok [1]: a beszédfeldolgozás területén az USA piaci forgalma 1982-ben mintegy 25 millió dollárt tett ki, ami a BEAG azévi teljes termelése kétszeresének felel meg, de az előrejelzések szerint ez az összeg 1987-re megközelítően 800 millió dollárra nő. Ez már több, mint 1982-ben a Philips vagy a Control Data adatfeldolgozó berendezésekből származó bevétele a nyugat-európai piacon [2].

A beszédfeldolgozás következő területeit különböztetjük meg [3, 4, 10]:

- digitális beszédátvitel: kis adatsebesség, titkosítás.
- beszédszintézis rendszerek: digitális vezérlésű eszköz emberi hangon ad információt. A máig piacra került gyártmányok többsége ide tartozik. Pl.: Speak and Spell, tolmácgép stb.
- beszélő igazoló és azonosító rendszerek: egy személy az-e, akinek állítja magát ill. több lehetséges beszélő közül ki beszél.
- beszédfelismerő rendszerek: üzenet akusztikus alakról írott alakra hozása.
- testi fogyatékosok segítése: pl. vakok olvasni süketek beszélni tanítása.

* A szerző a BEAG alkalmazottjaként a BME HEI-n nappali szakmérnöki tanulmányokat folytatott. Jelen munkája ott készült.

Beérkezett: 1987. XI. 18. (H)

DR. NÉMETH GÉZA

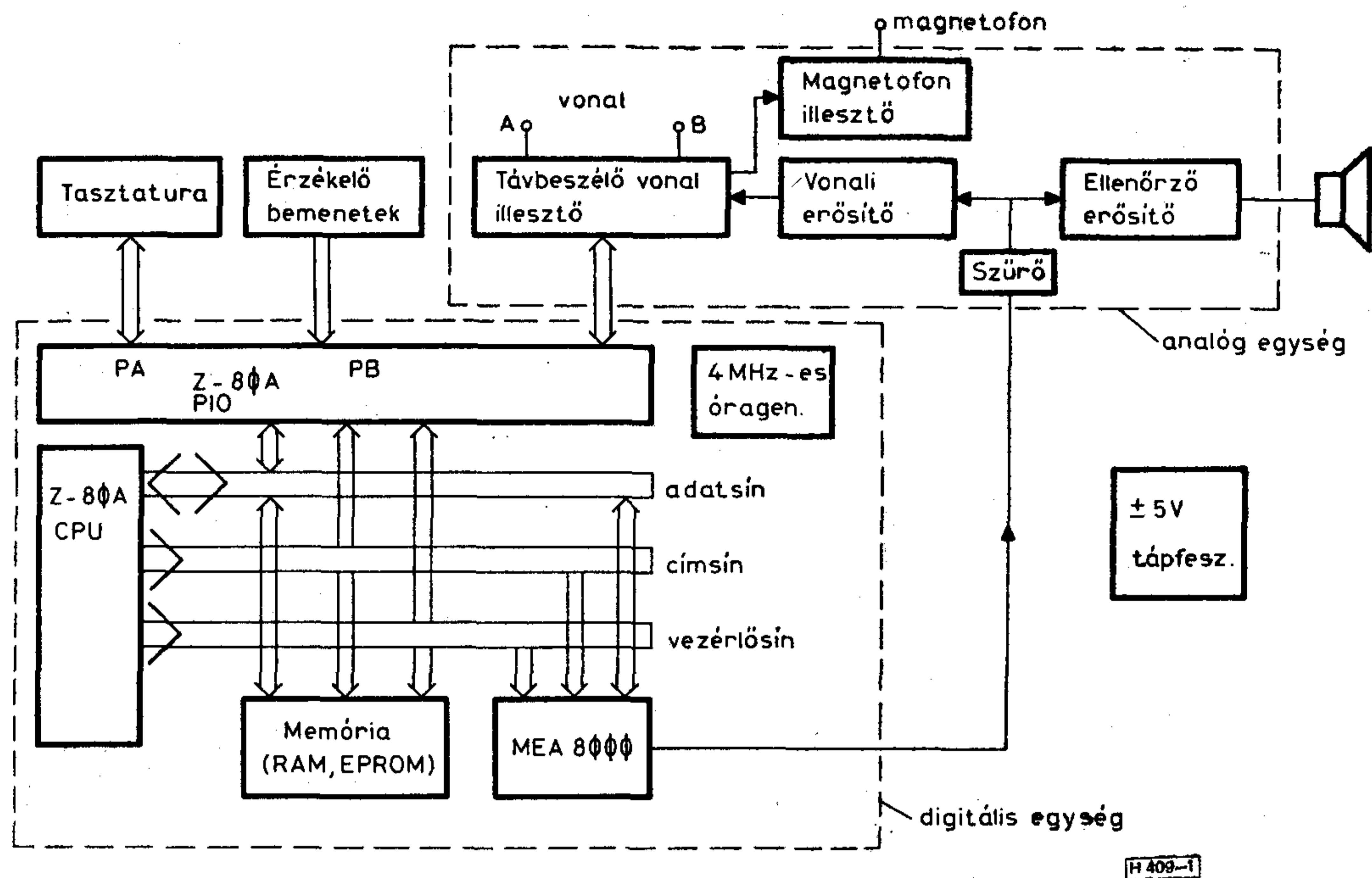
Dr. Németh Géza 1983-ban végzett a BME Villamosmérnöki Karának Híradástechnikai Szakán. Diplomaterve a HTE 1983-as pályázatán

I. díjat nyert. 1985-ben szakmérnöki diplomát, 1986-ban egyetemi doktori fokozatot szerzett. Szakmai érdeklődési területe a digitális beszédfeldolgozás és alkalmazásai.

A fentiekben már említettük a beszédszintézis rendszerek jelentőségét. A közeljövőben még szélesebbkörű alkalmazásuk várható. A piacért folyó versenyben több nagy IC-gyártó cég fejlesztette ki saját egychipes beszédprocesszorát. A Philips ilyen eszköze, a MEA 8000-es beszédszintetizátor 1982 tavaszán jelent meg a világpiacon.

A BME HEI Átvitel- és Rendszertechika Osztályán dolgozták ki a MINIVOX fantázianevű programrendszert, ami képes a MEA 8000-et magyar nyelven megszólaltató adatok meghatározására [5]. Mivel ezzel az áramkörrel igen nagy adattömörítés érhető el (1 másodperc beszédhez kb. 1 kbit adat szükséges a 8 kHz-es PCM átvitel 64 kbit/s-os adatsebességével szemben), ez lehetővé teszi az eddig alkalmazott magnetofonok kiváltását azokban az esetekben, ahol perces nagyságrendű fix szókincre van szükség. A továbbiakban ismertetésre kerülő Voxalarm fantázianevű berendezés ezt automatikus riasztóként, üzenetrögzítőként és telefonhívóként képes megvalósítani. Az eszköz a következő funkciókat tudja ellátni:

- a valamelyik riasztó bemenetére érkező indító jel hatására automatikusan felhív egy előre beprogramozott telefonszámot, és ha a hívott felvette a kagylót, többször megismételve bemond egy szintén előre beprogramozott üzenetet. pl.: a bemenetre tűzérzékelőt csatlakoztatva, ha az jelez, felhívja a 05-ös számon a tűzoltókat és kétszer bemondja (például:) „A kettőszázegy számú automatikus riasztó beszél. A XI. kerület Fehérvári út ötvenkettes számú épületben a tűzérzékelő jelez”.
- utasítható, hogy ha az adott számra hívás jön, zárja a vonalat, mondjon be egy, a tasztatúráról előre megadott üzenetet, majd indítsa el a hozzá csatlakoztatott magnetofont. Bizonyos idő eltelté után a berendezés figyelmeztető jelzést küld, majd leállítja a magnetofont és megszakítja a vonalat.



1. ábra. Teljes rendszerterv

— a tasztatúráról megadható egy felhívandó telefonszám és egy bemondandó üzenet. A Voxalarm automatikusan felhívja az adott számot, és ha a hívott jelentkezik, bemondja az üzenetet.

A berendezés felépítése

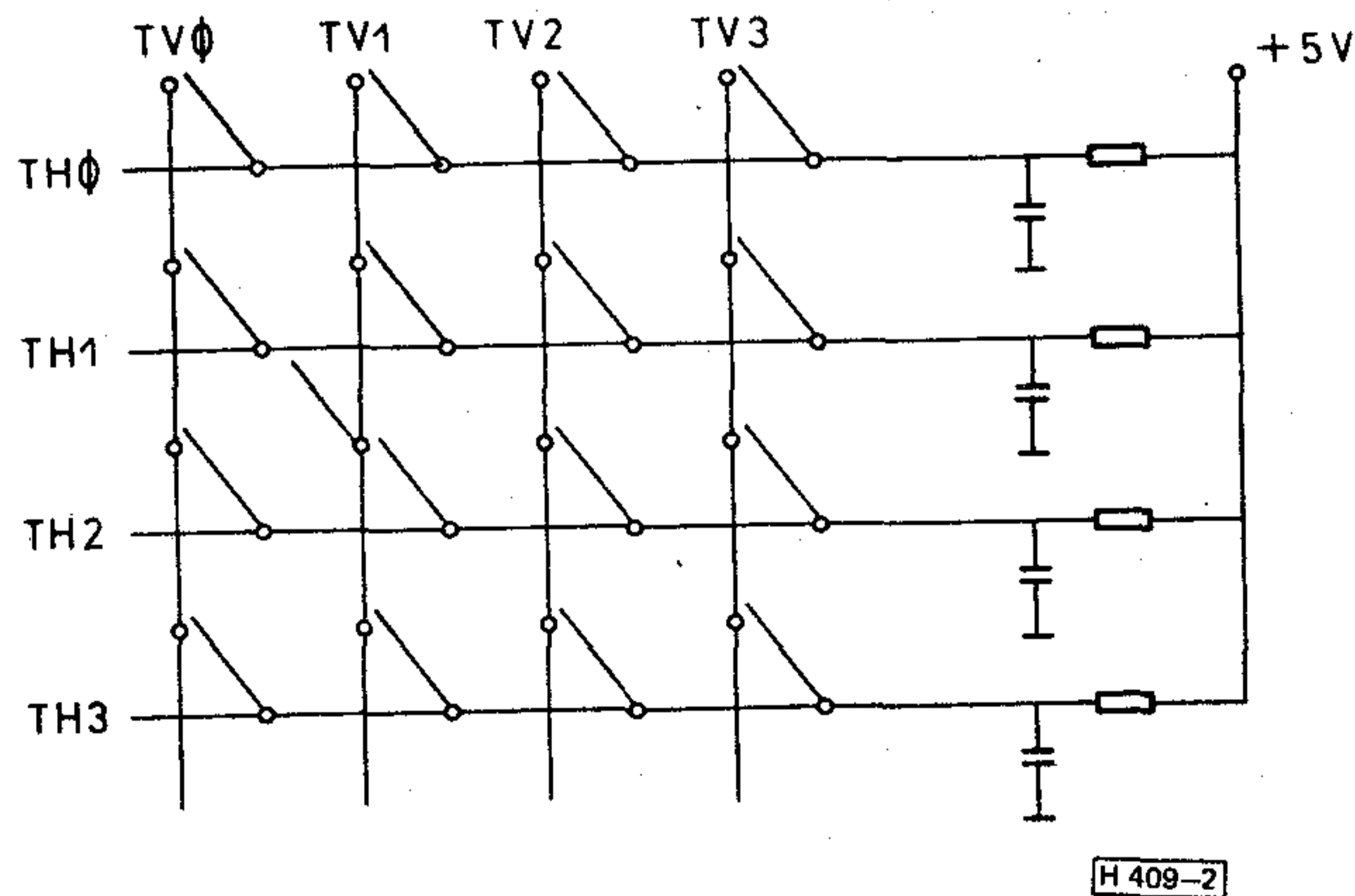
A Voxalarm rendszerterve az 1. ábrán látható. A funkcionálisan összetartozó, szaggatott vonallal körülvett egységek egy nyomtatott áramkörti kártyán helyezkednek el.

A digitális egység egy minimálkiépítésű mikro-gép. Mindössze egy Z-80 központi egységet és PIO-t, 1 kbyte RAM és 12 kbyte EPROM memóriát, valamint a beszéd-szintetizátort tartalmazza. Az EPROM-ban 8 kbyte-ot foglal el a kb. 70 másodpercnyi alapszókincs, a fennmaradó 4 kbyte-ban a program és az alapszókincs elemeinek összefűzésére szolgáló kifejezéstáblázat helyezkedik el. A RAM-ban a tasztatúráról beírt adatok, a program változói és a stack található. A beszéd-szintézer teljesen digitálisan vezérelhető, így a központi egység egyszerűen memóriaként kezelheti. A MEA 8000 4 MHz frekvenciájú órajelet igényel és mivel egyik kimenetén megjelenik annak hárommal leosztott változata, ez a jel lassú processzorok órajeleként szolgálhat.

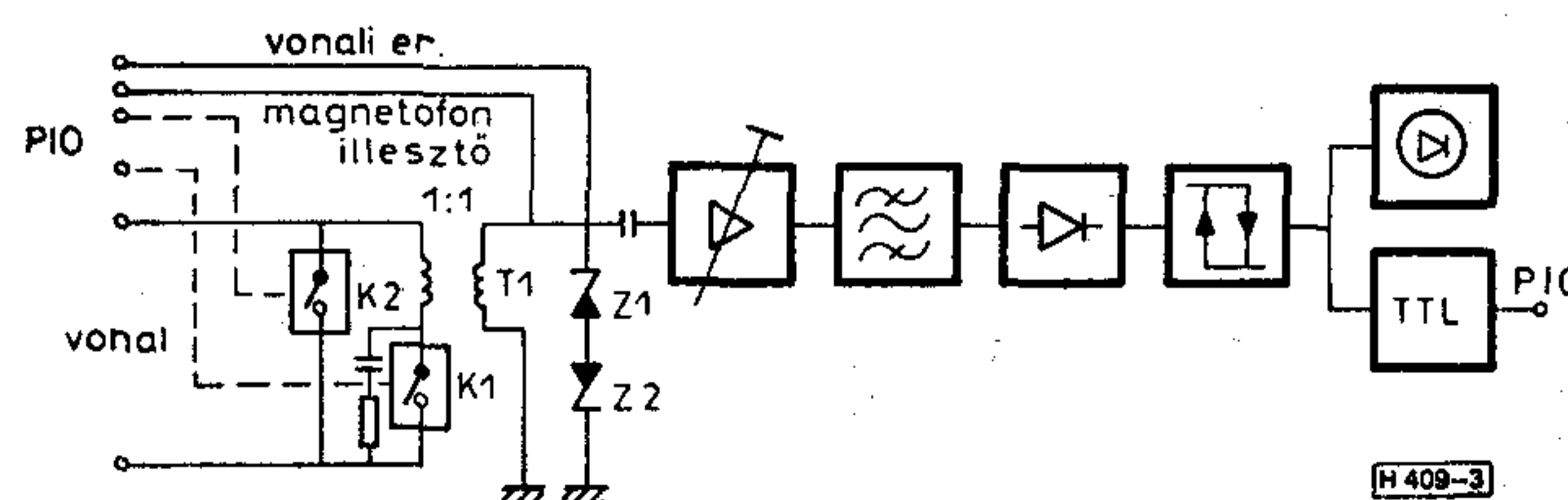
A CPU a PIO egyik portján keresztül kezeli a tasztatúrát, a másik port segítségével pedig az érzékelő bemenetek leolvasását valamint az automatikus telefonhívás és üzenetrögzítés vezérlését végzi. A tasztatúra elvi kapcsolása a 2. ábrán látható [6]. A 4×4-es mátrixelrendezésű 16 kapcsoló minden TH-jelű sora alapállapotban +5V feszültség szinten van. A TV-jelű oszlopokra egymás után alacsony szintet adva, és figyelve, hogy melyik sor kerül erre a szintre, megállapítható,

hogyan melyik kapcsolót nyomták le. A 16 kapcsoló közül 10 számjegymegadásra, 5 parancsmegadásra, egy pedig parancslezárássra szolgál.

Az analóg egység dolgozza fel a szintézer D/A átalakítójának kimenetén és a távbeszélő vonalon megjelenő jeleket. A MEA 8000 kimenő jele egy korrekciós szűrőre kerül, onnan pedig a visszahallgatásra szolgáló ellenőrző erősítő és a távbeszélő vonalra megfelelő szintű beszédjelet adó vonali erősítő bemenetére. A magnetofon illesztő a távbeszélő vonalon megjelenő jelből állít elő az üzenetrögzítéshez megfelelő szintű és impedanciájú kimeneti jelet. A távbeszélő vonal rendszerterve a 3. ábrán látható. A T1 1:1 át-



2. ábra. A tasztatúra elve



3. ábra. A távbeszélő vonal illesztő rendszerterve

tételű transzformátor a galvanikus leválasztást, a Z1 és Z2 zener-dióda a nagyfeszültségű zavarok elleni védelmet biztosítja. Az egyenáramú horuk zárását és bontását valamint a tárcsázást az eszköz a PIO-n keresztül vezérelt K1, K2 reed-relék segítségével végzi. A K1 reed-relével párhuzamos RC-tag az egyenáramú vonal zárása nélkül juttatja a leosztott csengető jelet a további egységek bemenetére. Ezeknek a feladata az, hogy a 200–500 Hz közti frekvenciájú, legalább –30 dBm szintű jel megjelenését a digitális egység számára jelezzék. Az erősítő fokozat erősítése $-\infty$ és +50 dB között állítható be. A szűrőt egy 200 Hz határfrekvenciájú max. lap., többszörös negatív visszacsatolású másodfokú aktív felüláteresztő és egy 500 Hz határfrekvenciájú elsőfokú aluláteresztő kaszkád kapcsolása valósítja meg. A szűrő kimeneti jele aktív csúcsegyenirányítóra, majd 1,9 V és 2,9 V billenési feszültségű hiszterézises komparátorra kerül. A komparátor kimenetének állapotát vizuálisan mutatja a LED-kijelző és a TTL-illesztő teszi a PIO számára leolvashatóvá. Az egyszerűen megvalósítható elrendezés kimenetét jelentő bitet figyelve a program határozza meg a vonal állapotát.

Természetesen a telefon megszületése óta számos megoldás született az automatikus hívás-megvalósítására. A fenti elrendezés nagy előnye, hogy az alkatrészigény jelentős csökkentése mellett képes a hívásfelépítést úgy megvalósítani, hogy hibát gyakorlatilag csak a központ helytelen működése okozhat.

A vezérlőprogram

A vezérlőprogram három részre bontható:

- a MEA 8000 vezérlése,
- automatikus hívás-megvalósítás és hívás-fogadás,
- az érzékelő bemenetek és a tasztatúra figyelése és kezelése.

A MEA 8000 vezérlése

A beszéd-szintetizátorokat kódolási alapelvek szerint a hullámforma- vagy a forráskódolók közé sorolhatjuk. Az előbbi esetben a tömörített adatokból az eredeti jelalakot kívánjuk minél nagyobb hűséggel visszaállítani, az utóbbiban pedig az agy számára az eredetivel azonos információt hordozó jel előállítását a cél [7]. A MEA 8000 a forráskódolású ún. formáns-szintetizerek közé tartozik, azaz a beszéd első néhány formánsát, a beszéd-spektrum burkolójának csúcsait állítja elő [8]. Három változtatható és egy állandó (3500 Hz) frekvenciájú formánst képez. Mindegyik sáv szélessége változtatható. Zöngés beszéd-részlet esetén az alaphang (pitch) értékét is meg kell adni. A szintetizátorban a jobb adattömörítés érdekében két eljárást alkalmaztak. Egyrészt az alaphangot csak a kimondandó üzenet elején kell megadni, a további beszédkereteknél a kevesebb bittel leírható alaphang-megváltozásra van szükség, másrészt egy keret hossza 8 és 64 ms között —

2 hatványainak szorzóival — változtatható, így változatlan vagy lineárisan változó jellemzők esetén ugyanaz az adat hosszabb beszéd-részletet határoz meg. Egy beszédkerethez négy byte adat tartozik. Ez a következő jellemzőket tartalmazza:

- három formánsfrekvencia,
- négy sáv szélesség,
- amplitúdó,
- a keret időtartama,
- az alaphang megváltozása.

A MEA 8000 belső interpoláció segítségével folytonos átmenetet biztosít két keret adatai között és az effektív mintavételi frekvenciát 64 kHz-re hozza, így egyszerű visszaállító szűrő alkalmazható. A szintetizátor a STOP parancs hatására kerül alaphang állapotba. Ebből kezdhető a szöveg kimondatása. A kezdeti alaphang megadása után az IC egy státuszbit 0-ról 1-re állításával jelzi, hogy kéri az első beszédkeretet jellemző 4 byte adatot. Ezután kb. 8 ms alatt felkészül az első keret kimondására. Az első keret kimondásának megkezdésekor megkéri a második keret adatait, annak kimondásakor pedig a harmadikét stb. Az utolsó keret elején már nem létező adatot kér, ekkor pl. csupa nullát adhatunk meg. Mikor ennek az „utolsó utáni” keretnek az elején újra adatot kér, akkor beírhatjuk a STOP parancsot.

Nevezzük szavaknak azokat a beszéd-részleteket, melyeknek kódjait EPROM-ba programoztuk! Természetesen ezek nem feltétlenül nyelvtani értelemben vett szavak, hanem olyan építőelemek, amikből értelmes üzenetek állíthatók össze. A szavak kombinációit hívjuk kifejezéseknek! Pl.: a „jó napot kíván”, „Szabó”, „Kovács”, „Tibor”, „János”, és a „beszéd-szintetizátor” szavakból „Szabó Tibor jó napot kíván”, „Kovács Tibor és Szabó János jó napot kíván” valamint „a beszéd-szintetizátor jó napot kíván” kifejezések egyaránt összeállíthatók.

Automatikus hívás-megvalósítás és hívás-fogadás

Helyi hívás esetén a következő vonali jelet kell megkülönböztetni [9]:

Tárcsázási (T) hang:

425 ± 25 Hz; ütemezés: folytonos
–10 ± 5 dBm

Foglaltsági hang:

425 ± 25 Hz; ütemezés: 312 ms ± 20 %
jel
312 ms ± 20 %
szünet

–10 ± 5 dBm

Csengetési visszhang:

425 ± 25 Hz; ütemezés: 1250 ms ± 10 %
jel
3750 ms ± 10 %
szünet

–10 ± 5 dBm

Csend: impulzusszerű zavarok, áthallás.

Egyetlen végződésen végzett nagyszámú tájékoztató jellegű mérésünk szerint a fenti névleges értékektől mind frekvenciában, mind szintben

jelentős eltérések találhatók. A jelalakok szintén nagyon változók. A hardver felépítésben ismeretett reedrelés vezérlés segítségével a tárcsa impulzusokkal szemben támasztott követelmények teljesíthetők. A pontos időzítést a kvarcvezérlésű órajel biztosítja. A hívásfelépítés folyamata a következő:

- egyenáramú hurok zárása,
- T-hang várása,
- tárcsázás,
- csengetési visszhang várás,
- csengetési visszhang megszűnés várás,
- üzenetbemondás,
- egyenáramú hurok bontása.

A program a fenti lépéseket végzi el egymás után. Először a K1 reed-relé segítségével zárja a hurkot. Ezután a fentebb felsorolt valamennyi vonali jel megjelenhet. Itt azonban csak arra van szükség, hogy a T-hangot nagy biztonsággal kiválasszuk ezek közül. A vonali jelzőbitet 200 ms-ként mintavételezve, ha egymás után 15-ször jel jelenlétét tapasztaljuk, azt T-hangnak tekintjük. Ha 30 másodpercig nem detektálunk T-hangot, bontjuk a hurkot, majd 0,8 s múlva újra zárjuk. Ha volt T-hang, a K2 reed-relé segítségével K1 nyitott állapotában beadjuk a tárcsaimpulzusokat, és a csengetési visszhangra várunk. Itt 34 ms-ként mintavételezzük a vonali jelzőbitet. Ha egy 0,8—4 s közötti hosszúságú impulzust detektálunk, azt csengetési visszhangnak tekintjük. Ha ötször 200—800 ms közti impulzust találunk, azt foglaltsági hangnak tekintjük és újra kezdjük a hívást. Az ennél rövidebb impulzusokat zajnak tekintjük. Négy másodpercnél hosszabb impulzus esetén is új hívást kezdeményezünk. Erre kerül sor akkor is ha 30 s-ig sem csengetési visszhangot sem foglaltsági hangot nem érzékelünk. Ez soknak tűnhet, azonban előfordulhat, hogy a kapcsolás lassúsága ilyen hosszú kivárást tesz szükségessé.

Az algoritmus hibája, hogy ha egy csengetési visszhang sem jön a hívott jelentkezése előtt, akkor a hívott beszédét foglaltsági hangnak érzékeli. Ez az eset azonban elég kis valószínűséggel fordul elő. Ha egy csengetési visszhangot érzékelünk, annak megszűnését kezdjük várni. Ez a legalább 0,8 s hosszú impulzusok 4,2 s-nál hosszabb ideig történő kimaradását jelenti. Sajnos, ez a megoldás jelentősen megnöveli ez eszköz válaszidejét. Cserébe viszont nagyon megbízható működést érünk el. Mintegy félévi vizsgálat során a berendezés egyszer sem érzékelt tévesen a csengetési visszhang megszűnését. Ha az eszköz 30 s-ig nem érzékeli a csengetési visszhang megszűnését, egy jelzőbit beállításával tér vissza a főprogramba. A hívott jelentkezése után az eszköz bemondja a beprogramozott üzenetet, majd bontja a hurkot.

Üzenet rögzítés során a program 2 ms-ként mintavételezi a vonali jelzőbitet. Ha folyamatosan 1 s-ig jelet észlel, azt csengető jelnek tekinti. Ezután zárja a hurkot, majd kétszer megismételve bemondja az erre az esetre beprogramozott üzenetet és elindítja a magnetofont. Mintegy 10 s eltelte után a szintézerrel egy figyelmeztető hangot

adat ki, s 10 s-al ezután leállítja a magnetofont és bontja a hurkot.

A fenti rövid ismertetés is jól mutatja, hogy a mikroprocesszorhoz illesztett egyszerű hardver segítségével egy olyan meglehetősen bonyolult érzékelési algoritmust alkalmazhattunk, aminek tisztán hardver megvalósítása igen rugalmatlan, nehezen módosítható és költséges lenne.

Az érzékelő bemenetek és a tasztatúra figyelése és kezelése

A program legfontosabb feladata az, hogy riasztás esetén a lehető leghamarabb érzékelje és továbbítsa azt. Nem riasztási feladatok végzése közben max. 1 s-ként olvassa le a szintérezékeny, prioritási sorba rendezett bemenetek állapotát. Minden bemenet-hez hozzárendelhető egy felhívandó telefonszám és egy bemondandó üzenet. Ha a bemenetek közül egyszerre több válik aktívvá, a program először a legmagasabb prioritásúhoz tartozó számot hívja fel és bemondja a megfelelő üzenetet. Ezután a következő prioritásút szolgálja ki stb. A bemenetek egyszeri leolvasásához tartozó riasztások elvégzése után újra megvizsgálja a bemeneteket és mindaddig folytatja a riasztást, amíg aktív bemenetet talál.

A tasztatúra működési elvét a hardver felépítés leírása során ismertettük. A tasztatúráról a következő utasítások adhatók:

- max hatszámjegyű telefonszám megadása,
- az alapszókinccs egy szavának kimondása.

A max. kb. 70 s-nyi alapszókinccs elemeit 0 és 127 közti számkódokhoz rendeljük. A számkód megadásával mondható ki az adott szó.

- a megadott telefonszám felhívása és sikeres hívás esetén adott szó vagy kifejezés bemondása. Sikertelen hívás után az eszköz „A hívás nem sikerült” üzenet kimondásával tér vissza parancsváró állapotba.

- egy kifejezés kimondása. Az alapszókinccs elemeiből is 0 és 127 közti számkódokhoz rendelt szófüzés, kifejezés definiálható és a megfelelő számkód megadásával kimondatható. A kifejezések lehetnek előre beprogramozottak és a tasztatúráról megadottak.

- új kifejezés definiálása. Az alapszókinccs elemeiből és a már rendelkezésre álló kifejezésekből új kifejezés hozható létre.

- általunk definiált kifejezés törlése.

- üzenet rögzítő állapot és üzenet rögzítéskor bemondandó üzenet megadása.

Összegzés

Az ismertetett eszköz kis alkatrészigény, alacsony ár, kis méretek és fogyasztás mellett teszi lehetővé nagyméretű, alkatrészigényes, mechanikus elemeket tartalmazó, nagy fogyasztású berendezések kiváltását. Mivel csaknem teljesen elektronikus felépítésű (elektromechanikus elemként csak reed-relét tartalmaz), megbízhatósága is jóval nagyobb. Ezeket az előnyöket a mikroprocesszoros vezérlés és a beszéd szintetizátor alkalmazása biztosítja.

A pillanatnyi kiépítésben elsősorban a riasztáshoz tartozó funkciókat fejlesztettük ki, azonban

kis módosítással a berendezés például vakok számára „beszélő telefonként”, „beszélő óraként” stb. is szolgálhatna. Ezek alapján bátran állíthatjuk, hogy hazánkban is megvan a lehetőség a beszéd-szintézis közszükségleti alkalmazására.

Köszönetnyilvánítás

Végezetül szeretném megköszönni a MINIVOX szabadalom megalkotóinak továbbá konzulenseimnek — Podoletz Györgynek és Takács Györgynek — és a BME HEI Átvitel- és Rendszert Osztály dolgozóinak munkám során nyújtott segítségét.

IRODALOM

- [1] Voice Input Output, Electronics, April 21, 1983
[2] Elektronikai kutatás az EGK-ban, HVG, 1984. I. 7. pp 13—15

- [3] Rabiner L. R., Schafer, R. W.: Digital Processing of Speech Signals, Prentice Hall, 1978. pp. 6—8
[4] dr. Gordos Géza: Digitalizálás a hangtechnikában: új távlatok az ember-gép kapcsolatokban, Kép- és Hangtechnika, Vol. XXX. No. 1, 1984 febr. pp. 15—23.
[5] dr. Békési S., dr. Gordos G., Olasz G., Podoletz Gy.-Takács Gy.: Eljárás formánsszintetizátor vezérlés, sére mesterséges beszéd és speciális hangjelenségek létrehozása céljából, lastkonsz: OTH 189.337 (bejelentés: 1983).
[6] U. Tietze, Ch. Schenk: Analóg és digitális áramkörök, Bp. M.K. 1981. p. 632
[7] Gordos, Takács: Digitális beszédfeldolgozás, Bp. M.K. 1983. pp. 140, 141
[8] Philips Data Handbook, Integrated Circuits, Part 11. April 1983. pp. 535—546
[9] KPM: Távbeszélőtechnikai mérések, Bp. Közdok. 1979. pp. 121—125
[10] dr. Gordos Géza: Szolgáltatásközlés gépi beszéd-feldolgozással Híradástechnika, XXXV. évf. (1984) 11. sz., pp. 512—518

SUB konferencia

Darmstadt 1988. április 27—28.

A Mikroelektronikával, ill. Elektronikus Eszközökkel foglalkozó egyetemi tanszékek éves konferenciáját ez évben Darmstadtban tartották. A konferenciának mintegy 50 részvevője volt, főleg nyugat-európai országokból, Ausztráliából és Dél-Afrikából. A szervezet egyetlen szocialista országbeli tagja a BME Elektronikus Eszközök Tanszéke, ennek képviselésében ez évben a HTE kiküldetésében Kerecsenné dr. Rencz Márta vett részt a konferencián, és tartott nagy érdeklődéssel kísért előadást a tanszék oktató és kutatómunkájáról. A félvezető érzékelők és tunnel MIS emitteres tranzisztorok kutatásában hat különböző egyetem jelezte együttműködési szándékát.

A konferencián nagy súllyal szerepeltek az országok közötti együttműködésben készülő multiproject chip (MPC) programok. Ezekben a hallgatók a chip-et nemcsak megtervezik és különböző CAD-programokkal ellenőrzik, de a közösen legyártott maszkokkal az áramköröket önállóan el is készítik és tesztelik.

Kutatási témákban a különböző heteroátmenet kutatások állnak az első helyen, ezen a területen több

intézmény állapodott meg abban, hogy a továbbiakban együttműködnek. Sok helyen foglalkoznak szenzor-kutatásokkal, a velük való kapcsolatfelvétel számunkra is előnyös lehet.

A konferencián ez évben a szokásosnál nagyobb súllyal szerepeltek oktatási kérdések. Ennek oka, hogy a Közös Piaci országok 1992-ben tervezett egyesüléséig meg akarják oldani a tantervek egységesítését, hogy az egyetemi hallgatók az ERASMUS-program keretében különböző féléveket különböző országokban hallgathassanak. A tanterv és oktatási struktúra egyeztető tárgyalásokat ez év nyarán fogják megkezdeni, ígéretet kaptunk arra, hogy ezekre a BME képviselőit is meghívják. A BME angol nyelvű képzése (amit nagy elismeréssel fogadtak) lehetőséget teremt a hallgatócserébe való bekapcsolódásunkra csak, attól félnek, hogy a technológiai és eszköz háttérszint nem megfelelő ahhoz, hogy nyugat-európai hallgatókat ideküldjenek részképzésre. Mindent el kell követnünk, hogy ez sikerüljön, mert ha hallgatóinkat nagy számban sikerülne nyugati egyetemre küldeni részképzésre, ez alapot teremthet az ipari kapcsolatok kiszélesítésére is.

Egyesületi hír

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület ez év március 16-án Köveskúti Lajos elnökletével tartotta elnökségi ülését.

Dr. Hámori Balázs közgazdász, a Népszabadság gazdaságpolitikai rovatának vezetője tartott előadást, társadalmi-gazdasági helyzetünkről, a kibontakozás lehetőségeiről. A napjainkban jelentkező komplex társadalmi problémát gazdasági-társadalmi válságként érzékelték az előadó. Gazdaságunk primitív, fizikai munkára szervezett hierarchikus rendszer, a társadalmi-politikai szervezetben is döntő elem a hierarchikus függés. Az önálló egzisztenciából eredő érdekütköztetés

hiányzik. A gazdasági nehézségek a model válságát jelzik. 1979—1985 között évi 0,1%-kal csökken a vilákereskedelmi részesedésünk, miközben a belső termelés volumene nő. Ez is mutatja, hogy komoly szerkezetátalakításra van szükség, ami szelektív forrás adagolással érhető csak el. Figyelmet kell kapjon a vagyonhoz kapcsolódó kényszer megvalósítása.

Az elnökségi ülés elfogadta az egyesület 1988. évi költségvetését, a főtávkári beszámolót, az egyesületi szakértői cím adományozásának feltételeit, az egyéni tagdíj 100—250 Ft közötti megállapítását, valamint a tagdíjfizetés március 31-i határidejét.

Nullátor-norátor páros hálózatok megoldhatóságáról

DR. PÁVÓ IMRE

MTA Automataelméleti Tanszéki Kutató Csoport



A szerző e dolgozatban RLC-elemekből és független generátorokból felépített nullátor-norátor páros hálózatok egyértelmű megoldhatóságával foglalkozik. A hálózatmodell magjának definiálása után bevezeti a hálózat normál, inverz normál, kitüntetett és reaktancia fája fogalmát. [6] irodalomból kiindulva az egyértelmű megoldhatóságnak szükséges és elegendő feltételeit fogalmazza meg. Előállít egy topológiai formulát, amelynek felhasználásával az egyértelmű megoldhatóság számos elegendő feltétele felírható az RLC elemek paramétereinek közötti numerikus összefüggés formájában. Az elmondottak illusztrálását bemutató példák után megad egy olyan blokk-sémát, amely lehetővé tesz egyértelmű megoldhatóságot vizsgáló komplex számítógépes program szerkesztését.

Bevezetés

Lineárisnak tekinthető elektronikus hálózatok számításának egyik módszere azok nullátor-norátor páros modelljének analízisének alapul. Feladat ilyenkor a megoldhatóság eldöntése. Ez általában nem könnyen dönthető el. Példaként tekintsük az első ábrán látható, ideális tranzisztorból és RLC elemekből felépített három kapcsolást. Jóllehet mindegyik kapcsolat ugyanazokat az áramköri elemeket tartalmazza, analízisük igen eltérő eredményeket szolgáltat. Az (a) kapcsolatban lévő ideális tranzisztort nullorral modellezve elemi úton belátható, hogy a kapacitás feszültségét és az induktivitás áramát állapotváltozóknak választva a hálózat egyértelműen megoldható. A kapcsolatban szereplő parallel R_3L és soros R_2C tagok helyzetét megváltoztatva a (b) kapcsoláshoz juthatunk, amely nem oldható meg egyértelműen. Ez utóbbi kapcsolatból R_2 ohmos ellenállás áthelyezésével a (c) kapcsolást nyerjük, amely hálózat ismét egyértelműen megoldható, és (egyetlen) állapotváltozóként az induktivitás árama választható.

Nagy elemszámú, bonyolult hálózatmodellek analízise elemi úton általában nem végezhető el. Problémát okoz az egyértelmű megoldhatóság feltétele teljesülésének megállapítása, a hálózat komplemexitás rendjének becslése, az állapotváltozók alkalmas megválasztása. RLC hálózatok esetében az egyértelmű megoldhatóság feltétele a normálfa létezése [3]. A normálfaiban szereplő kapacitások feszültsége és az abban nem szereplő induktivitások árama a megoldáshoz gyakran alkalmas állapotváltozókként választható.

E dolgozatban megmutatjuk, hogy a normálfa fogalma nullátor-norátor páros hálózatokra úgy

PÁVÓ IMRE

matematika-fizika szakos tanári oklevelét 1955-ben a Szegedi Tudományegyetemen, villamosmérnöki oklevelét 1967-ben a Budapesti Műszaki Egyetemen szerezte. 1968-ban a JATE-n egyetemi doktori címet, 1973-ban pedig a műszaki tudomány kandidátusa fokozatot nyerte el. Kandidátusi disszertációjának témája lineáris hálózatok tervezése topo-

lógia formulákkal. Az MTA Automataelméleti Tanszéki Kutató Csoport tudományos főmunkatársa, ahol alkalmazott gráfelméleti módszerek kutatásával foglalkozik, különös tekintettel absztrakt lineáris rendszerek számítógépen implementálható tervezésére. A JATE címzetes egyetemi docense, oktatómunkát az egyetemen biológus, programozó matematikus és fizikus képzésben fejt ki.

definiálható, hogy annak az RLC hálózatokbeli normálfa speciális esete. Az így általánosított normálfa-ra nullátor-norátor páros hálózatoknál hasonló tételek érvényesek, mint az RLC hálózatok esetében. Ismertetésre kerülnek nullátor-norátor páros hálózatok egyértelmű megoldhatóságához szükséges és elegendő feltételeket biztosító tételek. A tételek alkalmazhatóságát példákon mutatjuk meg. Végül utalunk az egyértelmű megoldhatóság vizsgálatának számítógépes implementációjára.

Jelölések, definíciók

Tekintsünk egy nullátor-norátor páros RLC hálózatot. Az általánosság megsértése nélkül feltehető, hogy a hálózat gráfja összefüggő. Jelölje U, I, R, L, C, A és B rendre a hálózat feszültségforrásainak, áramforrásainak, ohmos ellenállásainak, induktivitásainak, kapacitásainak, nullátorainak valamint norátorainak halmazát. A továbbiakban a hálózat elemeinek halmazát és e halmaznak a hálózatgráfban megfelelő részgráfot ugyanazzal a szimbólummal fogjuk jelölni, ha ez a jelölés nem vezet félreértésre.

Megállapodunk abban, hogy ha R_i, L_j és C_k rendre az R, L , és C halmaz elemei, úgy a megfelelő elemparamétereket az r_i, l_j és c_k szimbólumok jelöljék.

Legyenek $R \subseteq R, L \subseteq L$ és $C \subseteq C$ tetszőleges (esetleg üres) halmazok. Akkor mondjuk, hogy $M = RULUC$ a hálózat *magja*, ha $UUMUA$ és $UUMUB$ a hálózat gráfjának egyaránt kifizítő fája. Az RUL magot a hálózat *induktív*, az RUC magot pedig *kapacitív magjának* nevezzük.

Jelölje \bar{L} az L halmaz (L -re vonatkozó) komplementerét. Az M mag $\delta(M)$ fokszámán a $|\bar{L}| + |C|$ számot értjük. Világos, hogy $0 \leq \delta(M) \leq$

Beérkezett: 1987. III. 30. (H)

$\cong |L| + |C|$, továbbá $\delta(M) = 0$ akkor és csak akkor teljesül, ha M induktív mag, $\delta(M) = |L| + |C|$ pedig és csak akkor áll fenn, ha M kapacitív mag.

A hálózat M magját *maximális magnak* nevezük, ha fokszáma maximális, *minimális magnak*, ha fokszáma minimális. Speciálisan a kapacitív mag mindig maximális, az induktív mag mindig minimális.

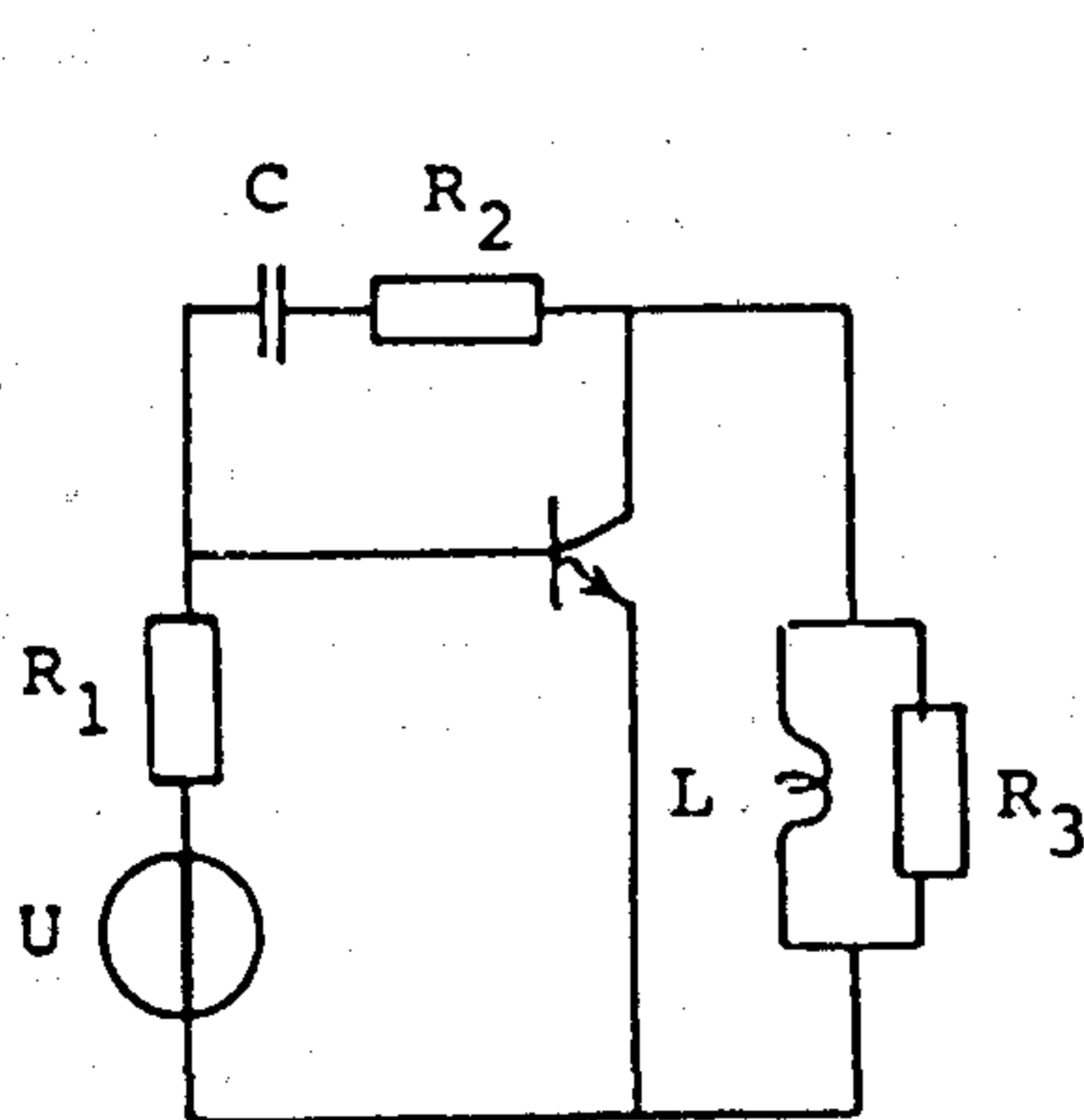
Tekintsük a hálózat összes magjainak M halmazát. Osztályozzuk M elemeit a következő módon: két $M_1, M_2 \in M$ tartozzék egy osztályba, ha fokszámuk megegyezik. Akkor mondjuk, hogy a $M(M) \subseteq M$ halmaz az M mag által reprezentált osztály, ha $M \in M(M)$ teljesül. Az M magot *kitüntetett magnak* nevezük, ha az $M(M)$ osztály pontosan egyelemű.

Legyen $M \in M$. Az UUM halmazt a hálózat M magjához tartozó fájának nevezük. Ha M maximális, a hozzátartozó fa neve *normálfa*, ha minimális, *inverz normálfa*. A normálfa és inverz normálfa közös neve *extrémális fa*. Kapacitív maghoz tartozó fa *kapacitív fa*, induktív maghoz tartozó fa neve *induktív fa*. A kapacitív és induktív fa közös neve *reaktancia fa*. Végül a kitüntetett maghoz tartozó fa neve *kitüntetett fa*.

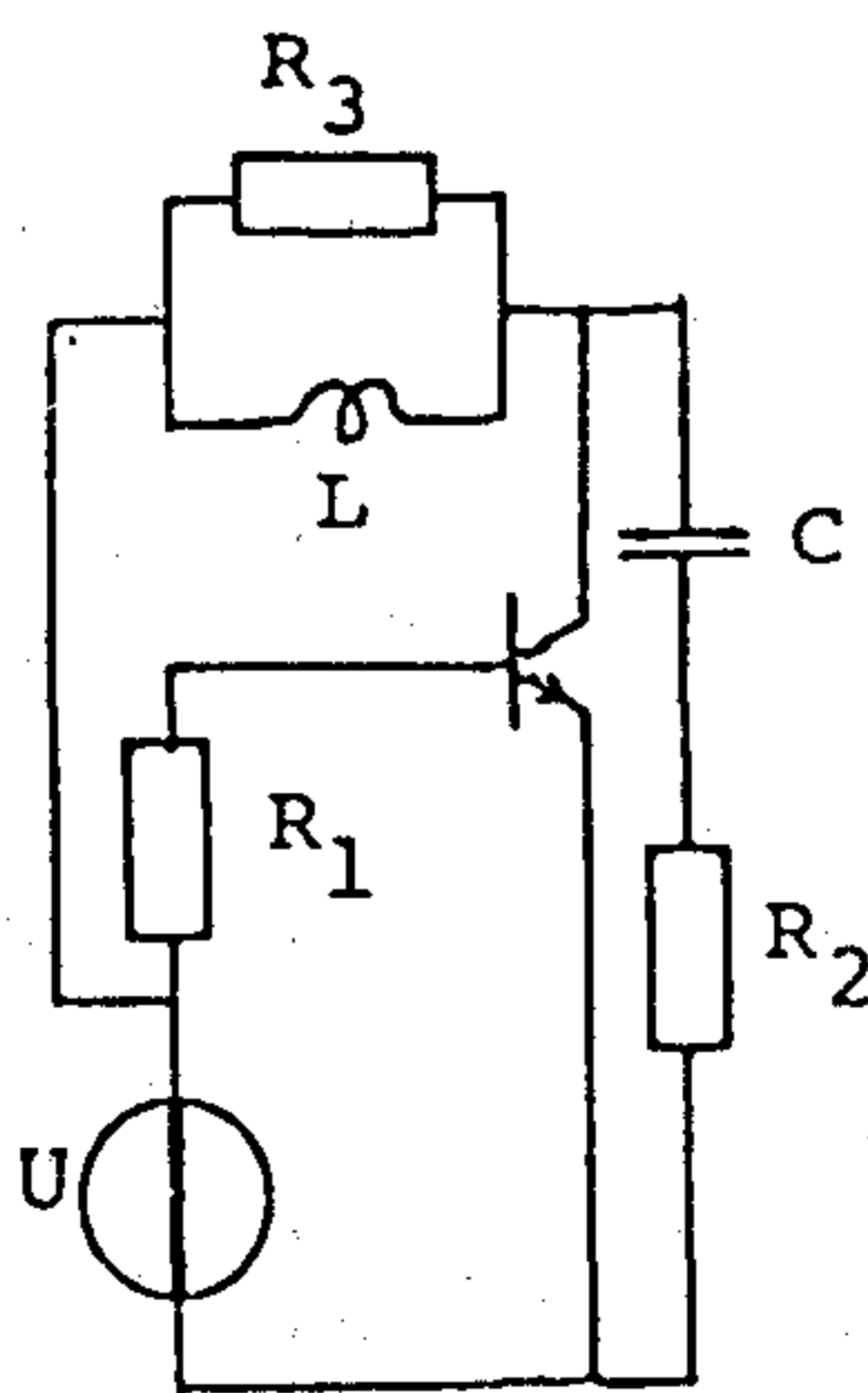
Vegyük észre, hogy $|A| = |B| = 0$ esetén a hálózat RLC hálózattá redukálódik, és a magfüggvény definíciója miatt a hálózat normálfa az RLC hálózat klasszikus normálfa; így a nullátor-norátor páros hálózat normálfa az RLC hálózat normálfájának valóban általánosítása.

Vegyük észre, hogy a hálózat egy magja a feszültséggenerátorok rövidre zárása után a hálózatgráf közös k -fája, ahol $k = |A| + 1 = |B| + 1$. Így hozzá előjelet rendelünk. Jelentse $\text{sgn} M$ az M maghoz az [5] szerint rendelt relatív előjelet.

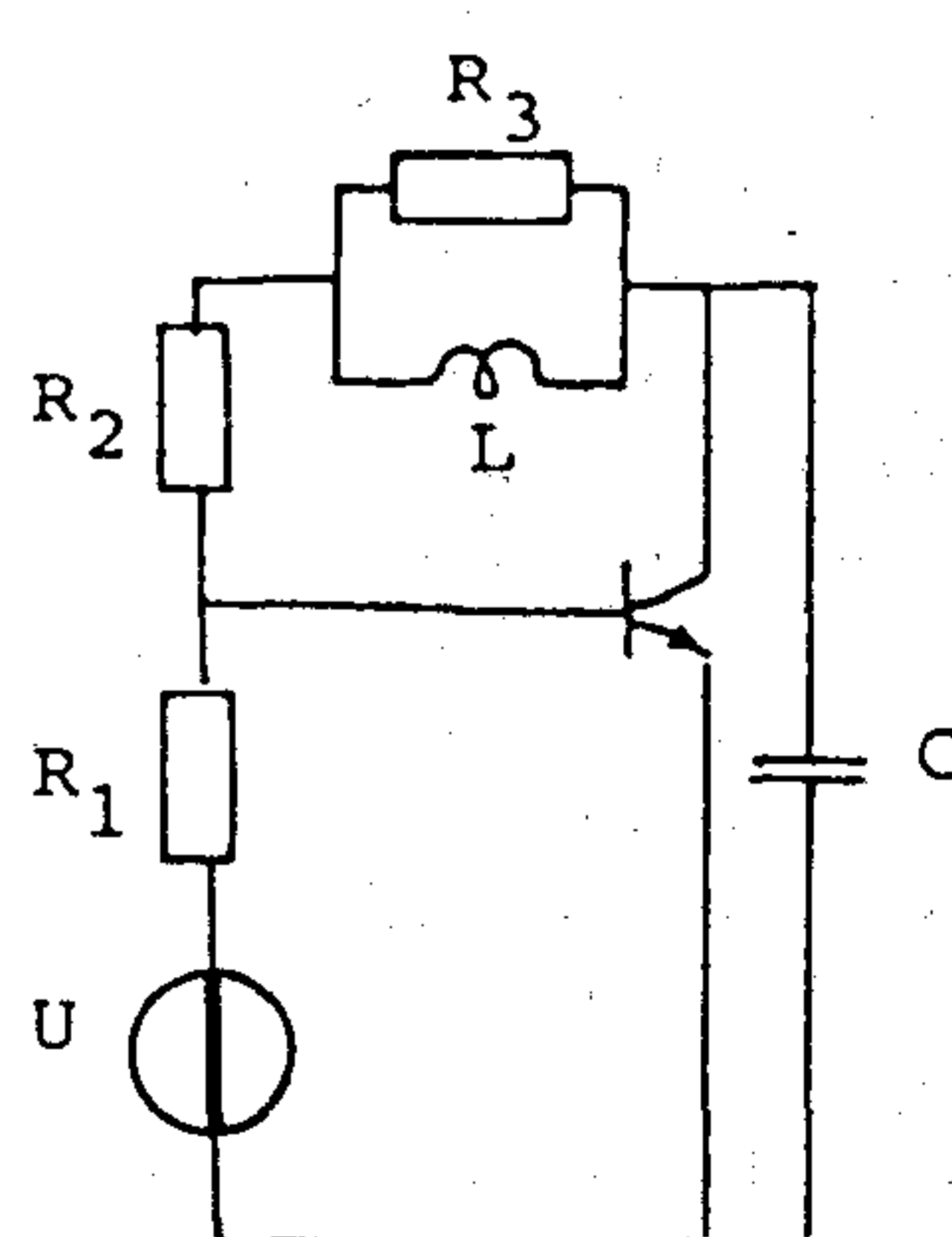
$$f_M = \sum_{M_n \in M(M)} \text{sgn}(M_n) \frac{\prod_{C_k \in M_n} c_k}{\prod_{R_i \in M_n} r_i \cdot \prod_{L_j \in M_n} l_j}$$



(a)



(b)



(c)

H339-1

1. ábra. A bevezető példa kapcsolásai

kifejezést az M mag által generált formulának nevezzük, ahol a produktum képzés az M_n összes megfelelő elemére, az összegképzés pedig az $M(M)$ -et alkotó összes M_n magra vonatkozik. Világos, hogy a hálózat minden magja generál egy formulát, valamint, hogy ugyanahhoz az osztályhoz tartozó magok által generált formulák megegyeznek.

Az egyértelmű megoldhatóság tételei

1. tétel. Ha a nullátor-norátor páros RLC hálózat egyértelműen megoldható, akkor létezik UUM normálfa. A hálózat komplexitásának rendje nem lehet nagyobb, mint az M fokszáma.

2. tétel. Tetszőleges (azaz határozatlan) paraméterű nullátor-norátor páros RLC hálózat akkor és csak akkor egyértelműen megoldható, ha létezik UUM normálfa. A hálózat komplexitásának rendje pontosan M fokszáma. A normálfaiban szereplő kapacitások feszültségei és az abban nem szereplő induktivitások áramai az analízis lefolytatásához a független állapotváltozók egy (lehetséges) teljes rendszerét szolgáltatják.

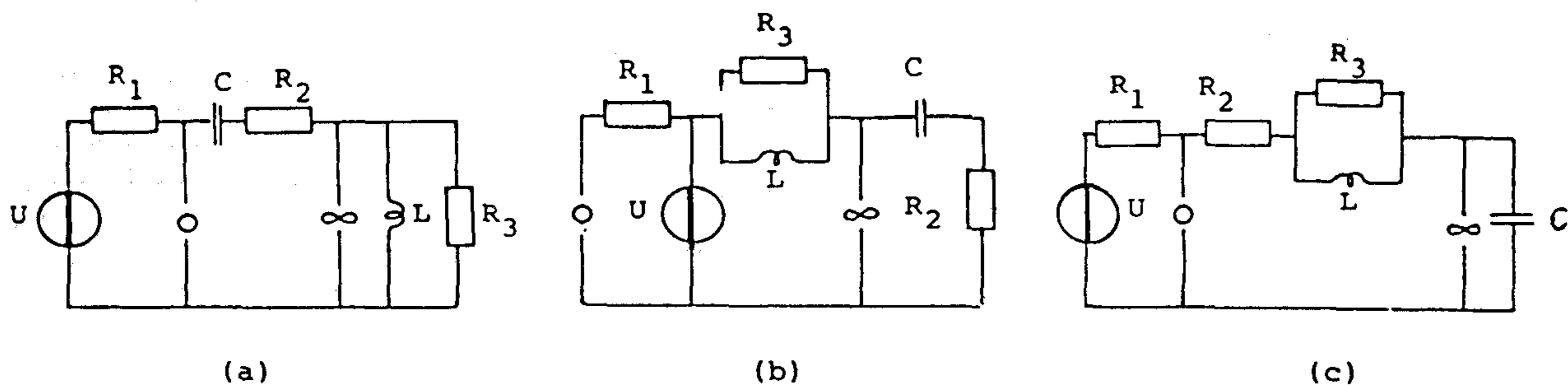
3. tétel. A nullátor-norátor páros RLC hálózat akkor és csak akkor egyértelműen megoldható, ha létezik olyan M magja, amely által generált f_M formula zérustól különböző.

Speciálisan: (a) a hálózat egyértelműen megoldható, ha létezik kitüntetett fája (ez lehet pl. egyetlen fa, vagy egyetlen egyféle extrémális vagy reaktáns fa);

(b) RLC hálózat akkor és csak akkor megoldható, ha létezik magja.

E tételek birtokában az 1. ábrán látható kapcsolások egyértelmű megoldhatósága igen könnyen diszkutálható. A 2. ábra rendre szemlélteti a kapcsolások nullátor-norátor páros modelljét.

Az (a) kapcsolás modelljében a hálózatnak $\{R_2, C\}$ egyetlen magja, így $\{U, R_2, C\}$ egyetlen kapacitív fa, a 3. tétel folytán az egyértelmű megoldhatóság teljesül. $\delta(\{R_2, C\}) = 2$ folytán a hálózat komplexitásának rendje legfeljebb 2, jelen esetben pontosan 2. Mivel pedig $\{U, R_2, C\}$



H339-2

2. ábra. A kapcsolások nullátor-norátor páros modellje

egyben normálfa is, lehetséges az állapotváltozóknak a bevezetésben említett megválasztása.

A (b) kapcsolás modelljének nincsen magja, így az 1. tétel folytán a hálózat egyértelműen nem megoldható.

A (c) kapcsolás modelljének összesen két magja van: $\{R_3, R_2\}$ és $\{L, R_2\}$; az utóbbi egyetlen induktív mag, így $\{U, L, R_2\}$ a hálózat egyetlen induktív fája, következésképp a hálózat egyértelműen megoldható. $\delta(\{R_3, R_2\}) = 1$ folytán a komplexitás rendje 1-nél nem lehet nagyobb, jelenleg pontosan 1. Végül mivel $\{U, R_3, R_2\}$ normálfa, lehetséges az analízis számára az állapotváltozó bevezetésben említett megválasztása.

Topológiai következmények

Hálózatanalízisnél gyakran hasznosak az alábbi az 1. tételből következő tulajdonságok:

Ha a nullátor-norátor páros RLC hálózat egyértelműen megoldható, akkor a hálózatgráfban:

- (a) UUA és UUB halmazok egyszerre körmentesek;
- IUA és IUB halmazok egyszerre vágatmentesek.

Megjegyezzük, hogy ez a tulajdonság reláció elemet tartalmazó nullátor-norátor páros hálózatokra az [1]-ből is következik.

(b) Mindig létezik az $RULUC$ halmaznak olyan M, \bar{M} diszjunkt felbontása, amely lehetővé teszi a hálózat elemeinek az alábbi kétféle osztályozását:

- I. $UUAUM$ elemei faágaknak, ugyanakkor $IUBUM$ elemei kötőágaknak, és
- II. $UUBUM$ elemei faágaknak, ugyanakkor $IUAUM$ elemei kötőágaknak feleltethetők meg.

Azaz a kétféle osztályozás során ugyanazok az RLC elemek tekinthetők faágnak, ill. kötőágnak.

Ez utóbbi tulajdonság kihasználását találjuk [7]-ben a hálózatok egyenletrendszerének általános megoldásánál.

Megjegyezzük, hogy nullátor-norátor páros PLC hálózatok analízisének az előző fejezetben ismertetett tételek a klasszikus hálózatanalízis szemléletét kissé módosítják. Klasszikus esetben ugyanis az analízis „fő eszköze” a hálózatgráf normálfája. A hálózatgráfnak ez a fontos részgráfja általános esetben a vizsgálathoz elegendő a 2. tétel szerint. Speciális esetben azonban, ha a hálózat elemeinek

paramétereik között megkötés van, előtérbe kerül az inverz normálfa, a kitüntetett fa és a reaktáns fa. Erre vonatkozóan konkrét példákat fogunk mutatni az alkalmazás fejezetben.

A tételek bizonyítása

Először bizonyítjuk, hogy a nullátor-norátor páros RLC hálózatban egyértelmű megoldhatóságának szükséges feltétele, hogy a hálózatnak létezzen magja. Evégből legyenek $L \subseteq L$ és $C \subseteq C$ tetszőleges (esetleg üres) halmazok. Vezessük be a hálózat elemeinek halmazára a következő jelöléseket:

$$\begin{aligned} D &= UULUC \\ H &= IU\bar{L}U\bar{C} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} E &= HUB \\ F &= DUB \end{aligned}$$

ahol „-” megfelelő komplementer halmazokat jelöl.

Írjuk ezután a hálózat egyenletek rendszerét a következő formában:

$$N \begin{bmatrix} D^u & E^u & A^u & R^u & R^i & A^i & F^i & H^i \\ & B & & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & & Q & \\ 0 & 0 & 0 & R^{-1} & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_D \\ u_E \\ u_A \\ i_R \\ i_R \\ i_A \\ i_F \\ i_H \end{bmatrix} = 0 \quad (2)$$

(2)-ben u_D, u_E, u_A és u_R az (1)-ben definiált továbbá A és R halmazok megfelelő elemeinek feszültségéből, i_R, i_A, i_F és i_H pedig az áramokból alkotott vektorok, B és Q a hálózatgráf ugyanazon fundamentális fáján alapuló (összetartozó) kör illetve vágatmátrixok, R pedig az ohmos ellenállások paramétereiből alkotott diagonálmátrix. N a (2) mátrixának jelölés szerinti részmatrixát, a fejlécen feltüntetett $D^u, E^u, A^u, R^u, R^i, A^i, F^i$ és H^i pedig rendre a mátrix oszlopainak szimbólumai. E szimbólumokat értelemszerűen használjuk B, Q és N (rész)mátrixok oszlopainak jelölésére is.

Jelentse továbbá $\mu(B), \mu(Q)$ és $\mu(N)$ a megfelelő mátrixok mátrix-matroidját. Akkor B és Q összetartozása miatt

$$\mu^*(B) = \mu(Q) \quad (3)$$

nyilvánvalóan teljesül, ahol a „*” a duális matroid jele.

Bevezetve a $b = E^u \cup A^u \cup R^u \cup R^i \cup A^i \cup F^i$ jelölést, [1] szerint, léteznek olyan $L \subseteq L$ és $C \subseteq C$ (esetleg üres) halmazok, amelyekre b bázisa a

$$((G^u, \mu(B)) \otimes (G^i, \mu(Q))) \vee (G^u \cup G^i, \mu(N)) \quad (4)$$

matroidnak. (4)-ben G^u a B , G^i a Q , $G^u \cup G^i$ pedig az N mátrix oszlopainak jele, W matroidok direkt összegét, V pedig matroidok összegét jelöli. A továbbiakban feltesszük, hogy (2) ilyen L és C halmazokra vonatkozik.

B , Q és N mátrixok definíciója folytán b -nek létezik (legalább egy) olyan b'_1, b''_1, b_2 diszjunkt felbontása, amelyre teljesül:

$$\begin{aligned} b'_1 & \text{ bázis } (G^u, \mu(B))\text{-ben,} \\ b''_1 & \text{ bázis } (G^i, \mu(Q))\text{-ban, és} \\ b_2 & \text{ bázis } (G^u \cup G^i, \mu(N))\text{-ben.} \end{aligned} \quad (5)$$

(2)-ből látszik, hogy $(G^u \cup G^i, \mu(N))$ grafikus matroid, amelynek képe a 3. ábrán szemléltethető.

Definiáljuk ezután az ohmos ellenállások egy R részhalmazát a következőképpen:

$$R = \{R_j \mid R_j^u \in b_2 \cup R^u, R_j \in R\} \quad (6)$$

(6)-ból és a 3. ábrából tüstén következik:

$$b_2 = R^u \cup R^i \cup A^u \cup A^i$$

ahonnt (5) és (2) tekintetbe vételével

$$b'_1 = \bar{R}^u \cup E^u \text{ és } b''_1 = R^i \cup F^i \quad (7)$$

adódik. Azonban (1) figyelembe vételével (7) így írható:

$$b'_1 = \bar{R}^u \cup I^u \cup \bar{L}^u \cup \bar{C}^u \cup B^u$$

és

$$b''_1 = R^i \cup U^i \cup L^i \cup C^i \cup B^i \quad (8)$$

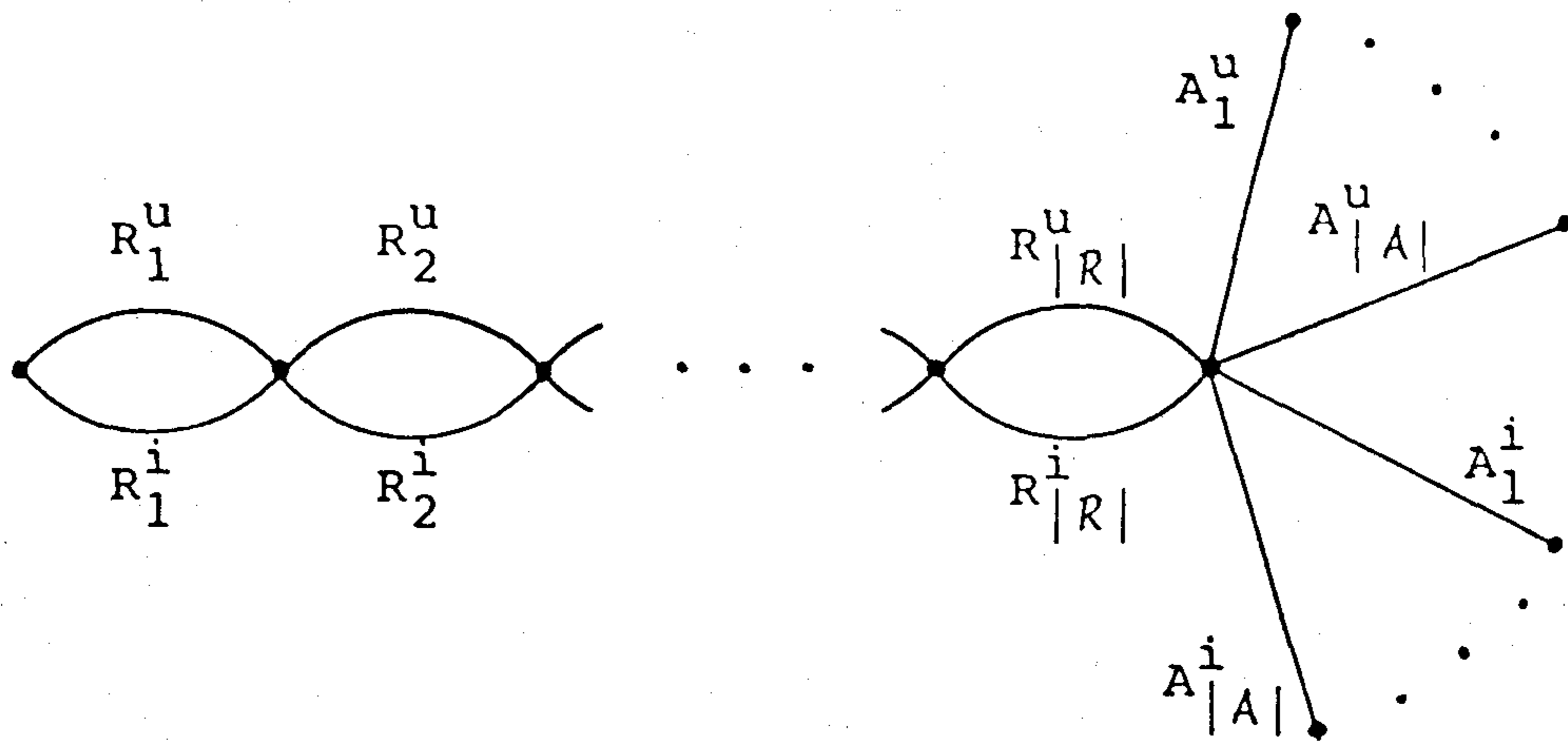
Bevezetve az $M = RULUC$ jelölést (8) jobboldala szerint $UUMUB$ a hálózatgráf kifeszítő fája,

baloldala szerint $IURULUCUB$ komplementer fája, azaz $UUMUA$ kifeszítő fája. Nyertük, hogy M a hálózatnak magja. Ezzel az 1. tételnek a normálfa létezésére vonatkozó állítását bebizonyítottuk. Az 1. tétel hálózat komplexitás rendjére vonatkozó állítása nyilvánvaló.

Figyeljük meg, hogy az 1. tétel bizonyítása közben az derült ki, hogy (2) egyenletrendszer determinánsának N mátrix sorai szerinti Laplace kifejtése során adódott egy zérustól különböző tag. Ez a tag éppen az M magban szereplő ohmos ellenállások paramétere reciprokainak (előjeles) szorzata. Innen adódik az a tény, hogy ha az áramköri elemek paramétere határozatlanok, akkor (2) egyenletrendszer determinánsa legalább egytagú polinom, tehát lehetséges nullátor-norátor páros hálózatokra is az [1]-ben ismertett „hibrid immittancia leírás”. Alkalmazva [1]-nek az „általános esetben” követett eljárását, felírhatók a hálózat állapotegyenletei a 2. tételben kimondott állapotváltozókkal, ezzel lényegében a 2. tétel bizonyítást nyert.

Amennyiben azonban a hálózat RLC elemeinek paramétere nem tekinthető határozatlanoknak (köztük létezik algebrai összefüggés), úgy a normálfa létezése az egyértelmű megoldhatóságot nem biztosítja. Mindenesetre (2) egyenletrendszer determinánsában mindenegyres mag eredményez egy tagot, a magban szereplő ohmos ellenállások paramétere reciprokainak szorzatát, és a determináns éppen az ilyen szorzatok algebrai összege. Ha ez zérustól különböző (és ez máris a paraméterek között egy algebrai megkötés), a hálózat még mindig nem biztos, hogy egyértelműen megoldható. Az egyértelmű megoldhatósághoz még annak is teljesülnie kell, hogy a „hibrid immittancia leírás” egyenletrendszere is megoldható legyen. Ez általában újabb megkötést jelent az elemparaméterek között, amelyben most már a kapacitások és induktivitások paramétere is előfordulnak.

A 3. tétel bizonyításához tegyük fel, hogy a hálózatnak létezik olyan M magja, amely által generált f_M formula zérustól különbözik. Írjuk fele (2) egyenletrendszerek mellé még az induktivitál



H339-3

3. ábra. A $\mu(N)$ matroid grafikus képe

sokra és feszültségekre teljesülő differenciálegyenleteket

$$\begin{aligned} u_L &= L \dot{i}_L \\ i_C &= C \dot{u}_C \end{aligned} \quad (9)$$

formában, ahol u_L , u_C valamint i_L , i_C az induktivitások és kapacitások feszültsége illetve árama, L az induktivitások, C pedig a kapacitások paramétereiből alkotott diagonál mátrixok (csatolt reaktanciák esetét kizártuk).

(2) és (9) egyenletrendszereket (azaz a hálózat egyenletek teljes rendszerét) Laplace transzformálva könnyen belátható, hogy az egyenleteknek valamint B és Q mátrixok oszlopainak alkalmas permutálása után az áramok és a feszültségek Laplace transzformáltjaira a (2)-höz hasonló mátrixegyenlet írható fel, amelyben R^{-1} diagonál mátrix szerepét az y ugyancsak diagonál mátrix veszi át, amelynek elemei most az RLC elemek operátoros admittanciái. A kezdeti feltételek figyelembevétele azt eredményezi, hogy az így nyert Laplace transzformáltakra felírt egyenletrendszer baloldala általában nem zérus vektor. Az 1. tétel bizonyításánál látottak megismétlésével nyerjük, hogy ez utóbbi egyenletrendszer determinánsában a hálózat egy magja a magban szereplő operátoros admittanciák előjeles szorzatával szerepel. Pontosabban ha R_i , L_j és C_k elemek paramétere rendre r_i , l_j és c_k , akkor az $M = RULUC$ mag által generált tag a következő topológiai formulával adható meg:

$$\pm \frac{\prod_{C_k \in M} c_k}{\prod_{R_i \in M} r_i \cdot \prod_{L_j \in M} l_j} s^{\delta(M) - |L|} \quad (10)$$

ahol „ s ” a komplex frekvencia jele.

Az okoskodást az M mag által reprezentált $M(M)$ magosztály minden M_n elemére megismételve és figyelembe véve, hogy $\delta(M_n) = \delta(M)$ nyerjük, hogy az egyenletrendszer determinánsában a $\delta(M) - |L|$ fokszámú tag együtthatója

$$\sum_{M_n \in M(M)} \pm \frac{\prod_{C_k \in M_n} c_k}{\prod_{R_i \in M_n} r_i \cdot \prod_{L_j \in M_n} l_j} \quad (11)$$

ahol az egyes tagok előjelét B illetve Q mátrixok megfelelő fődeterminánsainak értéke dönti el.

Rögzítsük (11)-ben a tagok előjelét $\text{sgn}(M_n)$ értékének megfelelően. Akkor (11) egyrészt meg-egyezik f_M kifejezéssel, másrészt [5] folytán a hálózat csomóponti egyenletrendszer determinánsa $(\delta(M) - |L|)$ -ed fokú tagjának együtthatójától legfeljebb előjelben térhet el, így a hálózat csomóponti potenciáljainak Laplace transzformáltja egyértelműen előállítható. De akkor a hálózat összes

elemének feszültsége, sőt az R , L és C elemek árama is egyértelműen meghatározott. Végül figyelembe véve, hogy $UUMUB$ a hálózatgráf kifeszítő fája, a feszültséggenerátorok és a norátorok árama is egyértelmű. Ezzel a 3. tétel feltételének elegendőségét igazoltuk. A feltétel szükségessége abból adódik, hogy a (2)-beli hálózat egyenletrendszer és a csomóponti potenciálok egyenletrendszer egyértelmű megoldhatósága egyszerre áll fenn.

A tétel (a) speciális esete azért igaz, mert most (11) egytagú, a (b) eset pedig abból következik, hogy RLC hálózatoknál a közös k -fák [5] szerinti relatív előjele azonos.

Megjegyezzük, hogy a 3. tétel bizonyításánál hallgatólágonan feltételeztük, hogy a hálózatban szereplő összes feszültséggenerátor a csomóponti potenciálok meghatározásánál Thevenin generátornak tekinthető. Ez a gyakorlati analízis számára nem jelent megkötést. Amennyiben valamelyik feszültséggenerátor mégsem tekinthető Thevenin generátornak, úgy a hálózatot egészítsük ki egy feszültséggenerátorral sorbakötött r_0 paraméterű ohmos ellenállással. Ezután az eljárást folytassuk le az így keigészített hálózatmodellre. A kapott $f_M = 0$ feltételben $r_0 \rightarrow 0$ határátmenet figyelembe vétele után az egyértelműség megoldhatóság elegendő feltételét nyerhetjük.

Vegyük észre, hogy a 3. tétel folytán számos, az egyértelmű megoldhatóságot biztosító topológiai formula képezhető. Pontosán annyi, amennyi a magosztályok száma. Így konkrét analízis esetén lehetőség nyílik elegendő feltételek közül a legpraktikusabbat (pl. legrövidebbet, vagy legkönnyebben ellenőrizhető) előállítani. Erre a körülményre a példák során rá fogunk világítani.

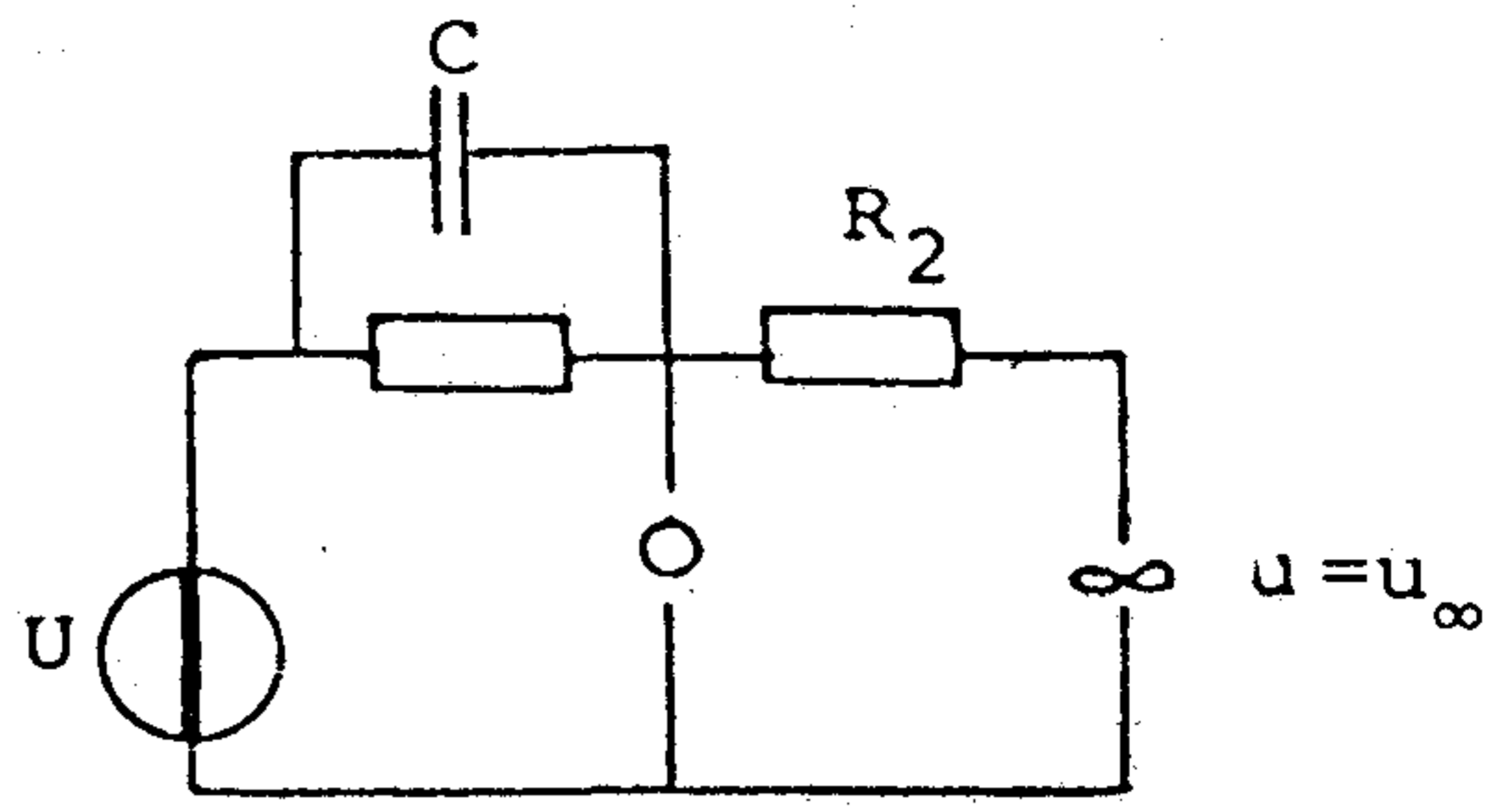
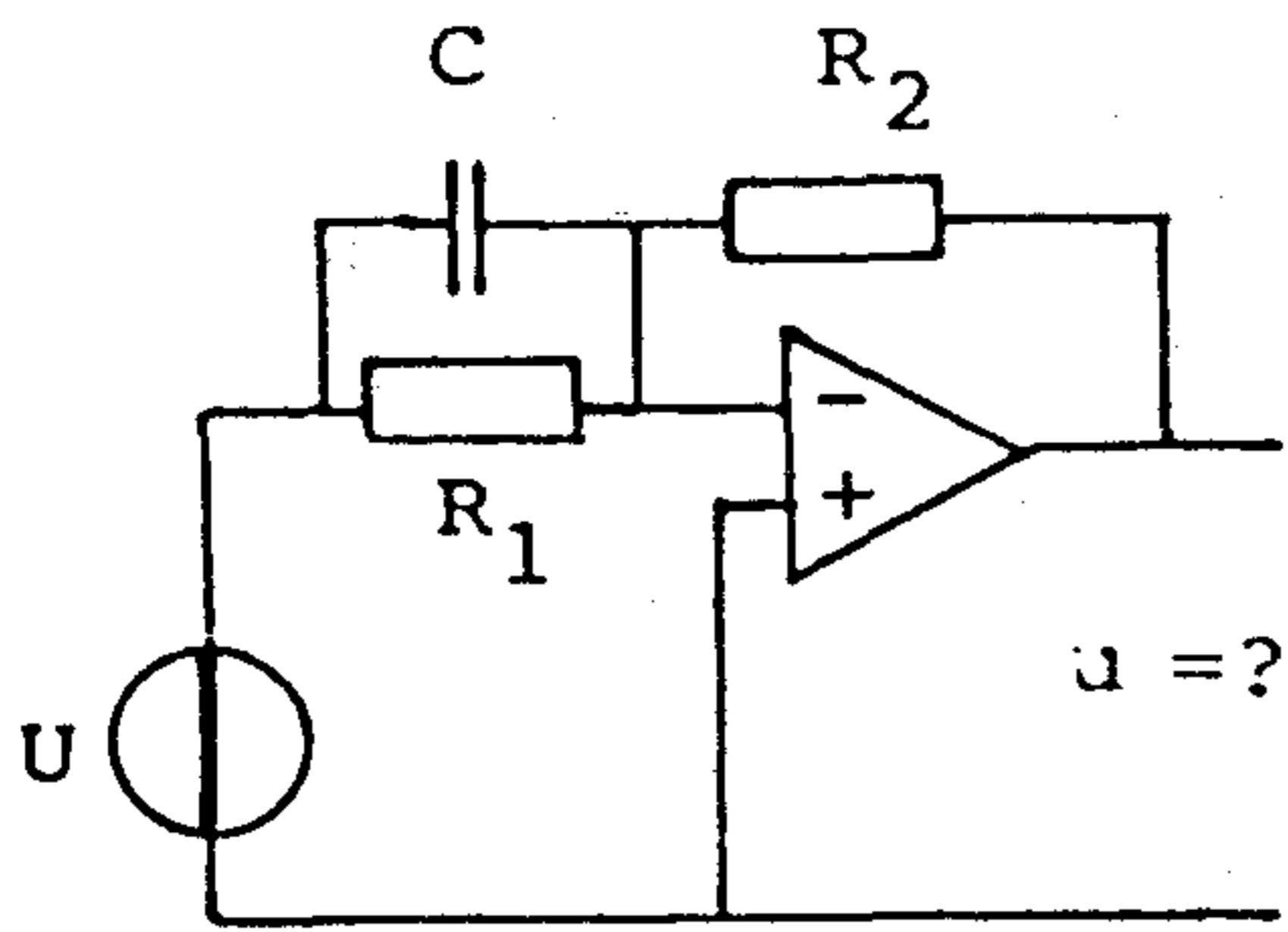
Alkalmazás

1. példa. Tekintsük a 4. ábrán látható, egy ideális műveleti erősítő kapcsolást. A kapcsolat nullátor-norátor páros hálózatmodellje ugyancsak az ábrán szemléltethető. A modellből azonnal látszik, hogy a hálózatnak egyetlen magja van (az R_2 ohmos ellenállás), így a hálózat triviálisan egyértelműen megoldható.

2. ábra. Zárjuk le az α ellenállású girátort primer oldalán soros RC taggal, szekunder oldalán L induktivitással az 5. ábra baloldala szerint. Feltételezve, hogy a lezárás pillanatában a kapacitás feszültsége zérustól különbözik, az induktivitásban áram ébred (bekapcsolási jelenség!). Egyértelmű-e az induktivitás árama?

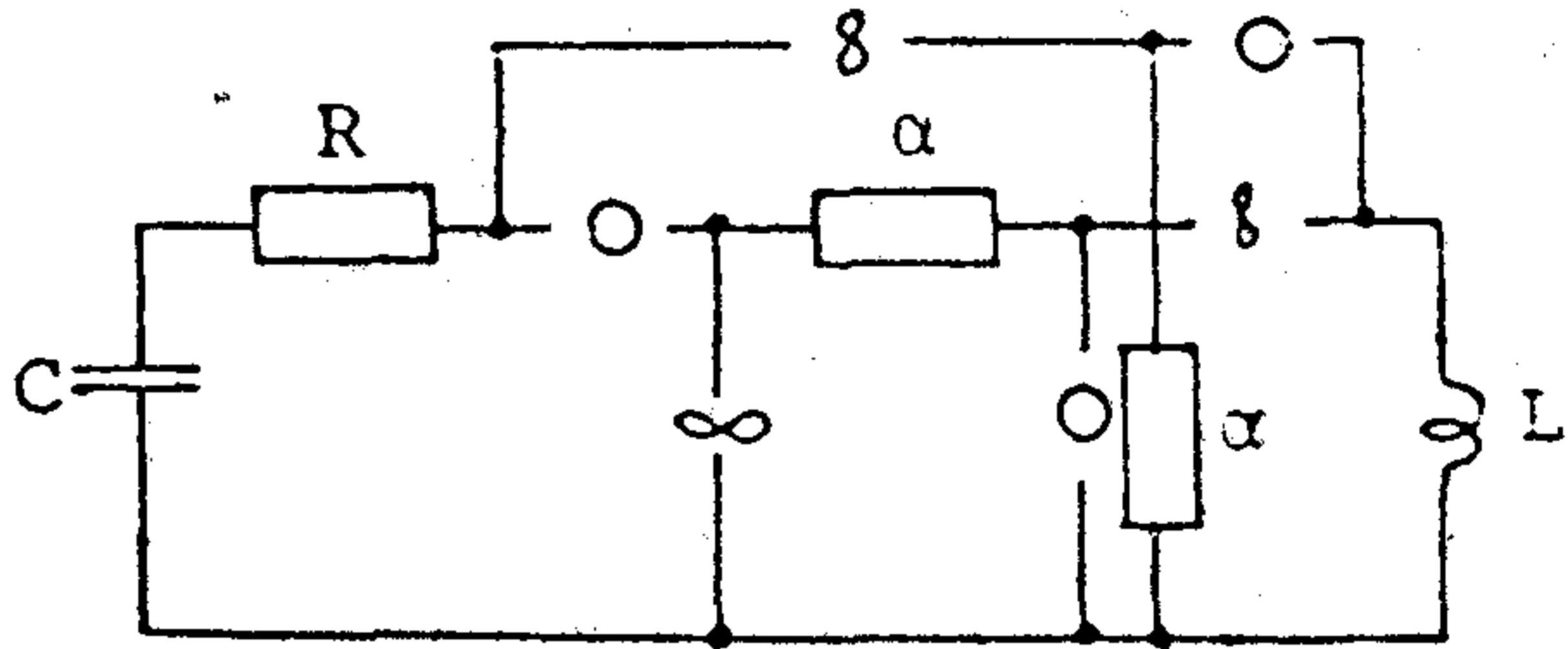
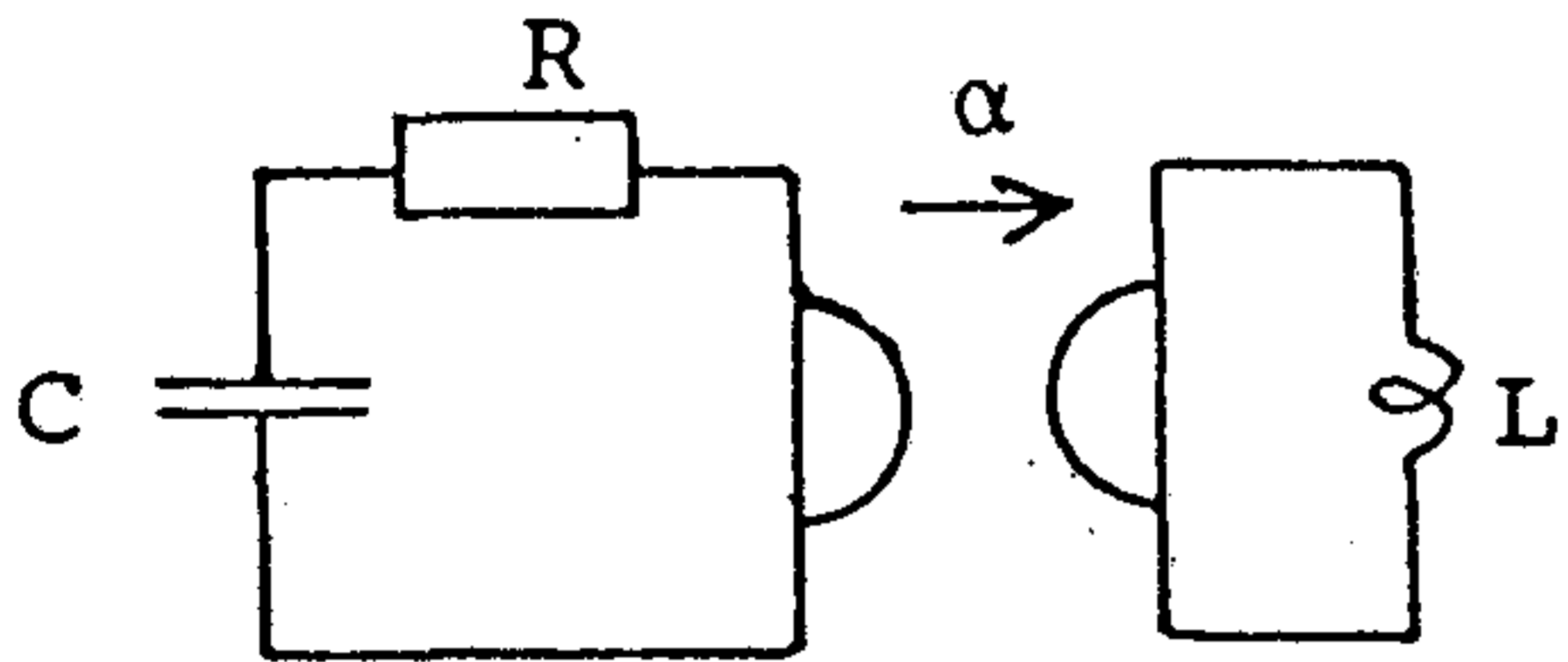
A kapcsolat hálózatmodellje ([7]) az ábra jobb oldalán található. Mivel a hálózat pontjainak száma 7, a nullátor-norátor párok száma pedig 3, így a hálózat magja 3 elemű. A hálózatnak kapacitív magjában nem szerepelhet R , tehát az egyetlen kapacitív mag csak $\{C, \alpha, \alpha\}$ lehet. Az ábrából ellenőrizhető, hogy ez tényleg mag. Következésképp a hálózat egyértelműen megoldható.

3. példa. A 6. ábrán mindkét oldalán feszültségforrással lezárt ideális transzformátort és annak [7]-beli hálózatmodelljét látjuk. A hálózat biztosan



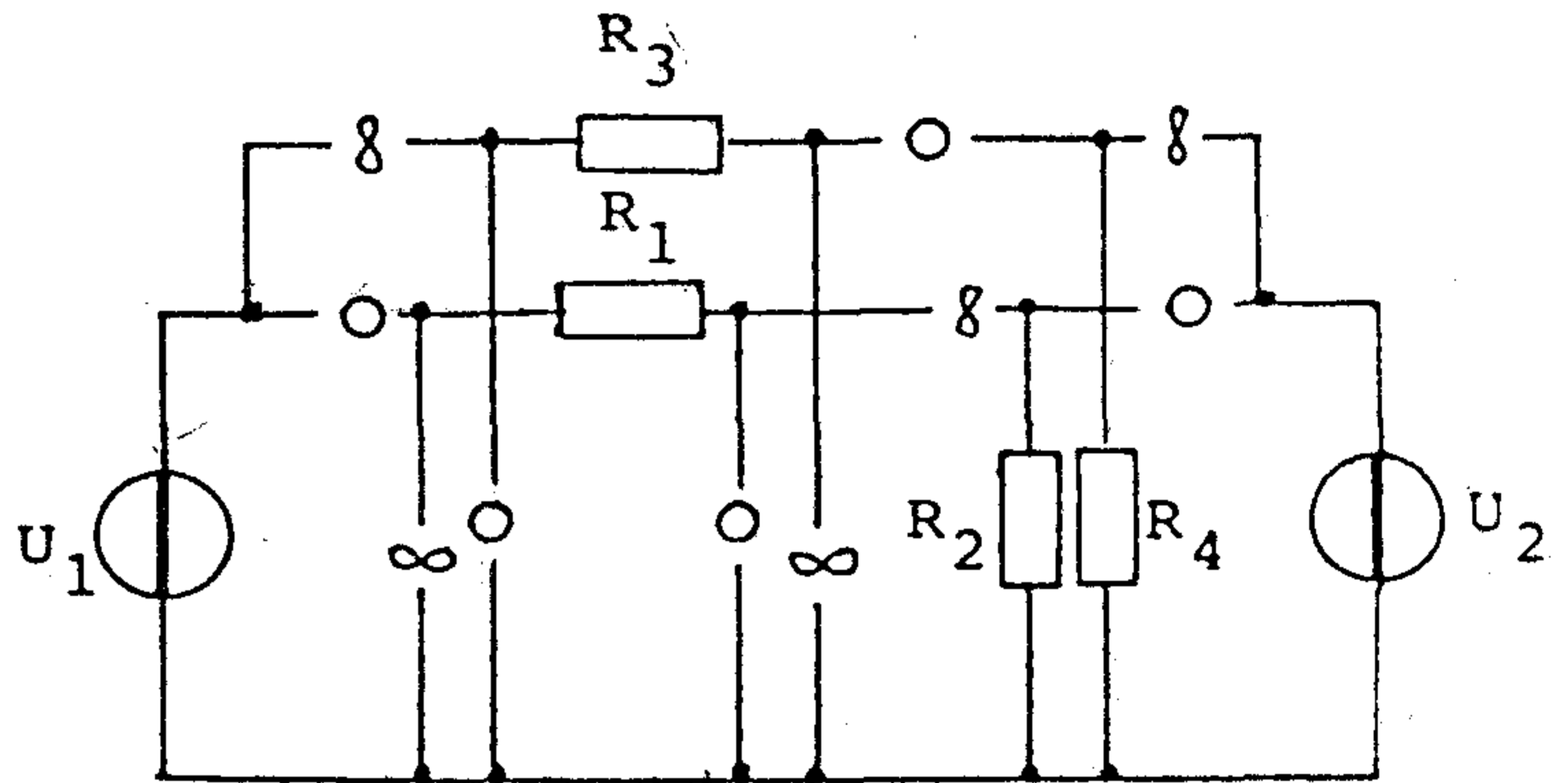
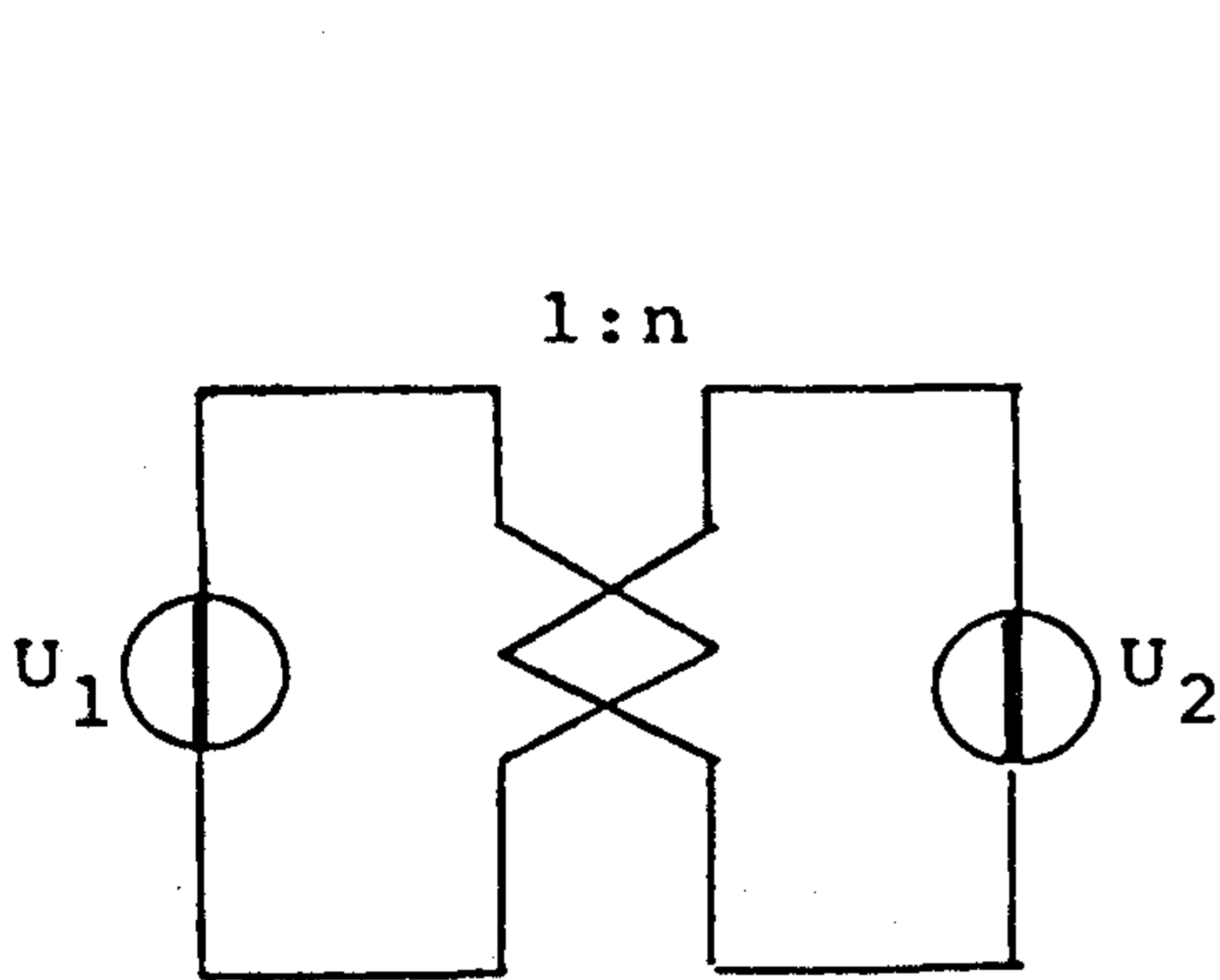
H339-4

4. ábra. Egy műveleti erősítő kapcsolás



H339-5

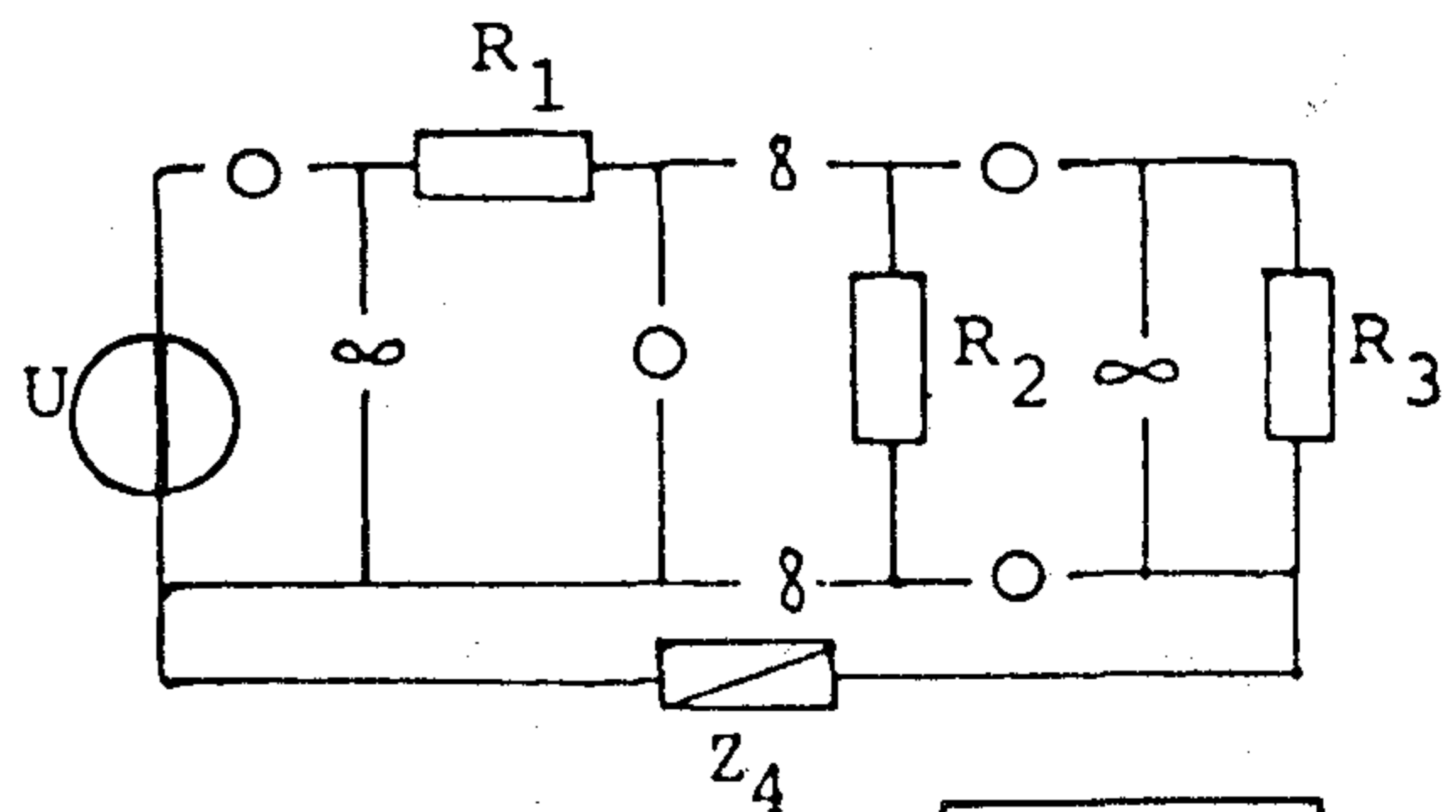
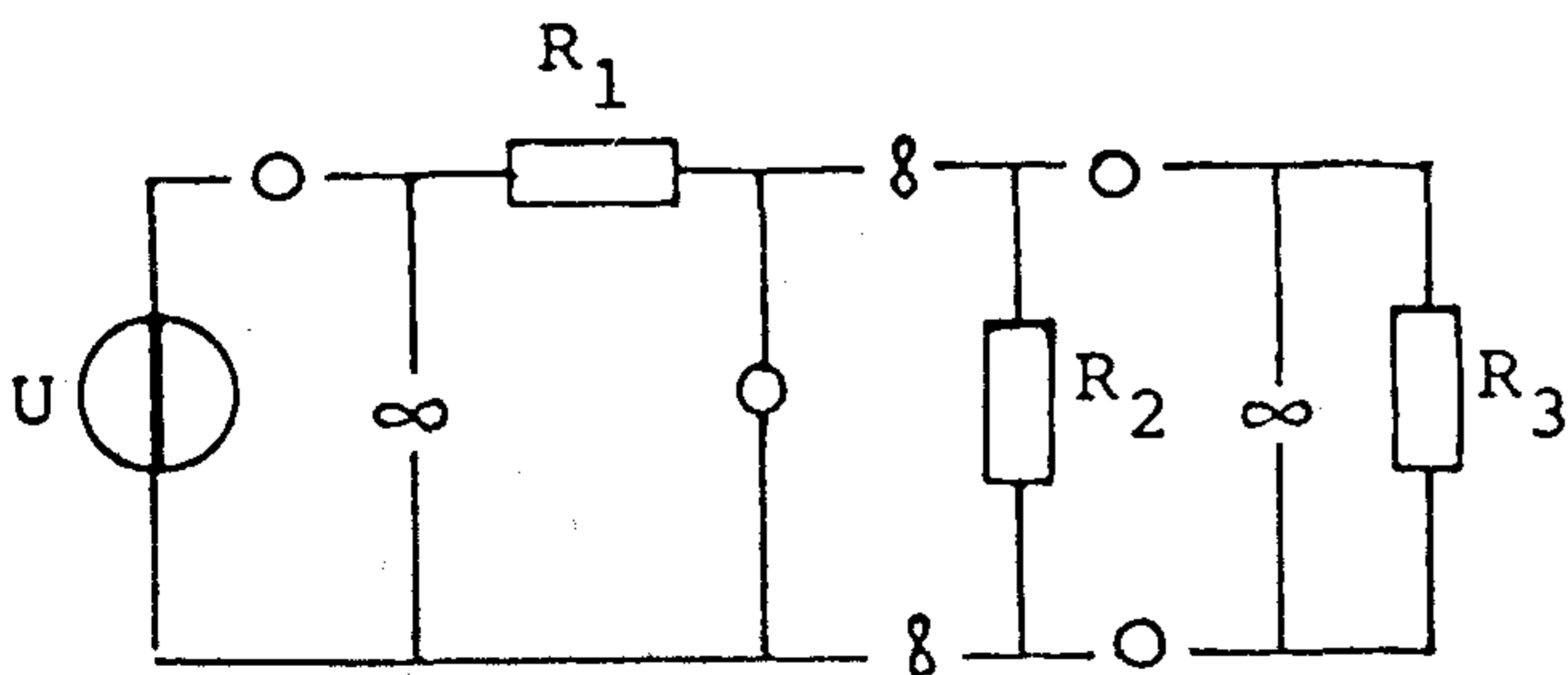
5. ábra. Gírátoros példa



$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{n_3}{n_4} = n$$

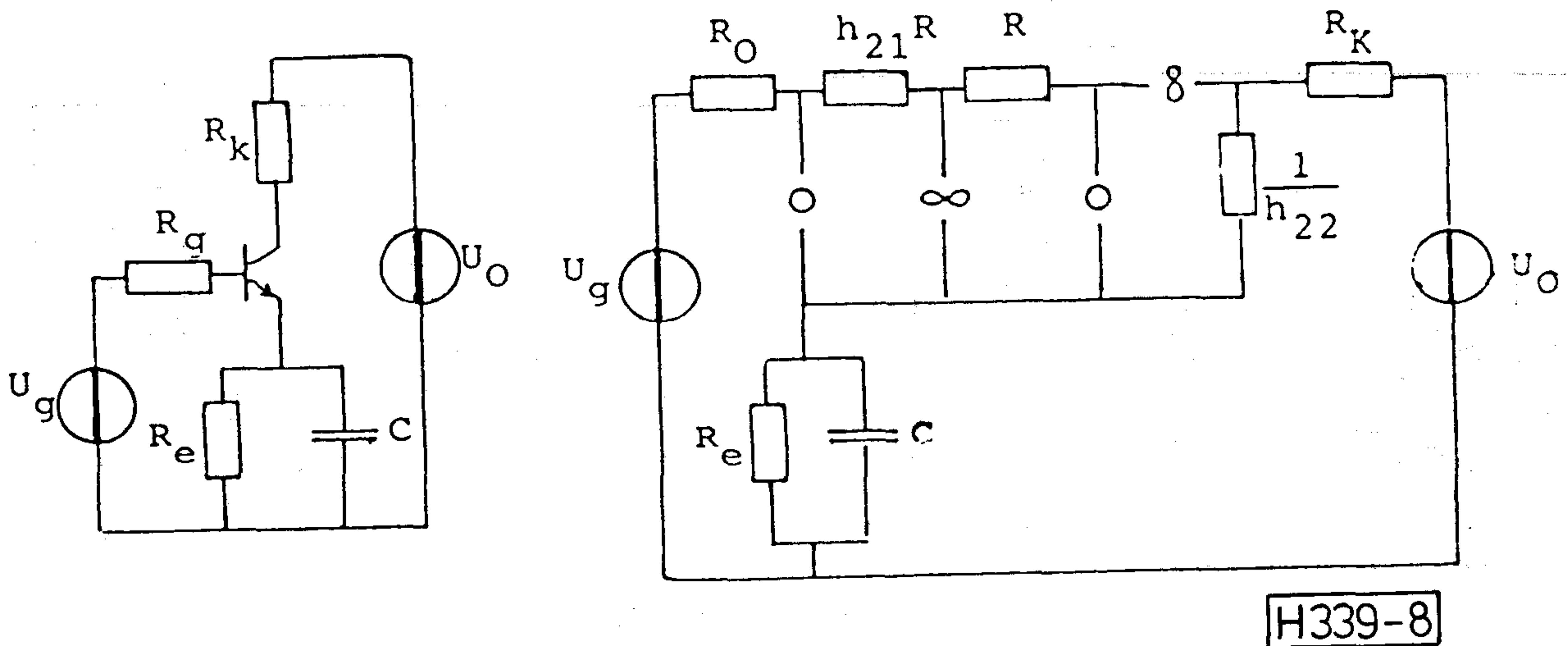
H339-6

6. ábra. Feszültséggenerátorokkal lezárt ideális transzformátor



H339-7

7. ábra. Átmenő földes vezérelt generátor



8. ábra. Tranzisztoros erősítő

n m egyértelműen megoldható, mivel mag számára egyik ohmos ellenállás sem választható. Ha viszont a s ekunder oldal lezárására áramforrás, az egy-é tlmű megoldhatóságot az egyetlen $\{R_2, R_4\}$ mag létezése biztosítja. A feladat egyébként a hálózatanalízis klasszikus példájának számít. Az viszont már nem triviális, hogy a diszkusszióban az ideális transzformátor paramétereire vonatkozó megkötés nem játszik szerepet, és hogy a kapott eredmény általánosítható például negatív impedancia konverterre is.

4. példa. A 7. ábra baloldalán látható hálózatmodell egyértelműen nem megoldható, mert benne norátorok (és nullátorok) egy halmaza vágatot alkot. Az analízisből kiderül, hogy a vágatot alkotó norátorok feszültsége határozatlan, de összege mindig $U \cdot R_2/R_1$. A többi elem feszültsége és az összes elem árama azonban egyértelmű. Egyértelműen megoldható hálózathoz jutunk további Z_4 áramkörti elem felvételével az ábra jobboldala szerinti kiegészítéssel, ahol Z_4 tetszőleges ohmos ellenállás, induktivitás vagy kapacitás. Ugyanis most a hálózatmodell egyetlen magja az $\{R_2, Z_4\}$. A 7. ábra baloldali hálózata az irodalomban átmenő föld nélküli vezérelt generátort modellez [2].

5. példa. A 8. ábra baloldala egy tranzisztoros erősítő kapcsolást mutat. Figyelembe véve a tranzisztor hibrid paraméteres helyettesítő képét, $h_{12}=0$ feltételezéssel élve az ábra jobboldalán a kapcsolat nullátor-norátor páros modelljét látjuk, amelyben $R_0 = R_g + h_{11}$ [7].

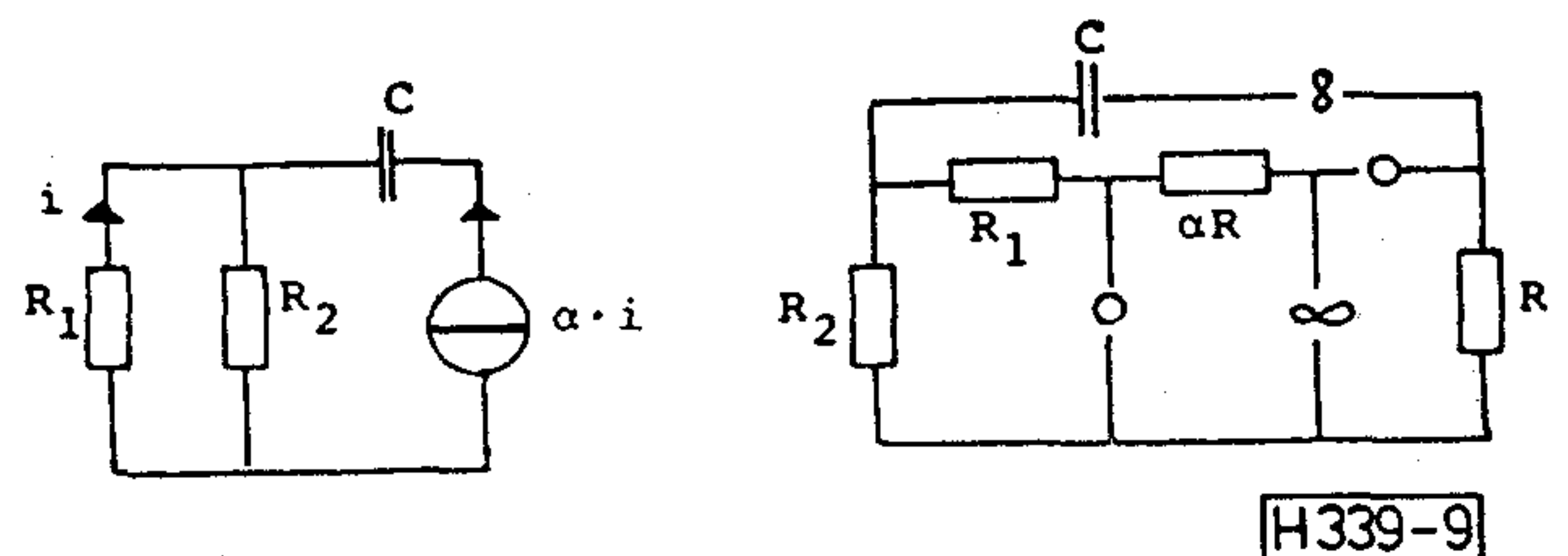
A hálózatmodellnek nincs kitüntetett fája. Könnyű azonban előállítani kapacitív magjait. Mivel a mag elemeinek száma 3, és C mellett a magnak nem lehet eleme R_e és R_0 , így a mag két hiányzó eleme $h_{21}R, R, R_k$ és $\frac{1}{h_{22}}$ közül választhat. De (R, R_k) és $(R, \frac{1}{h_{22}})$ a norátorok, $(R, h_{21}R)$ a nullátorok, végül $(R_k, \frac{1}{h_{22}})$ az U_0 feszültséggenerátor helyzete miatt nem jöhet számításba. A lehetséges magok tehát $\{C, h_{21}R, R_k\}$ és

$\{C, h_{21}R, \frac{1}{h_{22}}\}$. Közvetlenül ellenőrizhető, hogy ezek valóban magok is. E két mag magosztályt alkot. Az általuk generált formula:

$$\frac{C}{h_{21}RR_k} + \frac{Ch_{22}}{h_{21}R};$$

azaz egyértelmű megoldhatóságnak elegendő feltétele az $1 + h_{22}R_k \neq 0$ kikötés.

6. példa. A 9. ábra baloldalán egy áramvezérelt áramgenerátort tartalmazó kapcsolást látunk. Az ábra jobb oldalán megrajzoltuk annak nullátor-norátor páros [7] szerinti hálózatmodelljét.



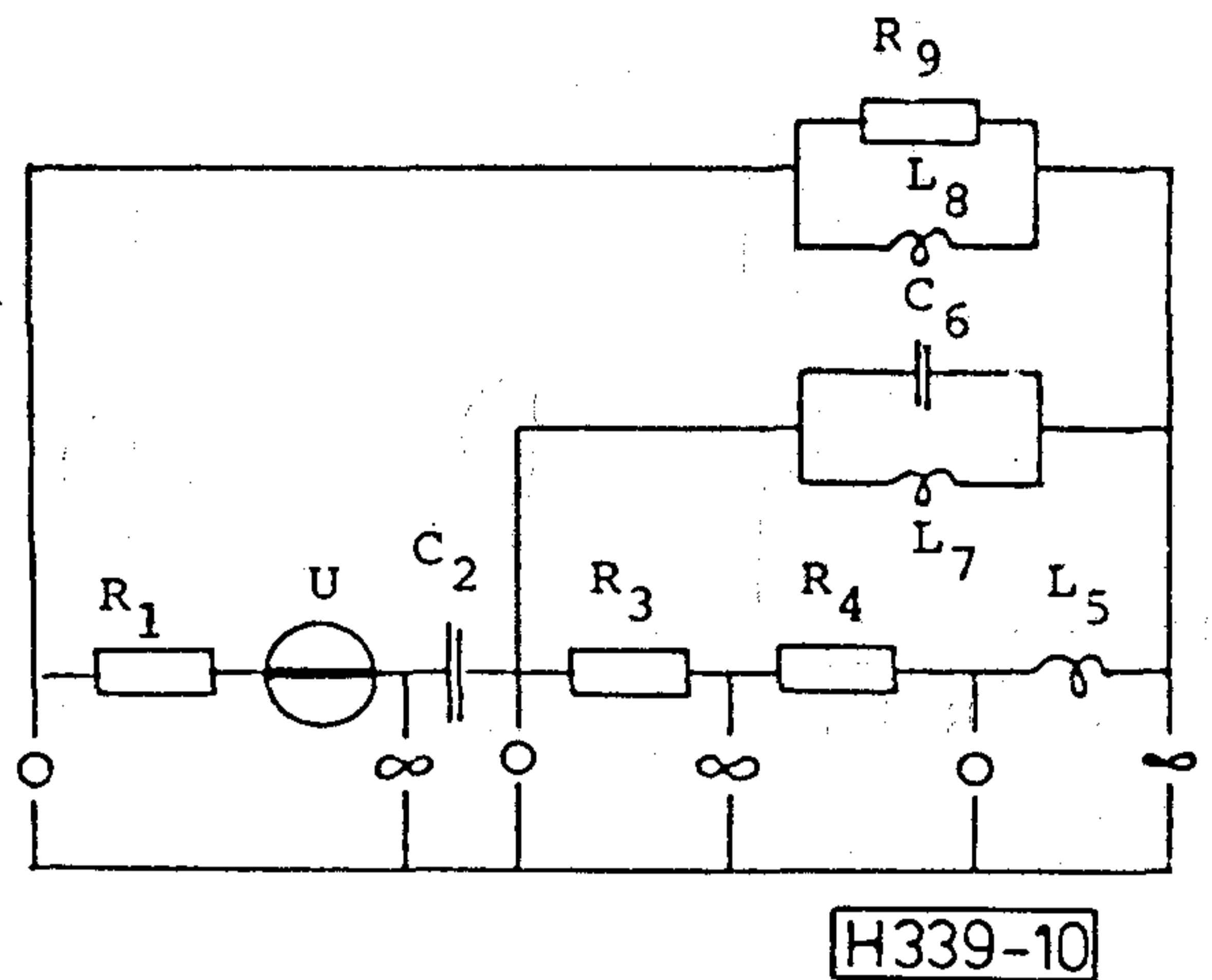
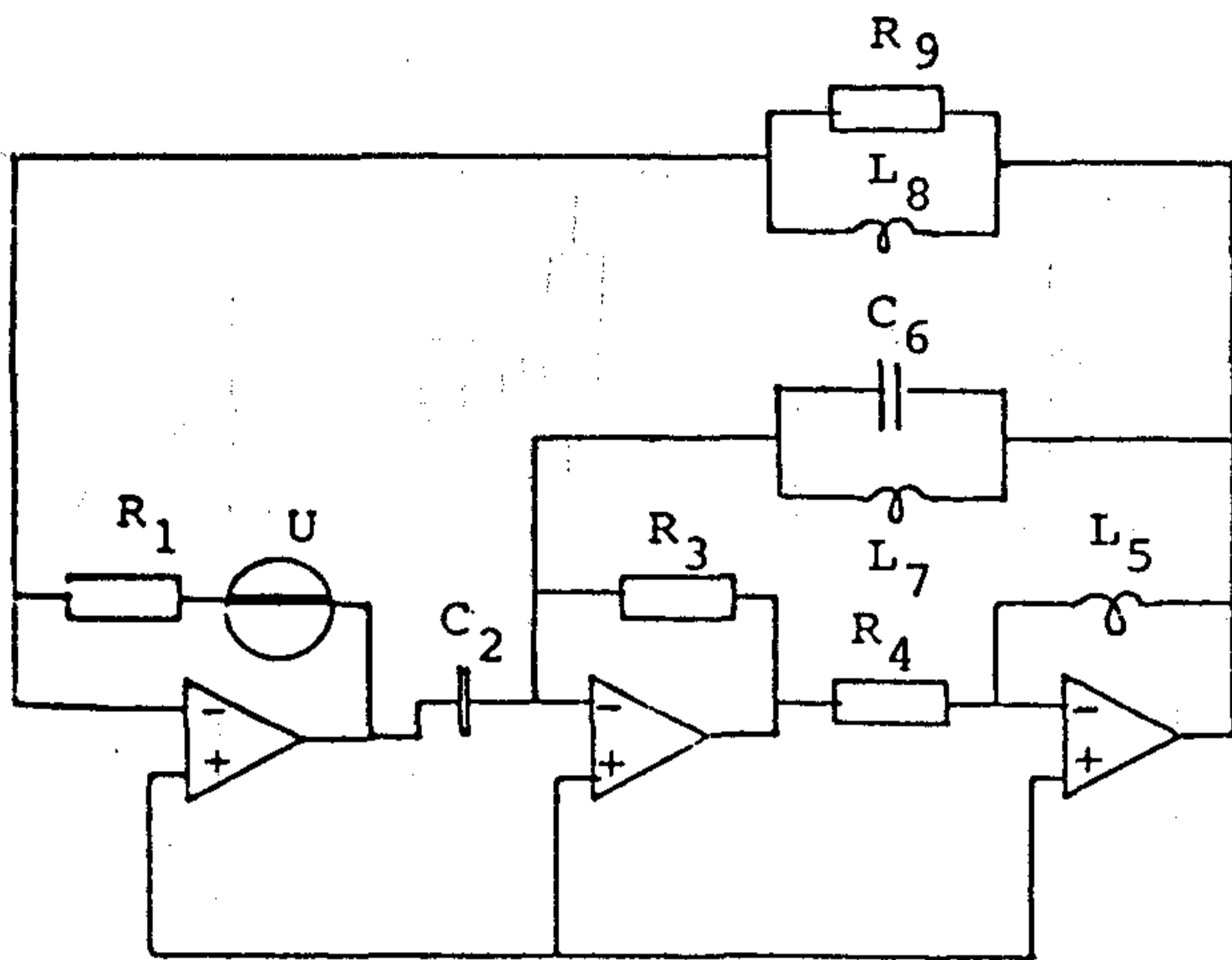
9. ábra. Vezérelt generátoros kapcsolat

Mivel a hálózatmodellben szereplő kapacitás egy norátor elemhez csatlakozik, így a hálózat magjának a C elemet tartalmaznia kell. A négy ohmos ellenállás közül elvileg 6 pár választható ki mag további elemeként, de (R_1, R_2) és $(R, \alpha R)$ a nullátorok, (R_2, R) pár pedig egy norátor helyzete miatt nem jöhet számításba. Tehát a lehetséges magok $\{R_1, R, C\}$, $\{R_1, \alpha R, C\}$, $\{R_2, \alpha R, C\}$ és ezek valóban azok is. Így az egyértelmű megoldhatóság szükséges feltétele teljesül. Mivel mindhárom mag egy osztályba tartozik, így a megoldhatóságnak az

$$-\frac{C}{R_1R_2} + \frac{C}{R_1\alpha R} + \frac{C}{R_2\alpha R} \neq 0$$

elegendő feltétele; azaz a hálózat biztosan megoldható, hacsak

$$\alpha = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$



10. ábra. Három műveleti erősítő példája

nem áll fenn. Jelen esetben ez a feltétel az egyértelmű megoldhatósághoz szükséges is, mert a három kapacitív mag egyben a hálózatnak összes magja [6].

7. példa. Tekintsük a 10. ábrán látható, három ideális műveleti erősítőt tartalmazó kapcsolást a nullátor-norátor páros hálózatmodelljével együtt. Mivel a hálózat mag elemeinek száma három, és a degenerált elemek helyzete miatt nem létezik olyan mag, amely vagy két kapacitást vagy két induktivitást tartalmaz, a magfüggvény értéke 2, 3, vagy 4 lehet. csupán. Vizsgáljuk meg a $\delta = 3$ értékhez tartozó osztály magjait. Ilyen mag vagy tiszta ohmos ellenállásból áll, vagy „vegyes”, azaz kapacitást, induktivitást és ohmos ellenállást egyaránt tartalmaz. Az első eset kizárt, mert a mag a norátorok miatt nem tartalmazhatja egyszerre R_1 -et és R_9 -et, a nullátorok miatt pedig R_3 -at és R_4 -et. Maradt a „vegyes eset”. C_6 nem lehet magelem, mert mellé egyik induktivitás sem választható. C_2 mellé az ohmos ellenállások közül nullátorok miatt R_1 , norátorok miatt R_3 nem választható. De nem választható R_9 sem, mert a (C_2, R_9) -párhoz magelemként egyik induktivitás sem társítható. Egyetlen szóba jöhető mag csupán a $\{C_2, R_1, L_8\}$, és ez valóban az is, egyben kitüntetett mag. Ezért a hálózat egyértelmű megoldhatósága garantált.

Számítógépes implementáció

Az előző fejezetben bemutatott példák azt a meglepő tényt szemléltetik, hogy egy hálózat egyértelmű megoldhatóságának vizsgálata viszonylag bonyolultabb struktúra esetén is tisztán logikai úton lefolytatható. Természetesen más, még bonyolultabb hálózatok esetén ez a logikai vizsgálat igen nehézkes, áttekinthetetlen lehet. Problémát okoz már annak eldöntése is, hogy a hálózatnak van-e magja; még inkább probléma a hálózat-analízis számára a normálfa kiválasztása.

Az egyértelmű megoldhatóság vizsgálata alapján véve kombinatorikus eljárás; lefolytatásához ajánlható a 11. ábrán látható blokk-sémára épített

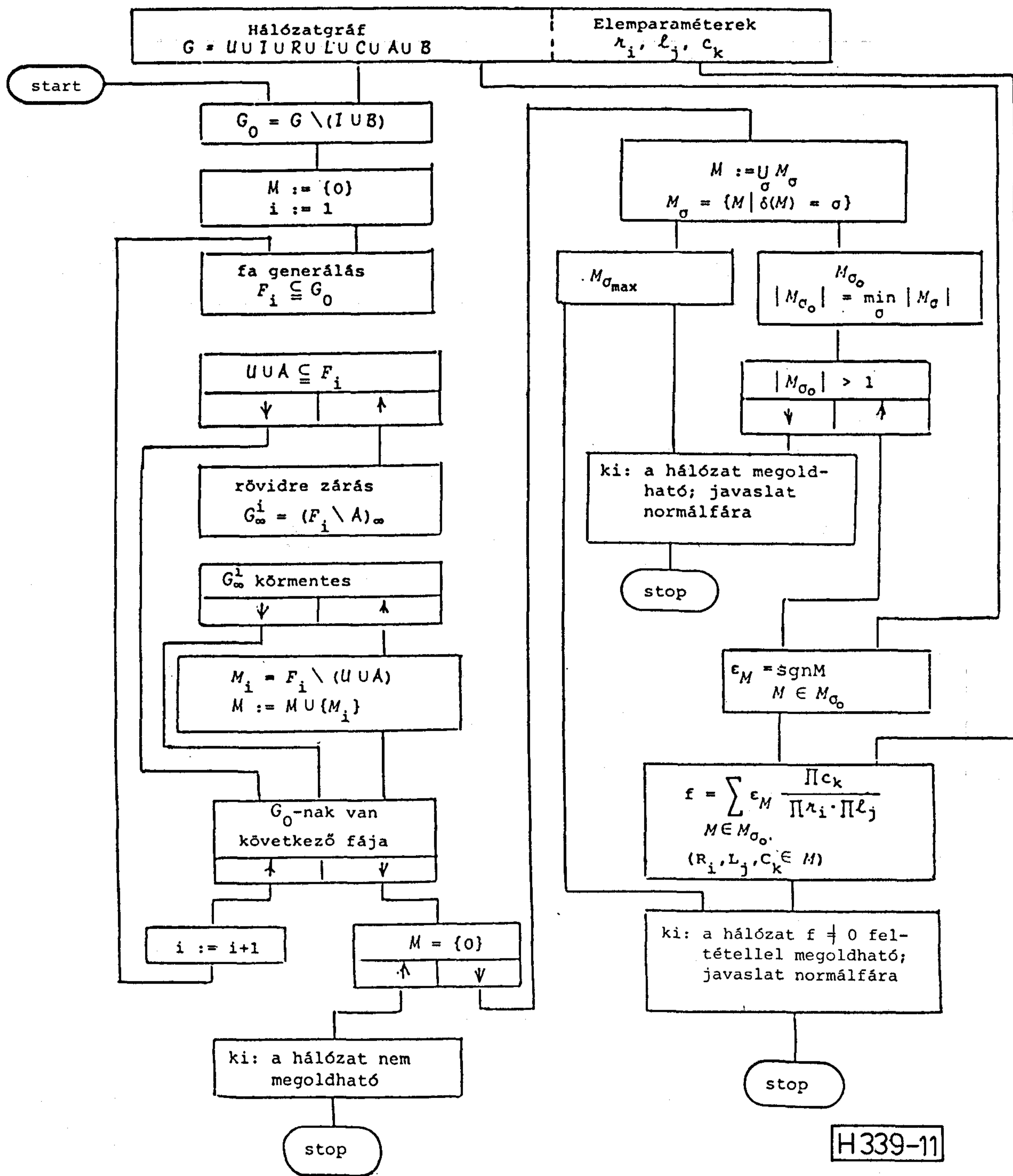
komplex számítógépes program. E program elsősorban azt dönti el, hogy a megoldhatóság szükséges feltétele teljesül-e. Ha igen, kell-e a paraméterek között valamilyen összefüggésnek teljesülnie az egyértelmű megoldhatósághoz. Ha igen, úgy a program generál egy, a megoldhatósághoz elegendő numerikus feltételt. „Megoldható esetben” a normálfa választására ajánlás születik a numerikus analízis lefolytatásához.

A hálózat magját „fa generálás” útján keressük. Ennek a blokknak implementálására alkalmas eljárás [4]-ben található. Első részében a program hálózatgráfnak kifeszítő nullátorfáit keresi meg (F_i). Ilyen fa maghoz vezet, ha belőle a nullátor-élek elhagyása és a norátor-élek rövidzárása után nyert G^∞ gráf körmentes. Az eljárás a 11. ábra bal felén követhető.

A 11. ábra jobb fele összefoglalja a további vizsgálatokat. Nevezetesen az így generált magok halmazát a magfüggvény értékei szerint osztályozza. Majd egyrészt keresi a maximális függvényértékhez tartozó magot (a normálfa választásnak ajánlásához), másrészt a minimális elemet tartalmazó magosztályt (M_{σ_0}). Ez utóbbi elemeihez relatív előjelet számol. Erre alkalmas topológiai módszer pl. [5]-ben található. A relatív előjelek birtokában előállított „f” formula zérustól különböző volta a megoldhatóságnak egy elegendő feltétele. Természetesen elegendő feltétel generálható volna bármelyik M_σ elemeiből; a jelen program végrehajtása során tulajdonképpen az egyik „legrövidebb formula” adódik. A feltétel ellenőrzése nem a program feladata, ez konkrét esetben külön numerikus eljárást kíván. A feltétel teljesülése esetén a hálózat numerikus megoldásához a program most is ajánl normálfát.

Amennyiben a program által generált legrövidebb feltétel nem teljesülne, úgy lehetséges a program olyan kiegészítése, amelynek segítségével további elegendő feltételek lennének generálhatóak.

Vegyük észre, hogy a 11. ábra blokk-sémája numerikus adatokat csak a program végén „igényel” (a feltétel generálásához), azaz az így szer-



11. ábra. Blokkséma a számítógépes implementációhoz

vezett számítógépes program tisztán topológiai, ezért alkalmazása a áhálózatanalízis numerikus lefolytatása előtt javasolt.

IRODALOM

[1] Braunling, D. R.: Analysis and synthesis of electrical networks containing nullators and norators; disszertáció, The University of Wisconsin, 1971.
 [2] Hollós E.: Nullátort és norátort tartalmazó kétkapú modellek, Híradástechnika XXXIII. évf. 11. szám, 493—496 (1982).

[3] Mark, S. K., Swamy, M. N. S.: The generalized tree for state variables in linear active networks; Int. J. Cir. Theor. Appl. 4, 87 (1976).
 [4] Pávó, I.: Generation of the k-trees of a graph. Acta Cyb. Tom. 1, Fasc. 2, Szeged, 57—68 (1971).
 [5] Pávó, I.: The sign of a k-tree in the nullator-norator pairs network; 26. IWK, TH. Iimenau, 59—62 (1981).
 [6] Recski, A.: Unique solvability and order of complexity for linear networks containing memoryless n-ports, CT. and Appl., Vol. 7, 31—42 (1979).
 [7] Vágó I.: A gráfelmélet alkalmazása villamos hálózatok számításában. Műszaki Könyvkiadó, Bp., 1976.



BERUHÁZÁS HELYETT – KÖLCSÖNÖZZÖN MŰSZERT!

DEVIZA NÉLKÜL is hozzájuthat a legkorszerűbb precíziós műszerekhez!

MEGTÉRÜL A KÖLCSÖNDÍJ, mert:

A megfelelő időszakban rendelkezésre álló, MÉRÉS-AUTOMATIZÁLÁSRA is alkalmas korszerű műszerek használatával időt, munkaerőt, adót, amortizációs költségeket, javítási-karbantartási költséget takarít meg.

NE FELEDJE: egy műszer haszna a mérésekből – nem pedig a tulajdonjogból ered!
NE SZAPORÍTSA KIHASZNÁLATLAN ESZKÖZEIT!

ÓRIÁSI VÁLASZTÉK: oszcilloszkópok, multiméterek, jelgenerátorok, analízátorok, mérésadatgyűjtők, regisztrálók, analitikai-környezetvédelmi műszerek, rendszervezélők, stb., stb.
ÁLL AZ ÖN RENDELKEZÉSÉRE!

FOGYÓANYAG, TARTOZÉK pótlás, – ugyancsak forintért!

LIZING LEHETŐSÉG: egyes műszer, vagy számítógép típusokra!

SZAKTANÁCSADÁS · HÁZHOZZÁLLÍTÁS · BEMUTATÁS!

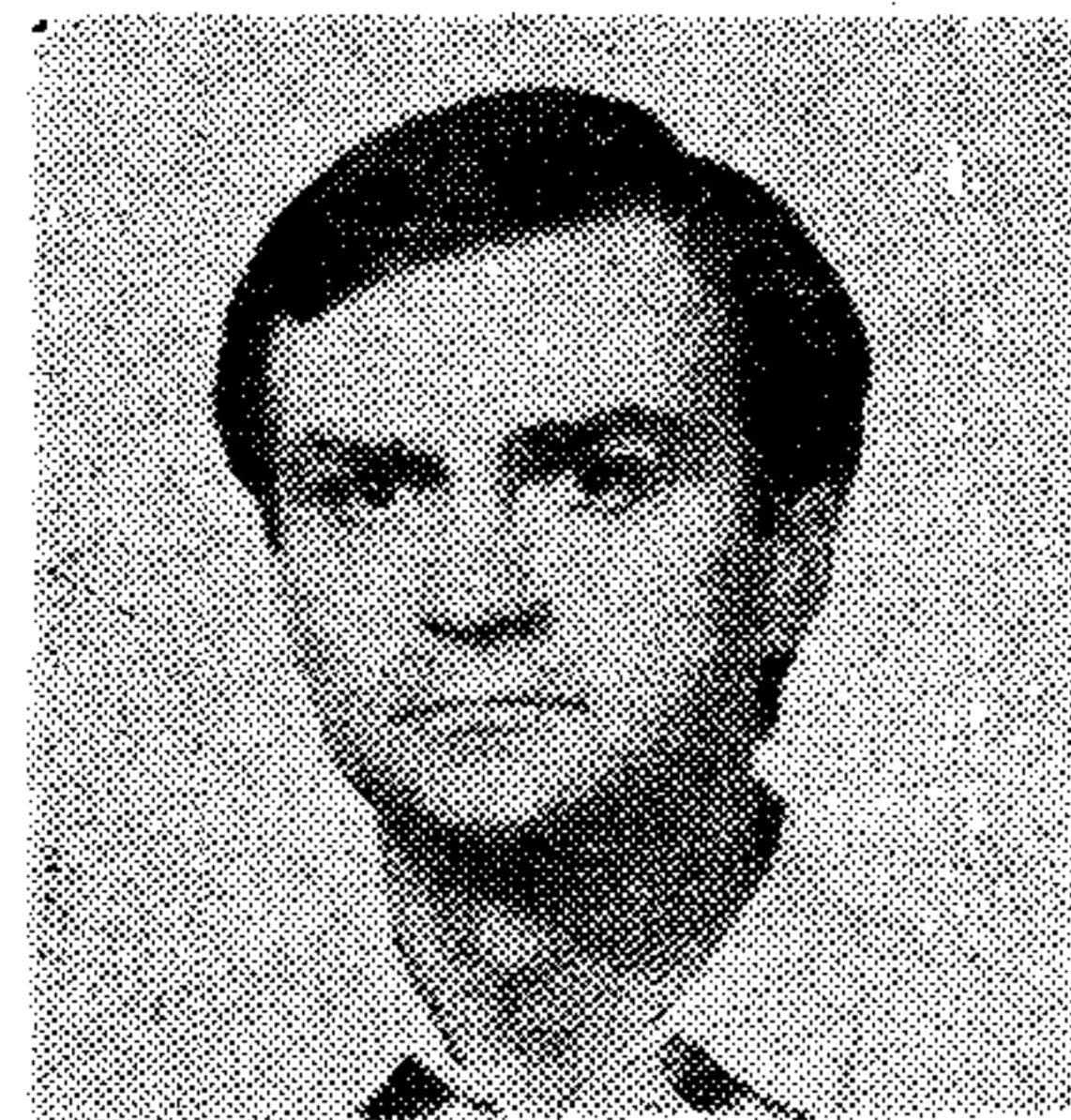
KÉRJE INGYENES KÖLCSÖNMŰSZER-KATALÓGUSUNKAT!

FELVILÁGOSÍTÁS, ELŐJEGYZÉS, ÜGYINTÉZÉS: 810-903 vagy 66-23-66/176 telefonon.
MTA MŰSZERÜGYI ÉS MÉRÉSTECHNIKAI SZOLGÁLATA MŰSZERKÖLCSÖNZÉSI FŐOSZTÁLY
Budapest XI., Szakasits Á. út 59-61. I. em. 107. szoba.
H-1502 Budapest Pf. 58



AM-96. 5D—digitális adatátviteli multiplexer 64 Kbit/s sebességű csatornához

FARKAS GÉZA
ORION



ÖSSZEFOGLALÁS

A közlemény célja az AM—96.5D digitális adatátviteli multiplex berendezés ismertetése, amely a primer PCM-berendezés egy 64 kbit/s sebességű csatorna időrésének felhasználásával többszörös, teljes duplex, szinkron, aszinkron és start—stop adatátviteli lehetőségeket biztosít.

1. Bevezetés

A PCM-berendezések elterjedésével lehetőség nyílt olyan digitális adatátviteli multiplex berendezések alkalmazására, amelyek a hagyományos — a hangfrekvenciás csatornához kapcsolódó — MODEM-eknél nagyobb sebességű, nagyobb csatornaszámú adatátvitelt valósítanak meg, ezáltal a távközlési kapacitás hatékonyabb kihasználását teszik lehetővé. A hatékonyság azáltal növelhető, hogy ezek a berendezések a primer PCM-multiplex berendezések hangcsatornáinak jelét továbbító 64 kbit/s sebességű jelfolyamot közvetlenül érik el, így elkerüljük a sáv szélességet pazarló (ugyanakkor költséges és bonyolult) többszörös digitál-analóg és analóg-digitál átalakításokat.

A jelfeldolgozáshoz digitális integrált áramkörök használhatók, ezért az alkatrészek öregedéséből származó elállítódásokkal nem kell számolni, tehát a multiplex berendezés megbízható, jó hatásfokú átvitelt biztosít, miközben az egy adatátviteli csatornára számított beruházási költségek is jelentősen csökkennek.

2. A multiplex berendezés rendeltetése

Az eddigieknek megfelelően a multiplex berendezés rendeltetése, hogy egy primer PCM-multiplex berendezés valamelyik 64 kbit/s sebességű hangcsatornájának helyére digitálisan egy ellenirányú (a CCITT G.703 ajánlásának megfelelő) interfaceszel kapcsolódva különböző adatátviteli lehetőségeket biztosítson.

A berendezésben öt csatornaegység számára van hely, amely helyek bármelyikébe bedugható egy-egy tetszőleges csatornaegység az alább felsoroltak közül. A sebesség előtt található szorzó az adott csatornaegységgel létrehozható teljes duplex összeköttetések számát adja meg:

- 4×600 bit/s, aszinkron átvitel;
- 2×1200 bit/s, aszinkron átvitel;

Beérkezett: 1988. IV. 13 (*)

FARKAS GÉZA

1981-ben végzett a BME Híradástechnika Szakán, azóta az Orionban dolgozik az Elektronikai

Fejlesztési Osztályon. Fő tevékenységi területéhez a digitális multiplex berendezések fejlesztése tartozik.

- 1×2400 bit/s, aszinkron átvitel;
- 4×2400 bit/s, start—stop átvitel;
- 2×4800 bit/s, start—stop átvitel;
- 1×9600 bit/s, start—stop átvitel;
- 4×2400 bit/s, szinkron átvitel;
- 2×4800 bit/s, szinkron átvitel;
- 1×9600 bit/s, szinkron átvitel.

A rendszeren az öt különböző csatornaegység pozícióban különböző csatornaegységeket alkalmazva egyidejűleg különböző adatsebességű, szinkron, aszinkron és start—stop átvitel is megvalósítható. A berendezéssel pont—pont közötti és leágazásokkal rendelkező összeköttetések egyaránt kialakíthatók. A leágazó állomás — megfelelő (a gyár által szállított) kábellel összekötött — két berendezéssel valósítható meg, ezért a leágaztatott csatornákra is a fent elmondottak érvényesek, míg a továbbmenő csatornák nem kerülnek lebontásra.

3. A soros jelfolyam felépítése

A 64 kbit/s sebességű soros jelfolyam a CCITT X.50 ajánlásának megfelelően épül fel. Ennek megfelelően 8 bites csoportokra, ún. borítékokra osztható, amely borítékok fázismerev kapcsolatban vannak a 64 kHz-es órajelben lévő 8 kHz-es bipolaritást sértő jellel.

A borítékokon belül az egyes bitek felhasználása a következő:

- Az első bit minden borítékban szolgálati célokra van fenntartva, itt továbbítandók a rendszer szinkronizmusához szükséges bitek, a távoli állomás üzemi állapotát mutató riasztás átjelzési bit stb.
- A 2—7 biteken az adatcsatornák információi találhatóak. Az egyes csatornához tartozó információs bitek mindig egy borítékban vannak, és az adott csatornához tartozó borítékok egy mástól való távolsága adja meg a csatorna információs sebességét az alábbi módon: Minden ötödik boríték felhasználása esetén az információs bitek a soros, 64 kbit/s sebességű jelfolyam 40 bitjéből (5 boríték) 6 bitet használnak periódikusan, így az információs sebesség:

$$v = \frac{6}{40} 64 \text{ kbit/s} = 9600 \text{ bit/s.}$$

Abban az esetben, ha egy csatorna információs bitjeinek átviteléhez csak minden tizedik vagy huszadik boríték 6 bitjét használjuk, akkor az információs sebesség természetesen 4800 bit/s ill. 2400 bit/s lesz, de ilyenkor a fel nem használt borítékok bitjei más csatornák jelének átvételére használhatók. Ily módon válik az 1×9600 bit/s sebességű csatorna jelfolyam 2×4800 bit/s, ill. 4×2400 bit/s sebességűvé.

— A 8. bit minden borítékban az állapotbit, amely az adott csatornán keresztül kommunikáló adatvégberendezések együttműködését szolgálja. Az állapotbitek mindig azon csatornához tartoznak, amelyhez az őket megelőző információs bitek.

4. A szolgálati bitek

Minden boríték első bitjén a szolgálati bitek találhatóak amelyek egy $2^7 - 1$ hosszúságú álvéletlen jelsor elemei (visszacsatolás a Q_4 és a Q_7 kimenetekről), amelyből csak a következő 80 értéket használjuk:

A	1	0	0	0	1	1	1	1	1
B=1	1	0	0	0	0	1	1	1	0
C=1	1	1	1	0	0	1	0	1	1
D=0	0	1	0	0	1	0	0	0	0
E=0	0	1	0	0	0	1	0	0	1
F=1	0	0	0	1	0	1	1	1	0
G=1	0	1	1	0	1	1	0	0	0
H=0	0	1	1	0	0	1	1	0	1

A jelölt „A” bit a távoli állomás üzemi állapotának jelzésére szolgál, értéke üzemi állapotban 1, meghibásodás esetén pedig 0.

A „B, C, D, E, F, G, H” bitek jelenleg fel nem használt bitek, a berendezésen belül CMOS-szinten hozzáférhetők. Felhasználásuk esetén egy-egy 100 Hz mintavételi frekvenciájú adatcsatorna kiépítését teszik lehetővé, egyéb esetben értékük a táblázatban feltüntetettnek (az álvéletlen jelsor adott elemeinek) megfelelő.

5. Szinkron csatornaegység

A rendszer alapkiépítésben 5 db 9600 bit/s sebességű szinkron csatornaegységet tartalmaz (az egyes csatornák információs bitjei szempontjából a soros 64 kbit/s sebességű jelfolyam 5 borítékonként periódikus). Ekkor a vezérlő órajelet a multiplex berendezés szolgáltatja mind adási, mind pedig vételi irányban, amit a primer PCM-multiplex berendezés felől érkező, 64 kHz-es órajelekből nyer ki. Az alapkiépítésből kiindulva lehet a csatornaegységenkénti 2×4800 bit/s ill. a 4×2400 bit/s sebességű szinkron alaosztást megkapni. Az adat végberendezésekhez a multiplex berendezés a CCITT V.24 ajánlás szerinti interface-szel kapcsolódik. Az interface áramkörök elektromos paraméterei a CCITT V.28 ajánlásának felelnek meg, a csatlakozás 25 pontos CANNON-csatlakozóval történik. A felhasznált interface áramkörök:

CT102, CT103, CT104, CT105, CT106, CT107, CT108, CT109, CT114 és CT115.

6. Start—stop csatornaegység

Start—stop csatornák esetén az adat végberendezések felől érkező karakterek egy átalakító áramkörre kerülnek, amely a start—stop karakterekből szinkron jelsort állít elő adási irányban, ill. vételi irányban a beérkező soros szinkron jelfolyam bitjeiből előállítja a start—stop karaktereket. Az átvitt start—stop karakterek bitszáma 8, 9, 10, vagy 11 lehet (beleértve ebbe a start és a stop biteket is), aminek beállítása a csatornaegységeken rövidzárak segítségével történik.

A sebességeltérés megengedett értékei:

— alaptartományban $-2,5\% \dots +1\%$,

— bővített tartományban $-2,5\% \dots +2,3\%$.

Az alap ill. bővített tartomány közötti választás szintén a csatornaegységen, rövidzárak beállításával lehetséges.

A sebességeltérés kiegyenlítése a karakterek stopbitjeinek módosításával történik. A szinkron csatornaegységnél (kristálypontosságú) alacsonyabb sebesség esetén vételi oldalon a stopbitek meghosszabbításával, a szinkron csatornaegységnél magasabb sebesség esetén pedig a stopbitek lerövidítésével történik a kiegyenlítés.

A névlegesnél magasabb adatsebesség esetén a stopbitek nem rövidebbek a névleges adatbit 87,5% nál az alap, ill. 75%-nál a bővített tartományban. A BREAK átvitele a rendszeren úgy történik, hogy a legalább M bit hosszúságú start állapotot $2M + 3$ -ra hosszabbítja ki a vételi oldal, ahol M a beállított karakterhossz. Mivel a start—stop áramkör a vele azonos névleges sebességű szinkron csatornát használja az átvitelhez, ezért a start—stop csatornaegységek is a szinkronnal megegyező módon 1×9600 bit/s, 2×4800 bit/s és 4×2400 bit/s sebességűek lehetnek. A felhasznált interface áramkörök: CT102, CT103, CT104, CT105, CT106, CT107, CT108, CT109.

7. Aszinkron csatornaegység

Aszinkron átvitel esetén a szinkron csatorna előtt található egy csúszó szókezdetű jelátmenet kódoló áramkör, amely a CCITT R.111 ajánlásának megfelelő eljárással mintavételezi és kódolja az adat végberendezések felől jövő jelsort adási irányban, ill. vételi irányban egy dekódoló áramkör, amely a beérkező soros, kódolt, szinkron jelfolyamból előállítja a gyors mintavételezésű jelet, és a két mintavételi idő között tárolja is a kiértékelt mintát. A csúszó szókezdetű jelátmenet kódolós eljárás ismertetése nem tartozik a jelen cikk témakörébe, ezt a [2] irodalom részletesen tárgyalja. A továbbiak megértéséhez elég annyit tudni róla, hogy ezen eljárás alkalmazása esetén csak az átmenetek helyét megadó kódot visszük át. Az átmenetek helyének megjelölésére három bit szolgál, átmenetek hiányában pedig az utolsó átmenetet megerősítő bitek kerülnek átvitelre.

9600 bit/s sebességű szinkron csatorna esetén a hordozósebesség természetesen 9600 bit/s lesz,

ami a hárombites kódszavak miatt maximálisan 3200 bit/s sebességű adatjelfolyamot engedélyez, hogy a kódszavak átvihetők legyenek, és ne lépen fel kóltévesztés. A jelsor mintavételezése a hordozósebesség négyszeresével történik (38 400 Hz), így a maximálisan megengedett sebességű adatjelsor esetén az elméleti izokron torzítás:

$$\delta = \frac{3200}{38\,400} 100\% = 8,3\%$$

Ezen csatornát névlegesen 2400 bit/s sebességűnek használva az izokron torzítás

$$\delta = \frac{2400}{38\,400} 100\% = 6,25\%$$

lesz. Természetesen az adatjelfolyam sebességét tovább csökkentve a torzítás értéke is csökkenni fog. Az aszinkron csatorna a felhasználó felé csak egy gyors mintavételezésű csatornaként jelentkezik, így az elméleti maximálnál (3200 bit/s) alacsonyabb sebességű adatjelfolyamra a csatornaegység kód- és sebességfüggetlen átvitelt biztosít.

A szinkron csatornáknál látott alaosztásnak megfelelően 4800 bit/s sebességű hordozó esetén a mintavételi frekvencia 19 200 Hz-nek, az elméletileg megengedhető legnagyobb adatsebesség 1600 bit/s-nak adódik, és ilyenkor természetesen két csatorna áll rendelkezésre, míg 2400 bit/s sebességű hordozó esetén a mintavételi frekvencia 9600 Hz, az elméletileg megengedhető legnagyobb adatsebesség 800 bit/s lesz, és ekkor 4 csatornás összeköttetésre nyílik lehetőség. Az elméleti izokron torzítás utóbbi két esetben is 6,25 % lesz a névleges sebességű (1200 bit/s ill. 600 bit/s) adatátvitel esetén.

Az áramköri torzításokból és az elméleti izokron torzításból adódó eredő torzítás a csatornák névleges sebességű felhasználása esetén mindhárom esetben kevesebb lesz, mint 10 %.

Felvetődhet a kérdés, miért volt szükség az igen jó hatásfokú szinkron és start—stop csatornák mellett az aszinkron átvitel alkalmazására is. A választ az adja meg, hogy adódhatnak olyan felhasználási esetek is, amelyek nem érik el még a 2400 bit/s sebességű átvitelt sem, ilyen esetekre készült az aszinkron csatornaegység.

A felhasznált interface áramkörök: CT102, CT103, CT104, CT105, CT106, CT107, CT108, CT109.

8. Riasztási rendszer

A multiplex berendezés riasztó áramkörei folyamatosan figyelik a 64 kbit/s-os összeköttetés minőségét, és meghibásodás esetén az alábbi műveleteket végzik:

- a hibát vizuálisan jelzik;
- kikapcsolható hangriasztást adnak;
- tiltják az adatcsatornák átvitelét a meghibásodás idejére.

9. Konstrukció

A berendezés dupla Európa kártyás kivitelű egységekből áll, amelyek egy KONTASET dobozban helyezkednek el.

A belső jelfeldolgozási feladatokat kifizogasztású CMOS digitális integrált áramkörök végzik, a V.28 ajánlásnak megfelelő elektromos paraméterű csatlakozást az adat végberendezések felé SN 75150 és SN 75154 típusú integrált áramkörök valósítják meg.

A multiplex berendezés ~220 V-os hálózati feszültségről működik, a megfelelő belső feszültségek előállításáról egy beépített tápegység gondoskodik.

10. Alkalmazási példa

Az 1. ábrán látható az AM—96.5D berendezés egy konkrét alkalmazási példája. Az összeköttetés két vég- és egy leágazó állomásból épül fel. Jól látható az ábrán az is, hogy a leágazó állomás két, egymással összekötött AM—96.5D berendezésből áll. A berendezések a primer PCM-multiplex berendezések egy darab 64 kbit/s sebességű, ellenirányú interface-szel ellátott hangcsatorna időréséhez csatlakoznak. Az Orionban gyártott RP 2/120T (120 telefoncsatornás, 2 GHz-en működő mikrohullámú összeköttetés létesítésére alkalmas) rendszer esetén ez azt jelenti, hogy minden primer PCM-berendezés 6., 8. és 21. hangcsatornájának helyén létrehozható egy-egy ilyen elképzelt elrendezés, akár több leágazó állomással vagy csak végállomásokkal is, és mivel a rendszer 4 primer PCM-multiplex berendezés összefogott (szekunder szintű) jelsorát viszi át, így összesen szélsőséges esetben akár 12 db hasonló felépítésű, de egymástól teljesen független rendszer is létrehozható.

Az ábrán látható példa szemléltetési célokat szolgál, így a felépítése olyan, hogy az összes csa-

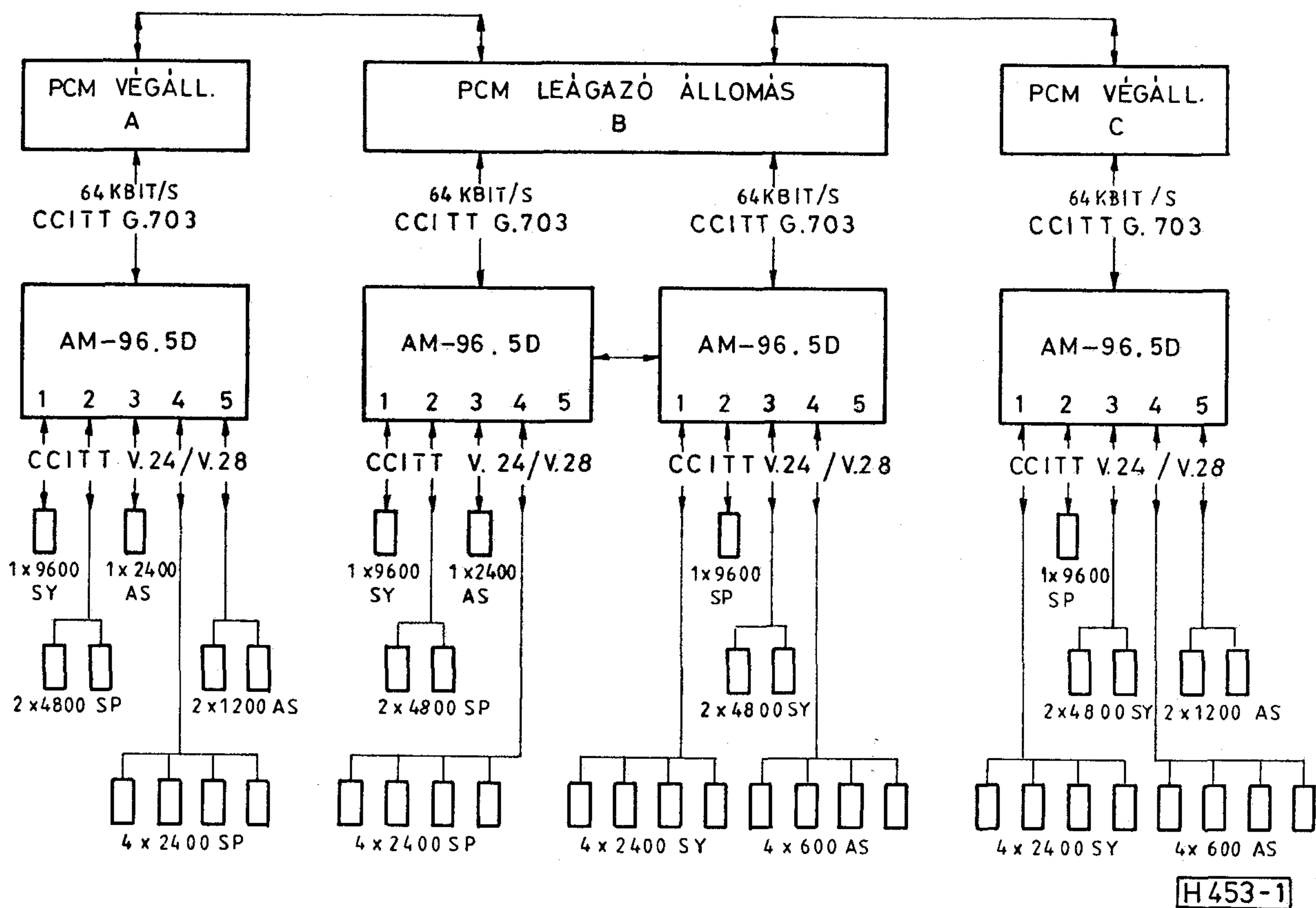
1. táblázat

Az AM—96.5D berendezés műszaki adatai

Csatlakozás a primer PCM-berendezéshez	Ellenirányú, 64 kbit/s-os transzformátoros interfaceszel (CCITT G.703)
Csatlakozás az adat végberendezések felé	CCITT V.24/V.28 (EIA RS 232C)
Az egy csatornaegységgel megvalósítható átvitelek száma*	4× 600 bit/s aszinkron 2× 1200 bit/s aszinkron 1× 2400 bit/s aszinkron 4× 2400 bit/s start—stop 2× 4800 bit/s start—stop 1× 9600 bit/s start—stop 4× 2400 bit/s szinkron 2× 4800 bit/s szinkron 1× 9600 bit/s szinkron
Bedugható csatornaegységek száma	5 db
Telj. felvétel**	max. 90 VA (220 V)
Tömeg**	ca. 16 kg
Méret	490 mm×430 mm×270 mm
Működési hőfoktartomány	+5 °C... +40 °C

* minden esetben teljes duplex átvitelt jelent

** maximális csatornaszámú (20) kiépítés esetén



1. ábra. Alkalmazási példa

tornaegység szerepeljen benne. Az „A” és a „B” valamint a „B” és „C” jelű állomások között az 1., 2., 3. és 4. pozícióba dugaszolt csatornaegységek teremtenek kapcsolatot. Az 5. pozíció 2×1200 bit/s sebességű aszinkron csatornaegysége csak az „A” és a „C” jelű állomásokon van bedugaszolva, ezért ennek jelsora a „B” jelű állomás két AM-96.5D berendezésén nem kerül lebontásra, a két berendezés közötti összeköttetésen (ami a leágazó állomási összekötő kábelt jelképezi) átjut, és ezáltal biztosítja az „A” és a „C” állomások adat végberendezéseinek egymással való kommunikációját.

A példával kapcsolatban két dolgot kell megemlíteni. Az egyik az, hogy ez csak szemléltető célokra szolgál, így a csatornaegységek egy konkrét elrendezési formát kaptak, de a valóságban az öt csatornaegység pozíció egységekkel való feltöltését

mindig a felhasználó az egyéni igényei szerint maga dönti el, és ez igaz a leágazó állomásra is, ahol a leágaztatás ill. az átmenő csatornák megválasztása akármelyik pozícióban lehetséges.

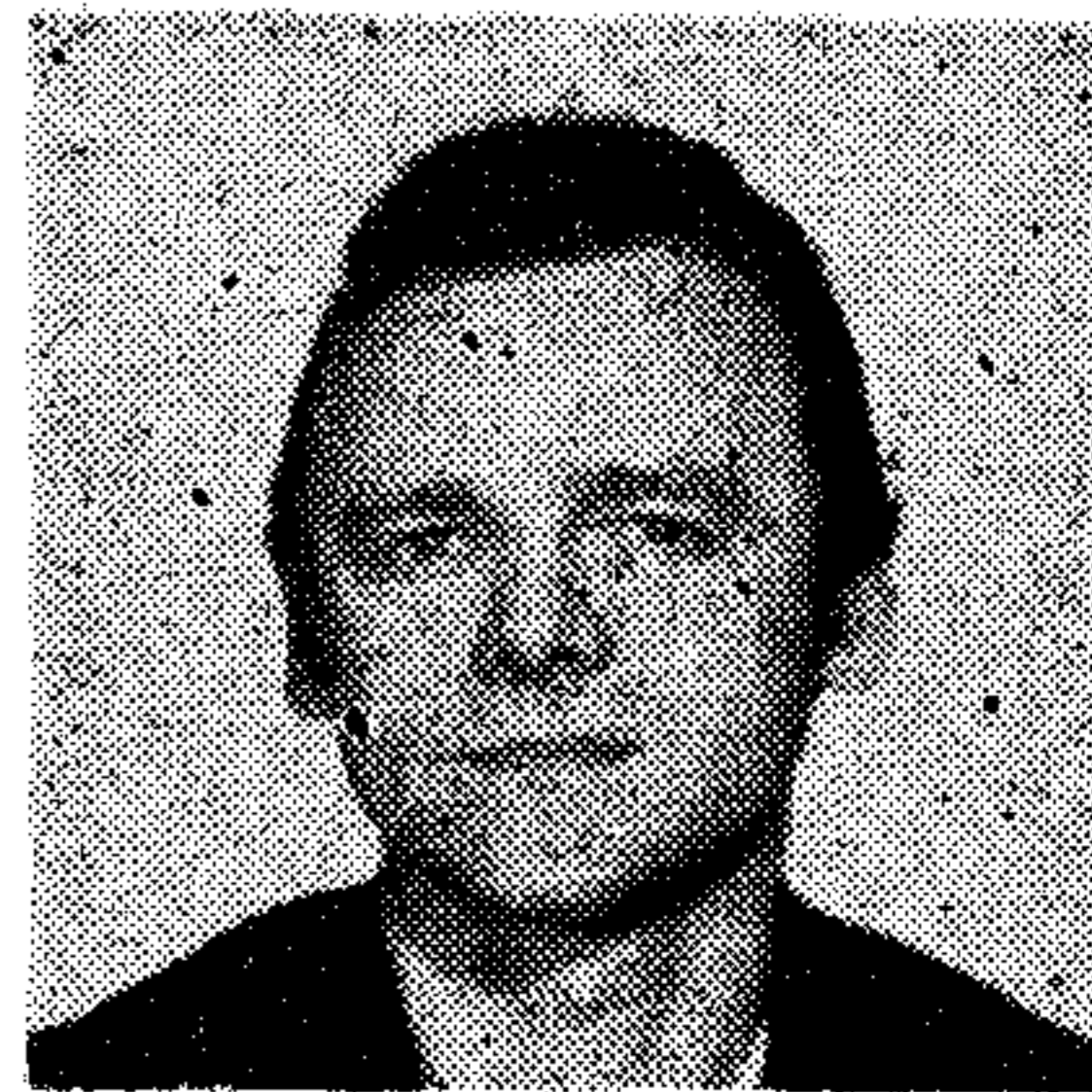
A másik megjegyzés az, hogy a berendezés csak 64 kbit/s sebességű, ellenirányú interface-szel rendelkező adatsatornán képes működni. Ott, ahol csak hangfrekvenciás végződések állnak rendelkezésre (pl. analóg multiplex berendezések esetén) továbbra is a hagyományos MODEM-eket kell alkalmazni

IRODALOM

- [1] CCITT Red Book Recommendation X.50
- [2] CCITT Red Book Recommendation R.111
- [3] CCITT Red Book Recommendation V.24
- [4] CCITT Red Book Recommendation V.28
- [5] CCITT Red Book Recommendation G.703

Rendszerek megbízhatósági tervezése elektronikai alkatrészek megbízhatósági modelljeinek felhasználásával

ALMÁDI JÁNOS
TELEFONGYÁR



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a professzionális átviteltechnika és számítástechnikai berendezések megbízhatóságának tervezési kérdéseit tárgyalja. Részletesen foglalkozik a felhasznált alkatrészek megbízhatósági modelljeinek meghatározásával, továbbá ismerteti egy gyakorlati példán keresztül a megbízhatósági tervezési módszer alkalmazását.

Bevezetés

A professzionális átviteltechnika és számítástechnikai berendezésekkel szemben az utóbbi két évtizedben a felhasználók egyre magasabb megbízhatósági igényeket támasztanak. Ugrásszerűen megnőtt a rendszerek nagysága és bonyolultsága, amely a hibamentességi jellemzők (pl. a két meghibásodás között eltelt működési idő, vagy a két tévesztés között átvitt helyes információ mennyisége) kézbe tartását követeli meg.

Ezen célkitűzés eléréséhez összehangoltan kell felhasználni a tervezési, a gyártási és a vevőszolgálati tevékenységet, illetve az ezek során alkalmazandó megbízhatóság-biztosítási módszerek alkalmas kombinációját.

Figyelembe véve a megbízhatóság kísérlet útján történő meghatározási, illetve ellenőrzési módszereinek idő- és költségigényét, valamint ezek egyre növekvő jellegét (az elemek elérhető alacsony meghibásodási rátája miatt), igen fontossá válik egy megfelelő magas szintű, az utólagos értékelés mérlegén is mindig helytálló megbízhatóság-előjelzési rendszer létrehozása.

Az átviteltechnikai és adatfeldolgozó rendszerek ma már egyre nagyobb elektronikus intelligenciát foglalnak magukban, illetve a klasszikus huzalozott elektronikai hardware egyszerűen megvalósítható mikroprocesszor-vezérlés alkalmazásával.

Így általában a tervező a megbízhatósági kérdések kapcsán a hardware, illetve a software megbízhatóságát egyaránt kénytelen figyelembe venni.

Jelen ismertetés csupán a hardware megbízhatóság kérdésével foglalkozik.

A hardware rendszer megbízhatósági viselkedésének leírása

A katasztrófális leállás elkerülését az eredetileg tervezett, megvalósított redundáns funkciók, illetve tartalék üzemmódok beépítése teszi lehetővé.

Ezek a nagyméretű és bonyolult rendszerek azonban mindig felbonthatók egyszerű rendszer-elemek meghatározott logikai kapcsolatban álló struktúrájára.

ALMÁDI JÁNOS
Diplomáját 1969-ben szerezte a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán.

A Telefongyárban 1969-től 1982-ig különböző gyártmányok gyár-

tásához szükséges cél-műszerek tervezésével foglalkozott, mikroprocesszoros rendszerek alkalmazásával bezárólag. Jelenleg a Minőségtervezés és Ellenőrzési Főosztály vezetője.

Ez a struktúra le is írható a formális logika eszköztárával. A továbbiakban ezeket az egyszerű elemeket, illetve a belőlük alkotott struktúrát kell vizsgálni.

A strukturális redundancia mellett a rendszerbe beépíthetők az információ redundanciák, az áramkörök túrési, illetve terhelési redundanciái is. Az összes eddig felsorolt eset kezelhető az áramköri elemek — mint a konstruktőr számára tovább már nem osztható építőelemek — tulajdonságainak leírásával, illetve ezek terhelési redundanciájának kézbe tartásával.

A rendszer részekre bontása és analízise során egy sor egyszerűsítő feltételt tehetünk, amelyekkel a probléma megoldása viszonylag egyszerű algebrai összefüggésekre vezethető vissza.

Kellően alacsony szintre jutva, a struktúra lebontásában még megfogalmazhatók az alábbi egyszerűsítő feltételek:

- A rendszer elem csupán két állapotú a megbízhatóság szempontjából: működőképes vagy meghibásodott.
- A rendszerek soros, párhuzamos, illetve vegyes kapcsolása jellemzi a rendszerrészt, tehát logikailag egyszerű eszközökkel leírható a rendszer-rész megbízhatósági modellje.
- Az elemek megbízhatósági viselkedését egy kezdetinek nevezhető munkapontban meghatározott hibamentességi jellemzők és a környezeti tényezők határait leíró függvények általában szorzat jellegű összefüggései adják meg.
- A gyakorlati életben közepes berendezések esetében a gondolatátmenetet rendszeranalízis helyett meghatározott, ismert viselkedésű elemek szintéziseként egyszerűbb végigvinni.
- A szintézis a nagy redundáns rendszer teljes mélységében is folytatható, ha rendelkezünk a strukturális redundancia alapeseteit leíró matematikai összefüggésekkel.
- Sok kisebb berendezés egyszerűbb soros megbízhatósági modellel jellemezhető, s ennél fogva kétállapotú viselkedéssel írható le.
- A konstruktőrnek gyakorlati tevékenysége során vagy még a megvalósítás előtt metametikai

Beérkezett: 1988. V. 4. (←→)

eszközökkel, vagy a megvalósítás után kísérleti és matematikai eszközökkel ellenőriznie kell a megbízhatósági jellemzőket.

- Amennyiben a jellemzők nem megfelelőek, egy javított konstrukciós változat tervezésével esetleg egy több lépésből álló iteráció végzésével kell a kívánt megbízhatóságot elérni.
- Gyakorlatilag a jelenlegi gyártmányösszetétel bonyolultsága miatt a megbízhatósági iterációs számítások csak számítógépes támogatással végezhetőek el.

A megbízhatósági iterációs számítások gyakorlati végrehajtásához az alábbiak szükségesek

1. A konstruktőr által felhasználható alkatrészek számítógépes adatbázisa, mint iránymutató, de egyben korlátozó funkciót is ellátó választék.
2. A választékban szereplő alkatrészek családjait leíró megbízhatósági modell, illetve minden egyes alkatrészhez a független változók (igénybevételi sorok) valamilyen névleges értéke mellett hozzárendelhető tényleges számérték (ez egyben a modell együtthatók kiindulási értékeit is meghatározza).
3. Az alkatrészcsaládok terheléseivel kapcsolatos szorzó függvények, amelyek a névlegestől eltérő terhelési esetekre leírják a változás jellegét és mértékét.

Itt meg kell jegyezni, hogy a fenti három adatbázisrész folyamatos karbantartást kíván.

4. A megbízhatósági jellemzők számítóalgoritmusát megvalósító számítógépprogramok. (Ezeket egyszer kell elkészíteni.)

A nemzetközi és a hazai szakirodalom gyakorlatát követve az alkatrész megbízhatóságát a meghibásodási aránnyal jellemezzük, feltételezve, hogy az alkatrészek működési idejének valószínűségi eloszlása exponenciális eloszlás vagy azzal jól közelíthető. Ebben az esetben a meghibásodási arány az idő függvényében állandó és azt szokásosan:

10^{-6} /óra vagy 10^{-9} /óra egységben fejezik ki.

Az alkatrész megbízhatósági modellje ennek az állandó meghibásodási aránynak a különböző igénybevételi és alkalmazási tényezőktől való függését írja le.

A tipikusan és általunk is alkalmazott modell a következő alakú:

$$\lambda_p = \lambda_b \cdot \pi_Q \cdot \pi_E \cdot \pi_A \cdot \pi_N [10^{-9}/\text{óra}]$$

ahol

- λ_p = az alkatrésztípus előre jelzett meghibásodási aránya;
- λ_b = az ún. bázis meghibásodási arány, amelyet a villamos igénybevétel és hőmérséklet igénybevétel függvényében adnak meg;
- π_Q = minőségi tényező, amely az alkatrész gyártása során alkalmazott ellenőrző-minősítő és szűrővizsgálatok hatékonyságát jellemzi;

- π_A = alkalmazási tényező, amely figyelembe veszi az áramköri felhasználás körülményeit;
- π_N = az egyes alkatrészek speciális tulajdonságait jellemző tényezők összessége;
- π_E = környezet hatása a megbízhatóságra.

Összegezve megállapítható, hogy gyártmányaink megbízhatóságának tervezésénél, illetve értékelésénél a klasszikus értelemben vett megbízhatóság előrejelzési módszer jól használható. A módszer segítségével a berendezést alkotó részek (alkatrészek, részegységek) megbízhatósági adataiból számítjuk ki a vizsgálandó berendezés megbízhatóságát, ismert matematikai-statisztikai és valószínűségszámítási módszerek alkalmazásával.

Az előzőekben elmondottak megvalósításának egy gyakorlati példáját mutatja be a mellékletben közölt tápegység működési megbízhatóságának kiszámításához felhasznált adatbázis.

A táblázat utolsó oszlopa (λ_p) tartalmazza minden egyes alkatrészre az arra jellemző meghibásodási arányt (λ_p értékét), amelynek a számszerűsített értéke a számítógépes feldolgozásból adódóan speciális alakú:

$$\begin{aligned} (\text{pl. } 1 \text{ E}-10 \text{ egyenlő } 1 \times 10^{-10} \\ 1,2 \text{ E}-09 \text{ egyenlő } 1,2 \times 10^{-9}). \end{aligned}$$

Gyakorlatilag 0 érték nem fordulhatna elő, így ez azt jelenti, hogy ezeknek az alkatrészeknek nincs hatása a tápegység működésére. (Például jelen esetben a világító dióda csak a tápegység meghibásodásának kijelzésére szolgál.)

A TE5 típusú tápegység elemei és azok minimális lambda adatai

Sorszám	Katalógus kód	Az elem megnevezése	DB szám	Lambda értéke
1.	321530	MP-kondenzátor 300 V	1 0	
2.	322100	Alumínium elektr. kond. normál	8 0	
3.	322300	Tantál elektr. kond. normál	1 0	
4.	451000	LED-dióda	1 0	
5.	311350	Fémréteg ell. 1 W	1 1E-10	
6.	311340	Fémréteg ell. 1 W	2 2E-10	
7.	311250	Krist. szénréteg ell. 0,5 W	4 4E-10	
8.	321810	Polist. kond. műanyag tok	2 6E-10	
9.	321900	Polieszter kondenzátor	5 9E-10	
10.	215210	Indirekt kártyacsatlakozó	12 1.2E-09	
11.	311210	Krist. szénréteg ell. 0,25 W	31 3.1E-09	
12.	422300	Planar epitaxialis dióda	1 4.29593E-09	
13.	821000	Kis telj. fesz. stab. IC	1 8.29185E-09	
14.	111000	Kézi forrasztási pont	138 1.38E-08	
15.	332100	Ferritmagos szűrő indukt.	7 2.1E-08	
16.	112000	Gépi forrasztási pont	242 2.42E-08	
17.	424000	Zenerdióda	3 3E-08	
18.	422000	Szilícium dióda	11 1.1E-07	
19.	434200	Szil. telj. tranz. (ipari)	4 1.2E-07	
20.	433000	Szilícium tranzisztor	6 1.5E-07	
21.	215200	Indirekt kártyacsatl.	1 1.94526E-07	
22.	251000	Jelfogó	1 2E-07	
23.	214100	Késérintkezős sp. csatl.	4 7.78104E-07	

A TE5 típusú tápegység eredő MTBF adata: 68.726 (év)

A felhasznált alkatrészekre jellemző λp értékek ismeretében speciális számítógépes algoritmus segítségével képezhető a példában szereplő tápegység MTBF adata.

IRODALOM

[1] Goarin, Roland: „Elektronikai alkatrészek előrejelzett és tapasztalati megbízhatósága” (Relelectronic '82 szimposiumon elhangzott előadás).

[2] Balogh A.—Dukáti F.—Sallay L.: Minőségellenőrzés és megbízhatóság (1980). Műszaki Könyvkiadó

[3] Balogh A.—Gerlay M.: Rendszerek megbízhatósági tervezése. Híradástechnika XXXVI. No. 2. (1985)

[4] MSZ KGST 1192: A hibamentes működési idő ellenőrzési tervei exponenciális eloszlás esetében (1978)

[5] MSZ 18828: A megbízhatósági mutatók meghatározásának paraméteres módszerei (1983)

A folyamatirányítás és az automatizált berendezések intelligens mérőeszközeinek fejlődése és távlati fejlesztési irányai

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület, a Mérés-technikai és Automatizálási Tudományos Egyesület, a Magyar Agrártudományi Egyesület és a Magyar Élelmiszeripari Tudományos Egyesület létrehozta az Érzékelő Munkabizottságot, amely egy 1988. február 16-n szervezett kerekasztal megbeszélés keretében a címben szereplő témát vitatta meg.

A bevezető előadást a szerzők nevében dr. Fock Károly docens tartotta.

A szerzők az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság megbízásából elkészített tanulmányuk összefoglalóját ismertették Balotai Kálmánnak, az OMF B főosztály-vezető helyettesének az elnöklete mellett.

A szóbanforgó tanulmánynak, ill. a bevezető előadásnak a célja az volt, hogy a szakirodalom lehetőleg minél teljesebb áttekintése alapján képet kapjunk az intelligens mérőeszközök jelenlegi nemzetközi helyzetéről, ill. a várható fejlődési trendekről. A vizsgálat a nem villamos mennyiségek mérés technikájának területére terjedt ki.

Megállapítást nyert, hogy az érzékelő gyártás és a mikroelektronika kölcsönös egymásrahatásának eredményeképpen olyan új mérőeszközök jöttek létre, amelyek a mikroprocesszoros jelfeldolgozás következtében minőségileg is új funkciók megvalósítását teszik lehetővé. Megítélésünk szerint az érzékelőknek, mérőeszközöknek az intelligens volta éppen ezekben a megvalósított új funkciókban rejlik.

Jellegzetes funkciók

a) Statikus és kvázistatikus korrekciók

- nullpont- és érzékenységbeállítás,
- statikus karakterisztika linearizálása,
- zavaró paraméterek hatásainak kiküszöbölése szoftveres korrekcióval,
- statisztikai adatkiértékelés,
- automatikus önkalibrálás,
- lezármaztatott mennyiségek meghatározása aritmetikai műveletek és függvénykapcsolatok felhasználásával.

b) Dinamikus korrekciók

- automatikus dinamikus korrekció az időtartományban,
- automatikus dinamikus korrekció a frekvenciatartományban,
- dinamikavezérlés,
- zavarófrekvencia szűrése.

c) Komplex mennyiségek meghatározása

- helyfüggő kiértékelés (helyzet, felület, kép stb.),
- frekvenciafüggő vizsgálat (anyagvizsgálat, gyors Fourier-transzformáció stb.).

d) Belső adatfeldolgozás

- jelek digitalizálása,
- jelek kódolása előírt algoritmus szerint,
- redundancia csökkentés, információsűrités,
- adatok osztályozása,
- adatok tárolása,
- önellenőrzés, háttérben futó tesztprogrammal

e) Kommunikációs feladatok ellátása

- csatlakozási felületek kiszolgálása,
- működési állapotok és státuszjelek figyelése,
- parancsok és adatok fogadása és kiértékelés,
- üzenetek összeállítása (protokollok).

f) Kiegészítő funkciók

- hihetőség vizsgálatok,
- határértékek ellenőrzése,
- gradiensek ellenőrzése,
- hibajelzések,
- egyszerű irányítástechnikai funkciók végrehajtása,
- mérési- és jelfeldolgozási folyamat lefutásának vezérlése.

Ez a viszonylag részletes, de korántsem a teljesség igényével készült felsorolás is rávilágít a mikroszámítógép fontosságára. Az előző funkciók mindegyike azonban nem található meg általában a ma létező intelligens érzékelőkben, távadókban, de a felsorolás szemlélteti, hogy a mikroprocesszorok megjelenése milyen óriási mértékben kiszélesítette az érzékelők felhasználási lehetőségét.

A továbbiakban részletesen áttekintettük az intelligens mérőeszközök, valamint a mérésadatgyűjtő és folyamatirányító rendszerek hardver és szoftver kapcsolatának a lehetőségeit, feltételeit.

A szakirodalom feldolgozásából kiderült, hogy jelenleg elsősorban az ipari távadók között találunk intelligens eszközöket. Az irányítástechnika területén vezető szerepet játszó cégek (Honeywell, Bailey, Rosemount, Endress + Hauser stb.) gyártmányválasztékában elsősorban a nyomás, nyomáskülönbség közegáramlás, folyadékszint, valamint hőmérséklet mérésére találunk ipari körülmények között működő intelligens távadókat.

A közfogyasztási célú mérőeszközök területén napjainkban iparilag gyártott intelligens érzékelők még nincsenek, intenzív kutatásuk folyik, főleg a félvezető értékelők fejlesztése területén.

Az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottságtól kapott tájékoztatás alapján Balotai Kálmántól és dr. Boromissza Tamástól az idézett tanulmányból korlátozott mennyiségben példányok igényelhetők.

dr. Fock Károly—dr. Laczházi Gyula
BME Folyamat szabályozási Tanszék
Kiss Béla
Ipari Minisztérium

Beszámoló a VDI/VDE (NSZK) „Érzékelők technológiája és alkalmazása” szemináriumról

1988. március 14—16. között tartották a Német Mérnök Egyesület és a Német Elektrotechnikai Egyesület 4. „Sensoren technologie und anwendung” című szemináriumát Bad Nauheimben.

Az előadások kémiai, mechanikai, hőmérséklet és optikai érzékelőkkel, azok tesztelésével, rendszerbe illesztésével valamint robottechnikai alkalmazásával foglalkoztak.

A nyomtatásban megjelent előadások száma 80, a résztvevők száma több volt négyszáznál. Az előadók és

a résztvevők főleg az NSZK kutatói és ipari szakemberei közül kerültek ki, de egy-egy részterület összefoglaló előadásait a téma elismert szakértői tartották mint meghívott előadók.

A beszámoló írójának benyomása szerint a legnagyobb érdeklődéssel fogadott téma az érzékelők alkalmazása a robottechnikában volt, itt érezhették a résztvevők a szenzorok növekvő szerepét.

Pásztor Kálmán
BME Elektronikus Eszközök Tsz.

Siemens látogatás a Távközlési Kutató Intézetben

A TKI meghívására dr. Josef NOSSEK, a müncheni Siemens rádiórelé főosztályának vezetője 1988. február 19-én meglátogatta az intézetet. Ennek során nagy sikerrel fogadott angol nyelvű előadást tartott kb. 60 fős, részben meghívott hallgatóság előtt,

„Adaptive signal processing in multilevel QAM digital radio systems (adaptive equalization, interference cancellation, diversity combination)”

címmel. Az előadás után meglátogatta a központi laboratóriumot, majd kerekasztal megbeszélés során, melyen kb. 30-an vettek részt, válaszolt TKI munkatársak kérdéseire, a 140 Mbit-s digitális rádiórelé berendezések fejlesztésével kapcsolatban.

dr. Sárkány Tamás

**A mai számítógépek
többsége már
hálózatban működik —
az Öné se maradjon
egyedül!**

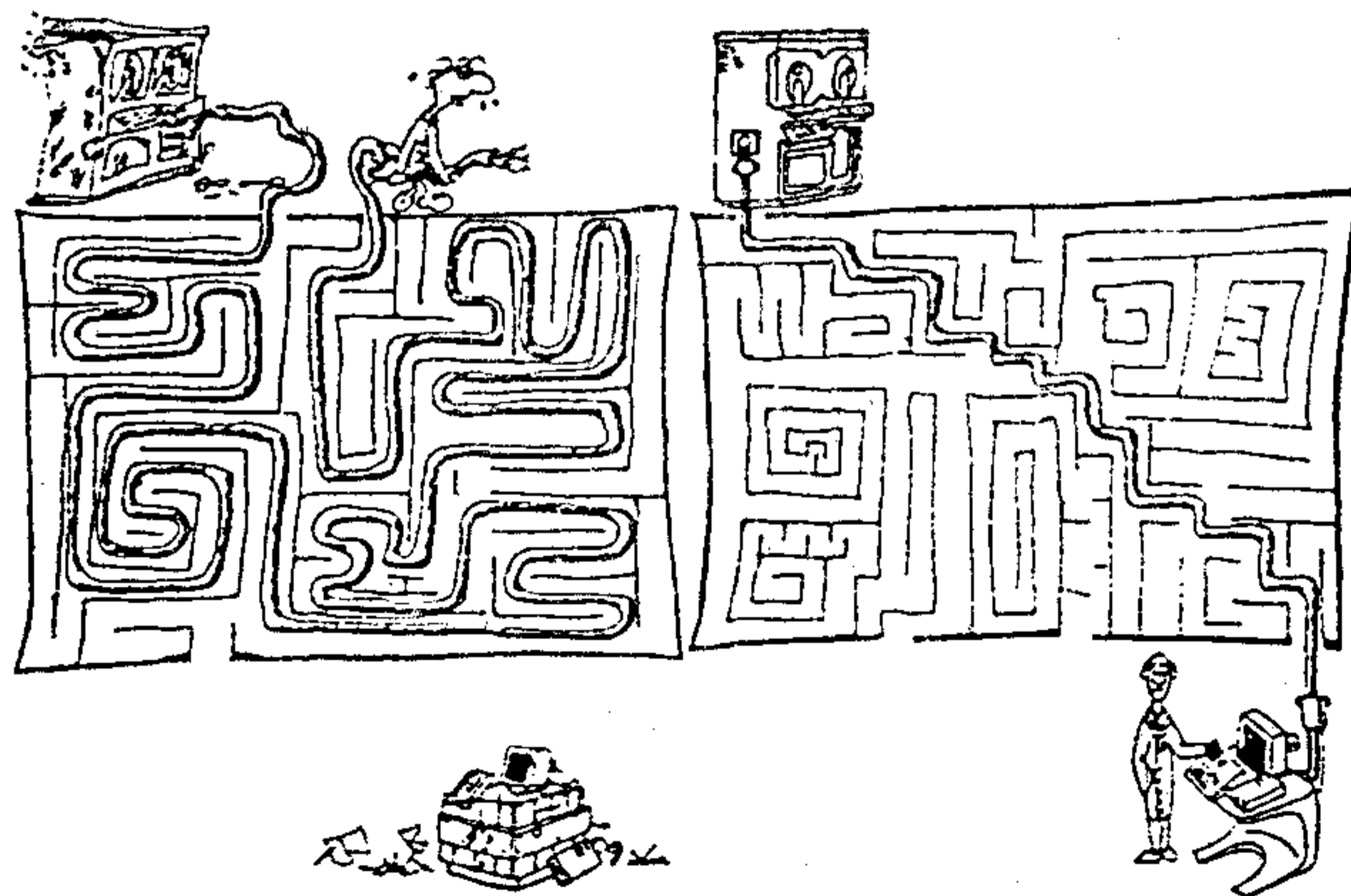
Az X-BYTE Számítástechnikai Kiszövetkezet vállalkozik az adatátviteli hálózat kiépítésére (is). Munkánkra két év garanciát vállalunk.

**Ha minket választ —
nem marad magára!**

X-BYTE

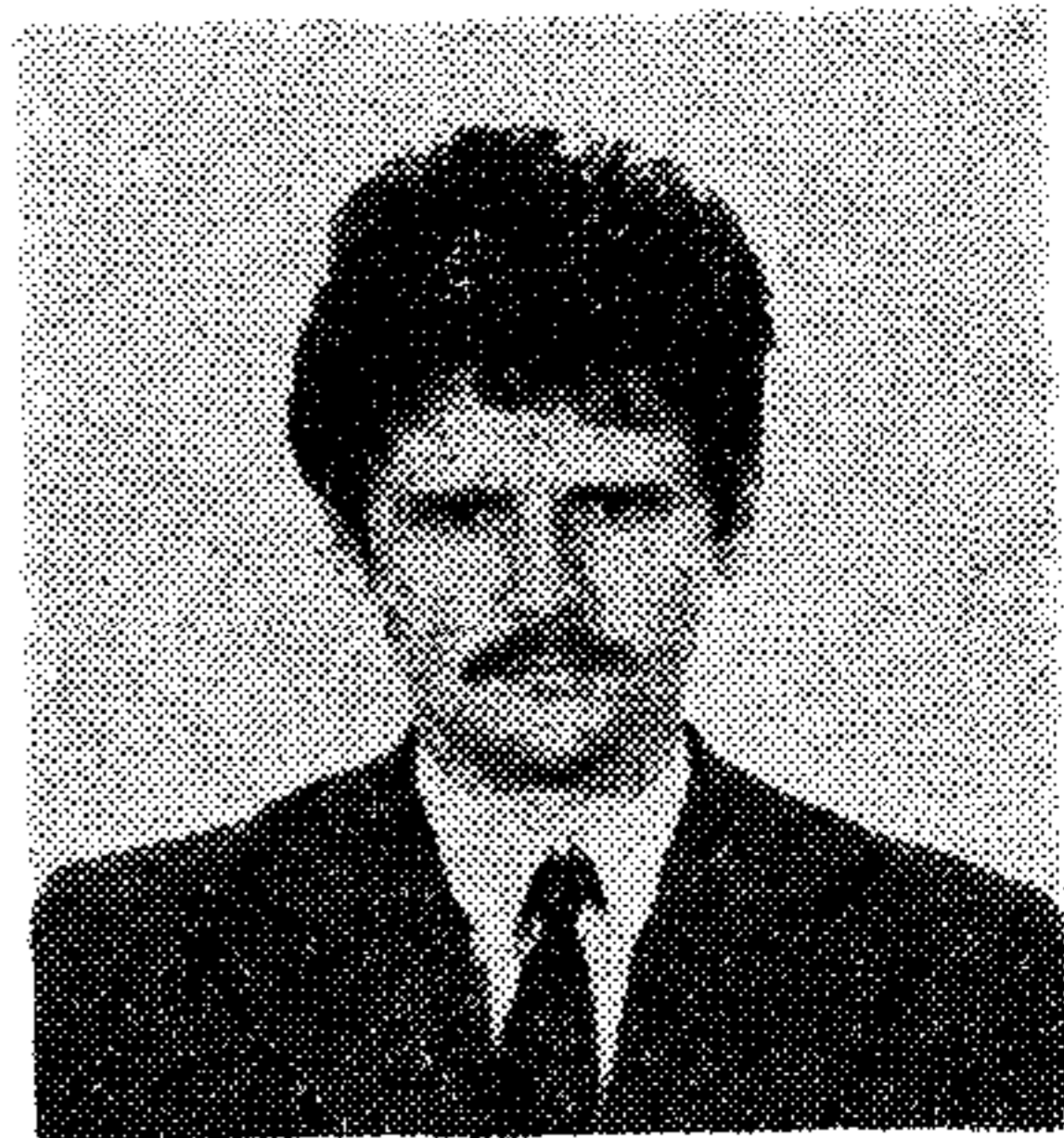
**SZÁMÍTÁSTECHNIKAI
KISSZÖVETKEZET**

1138 Budapest, Népfürdő u. 21/e.
Telefon: 732-619



Műhold vevő fm-egysége

TAKÁCS LAJOS
VIDEOTON



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk áttekinti a műholdvevő belső egységének frekvenciás követelményeit és legfőbb specifikus jellemzőit. Bemutatja egy megvalósított FM-egység áramköri megoldását, indokolva a választott áramköri kapcsolások szükségességét és célszerűségét. A tervezés eredményességét mérési eredmények bemutatásával kívánja a szerző igazolni.

A műholdas televíziós jelátvitel nem a 80-as évek terméke. A 70-es évek eleje már meghozta a kontinensek tv-összeköttetésének lehetőségét. Ez azonban sem egyéni, sem nagyközösségi vételt még nem tett lehetővé. Csak az e célra felállított földi állomások és átjátszó központok voltak képesek a műhold vételére. Európán belüli egyéni és nagyközösségi műholdas műsorvétel alapját az 1977-es ún. WARC (World Administrative Radio Conference) tette le. Ez az egyezmény foglalja magában az üzemi frekvenciasávot, sávszélességet, orbitális helyzetet, vételi teljesítménysűrűség-fluxust, polarizációt stb.

A továbbiakban összefoglalom az egyezmény legfontosabb műszaki részleteit:

- A vételi frekvenciasáv 11,7—12,5 GHz, amely 40 csatornára van felosztva. Egy csatorna sávszélessége 27 MHz.
- Minden ország sugárzó műholdja számára kijelölték a geostacionárius keringési helyet, az Egyenlítő síkjában.
- Az egyes országok 5—5 csatornára kaptak használati lehetőséget. Egy csatornában, vagy egy tv-csatornát, vagy 12 hangcsatornát tudnak átvinni.
- A sávon belül, a szomszédos csatornák ellentétes, körpolarizációjúak. Az egyes országok csatornakiosztásánál figyelembe vették ezt és ezzel minimalizálták a vételi interferenciázavart.

Az egyezmény nem írta elő a modulációt, valamint a sugárzási teljesítményt, de azt azonban igen, hogy a sugárnyalábnak a vétel helyén legalább -103 dB W/m² teljesítménysűrűség-fluxusa legyen. Ezeket az előírásokat az ún. DBS-műholdak (Direct Broadcast Satellite) teljesítik. Korábban, a direkt sugárzó műholdak üzembe állítását 1984-re tervezték, de elsősorban a vételtechnika kompatibilissé (C-MAC, D₂-MAC) tétele érdekében és egyéb technikai és jogi problémák miatt 1987. közepén még nem üzemel.

A satelitvektele akkor válik majd általánossá, ha a műholdak üzembehelyezésével egyidőben meg-

TAKÁCS LAJOS

1981-ben végzett a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola Híradásipari szakán. Jelenleg is első munkahelyén, a Videoton Elektronikai Vállalat TV Fejlesztési

Osztályán dolgozik. Téma területe a televízió hangolóegységek (tuner) fejlesztése. Ebben a témakörben fejlesztő munkát végez a jövő technikáját jelentő műholdas televízió vétel gyakorlati megvalósításában.

jelennek az olcsó egyéni vevőberendezések is. A vevőberendezések árát a mikrohullámú külső egység (az antennával), illetve hang- és videojelek előállítását végző D₂-MAC, esetleg a C-MAC-dekóder határozza meg. Az egyedi vevőberendezések árát, célszerűen kialakított rendszertechnikával lehet csökkenteni. Az egyedi vevőberendezésekkel szemben jogos igény, hogy minden csatornát, mindkét polarizációval venni tudjon, a teljes 11,7—12,5 GHz-es tartományban.

Vizsgáljuk meg, hogy melyek voltak azok a műszaki és gazdasági nehézségek, amelyek hátráltatták az ún. teljessávú satelit tuner (belsőegység konverter) létrejöttét annak ellenére, hogy a mikrohullámú egységek eleve lehetővé tették a teljes vételi sáv transzponálását, a 0,95—1,75 GHz-es első KF-sávba.

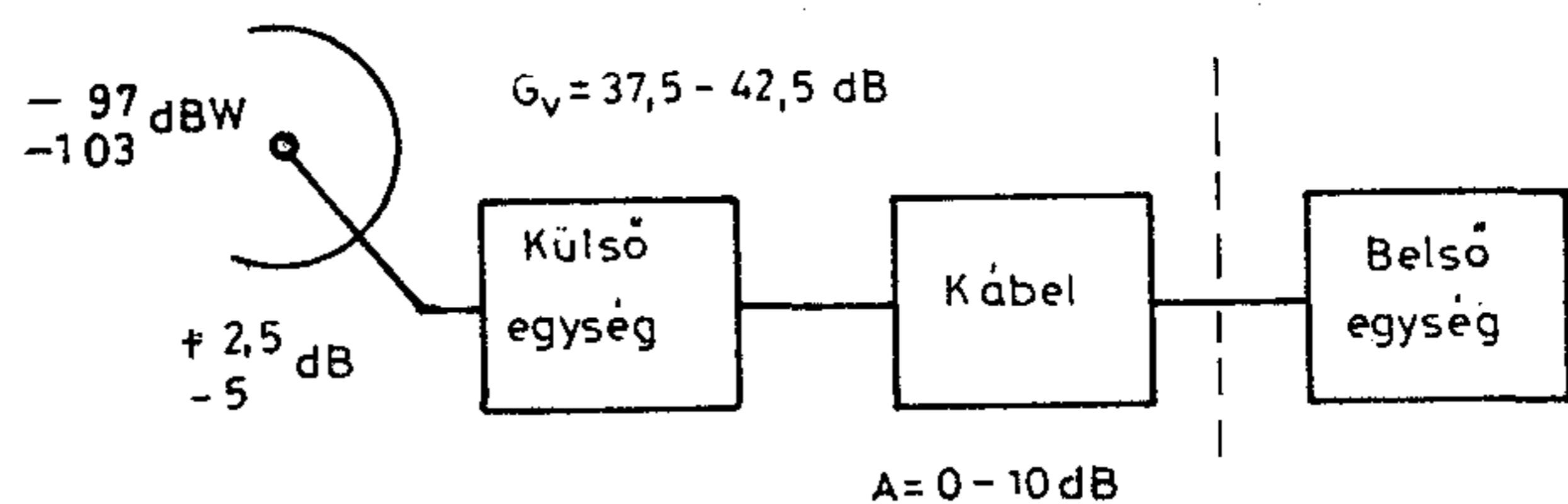
Első okként kell megemlíteni az olcsó, megfelelő átfogású, kis soros veszteségi ellenállású diódák hiányát. Második helyen szerepel a szintén olcsó, nagy f_T -vel rendelkező erősítő elemek hiánya. Harmadik tényként lehet felhozni a széles frekvenciasávú való idegenkedést, mely sáv éppen átmenet a mikrohullámú tartomány és a diszkrét elemekkel még kialakítható UHF-sáv között.

DBS FM belső egység tervezése

Bemeneti jelszint és zaj

Az FM-egység bemeneti jelszintjének vizsgálatához az 1. ábrán látható blokkvázlatot használom fel.

— Maximális bemenőszint (P_{max})



H422-1

1. ábra. A külső- és belső egységek blokkvázlata

Beérkezett: 1988. I. 6. (H)

A P_{\max} . értékét, a DBS-hez használható max. 2 m átmérőjű parabola teljesítmény-sűrűség fluxusa; a legjobb vételi lehetőség; a külső egység teljesítmény-erősítésének lehetséges felső értéke; a csillapítás nélküli összeköttetés a külső és belső egység között határozza meg. Tehát: $P_{\max.} = -22$ dBm.

— Minimális bemenőszint ($P_{\min.}$)

A $P_{\min.}$ értékét — értelemszerűen a — másik szélső érték adja. Tehát a 90 cm antennaátmérőhöz tartozó teljesítmény, a legrosszabb vételi lehetőség, a külső és belső egységet összekötő kábel 10 dB-es csillapítása, a külső egység teljesítmény-erősítésének lehetséges minimális értéke.

$P_{\min} \approx -51$ dBm

— A vétel vizuális minőségére jellemző érték a C/N viszony. A WARC '77 egyezményben ezt az értéket 14 dB-ben szabták meg. A MAC létrejöttével ezt 16 dB-re módosították. Vegyünk -103 dBW teljesítménysűrűséget, -5 dB rossz vételi körülményekhez tartozó értéket, 6 dB zajtényezőjű külső egységet, így a C/N viszony:

$$C/N = P_v - 10 \lg k - 10 \lg T_s - 10 \lg B$$

ahol:

$$P_v = -103 \text{ dBW,}$$

$$k = \text{Boltzmann-állandó: } 1,371 \cdot 10^{-23} \text{ [WS/k]}$$

$$T_s = 6 \text{ dB-es külső egységhez tartozó zajhőmérséklet,}$$

$$T_s = T_v + \alpha \cdot T_a + (1 - \alpha) 290 = 1142,4 \text{ [°K],}$$

$$B = 27 \text{ MHz}$$

tehát:

$$C/N = 16,3 \text{ dB.}$$

A C/N = 8 dB-es PLL rendszerű FM-demodulátor küszöbhez tartozó teljesítmény:

$$P_v = -116,3 \text{ dBW,}$$

amelyből a belső egység, C/N = 8 dB-es értékéhez tartozó bemenőszint értéket lehet meghatározni.

$$P_{\min} = P_v + 37,5 - 10 = -88,8 \text{ dBW} \approx -59 \text{ dBm}$$

A belső egység bemenő szintjének határát a fenti számítások alapján -20 dBm és -60 dBm közé választják, amelyből 30 dB-t az AGC szabályoz, 10 dB-t pedig a későbbiekben használt PLL-demodulátor saját belső szintszabályozója.

— Belső egység zajtényezője

Induljunk ki a jól ismert láncbakapcsolt fokozatok eredő zajtényezőjéből:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

Vegyünk egyik fokozatnak a külső egységet és a belső egységet, valamint a kábelcsillapítást a másiknak.

$$F = F_1 + \frac{F_2 \cdot A - 1}{G_v}$$

Tegyük fel, hogy a belső egység zajtényezője 12 dB, ekkor az eredő zajtényező:

$$F = 6 + \frac{12 \cdot 10 - 1}{10^2} = 7,2 \text{ dB}$$

vagyis elhanyagolható zajnövekedés adódik. Tehát a konstrukciónál a zajtényezőt a többi fontosabb paraméterek javára háttérbe szoríthatjuk. Az FM-demodulátor kimenetén megjelenő jel/zaj viszony értéke az irodalomból ismert képletből

$$S/N = C/N + 10 \log \left[\frac{3}{2} \cdot \left(\frac{f}{f_{\text{mod}}} \right)^2 \cdot \frac{B}{f_{\text{mod}}} \right] + k$$

$$C/N = 16 \text{ dB}$$

$$f = 25 \text{ MHz}$$

$$f_{\text{mod}} = \text{max. } 5 \text{ MHz}$$

$$B = 27 \text{ MHz}$$

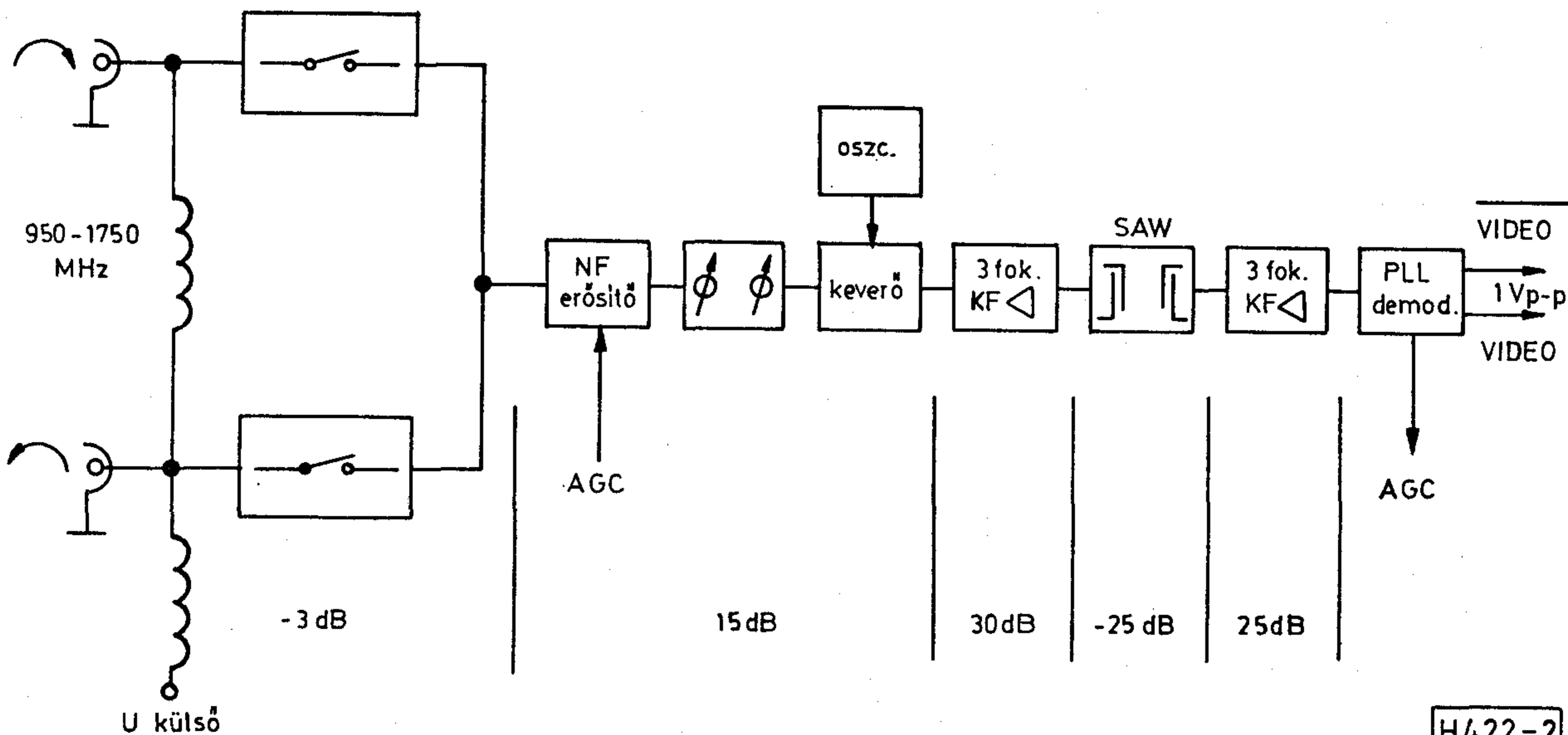
$$k = 13,2 \text{ dB (a preemphasisből adódó állandó)}$$

A számolt S/N érték 52,3 dB-re adódik. Ugyanerre, 8 dB-es C/N viszony esetén, 44,3 dB-es érték adódik. Ez a jel/zaj viszony már látható zavart okoz.

FM-egység felépítése

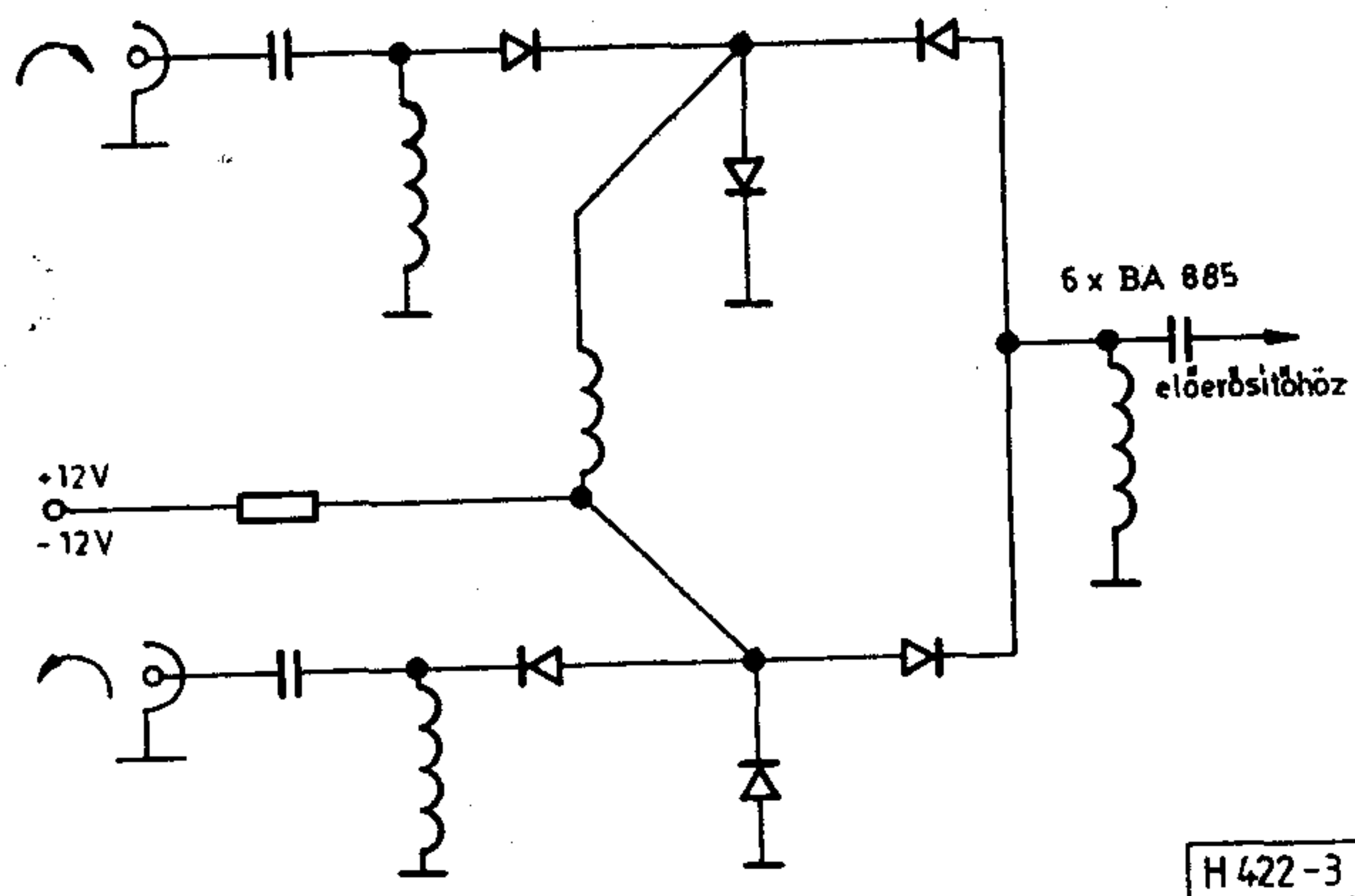
Az egység felépítését a 2. ábrán követhetjük nyomon.

Az egységnek két bemenete van, amely képes fogadni a külső egység által szétválasztott jobb és balsodrású polarizációval adott jeleket. Ezeket a bemeneteken keresztül tápláljuk a külső egységet, természetesen megfelelő nagyfrekvenciás elválasztással.



2. ábra. FM-egység felépítése

H422-2



3. ábra. Bemeneti kapcsoló áramkör

Additív keverést használunk. 6 fokozatú KF-erősítő egység a demodulátornak kellően nagy szintet biztosít (cca. -20 dBm). A felületi hullámszűrő magas beiktatási csillapítását és az illesztéséből adódó veszteséget, a 6 fokozatból, 3 fokozat kompenzálja. A három tranzisztor és a felületi hullámszűrő igen jelentős árnövekedést okoz, azonban beépítése szükséges, hiszen hasonló selektivitású átviteli görbét $L-C$ elemekkel nem tudunk kialakítani. A PLL demodulátornak két, ellentétes polaritású kimenete van, szabványos video jel nagysággal. A demodulátor AGC kimenetét használjuk fel az előerősítő fokozat szabályozására.

Polarizációs kapcsoló

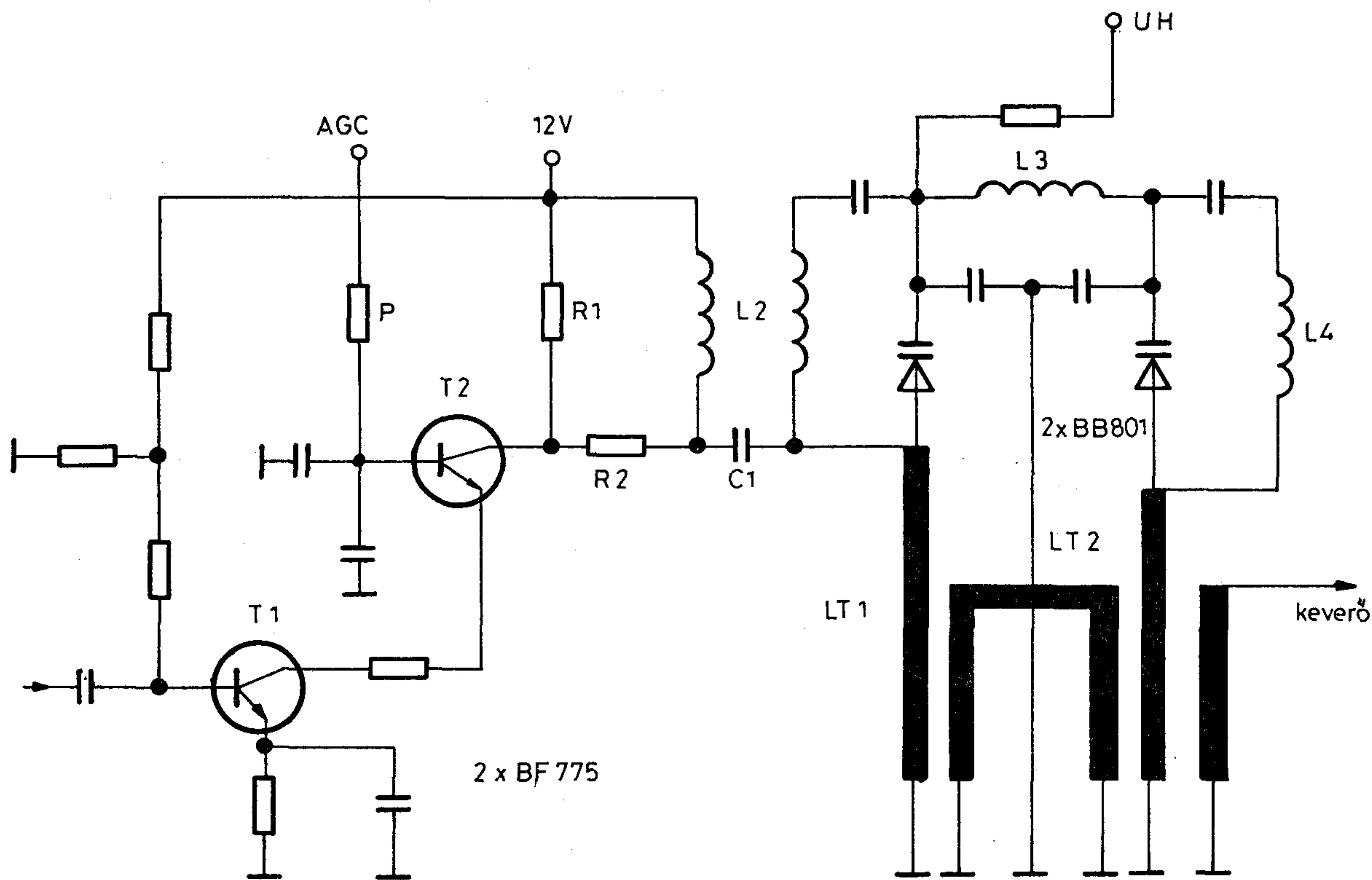
A külső egységből lejövő 2 kábel, az ellentétes körpolarizációjú jelet kapcsolja a belső egységre. A két jelet az interferencia-zavar elkerülése végett szét kell választani legalább 30 dB-el. A kapcsolási elrendezés (3. ábra) két T -kapcsolást mutat. Kis zárókapacitású és differenciális ellenállású kapcsoló diódát ajánl a SIEMES, hagyományos kivitelben a BA 389, chip kivitelben a BA 85 típusúakat. A maximális beiktatási csillapítás (-3 dB) 1700 MHz tájékán van, ugyanakkor itt mutat legkisebb csillapítást a lezárt bemenet. A diódák kapcsolásához pozitív és negatív feszültség szükséges, a lehető legjobb lezárás eléréséhez.

Előerősítő, sávszűrő

Előerősítőnek a tuner technikában használatos erősítő eszközöket már nem használhatjuk, hiszen azok f_T -je 2 GHz, vagy annál kisebb.

A BF 775-ös tranzisztort kaszkádba kapcsolva használtuk. Így, a dual gate MOS FET-hez hasonlóan a ki- és bemenőimpedancia állandó marad szabályzáskor ugyanakkor a visszahatást az erősítő kimenetéről a bemenetre, nem az erősítő eszköz határozza meg, hanem az egyéb, szerelésből adódó kapacitások (4. ábra).

A T_2 kollektorában, az alsó frekvenciasávban (950 MHz) történő jelentősebb erősítésnövekedés megakadályozásáért R_1 párhuzamos (330 Ohm) és R_2 soros (10 Ohm) ellenállást kellett használni.



4. ábra. Előerősítő-fokozat és sávszűrő

A C_1 kondenzátorral csatlakozik az erősítő fokozat a belső egység egyik sarkalatos pontjára, a sáv-szűrőre, amely szalagvonal struktúrájú. A frekvenciaátfogás az UHF sávval azonos 1,84, azonban a frekvencia kétszeres, valamint az ott használt varaktor diódák (BB 505, 221) kezdő kapacitása olyan nagy (2,2 pF), hogy a hozzátartozó induktivitás a gyakorlatban kivitelezhetetlen és hangolhatatlan. Továbbá ezeknek a diódáknak az önrezonancia-frekvenciája 2 GHz körül van.

1984-ben jelent meg laborminta szinten a SIEMENS BB 801 típusú varaktor dióda, amely átfogásban, kezdő kapacitásban, soros veszteségi ellenállásban és önrezonancia frekvenciában is megfelel a belső egység követelményeinek. A dióda chip kivitelű SOT-23-as tokban került forgalomba. Kezdő kapacitása 1 pF, végkapacitása 9 pF, soros ellenállása 1 Ohm. A rezonáns kör az 5. ábrán látható.

$$C_E = \frac{C_v \cdot C_p}{(C_v + C_p) - \omega^2 L_v C_v \cdot C_p}$$

$L_v = 2 \text{ nH}$	
$C_v = 9 \text{ pF}$	$f = 950 \text{ MHz}$
1 pF	$f = 1750 \text{ MHz}$
$C_p = 6,2 \text{ pF}$	
$C_{E1} = 3,67 \text{ pF}$	$f = 950 \text{ MHz}$
$C_{E2} = 0,82 \text{ pF}$	$f = 1750 \text{ MHz}$

A kapacitás értékekből adódik az L induktivitás értéke:

$$L = 10 \text{ nH.}$$

Frekvenciaátfogás:

$$\frac{f_{\max.}}{f_{\min.}} = \sqrt{\frac{C_{\max.}}{C_{\min.}}} = 2,11.$$

A szükséges 1,84-es értéknél 15%-kal nagyobb, azonban a csatolásoknál és az alkatrészek elhelyezésekor törvényszerűen keletkező szórt kapacitások miatt az átfogás lecsökken. Különösen érzékeny a sáv-szűrő a sáv felső végén, hiszen itt amúgy is kicsi az eredő kapacitás (0,82 pF) és a szórt kapacitás itt már összemérhető vele. A gyakorlati kialakításnál az átfogás a kívánt érték alá csökken, amit egy újabb induktivitás beiktatásával korrigálunk.

A 4. ábrán ezek az induktivitások az L_2, L_4 . A velük sorban levő kapacitások csak egyenfeszültség-leválasztásra szolgálnak.

Az irodalomból ismert képletek alapján vizsgáljuk meg, vajon a varaktor dióda alkalmas-e megfelelő tükörszelektivitású sáv-szűrő kialakítására? Egyben indoklást próbálok adni, miért 480 MHz-es KF-et használunk.

$$IR = 1 + \left(\frac{Y \cdot Q_L}{2} \right)^4$$

ahol

$$Y = \frac{f_0 + 2f}{f_0} = \frac{f_0}{f_0 - 2f}$$

IR a tükörszelektivitás,

Q_L a rezgőkör jósága, csak a varicap veszteségét figyelembevéve,

f_0 a vételi frekvencia,

f a KF-frekvencia.

	950 MHz	1750 MHz
IR (dB) KF = 134 MHz	65,6	109,6
IR (dB) KF = 480 MHz	103,5	152,1
Q_L	18,6	129,9

A kiszámított tükörszelektivitásban csak a varaktor dióda veszteségét vettem figyelembe, azonban köztudott, hogy a rezgőkört még terheli az erősítő kimenő impedanciája, a keverő, valamint az egyéb nem koncentrált veszteségek. A számított tükörszelektivitás értékek természetesen irreálisak, hiszen nem professzionális berendezéseknél max. 60–70 dB-es szelektivitást lehet elérni. A képlet pedig a sáv-szűrőt f_0 -tól a végtelenig növekvő csillapításnak feltételezi.

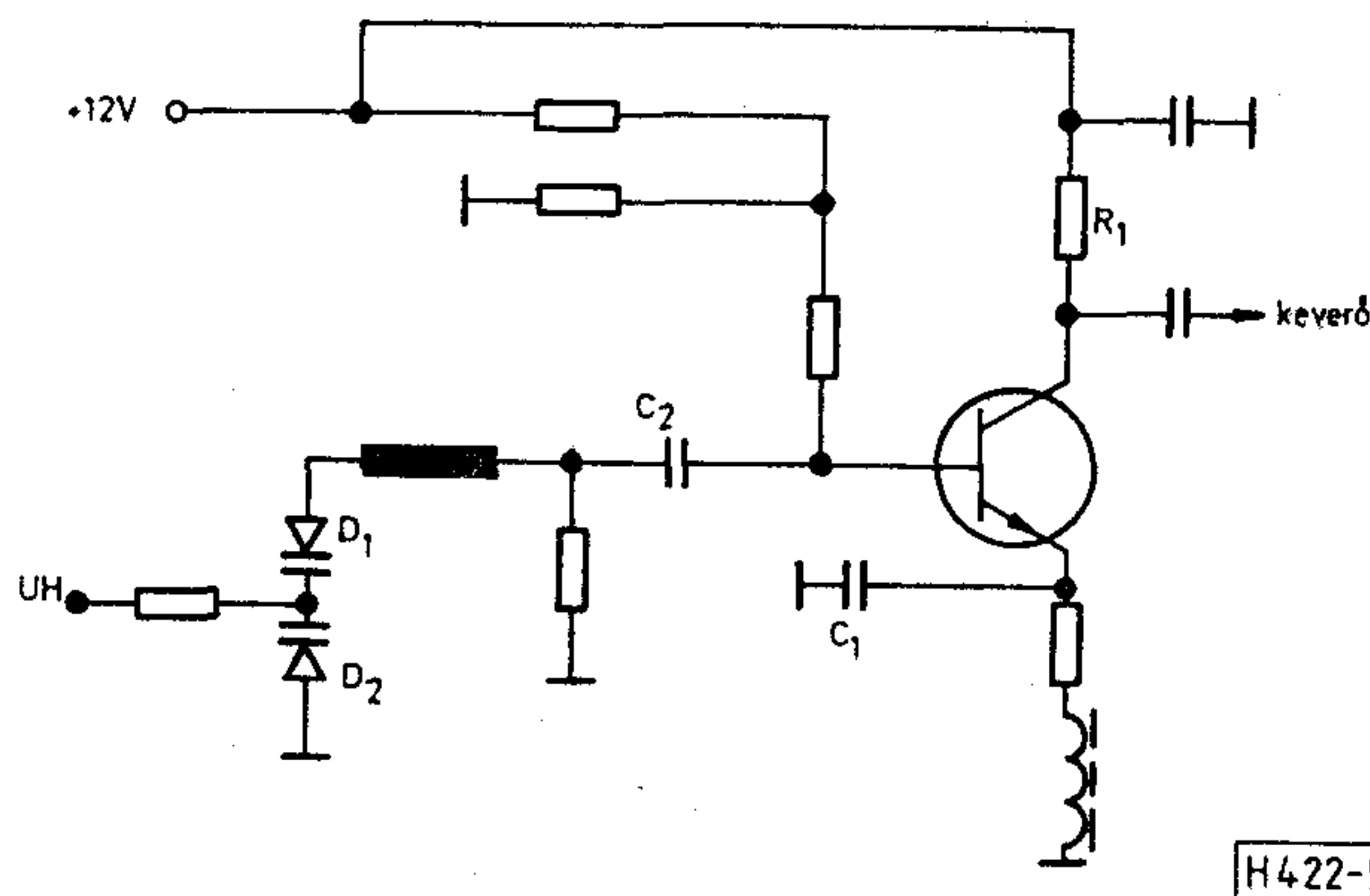
Könnyen beláthatjuk, és a számítások is alátámasztják, hogy a 480 MHz-es közepfrekvencia választása tükörszelektivitás szempontjából előnyös, hiszen így kb. 10–15 dB-es növekedést értünk el. Nem utolsó sorban, a tükörfrekvencia még a sáv legalsó részén sem „talál” be a hasznos sávban. Így zárt, jó árnyékolási csillapítással rendelkező rendszerben a vevő tükörfrekvencián nem zavarható.

Oszcillátor

Az oszcillátor topológiája alapvetően eltér az UHF technikában megszokottól (5. ábra).

A konstrukcióban az emitter követők jól ismert gerjedékenységi hajlamát használtuk ki. A begerjedés, a C_1 és D_2 földpontjának egy szigeten való kialakításával értük el. A visszacsatolás nem okoz átfogáscsökkenést, hiszen nem a rezonáns körből direkt, vagy induktive csatoltuk vissza a jelet. A kapcsolás felveti a kérdést, vajon miért kellett két soros diódát használni? Több tényező is indokolja:

- Felső keverést használunk, valamint magas KF-frekvenciát (480 MHz). A kiadódó oszcillátor frekvencia 1430 MHz—2230 MHz-ig terjed. Ilyen magas frekvenciához nehéz hangolható induktivitást találni.
- Két diódával megvalósított rezgőkörben jobb az $L-C$ viszony, így magasabb a rezonancia-



5. ábra. A belső egység oszcillátora

-impedancia, amit a bázis követel is emitter kapcsolásban.

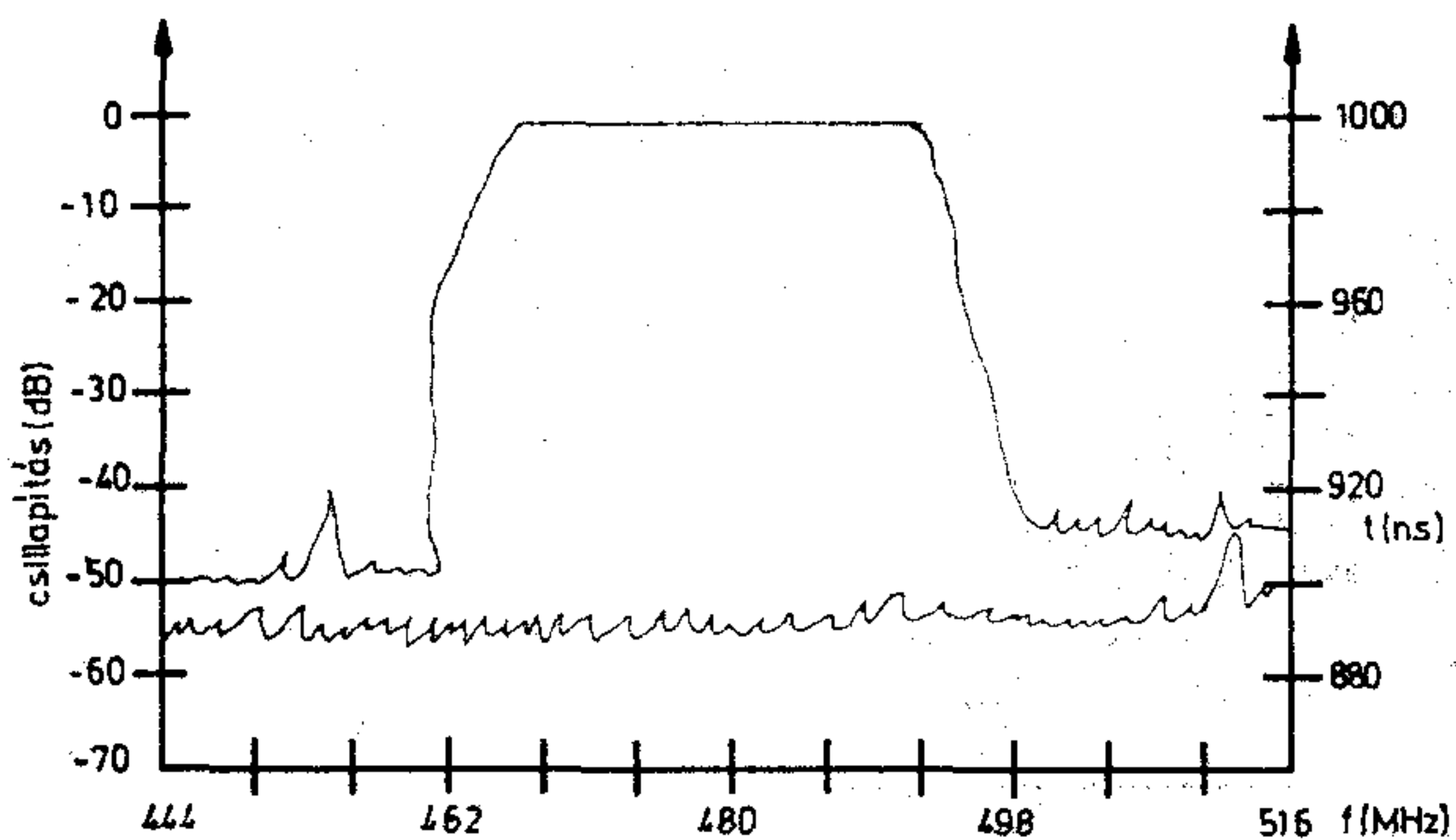
— A sorba kapcsolt diódák megosztják az oszcillátor feszültségét, így kevésbé fordulhat elő az oszcillátor jel öndetektálásának kedvezőtlen jelensége.

A tranzisztor kis kollektor-impedanciára dolgozik (33 ohm), így lehet a Miller kapacitás bázisban kifejtett átfogáscsökkentő hatását kivédeni. A kapcsolásban a padding kondenzátor szerepét a C_2 (3,3 pF) kapacitás tölti be. A C_1 és C_2 kondenzátorok T_k -ját negatívra kell választani, mivel az oszcillátor frekvenciája növekvő hőmérsékletre, negatív irányba vándorol. Nem lehet, de nem is érdemes az oszcillátor hőmérséklet-stabilitását 3—4 MHz-nél jobbra csinálni, hiszen AFC használata esetén annak behúzási tartománya 5 MHz körül van. Amennyiben frekvencia-szintézeres rendszert használunk, úgy a hőmérséklet-stabilitás problémája tárgytalanná válik.

Keverő, erősítő

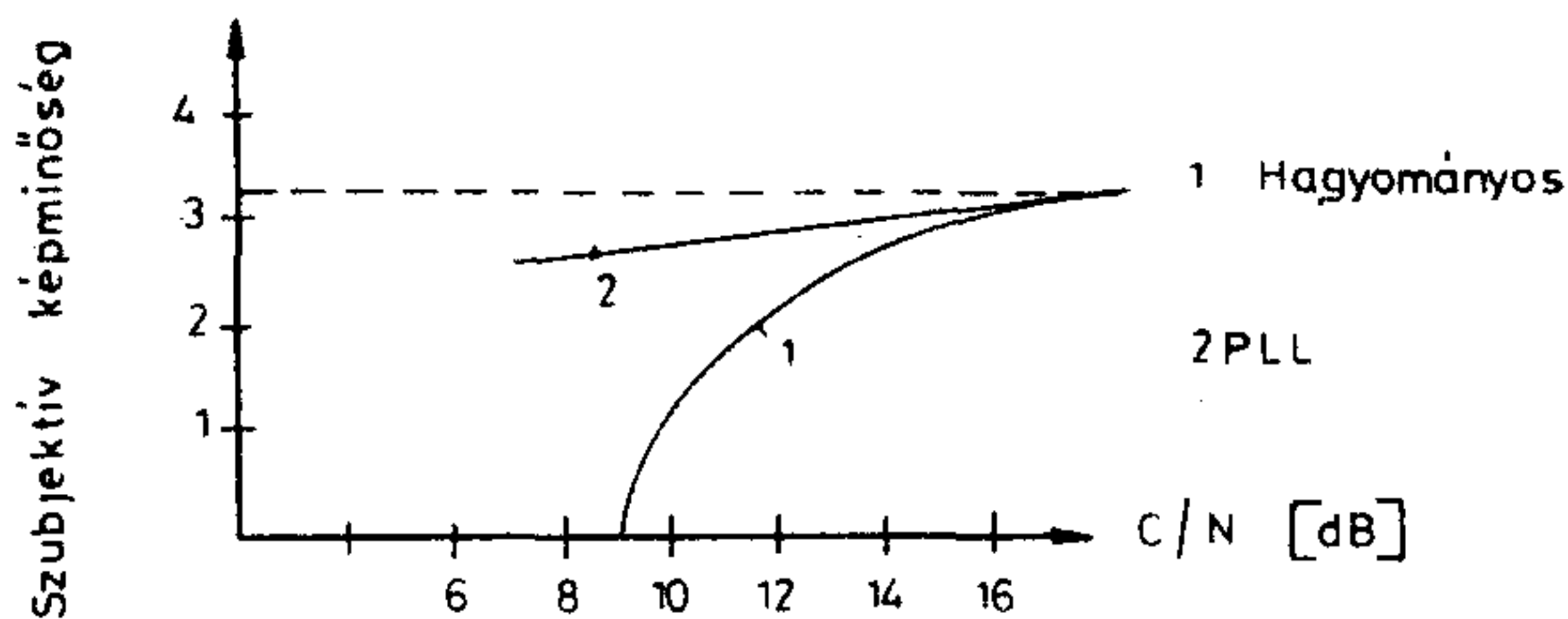
A sávszűrő, valamint az oszcillátor jelét a keverő tranzisztor bázisába vezetjük. A jól ismert additív keveréssel állunk szemben. A keverő tranzisztor földelt emitteres kapcsolásban dolgozik. A keverő-meredekség állandó értéken tartását az oszcillátor konstans amplitúdója biztosítja az egész sávban. A keverő igen érzékeny a gerjesztésre, ezért a kollektor-köri elemek elhelyezése gondos megfontolást igényel. A keverő tranzisztor egy induktív csatolású sávszűrőn alakítja ki a KF-jelét. Sáv szélessége 40 MHz, minimális (1 dB) tetőingadozás mellett. A sávszűrőt egy 3 fokozatú erősítő fokozat követi. Ez a három fokozat csak kb. 5 dB-el erősít nagyobbat, mint a felületi hullámszűrő csillapítása. A SIEMENS OFW 6950 480 MHz-es felületi hullámszűrője Európában egyedülálló. Átviteli- és futásidő karakterisztikája a 6. ábrán látható.

Illesztéssel és megfelelő földelésekkel sikerült a reflexióból adódó hullámosságot 1 dB alá csökkenteni. A további 3 fokozatú szélessávú erősítő fokozat 25 dB-es erősítésével adódik ki a belső egység min. 40 dB eredő erősítése.



H422-6

6. ábra. OFW 6950 átviteli és futásidő karakterisztikája



H422-7

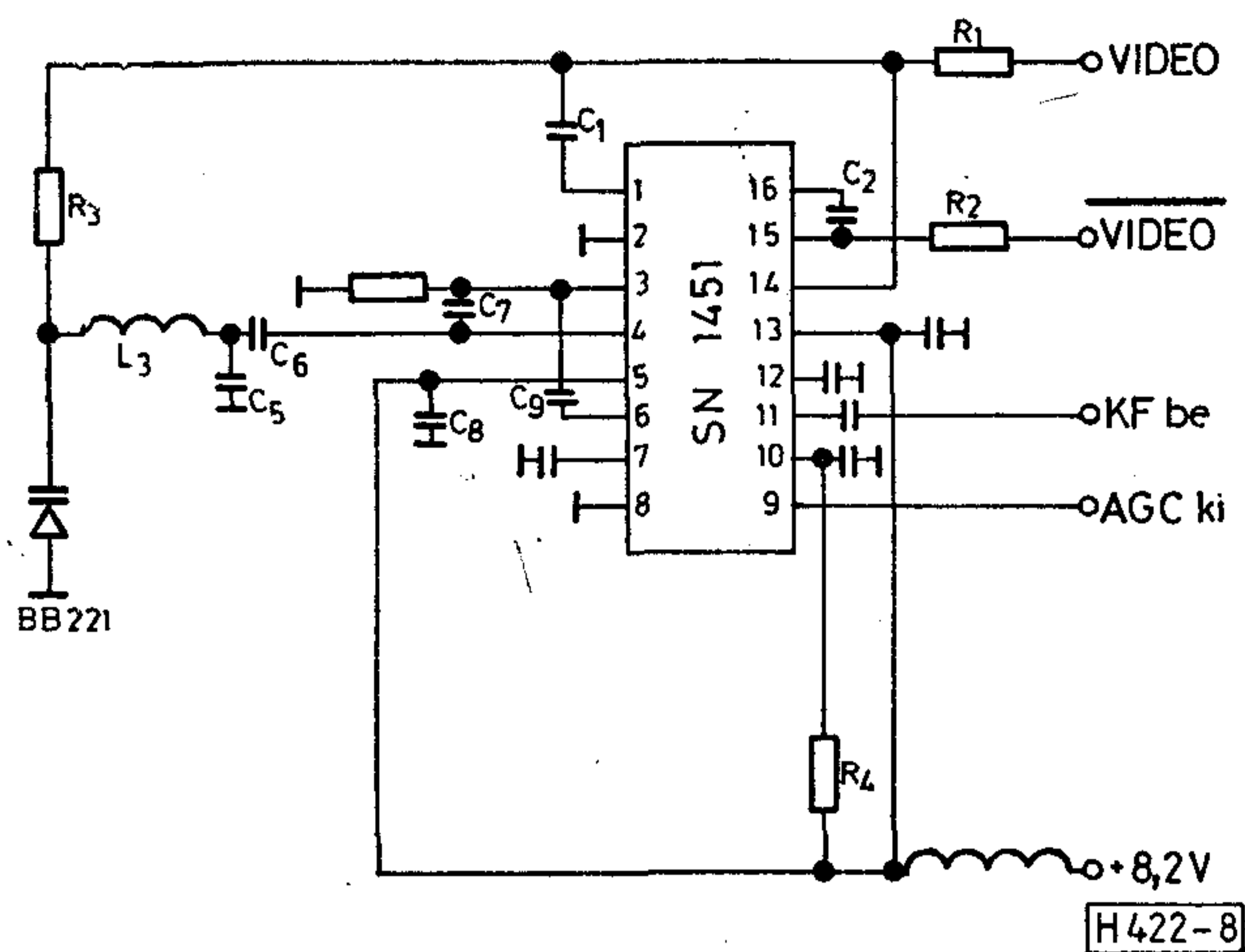
7. ábra. A hagyományos- és a PLL-demodulátor karakterisztikája

PLL FM-demodulátor

A fáziszárt hurok alapelvéből következik, hogy amennyiben a fáziszár fennáll, akkor a VCO minden pillanatban követi a fázis összehasonlítására adott jel pillanatnyi frekvenciaváltozását. Nyilvánvalóan olyan szabályozó feszültsége kell a VCO bemenetére, amely azt minden pillanatban, a bejövő jel pillanatnyi frekvenciájának „leutánzására” kényszeríti. Ahhoz, hogy a szabályozó jel megegyezzen az FM-jel moduláló jelével, a VCO szabályozó-karakterisztikájának lineárisnak kell lennie. Lineáris karakterisztikát lehet elérni még extrém nagy frekvencialöketnél is. A PLL-demodulátor alkalmazását a nagy linearitás mellett, az ún. FM-küszöb kiterjesztése (7. ábra) indokolja.

Hagyományos FM-demodulátor demodulációs küszöbértéke kb. 11 dB C/N viszony, míg PLL-demodulátornál ez az érték 8 dB, és a C/N értékének növekedésével, a szubjektív képminőség lineárisan növekszik.

Ilyen vevőkhöz fejlesztette ki a PLESSEY az SN 1451-es integrált áramkört. Komplet PLL-demodulátorként képes 300—1000 MHz-es bemenőjeleket demodulálni, 8 dB-es FM-küszöbvel. Szabványos (1 V_{p-p}) pozitív és negatív video kimenettel rendelkezik. Szembetűnő a kapcsolat kevés alkatrészigénye (8. ábra). A KF-erősítő jelét az IC 11. számú pontjára vezetjük. A szimmetrikus bemenet egyik (12) kivezetésének hidegítésével, könnyebben illeszthető asszimmetrikus bemenet-hoz juthatunk. A VCO hangolása BB 221-es diódával történik. 1 V feszültség változáshoz 14 MHz frekvencia-változás tartozik. Ezt a frekvencia-átfogást az L_3 , C_5 , C_6 rezonáns elemek megfelelő értékeivel állítottam be. Az oszcillátor visszacsatoló kondenzátora C_7 . A VCO jele C_9 -es kapacitáson jut a fázisdetektor bemenetére (6). A fázisdetektor kimenetén a moduláló jel jelenik meg, amely felerősítve és limitálva, majd aluláteresztő szűrőn át vezetve kerül a pozitív és negatív összetett videojel a kimenetre. A pozitív videokimenetről az R_3 ellenállás zárja a PLL hurkot, értékét alacsonyra kell venni, hogy a diódával alkotott $R-C$ időállandó elég kicsi legyen. 1 kOhm-os értékkel 10^{-8} sec adódik, így még 5 MHz-es moduláló jel sem szenved fázistolást. A limitált erősítő negatív visszacsatolását a C_1 , C_2 végzi. Az IC 9-es pontja a kisáramú AGC-kimenet, amelyet egy emitterkövető segítségével az előerősítő szabályozására használunk. Az AGC a minimális bemenőszintnél 15 dB-el nagyobb bemenőjelnél aktivizálódik és 0 V-ig leszabályozható.



8. ábra. PLL-demodulátor

Elért eredmények:

Mint említettem, a teljes satellite tuner szalagvonal technikával, túlnyomó többségében SMD alkatrészekkel épült fel. A konstrukció kialakításánál lényeges szempont volt, az olcsóság, a paraméterek kedvező értékentartása mellett. Az elkészült mintapéldányon az alábbi paramétereket lehetett mérni:

f GHz	UH V	Erősítés dB	AGC dB	Tető- ferdeség, dB	Tükör- sz., dB	Zaj dB
0,95	0,5	45	36	2	49	7,1
1,2	4,7	43	34	2	47,5	8,3
1,4	9,7	43	36	1,5	50	8,8
1,6	16,1	45	36	2,5	51	9,2
1,75	27,8	41	31	2	58	9,7

Látható, hogy a mérési eredmények megfelelnek a célkitűzésnek. Az erősítés igen egyenletes, a maximális változás 4 dB a teljes 800 MHz szélességű vételi sávban. Ezt a hangolt körök kis száma (2 kör) és a jelentékeny csillapítás eredményezte. Többek között ezért nem éri el a tetőferdeség a 3 dB-es határértéket sem. A nagy csillapításnak azonban ára van, ami jól látszik a tükørszelektivitások értékéből, hiszen a mért értékek jóval elmaradnak a korábban számolt elméleti értékektől.

A zajszám folyamatosan növekszik a frekvencia növekedésével, amely ellentétes az UHF sávi tunerek viselkedésével. Ez elsősorban abból adódik, hogy a szalagvonal rezonátorok vesztesége rontja a körjóságot. Második okként a tranzisztorok határfrekvenciájához való közelítés említhető meg, amely önmagában zajnövelő körülmény.

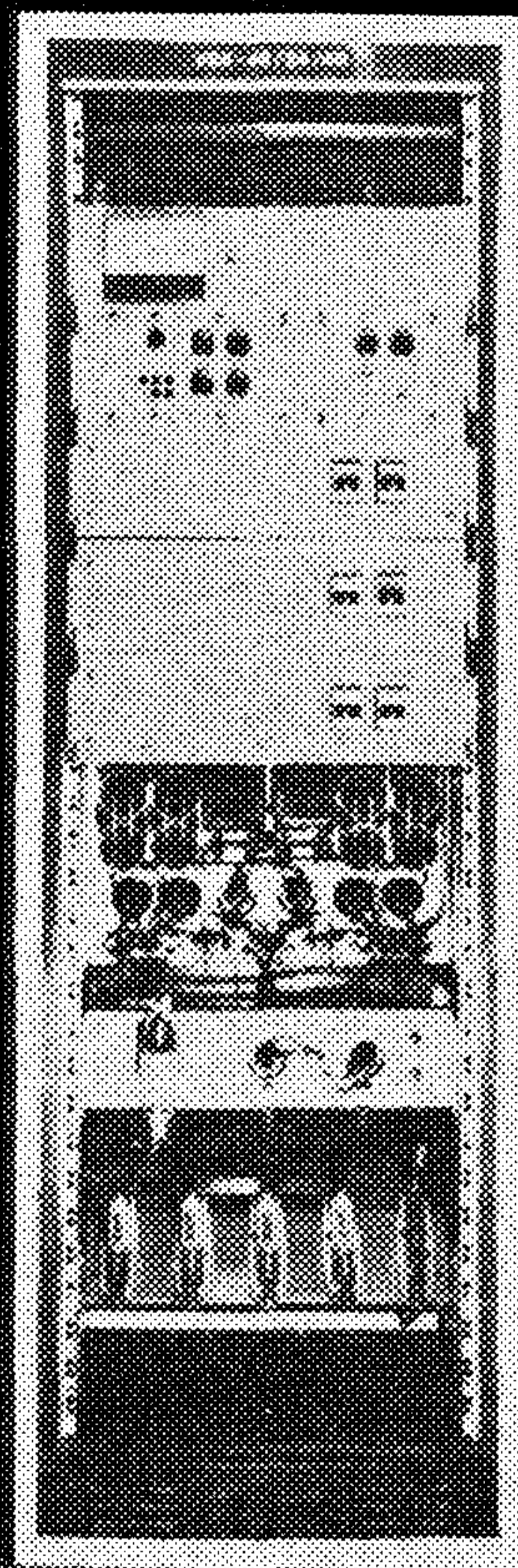
A létrehozott satellite tuner összességében megfelel a várakozásoknak. Megalkotásával létrejött egy olyan fokozat, amely teljes sávban dolgozza fel a külső egység jelét.



A BHG Híradástechnikai Vállalat

áramellátó berendezések

gyártmánycsoportján belül, széles típusválasztékban gyárt elektronikus szabályozású félvezetős kivitelű berendezéseket és rendszereket, – híradástechnikai áramellátó berendezéseket, egyenirányítókat, stabilizált tápegységeket, akkumulátortöltőket. Egyenirányító berendezéseink automatikus szabályozással, felügyelet nélküli kivitelben készülnek.



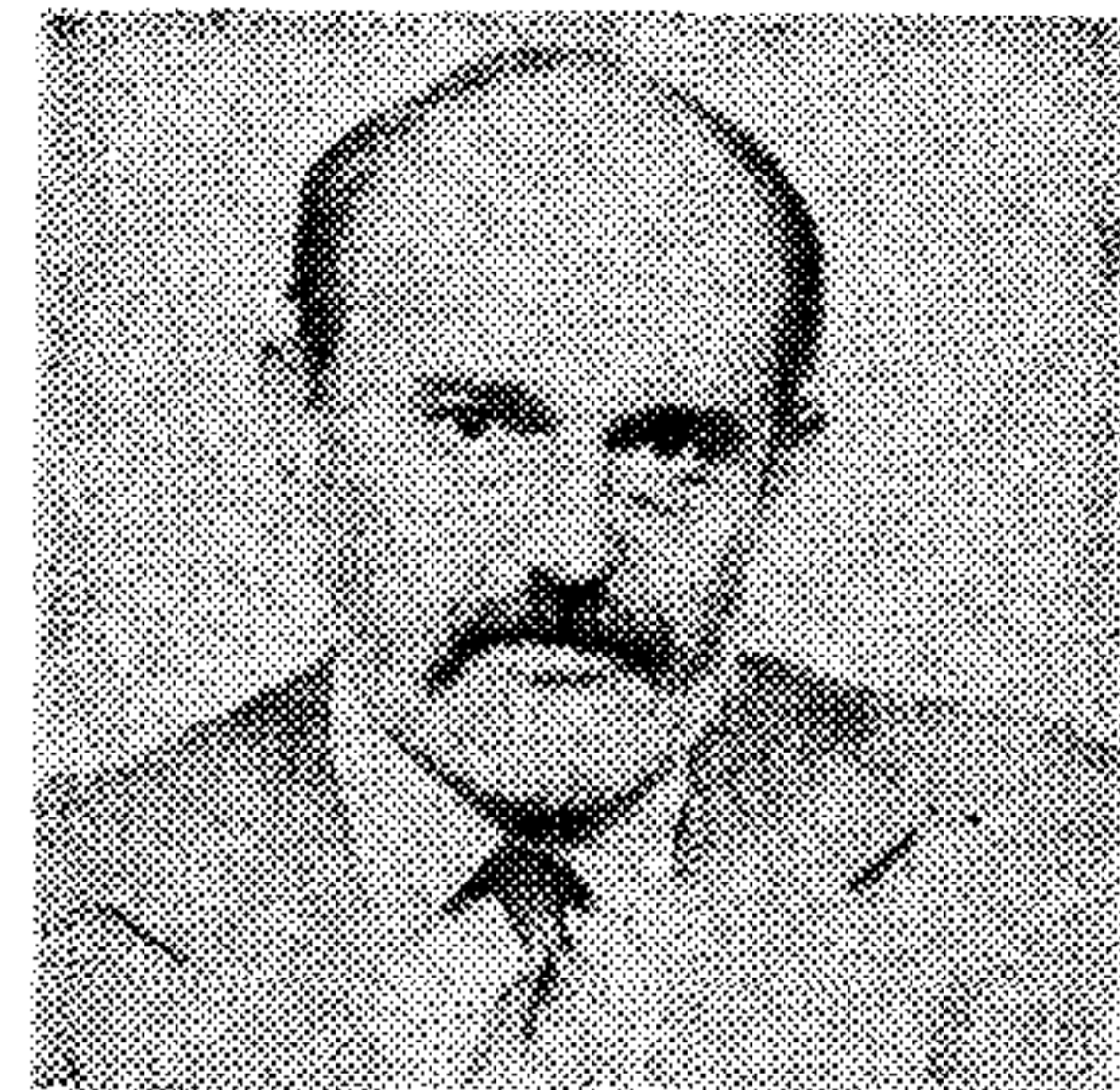
BHG

Bp. 1509 Pf.: 2. XI. Fehérvári út 31.
Tel.: 813 300 – Telex: 22-5933

Új eljárások az esőintenzitás eloszlásának vizsgálatára

DR. OLÁH FERENC

Széchenyi István Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola, Győr



ÖSSZEFOGLALÁS

10 GHz feletti tartományban történő hullámterjedési vizsgálatoknál igen fontos a csapadékintenzitás eloszlásának ismerete, főként kis integrálási időkre vonatkoztatva mert ez jelentős mértékben meghatározza a fading statisztikát, illetve a km-kénti fajlagos csillapítást.

A cikk célja, hogy a rendelkezésünkre álló mérési eredmények alapján megvizsgáljuk és pontosítsuk az esőintenzitások átszámítására vonatkozó az elméletben és gyakorlatban jelenleg elfogadott és általánosan használt módszereket.

1. Első módszer

Az esőintenzitások egymásba történő átszámítására jelenleg mindenütt a LIN által javasolt kifejezést alkalmazzák [2].

$$R(T) = \alpha(T) \cdot R(60)^{\eta(T)} \quad (1)$$

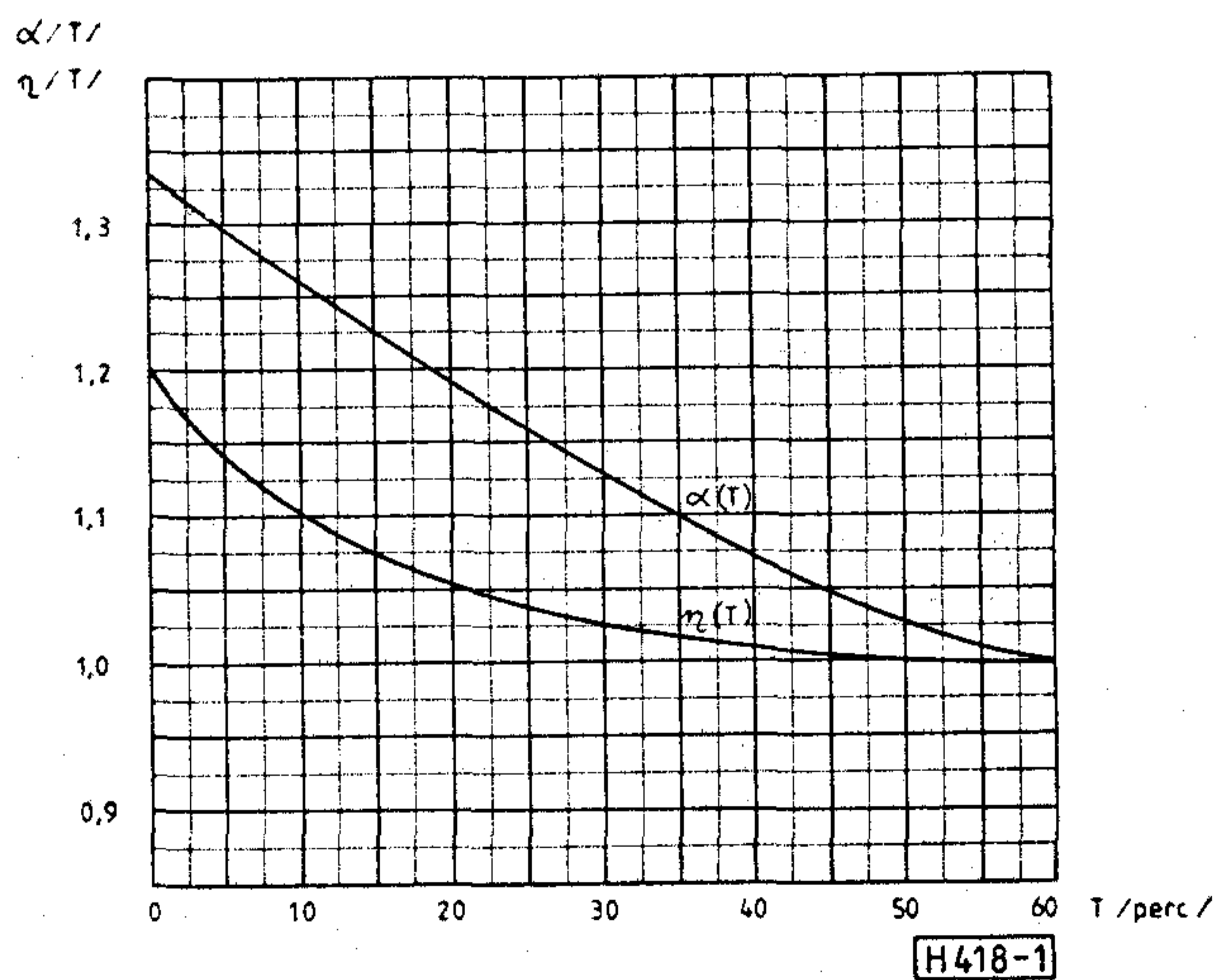
ahol

$R(T)$ adott integrálási időre vonatkozó erőintenzitás. $\alpha(T)$ és $\eta(T)$ az 1. ábrából leolvasható értéket jelenti (1. ábra).

$R(60)$ az egy órára vonatkozó esőintenzitás.

A következőkben vizsgáljuk meg ALBRECHT—SANDER által publikált mérési eredményeket (2. ábra) [1].

Felmerül a kérdés, lehet-e ezeket a görbéket linearizálni? A válasz: igen.



1. ábra. Az $\alpha(T)$ és $\eta(T)$ tényezők változása a T átlagolási idő függvényében

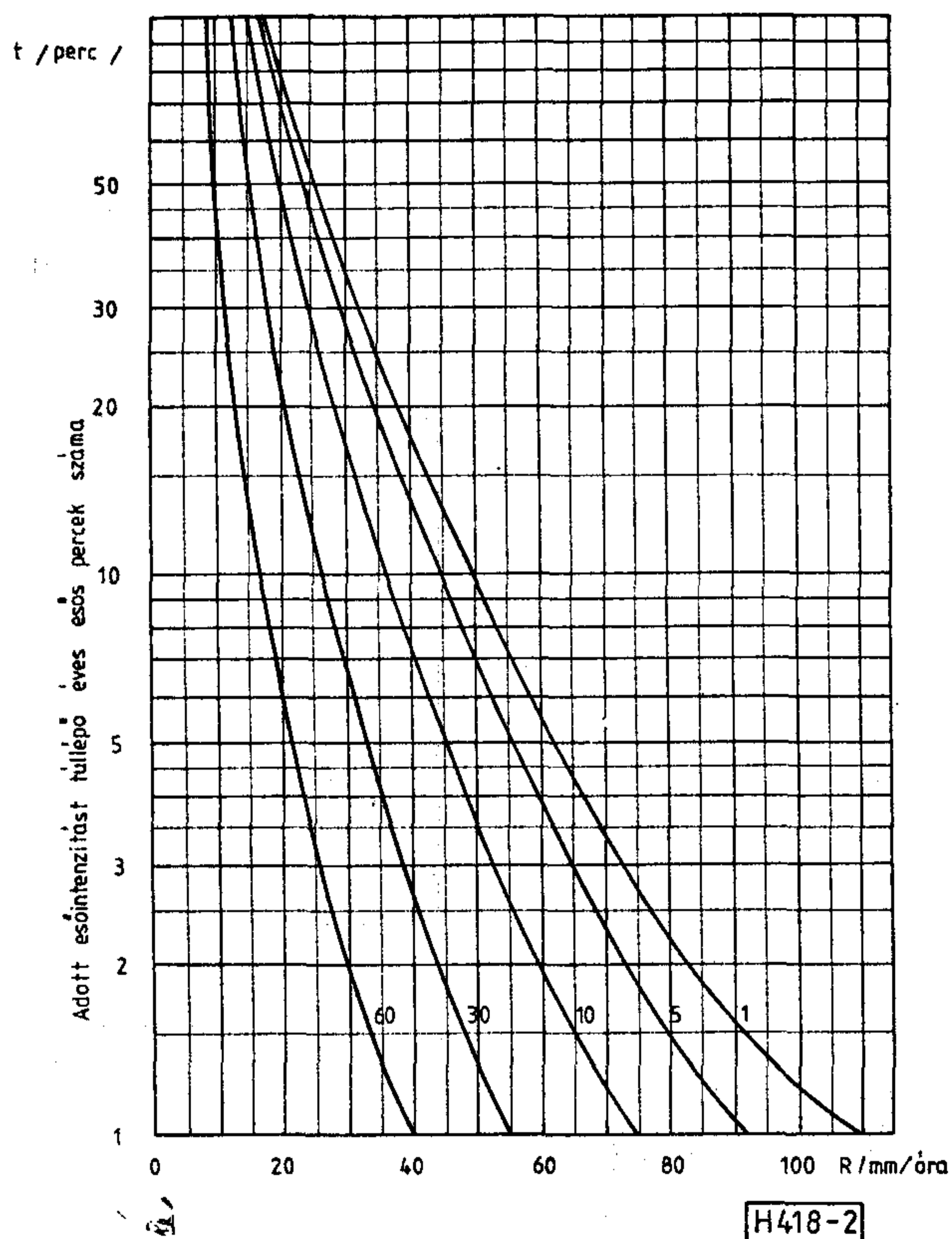
Beérkezett: 1988. I. 6.

Híradástechnika, XXXIX. évfolyam, 1988. 9. szám

DR. OLÁH FERENC

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán szerzett diplomát 1968-ban. Kezdetben — 15 évig — mikrohullámú rádiólokátorokkal foglalkozott. 1975-ben ugyancsak a BME-n irányítástechnika területén szakmérnöki oklevelet szerzett.

1973-tól tervező, majd 1976-tól a győri Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola adjunktusa. 1985-ben doktorált mikrohullámú technika területéből. Számos jegyzetet írt, hazai és nemzetközi folyóiratokban, illetve konferenciákon publikálta eredményeit.



2. ábra. Adott esőintenzitás fellépésének gyakorisága a különböző T átlagolási idők esetén Albrecht—Sander szerint

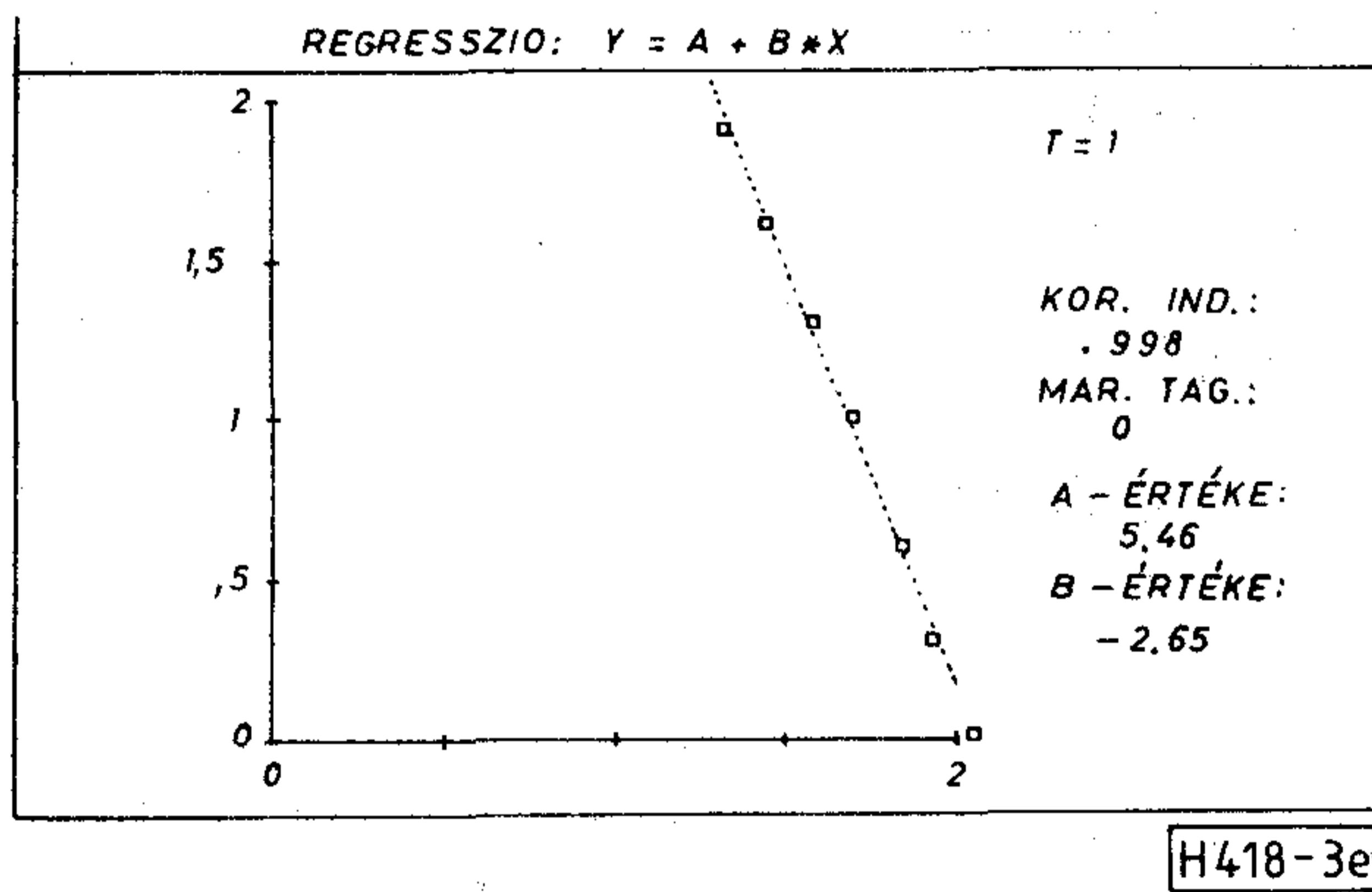
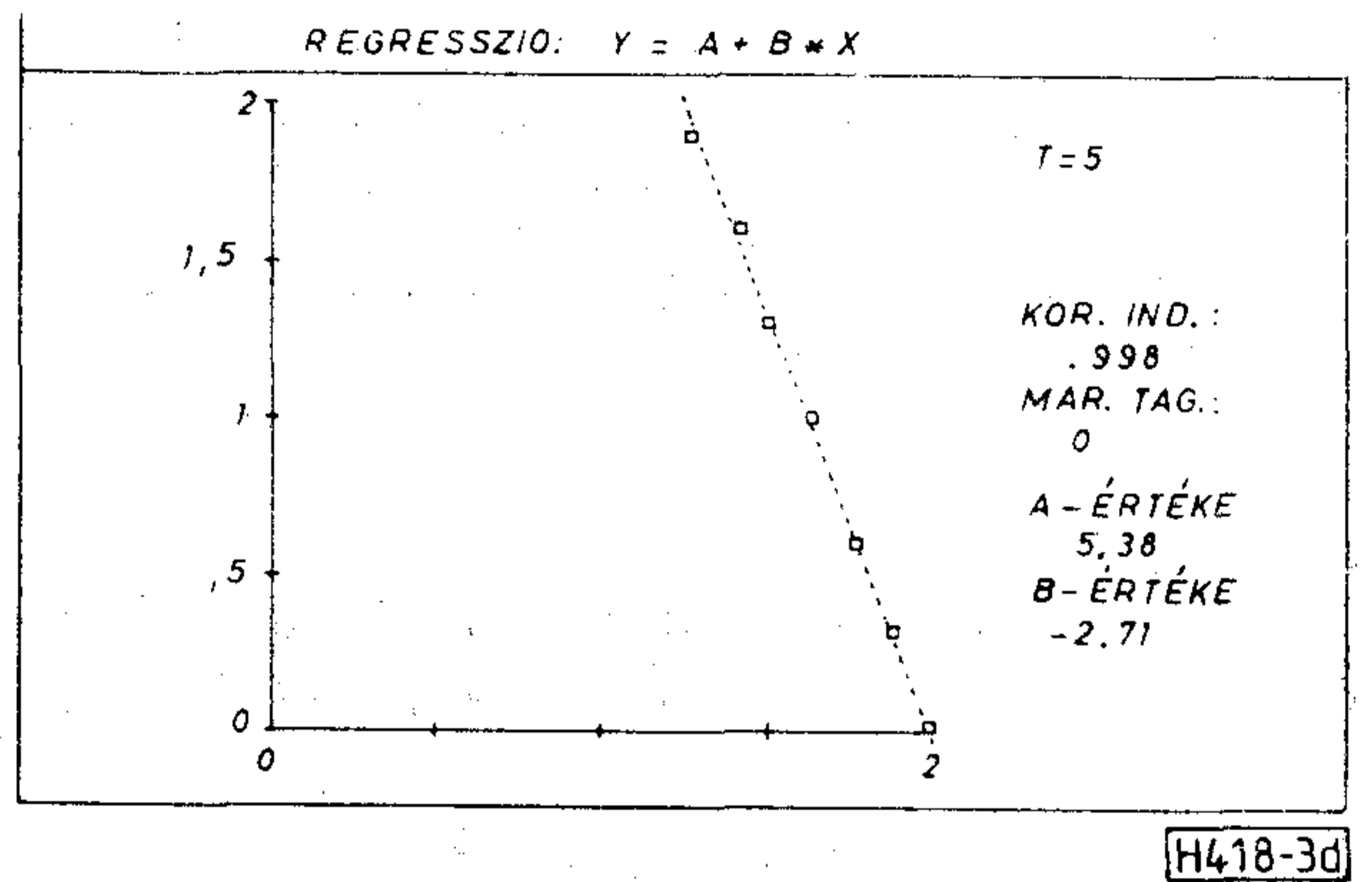
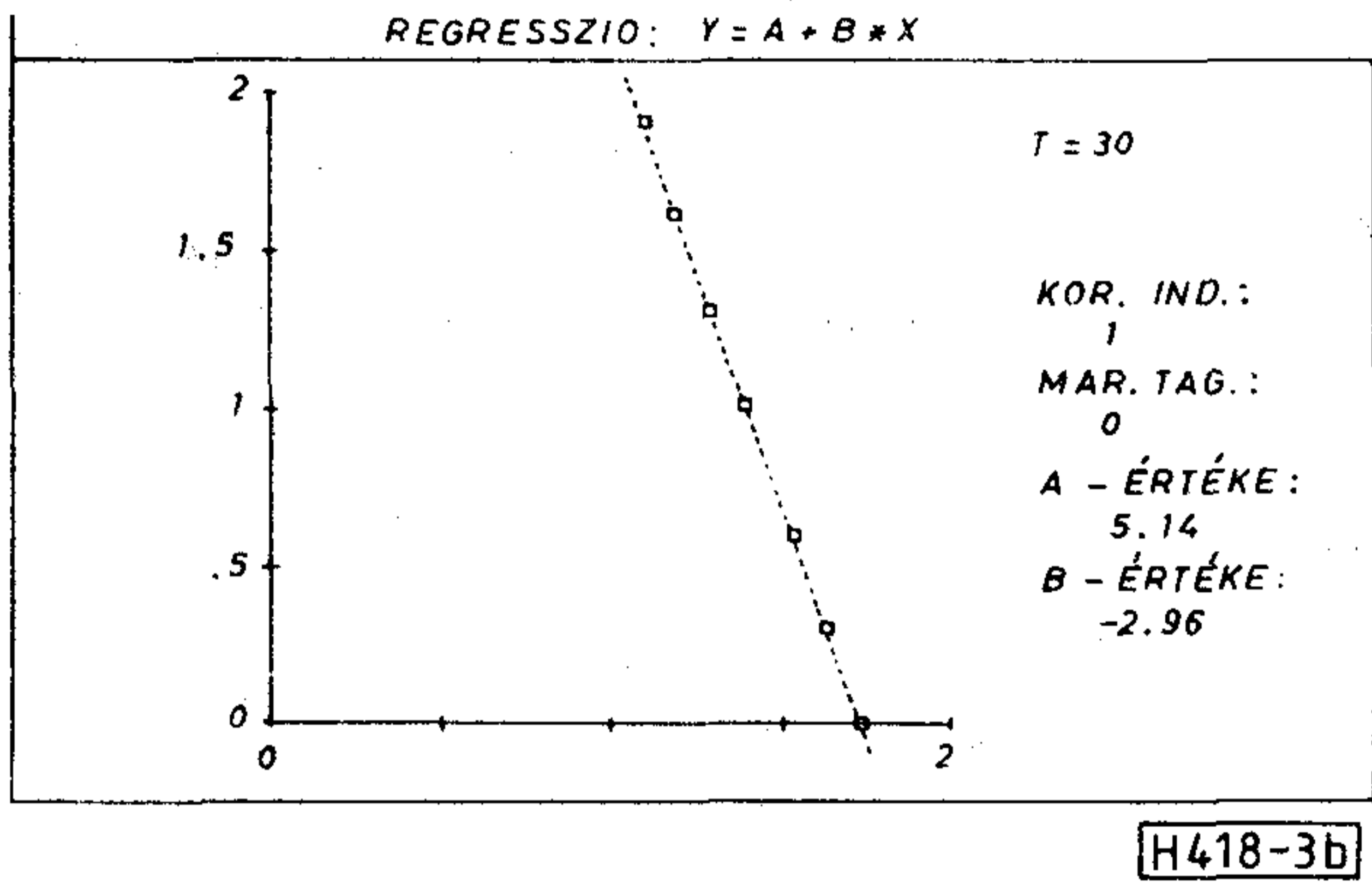
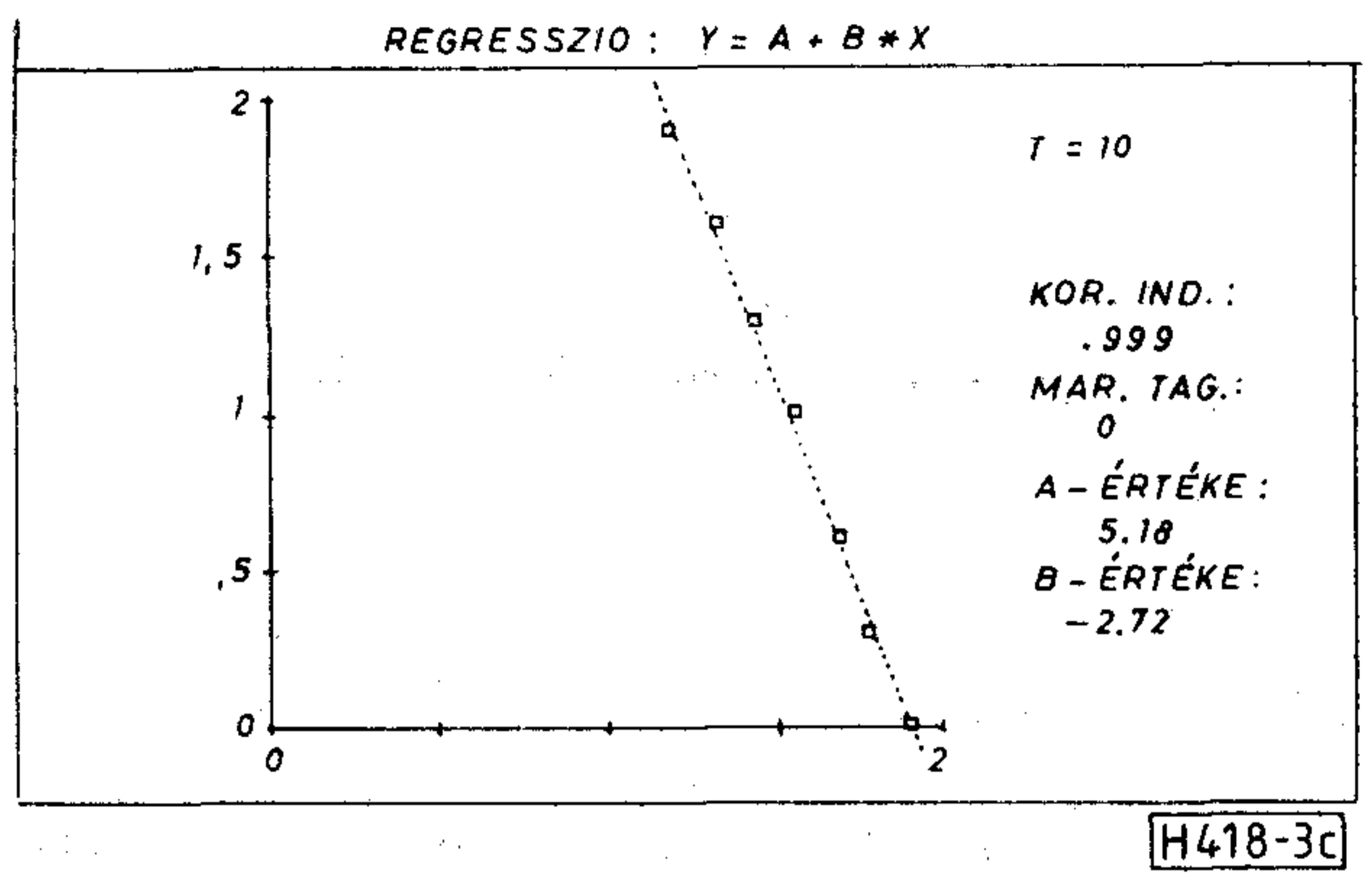
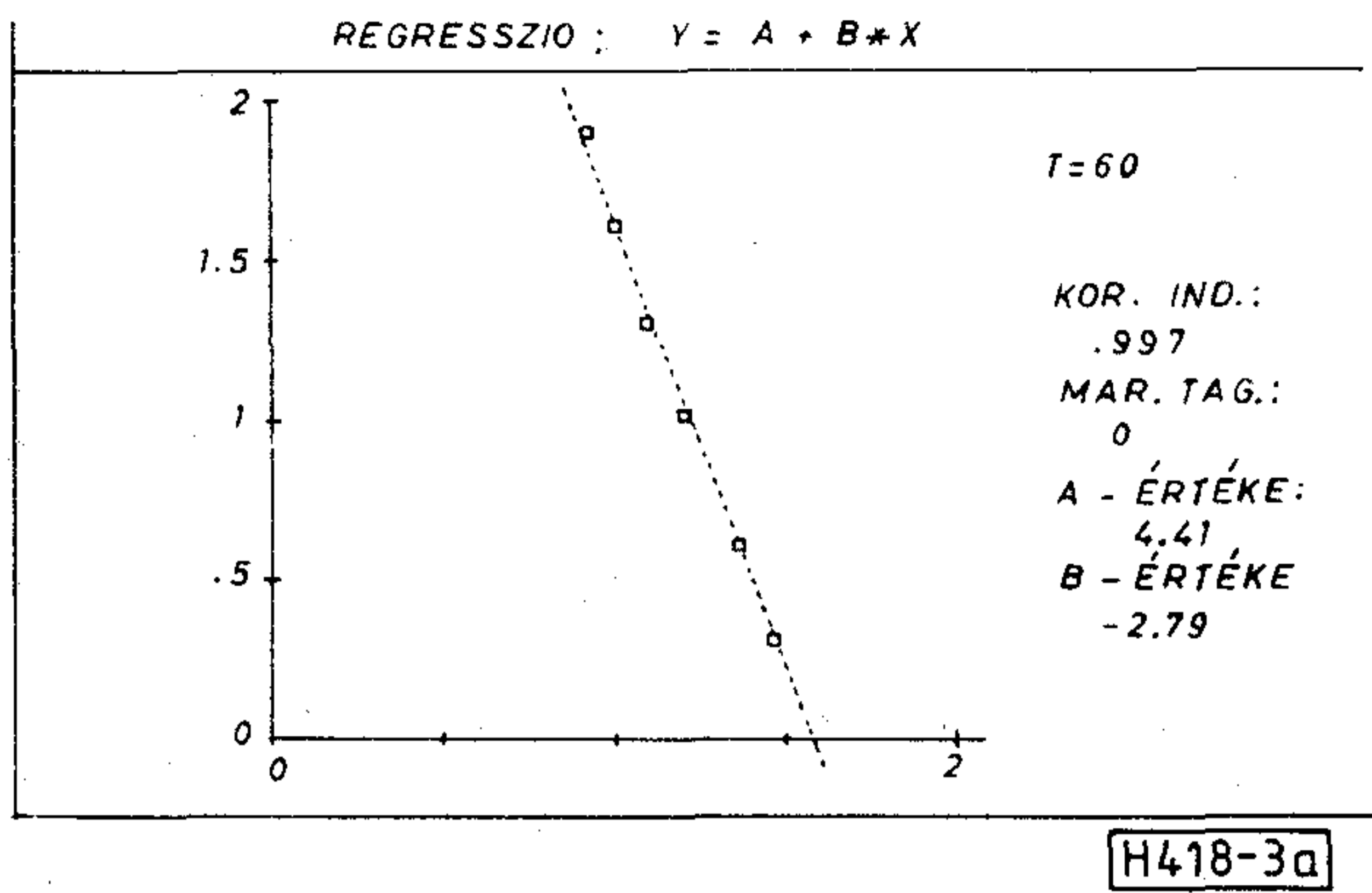
A linearizálás alapját a regresszió-számítás képezi, amelynek eredményeit — számítógépen futtatva — a 3. ábra mutatja.

A regressziós egyenes egyenlete log—log koordináta rendszerben a következő módon írható:

$$\lg t(T) = a(T) + b(T) \cdot \lg R(T) \quad (2)$$

ebből

$$t(T) = 10^{a(T)} \cdot R(T)^{b(T)} \quad (3)$$



3. ábra. A 2. ábrának megfelelő regressziós egyenesek és paraméterei

ami $T = 60$ perc esetén

$$t(60) = 10^{a(60)} \cdot R^{b(60)}$$

ahol

$t(T)$ adott esőintenzitást túllépő esős percek száma egy évben,

T integrálási (átlagolási) idő,

$a(T)$ és $b(T)$ integrációs időtől függő állandók, amelyek a regressziós egyenesekből adódnak.

Ha $t(60) = t(T)$ akkor

$$\frac{10^{a(60)}}{10^{a(T)}} [R(60)]^{b(60)} = [R(T)]^{b(T)}$$

ebből

$$R(T) = \left\{ 10^{a(60)-a(T)} \cdot [R(60)]^{b(60)} \right\}^{\frac{1}{b(T)}} = 10^{\frac{a(60)-a(T)}{b(T)}} \cdot R^{\frac{b(60)}{b(T)}} \quad (4)$$

LIN sikeresen megoldotta azt a problémát, hogy földrajzi helytől függetlenné tegye számításait, ha ismert az éves csapadékmennyiség átlaga adott földrajzi környezetre, ami azt jelenti, hogy normalizált értékekkel kell számolni.

Ekkor

$$x(T) = \frac{R(T)}{R(60)} = \frac{R(T)}{\bar{R}} \quad (5)$$

ahol $\bar{R}(60) = \bar{R}$ az éves átlagos csapadékmennyiséget jelenti. Így az 1. kifejezés új alakja:

$$x(T) = \alpha(T) \cdot x(60)^{\eta(T)} \quad (6)$$

Az 5. kifejezésből

$$R(T) = X(T) \cdot \bar{R}$$

illetve

$$R(60) = x(60) \cdot \bar{R}$$

melyek figyelembe vételével a 4. kifejezés analógját kapjuk helyfüggetlen esetre.

$$\text{és } x(T) \cdot \bar{R} = 10^{\frac{a(60)-a(T)}{b(T)}} [x(60) \cdot \bar{R}]^{\frac{b(60)}{b(T)}}$$

$$x(T) = 10^{\frac{a(60)-a(T)}{b(T)}} \cdot \bar{R}^{\frac{b(60)}{b(T)} - 1} \cdot x(60)^{\frac{b(60)}{b(T)}} \quad (7)$$

A 7. kifejezésből látható, hogy tulajdonképpen azonos a 6. kifejezéssel, ahol

$$\eta(T) = \frac{b(60)}{b(T)}$$

$$\alpha(T) = 10^{\frac{a(60)-a(T)}{b(T)}} \cdot \bar{R}^{\frac{b(60)}{b(T)} - 1} = 10^{\frac{a(60)-a(T)}{b(T)}} \cdot \bar{R}^{\eta(T)-1}$$

A különböző konstansok értékeit a 3. ábra segítségével meghatározhatjuk, amely értékeket az 1. táblázatban foglaltunk össze.

1. táblázat

$R(T)$ Tényezők	$R(60)$	$R(30)$	$R(10)$	$(R5)$	$R(1)$
$a(T)$	4,41	5,14	5,18	5,38	5,46
$b(T)$	-2,79	-2,96	-2,76	-2,71	-2,65
\bar{b}	-2,766				
$1/\bar{b}$	-0,36				
$10^{a(T)}$	25 704	138 038	151 356	239 883	288 404
$c(T) = \frac{10^{a(T)}}{10^{a(60)}}$	1	5,37	5,89	9,33	11,22
$\alpha(T) = \frac{1}{c(T) \cdot \bar{b}}$	1	1,83	1,89	2,23	2,39

A táblázat alapján írható

$$a(60) = 4,41 \text{ és } b(60) = -2,79$$

így

$$10^{4,41} = 25\,700 \text{ és } t = 25\,700 \cdot R^{-2,79}$$

Egy évben 525 600 perc van, amit jelöljünk t_0 -val. Ekkor az adott esőintenzitást túllépő éves esős percek számának és az év perceinek hányadosa

$$\frac{t}{t_0} = 0,049 \cdot R^{-2,79}$$

amelynek segítségével megkapjuk az eloszlásfüggvényt:

$$F(t) = 1 - \frac{t}{t_0} = 1 - 0,049 \cdot R^{-2,79} \quad (8)$$

Ebből a sűrűségfüggvény:

$$f(t) = F'(t) = 0,049 \cdot 2,79 \cdot R^{-3,79} = 0,137 \cdot R^{-3,79}$$

A továbbiakban meg kell határozni azt a minimális esőintenzitást (R_0), amely felett érvényesek

a számításaink és amelynél a következő feltételeknek kell teljesülnie:

$$F(\infty) = 1$$

$$F(R_0) = 0$$

$$F \text{ monoton növekvő}$$

Felhasználva, hogy $F(R_0) = 0$ kapjuk:

$$1 = 0,049 \cdot R_0^{-2,79}$$

ebből

$$R_0 = 0,049^{\frac{1}{2,79}} = 0,34 \text{ mm/h.}$$

$$\text{Tehát } F(R) = \begin{cases} 0 & \text{ha } R < 0,34 \\ 0,137 \cdot R^{-3,79} & \text{ha } 0,34 \leq R < \infty \end{cases}$$

A várható érték:

$$M(\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} R \cdot f(R) dR = \int_{0,34}^{\infty} R \cdot 0,137 \cdot R^{-3,79} dR = 0,53 \text{ mm/h} = \bar{R}(60) = \bar{R}$$

Meg kell jegyeznünk, hogy az általunk számított érték reális főként, ha figyelembe vesszük a 2. sz. irodalomban közölt értékeket (Miami 3,6; New York 1,7, és McGill 1,1 mm/h) amelyek olyan földrajzi helyek, ahol az átlagos csapadékmennyiség magasabb mint az ALBRECHT—SANDER által végzett mérsékelt égövben.

Az eddigi számításaink alapján összehasonlíthatjuk az ALBRECHT—SANDER által végzett mérési eredményeket a LIN illetve a saját számítási eredményeinkkel $R = 0,53$ mm/h esetén, amelyhez a részszámításokat a 2. táblázat tartalmazza.

2. táblázat

Tényezők	T	60	30	10	5	1
$b(T)$		-2,79	-2,96	-2,72	-2,71	-2,65
$\eta(T) = \frac{b(60)}{b(T)}$		1	0,94	1,03	1,03	1,05
$d(T) = \bar{R} \eta(T)^{-1}$		1	1,05	0,98	0,98	0,97
$a(T)$		4,41	5,14	5,18	5,38	5,48
$c(T) = \frac{a(60) - a(T)}{b(T)}$		0	0,25	0,28	0,36	0,40
$10^{a(T)}$		1	1,78	1,90	2,29	2,50
$\alpha(T) = 10^{c(T)} \cdot d(T)$		1	1,87	1,86	2,24	2,43

Példaként tekintsük a $T = 1$ perc integrálási időt az 1. sz. kifejezés, illetve az 1. ábra figyelembe vételével.

$$R(1) = 1,33 \cdot R(60)^{1,2}$$

Saját számítási eredményeinket a 4. kifejezés felhasználásával kapjuk meg:

$$R(1) = 10^{c(T)} \cdot R(60)^{\eta(T)} = 2,50 \cdot R(60)^{1,05}$$

Az eredményeket a 3. táblázat mutatja.

Látható, hogy a számítási hiba növekvő esőintenzitások esetén az összeköttetés biztonsága irányába hat.

Hasonló módon végezzük el a helyfüggetlen esetre is a számításainkat.

3. táblázat

$R(60)$	40	30	20	10
Albrecht mérései $R(1)$	111	84	58	28
Lin $R(1)=1,33 R(60)^{1,2}$	111	79	48	21
Saját eredmény $R(1)=2,50 R(60)^{1,05}$	120	89	58	28

LIN számítása szerint:

$$x(1) = \frac{R(1)}{R} \quad x(60) = \frac{R(60)}{R}$$

továbbá figyelembe véve, hogy $\bar{R} = 0,53 \text{ mm/h}$;

$$x(1) = 1,33 \cdot \bar{R}^{0,2} \cdot x(60)^{1,2} = 1,17 \cdot x(60)^{1,2}.$$

Saját eredményeinket a 7. sz. kifejezés, illetve a 2. sz. táblázat felhasználásával kaphatjuk, amelyek szerint

$$x(1) = 2,43 \cdot x(60)^{1,05}.$$

Végeredményeket a 4. táblázat mutatja.

4. táblázat

$X(60) = \frac{R(60)}{\bar{R}}$	75	57	38	19
Albrecht szerint $X(1) = \frac{R(1)}{\bar{R}}$	209	158	109	53
Lin szerint $X(1) = 1,17 \cdot X(60)^{1,2}$	208	150	92	40
Saját eredmény $X(1) = 2,43 \cdot X(60)^{1,05}$	226	169	110	53

2. Második módszer

A korábban leírtak értékelése során észrevehető, hogy egy újabb, az előzőeknél egyszerűbb, de azoknál még pontosabb összefüggést nyerhetünk.

Számítsuk ki a mérési eredmények alapján a következő értékeket különböző esőintenzitások mellett:

$$A(T) = \frac{R(T)}{R(60)}$$

amelynek eredményei az 5. táblázathoz láthatóak. Látható, hogy $A(T)$ értékei közel azonosak bármely $T=60$ percre vonatkoztatott esőintenzitás esetén, ezért számíthatjuk ezek átlagát.

$$\overline{A(30)} = 1,46$$

$$\overline{A(10)} = 2,00$$

$$\overline{A(5)} = 2,47$$

$$\overline{A(1)} = 2,87$$

5. táblázat

$R(60)$	10	20	30	40	50	60
$R(30)$	16	31	44	54	70	82
$R(10)$	21	42	61	74	100	120
$R(5)$	25	52	75	91	123	150
$R(1)$	28	58	84	111	148	180
$A(30) = \frac{R(30)}{R(60)}$	1,60	1,65	1,47	1,35	1,40	1,37
$A(10) = \frac{R(10)}{R(60)}$	2,10	2,10	2,03	1,85	2,00	2,00
$A(5) = \frac{R(5)}{R(60)}$	2,50	2,60	2,50	2,28	2,46	2,50
$A(1) = \frac{R(1)}{R(60)}$	2,80	2,90	2,80	2,78	2,96	3,00

A következőkben induljunk ki a 3. sz. kifejezésből oly módon, hogy a $b(T)$ legyen ezek átlaga vagyis \bar{b} .

Képezzé továbbá az összehasonlításunk alapját az, hogy adott „ t ” értékekhez tartozó „ R ” értékeket fejezzük ki különböző „ T ” értékek mellett:

$$t(T_1) = 10^{a(T_1)} \cdot R^{\bar{b}}$$

$$t(T_2) = 10^{a(T_2)} \cdot R^{\bar{b}}$$

Tételezzük fel, hogy $t(T_1) = t(T_2)$, akkor $R = R(T_1)$ illetve $R = R(T_2)$, tehát az egyenlet csakis két különböző esőintenzitás mellett teljesülhet, ezért:

$$\text{ebből} \quad 10^{a(T_1)} \cdot R(T_1)^{\bar{b}} = 10^{a(T_2)} \cdot R(T_2)^{\bar{b}}$$

$$R(T_1) = \left[\frac{10^{a(T_2)}}{10^{a(T_1)}} \right]^{\frac{1}{\bar{b}}} \cdot R(T_2) = A(T) \cdot R(T_2) \quad (9)$$

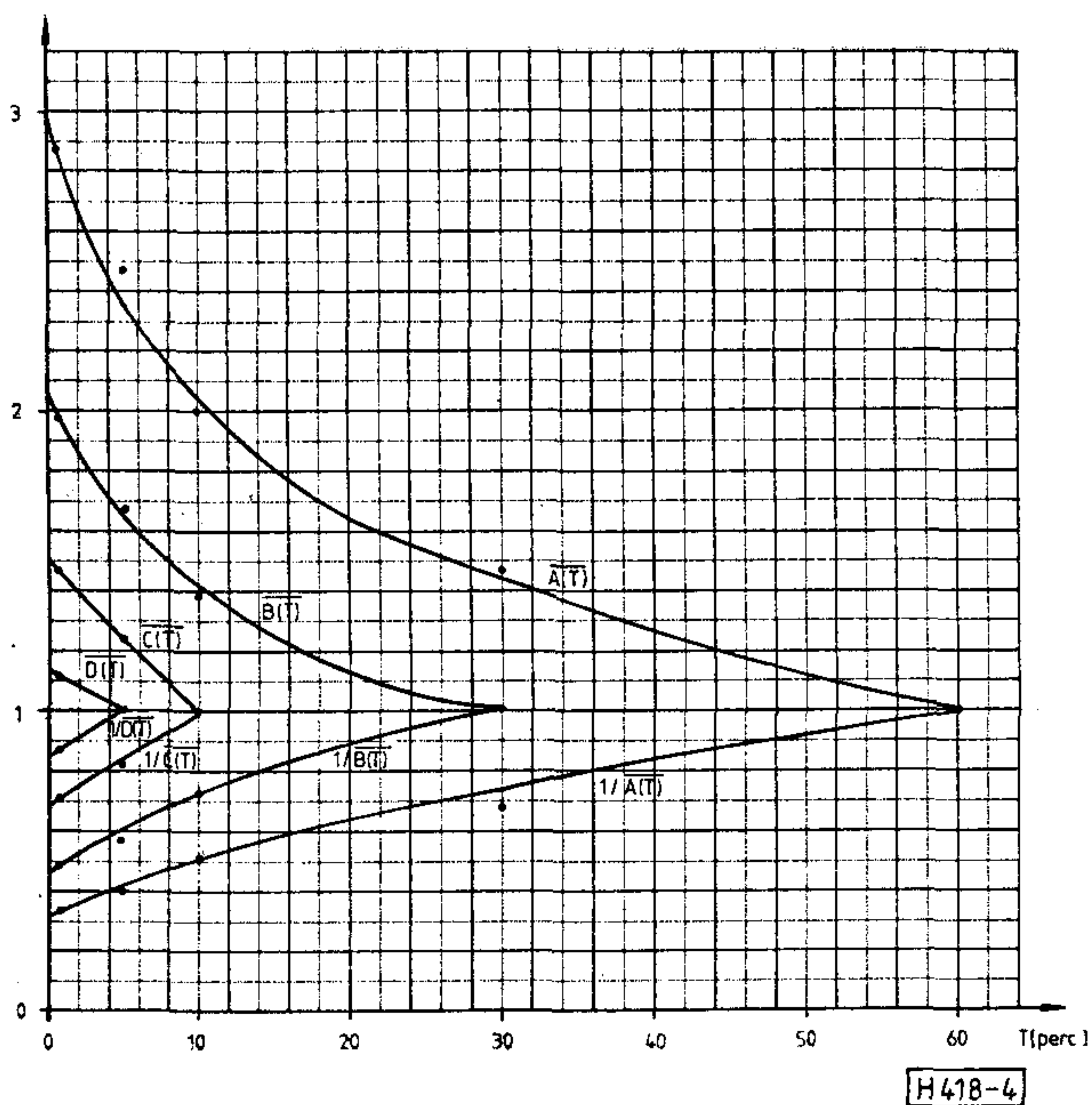
vagyis általánosságban írható:

$$R(T) = A(T) \cdot R(60) \quad (10)$$

ami lényegesen egyszerűbb, mint az 1. kifejezés. Mivel az $A(T)$ átlagértékeit ismerjük, ezért egy grafikon is megadható, amelynek segítségével a számítás igen gyorsan elvégezhető.

Az előző gondolatmenetet továbbvéve kiszámíthatjuk az $R(30)$, $R(10)$, illetve $R(5)$ -re vonatkozó hányadosokat is, azaz rendre a $\overline{B(T)}$, $\overline{C(T)}$ és $\overline{D(T)}$ átlag értékeit is.

Az ismertett módszernek olyan lényeges előnye van a gyakorlatban használt módszerhez képest, hogy nem csak $T=60$ percre vonatkoztatott esőintenzitás ismeretében tudjuk számítani a tetszőszerinti átlagolási időre vett esőintenzitás értékeit, hanem pl. $T=30$, $T=10$ stb. időkre vonatkoztatott esőintenzitások ismeretében, bármely érték számítható, sőt visszafelé is el tudjuk



4. ábra. Az esőintenzitások átszámítására szolgáló diagram Albrecht—Sander mérései alapján

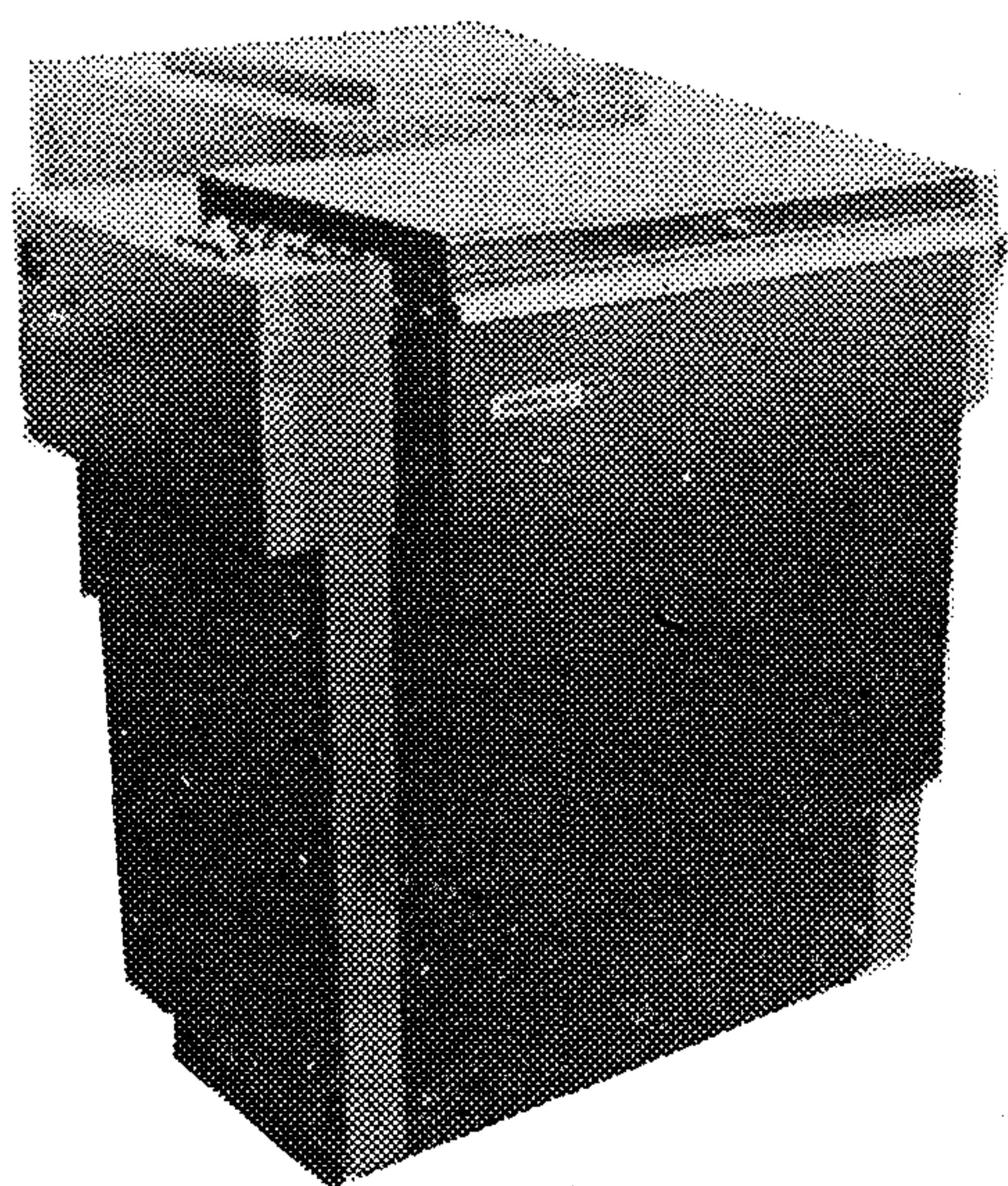
a számításokat végezni az ismertett grafikon segítségével. A módszereinket alkalmaztuk a Posta Kísérleti Intézet mérési eredményeire is, ahol szintén lényegesen pontosabb eredményeket kaptunk, mint a gyakorlatban használt módszer alapján.

Végeztünk hibaszámítást is 12 GHz-re horizontális polarizáció mellett, ahol a LIN számítási eredményei mellett 30% volt a maximális hiba, amíg a saját eredményeink alapján nem haladta meg a 6%-ot. Ebből arra is egyértelműen lehet következtetni, hogy nem lehet egy egységes kifejezés segítségével minden földrajzi helyre azonos pontossággal számolni, hanem egy-egy nagyobb földrajzi területre el kell végezni, a méréseket és azokból a 4. ábrához hasonló grafikonsereget kell szerkeszteni, mert a pontosabb számítások csak így végezhetőek el. Ez egyben feltétele is annak, hogy a mikrohullámú összeköttetés kiesésének valószínűsége minimálisra csökkenjen.

IRODALOM

- [1] von Wolfgang Albrecht, Jörg Sander: Zusammenhang zwischen Kurz- und Langzeit-Intensitat von Regen als Grundlage für die Planung von Richtfunkstrecken. Frequenz. 1977. 11 sz.
- [2] S. H. Lin: Dependence of Rain-Rate Distribution on Rain Gauge Inegration Time. The Bell System Technical Journal. 1977. január.
- [3] Új eljárás az esőintenzitások egymásba történő átszámítására. Bulletins for Applied Mathematics 1984. Győr, KTMF
- [4] Oláh Ferenc: Esőcsillapítás hatása a 12 GHz-es frekvenciatartományban. Mikrohullámú szeminárium. 1985. jan. Budapest.
- [5] Oláh Ferenc: Statisztikai módszer az esőintenzitások kölcsönös átszámítására. Bulletins for Applied Matematis Lectures held at the Österreichischer Matematikerkongress. Graz, September 1985.
- [6] Az esőintenzitás eloszlásának vizsgálata a 12 GHz-es frekvenciatartományban. Doktori disszertáció, 1985.

LG-1 LASERGRAPH



LÉZERES RAJZGÉP

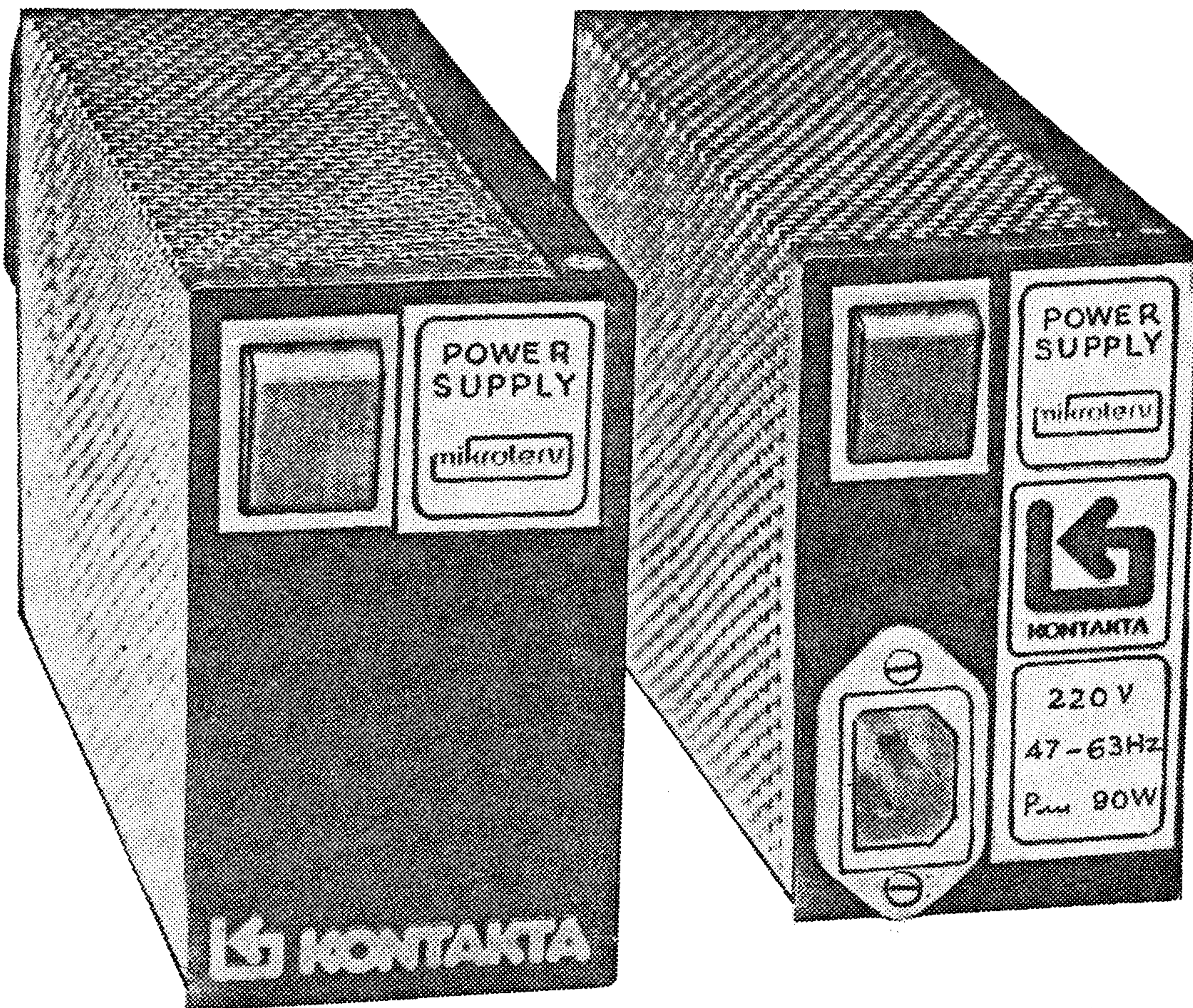
- nagy sebesség
- pontosság
- felbontás
- formátum
- öntesztelés
- működtetés nappali megvilágításban
- több PCB CAD rendszer illesztése



ITEX EGYESÜLÉS Budapest H-1147 Czobor u. 33/b.
Telefon: 641-591

MIKROMAX HÁLÓZATI KAPCSOLÓÜZEMŰ TÁPEGYSÉG CSALÁD

Újdonság!



A készülék eleget tesz az alábbi szabványoknak:
MSZ-05 60.0702-79 (IEC 435)
MSZ-07 8204/7-71 (VDE-875/N)

 **KONTAKTA**

Budapest XX. Helsinki út 51-53. H-1201
Telefon: 279-200 * Telex: 22-4399

MIKROMAX HÁLÓZATI KAPCSOLÓÜZEMŰ TÁPEGYSÉG CSALÁD

Újdonság!

A készülék általánosan alkalmazható kismegfeszítésű I. érintésvédelmi osztályú elektronikus készülékek (perifériák, mikroprocesszoros rendszerek stb.) táplálására. Méretei lehetővé teszik EURO-rack rendszerben történő felhasználását is. Készül háromkimenetű 55 W-os és egykimenetű 90 W-os kivitelben.

Típusválaszték:

Típus	Kimeneti feszültség/max. áram			Max. kimeneti teljesítm.
	1. kimenet	2. kimenet	3. kimenet	
E-100S-1	5 V/10 A	12 V/1,5 A	12 V/1,5 A	Σ55 W
E-200S-1	5 V/10 A	12 V/1,5 A	12 V/1,5 A	Σ55 W
E-100S-2	5 V/10 A	15 V/1,5 A	15 V/1,5 A	Σ55 W
E-200S-2	5 V/10 A	15 V/1,5 A	15 V/1,5 A	Σ55 W
E-500S-1	5 V/18 A	—	—	90 W
E-600S-1	5 V 18 A	—	—	90 W
E-500S-2	12 V/7 A	—	—	90 W
E-600S-2	12 V/7 A	—	—	90 W
E-500S-3	15 V/6 A	—	—	90 W
E-600S-3	15 V/6 A	—	—	90 W

Szolgáltatások:

- kimeneti túlfeszültség védelem (a háromkimenetű tápegységnél csak az 5 V-os kimeneten)
- kimeneti zárlatvédelem
- távérzékelés (csak az E-500S-1 és az E-600S-1 típusoknál)

Az E-100S-X és az E-500S-X típusú tápegységek hálózati csatlakozója a készülék előlapján, az E-200S-X és az E-600S-X típusú tápegységek hálózati csatlakozója a készülék hátlapján található. A DC táplálásra is alkalmas kivitelű tápegység hálózati kapcsoló nélkül készül.

Főbb jellemzők:

Bemenő feszültség:

220 V AC $\pm 10\%$ / -15% 47-63 Hz

vagy:

250-340 V DC

Teljesítmény felvétel:

max. 90 W a háromkimenetű max. 120 W az egykimenetű tápegység esetén

Maximális bekapcsolási áramlökések: 5 A

Kimenő feszültségváltozás valamennyi kimeneten:

- a bemenő feszültségváltozás hatására $< \pm 0,2\%$
- a terhelésváltozás hatására $< \pm 0,5\%$
- hőmérséklet-változás hatására $< \pm 0,1\%/^{\circ}\text{C}$

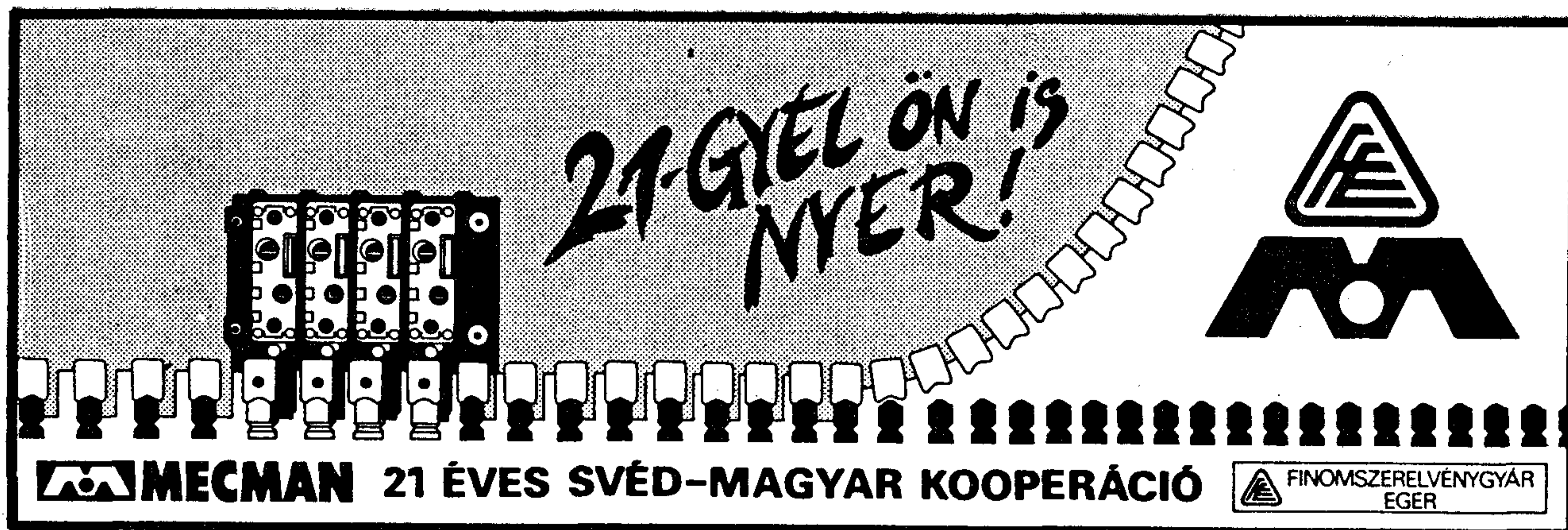
Kimeneti zaj csúcsértéke

$< \pm 1\%$

Működési hőmérséklet:

+5 +40 °C

A berendezéssel kapcsolatos mindennemű alkalmazástechnikai kérdésben, és a továbbfejlesztéssel összefüggő elképzelésekről a KONTAKTA Elektronikai fejlesztési osztálya (tel. 279-200/279) készséggel ad felvilágosítást.



Szemle

Összeállította: Gál Ferenc

A Frost and Sullivan amerikai piackutató cég prognózisa szerint Nyugat-Európában az ipari adatátviteli rendszerek piaca 1985. és 1991. között átlagosan évi 23,2 %-kal bővül. 1985-ben az eddig instakált rendszerek összértéke még csak 304 milliós USD volt, ami 1991-ig meg fogja haladni az egymilliárd dollárt (1985. évi változatlan árfolyamon számítva) 1985-ben még Nagy Britanniában működött a legtöbb ilyen rendszer, de a dinamikusabb növekedés miatt 1991-re az NSZK és Franciaország előreláthatólag hagyja Angliát. Az ipari adatátviteli rendszerek európai várható piaca 1991-ben:

NSZK	30,9 %
Anglia	18,6 %
Skandinávia	10,5 %
Olaszország	9,2 %
Franciaország	20,3 %
Egyéb nyugat-európai orsz.	10,7 %

Az SZKB KB jormányhatározatot hozott arról, hogy fel kell gyorsítani a telefonhálózat fejlesztését és a mostani ötéves tervidőszakban a Szovjetunióban 1,4-szeresére kell növelni a telefonáló-mások számát.

Már 1985-ben előírták, hogy 1990-ig a városokban összesen 10 millió új telefonállomást kell felszerelni, ezek 75 százaléka a lakossági igények kielégítését kell, hogy szolgálja. A két évvel ezelőtti határozat — anélkül, hogy a bázisadatok közölte volna — megállapította, hogy a városközi telefonálásra alkalmas automaták számát 1990-ig 2,5—3-szorosára, 2000-ig pedig 6—7-szeresére kell növelni.,

1985-ös adatok szerint a Szovjetunió 270 millió lakosára 29 millió telefon jutott, azaz ezer lakosra mintegy 120 vonal. Ennek alig több mint a fele van magánelőfizető használatában, a városi lakások 27 százalékában, a vidékieknek csak 7 százalékában van telefon.

(Világgazdaság, 1987)

*

Hetedik alkalommal került volna megrendezésre ez év novemberében a nemzetközi részvételű ORGTECHNIK hungaria budapest szervezés- és számítástechnikai szakkiállítás, a Szervezési és Vezetési Tudományos Társaság rendezésében. A piac igénye hozta létre a COMPAIR' 88 első magyarországi Nemzetközi Számítástechnikai Szakkiállítást. Szükségessé vált egy olyan fórum, ahol gyártók és felhasználók minél nagyobb számban találkozhatnak, a magyar és külföldi vállalatok bemutathatják, hol tart ma a számítástechnika.

E két nagy rendezvény szervezőinek az volt a célja, hogy elősegítsék a fejlődést, koncentrálják az erőket. Ezért megállapodtak, hogy ebben az évben közösen, közös névvel október 17. és 21. között a budapesti Kongresszusi Központban szervezik meg azt a szakkiállítást, amely a későbbiek során évente kerül megrendezésre. Szeretnék, ha a kiállítás a magyar és a nemzetközi számítástechnika nagy eseményévé válnék.

PCM-ADPCM átkódolók

S. A. BIN THABET
Adeni Műszaki Egyetem



ÖSSZEFOGLALÁS

Láncbakapcsolt szinkron átkódoló rendszereket tárgyaljuk. Az egyszeres és többszörös láncbakapcsolt PCM—ADPCM átkódoló rendszerek hatásaival foglalkozunk. Ennek során különböző rendszereket hasonlítunk össze. A PCM—ADPCM és visszairányú kódkonverziót digitális formában valósítjuk meg. A bevezetésben tárgyaljuk, hogy miért alkalmazunk tandem átkódolót kis bitsebességekhez, közvetlen digitális kódkonverzióval.

I. Bevezetés

A távközlési hálózatokban az áttérés időszakában analóg és digitális eljárásokat vegyesen alkalmaznak. A digitalizálás kezdetén kizárólag PCM-eljárást alkalmaztak, amely (15) távbeszélőcsatornánként 64 kbit/s sebességű. Ez a bitsebesség széles átviteli frekvenciasávot igényel. Ezért a digitális eljárások gyakran ütköznek akadályba a hatásos és gazdaságos analóg rendszerek számos felhasználási területén, elsősorban az URH-modul szolgáltatásban, továbbá például a hosszú vonalak, a mikrohullámú rádiórendszerek és az előfizetői vonalhurok esetében.

Az előfizető összeköttetés egynél több kódolási-dekódolási folyamattal is megvalósítható. A CCITT nem zárja ki a maximum 14 kódolási-dekódolási folyamatot, amely 14 qdu minőségromláshoz vezet. Az 1 qdu-t az A-törvényű, 8 bites PCM-rendszer minőségromlásaként definiáltak, 2 dB tartalékkal. Egyetlen kódolási-dekódolási folyamat minőségének jobbnak kell lennie az elméletileg szükségesnél, még akkor is, ha a 14 folyamat talán túl sok. Ez a helyzet megváltozik természetesen a hálózat teljes mértékű digitalizálásával. A tandem kódolási-dekódolást helyettesíteni fogja a tandem átkódolás (Transcoding), amely sokkal kedvezőbb lehet (1). A digitális átkódolás célja, hogy csökkentse a bitsebességet 64 kbit/s-ról 32 vagy 16 kbit/s-ra, és ez sok esetben versenyképesé és vonzóbbá teszi a digitális átvitelt. Az említett sebességek lehetővé teszik 2 vagy 4 távbeszélő összeköttetés átvitelét a klasszikus 64 kbit/s-os hordozócsatornán. A sávkorlátozási eljárások lehetővé teszik pl. digitális előfizetői hurkok kialakítását többszörös szolgáltatással (multiservice) (pl. 4800 bit/s adatátvitel és egy digitális beszédcsatorna elfér egy 64 kbit/s hordozócsatornában), [31], de legfőképpen a gyorsan terjedő mobil szolgálat szempontjából fontos. Bármely csökkentett bitsebességű kódolási technika beilleszthető lesz a részlegesen digitális háló-

Beérkezett: 1988. III. 8. (H)

Híradástechnika, XXXIX. évfolyam, 1988. 9. szám

S. A. BIN THABET

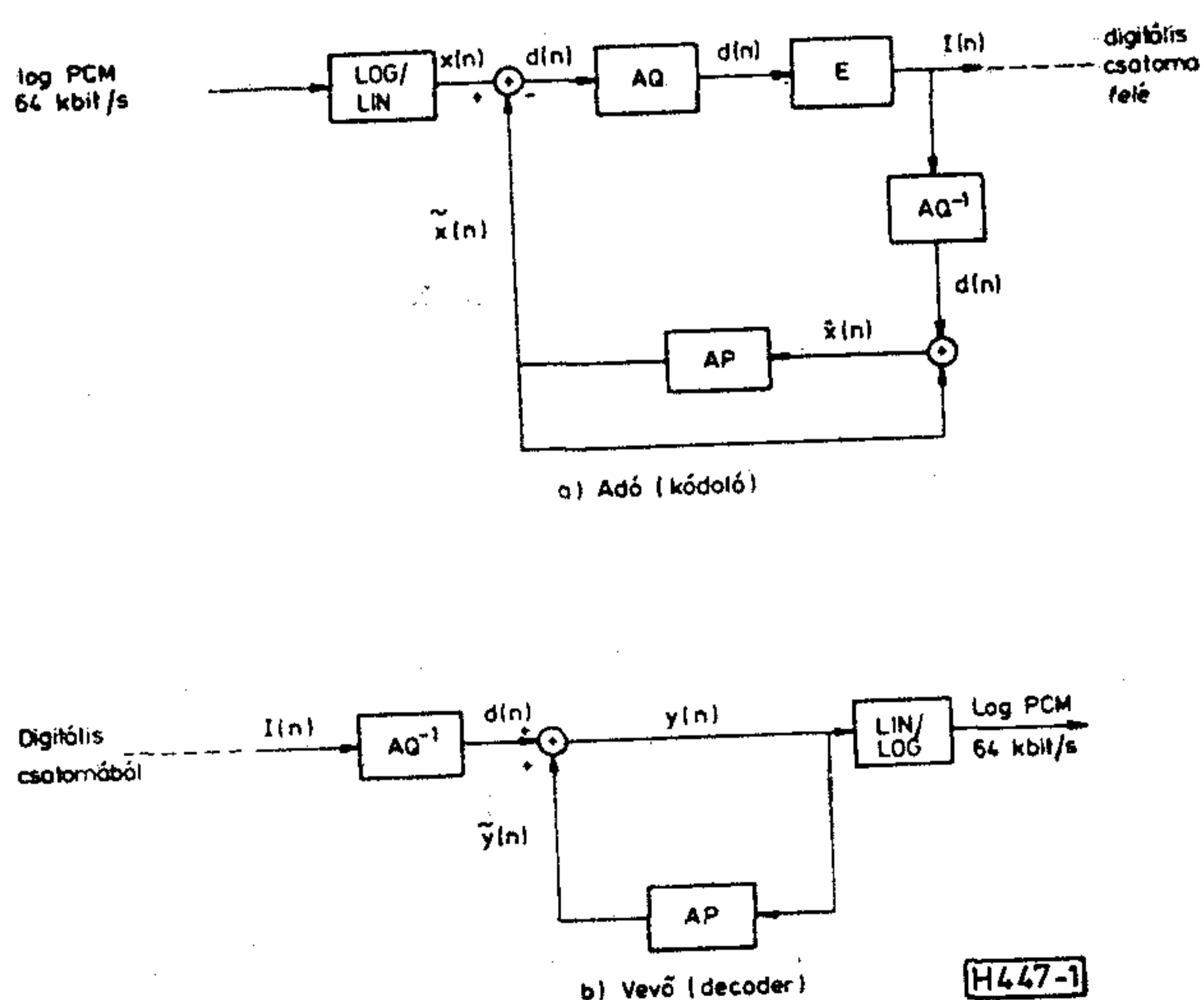
Egyetemi tanulmányait a zágrábi (Jugoszlávia) egyetem távközlési informatikai szakán végezte a villamosmérnöki karon. Diplomáját 1979-nen szerezte meg. Ezt követően 1982-ben az adeni fenntartási üzemen dol-

gozott, mint a jemeni távközlési társaság mérnöke. Majd 1982-ben az adeni műszaki egyetemre került tanársegédként. Innen küldték 1985-ben Magyarországra továbbképzésre. Jelenleg a Magyar Tudományos Akadémia keretében aspiránusként dolgozik.

zatba, amelyet 8 bites A törvényű PCM-rendszerre alapoztak.

Az analóg, hangfrekvenciás átkódolás torzításai összegeződnek minden átkódolási folyamatban. Ezt aszinkron átkódolásnak nevezzük. A szinkron átkódolásnál azonban nem összegződnek a torzítások, amelyet közvetlen digitális kódkonverzióknak nevezünk, PCM kódkiigazítással [2, 4, 12, 14, 24]. A közvetlen digitális kódkonverzió, szinkron PCM-kódkiigazító algoritmus használata nélkül is megvalósítható.

Az első lépés a PCM—ADPCM (Adaptív Differenciális PCM) átkódolásban az A-törvényű vagy μ -törvényű, 8 bites log PCM átalakítása lineáris, 12 vagy 13 bites PCM-mé. A lineáris PCM-jelet az ADPCM-kódolóra vezetjük, amely olyan algoritmussal rendelkezik, amely csökkenti a bitsebességet. A csökkentett sebesség lehet 40, 32, 24



1. ábra. ADPCM alapstruktúra.

log/lin=log PCM-ből lineárist előállító expandor;
lin/log=lin PCM-ből log PCM-et előállító kompresszor;
AQ=adaptív kvantáló; AQ^{-1} =inverz adaptív kvantáló;
E=kódoló (kóder); AP=adaptív prediktor;

vagy 16 kbit/s, A kódolt kódszó digitális csatornán kerül továbbításra az ADPCM dekóderre, amely dekódolja a kódszót lineáris PCM-re, majd ez átalakítható log PCM-mé, ugyanolyan kompendálási törvénnyel, mint az input PCM-jelnél, azaz A-törvény vagy μ -törvény. Ha ezekből a rendszerekből többet összekapcsolunk, akkor láncba-kapcsolt átkódoló rendszert kapunk. A DPCM-mel (Differenciális PCM) és az ADPCM-mel (Adaptív Differenciális PCM) kapcsolatban lásd [5—13] irodalmakat.

II. PCM—ADPCM átkódolók

II.1. DPCM-rendszer

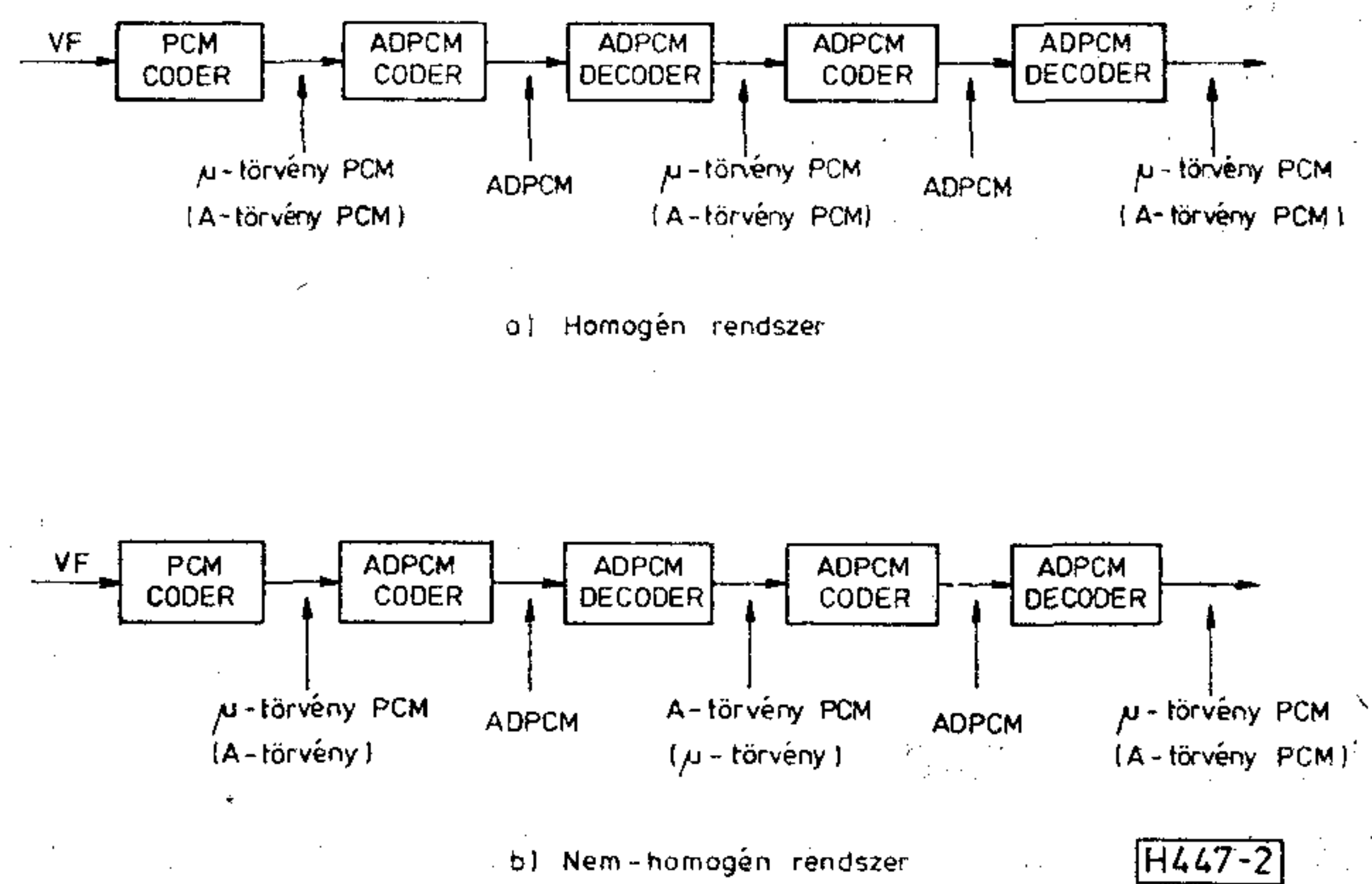
A differenciális PCM (DPCM) képes az átviteli sebességet 64 kbit/s-ról 32 kbit/s-ra csökkenteni. Ez a valódi bemeneti jel és annak becsült értéke közti különbségi jelet kódolja. Az egymást követő értékek közti korrelációt figyelembe véve, ugyanaz a minőség elérhető, mintánként kevesebb bit átvitelével [31].

A kvantálás fix lépésméretű algoritmussal megengedhetetlen kvantálási zajt eredményez. A kvantálási zaj csökkenthető adaptíve lépésméretű algoritmus felhasználásával [7, 8, 9, 11, 20, 21, 22, 27, 28].

A becslést egy prediktor („becslő, jósló”) áramkörrel végezzük, amely a rendszer visszacsatoló hurokba van elhelyezve. A prediktor lehet lineáris mindent áteresztő szűrő, fix prediktor együtthetőkkel. Pólus—zérus szűrővel ellátott adaptíve prediktor használatával csökkenthető a különbségi jel hibaátlagá [10, 13, 14, 16, 18, 19, 26]. Ez a rendszert adaptív differenciál impulzus-kódmodulációs (ADPCM) rendszernek nevezzük.

II.2. Hogyan lehet a PCM/ADPCM átkódolókat láncba-kapcsolva üzemeltetni?

A tandem átkódoló rendszer különböző PCM—ADPCM átkódolókat láncba-kapcsolva üzemeltet, megfelelő kódoló algoritmus szerint, PCM-ből ADPCM-be és vissza, amint az a 2. ábrán látható. Az átkódoló rendszerek lehetnek homogének és inhomogének. A homogén rendszer ugyanazon PCM kompendálási törvényt alkalmazza minden kapcsolásban, míg az inhomogén rendszer különböző PCM kompendálási törvényeket alkalmaz. A homogén rendszer szinkronizálható a szinkron



2. ábra. Tandem PCM—ADPCM átkódoló rendszer (3) alapján A-law = A-törvény; homogenous/non-homogeneous system = homogén/nem-hogén rendszer

PCM kódkiigazító algoritmussal, míg az inhomogén rendszernél ez nem valósítható meg [3, 15].

A kutatások azt mutatják, hogy a szinkron PCM kódkiigazító algoritmust alkalmazó rendszerek minősége nem függ a láncba-kapcsolt kódkonverziók számától [2, 3, 4, 14, 25]. A kódkiigazítást nem alkalmazó rendszerek minősége viszont a láncba-kapcsolt kódkonverziók számával arányosan csökken (lásd.: 5. és 6. ábra).

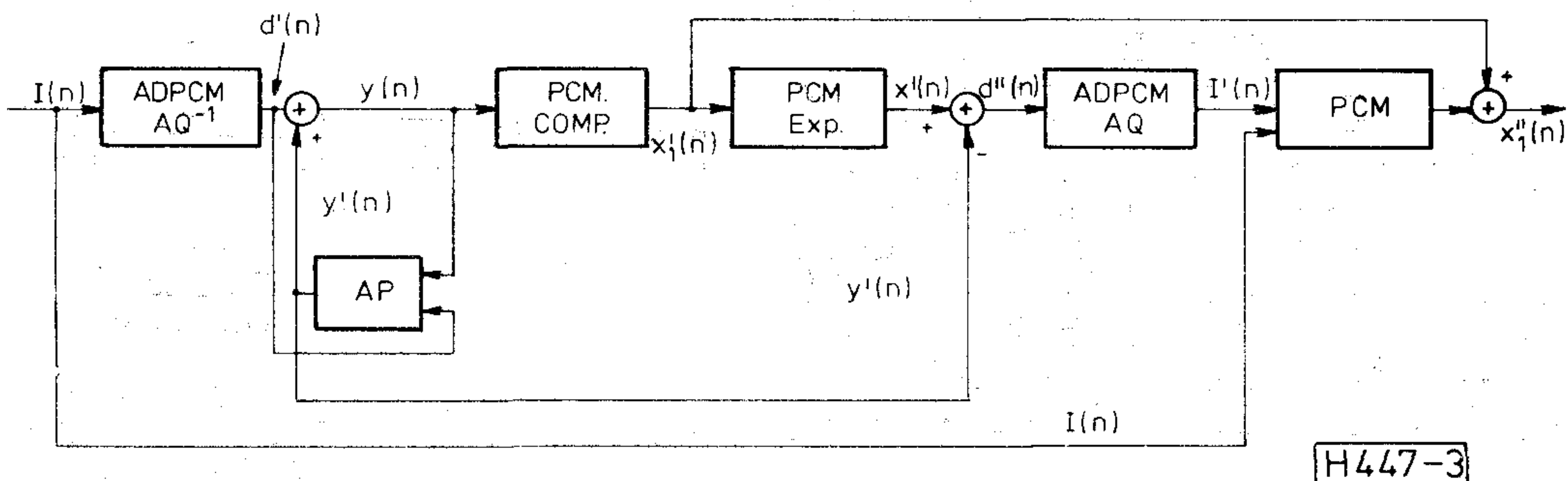
A rendszer minőségét a jel/zaj viszony (SNR), a kvantálási jel/zaj viszony (SQNR) és szubjektív mérések alapján állapítottuk meg.

II.3. Szinkron PCM kódkiigazító algoritmusok

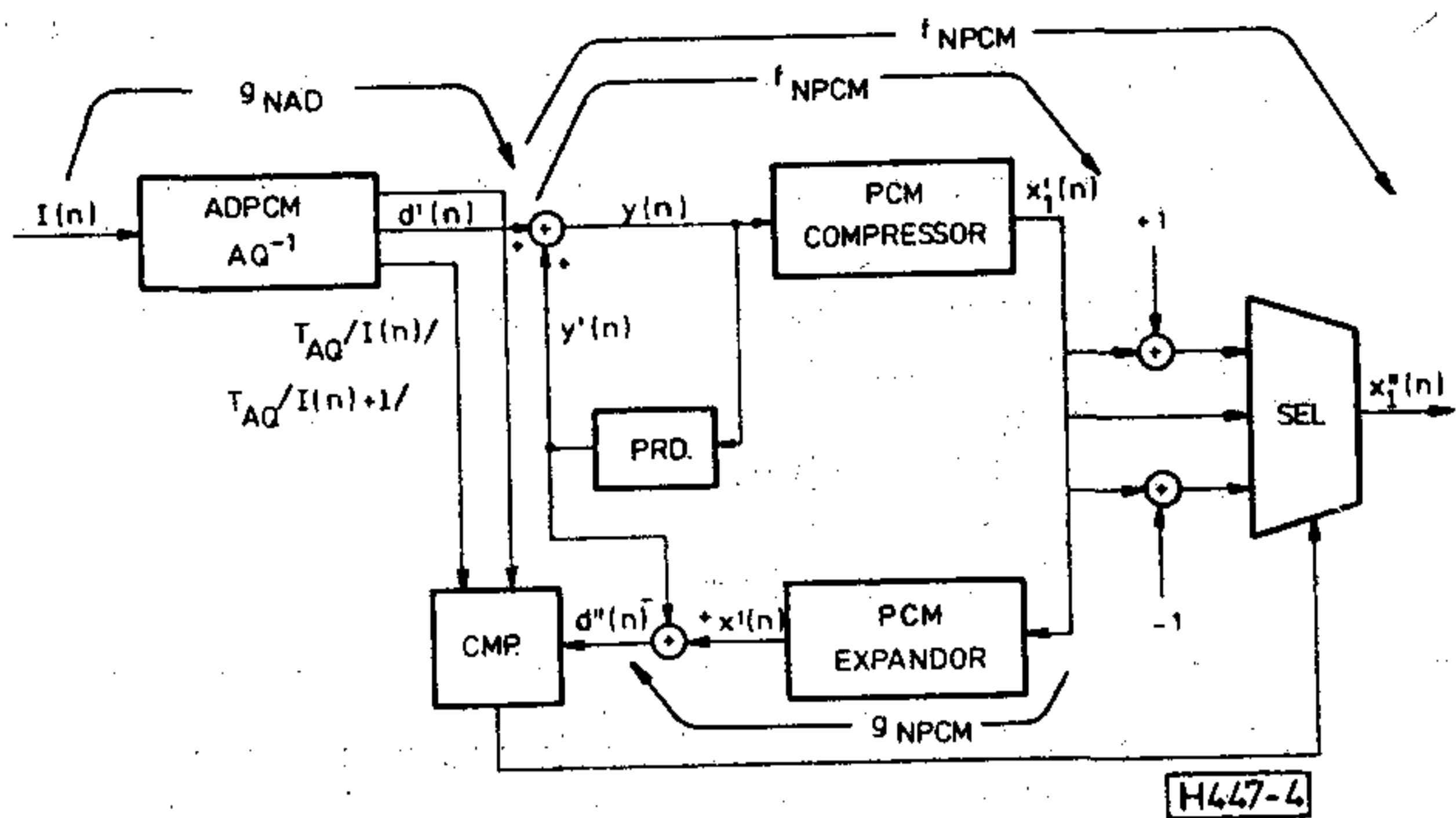
A PCM—ADPCM átkódolóban az ADPCM dekódernél szinkron PCM kódkiigazítást szükséges végezni. Ezzel a módszerrel megszüntethetők azok a torzítások, amelyek a dekódernél összegyűltek. Két algoritmus használatos, az egyik a CCITT G—721 ajánlás szerinti [14], a másik a Nishitani-féle [4]. A kettő között nincs nagy különbség, amelyet bemutatunk a következő szakaszokban.

1. CCITT-algoritmus

Amint az a 3. ábrán látható, az ADPCM-dekódernél vett $I(n)$ kódolt jelet egy inverz adaptív kvantálóval (AQ^{-1}) dekódoljuk. A kimeneten ekkor a $d'(n)$ jelet kapjuk. Ezt adjuk hozzá az $y'(n)$ jelhez, amelyet a prediktor állapít meg az előző rekonstruált értékekből, és így kapjuk a rekonstruált jelet, $y(n)$ -et:



3. ábra. Szinkron PCM kódolás-kiigazító algoritmus



4. ábra. Nishitani-algoritmus a szinkron PCM kódolási kiigazításhoz [4] alapján

$$y(n) = d'(n) + y'(n) \quad (1)$$

$$y'(n) = \sum_{k=1}^N a_n y(n-k) \quad (2)$$

ahol a_n a prediktor együtthatókészlete.

A rekonstruált $y(n)$ jelet log PCM-jellé alakítjuk kompresszor segítségével, így kapjuk az $x_1'(n)$ jelet. Ezt expandorral lineáris PCM-jellé alakítjuk így nyerjük az $x_1''(n)$ jelet. Kivonva $y'(n)$ jelet $x_1'(n)$ -ből, kapjuk:

$$x'(n) = y'(n) = d''(n). \quad (3)$$

Ezt a $d''(n)$ különbségi jelet kvantálja egy adaptív kvantáló (AQ) és kódolja egy kódoló, amikor is az $I'(n)$ jelet kapjuk. Az $I(n)$ és $I'(n)$ kódszavak összevetéséből nyerjük a log PCM kimeneti jelet az ADPCM-dekóderen, amelyet $x''(n)$ -nel jelölünk:

$$x_1''(n) = \begin{cases} x_1'(n) + 1, & \text{ha } I'(n) < I(n) \\ x_1'(n), & \text{ha } I'(n) = I(n) \\ x_1'(n) - 1, & \text{ha } I'(n) > I(n) \end{cases} \quad (4)$$

ahol az

$x_1'(n) + 1$ jelenti a pozitívabb log PCM szót, és $x_1'(n) - 1$ jelenti a negatívabb szót.

2. A Nishitani-algoritmus

A 4. ábrán látható, hogy a dekóder által vett ADPCM-kódszó, $I(n)$ átalakításra kerül, $d'(n)$ jellé, az inverz adaptív kvantálóban (AQ^{-1}). Ezt az új dekódolási funkciót g_{NAD} jellel jelöljük. A $d'(n)$ jelet illesztjük az $x_1'(n)$ jelhez, prediktor és kompresszor segítségével. Ez úgy történik, hogy egy $d'(n)$ jelet adunk a prediktor által becsült jelhez és a konvertált összegjelet kompresszorral adjuk az $x_1'(n)$ jelhez. Ezt az új PCM kódolási eljárást f_{NPCM} jellel jelöljük.

Az ellenkező eljárást végezzük el az $x_1'(n)$ esetében, azaz az $x_1'(n)$ jelet konvertáljuk expandorral, lineáris PCM $x'(n)$ jellé. A prediktor kimenetén megjelenő $y'(n)$ jelet kivonjuk az $x'(n)$ jelből és magkapjuk a $d''(n)$ különbségi jelet. Ezt az új PCM dekódolási módszert g_{NPCM} jellel jelöljük. A $d''(n)$ különbségi jelet komparátorral összehasonlítjuk az inverz adapter kvantáló küszöbökkel, a felső és alsó $T_{AQ}(I(n)+1)$ és $T_{AQ}(I(n))$ értékekkel. Az alábbi döntések lehetnek:

$$x_1''(n) = \begin{cases} x_1'(n) + 1 & \text{ha } d''(n) < T_{AQ}(I(n)) \\ x_1'(n), & \text{ha } T_{AQ}(I(n)) W d''(n) < < T_{AQ}(I(n) + 1) \\ x_1'(n) - 1, & \text{ha } T_{AQ}(I(n) + 1) W d''(n) \end{cases} \quad (5)$$

III. A PCM—ADPCM átkódoló rendszerek összehasonlítása

Az összehasonlításra kerülő PCM—ADPCM-átkódoló rendszerek az alábbiak:

1. Mikroprocesszoros PCM—ADPCM-kódkonverter, [23]
2. 60 csatornás PCM—ADPCM-konverter, [25]
3. 32 kbit/s helyközi minőségű ADPCM-kodek, egyetlen chip-en elhelyezkedő jelprocesszorral, [24]
4. Csatornahibával szemben védett 32 kbit/s ADPCM [27]
5. Nagyteljesítményű 32 kbit/s PCM—ADPCM átkódoló, [2]
6. 32 kbit/s szinkron tandem PCM—ADPCM-átkódoló, [3]
7. Tandem átkódoló melynél a torzítások nem összegződnek, [4]
8. CCITT által ajánlott 32 kbit/s sebességű ADPCM a G—721 ajánlás szerint [14].

A fent említett rendszerek többsége 32 kbit/s sebességgel működik, ami megfelel a CCITT ajánlásának. Ezek összehasonlítása az alábbi tényezők alapján történik: (I., II. és III. táblázatban).

- i) a felhasznált kvantáló és prediktor,
- ii) a rendszer jellemzői, objektív és szubjektív mérések alapján,
- iii) a csatornahibák javíthatósága,
- iv) a rendszer által kezelhető jelfajták (beszédjel, alapsávi adatjelek, hangfrekvenciás jelzések).

Az objektív és szubjektív mérések érzékeltetése céljából két diagram látható az 5. és 6. ábrán.

IV. Értékelés

A táblázatokban a rendszerek objektív és szubjektív mérések alapján kerültek összehasonlításra. Az említett és összehasonlított rendszerek sebessége 32 kbit/s.

Azokat a rendszereket, amelyek lánc kapcsolási lehetőséggel rendelkeznek, csak max. 4 átkódoló párra vizsgáltuk. Érdekes lehet még az elérhető legtöbb láncbakapcsolt rendszert megtalálni, ahol még nincs érzékelhető minőségromlás.

A jelen dolgozatban csak a PCM—ADPCM átkódolókat tárgyaltuk, azonban vizsgálódás tárgya lehetne a PCM—ADM-átkódoló is. Az utóbbi években a vektorkvantáló dekódolórendszerek kezdenek elterjedni a hullámforma kódolását végző rendszerekben. A jelen dolgozatban a PCM—ADPCM és PCM—ADM-átkódoló rendszerekben kis bitsebességek esetén érdekes.

V. Következtetések

A rendszerek összehasonlításából és az értékelésből az alábbi következtetéseket lehet levonni:

Összehasonlítás a felhasznált kvantáló és prediktor alapján

Rendszer: Felhasznált kvantáló: Felhasznált prediktor:

1.	Adaptív kvantáló, két lépcsőméretű adaptív szorzóval, $M_1=2$, és $M_2=0,5$.	Elsőrendű prediktor, $\alpha_1=7/8$.
2.	Adaptív kvantáló Q lépcsőmérettel: $Q=2^i \cdot q$; $0 \leq i \leq 11$; q =alaplépcsőméret, amelyet az i index jelöl. Dinamika tartomány így 12 bit.	Tizedrendű adaptív prediktor, össz-zérus szűrővel megvalósítva, öt másodrendű szűrő kaszkádkapcsolásával.
3.	Goodman és Wilkonson [28] által javasolt adaptív kvantáló. A lépcsőméret-adaptálás $\Delta_j + 1 = M/n_j / \Delta_j^\beta$. A kvantáló adaptálásához az utolsó egyenletet bővítjük Taylor-sorba, $\Delta_j=1$ mellett, az egyszerű számítás érdekében.	Negyedrendű fix, összpólosú szűrő, adaptív 10 zérusú szűrővel. Az adaptációs algoritmus függvény közelítése: $b^{j+1} = (1-\delta)b_j^j + g \cdot \text{sgn} \times (d./d^j)^{-1}$ $\delta=1$, g =pozitív konstans: d_j normalizált hibajel.
4.	Adaptív kapcsolóüzemű kvantáló beszédre, alapsávi adatjelekre és jelzőhangokra. A lépcsőméret nyereség adaptálás: $m_n = (m_{n-1} + k \cdot e_n^4)n$, ahol k a kvantáló varianciájától függő konstans; $\beta < 1$; e_n^4 az AQ^{-1} kimeneti jelének abszolút értéke.	Adaptív zérus prediktor, plusz elsőrendű fixpólosú prediktor. Zérusadatálás: $a_i(n-1) = \beta [a_i(n) + d_n \cdot d_{n-1}]$ ahol $\beta < 1$; d_n a kvantált különbségi jel.
5.	Adaptív kvantáló 8, lépcsőmérettel rendelkező szorzóval, Cumminsky és tsai [11] javaslata alapján. $M_1=M_2=M_3=M_4=0,9$ $M_5=1, 2$; $M_6=1,6$; $M_7=2$; $M_8=2,4$.	Elsőrendű fix prediktor, $\alpha_1=0,95$.
6., 7., 8.	Adaptív kvantáló a CCITT G—721 ajánlás szerint. A kvantáló nem-egyforma 16 szintet használ, bemenetén \log_2 függvény valósít meg: $\log_2^4 d(k) \rightarrow y(k)$; $y(k)$ skálátényező adaptálás; kimenetén: $\log_2^4 d_q(k) \rightarrow y(k)$. A skálátényező gyors beszédjelekre és lassú egyéb jelekre. Lásd [14].	Adaptív pólus-zérus prediktor, hatodrendű zérus-szűrővel és másodrendű pólus-szűrővel. Lásd [14].

— Nagyobb kvantálási zaja azoknak a rendszereknek, amelyek egyszerű kvantálást alkalmaznak, lépcsőméretlogikával, fix vagy kettes adaptációs szorzóval;

— Kisebb a zaja azoknak a rendszereknek, amelyek a kvantálás során komplex adaptációs algoritmust alkalmaznak, azaz több szorzót, mivel ezek a rendszerek a túlterhelési torzítás kiküszöbölésére nagy dinamikatartományt tudnak kezelni és kis lépcsőmérettel dolgoznak az üres csatorna zajának csökkentése érdekében;

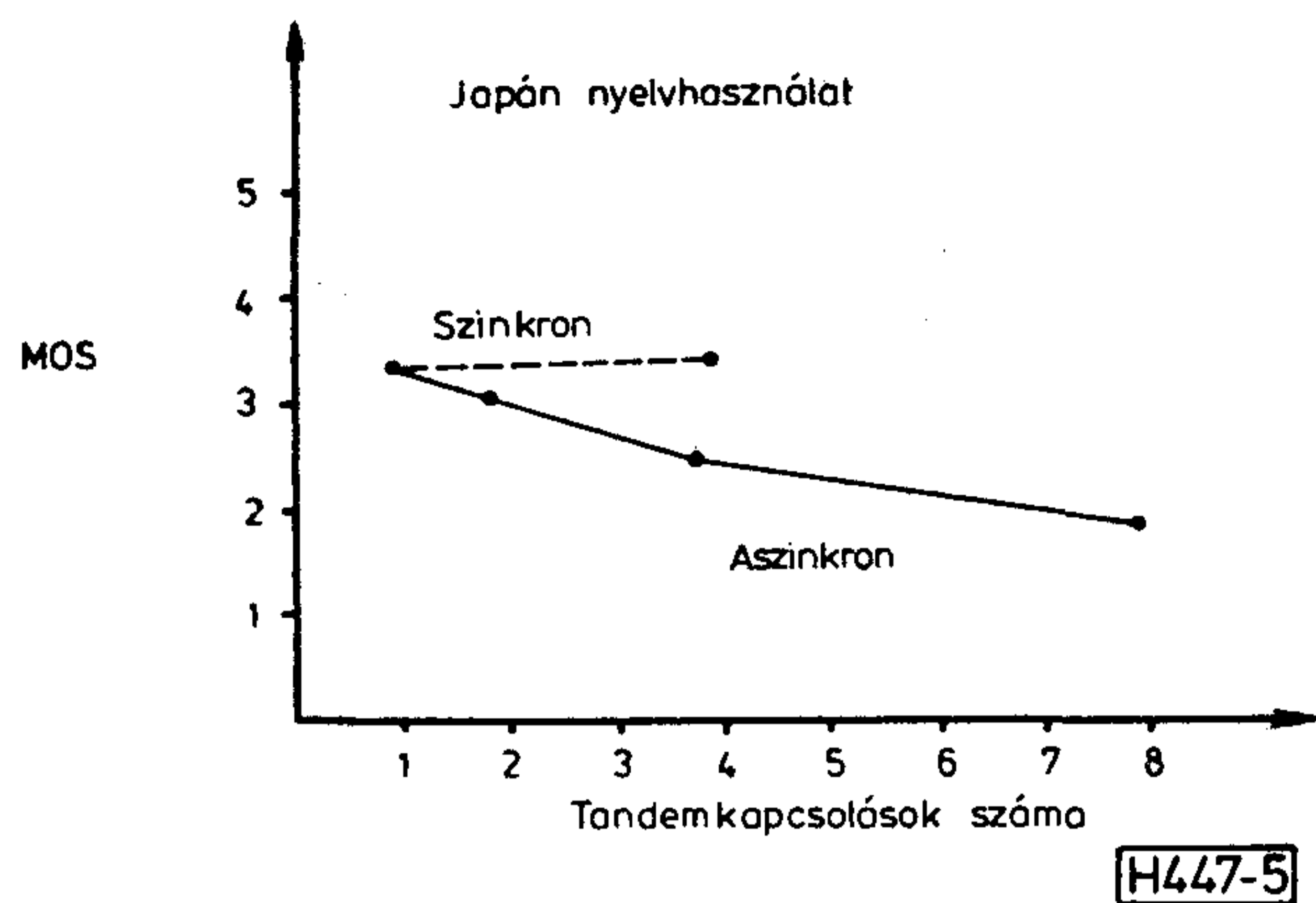
Összehasonlítás a rendszerjellemzők alapján

Rend-	Objektív mérések:	Szubjektív mérések:
1.	Jel—zaj viszony; SNR=32 dB 5 bites kódoláshoz, 28 dB 4 bites; 23 dB 3 bites kódoláshoz. A frekvencia növelésével a jel—zaj viszony csökken.	Nem említik
2.	32 kbit/s rendszer jellemzői jobbak, mint az 56 kbit/s rendszeré, beszédjelekre 4 ADPCM lánckapcsolásban). Egyéb objektív mérés eredménye: az ADPCM megfelel a CCITT G—721 ajánlásnak.	Szubjektív mérések: MNRU (modulált zaj-referenciaegység) felhasználásával: SNR=33 dB 32 kbit/s ADPCM esetén; 32 dB az 56 kbit/s és 38 dB a 64 kbit/s ADPCM esetén.
3.	SNR=35 dB 1004 Hz-en, negyedrendű prediktorral, és 19 dB 3000 Hz-en. Jel-összes torzítás viszony 1004 Hz-en, 0 dB szinttel, jobb, mint 40 dB. A frekvencia függvényében az amplitúdóvesztés és az input szinttel változó erősítés a CCITT G—721 ajánlás szerint.	Az eredmények szerint a 32 kbit/s ADPCM jobb, mint az 56 kbit/s-os közel azonos a 64 kbit/s-os PCM-mel.
4.	SNR=33 dB.iso egy kódolási művelet esetében, és SNR=23 dB.iso 8 egymást követő kódolási művelet esetén. Adatjelek esetében 5 helyközi trónknél BER=10 ⁻⁶	A 7 bites PCM-mel szemben 75 %-os minőséget mutat. Nagy BER esetén (pl. 1 %) a szubjektív érzékelés még mindig jó.
5.	SQNR (Jel-kvantálási zaj viszony)=24 dB a 32 kbit/s esetén; SQNR=23 dB, két láncba-kapcsolt SQNR=20 dB, három láncbakapcsolt rendszerrel SQNR=18 dB.	Az átvitel megegyezik a 32 kbit/s ADPCM-mel. Többszörös (háromszoros) átkódolásnál a minőségromlás határozottan érzékelhető.
6.	SNR=36 dB és 4 láncba-kapcsolt szinkron átkódolónál és SNR=32 dB két aszinkron átkódolónál. SNR=30 dB 4 aszinkron átkódoló esetén.	MOS=3,3 egyszeres és 4 láncbakapcsolt szinkron átkódolás esetén; Egyszeres aszinkron átkódolásnál MOS=3,3 kétszeres aszinkron átkódolásnál MOS=2,9 és 8 aszinkron átkódolásnál MOS=1,8.
7.	SNR=36 dB egyszeres és 4 láncbakapcsolt átkódolásnál, PCM kimeneti kiigazítás nélkül. SNR=31 dB 4 láncbakapcsolt átkódolásnál PCM kimeneti kiigazítás nélkül.	Nem említene.
8.	SNR=némileg kisebb, mint a 64 kbit/s PCM esetében hibamantes csatornánál, de jobb, mint BER 10 ⁻⁴ G—113 alapján a kvantálási torzítási egység (qdu)=2,5. Lásd G—113 ajánlást.	Lásd G—113 ajánlást.

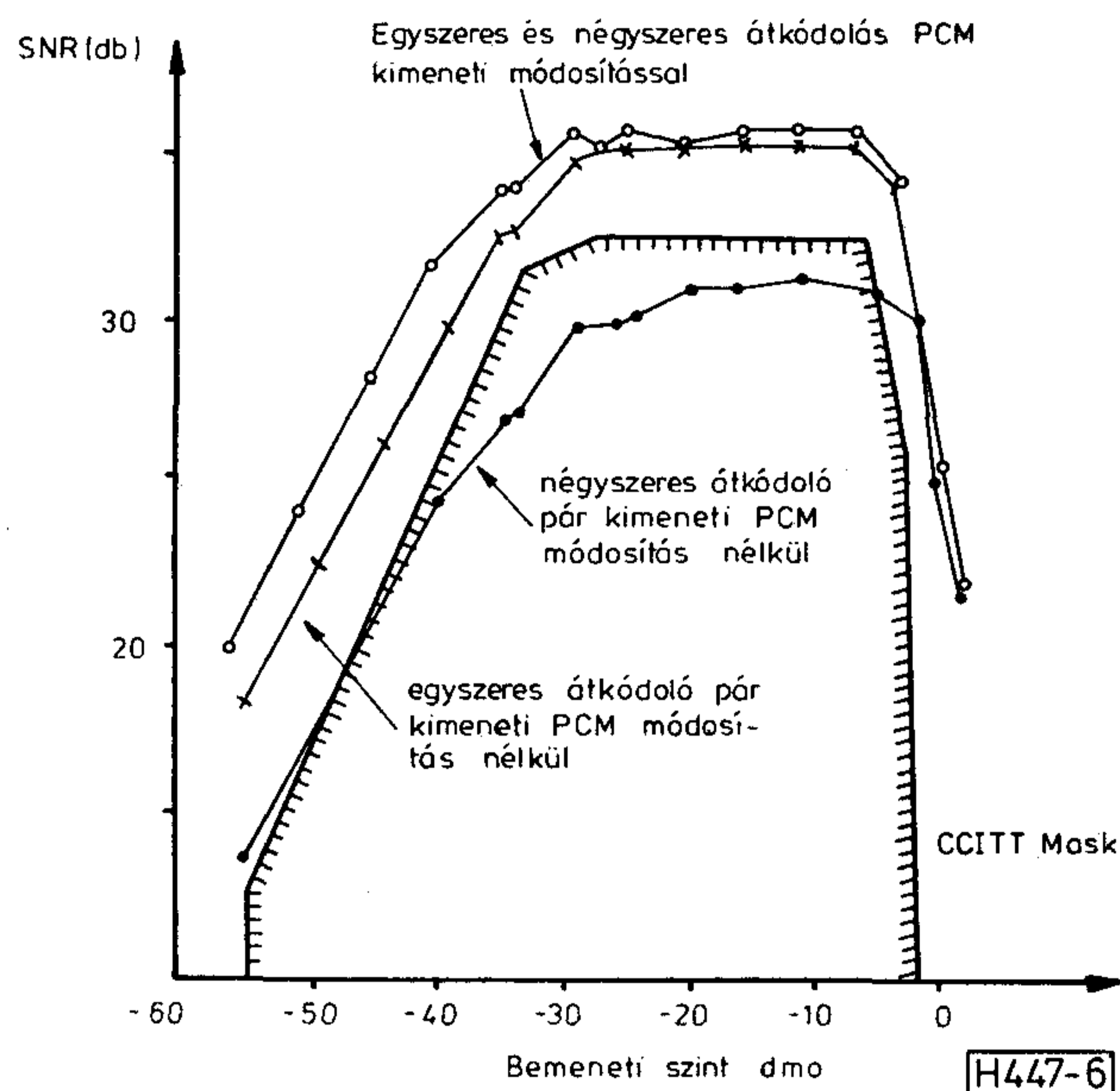
Hibajavíthatóság, kezelhető jelek és a láncbakapcsolás lehetősége

Rendszer:	Hibajavíthatóság	Kezelhető jelek	Láncbakapcsolási lehetőség
1.	Hibajavítás csak beszédhez használt védett kvantáló alkalmazásával lehetséges.	Beszéd	Nincs
2.	BER=10 ⁻³ esetén; SNR=több, mint 25 dB; SNR=32 dB BER=10 ⁻⁴ esetén és BER=10 ⁻⁶ esetén SNR=37 dB.	Beszéd	Egyszeres és 4 láncbakapcsolt rendszer jellemzői azonosak
3.	A csatornahibák csak kattánó hangként hallhatók.	Beszéd és 4800 bit/s alapsávi adat.	Nincs
4.	BER=10 ⁻² esetén a beszéd szubjektív megítélése nagyon jó. BER < 10 ⁻⁶ mellett 5 helyközi trónk kapcsolható össze 4800 bit/s alapsávi adatnál. A modem BER értéke mindig kisebb, mint az alapsávi adatáramköré.	Beszéd, 4800 bit/s alapsávi adat. Más jelek is (MFC, távmásoló) átvihetők minőségromlás nélkül	Egyszeres kódolási művelet, 8 egymást követő kódolás (minden esetben AD-D/A konverzióval)
5.	Nem említik.	Beszéd	Egyszeres és háromszoros láncbakapcsolt átkódolás
6.	CCITT G—721 ajánlás szerint	CCITT G—721 ajánlás szerint	Egyszeres és 4 átkódolás (szinkron). Egyszeres, kétszeres négyes és nyolcszoros láncbakapcsolt aszinkron átkódolás.
7., 8.	Jó beszédminőséghez BER < 10 ⁻⁴ Lásd: CCITT G—821. ajánlást [30].	Beszéd, 2400—4800 bit/s alapsávi adat; MFC-jelzés, fakszimile.	Egyszeres vagy többszörös szinkron átkódolás.

- A beszédjeleket kvantálni tudó kvantálók nem ugyanazt az adaptációs algoritmust alkalmazzák adatjelekre. A beszédkvantálás gyors adaptációs algoritmust igényel, mivel szükséges gyorsan változtatni a beszédkülönbségi jelekkel, amelyeknek pedig nagy az ingadozása. A beszédjeltől eltérő jelek kvantálása során lassú adaptációs algoritmus szükséges, mivel a különbségi jel alig ingadozik [14, 27];
- A jó predikciós algoritmussal rendelkező rendszerek a póluszérus adaptációs szűrővel vannak ellátva. Ezek a szűrők lecsökkentik a négyzetes középhibát (MSE). A szűrőnek rendelkeznie kell legalább két pólussal és hat zérussal a jó



5. ábra. Szubjektív jellemzők a tandembe kapcsolt fokozatok számának függvényében [2] alapján



6. ábra. Objektív jellemzők az átkódoló rendszer bemenő szintjének függvényében [4] alapján

predikcióhoz. A több zérusú és pólusú szűrőket nehéz megvalósítani, csak digitális jelprocesszorral lehetséges [13, 14, 16, 18, 19];

- A rendszereknek csak kis részénél végezték el a CCITT G—712 ajánlás szerinti valamennyi objektív mérést; az SNR és SQNR.
- A szubjektív minősítés jó, még ha a BER nagy is;
- A beszédjelen kívül más jeleket is kezelni tudó rendszerek esetében a BER felső határa 10⁻⁶.
- A módosított rendszerek átviszik a 4800 bit/s vagy kisebb sebességű adatjeleket. A magasabb bitsebességek — például 9,6 kbit/s — átvitele ezekkel a rendszerekkel nem kielégítő;
- A homogén szinkron láncba kapcsolt átkódolókat alkalmazó rendszerekben nem halmozódik a torzítás;
- Az objektív és szubjektív vizsgálatok azt mutatják, hogy az egyszeres és négyes átkódolás minősége azonos. Az aszinkron átkódolás minő-

сége azonban romlik. A minőség romlik a láncba kapcsolt fokozatok számával arányosan (lásd: 5. és 6. ábra).

IRODALOM

- [1] X. Maitra and T. Aoyme: „Speech Activities Within CCITT: Status and Trends”, ICASSP '82. PROC. May, 1982.
- [2] J. I. Lee and C. K. Un: „Performance Analysis of PCM/ADPCM Transcoding Systems”, IEEE Trans. on Comm. vol. COM—33, No. 12., Dec. 1985.
- [3] M. Taka, R. Maruta and A. Le Gavyder: „Synchronous Tandem Algorithm for 32 kbit/s ADPCM”, IEEE Trans. on Comm., vol. COM—33, No. 12, Dec. 1985.
- [4] T. Nishitani: „Tandem Transcoding without Distortion Accumulation”, IEEE Trans. on Comm. vol. COM—34, No. 3. March 1986.
- [5] R. J. Sluyter: „Digitization of Speech”, Philips Tech. Rev. 41, No. 7/8, 1985.
- [6] J. L. Flangan et al.: „Speech Coding”, IEEE Trans. on Comm. Vol. COM—27, No. 4, April 1979.
- [7] N. S. Jayant: „Digital Coding at Speech Waveforms PCM, ADPCM and DM Quantizers”, Proc. of the IEEE, vol. 67, No. 5, May 1974.
- [8] N. S. Jayant and N. Noll: „Digital Coding Waveforms: Applications to Speech and Video”, Englewood Cliffs NJ. 1984.
- [9] N. S. Jayant: „Digital Coding Waveforms”, IEEE Press 1976.
- [10] J. D. Gibson: „Adaptive Prediction in Speech Differential Encoding systems”, Proc. of the IEEE, Vol. 68, No. 4. 1980.
- [11] P. Cumminsky et al.: „Adaptive Quantization in Differential PCM coding of Speech” Bell Syst. Tech. J., Vol. 52, pp. 1105—1118, Sept. 1973.
- [12] W. R. Daumer et al.: „Overview of the ADPCM Coding Algorithms”, Proc. IEEE GLOBECOM, Niv. 1984. pp. 774—777.
- [13] J. D. Morkel and A. H. Gray, Jr.: „Linear Prediction of Speech”, New York: Springer-Verlag, 1976.
- [14] CCITT Recommendation G. 721, 1984, Red Book vol. III.
- [15] CCITT Recommendation G. 711, 1984. Red Book vol. III.
- [16] B. S. Atal and M. R. Schroeder: „Adaptive Prediction coding of Speech Signals”, Bell Syst. Tech. J. vol. 49, pp. 1973—1986. Oct. 1970.
- [17] B. S. Atal and M. R. Schroeder: „Predictive coding of Speech Signals and Subjective Error Criteria”, IEEE Trans. ASSP, vol. ASSP—27, No. 3, June 1979.
- [18] J. D. Gibson: „Adaptive Prediction for Speech Encoding”, IEEE ASSP Magazine, July 1984.
- [19] B. Koo and J. D. Gibson: „Experimental Comparison of All-Pole, All-Zero and Pole-Zero Predictors for ADPCM Speech Coding” IEEE Trans. on Comm., vol. COM—34, No. 3, pp. 285—289, Marc 1986.
- [20] P. Noll: „A Comparative study of Various Quantization Schemes for Speech Encoding”, Bell Syst. Techn J., Vol. 54, No. 9, Nov. 1975.
- [21] P. Noll: „Adaptive Quantizing in Speech Coding Systems”, The IEEE Proc. 1974 Zürich Seminar on Digital Comm.
- [22] N. S. Jayant: „Adaptive Quantization with One-Word Memory”, Bell Syst. Tech. J., Vol. 52, No. 7, Sept. 1973.
- [23] J. Dubrowski: „A Microprocessor Log PCM/ADPCM Code-Converter”, IEEE Trans. on Comm., vol. COM—26, pp. 660—664, May 1978.
- [24] T. Nishitani et al.: „A 32 kbit/s Toll Quality ADPCM codec Using a Single Chip Signal Processor”, Proc. ICASSP '82, pp. 960—963, May 1982.
- [25] J. M. Raulin et al.: „A 60 Channel PCM—ADPCM Converter”, IEEE Trans. on Comm., vol. COM—30, pp. 567—573, April 1982.
- [26] J. Rabiner et al.: „Digital Processing of Speech Signals”, McGraw-Hill, 1978.
- [27] D. Cointot: „A 32 kbit/s ADPCM Coder Robust to Channel Errors”, Proc. ICASSP '82, May 1982
- [28] D. J. Goodman and R. M. Wilkinson: „A robust Adaptive Quantizer”, IEEE Trans. on Comm., vol. COM—23, pp. 1362—1365, November 1975.
- [29] CCITT Rec. G. 113, Red Book, vol. III. 1984.
- [30] CCITT Rec. G. 821, Red Book, vol. III. 1984.
- [31] F. Bigi: „Lecture on a coding methods other than PCM”, The Workshop Type Seminar on Digital switching and Transmission, Dubrovnik, Yugoslavia, 21—31 October, 1985.

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

Д-р Тотх, Т.:

Состояние электронизации и задачи её развития в сельскохозяйственном производстве

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 9.

Автор подводит итоги более важным этапам развития вычислительной техники и электронизации, применяемых в венгерском сельском хозяйстве, а также существующей ситуации и определяет ожидаемое направление применения. Подчеркивает, что в последующем периоде в первую очередь роль локальных сетей, при условиях ВНР лучше приспособляемых к потребностям предприятий, станет определяющей, ссылается на их применение, а также преимущества в рамках предприятий (например: легкая обзорность, сравнительная экономия затрат). В то же время поднимает вопрос об ограничивающих факторах, кроющихся в этих системах, и показывает также на узкое место применения. В рамках экономических взаимоотношений освещает преимущества использования, имеющиеся в первую очередь в технологических процессах (например: в области скотоводства, садоводческих технологий и торговых систем). Рассматривает распространение вычислительной техники и микроэлектроники также и в связи с готовностью принятия и с производственными факторами. Сделанные им эти распознавания подкрепляет практическими примерами.

Немет, Г.:

Потребительское применение устройства для синтетизации речи со связанным словарем, присоединенного к телефонной сети

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 9.

Вышеуказанное устройство предназначено для осуществления трех возможных потребительских применения синтетизации речи. Устройство, управляемое микропроцессором Z-80 — с помощью системы для синтетизации речи типа M N VOX, разработанной в Венгрии на основе устройства для синтетизации речи типа MEA 8000 фирма Philips — используется для автоматической передачи аварийных сигналов через телефонную линию, для телефонного ответа и для установления телефонной связи.

Д-р Паво, И.:

О решаемости спаренных сетей нуллатор — норатор

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 9.

Автор в данном докладе занимается возможностью однозначного решения спаренных сетей нуллатор — норатор построенных эле-

ментами RLC и независимыми генераторами. После определения ядра модели сетей, дает введение нормального — приоритетного —, и реактансного поколения сети. Исходя из литературы (6), формулирует необходимые и достаточные условия однозначной возможности решения вопроса. Составляет одну формулу топологии, с помощью которой можно описать некоторые достаточные условия однозначности решения в форме нумерической зависимости между параметрами элементов RLC. После приведения примеров для иллюстрации рассказанного, задает такую блок-схему, которая обеспечивает разработку комплексной программы на ЭВМ, для испытания однозначной решаемости.

Фаркаш, Г.:

Цифровой мультиплексор передачи данных AM—96.5 D для канала передачи со скоростью 64 кбит/с

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 9.

Целью сообщения является ознакомление с оборудованием цифровой мультиплексной передачи данных AM—96.5D, которое с применением промежутка времени одного канала скоростью передачи 64 кбит/с первичной аппаратуры ИКМ, обеспечивает возможность полной дуплексной, синхронной, асинхронной и старт-стопной многоканальной передачи данных.

Алмади, Й.:

Проектирование надежности систем с использованием моделей надежности для электронных деталей

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 9.

В статье излагаются вопросы проектирования надежности профессионального оборудования техники связи и вычислительной техники. Статья детально занимается с определением модели надежности использованных деталей, далее посредством практического примера знакомит с использованием метода для проектирования надежности.

Такач, Л.:

Блок приемника ЧМ спутниковой связи

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 9.

Статья рассматривает высокочастотные требования внутреннего блока приемника ЧМ спутниковой связи и его главные специфические характеристики. Демонстрирует осуществление схемного решения блока ЧМ, обосновывая целесообразность и необходимость выбранного схемного решения. Автор приведением результатов измерений желает доказать результативность проектирования.

Д-р Олах, Ф.:

Новые методы анализа распределения интенсивности дождя

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 9.

При исследовании распространения волн с частотой выше 10 гигагерц очень важно знать распределение интенсивности осадков, особенно относительно малых интервалов времени, так как это в значительной мере определяет статистику «фединга» и удельное затухание на один километр. В этой статье, исходя из результатов конкретных измерений, авторы анализируют и совершенствуют методы расчета интенсивности дождя, применяемые в данное время, как в теории, так и на практике.

Ш. А. Бин Тхабет:

ИКМ—АДИКМ каскадные переключающие системы

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 9.

Рассмотрены синхронные системы перекодирования соединенные последовательно (каскадно). Даны результаты действия ИКМ—АДИКМ система перекодирования в случае однократного и многократного каскада т. е. проведен сравнительный анализ различных типов этих систем. Код для перехода с ИКМ в АДИКМ и обратно выполнен в цифровой форме. В введении обсуждаются причины использования каскадного соединения для систем с малой скоростью битов (low bit rate) в которой применяется непосредственное цифровое кодирование.

* * *

Dr. Tóth, T.

Lage und Entwicklungsaufgaben der Elektronisierung in der landwirtschaftlichen Produktion

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 9.

Der Verfasser fasst die wichtigsten Etappen der in der ungarischen Landwirtschaft angewendeten Rechnertechnik und Elektronisierung und die gegenwärtige Situation zusammen und, bestimmt die zu erwartende Richtung der Anwendung. Er betont, dass in erster Reihe die Rolle der unter ungarischen Verhältnisse den Anforderungen der Unternehmen sich besser anpassenden lokalen Netze in der kommenden Zeit bestimmend wird. Es wird auf ihre Anwendung und Vorteile für die Unternehmen verwiesen (z. B. leichte Übersehbarkeit, relative Kostenersparung). Gleichzeitig werden die begrenzenden Faktoren dieser Systeme aufgeworfen, und auf die engen Querschnitte der An-

wendung verwiesen. Es wird in volkswirtschaftlichen Zusammenhänge die Vorteile der Nutzung, in erster Reihe in der technologischen Vorgängen erläutert (z. B. Viehzucht, Gärtnerei-Technologien und auf dem Gebiet der Handelssysteme). Die Landwirtschaftliche Verbreitung der Rechnertechnik und Mikroelektronik wird auch im Verhältnis zur Empfangsbereitschaft und Betriebsfaktoren untersucht. Dies Feststellungen werden mit Beispielen aus der Praxis unterstützt.

Németh, G.:

Die Bedarfsanwendung von Sprachsyntheser mit gebundenem Wörterbuch gebunden an Fernsprechnet

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 9.

Die in dem Artikel vorgestellte Einrichtung verwirklicht drei mögliche Anwendung der Sprachsynthese. Das mit dem Mikroprozessor Z—80 gesteuerte Gerät — mit der Hilfe des Sprachsynthese-Systems MINI-VOX entwickelt in Ungarn auf dem Grund des Philips MEA 8000 Synthesers — kann für die Übertragung von Alarmsignalen über Fernsprechleitungen, Fernsprechbeantwortung und Verbindungsaufbau gebraucht werden.

Dr. Pávó, I.:

Nullator-Norator bei der Lösbarkeit von gepaarten Netzwerken

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 9.

Der Verfasser dieses Elaborats befasst sich mit der eindeutigen Lösbarkeit der, aus RLC-Elementen und unabhängigen Generatoren aufgebauten gepaarten Nullator-Norator Netzwerke. Nach der Definierung des Kerns des Netzwerkes wird der Begriff des normalen, invers-normalen, ausgezeichneten und Reaktanzbaumes des Netzwerkes eingeführt. Ausgehend von der Fachliteratur werden die notwendigen und genügenden Bedingungen der eindeutigen Lösbarkeit formuliert. Es wird eine topologische Formel hergestellt, mit deren Anwendung zahlreiche genügende Bedingungen der eindeutigen Lösbarkeit, in der Form von numerischer Zusammenhang zwischen den Parametern der RLC-Elemente aufgeschrieben werden können. Nach den Beispielen, welche die Illustration der Obengenannten vorzeigen, wird so ein Blockschema angegeben, welches den Entwurf eines komplexen Rechnerprogramm für die Prüfung der eindeutigen Lösbarkeit ermöglicht.

Farkas, G.:

AM—96.5D Digitalmultiplexer für Datenübertragung zu Kanälen mit 64 KBIT/s Geschwindigkeit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 9.

Das Ziel dieser Mitteilung ist die Bekanntmachung des AM—96.5D Digitalmultiplexergeräts für Datenübertragung. Dieses Gerät sichert mit Hilfe der Verwendung der Zeittücke eines Kanals mit 64 KBIT/s Geschwindigkeit des PCM Primärgeräts verschiedene Möglichkeiten der Datenübertragung. Diese Möglichkeiten sind wie folgt: Mehrkanalmethode, Totduplex-, sowie Synchro-, -Asynchro- und Start-Stopmethoden.

Almádi, J.:

Entwurf der Zuverlässigkeit von Systemen mit der Anwendung der Zuverlässigkeitsmodelle von elektronische Bauelemente

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 9.

Der Artikel erörtert die Entwurfsfragen von professionellen Übertragungstechnischen und rechenstechnischen Einrichtungen. Er beschäftigt sich ausführlich mit der Bestimmung der Zuverlässigkeitsmodelle der verwendeten Bauelemente, weiterhin legt die Anwendung der Methode der Zuverlässigkeitsplanung über einen Beispiel dar.

Takács, L.:

FM-Einheit des Satellitenempfängers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 9.

Der Artikel gibt eine Übersicht von den Hochfrequenzforderungen und von den spezifischen Hauptcharakteristiken der Einheit. Der Artikel zeigt uns die Stromkreislösung einer verwirklichten FM-Einheit, mit Rechtfertigung der Notwendigkeit und Zweckmäßigkeit der gewählten Stromkreisschaltungen. Den Erfolg der Planung möchte der Verfasser dieses Artikels mit der Vorstellung von Messergebnissen rechtfertigen.

Dr. Oláh, F.:

Neue Methoden für die Untersuchung der Verteilung der Regenintensität

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 9.

Bei Wellenausbreitungsuntersuchungen im Frequenzbereich oberhalb 10 GHz ist die Kenntnis der Niederschlagverteilung sehr wichtig, hauptsächlich für kleine Zeitspannen, denn sie bestimmt in sehr großem Maße die Schwundstatistik, bzw. die säkische Dämpfung. Das Ziel M Artikels besteht in der Vergrößerung der Exaktheit für die in der Praxis zur Zeit angenommenen und verwendbaren Methoden, die sich auf die Bestimmung der Regenintensität beziehen.

S. A. Biu Thabet:

PCM—ADPCM transcoding

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 9.

Es werden die in Kette geschalteten Synchron-Umkodiersysteme behandelt. Wir beschäftigen uns mit den Wirkungen von PCM—ADPCM Umkodiersysteme, die in Einfach-oder Mehrfachkette geschaltet sind, und vergleichen dabei verschiedene Systeme. Die PCM—ADPCM Hin- und Rückkonversion der Kode erfolgt in digitaler Form. In der Einführung wird behandelt, warum ein Tandem—Umkodierer für kleine Bitgeschwindigkeiten, mit unmittelbarer digitalen Kodekonversion angewendet wird.

* * *

Dr. Tóth, T.:

The situation and development tasks of elektronization in the agricultural production

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 9.

The author summarizes the main stages of development of computerization and electronization applied in the Hungarian agriculture, the present situation and the likely trend of utilization. He emphasizes that the role of the local networks that under Hungarian circumstances better adapt themselves to the needs of the companies becomes in the coming period decisive. He refers to their application, advantages to the companies (e.g. simple reviewability, relative cost economy). The same time reveals the limiting factors of these systems and refers to the bottleneck of application. He reveals by means of economic connections the advantages of utilization, first of all in the technological processes (e.g. in the field of animal husbandry, horticulture and commercial networks). He investigates the agricultural spreading of computerization and microelectronics with regard to acceptance and company factors. These statements are supported by examples taken from practice.

Németh, G.:

Consumer Application of a Fixed Vocabulary Speech Synthesizer Connected with the Telephone Network

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 9.

The device presented in the paper realizes three possible consumer applications of speech synthesis. The Z—80 microprocessor controlled device — by the help of the Hungarian developed MINIVOX speech synthesis system based on Philips' MEA 8000 synthesizer — can be used for the automatic transmission of alarm signals through telephone lines, telephone answering and call set-up.

Dr. Pávó, I.:

On the solvability of the nullator-norator pairs network

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 9.

In this paper the author deals with the unique solvability of a nullator-norator pairs network consisting of RLC elements and source generators. After defining the kernel of a network the normal, inverse normal, distinguished and reactance trees of the network graph are introduced. Setting out from [6] necessary and sufficient conditions are given for the unique solvability. A topological formula is introduced from which many sufficient conditions of the unique solvability can be obtained as algebraic equations between the parameters of the RLC network elements. The results of the paper are illustrated by examples. Finally, a block scheme is presented for the examination of the unique solvability by computer technique.

Farkas, G.:

AM—96. 5D digital data transmission multiplexer

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 9.

The paper presents the digital data transmission multiplex equipment type AM—96.5D. The equipment provides multichannel full duplex, synchron, asynchron and start-stop data transmission by utilizing the 64 kbit/s channel time slot of a primary PCM multiplex.

Almádi, J.:

Reliability-design of systems using the reliability model of electronic components

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 9.

The article discusses the reliability-design problems of professional equipment of the transmission and computer technique. It deals detailed with the reliability model determination of the components used, in addition it makes acquainted with the application of the method of the reliability design by a practical example.

Takács, L.:

FM-Unit of Satellite Receiver

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 9.

This paper sums up the high-frequency requirements and the main characteristics of the internal unit in the satellite receiver. Circuit solution of a realized FM unit is introduced with the reasons of motivation for the necessity and expediences of the selected circuits. Efficiency of the development is demonstrated by the author by means of measurement results.

Dr. Oláh, F.:

New Methods to Investigate the Distribution of Power Intensity

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 9.

When investigating the wave extension in frequency bands over 10 GHz it is very important to know the distribution of the precipitation intensity especially with regard to little integration time. The latter significantly determines the fading statistics and the kilometric specific damping. The aim of the article is to investigate methods for the conversion of power intensity on the basis of available survey data. These methods are generally used and accepted in theory and practice.

S. A. BIN Thabet:

PCM—ADPCM tandem transcoding systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 9.

Synchronous transcoding systems connected in tandem will be discussed. The effect of PCM—ADPCM transcoder systems in single and multiple tandem connections is given here, i.e. the comparison of different types of these systems are presented. The code conversion from PCM to ADPCM and vice versa is achieved in a digital form. In the introduction we discuss the reason of using tandem transcoders for low bit rate systems, applying a direct digital code conversion.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja: a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató leányvállalat, Budapest, Közraktár u. 4., 1093. Telefon: 175-200. Felelős kiadó: Budai Ferenc főigazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási Irodánál (HELIR, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180,— Ft, egész évre 360,— Ft. Egyes szám ára 30,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H-1389 Budapest, Postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279. 86-253. Révai Nyomda Egri Gyáregység. Felelős vezető: Horváth Józsefné dr. 88 935