

HÍRADÁS- TECHNIKA

8



HÍRADÁS- TECHNIKA

1973. augusztus, XXIV. évfolyam 8. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. KOZMA LÁSZLÓ: Telefonközpontok szolgáltatásainak továbbfejlesztési lehetőségei	225
DR. VÁGÓ ISTVÁN—HOLLÓS EDIT: Kétkapu modellezése nullátor és norátor felhasználásával	236
PHAM CONG HUNG: Mikroszalag tápvonalas kivitelű sávszűrő tervezése	240
HEGYESI L.: Impulzus zaj amplitudó-sűrűségfüggvényének leírására szolgáló modell vezetékes adat- átviteli rendszerekben	247
Szemle	235, 239, 246, 253
Könyvismertetés	254
Tartalmi összefoglalások	255
Обобщение	255
Zusammenfassungen	255
Summaries	255
Résumés	256

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: 1024 Budapest II., Mártírok útja 85. II. em. 231. Telefon: 154-859 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, 1906 Budapest, Lenin körút 9—11. Levélcím: 1906. postafiók 223. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SIKLÓSI NORBERT igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest. József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 H. — 1376 Budapest, 62. 73.570 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

DR. KOZMA LÁSZLÓ

az MTA levelező tagja
egyetemi tanár

Telefonközpontok szolgáltatásainak továbbfejlesztési lehetőségei

ETO 621.395.722:654.151

E tanulmányban azokkal a továbbfejlesztési lehetőségekkel foglalkozunk, amelyeket részben a meglevő központjainkban is meg lehetne valósítani; ezek között főleg olyanokkal, amelyeknek bevezetését az elektronikus eszközöknek kisebb-nagyobb mértékű alkalmazása teszi lehetővé. Ezeknek a lehetőségeknek egy része ismeretes a szakirodalomból, a többinek megvalósítása a már rendelkezésünkre álló elektronikus elemekkel elképzelhető. Nem szorítkozik csupán a lehetőségek felsorolásszerű ismertetésére, hanem megkíséreljük azokat elemezni és összevetni a szolgáltatások értékét a gazdaságosság kérdéseivel. Elvben ma már mindent meg lehet oldani, amit az emberi fantázia ki tud gondolni, a probléma csak az, hogy mit érdemes megvalósítani és mit nem.

A lehetőségek vizsgálatánál a hazai viszonyokat vesszük figyelembe és szocialista társadalmi rendszerünk telefonigényeivel számolunk. Jelenlegi telefon problémáink inkább mennyiségi, mint minőségi jellegűek. Sőt, a jelen helyzetben a minőségi problémák is mennyiségi hiányokra vezethetők vissza. Pl. a budapesti központok nagy része több mint 40 éves, a háború alatt sérüléseket szenvedtek, a háború utáni újjáépítés éveiben gyártott központok pedig nyersanyag nehézségek miatt nem kifogástalanok. A következmény, hogy a budapesti telefonszolgáltatás üzemeltetési költségei óriásiak, nagyobbak, mint egy új cross-bar központ (amortizáció + karbantartás) költségei lennének, és amellet a szolgáltatás minőségével is bajok vannak: sok a téves kapcsolás és gyakori az összeköttetések véletlenszerű bontása, továbbá a beszélgetések folyamán sok a zöreje és áthallás. Mégis a magyar telefonhálózat fő problémája jelenleg mennyiségi. Egy olyan iparilag fejlett és egyre nagyobb mértékben iparát decentralizáló országnak, mint hazánk, ma már 20%-os telefonsűrű-

séggel kellene rendelkeznie és az országos automatikus távhívó hálózatának már meg kellene lennie.

Az ország telefonhálózatának fejlesztése igen nehéz és bonyolult feladat. Eltekintve a költségektől két nagy nehézség van:

- A mai központok élettartama 40 év, tehát ilyen nagyságrendű távlatokban kell gondolkodnunk.
- A fejlődésnek állandó visszatartója az a körülmény, hogy minden új berendezésnek együtt kell működnie a meglevőkkel, mert hiszen az egész ország (vagy mondhatjuk, az egész világ) egyetlen hálózat lesz. Vagyis a telefonhálózatok mindig vegyes rendszerű központokból fognak állani.

E nehézségek következtében sok új szolgáltatás egyelőre csak elképzelés számunkra, azonban tudnunk kell minden lehetőségről, ismernünk kell azok értékét és megvalósításának költségeit, hogy képesek legyünk tájékozódni a telefonia útvesztőjében. Az elkövetkező években sok új elektronizált központ lát majd napvilágot, mert a félvezető eszközök fejlődésüknek most egy stabilabb korszakához látszanak jutni, és így meghatározhatják az általunk követendő utat.

Hangsúlyozzuk, hogy helytelen az a szemlélet, amely szerint mindent meg kell nekünk is valósítani, amiről a szakirodalomban olvasunk. Amellet az idevágó cikkekben sok a propaganda, tekintettel a kapitalista vállalatok közti nagy konkurrenciára. Minden világcégnek úgy kell szerepelnie, mintha gyártmányai világszínvonalon lennének. A cikkek tartalmát tehát sokszor kétkedéssel kell fogadnunk.

Megjegyezzük továbbá, hogy — amint a cím is jelzi — kizárólag a szolgáltatások fejlődési lehetőségeivel foglalkozunk, tehát azokkal, amelyeket az előfizetők észlelnek és nem térünk ki a központok vezérlésében és kapcsolómezejében történő nagy változásokra, amelyek az előfizetők szempontjából közömbösek.

Foglaltság

Természetesen elkerülhetetlen, hogy a hívó állomás a hívottat esetenként foglaltnak találja. A baj akkor kezdődik, ha a foglaltnak találás gyakori és a hívás sürgős lévén a hívó folyamatosan tárcsázik, amíg a kívánt kapcsolatot meg nem kapja.

Egy nagy városi központ előfizetői vonalának mindkét irányú forgalma 4–5 perc. Nálunk Budapesten ez a szám 7–8 perc. Ezek átlagos értékek a forgalmas órákra vonatkoztatva; a magántelefonoké kevesebb, esetleg csak napi 3–4 hívás, a közületeké lényegesen nagyobb. Ezek a vonalak ún. PBX csoportokat képeznek és a csoport nagyságától függően magas teljesítményt érhetnek el.

Ha egy átlagos magán telefonkészüléken naponta 4-szer hívnak és ugyanannyi hívást fogadnak és a beszélgetések átlagos tartás ideje 3 perc (és eloszlik a nap 12 órájára), akkor annak a valószínűsége, hogy ezt az előfizetőt egy hívás foglaltnak találja

$$P_F = \frac{24}{720} = 3,3\%$$

Ha a hívó fél ilyenkor várna 2–3 percet és akkor hívna újból, akkor a foglaltnak találás valószínűsége lecsökkenne elvileg $0,033^2$ -re, azaz kb. 1%-re, ami elfogadhatóan alacsony érték.

Ha mármost egy pl. 10 vonalból álló PBX csoportnál ugyanezt a 3,3%-os foglaltsági valószínűségi értéket engedjük meg, akkor a csoport teljesítménye 220 perc (Erlang görbékből leolvassva), azaz vonalanként 22 perc = 36%. Minthogy a PBX alközpont felé irányuló hívások meghatározott sorrendben veszik igénybe a vonalakat, ezért az elől levő vonalak forgalma nagyobb, esetleg 70–80%, míg a hátrább levőké arányosan kevesebb, azaz 15–20% (az Erlang-képlet segítségével pontosan kiszámítható, de a mostani fejtegetésekhez csak nagyságrendi értékek érdekesek).

A 7A2 típusú rotary központokban alkalmazott PBX keresési módszer alapvetően hibás. Abból az elképzelésből kiindulva, hogy a PBX csoport egyes állomásai szólóként is hívhatók legyenek, a PBX keresés művelete csak akkor indul meg, ha a hívó fél a csoport első vonalának hívószámát tárcsázta. Erre a szelektív hívhatóságra csak a hivatalos idő után van szükség, de természetesen a lehetőség adva van (a hívható számok benne vannak a telefonkönyvben) és ha ilyen — nem a csoport elsővonalára irányuló — hívás érkezik a forgalmas órákban, a vonalat (példaként említett esetben) 36%-os valószínűséggel foglaltnak találja. Az ideális megoldás az lett volna, hogy a hivatalos órák alatt PBX keresés indul akármelyik közbenső szám hívására és ennek megszüntetése csak egy, az alközpontból érkező jelre következik be. Ez sajnos nem így van és ezen most már nem lehet segíteni. Célszerű az ilyen — amúgy is nagyforgalmú — alállomásoknak külön fővonalakat biztosítani és a telefonkönyvben csak a PBX csoport első száma szerepeljen.

A rotary központok várakozásos rendszerek. Ha a csoportválasztó fokozatnak valamelyik gépe nem talál kimenetet, akkor a gép az ún. szabad-keresést addig folytatja, amíg vagy talál egy felszabadult ki-

menetet, vagy regiszter időzítés után (15–20 mp) bont. Ezt a szabad keresést érdemes lett volna PBX-keresésre is kiterjeszteni (a műszaki megoldás: a kocsisán impulzusainak számlálása könnyen megoldható lett volna). A korábban említett 10 vonalas PBX csoport esetében (egy vonal felszabadulása független a folyó beszélgetés idejének elteltétől, hanem csak az átlagos tartási időtől — t_k — függ) annak valószínűsége, hogy $c=10$ vonal bármelyike felszabadul $dt=15'$ alatt

$$P_r = c \frac{dt}{t_k} = 10 \frac{15}{180} = 83\%$$

tehát érdemes lett volna türelmi időt biztosítani a PBX keresés számára is.

Az új elektronikusan vezérelt cross-bar központban a marker miatt nem lehet várakozási időt megengedni, azonban a bejövő regiszter csoportfoglaltság esetén megtarthatja a hívott fél számát PBX felé irányuló hívás esetében és egy rövid idő pl. 5–10 mp elteltével újabb kísérletre indítja el az előfizetői fokozat markerét és csak ennek kudarca esetén adat a hívó felé foglaltsági jelzést.

Szóló állomás és csak néhány vonalat tartalmazó PBX csoport felé irányuló hívások esetén nem érdemes várni és ismételt kísérletre, mert hiszen szóló állomás esetén $P_r=8,3\%$, igen alacsony érték. Hogy a bejövő regiszter mikor várakozzék és mikor nem, azt az előfizetői marker a hívott előfizető jellegzetességeit tartalmazó tárolóból olvassa ki és jelzi a bejövő regiszternek.

Más lenne a helyzet, ha az alközpont felé automatikus beválasztás lenne lehetséges, ahogyan ez a Siemens-féle központokban megvan. A CCITT sokat foglalkozott a problémával, de döntés még nem született, mert a regiszteres rendszerek képviselői a bevezetésének ellenállnak. A pro és kontra érvek jól ismertek, itt azokra nem térünk ki. Mindenesetre, ha kell, lehet megoldást találni a betárcsázás bevezetésére, de nyilván nem olcsón. Nem szabad elfelejteni, hogy az automatikus távhívások területének sugara egyre növekszik és az alközpontokba tudni kell betárcsázni automatikus interhívások esetén is. A fő ellenérv, hogy a hívó fél sokszor nem tudja, hogy kihez forduljon, megoldható úgy, hogy egy közvetítő kezelőt lehet behívni pl. a 0 számjeggyel.

Mindenképpen a betárcsázási lehetőség fölöslegessé tenné azt a jellegzetességet, hogy a PBX csoport közbenső vonalait szelektíven lehessen választani. A betárcsázás révén a hívást az alközpontban nemcsak néhány alállomáshoz lehetne automatikusan továbbítani, hanem bármelyik alállomáshoz. Ez esetben a PBX csoport ideális maradna a PBX csoport bármelyik számának letárcsázása esetén és így a foglaltsági valószínűsége a csoportnak — feltéve, hogy nincs túlterhelve — akkora lehetne, mint a szólóállomásoké. Az új cross-bar típusú központokban a PBX csoport egyes vonalai egy nagyobb kapcsolási egységben szétszórtnak lehetnek, így elkerülhető az a kellemetlen eset, hogy egy nagyobb PBX csoport forgalma meggátolja a szóló állomások felé irányuló hívásokat.

A fejlett telefonhálózattal rendelkező országokban korlátozzák mind a szóló, mind a PBX vonalak forgalmát. Bizonyos — a mi értékeinknél kisebb — for-

galom elérésekor egy további vonalat kényszerítenek (!) az előfizetők, hogy ily módon az üresjáratot jelentő foglaltság találat valószínűségét alacsonyan tartsák. A legnagyobb segítség e tekintetben az időalapon történő többszörös számlálás bevezetése lenne, amiről a díjelszámolás fejezetben lesz szó.

Egyébként érdemes statisztikát készíteni a foglaltsági esetekről. Ha a hívott fél foglalt, a bejövő regiszter átadja az előfizető számát egy közös adatrögzítő készüléknek, pl. egy lyukszalag vagy mágneses szalagrögzítőnek és az így elkészült szalagot fel lehet dolgozni számítógépen, amely kiírja az átlagon felül hívott állomások számát. Ezeket azután fel lehet szólítani újabb állomások előfizetésére. (A kezdeményezett forgalom nagyságát meghatározza a számla.) Ilyen működésre a 7A2 vonalválasztó áramkört is ki lehetne képezni és így megtalálni a sokszor hívott előfizetőket.

Automatikus interurbán hívások esetében nem lehet tekintettel lenni egy helyi kapcsolás foglaltságára, amikor egy költséges — esetleg nemzetközi — összeköttetés fut be egyik beszélő előfizető felé. Minthogy előfizető nem ajánlhat fel, ezért segítségül hív be pl. egy 1-es letárcsázásával egy kezelőt, aki figyelmeztető hang kíséretében felajánlja a kapcsolást. Erőszakosan bontani azonban a kezelő nem tud a modern rendszerekben (sőt nincs felajánlás sem).

Helyi hívás és foglaltság találat esetén ideális megoldás lenne, hogyha a hívó előfizetőnek sürgős hívás esetén módjában lenne várakozni a hívott fél szabaddá válására pl. egy 1-es letárcsázásával és természetesen a többszörös számlálás elindításával. Ha a hívó fél fizet a felépített kapcsolásért, akkor a Posta szempontjából előnyös, hogy az ismételt próbálkozások megszűnésével a közös áramkörök terhelése csökken. Ez a jellegzetesség egyszeri számlálás esetében nem járható út és a műszaki megoldás csak új cross-bar rendszerekben valósítható meg. Hátránya az ilyen megoldásnak, hogy az új fejlesztésű központban a hívásokat foglaltság esetén fel kell építeni a hívott előfizetőig (ugyaúgy mint ma a rotary központokban), amire nincs szükség az új központokban, mert foglaltsági hangot helyi kapcsolás esetén közvetlenül a bejövő trunk áramkörből lehet adni, sőt le lehet bontani az egész kapcsolást a hívó előfizetőig. Ha egy telefonhálózatban az előfizetői átlagos forgalom alacsony, aminek következtében a foglalt-találatnak kicsi a valószínűsége, akkor a Posta számára előnyös szolgáltatásnak bizonyulhat az a megoldás, amely lehetővé teszi, hogy a hívó előfizető várakozhat a hívott szabaddá válásáig, miközben fizet a várakozási időért. De előnyös lehet a hívó előfizetőnek is, ha sürgősen beszélni kell a hívottal és a kapcsolást megkapja, mielőtt lehet, anélkül hogy folyamatosan újabb tárcsázásokkal kelljen próbálkoznia. (A várakozási idő alatt lehetne még valamilyen akusztikai jelzést beadni a helyi beszélgetésbe, de az nemigen kívánatos, mert zavarná a beszélgetést folytató előfizetőket.)

Hívott nem felel

Társadalmi rendszerünkre jellemző, hogy a legtöbb családban a családtagok dolgoznak, a gyerekek iskolában (bölcsődében) vannak, így nagyon sok la-

kásban nappal nem tartózkodik senki. Nem válaszlás esetén ismételt próbálkozásokra kerül sor, ami üres járatot terhel meg a központokat, különösen a közös vezérlő részeket. Természetesen ugyanaz vonatkozik a szülőben lakó dolgozókra is, de általában felvetődik ez a probléma akkor is, amikor elutaznak a lakók, pl. szabadságra, rövidebb-hosszabb időre.

Nyugaton már egyes helyeken bevezették az „absentie service”-t, azaz a távollevő előfizetők számára fenntartott szolgáltatást, elsősorban orvosok számára. Ennek a leggyakoribb változata a centralizált titkárnői megoldás. A hazulról eltávozó orvos felhívja a titkárnőt és közli vele, hogy meddig lesz távol, közben hol található (esetleg egy színházban). A titkárnő felhívja az orvos előfizetői vonalát és abban működtet pl. egy jelfogót, aminek következtében az orvos vonalára befutó hívások a titkárnőhöz kerülnek továbbításra, aki azután a szükséges tennivalókat megteszi. Ha az orvos hazaérkezik, újból felhívja a titkárnőt és átveszi tőle az esetleges üzeneteket (egyben a titkárnő elengedti a hívást elterelő jelfogót). Ez a megoldás viszonylag egyszerű, egy titkárnő el tudja látni esetleg több száz orvos ilyen forgalmát, a titkárnő több központba kapcsolt orvos szolgáltatására lehet, de még száz orvos számára is 3 titkárnőnek a fizetése (állandó ügyelet miatt) nem jelent különösebb terhet. A titkárnőnek nem kell magában a központban lennie. Egy szokásos előfizetői vonalon kívül szükség van mindegyik érdekelt központban egyegy, e szolgáltatásra kijelölt előfizetői számra, amelyhez tartozik a működést biztosító áramkör.

Ennek a fent leírt szolgáltatásnak különböző változatai ismeretesek. Van olyan megoldás, amelyben az orvosi készülékről nem kell bejelenteni a távozást (úgyis elfelejtené), hanem a második vagy harmadik csengetés után automatikusan a titkárnőhöz irányul a hívás. Az orvosi készülékhez tartozik egy látjelző, amely csengető áram hatására rögzítődve jelez és a hazatérő orvos ebből láthatja, hogy távollétében volt-e egyáltalán hívás. A kézibeszélő leemelésekor a látjelző automatikusan visszaáll nem jelző állapotába.

Az egész szolgáltatásnak van egy biztonsági vetülete is. A titkárnő nem közölheti számára ismeretlen személynek, hogy mikor nincsenek az orvoséknál odahaza. (Betörőknek igen értékes közlés lenne pl., hogy 3 hétig távol lesznek.) Minden olyan megoldás, melyik nem nyújt biztonságot, nem jöhet számításba.

Nálunk általában nincs szükség arra, hogy egy orvost egészségi okokból a lakásán keressenek. Mint-hogy azonban ténylegesen sok lesz napközben (ha majd minden lakásban lesz telefon!) a nem felelő állomás, az elektronikai eszközök segítségével célszerű lenne valamilyen megfelelő megoldást találni.

Ha egy városban csak egyetlen modern központ van, akkor viszonylag könnyen megvalósítható a hívás átirányítása egy másik állomásra. Amikor ugyanis a bejövő regiszter átadja a hívott előfizető számjegyeit az előfizetői fokozat markerének, ez konzultálja a hívott előfizetőhöz tartozó és jellegzetességeit tartalmazó memória rekeszt. Ebbe a rekeszbe az érdekelt előfizető egy speciális cím hívásával kapcsolódó áramkör segítségével beírja (vagy törli) azt az előfizetői számot, amelyre átmenetileg kéri a hívásait átirányítani. Az előfizetői fokozat markere, ha a szó-

ban forgó rekeszben számot talál, ezt átküldi a regiszternek, amely ennek alapján újból megindítja a választást ugyanabba vagy egy másik előfizetői marker felé. Lényeges körülmény, hogy az említett speciális áramkör automatikusan azonosítja a hívó előfizetőt és a neki megfelelő rekeszbe írja be a letárcsázott számot. (Tehát nem az előfizető küldi be a saját számjegyet, mert akkor rossz szándékkal el lehetne téríteni egy másik előfizető felé irányuló hívásokat is.)

Több központos hálózatban ugyanilyen megoldás műszakilag lehetséges, de drága. Ez esetben a bejövő regisztert alkalmassá kell tenni arra, hogy egy előzetes jelzés után, amely törli a kimenő regiszterben tárolt számjegyeket, átküldi a helyettesítő hívandó szám számjegyeit. A kimenő regiszterek kiegészítése ilyen számjegyek fogadására nagyon költséges és az egyöntetűség kedvéért az információ küldésének többfrekvenciás kódolt formában kellene végbemenni. Valószínűleg egy ilyen fajta megoldás költségei túl magasnak bizonyulnának az elérhető előnyökhöz viszonyítva.

Az is lehetséges megoldás, hogy minden központrelációban van egy speciálisan erre a célra kijelölt trunk és az összeköttetésen keresztül csak összehangoló azonosító jelek mennek, míg az új számok a kimenő regiszterbe a külön trunkon kerülnek átadásra. Ez a megoldás is túlságosan drágának bizonyulna. Egy másik változat lenne, hogy a bejövő regiszter az előfizetői markertől kapott — a tároló rekeszből kiolvasott — számot az előfizetői fokozat egy e célra tartalékolat kimenetén keresztül egy hívás kezdeményezésére használja fel és az eredeti hívást kiterjeszti a rekeszbe beírt számnak megfelelő állomáshoz. Ez a változat is nehézkes és költséges még ha olcsó memória elemeket is tételezünk fel.

Elképzelhető, hogy a hívások áttekintése egy másik számra a gyakorlatban nem fog járható útnak bizonyulni. A koncentrált titkári szolgálat használható és gazdaságos módszernek bizonyulhatna, mert az előfizetői tároló rekeszbe nem egy előfizetői számot, hanem csak a szolgálatot jelentő 1 bit-információt kell beírni. Ha azután egy ilyen távollevő előfizetőt hívnak, akkor minden egyes előfizetői kapcsolási fokozatnak van 1—2 tartalék pontja, amelyekhez a titkári szolgálathoz vezető trunkok (akár helyi, akár a hálózat másik központja felé) csatlakoznak.

A szolgáltatás — még külön díjazás esetén is — csődöt mondhat, ha pl. nyáron egyszerre sokan jelentenének be igényt rá, az elkerülhetetlen kartoték rendszer bonyolultsága is nehézkessé tenné az ügyintézkést. Egyébként is erősen meggondolandó, hogy biztonsági okokból helyes-e kiszolgáltatni a távollevő előfizetőre vonatkozólag bármilyen információt esetleges rossz szándékú hívó személyeknek. (A kezelőnek nincs módjában közvetlenül azonosítani a hívó előfizető számát, de még ha lenne is lehetősége — pl. rosszakarató hívás keltésével — akkor is maradhatna bizonytalansági tényezők.) Az „absentie service”-nek tehát nincs jelenleg egyértelműen jó megoldása.

Érdemes lenne egy olyan megoldáson gondolkodni, amely azon alapulhat, hogy valamilyen magasabb beszédfrekvenciával jelzéseket (adatokat) lehetne továbbítani a hívó fél felől a nem felelő hívott fél felé,

feltéve, hogy mindkét telefon készülékhez egy adat-továbbító és rögzítő kiegészítő készüléket csatlakoztattak. Ennek a jelzőfrekvenciának a CCITT N° 5 vagy N° 6 rendszerekben alkalmazott jelzőfrekvenciák fölött — de még a beszédcsatornában — kell lennie, lehet tehát pl. 3000 Hz. Az első feladat, hogy abban az áramkörben, amelyik a hívott állomást csengeti, a hívó fél pedig csengetési hangot küld, az áramkör két oldalát 3000 Hz-re hangolt áramkörrel össze kell kapcsolni (csak *b* ágat, mert az *a* ág földelve van).

A kiegészítő készülék adóból és vevőből állna. A készülék egyébként a hálózatból kap tápáramot. Az adóban oszcillátor állítja elő a 3000 Hz-es jelzőáramot és a hívó fél a csengetési szünetben nyomógomb segítségével hosszabb (0,5—1 ms-nyi) impulzust küld a központ felé, amelyen át az impulzus kijut a hívott állomásra. Ha ennek is van kiegészítő készüléke, akkor reagálva a hosszú impulzusra leállítja a csengetést, amiből a hívó megtudja, hogy a hívottnak is van kiegészítő készüléke. Ezután a hívó fél az adójával számjegyeket produkál, amelyek tartalmazhatnak csak a két fél által megfejtendő üzeneteket. Az adónak 11 lépcsős számtárcsája van, amellyel 3000 Hz-es „záró” impulzusokat küld ki a vonalra, számjegyekből álló számokat kifejezve. A számtárca számozása:

— 1 2 3...9 0

A „—” jel elválasztja a számokat egymástól.

A kiegészítő készülék vevő része 3000 Hz-re hangolt detektorból és erősítőből áll, továbbá papírszalagra író szerkezetből és egy 2 jelfogós áramkörből. A 3000 Hz-es impulzusok léptetnek egy, a rotary rendszerben markergépként ismert szerkezetet, amelynek azonban nincsenek keféi és csúcsai, hanem számtárcsája van. Az impulzusok alatt mindkét lassú jelfogó meghúzott állapotban van, majd a sorozat végeztével egymásután elengednek. A második jelfogó elengedése alatt gerjesztődik a nyomtató mágnes, amely a papír- és karbonszalagot rányomja a számtárca megfelelő számjegyre. Ha a második jelfogó elenged, akkor megszakítja a nyomtató mágnes áramkörét. Ennek elengedésekor a papírszalagot egy lépéssel előbbreviszi, a markerszerű gép pedig visszaforgó alapállásba a jól ismert önszaggyalós és alapállás érintkezős megoldás segítségével.

Amikor a hívó fél a hosszú indító impulzust küldi, akkor ezt az áramkör mint „—” jelet kezeli.

Az egyes számjegyek között a szünetnek elég hosszúnak kell lennie, hogy a forgó gépnek legyen ideje visszatérni alapállásba. A 2 lassú jelfogó elenged 2×200 ms alatt, a gép pedig saját szaggatóján kb. 40 lépés/sec sebességgel forog, tehát szélső esetben, amikor 10 lépést kell tennie 650 ms-ig kell a szünetnek tartania, ami mindig meg szokott lenni.

A fent vázolt működésű készüléket meg lehet konstruálni, azonban még ha sorozatgyártást tételezünk is, belekerül 1200—1500 Ft-ba, vagyis két darab előfizetői készülék árába. Kétséges, bár nem lehetetlen, hogy sokan igényelnének ilyen szolgáltatást. A Postának hasznos lenne, mert sok fölösleges hívás elmaradna. A központban bevezetendő módosítás nem nagymérvű, a készülékeket pedig az előfizetők vehetik meg.

Ha kiegészítő készülékes előfizető ilyennel nem rendelkező előfizetőt hívna és nem felelés esetén a hívógombot lenyomná, a 3000 Hz-es áramnak semmi hatása sem lenne, a csengetés nem áll le. Ha a lakásban otthon vannak, nem kapcsolják be a kiegészítő készüléket csak akkor, ha pár órára vagy pár napra eltávoznak. Hosszabb, több hetes távollét esetén nem érdemes bekapcsolni egyrészt biztonsági okokból, másrészt az üzenetek elvesztik aktualitásukat. Az üzenetek rokonok-ismerősök között egyénileg kódolva lehetnek.

Látható az eddigiekből, hogy olcsó és jó megoldás a „nem felel” hívások nagy számának elkerülésére nemigen van. Talán csak azt lehetne elképzelni, hogy lakótelepi sok lakásos házakban utánozzuk a manuális központokban szokásos koncentrációs módszereket. Ahol sok lakás van, bizonyára akad több olyan, ahol napközben mindig otthon van valaki (nyugdíjas például), aki valamilyen ellenértékért vállal üzenetközvetítést. Az előfizető, ha eltávozik a lakásból, a készülékére párhuzamosan kapcsol valamilyen hívásjelzőt pl. csengőt, aztán a közvetítő személy valamilyen módon belép a hívó vonalba. Ilyen vagy hasonló megoldás viszonylag olcsó lenne, a fő költség csak a közvetítőhöz átmenő érpár ára, viszont a Postának nagyobb lenne a bevétele, a központban kevesebb lenne az üres terhelés és az előfizetőknek nem kellene fáradságosan ismételt próbálkozni a hívásokkal. (Persze a közvetítő személy csak számtárcsa nélküli készülékkel tudjon más vonalaiba beszélni, hogy ő ezeken ne tudjon hívást kezdeményezni!)

Téves kapcsolások

Elvben a téves kapcsolásoknak 1% alatt kellene lenniök; ma nálunk ez lényegesen nagyobb. Az ilyen kapcsolások bosszantják leginkább az előfizetőket és rontják a Posta hitelét. A téves kapcsolásokat bőven tudjuk indokolni (a berendezések és a hálózat sérülései a háború és főleg az ostrom alatt; a háború utáni években gyárott új központok minősége nem volt kifogástalan, a 7A1 típusú központok kiöregedtek stb.). A Postának azonban mégis erőfeszítéseket kellene tennie a karbantartás színvonalának fejlesztésére és a téves kapcsolások kedvezőtlen hatásának csökkentésére.

A karbantartás színvonalát úgy lehet emelni, hogy a karbantartó személyzetet anyagilag érdekeltté tesszük. A karbantartó személyzet keresetét, vagyis prémiumát differenciáltan, szoros összefüggésbe kellene hozni a téves kapcsolások számának alakulásával. Pl. a következő szempontokat lehetne figyelembe venni:

- Mennyivel csökkent (illetőleg növekedett) a téves kapcsolások száma az előző évi mérési eredményekhez viszonyítva.
- Hogyan viszonyulnak a mérési eredmények más központokban nyert értékekhez képest.
- A kiértékeléskor figyelembe kell venni előre megállapított mértékben a központ jellegzetes adatait (központ típusa, életkora, a bekapcsolt

előfizetők száma, a fajlagos forgalom, a karbantartó személyzet és a központ kapacitásának viszonya stb.).

Az igazságos kiértékeléshez nagyszámú hívást kell lebonyolítani. Automatikus vizsgáló berendezés segítségével napi 16 órai működéssel kb. 3000, tehát egy hét alatt kb. 20 000 kapcsolást lehet felépíteni (éjjel nem érdemes jártni a vizsgáló berendezést). Téves a kapcsolat akkor, ha a regiszter befejezte működését, de a kapcsolat nem a beküldött számnak megfelelő előfizetői vonalra érkezett meg. Ha forgalom-torlódás miatt egy kapcsolat nem tud létrejönni, akkor ez nem tekintendő téves kapcsolásnak, de statisztikát érdemes az ilyen esetekről is készíteni.

Világos, hogy a berendezésnek, amely hívásokat kezdeményez és megállapítja a téves kapcsolások számát, nem lehet célja, hogy helyettesítse a központ vizsgáló áramköreit és megtalálja a hibákat. A berendezés feladata, hogy nagyszámú és a központ kapcsolómezejének minél nagyobb részét igénybe vevő kapcsolásokat kezdeményezzen és egy lehetőleg hű és igazságos képet adjon a központ állapotáról, vagyis minősítse a központot.

Ilyen minősítő berendezés megtervezésénél a következő szempontokat kell figyelembe venni:

a) Lehetőleg minden 200-as előfizetői csoportban kellene egy szabad előfizetői vonalnak rendelkezésre állnia. Ezek segítségével lehet hívásokat kezdeményezni.

b) A hívó számokat egy lyukszalag (vagy mágneses szalag) produkálja. A lyukszalagot a rendelkezésre álló előfizetői számok alapján készítjük el. Minden hívás 2 számot igényel: a hívó és hívott számot, így gyakorlatilag a 20 000 hívás mindegyike más úton épül fel.

c) Minden központnak van egy vagy több ma még ki nem használt kimenő iránya; a hívásokat ilyen kimenetre irányítjuk és mesterséges — változtatható karakterisztikájú — trunkökon át visszakanyarítjuk bejövő irányonként 1–2, erre a célra ideiglenesen igénybevett bejövő csoportválasztóra.

d) A hívott számokat a lyukasztott szalagon úgy rögzítjük, hogy az első 2 számjegy alapján a hívások a tartalék kimenetekre irányítódjanak; a regiszterek az ilyen hívásokat ne tekintsék rossz számjegyeknek. (Ha véletlenül rendes előfizetői hívások futnának be, ez a statisztikát nem befolyásolná.)

e) Hogy a minősítő berendezés egyszerűen üzembe helyezhető legyen, célszerű a hívó és hívott vonalak a meglevő vizsgáló választógépeken át elérni.

A minősítő berendezést elektronikus kivitelben lehet készíteni és egy nagy város egyik központjában centralizálva elhelyezni. Ezen központ és a vizsgálandó központok között adatátvitellel visszük át az előfizetői számokat. Ilyen berendezéssel lehetne hívásokat felépíttetni bármely 2 központ között, akár melyik trunkon keresztül. A sok hívásból a nagy számok törvénye alapján kiderülne úgyis, hogy a hibák mely központban a leggyakoribbak. A logikai centrumból (amely számítógéppel működik) 1–1 trunk vezet mindegyik központba és így egyidejűleg több hívást kezdeményezhet. A logikai centrum nemcsak

a kapcsolások helyes felépítését ellenőrzi, de vizsgálja a jelzőhangokat, zajszintet mér stb.

Ilyen minősítő berendezés révén az egyes központok karbantartó gárdája anyagilag érdekelve lenne a központ jóságában és nem hivatkozhatna arra, hogy a téves kapcsolásokat a másik központ okozza. Várható, hogy a téves kapcsolások száma csökkenni fog, de nem valószínű, hogy 1% alá csökken. A Postának tehát további teendői vannak e téren.

A téves kapcsolat helyi viszonylatban is bosszantó, de különösen automatikus távhívások esetén esik latba károsan. Hazánk előbb-utóbb része lesz az egyseges automatikus világhálózatnak, de ennek kerékkötője egyrészt a téves kapcsolások száma, másrészt a hosszú kapcsolási idő. Lehetetlen állapot az, hogy több ezer kilométer távolságból hozzánk érkezik a hívás néhány mp vagy ennek töredéke alatt és azután a kapcsolat nálunk felépül 10–15 mp alatt és esetleg tévesen, miközben drága interurbán csatornákat üresen lefoglalunk.

Mindkét bajon segítene a 7A2 interurbán kapcsoló lánc kicserélése cross-bar típusra (a vonalválasztó kivételével). Az interurbán központ már úgyis cross-bar típusú, tehát csak a csoportválasztók kicseréléséről lenne szó. Ez meggyorsítaná az interurbán hívásokat, különösen a nemzetközi hívásokat, amelyeknek nagy része Budapestre irányul. Az országos hálózat a multifrekvenciás kódolt jelzésrendszerrel gyorsan dolgozik és a nagyobb vidéki városok központjai hamarosan corss-bar típusúak lesznek.

A gyorsabb működés mellett a téves kapcsolások száma is csökkenni fog interurbán viszonylatban; egyébként is az automatikus interurbán hívások díjelszámolása periodikusan történik, így a téves kapcsolásra rájönnek általában már egy számláló működés után mp-eken belül.

Helyi viszonylatban téves kapcsolat esetén egész biztosan megtörténik a bontás az első számlálás után (többszörös számláláskor). A probléma az, hogy a helyi hívások száma 10-szerese lehet az interurbán hívásoknak és így súlyosan esik latba. Elképzelhető, hogy idővel a több ezer csatornás összeköttetések használata következtében a legdrágább kapcsolat sem fog többbe kerülni, mint 10–15-szörösébe a helyi kapcsolatnak. Így lehetségessé válna a helyi kapcsolások többszörös számlálása esetén 1 percenkint számlálni 3 percenkinti számlálás helyett és így egy téves helyi kapcsolat csak 1/3-ába kerülne és mérsékeltebb rossz hatást keltene.

Van arra is külföldi példa, hogy az első számlálás mind helyi, mind távhívás esetében 10–15 mp után történik (az idő haladását azonban mérik! tehát nem ajándék idő). Ez alatt az idő alatt rájöhetnek a téves kapcsolásra és bonthatnak számlálás nélkül. Ez a lehetőség visszaélésekre ad lehetőséget. Automatikus díjrögzítés esetén a visszaéléseket úgy lehet megakadályozni, hogy a türelmi időn belüli bontáskor szintén számolunk, azaz rögzítjük a mágnes szalagon a hívó számot, de egy speciális 1 bit-nyi jelzéssel, ami azt jelenti, hogy ezt a számlálást nem kell figyelembe venni, viszont a szalagról a számítógép statisztikát tud készíteni az ilyen hívásokról és meg tudja állapítani a türelmi idővel rendszeresen visszaélő előfizetők azonosságát.

Betárcsázás alközpontokba

Ezzel a kérdéssel a CCITT évek óta foglalkozik, de nem tud határozott álláspontot kialakítani. (Általában az ajánlásai nem kötelezőek, de ez a probléma kihat a nemzetközi távhívás szolgálatra is!)

A regiszter nélküli rendszerekben az alközpontokba történő betárcsázás létezik és helyi viszonylatban működik. Távhívás esetén azonban regiszterre (és translációra) van szükség már a kiinduló városban, illetőleg körzetben; így a regiszternek be kell tudnia fogadni a többlet számjegyeket és meg kell tudnia állapítani a számjegy beküldés végét. E célra szolgáló jelzés sokszor nehezen érhető el.

Bár nem olcsón, de elvben elképzelhető, hogy a rotary helyi összekötő áramkörök kiegészíthetők keresztül tárcsázásra. Minthogy azonban a bejövő csoportválasztók táphídja alkalmatlan egyenáramú impulzusok továbbítására, ezért az összekötő áramkörökben az egyenáramú impulzusokat konvertálni kell beszédfrekvenciás (pl. 3000 Hz-es) impulzusokra és valamilyen lassú jelfogó segítségével meg kell akadályozni a bontást az impulzálás alatt. Ezek után még át kell alakítani az alközpontokat az impulzusok fogadására és ezek alapján a hívott alállomás kiválasztására. Kétséges, hogy az alközpontokba történő beválasztás által elérhető előnyök megéri-e a ráfordítandó költségeket. Az alközpontokba beválasztási lehetőség előnyeivel és hátrányaival az irodalomban sokan foglalkoztak és ezeket ismerteknek tételezzük fel.

Másik járható út a helyi regiszterek számjegy tároló kapacitásának bővítése és az alközpontok alállomásainak bevonása a főközpontok számmezejébe. Pl. Budapest számozása a regiszterek kiegészítésével (vagy inkább lecserélésével) 7 számjegyű lehet és így a hálózat tartalmazhatna akár 200 db egyenkint 40 000 előfizetős központot, de ebbe a 40 000-ben bennfoglaltatnak az alközpontok alállomásai. (Persze 200 központra nincs szükség és a jelenlegi felépítésű választóval 80–90 központos hálózat valósítható meg.) A nagyobb PBX csoportok leágaztathatók a penultimate csoportválasztó egy vagy több ívéről és így a PBX központok kapacitása 400 alállomás, vagy e szám többszöröse. Az alállomások egymás hívhatják 3 vagy 4 számjeggyel. A kevesebb alállomást tartalmazó PBX alközpontokat mint szólóvonalak sorozatát kapcsolhatjuk a vonalválasztó ívére és e helyszínen gondoskodni kell továbbadási lehetőségről, vagy pedig ilyen alközpontokban marad egy más munkával foglalkoztatott kezelő.

A fenti elképzelés meglehetősen illuzorikus rotary hálózatokban a revertív impulzálás miatt. Ez ugyanis nem működik 3 sorbakapcsolt trunkön keresztül. (Főközpont — mellékközpont — alközpont.)

Mindkét változatnál számos további komplikáció lép fel. Pl. az első változatnál mi lesz, ha nemcsak számtárcsás, hanem billentyűzettel ellátott készülékek kerülnek használatba? A második változat esetén tranzit központok bevezetésére hamarabb kerül sor, mivel a főközpontok vonalkapacitása az alállomások számával csökken.

Az új corss-bar rendszerek regiszterei alkalmasak fogadni mind számtárcsás, mind pedig kódolt több-

frekvenciás számjegyeket, a hálózat felé pedig szintén kódolt információ közlésre alkalmasak. Mindaddig, amíg a budapesti hálózatban rotary típusú központ van, addig nehezen képzelhető el bármilyen gazdaságos betárcsázási megoldás az alközpontok felé. Ez akkor is igaz, ha figyelembe vesszük, hogy a cross-bar központok áttárcsázhatók. Marad tehát, hogy igyekezzünk gyűjteni érveket a betárcsázás ellen.

Mindazonáltal abban lenne fantázia, hogy ha eleve 7A típusú mellékközpontozhoz nem csatlakozhat olyan alközpont, amelynek alállomásai a főközpont számmezejébe esnek, akkor a alközpontot a penultima csoportválasztó íveire kapcsoljuk. (Ez olyan PAM-hoz hasonló központ lenne, amelyben van helyi kapcsolás, van lehetőség a hívások átdobására és az alközpont rendelkezik ún. kisegítő regiszterekkel.) Ilyen alközpontokat fokozatosan lehetne bevezetni, főleg új központokban, ill. nem teljes kapacitásra kiépített főközpontok esetében. Az ilyen alközpont valamennyi vonalát el lehetne kívülről érni, és a 7A2 típusú PBX keresés hátrányai, amikről a foglaltság fejezetben volt szó, megszűnnének. Az ilyen alközponti alállomások hívószámainak szerepelniük kellene a telefonkönyvben.

Előfizetői készülékek

Ezúttal csak a közönséges előfizetői készülékekről lesz szó és nem azokról a speciális különböző készülékekről, amelyek főleg alközpontokban használatosak.

Az előfizetői készülékek ára a telefonszolgálat összköltségeinek kb. 5%-át teszi ki. És míg a hálózat tervezésekor kínosan ügyelünk a torzításnak alacsony szinten való tartására, a ma használatos szénmikrofon kb. 10%-os torzítással teszi át a beszédet elektromos árammá. A mikrofon a készülék árának alig több mint tized része, így logikus lenne áttérni torzításmentes mikrofon használatára. Az előfizetői kábelben — áthallás és jel/zaj viszony korlátozások miatt — 1 mW teljesítményt továbbítunk. Ezt a teljesítményt a szénmikrofon minden további nélkül produkálja, de minden más fajta mikrofonnak (kondenzátor, félvezető alapú, lengő tekercses) erősítésre van szüksége. Az előfizetői vonalak ohmikus ellenállásának és levezetési értékeinek figyelembevételével a készülékben el lehet érni 10–12 V feszültségesést minimum 0,3 A terhelhetőséggel. Semmi akadály nincs tehát egy megfelelő félvezető erősítővel ellátott alacsony — 1% alatti — torzítású mikrofon használatának. Ez hamarosan várható is.

A szabályozható mikrofon erősítéssel minden készülék üzembehelyezésekor a kiadott teljesítményt be lehet állítani kb. 1 mW-ra úgy, hogy ugyanakkor figyelembe vesszük a hybrid tekercs okozta veszteséget, amelynek nagyságát úgy állapítjuk meg, hogy az önhang a kívánt optimális szintű legyen és ezáltal a beszélő személyt a kívánt hangerőre készítse.

A hallgatónak a megfelelő vételre kb. 1 μ W teljesítményre van szüksége. Ezt mindenképpen megkapja, mert a két előfizetői vonal csillapítása összesen max. 1 Néper, a trunkök csillapítása pedig ma is

2 Néperen belül van, a jövőben pedig várható, hogy a főközpontok között többszörös kihasználású (PCM?) vezetékek lesznek, amelyek 0 szintűek. A lengő tekercses hallgatónak jobb a karakterisztikája, mint a csak membránosnak.

A csengő a jelenlegi készülék legproblematisabb része. A csengetés — 48 V-ra szuperponált ± 75 V-os váltóárammal történik. A csengőnek megfelelő erejű megszólaltatására szükség van kb. 1 Watt teljesítményfelvételre. E teljesítmény átvitele a vonalon áthallás veszélyt jelent, ha nem is szövővonalak esetén, de ikervonalak esetén minden bizonnyal, mert a csengetés nem hurokban történik. Kíváncos lenne a csengetőáram frekvenciáját a beszédcsávba helyezni, alacsony szinten — pl. 1 mW alatt — továbbítani és félvezető eszközök segítségével a készülékben a kívánt szintre felerősíteni. Ehhez persze egyenáramú teljesítmény kell, amit a központ telepéből kell nyerni. A jelenlegi áramkörökben az egyenáram megjelenése a csengetés leállítását idézi elő. A hangfrekvenciás csengetés, amelyet helyszíni erősítéssel állítunk elő, áramköri változtatásokat igényel és ezért oldható meg. Pedig a hangfrekvenciás csengetéshez nem lenne szükség a most használatban levő kalapács-tányéros csengőre, hanem a hallgatót lehetne beállítható hangerővel megszólaltatni.

A számtárca a tárcsázandó számjegyek számának növekedésével egyre nehezkesebb szerelvény lesz. A távhívások elterjedésével — főleg nemzetközi viszonylatban — gyakran kell 10–14 számjegyet is beküldeni a regiszterbe. E kényelmetlenség mellett az igénybevett áramköröknek, főleg a regisztereknek a tartás ideje megnő. A gyors működésű cross-bar központokkal kapcsolatban a számtárca elavultnak tekintendő. A modern számjegyküldő szerkezet a billentyűzet. Ennek többféle változata ismeretes a szakirodalomból. Minden valószínűség szerint az a változat fog elterjedni, amelyben félvezető eszközökkel a készülékben állítanak elő (2×4 -féle) hangfrekvenciás áramot (interferencia elkerülése céljából a távhívások jelzési frekvenciáitól különbözőket), és kódolt formában 16-féle számjegy egyikét lehet gombnyomásra továbbítani.

Maga a készülék háza és a kézibeszélő hosszú fejlődés eredményei és nemigen fognak változni. Esetleg esztétikai szempontból színük és alakjuk fog módosulni, de ezek műszaki szempontból közömbösek.

Hangosan beszélő készülékek több változata ismeretes. Előnyük, hogy az előfizetőnek mindkét keze szabad, és egyidejűleg többen hallhatják a beszélgetést. A műszaki probléma az erősítésen túlmenően megakadályozni az akusztikai visszacsatolást a hangszóró és a mikrofon között. Az ilyen hangosan beszélő készülék mellett mindig szükség van a normális készülékre is.

Rövidített számjegyküldés

Azok a megoldások, amelyek lehetővé teszik, hogy kevesebb számjeggyel hívjunk, mint egyébként kellene, azon a tapasztalaton alapulnak, hogy egy átlagos előfizető kezdeményezett forgalmának túlnyomó többsége egy kis számú állomás felé irányul. Így pl.

2 számjeggyel 100 előfizetői számot lehet meghatározni, amely számok állhatnak vegyesen 6–8 vagy ennél több számjegyből is. A 2 számjegy számjegyeit transzlációs matrix segítségével határozzuk meg. Minthogy mindegyik előfizetőnek másokkal van intenzív forgalma, ezért a transzlátorok egyéniék. Ennek megfelelően kétféle megoldás lehetséges:

a) A transzlátor az előfizetői készülék mellett van, ahhoz vezetékekkel csatlakozik.

b) A transzlátorok a központban vannak centralizálva és a regiszterek rendelkezésére állnak.

Az első ismert egyéni transzlátorok mechanikai kivitelűek voltak (pl. Autodial) és lényegében gombnyomásra elindítottak egy forgó tengelyt, amelyre egy sor pl. 50 db műanyagból készült fogazott kerék volt cserélhető módon felerősítve. Az indító gomb lenyomása előtt egy tolható érintkezőt kellett elcsúsztatni egy sínen a hívandó számot képviselő tárcsával szembe. A tárcsa fogjaiból kitörnek annyiszor 3 fogat, amennyi szünet van a számjegyek között, a megmaradt fogak képviselik a számjegyeket.

Az ilyen és hasonló berendezések drágák és alig gyorsabbak, mint a számtárcsák, arra jók, hogy az előfizetők kényelmét szolgálják, mert nem kell számokat kikeresnie, illetőleg fejben tartania és tárcsázania, hanem csak a szaggató érintkezőt egy név mellé tolnia.

Elképzelhető olyan megoldás, hogy a kívánt állomásokat nyomóbillentyűk képviselik és elektronikus áramkör a számnak megfelelő számjegyeket produkálja. Ez a megoldás csak akkor válhat érdekessé, ha maga a készülék is már billentyűzettel van ellátva. Azonban az ilyen fajta megoldások is drágák és félő, hogy az érzékeny elektronikus áramkörelemek a lakás vagy irodák zavaró körülményei miatt karbantartást igényelnek.

Igazi — viszonylag olcsó — megoldást csak a centralizált transzlátor tud biztosítani.

A modern, elektronikusan vezérelt cross-bar típusú központokban a híváshoz kapcsolódó regiszter megkapja az előfizetői fokozat markerétől annak jelzését, hogy a hívó készülék számtárcsás vagy billentyűzettel ellátott-e és a regiszter ennek megfelelően készül fel a számjegyek fogadására.

Minthogy a rövidített számjegyküldetésre alkalmas készülékről is kell tudni teljes számot is küldeni, ezért a rövidített szám küldése előtt erre vonatkozó jelzést kell küldeni. Ez lehet egy számjegy, amely a központ számmezejében nem szerepel, vagy pedig billentyűzet esetén 11 billentyű szolgálhat e célra. (A regiszter arra vonatkozólag is kap jelzést, hogy az előfizetőnek joga van-e rövidített számjegyküldésre.)

A regiszter ugyancsak megkapja az előfizetői fokozat markerétől a hívó előfizető azonosságát. Amikor a rövidített számjegyküldés számjegyei beérkeztek, a regiszter behívja a közös transzlátort, amelynek annyi alegysége van, amennyi az ilyen előfizetők száma és az alegységben annyi rekesz van, amennyi előfizető hívható ily módon. Ha pl. valaki 50 előfizetőt akar ily közvetlen módon hívni tudni, és egy szám tartalmazhat max. 8 számjegyet, akkor az ő rekeszének szüksége van $50 \times 8 \times 5 = 2000$ bit kapacitású tárolóra, azaz egy 50×40 -es tároló mátrixra.

Amikor a transzlátor csatlakozott a regiszterhez, akkor átadásra kerül a hívó előfizető azonossági száma, valamint a beküldött 2 számjegy. Az előbbi kiválasztja az alegységet, az utóbbi kiolvassa a számnak megfelelő rekesz tartalmát. A regiszter tehát mikroszekundumok alatt megkapja a teljes számot és felépítheti a kapcsolást.

Ha a tárolók centralizálva vannak, a kiválasztó és kiolvasó áramkörök közösek és ezért a szolgáltatás ára gyakorlatilag a tároló elemek árának amortizációja. Ilyen tárolókat, amelyekben időnkint változtatható, egyébként fix számjegyek vannak rögzítve, nagyon olcsón lehet előállítani. A szolgáltatás központontként néhány száz előfizetővel gazdaságosnak bizonyulhat. Az előfizető szempontjából a szolgáltatás akkor érdekes, ha a hálózat gyorsan működő központokból áll, tehát a 2 (3) számjegy beküldése után 1–2 mp-cel már csengetési hangot hall. A szolgáltatás bevezetése nálunk ezért még egy ideig várat magára.

Ikresítés

Az ikresítéssel szemben az előfizetők általános ellenszenvvel viseltetnek. Az ikresítés ma még elkerülhetetlen, de a jövőben egyszer meg fog szűnni.

A 7A2 ikermegoldás nagyon gyenge. A vonalválasztó, amely interurbán hívásokat is közvetít, nagyon lassan működik. A választás ideje 2–4 mp, ami elég tekintélyes idő a cross-bar központok működési ideihez viszonyítva. Az egy ágon történő csengetés is kifogásolható ma, amikor az előfizetői hívójelfogót is két tekerccsel szimmetrikusan képezzük ki a zavarok kizárására. Minél több központ látja el egy város telefonszolgálatát, annál rövidebbek (és vékonyabbak!) lesznek az előfizetői vonalak és az ikresítés nem fog kifizetődni. Központnak számítanak a koncentrátorok (PAM) is. Cross-bar technikával és elektronikával ki lehet emelni a főközpontból az előfizetői fokozatokat (HK és VV-eket) és ezeket felügyelet nélkül kis helyiségekben le lehet helyezni. A városépítkezésekben amúgy is az a tendencia mutatkozik meg, hogy minél magasabbak legyenek az épületek és azokat is lakótelepekké tömörítsék. A négyzetkilométerenkinti lakosságsűrűség emelkedni fog és nem lesz ily módon szükség ikresítésre.

Persze az átmenet az ikernélküli állapotba nagyon hosszúnak fog bizonyulni. Elképzelhető, hogy a jelenlegi nagyfokú telefonhiányra tekintettel az átmeneti időszak alatt nemcsak a 2-es ikermegoldások maradnak meg, hanem még rá fogunk kényszerülni 4-es iker vagy társas vonalak használatára is. Ezek természetesen még ellenszenvesebbek lesznek, mint a 2-esek, de az ilyen társas állomások a semminél még mindig jobbak!

A fenti megfontolások alapján példaképpen talán érdemes lenne egy társasberendezés kifejlesztése. Kiindulhatunk az alábbi tényekből:

1. A szocialista társadalom igényli a feleségek munkáját is és ez okból gondoskodik a gyermekek napközi elhelyezéséről. Minthogy a jövőben sem lesz kívánatos, hogy a nagyszülők együtt lakjanak a családdal, nagyon sok lakásban nem fog tartózkodni senki a nappali órákban.

2. Az ilyen lakóknak a telefonforgalma igen alacsony és célszerű az előfizetői vonal jobb kihasználása céljából párhuzamosan több készüléket üzemeltetni.

3. A Postának még sokáig nem lesz módja kielégíteni a lakások nagymértékű telefonigényét, tehát kívánatos, hogy a társas előfizetők csak egy számot foglaljanak le.

4. Egy társas berendezés akkor válhat előnyössé a Posta szempontjából, ha azzal semmi problémája sincs. Tehát

a) a berendezést a társas előfizetők szerzik be és gondoskodnak üzemeltetéséről;

b) a központban egy szóló előfizetői vonaláramkör van (kiegészítve az ismert 12 kHz-es díjkijelzővel), a Posta tehát egy előfizetővel áll szemben díjelszámolás tekintetében;

c) a társas állomások forgalma időben eloszlik, egyszerre csak egy lehet foglalt és így nem jelent nagy terhelést a központnak.

Ezek után a társas berendezés működése a következőképpen képzelhető el:

1. A társas berendezés adapter dobozból és egy kezelő készletből áll. A társas berendezéshez akár-hány készülék csatlakoztatható (gyakorlatilag 2—5). A készülékek szabványosak és egy érpáron át csatlakoznak az adapterhez

2. Bármelyik készüléken lehet automatikusan hívást kezdeményezni. A beszélgetés titkos. Mindegyik készülékhez tartozik egy *egyéni* — az adapterben elhelyezett — számláló jelfogó, amely összegezi az állomás havi beszélgetéseinek díjait.

3. A társas vonalak egyike vállalja a központból beérkező hívások megválaszolását és továbbítását (illetőleg üzenet átvételét). Ezt az állomást közvetítő előfizetőnek nevezhetjük. Nála nyer elhelyezést a fentebb említett kezelőkészülék, amely annyi csengető billentyűt és jelző lámpát tartalmaz, amennyi a társas vonalak száma (saját magának nem kell!).

A központból beérkező hívás csak a közvetítő készüléket csengeti. A közvetítő válaszol és azután a kívánt állomás billentyűjét lenyomja. Az állomás felé csak addig megy csengőáram, amíg a billentyű lenyomott állapotban van, de az állomáshoz tartozó jelzőlámpa kigyullad és a billentyű elengedése után is égve marad. (Lehet kódolva csengetni és a csengetést megismételni!) Ha az állomás válaszol, a jelzőlámpa félfényerővel égve marad és jelzi a foglaltságot. Egyébként ugyanez a lámpa — szintén félfényerővel — ég kezdeményezett hívások alkalmával is, a közvetítő tehát tudja, hogy a városi vonalat melyik állomás tartja foglaltva. Nem felelés esetén a közvetítő újból beléphet a kapcsolásba, de ha az állomás már felvette kézibeszélőjét, akkor már nem.

4. A kezelőkészletet az adapterrel kábel köti össze, amelyben az erek száma függ a társasvonalak számától (pl. 4 állomás esetén 10 ér).

5. A csengetés, a jelzőlámpák kigyullasztása és a számláló jelfogók működtetése (a beszélgetés alatt!) a hálózatból vett váltóárammal történik. Ha az áram kimarad, akkor csak a közvetítő készülékről lehet beszélni.

Rosszakarátú hívások

A rotary 7A2 rendszerben bevezetett módszer a rosszakarátú hívások elfogására és azonosítására, gyakorlatilag nem ér semmit. Csak az összekötő áramkör tudja fogadni az ilyen hívások jelzését („a” ágú tápjelfogó meghúzva marad, a „b” ági pedig elenged), a bejövő csoportválasztó áramköre azonban nem közvetíti a jelzést, tehát csak központon belüli helyi hívás elfogására van lehetőség. Utcai telefonról történő hívás esetén így sem lehet semmit sem tenni.

A bejövő csoportválasztók táphíd áramkörét át lehet alakítani úgy, hogy a rosszakarátú hívás jelzését átvigyék, de akkor még mindig maradnak az interurbán hívások. A CCITT ugyan jelzést irányoz elő erre a célra az inter csatornán keresztül, de a vidéki központok nincsenek erre előkészítve.

A rosszakarátú hívás jelzésének előállítására a zaklatott előfizető vonalába iktatott adapter áramkör szolgál. Ezt a Posta külön kérésére iktatja be (rendszerint a zaklatások után!). Ez a megoldás kényszerűség, mert azt, hogy bárki megkérdezhesse a hívó fél azonosságát, igen nagy kezelői terhet róna a Postára.

A modern rendszerekben oly módon van elképzelve a rosszakarátú hívások kezelése, hogy az előfizetői kapcsolóegység markere hívott előfizető felé történő kapcsolás esetén konzultálja a hívott állomás karakterisztikáit tartalmazó egyéni tárolóját, amelyben 1 bit arra szolgál, hogy feljogosítja az előfizetőt a rosszakarátú hívás jelzésére. (Tehát nem kell adapter.) A hívott oldali táphíd csak ilyen jogosult előfizető 1-es letárcsázására vagy egy billentyű lenyomására reagál, azután továbbítja a jelzést a hívó központig, ahol ismerik a hívó fél azonosságát.

Sok más megoldást lehet elképzelni, de mind drága és nem univerzális. A bejövő regiszternek módjában áll megkérdezni a kezdeményező központ regiszterét (távhívás esetén is), hogy adja meg a hívó fél számát és kimutatást készítsen a jogosult hívott állomás felé irányuló hívásokról pl. egy szalagíró segítségével.

Végeredményben leghelyesebb eltekinteni a rosszakarátú hívások azonosításának szolgálatától. A rosszakarátú névtelen levelek felderítésére sincsen mód.

Kategorizálás

Az alábbiakban néhány olyan jellegzetességet ismertetünk, amelyeket a modern telefontechnika lehetővé tesz.

Az automatikus távhívás bevezetésével — főleg többszörös számlálás esetén — kívánság lehet az ilyen hívások megakadályozása. A 7A2 rotary rendszerben megvan ez a lehetőség (a számláló jelfogó 6 V-ra van kapcsolva föld helyett), de ez teljesen kizárja, hogy a készüléket ez esetben ilyen célra használni lehessen. Ha a készülék már billentyűzettel van ellátva és egy külön billentyű szolgál az automatikus távhívás jelzésére, akkor biztonsági kulccsal az ilyen billentyű használatát tetszés szerint meg lehet akadályozni (elektromosan vagy mechanikusan elreteszelve).

Minden előfizetőnek van egy rekesze abban a tárolóban, amely az előfizetői fokozat markeréhez tartozik. Ebbe be lehet írni bármilyen jellegzetességet, amelyek az előfizetőre vonatkoznak és amelyeknek a központ működésére, ill. a szolgáltatásokra hatása van. Ennek a tárolórekesznek szerepe van mind a kezdeményezett, mind a fogadott hívásoknál. Ilyen jellegzetességek: bizonyos korlátozások (pl. a fentebb említett eltiltás automatikus távhívások kezdeményezésétől), felhívhatóság megakadályozása pl. éjjel 11 óra és reggel 7 óra között, ikerállomás jelzés, PBX csoport tagjának jelzése, PBX csoport hívó szám jelzése, üres vonal, kikapcsolt vonal, ugyancsak a már említett megkülönböztető jel a számjegyek beküldése módjára, rövidített tárcsázásra jogosultság stb.

Mód van arra is, bár költséges a megoldása, hogy bizonyos állomások felé történő hívások esetén a számlálás nem a hívó felet, hanem a hívottat terheli. Ilyenek pl. mozi, színház vagy sportlétesítmények jegypénztárai felé irányuló hívások. Erre azonban nálunk nincs szükség.

Díjelszámolás

A modern díjelszámoló rendszerben mindenféle kapcsolás díja a távolság függvényében a hívó előfizető számának periodikus rögzítésből áll. Helyi kapcsolásban a rögzítés legritkábban, távhívások esetében a távolságtól függően egyre sűrűbben történik. Ennek a sűrűségnek a díjrögzítő berendezés szab határt. A díjrögzítés mágneses szalagon történik, amelynek ismert kapacitása 200 sor cm-enként, soronként 7 vagy több bittel. Ez meghatározza, hogy bizonyos szalaghossz adott előfizetői szám mellett mennyi ideig elégséges. Egy nagy központ 1-nél több szalagrögzítővel működhet. A telt szalagokat közös feldolgozó centrumban szállítják, ahol elektronikus számítógép kiküldésre kész számlákat állít elő és egyidejűleg a Posta számára értékes statisztikákat készít.

Minthogy a szalagon a dátumon kívül az idő múlása is rögzítésre kerül, pl. percenkint (a percenkinti rögzítés a szalag hosszát kb. 1%-kal hosszabbítja csak meg), lehetővé teszi, hogy reklamáció esetén bármelyik előfizető számára részletes kimutatást lehet készíteni, hogy mikor mennyi és milyen sűrűségű számlálást történt.

Szalagíró helyett ismeretes olyan díjelszámoló rendszer, amelyik kis ferrit gyűrűkön tárol úgy, hogy minden előfizetőnek tároló rekesze van, pl. 16 gyűrűvel (64 000 alapidj számlálására), amelyet minden számláláskor kiolvasnak és eggyel megnövelve újra beírják. A havonta történő kiírás igen egyszerű, de nincs mód a számlálások időpontjának meghatározására és ez elég nagy hátrány.

Várható, hogy idővel a nagytávolságú beszédcsatornák számottevően olcsóbbodnak (műholdak, tengeralatti kábelek, üvegszálak vezetékek stb.), a legdrágább összeköttetés sem fog többé kerülni percenkint mint pl. az alap díjtétel 10–15-szöröse. Ez azért fontos szempont, mert alacsonyan lehetne tartani az alap díjtételt és minden helyi kapcsoláson 1 percenkint lehetne számlálni. Minthogy a hibás kapcsolások számát még sokáig a helyi központok fogják meg-

tározni és a helyi hívások száma egy-két évtizedig az összhívásszám 80–90% lesz, a téves hívások ugyanilyen %-ban helyi hívások esetén fognak jelentkezni. Percenkinti számlálás esetén egy téves kapcsolás csak 1 perc díjába kerülne (a tervezett 3 perc helyett) és az előfizetők könnyebben belenyugodnának az ilyen kapcsolásokkal járó bosszúságokba.

A még távolabbi jövőben a számlálás megszűnésével és átalány-árak bevezetésére számíthatunk.

Videofon

Ha a beszélő felek egymást láthatják, akkor ez a körülmény a telefonszolgáltatás értékét nagyban emeli. A ma meglevő hálózat és kapcsoló központok azonban gátját képezik e szolgáltatás elterjedésének. A TV-vel összemérhető minőségű arckép közvetítéséhez több mint 1 MHz szélességű sáv átvitelére van szükség, és e célra talán a cross-bar típusú központok alkalmasak, de a rotary központok nem; a trunkhálózat 4 kHz-es sávjaival nem tudja továbbítani, az előfizetői vonalak karakterisztikáján pedig erősítők közbeiktatása sem segítene. Egyébként is rendes telefonforgalomban való használatkor kétirányú képátvitel kellene. Mindezekről eltekintve a költségek olyan nagyok, hogy ilyen típusú videofon szolgáltatásról belátható időn belül le kell mondanunk, de valószínűleg az átlag előfizetőknek nincs is szüksége rá.

Hasznos lehet azonban egy ilyen szolgáltatás szűkebb körű konferenciák tartására pl. minisztériumban vagy üzemben, vagy akár városon vagy országon belül is. Gyorsabban lehet döntéseket hozni és a tanácskozás összehívásának idejét meg lehet takarítani. Legcélszerűbb e feladat ellátására külön hálózatot biztosítani, és minthogy az éppen beszélőnek nem kell önmagát látnia, ezért egy csatorna elegendő egy-egy készülék és a konferenciát irányító centrum között, és kapcsoló berendezéssel lehet átváltani vételről adásra és vissza. Mivel ilyen szolgáltatást ellátó kábelhálózat, valamint a készülékek függetlenek a telefonközponttól, ezért a szolgáltatás további ismeretét mellőzzük.

Telefonálás mozgó járművekről

Egy URH adó-vevő be tudja sugározni egy nagy város területét és kétirányú beszéd lehetőséget biztosít számos mozgó jármű számára. E szolgálat jellemzői, hogy a készülékek készenléti állapotban vannak. Bármelyik tudja hívni az URH adóközpontot és ezen keresztül beszélhet bármelyik másik járművel; a központi kezelő hozza össze a feleket. A kezelőnek módjában áll egy városi előfizetői vonalon keresztül létrehozni mind helyi, mind interurbán hívásokat. A kezelő a járműveket szelektíven tudja hívni kódolt hangfrekvenciás jelzésekkel. A beszélgetések nem titkosak és egyszerre csak egy kapcsolat állhat fenn. Ez a szolgáltatás ilyen formában egyes célokra (pl. rendőrség) megfelel, de nem tekinthető valódi telefonszolgáltatásnak. Természetesen az URH adó több beszédcsatornát sugározhat és mindegyikre néhány jármű-készülék állítható rá.

Ma már vannak olyan berendezések, amelyek szabályos telefonszolgáltatást tudnak biztosítani több jármű számára is. Az URH adó-vevő által nyújtott kettős beszédcsatornák ideális csoportot képeznek és beszédsvon kívüli jelzőcsatornával rendelkeznek. Minden készülék ki van egészítve elektronikus kereső áramkörrel. A jelző csatornák segítségével megoldható, hogy egyszerre csak egy készülék igényelhet kapcsolást és ha a központ által kijelölt csatornát igénybevette, az összeköttetés titkossá válik. (Minden készülék rendelkezik a csatornára hangolt áramkörrel és a vezeték nélküli kapcsolás lényegéből következik, hogy más ugyanerre a frekvenciára és sávra ráálló külön készülékek számára a kapcsolás nem titkos ugyanúgy, mint egy közönséges telefonbeszélgetés is lehallgatható titkossága ellenére.) A hívó fél tárcsázási hangot kap és billentyűzet segítségével beküldi a regiszterbe a kívánt előfizetői számának számjegyeit. [Tárcsázni nem lehet a légköri zavarok miatt, ellenben a kódolt (5) hangfrekvenciás számküldés biztonságos.] A kapcsolást a hívó előfizető tartja a készülék-központ irányú jelzőcsatornán. A hívott fél lehet egy másik jármű is.

Ha a központ hív, akkor a központ — készülék irányú jelzőcsatornákon kódolt formában megjelenik a kívánt készülék hívószáma. A készülékek nyugalmi állapotban e jelzőcsatornákra vannak kapcsolva és felismerik saját hívó kombinációjukat. A központ ekkor csak arra az egy csatornára ad szabad jelzést, amelyen a kapcsolandó hívás van és ezt most a kívánt készülék megkeresi.

A fenti ismertetés csak vázlatos és mindössze annak illusztrálására szolgál, hogy milyen elvek alapján képzelhető el az ilyen szolgáltatás. Az egyes készülékek drágák annak ellenére, hogy túlnyomórészt IC-kből állíthatók össze. Egy átlagos autótulajdonos ma még nem igényelheti az ilyen készülékeket. (Ha sürgős beszélője van, a kocsiával hamar talál egy pénzbedobó készüléket! Ha pedig őt keresik, arra egyszerűbb megoldás is van, amelyről a következő pontban lesz szó.)

A telefoniában fejlett tőkés világban az autotelefon elterjedőben van, nem is annyira szükségessége miatt, mint inkább reprezentációs okokból. A rendelkezésre álló URH sáv szélessége korlátozza amúgy is az ilyen készülékek számát. Tehát nálunk csak speciális célokra (katonaság, rendőrség, taxi stb.) lesz rá szükség az elkövetkező évtizedekben. Sokkal fontosabb a 20%-os telefonsűrűség elérése!

Személyhívás

Növekvő igény jelentkezik olyan készülékekre és központi berendezésre, amelyeken keresztül hívó jellel meg lehet keresni ismeretlen helyen tartózkodó személyeket nemcsak egyazon városban, hanem más olyan helyeken is, ahol ilyen berendezés működik.

A hívható személyeknél cigarettatárcánál nem nagyobb készülék van, amely venni tudja egy vagy több URH adását. Az adó olyan sáv szélességben sugároz, hogy abban egymástól viszonylag távol 20–24 hangfrekvenciás jelzőcsatorna helyezhető el. Az igényeknek megfelelően az adó egyidejűleg pl. 4 hangfrekvenciás jelzést sugároz. [A hívható személyek száma a példaképpen említett adatok esetében $\binom{20}{4} = 5000$, ill. $\binom{24}{4} = 10\,000$ nagyságrend körül van.]

A vevő antennából, nagyfrekvenciás és hangfrekvenciás erősítőkből áll, majd 4 hangolt szűrőből, továbbá egy és kapuból, amelynek kimenetén akkor jelenik meg jel, ha a szóban forgó készülékben elhelyezett 4 szűrő egyidejűleg kapja a megfelelő jelzőfrekvenciákat. A fenti áramkörök mind IC típusúak, csak a kapuból kijövő jelet kell felerősíteni oly mértékben, hogy eléggé észlelhető jelzést idézzen elő.

A hívást kezdeményező fél felhívja az adóállomást, megadja saját számát és a keresett személy készülékének 4 számjegyű azonossági számát. Az adó azután a hívó jelet egypárszor kisugározza. A hívott személy a hívó jel hallatára felhívja a legközelebbi nyilvános állomáson az adóállomást és megtudakolja, hogy ki keresi.

*

A fentiekben — mint azt előljáróban már említettük — azokkal a meglevő és elképzelhető szolgáltatásokkal foglalkoztunk, amelyeknek fejlesztése ma a telefon-szakemberek aktuális feladata. Természetesen az elektronikus eszközök használata még számos más — ma még nem ismert — szolgáltatást is képes lesz nyújtani.

Az azonban mindenképpen biztos, hogy azok a százvezredek, akik nálunk ma még hiába várakoznak a telefon bevezetésére, megelégednének a központok mai szolgáltatásaival, feltéve, hogy az azokkal szemben támasztott szokásos követelményeknek megfelelnek.

Mindezen szolgáltatások bevezetése helyett elsőrendű fontosságú azonban távbeszélő hálózatunk mielőbbi gyökeres rekonstrukciója és az igen nagy számú várakozó távbeszélő állomásának bekapcsolása.

SZEMLE

Az RCA szerint a CMOS-építőelemek a kis fogyasztásuk, a nem szabályozott teljesítmény-hozzávezetés iránti közömbösségük és nagyfokú zaj-immunitásuk miatt legkésőbb 1976-ig csaknem minden területen (a nagy adatfeldolgozó berendezések kivételével) ki fogják szorítani a TTL-építőelemeket.

A CMOS-építőelemek — egy kapura vonatkoztatva — ugyan jelenleg még drágábbak, de egy berendezés összköltségei szempontjából ugyanannyi ráfordítást igényelnek, ha ugyan nem olcsóbbak is a TTL-nél. A CMOS-áramkörök alkalmazása bizonyos berendezésekben az áram-hozzávezetéshez és a szétcsatoláshoz (leválasztáshoz) szükséges építőelem-költségeket egytizednél is kevesebbre csökkentheti. (Electronics Weekly, 1972. 604. sz.)

Javul a színes televíziókép felbontása, ha a képernyőhöz közelebb hozzuk az elektronsugár-forrást. Ezt használja ki Sony a trinitron-cső fejlesztésénél az aperturarács az eltérítőtékercs, az elektronlencsék és elektronprizmák tökéletesítésén kívül. A cég 1968-ban nagy sikerrel hozta piacra ezeket a képcsöveket; úgy becsülik, hogy belőlük azóta több mint 2 millió darabot építettek be a színes tv-vevőkészülékekbe. A Sony most új, széles látószögű, 114°-os eltérítésű színes trinitron-képcsövet hozott forgalomba; sőt már be is építette ezt a 18 hüvelykes (45,72 cm-es) csövet a TVKV 1813 típusú új színes tv-készülékekbe. (Japan Electronic Industry, 1972. 19. k. 8. sz.)

Kétkapú modellezése nullátor és norátor felhasználásával

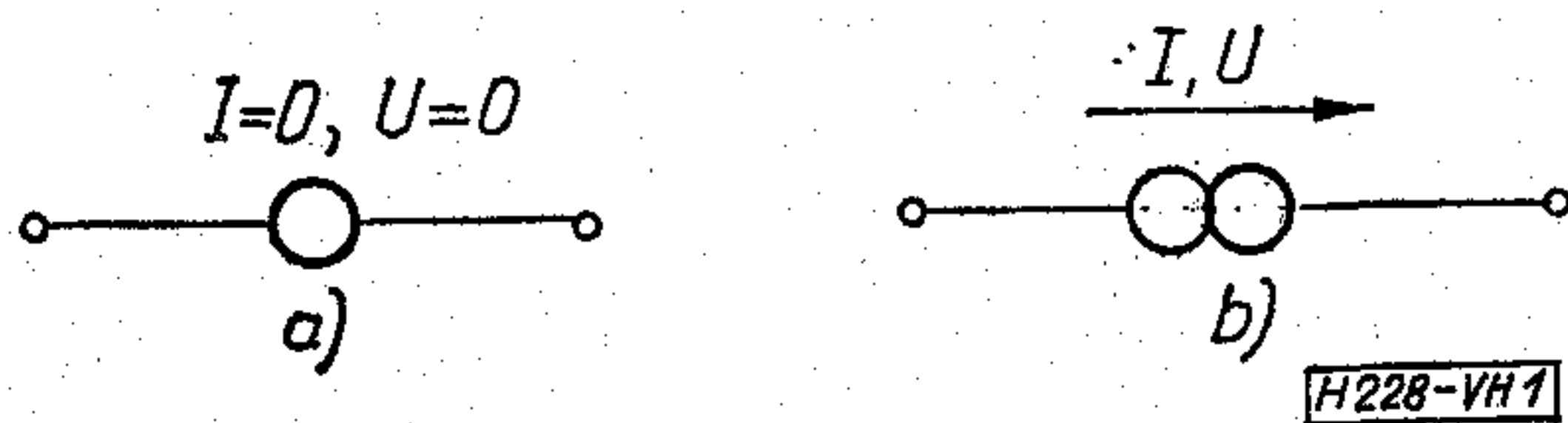
ETO 621.372.22.001.24

Az utóbbi években számos munka [1, 2, 3] foglalkozik vezérelt generátorokat tartalmazó és más extrém paraméterű kétkapunak nullátor és norátor felhasználásával történő modellezésével. Az ilyen modellek lehetővé teszik a hálózatok topológiai módszerekkel való számítását és számítógépes programozás útján a megoldást.

A következőkben olyan eljárást közlünk, amellyel tetszőleges paraméterű lineáris kétkapú modellje megadható.

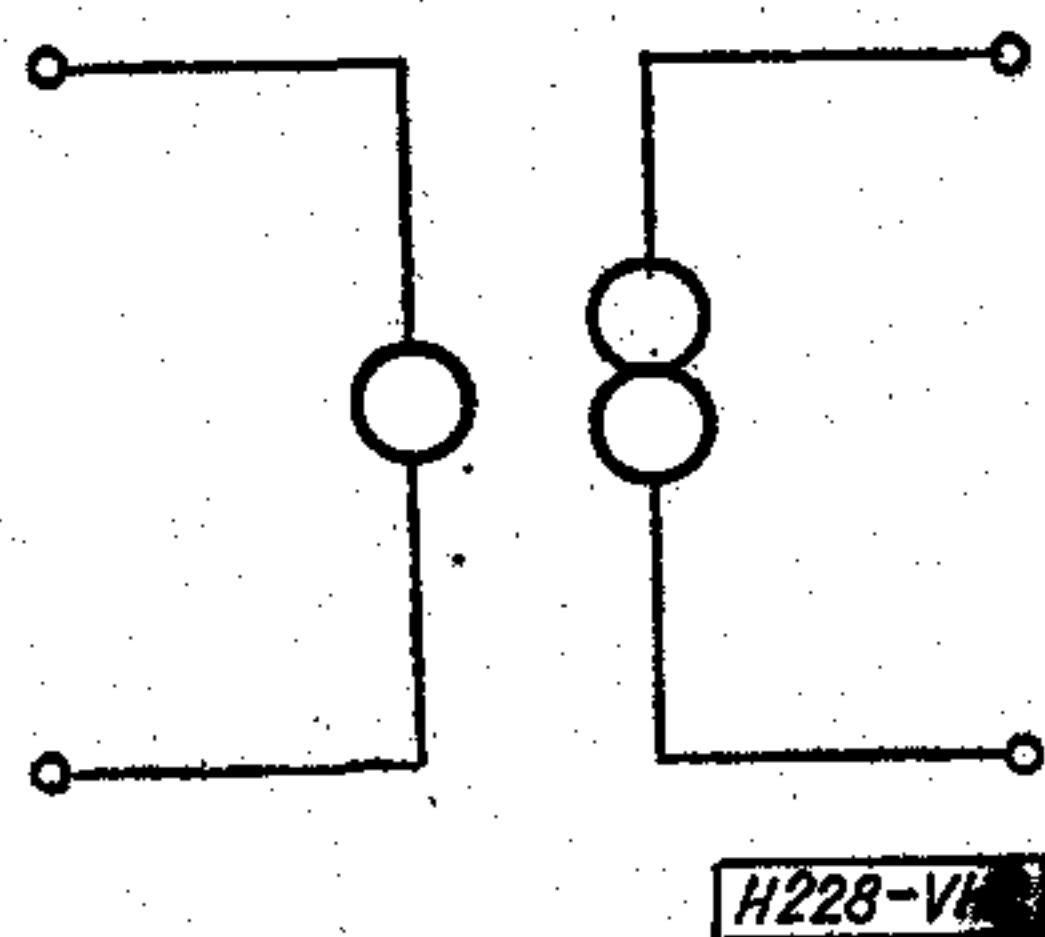
A nullátor és a norátor fogalma

A nullátor olyan kétpólus, amelynek árama és feszültsége zérus. Jelölését az 1a ábrán tüntettük fel. A norátor árama és feszültsége szempontjából semmiféle megkötést nem jelent. Jelölése az 1b ábrán látható.



1. ábra

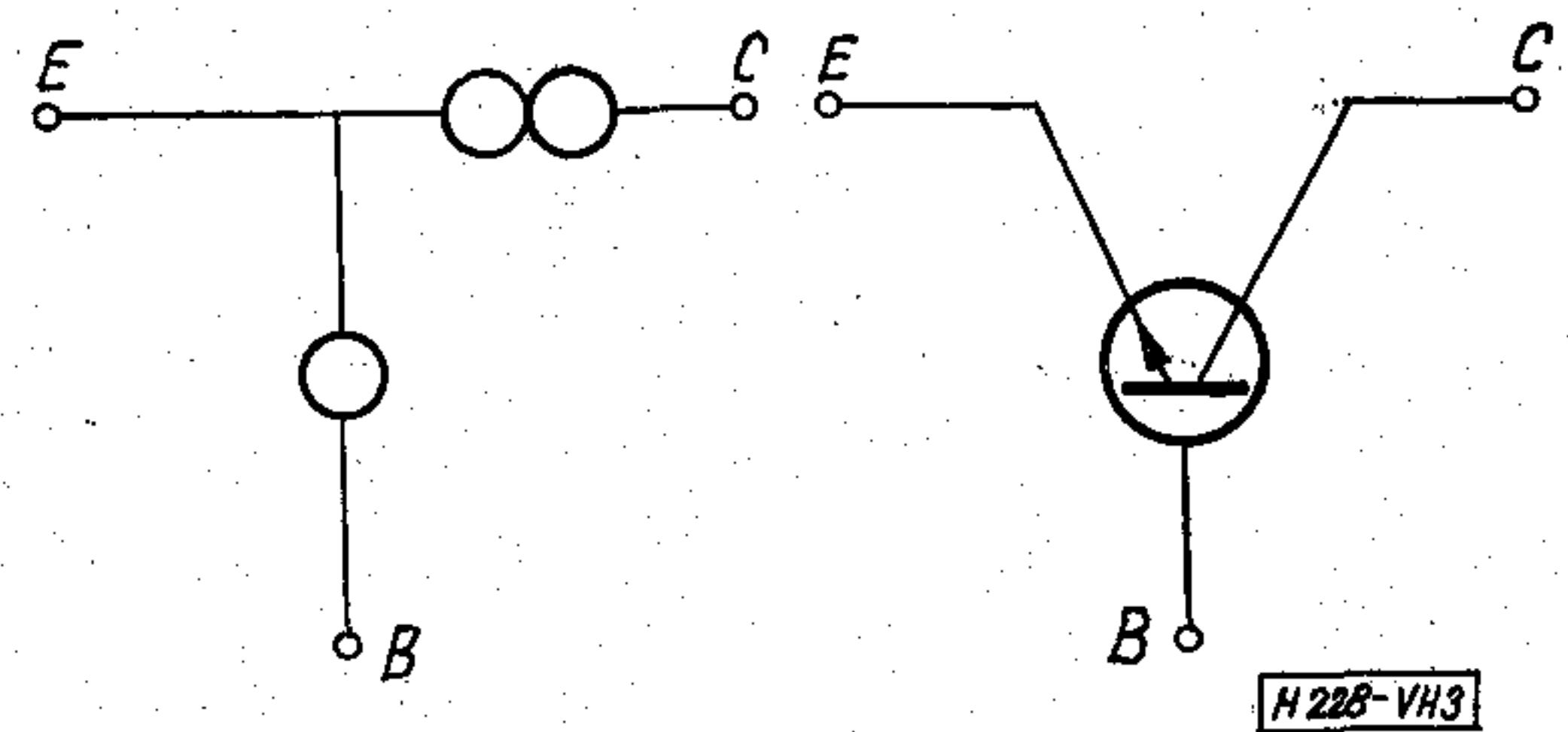
Egy hálózatanalízis feladat egyértelműen megoldható, ha a hálózatot alkotó kétpólusok árama és feszültsége között egy összefüggés adható meg. A nullátor viszont két megkötést jelent. Így nullátornak egy reális kapcsolásba történő beiktatása az analízis feladatot túlhatározottá teszi. A felírható független Kirchhoff-egyenletek száma ugyanis eggyel nő, míg a feszültségekre és az áramokra vonatkozó összefüggések száma kettővel. Egy norátornak a kapcsolásba történő beiktatása a felírható független Kirchhoff-egyenletek számát eggyel növeli, a feszültségekre és áramokra vonatkozó megkötések száma pedig nem változik. Vagyis egy norátor beiktatása a feladatot határozatlanná teszi. Amennyiben a beiktatott nullátorok és norátorok száma egyenlő, a hálózatszámítási feladat megoldható.



2. ábra

Nullátor és norátor összekapcsolásával nullort kapunk. A nullor olyan kétkapú, amelynek primer oldala nullátorhoz, szekunder oldala norátorhoz kap-

csolódik (2. ábra). A nullor az ideális tranzisztor modelljének tekinthető. Így a nullor közelítően tranzisztorral realizálható (3. ábra).

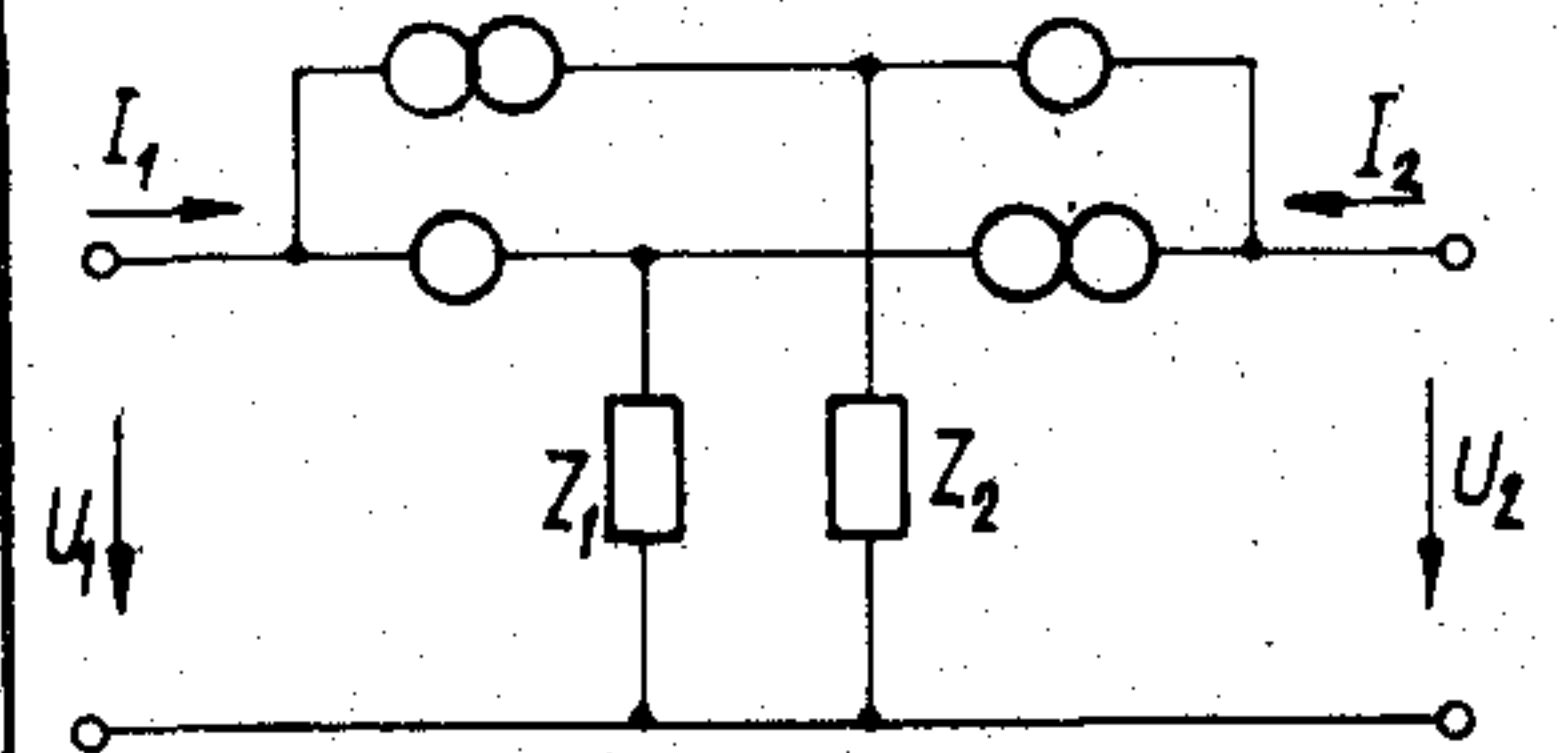


3. ábra

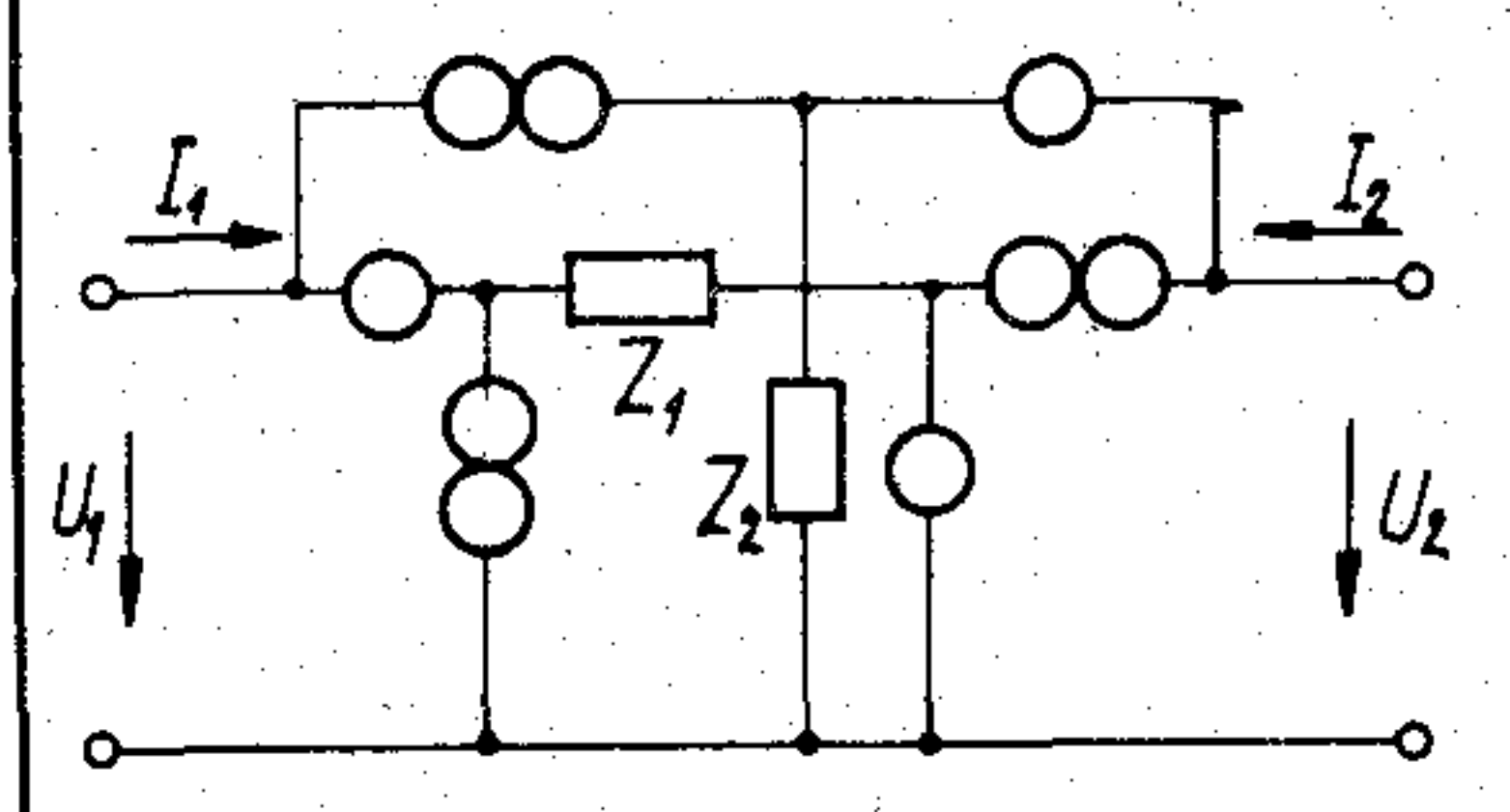
A kétkaput jellemző egyenlet

Helyettesítő kapcsolás

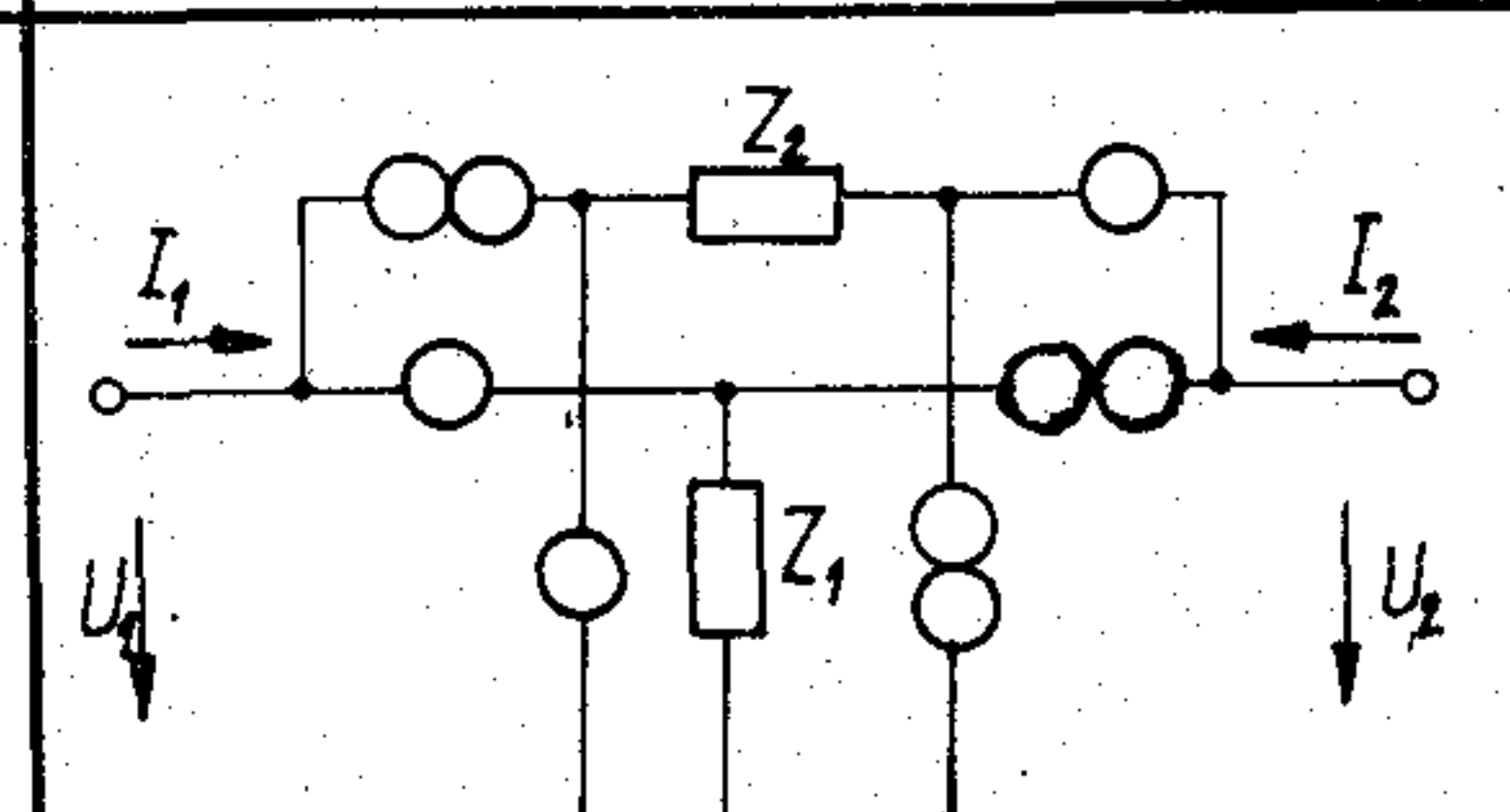
$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & z_{12} \\ z_{21} & 0 \\ 0 & y_{12} \\ y_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$



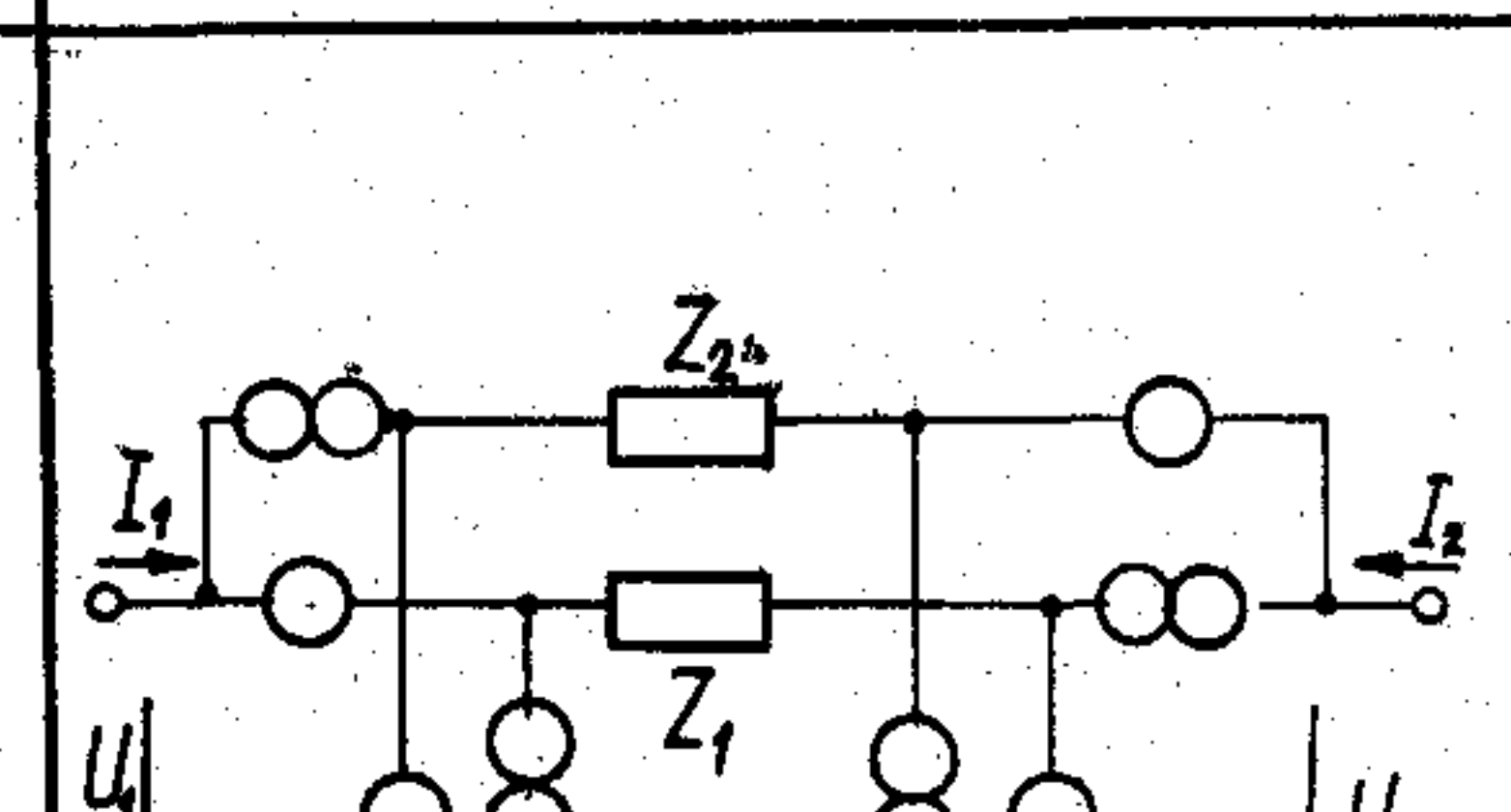
$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -z_{12} \\ z_{21} & 0 \\ 0 & y_{12} \\ -y_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$



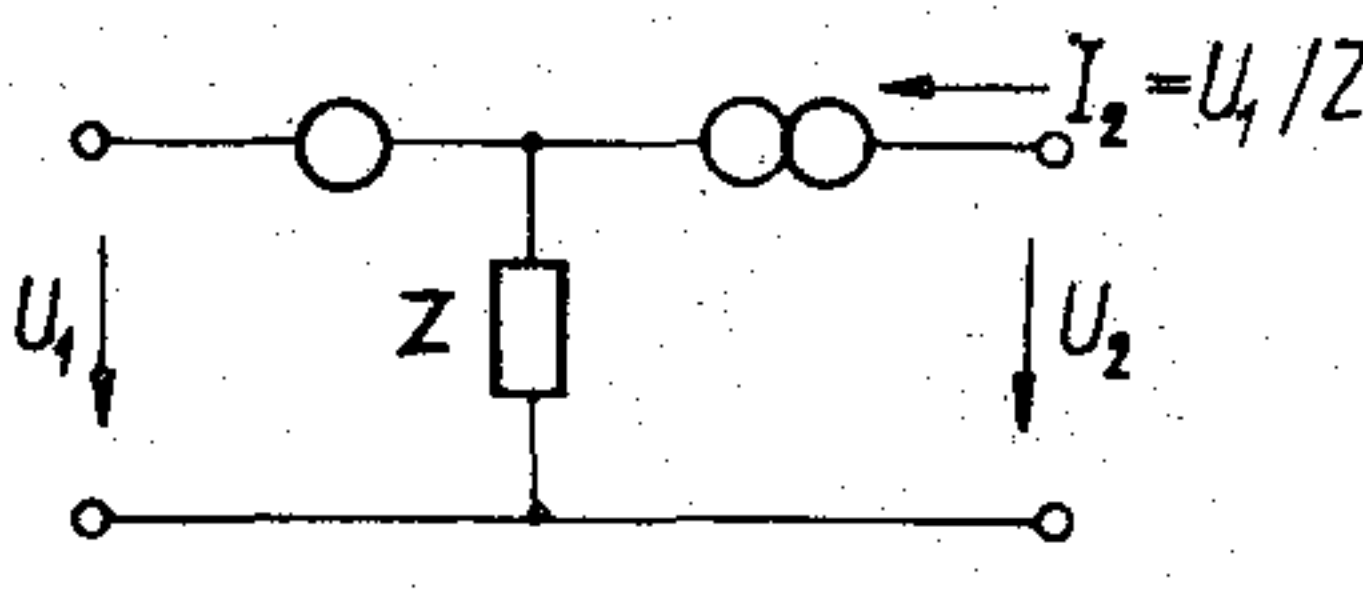
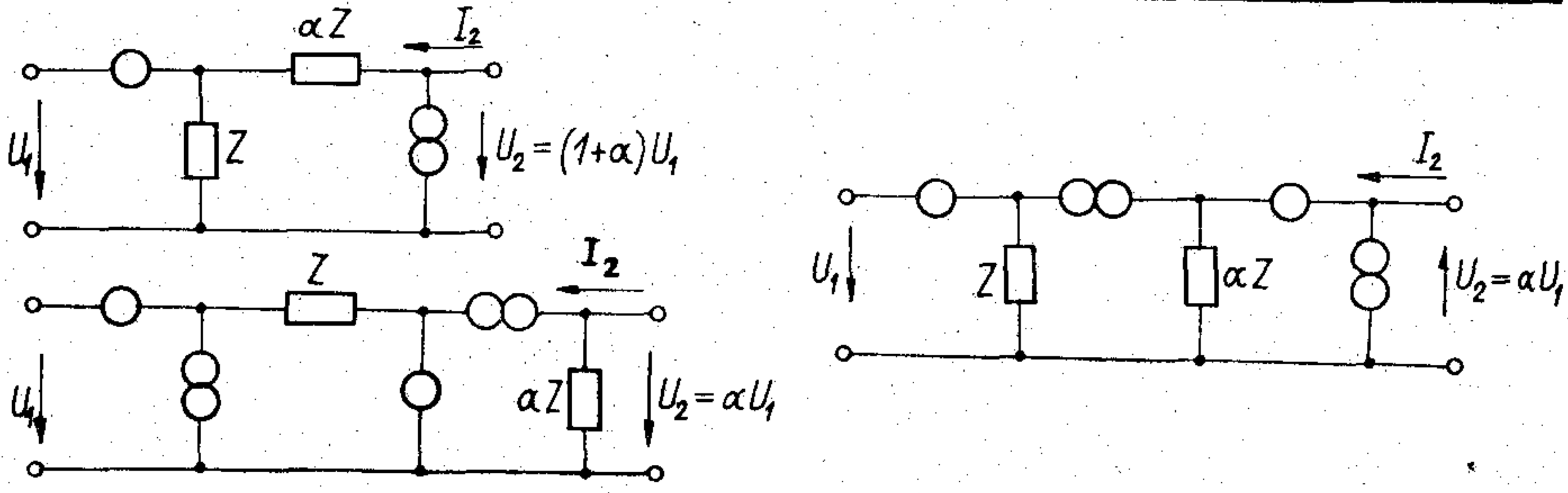
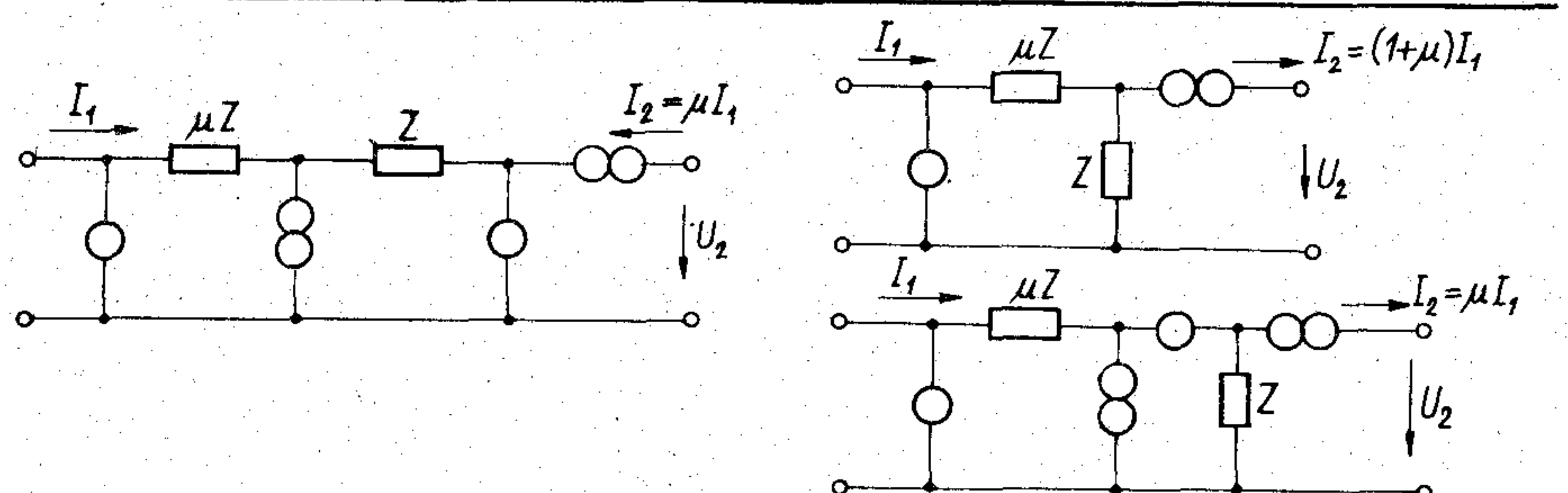
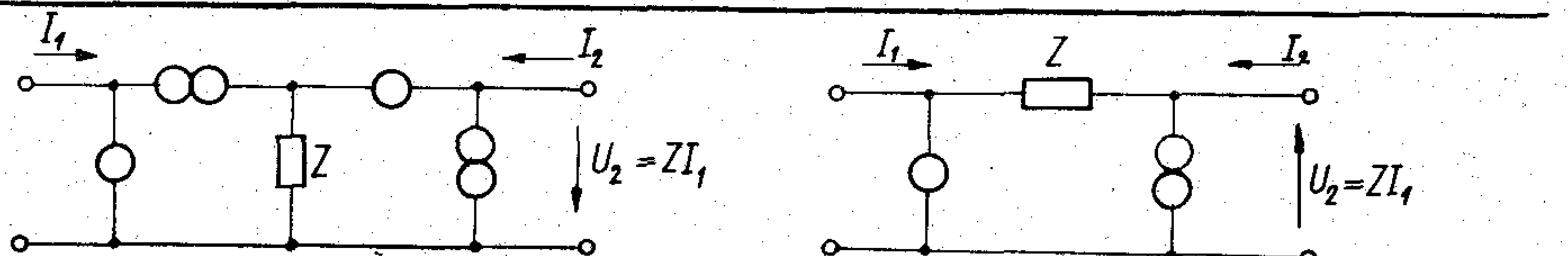
$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & z_{12} \\ -z_{21} & 0 \\ 0 & -y_{12} \\ y_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -z_{12} \\ -z_{21} & 0 \\ 0 & -y_{12} \\ -y_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$



5. ábra

Hegyzetes	Jellemzo egyenlet	Helyettesito kapcsolások
Feszültségvezérelt áramforrás	$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{Z} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$	
Feszültségvezérelt feszültségforrás	$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1+\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	
Áramvezérelt áramforrás	$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \mu & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1+\mu & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$	
Áramvezérelt feszültségforrás	$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Z & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	

4. ábra

6. ábra

Extrém paraméterű kétkapuk nullátort és norátort tartalmazó helyettesítő kapcsolásai

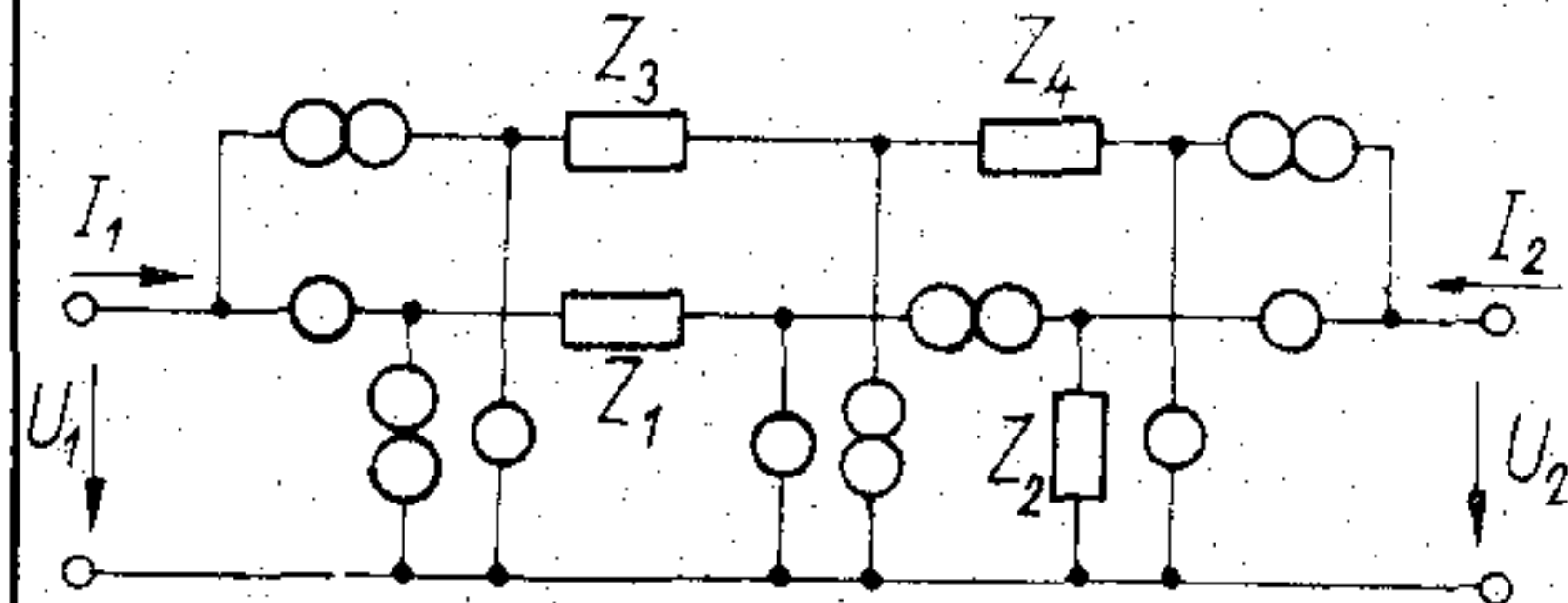
Ismereteseek az ideális vezérelt generátorok nullátort és norátort tartalmazó modelljei [1, 2]. Minden egyes típusra megtalálható olyan helyettesítő kapcsolás, amelyben a nullátor–norátor pár nullort alkot, tehát tranzisztorkal realizálható. A továbbiakban ezeket a kapcsolásokat fogjuk felhasználni. A 4. ábrán valamennyi típusra a szekunder oldali feszültség, ill. áram két, ellentétes vonatkozási irányú esetére adtunk modellt. (A modellezett hálózat számítása természetesen negatív valószínű impedanciákkal is elvégezhető.) A kapcsolási rajzok alapján könnyen meggyőződhetünk arról, hogy a feltüntetett összefüggések teljesülnek.

Az ideális vezérelt generátorok alapján olyan kétkapuk modellje is megadható, amelyek paramétermátrixában a főátló két eleme zérus (5. és 6. ábra). A helyettesítő kapcsolások mindegyike két olyan hálózatrészre bontható, amelyek a kapukhoz nullátorttal vagy norátorttal csatlakoznak. Ha egy ilyen hálózatrész mindkét kapuhoz nullátorttal kapcsolódik, akkor ez a bemeneti és a kimeneti feszültség között biztosítja az előírt kapcsolatot. Ha mindkét oldalon norátorttal csatlakozik a kapukhoz, akkor a két kapu árama között előírt összefüggés biztosítására szolgál. Ha az egyik kapuhoz nullátorttal, a másikhoz

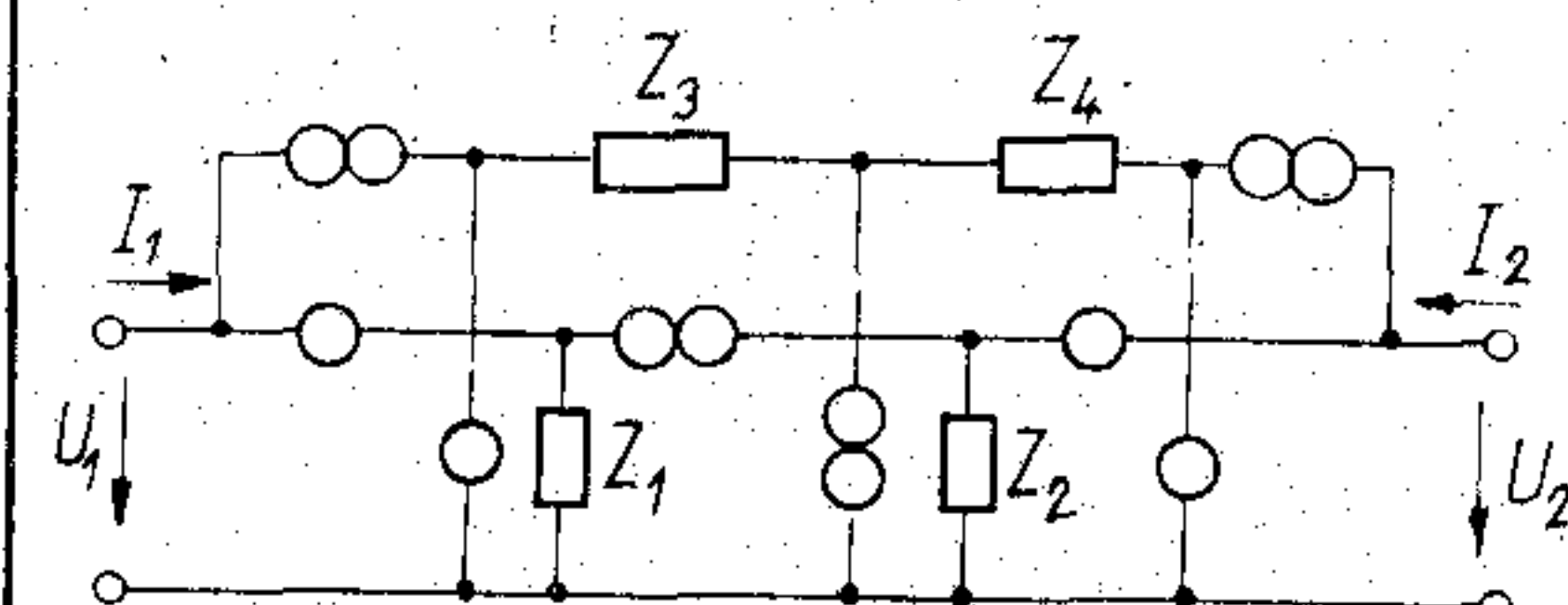
A kétkaput jellemző egyenlet

Helyettesítő kapcsolás

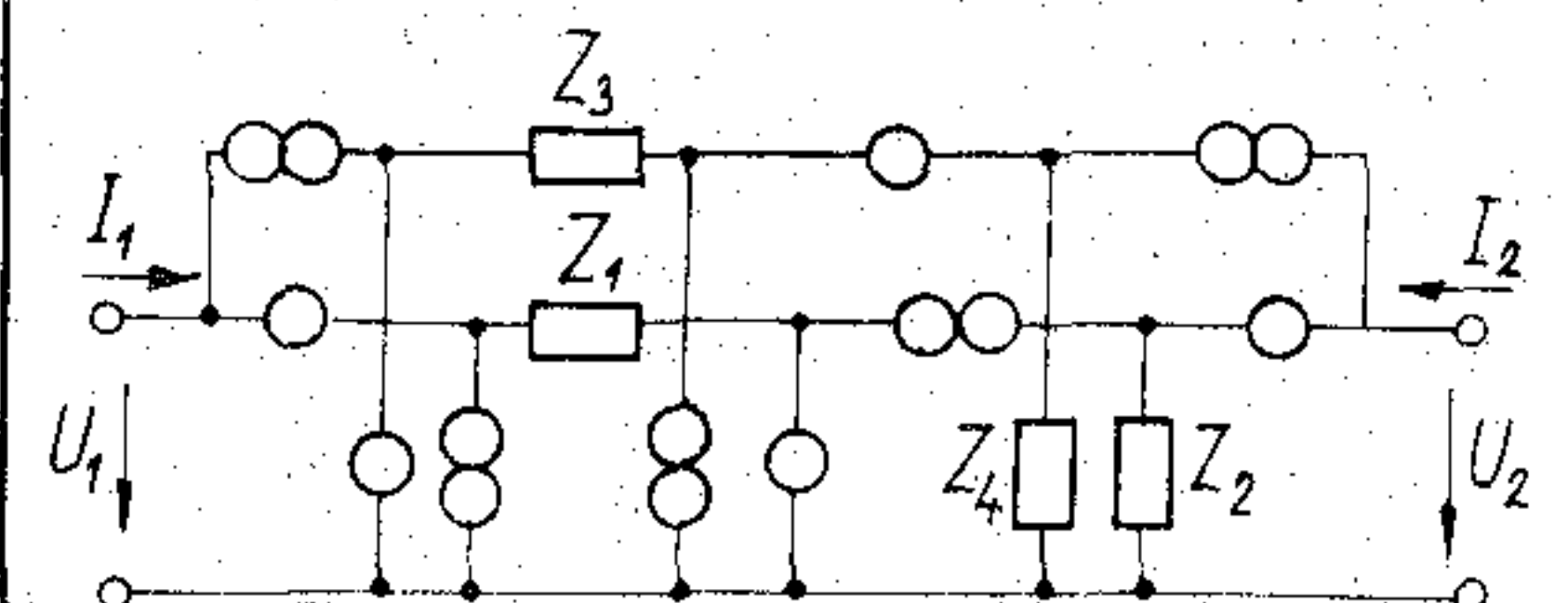
$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & h_{12} \\ h_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$



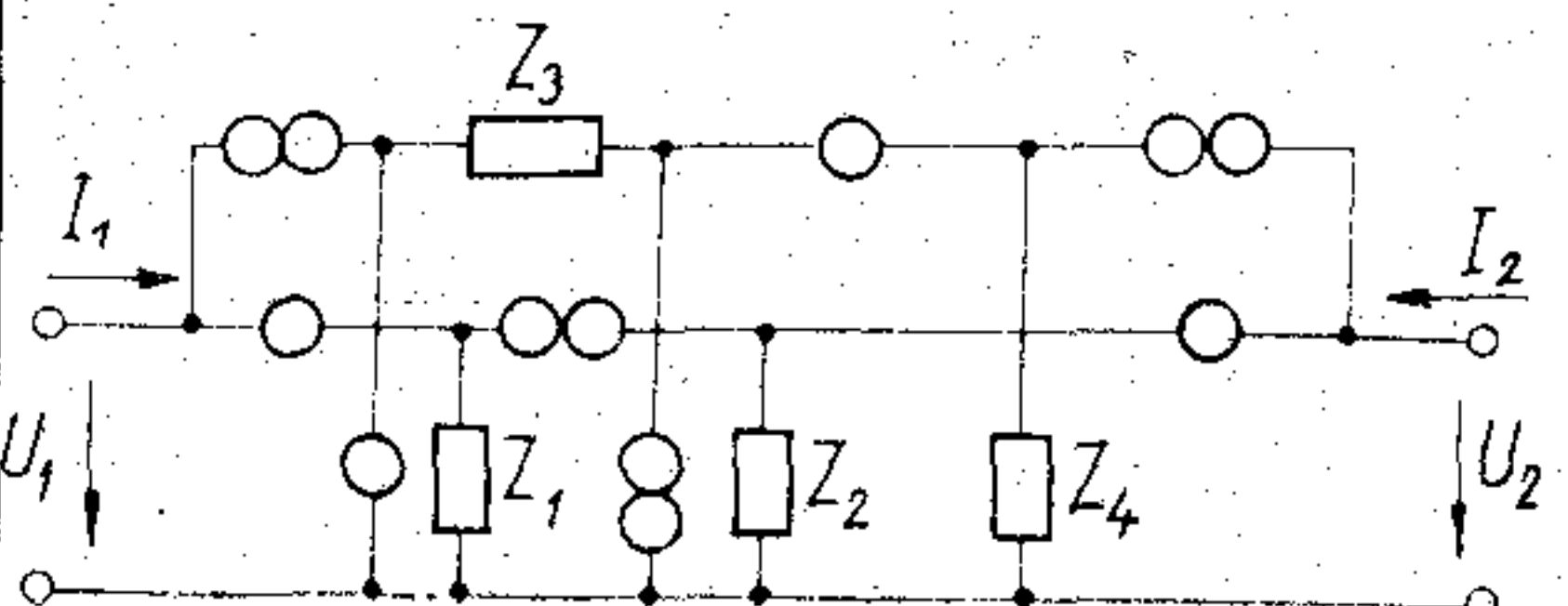
$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -h_{12} \\ h_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & h_{12} \\ -h_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -h_{12} \\ -h_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$



norátorral kapcsolódik, akkor az egyik kapun fellépő feszültség és a másik kapu árama közötti előírt kapcsolatot hozza létre. A kapcsolásokat a vezérelt generátorok modelljei alapján vázoltuk. Az 5. ábrán ennek alapján olyan kétkapuk nullátor és norátor alkalmazásával készült helyettesítő kapcsolását adjuk, amelyek impedancia-, admittancia-, lánc- és inverz láncparaméterei közül a főátlóban levők értéke nulla. Sorra vesszük azokat az eseteket, amelyben a zérustól különböző paraméterek mindegyike nem negatív, egyik vagy másik, ill. mindkettő negatív valós részű.

Az 5. ábrán feltüntetett kapcsolásokban az impedanciák az alábbi módon fejezhetők ki a kétkapuk paraméterekkel:

impedancia-paraméterekkel: $Z_1 = z_{12}$; $Z_2 = z_{21}$;

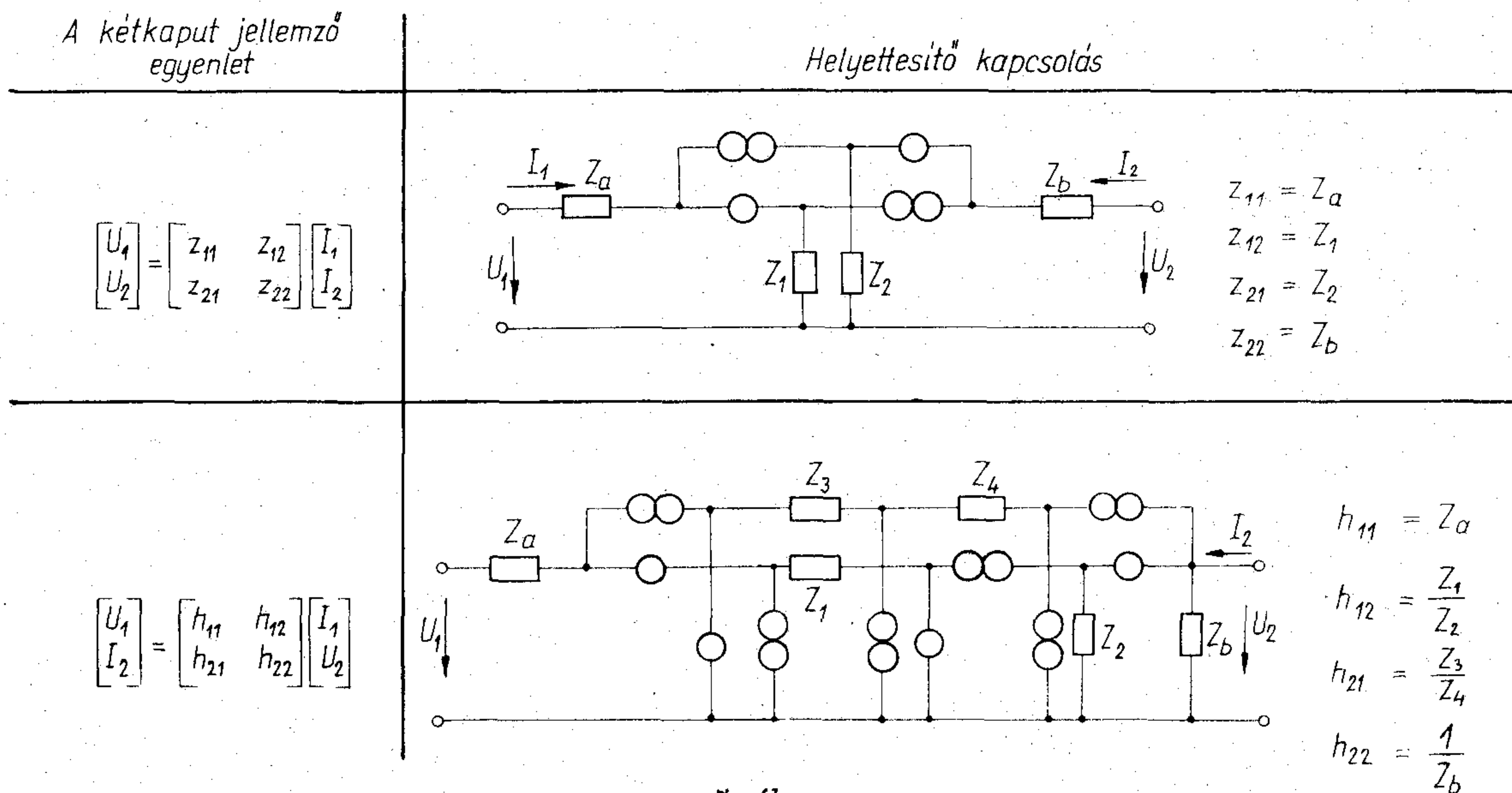
admittancia-paraméterekkel: $Z_1 = \frac{1}{y_{21}}$; $Z_2 = \frac{1}{y_{12}}$;

láncparaméterekkel: $Z_1 = a_{12}$; $Z_2 = \frac{1}{a_{21}}$;

inverz láncparaméterekkel: $Z_1 = \frac{1}{b_{21}}$; $Z_2 = b_{12}$.

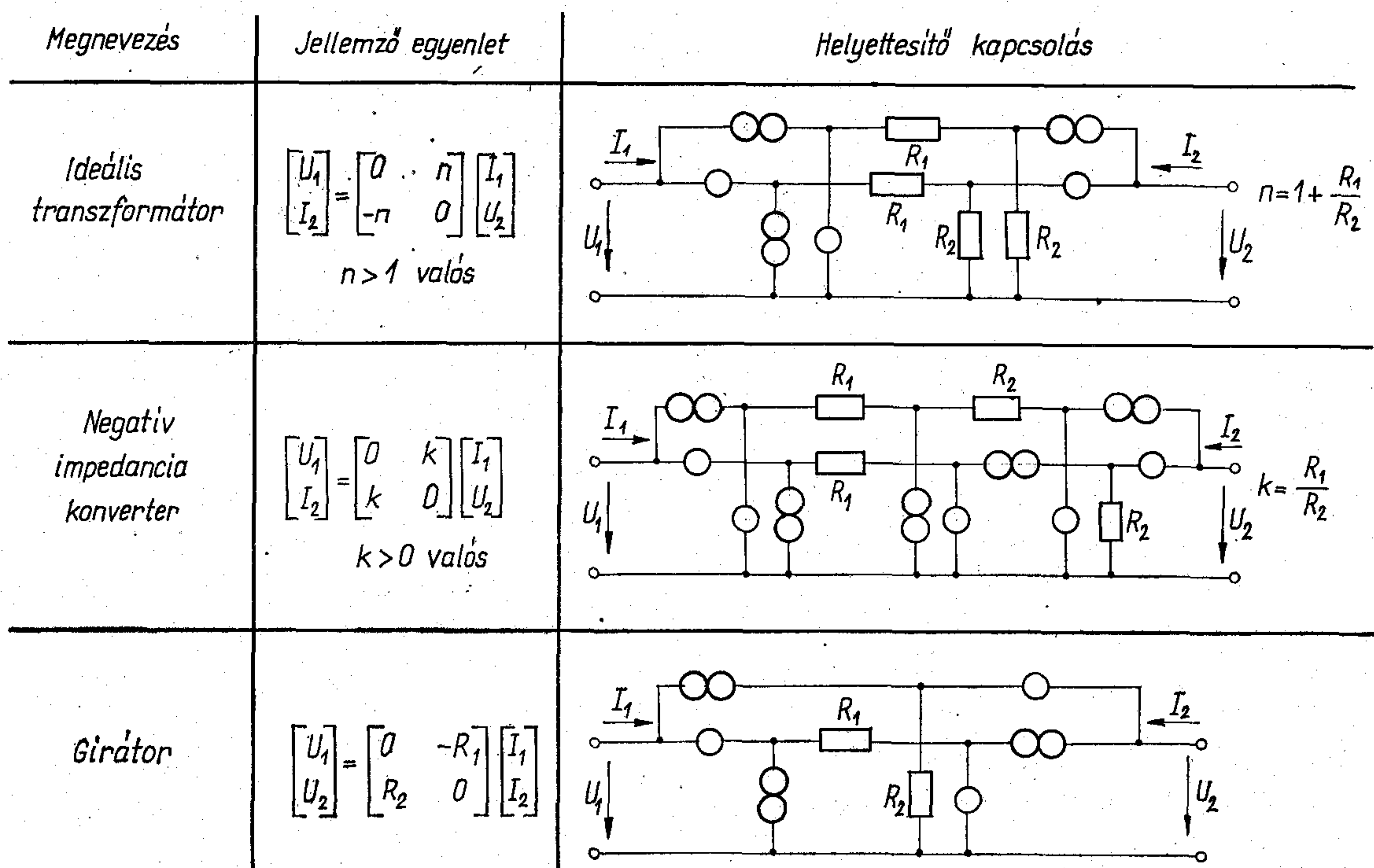
Hasonlóképpen adja meg a 6. ábra a hibrid paramétereivel jellemzett kétkapuk néhány modelljét. A kapcsolásokban $h_{12} = Z_1/Z_2$ és $h_{21} = Z_3/Z_4$.

Az 5. és 6. ábrán vázolt modelleken kívül számos más, ezekkel egyenértékű nullátort és norátort tartalmazó kapcsolás is megadható.



7. ábra

H228-VH7



8. ábra

H228-VH8

Kétkapuk modelljei

Az 5. és 6. ábrán látható (vagy más, ezekkel egyenértékű) modell felhasználásával könnyen megadható az impedancia-, admittancia- vagy hibrid paramétereivel jellemzett kétkapú helyettesítő kapcsolása. Ugyanis a főátlóban szereplő nem negatív valós részü elemeknek megfelelően a primer és a szekunder oldalon egy sorosan vagy párhuzamosan kapcsolt immittancia berajzolásával az előírt paraméterekkel jellemzett modellt kapjuk. Példaként a nem negatív valós részü impedancia-, ill. hibrid paramétereivel jellemzett kétkapú helyettesítő kapcsolását a 7. ábrán tüntettük fel.

Az előbbiek alapján a 8. ábrán megadtuk az ideális transzformátor, a negatív impedancia konverter és a girátor modelljét. Megjegyezzük, hogy a girátor helyettesítő kapcsolása a [3] cikkben is megtalálható.

I R O D A L O M

- [1] Davies, A. C.: Nullator—norator equivalent networks for controlled sources. Proc. of IEEE, 1957. p. 722—723
- [2] Mitra, S. K.: Analysis and synthesis of linear active networks. Wiley, New York, 1969.
- [3] Galani, Z.—Szentirmai, G.: DC operation of three—transistor gyrators. IEEE Trans. on Circuit Theory, 1971. p. 738—739

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Az ipari vezérléstechnikában a reed-relé gyártói a számítógép alkalmazásának növekvő szerepét jelölik meg a 70-es években a reed-relék növekvő forgalma alapjául.

Az 1972-es 20...30 millió dollár körüli forgalomra vetítve 1975-ig évi 10%-os növekedést várnak. A legnagyobb növekedés a száraz reed-relék esetében jegyezhető fel. A higanynedvesítésű reed-érintkezők élettartama (a kapcsolások száma) és a kontaktusellenállás állandósága korlátozott, ezért a forgalom stagnálni fog.

A Grigsby—Barton, Inc. előrejelzése a reed-relé piacra kerüléséről 1975-ig (forgalom millió dollárban):

	1972	1973	1974	1975
Higanynedvesítésű reed-relék	5,0	6,0	5,0	3,8
Száraz reed-relék	31,0	38,0	45,0	55,0

Fellendülés tapasztalható a reed-relék vonatkozásában olyan stabil területeken, mint a telefontechnika, a vizsgálóberendezések és az irodagépek. Hogy a reed-reléket kompatibilissé lehessen tenni az integrált áramkörökhöz, a diszkrét reed-reléket dual-in-line házakban helyezik el, illetve elektro-mechanikus-optoelektronikus hibrid-kapcsolóelemeket fejlesztenek ki.

Általános az a nézet, hogy a szilárdtest-jelfogó nem mutatja majd a reed-relé előnyeit. Az egyes cégek véleménye erről a következő:

C. T. Clare and CO.: A miniszámítógépeknek az ipari szabályozástechnika területére való behatolása támogatja a reed-reléket. A folyamatszabályozó számítógépek piaca 1980-ig negkettőzödik. Tíz év alatt a szilárdtest-jelfogók talán előérbe nyomulnak, jelenleg azonban még túlságosan drágák.

Magnecraft Electric CO.: A reed-elemek értékesítését különösen a számjegy-vezérléstechnika támogatja.

Struthers—Dunn. Ind.: A reed-relé alapelvein semmi sem változik, azonban házmódosításokra kell törekedni. A szerelstechnikát tökéletesítik, hogy a gyártási költségeket csökkenteni lehessen.

Grigsby—Barton, Inc.: Az az irányzat, hogy 2 reed-érintkezőt szerelnek egy házba. Ha az egyik érintkező meghibásodik, akkor a másik használható. A reed-relé magassága nem probléma. A minimális magasság kb. 7,0 mm. (KGM—MTTI információ, 1973. május.)

A szocialista országokban gyors ütemben fejlődik a számítógépgyártás, ezek az országok ugyanakkor a nyugati cégeknek is nagy felvevő piacot jelentenek.

Corábban a nyugati cégek csak licencet adtak el a szocialista országoknak: a franciák Magyarországnak és Romániának adtak el kisszámítógép-licencet; az ICL 1900-as sorozatának licencét Lengyelország vásárolta meg, a Honeywell—Bu licencét Csehszlovákiában, a Fujitsu licencét pedig Bulgáriában alkalmazzák.

A szocialista országok teljes számítógép-sorozatát első alkalommal Moszkvában, komplett kiállítás keretében mutatták be. A közös sorozat részeként kifejlesztett egységek gyártásáért egy-egy ország felelős, ezek másik ország piacán nem juthatnak jogtalan előnyökhöz. A saját gyártásra való törekvés mellett a szocialista országokban a berendezések alkalmazásának fejlődése területén viszonylagos lemaradás tapasztalható.

Az elmúlt évben a szovjet számítástechnikai külkereskedelmi vállalat, az Elektronorgtechnika Elorg néven Hollandiában vállalatot hozott létre: ebben Hollandia 35%-kal részesedik. Az új vállalat feladata a fejlett perifériák vásárlása és a Minsk berendezésekhez való illesztése. Nyugati szakemberek feltételezik, hogy a Szovjetunió ezekből a berendezésekből mintegy 1500 db-ot értékesített. A múlt évben az angol Digico cég vezetésével olyan rendszert fejlesztettek ki, amivel biztosítani lehet a Minsk berendezések kompatibilitását más berendezésekkel.

A nagy volumenű hazai kereslet ellenére a szovjet gyártók várhatóan megpróbálják a berendezéseiket nyugati országokban is értékesíteni. Azokon a piacokon, ahol a legújabb technológia nem elsődleges, a szovjet gyártók kellemetlen meglepetéseket okozhatnak. (Economist, 1973. április 21.)

Az AEG-Telefunken teljesítménydiódáinak programját az igen rövid záróirányú feléledési idővel rendelkező D 520 S típusú nagyteljesítményű diódával egészítette ki. Az új építőelem alkalmazási területei a „gyors” kapcsolások, például nagyfrekvenciás inverterek és generátorok, mivel a tárolt töltéshordozó-mennyiség körülbelül tízszer kevesebb, mint normál teljesítménydiódák esetében. A D 250 S fontosabb adatai a következők;

- maximálisan megengedett periodikus csúcsfeszültség: 1000...1600 V;
- maximálisan megengedett effektív nyitóirányú áram: 500 A; tárolt töltéshordozó-mennyiség: 20 μ As ($i_F = 500$ A, $di/dt = 25$ A/ μ s, $T_J = 25$ °C esetén).

A szintén új D 240 típusú nagyteljesítményű diódát mindkét polaritásban gyártják, miáltal hídkapcsolások nagyon egyszerűen megvalósíthatók. Különösen folyadékkal hűtött sínekre történő felépítés tesz lehetővé azonos műszaki adatú, de ellenkező polaritású diódák alkalmazásánál lényeges megtakarításokat.

Alkalmazási területeik: hegesztés- és galvanotechnika, akkumulátortöltő-berendezések stb., illetve általában olyan feladatok, ahol a nagyáramú technika problémáinak kedvező árú, de műszakilag biztos megoldása szükséges. A diódák maximálisan megengedett periodikus csúcs-zárófeszültsége: 100...700 V a maximálisan megengedett 400 A-as effektív nyitóirányú áram esetén. (Radió Elektronika Schaw, 1972. 43. k. 5. sz.)

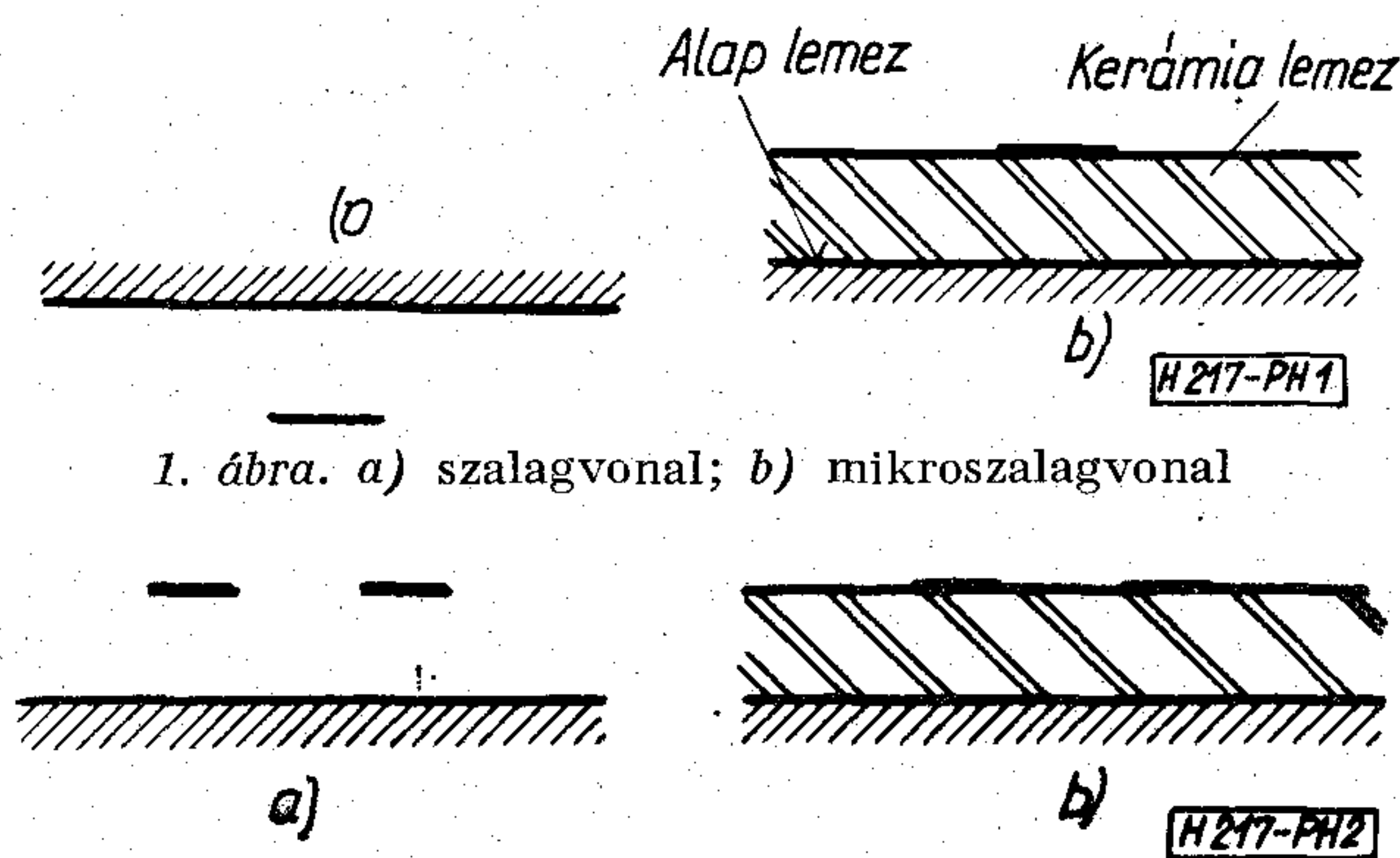
Mikroszalag tápvezetési kivitelű sávszűrő tervezése

ETO 621.372.826:621.372.852

A mikrohullámú berendezések fejlesztésénél célul tűzik ki, hogy a berendezés méreteit és elkészítési költségeit csökkentsék, valamint növeljék a megbízhatóságát. Enyhébb előírásokkal rendelkező mikrohullámú áramköröknél ezt a célt elérhetik, azzal, hogy az áramkört integrált kivitelben készítik el. Az integrált kivitelű mikrohullámú áramkörök kerámia lemezre felvitt szalagvezetőkől vannak kialakítva. A kerámia lemez relatív dielektromos állandója 10-es és vastagsága 0,6—1 mm nagyságrendű. Az integrált kivitelben készített mikrohullámú áramkörök egyik fontos típusa a mikroszalag vonalak segítségével megvalósított sávszűrő. Az elmúlt években több irodalmi közlemény jelent meg, ahol olyan bonyolult mikrohullámú integrált áramköröket ismertetnek, amelyekben mikroszalag vonalakból kialakított sávszűrő található. Például egy ilyen közlemény K. M. Johnson [1] cikke, aki egy négyszerezőt ismertet. A mikroszalag vonalakból kialakított sávszűrőket olyan elrendezésekben szokták alkalmazni, amelyeket a homogén szalagvonalakkal már régebben megvalósítottak. Gyakran alkalmazott

A szalagvonal (1a ábra) vezetője és az alaplappja közötti teret levegő vagy dielektrikum homogénen tölti ki. Az 1b ábrán látható mikroszalag vonalban a dielektrikum a vezető és alaplapp közötti teret csak részben tölti ki. A vonalakban terjedő elektromágneses energia nagy része a szalagvezető és az alaplapp közötti térrészben tárolódik. A szalagvezető fölött csak az energia kisebb része található. Ez a hatás annál erősebben jelentkezik, minél szélesebb a szalagvezető. A szalagvezetőben terjedő elektromágneses tér hullámhossza függ attól, hogy milyen anyagban alakul ki a tér. A szalagvonalat kitöltő anyag dielektromos állandója mindenütt azonos, ezért az itt terjedő tér hullámhosszát megkapjuk, ha a szabadtéri hullámhosszat elosztjuk a szalagvonalat kitöltő anyag relatív dielektromos állandójának négyzetgyökével. A szalagvezető szélessége nem befolyásolja a hullámhosszat. A mikroszalag tápvezetékben az elektromágneses tér nemcsak a kerámiában, hanem a levegőben is terjed. Itt a hullámhossz kiszámításakor az úgynevezett effektív dielektromos állandó négyzetgyökével kell osztani a szabadtéri hullámhosszat. Az effektív dielektromos állandó kisebb a kerámia relatív dielektromos állandójánál. Az effektív dielektromos állandó nagysága függ attól, hogy milyen az energia eloszlása a kerámiával és levegővel kitöltött szakaszok között. Ebből következik, hogy az effektív dielektromos állandó nagyságát erősen befolyásolja a szalagvezető szélességi mérete. A szalagvonalak és mikroszalag vonalak elektromos tulajdonságai közötti egyik lényeges különbséget a hullámhosszak kialakulásában találhatjuk.

A szalagvonalakból vagy a mikroszalag vonalakból kiképzett csatolt vezetékpárokat a 2a és 2b ábrák mutatják. A csatolt vezetékpárok elektromos tulajdonságait két alaperjesztés vizsgálata alapján határozzák meg. Az első alaperjesztés akkor jön létre, ha a szalagvezetőkre azonos nagyságú és fázisú és az alaplappra zérus feszültséget kapcsolnak. Az elektromágneses tér eloszlása ennél a gerjesztésnél szimmetrikus lesz a szalagvezetők között levő szimmetria síkra. A tükrözési elv alapján belátható, hogy az egyik szalagvezető környezetében elektromágneses tér eloszlása nem változik, ha a szimmetria síkban egy mágneses falat teszünk és a másik szalagvezetőt eltávolítjuk. Az így kialakított szalagvonalas vagy mikroszalag vonalas elrendezéseket a 3a és 3b ábrák mutatják. A második alaperjesztésnél a szalagvezetőkre azonos nagyságú, de ellentétes fázisú feszültséget kapcsolnak. Az alaplapp zérus potenciálban marad. Az elektromágneses tér eloszlása ennél a gerjesztésnél aszimmetrikus lesz a szalagvezetők között levő szimmetria síkra. A tükrözési elv alapján ugyancsak belátható, hogy a szimmetria síkban elhelyezett elektromos fal nem változtatja



1. ábra. a) szalagvonal; b) mikroszalagvonal

2. ábra. a) szalagvonalas csatolt vezetékpár; b) mikroszalagvonalas csatolt vezetékpár

szalagvonalas szűrő elrendezés az S. B. Cohn [2] által közölt negyedhullámú vezetékpárokból kialakított szűrő. Johnson idézett cikkében ez a szűrőtípus található csatolt mikroszalag tápvezetékkel megvalósított kivitelben. Ezt a szűrőt a szalagvonalakkal megvalósított kivitel számára kidolgozott tervezési módszer segítségével tervezik. Ez a módszer a mikroszalag tápvezeték alkalmazásakor nem ad pontos eredményt. Ez abból következik, hogy a mikroszalag tápvezeték vagy a belőlük kiképzett csatolt vezetékpárok tulajdonságai nem pontosan azonosak a szalagvonalak és a szalagvonalakból kiképzett vezetékpárok elektromos tulajdonságaival. Az elektromos tulajdonságok közötti eltérés az 1. és 2. ábrák alapján belátható.

* Beérkezett: 1973. III. 16.



3. ábra. a) páros gerjesztés; b) páratlan gerjesztés



4. ábra. a) páros gerjesztés; b) páratlan gerjesztés

meg az elektromágneses tér eloszlását. Ebben az esetben a csatolt vezetékpárokból a 4a és 4b ábrákon levő elrendezések adódnak.

Az irodalomból ismeretes, hogy a csatolt vezeték-párok elektromos tulajdonságait ki lehet számítani a 3a és 4a ábrákon levő szalagvonalak vagy a 3b és 4b ábrákon levő mikroszalag vonalak hullámellenállásaiból és a terjedő elektromágneses tér hullámhosszaiból. Az 1a és 1b ábrákon levő szalagvonalakra vonatkozó megfontolások alapján belátható, hogy a csatolt szalagvonalakból kiképzett vezeték-párnál a páros és páratlan gerjesztéséhez tartozó hullámhosszak azonosak. Viszont a mikroszalag vonalakból kiképzett csatolt vezeték-pár páros és páratlan gerjesztéséhez tartozó hullámhosszak már nem egyformák. Ez a szalagvonalak és mikroszalag vonalak elektromos tulajdonságai közötti másik lényeges különbség. Az egyes gerjesztésekhez tartozó hullámhosszak nagysága a csatolt mikroszalag vezeték-pár vezetőinek szélességétől és egymástól mért távolságától függ. A páros és páratlan gerjesztésekhez tartozó Z^e és Z^o hullámellenállások, valamint λ^e és λ^o hullámhosszak számszerű értékének meghatározására több eljárás, pl. a Távközlési Kutató Intézetben kidolgozott számítógépes módszer [3] is alkalmazható. A [3] közleményben található számítási eljárás nem a hullámhosszakot, hanem a v_{fe} és v_{fo} fázissebességeket adja meg. A v_{fe} és v_{fo} fázissebességek a λ^e és λ^o hullámhosszakból a

$$v_{fe} = \frac{\lambda^e}{\lambda_0} \quad (1)$$

$$v_{fo} = \frac{\lambda^o}{\lambda_0} \quad (2)$$

képletek alapján kiszámíthatók (λ_0 = szabadtéri hullámhossz). A későbbi számításoknál a [3] módszer eredményeit akarjuk felhasználni, ezért a tervezés számára kidolgozott képletekbe v_{fe} és v_{fo} -t írjuk.

Jelen cikkben a mikrohullámú sáváteresztő szűrők tervezésénél figyelembe szeretnénk venni, hogy a mikroszalag vonalakból kiképzett csatolt vezeték-párok λ^e és λ^o hullámhosszai nem azonosak. Olyan

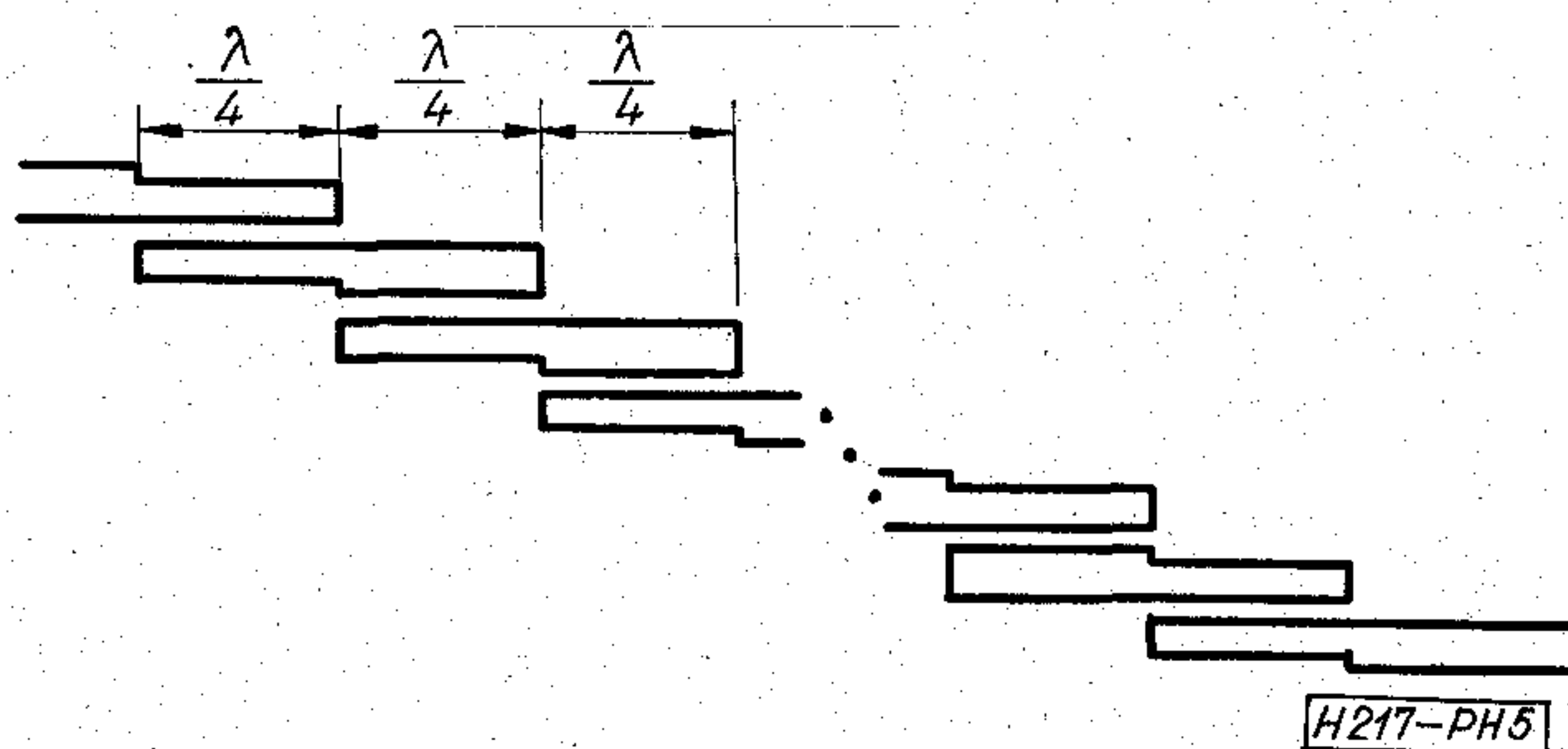
általános eljárást nem tudunk megadni, amely az összes lehetséges szűrő elrendezésre egyformán alkalmazható. Ehelyett S. B. Cohn által javasolt szűrő-elrendezésre adunk egy pontosabb tervezési eljárást. Mikroszalag tápvonalas kivitelű sáváteresztő szűrők megvalósítására ezt az elrendezést alkalmazzák a leggyakrabban.

1. Mikroszalag vonalakból kialakított csatolt vezeték-pár impedancia mátrixának meghatározása

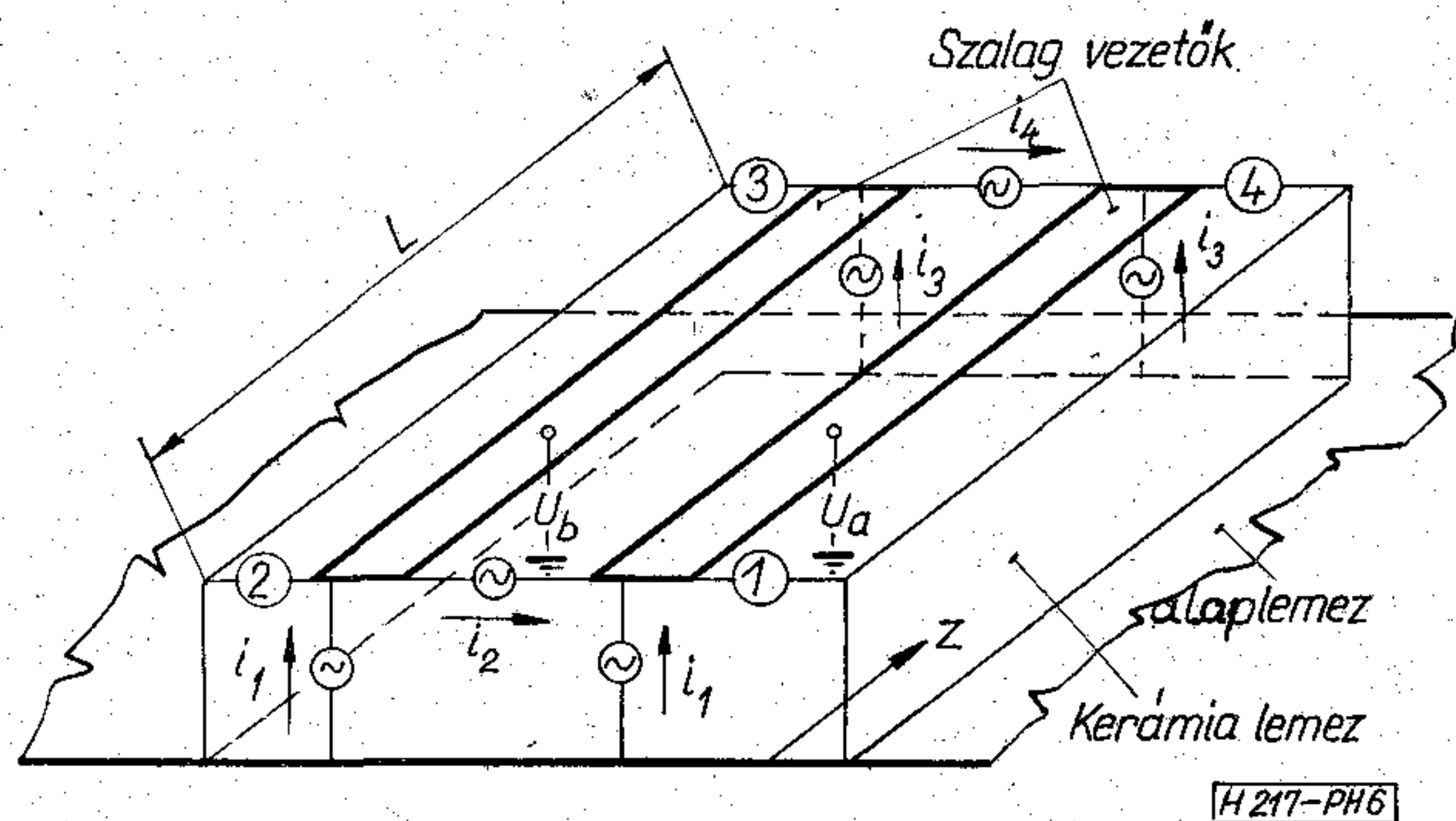
A vizsgált szűrő elrendezés negyedhullám hosszúságú csatolt vezeték-párokból van kialakítva (5. ábra).

A szűrő tervezéséhez felhasznált formulák kiszámításához ismerni kell a mikroszalag tápvonalakból kiképzett csatolt vezeték-párok elektromos tulajdonságait. Az irodalomban a szalagvonalakból megvalósított csatolt vezeték-párokat impedancia mátrixuk segítségével írják le. A további számításokhoz ezt az impedancia mátrixot használják fel. Számításainkat mi is hasonló módon szeretnénk végezni. Ezért meg kell határoznunk a mikroszalag tápvonalból kialakított csatolt vezeték-párnak mint négy kapunak az impedancia mátrixát. A vizsgált elrendezés a 6. ábrán látható.

A csatolt vezeték-pár L hosszúságú. A szalag-vezetők között a $z=0$ helyen az i_2 áramú áramgenerátor és a $z=L$ helyen az i_3 áramú áramgenerátor található. A fém alaplemez és a szalag-vezetők közé ugyancsak a $z=0$ és $z=L$ helyeken az i_1 és i_3 áramú áramgenerátorok vannak kapcsolva. A négykapus elrendezés 1 és 2-vel jelölt kapuja a $z=0$ síkban, a 3 és 4-gyel jelölt kapuja a $z=L$ síkban található. Az



5. ábra. Negyedhullám hosszúságú csatolt vezeték-párokból kialakított szűrő



6. ábra. Csatolt vezeték-pár

i_1 kivételével tegyük zérussá az áramgenerátor és áramát.

$$i_2 = i_3 = i_4 = 0 \quad (3)$$

Az elrendezés geometriai szimmetriájából közvetlenül látható, hogy az „a”-val jelölt szalagvezető $u_{a1}(z)$, és „b”-vel jelölt szalagvezető $u_{b1}(z)$ feszültségei azonosak. Vagyis páros gerjesztést hoztunk létre. A Maxwell egyenletek megoldásából [4] adódnak az

$$u_{a1}(z) = u_{b1}(z) = -jZ^e i_1 \frac{\cos 2\pi(L-z)/\lambda_0 v_{fe}}{\sin 2\pi L/\lambda_0 v_{fe}} \quad (4)$$

kifejezések. Most az i_2 áramgenerátor kivételével tegyük zérussá az összes áramgenerátor áramát. Ugyancsak az elrendezés geometriai szimmetriájából látható, hogy a szalagvezetők és a fémalaplemez között fellépő $u_{a2}(z)$ és $u_{b2}(z)$ feszültségek azonos nagyságúak, de ellentétes előjelűek

$$u_{a2}(z) = -u_{b2}(z) \quad (5)$$

Tehát az i_2 áramgenerátor segítségével páratlan gerjesztéshez jutottunk. Ugyancsak a Maxwell egyenletek megoldásából nyerhetők az

$$u_{a2}(z) = -jZ^o i_2 \frac{\cos 2\pi(L-z)/\lambda_0 v_{fo}}{\sin 2\pi L/\lambda_0 v_{fo}} \quad (6)$$

kifejezések is. A (4) és (5) formulákban a Z^e a páros, Z^o a páratlan gerjesztéshez tartozó hullámellenállást, v_{fe} és v_{fo} pedig a fázissebességeket jelenti. A λ_0 a szabadtéri hullámhossz. Hasonló megfontolásból adódnak az i_3 és i_4 áramgenerátorok által létrehozott feszültségek.

$$u_{a3}(z) = u_{b3}(z) = -jZ^e i_3 \frac{\cos 2\pi z/\lambda_0 v_{fe}}{\sin 2\pi L/\lambda_0 v_{fe}} \quad (7)$$

$$u_{a4}(z) = -u_{b4}(z) = -jZ^o i_4 \frac{\cos 2\pi z/\lambda_0 v_{fo}}{\sin 2\pi L/\lambda_0 v_{fo}} \quad (8)$$

Az 1, 2, 3 és 4-gyel jelölt kapuknál mérhető U_1 , U_2 és U_3 , U_4 feszültségeket, valamint I_1 , I_2 , I_3 és I_4 áramokat a szuperpozíció tétele alapján kaphatjuk meg.

$$\begin{aligned} I_1 &= i_1 + i_2 \\ I_2 &= i_1 - i_2 \end{aligned} \quad (9)$$

$$I_3 = i_3 - i_4$$

$$I_4 = i_3 + i_4$$

vagyis

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \\ i_2 &= \frac{1}{2}(I_1 - I_2) \\ i_3 &= \frac{1}{2}(I_3 + I_4) \\ i_4 &= \frac{1}{2}(I_3 - I_4) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} U_1 &= (u_{a1} + u_{a2} + u_{a3} + u_{a4})_{z=0} \\ U_2 &= (u_{b1} + u_{b2} + u_{b3} + u_{b4})_{z=0} \\ U_3 &= (u_{b1} + u_{b2} + u_{b3} + u_{b4})_{z=L} \\ U_4 &= (u_{a1} + u_{a2} + u_{a3} + u_{a4})_{z=L} \end{aligned} \quad (11)$$

Az u_{a1} , u_{a2} , u_{a3} és u_{a4} feszültségek $z=0$, illetve $z=L$ helyeken felvett értékeit a (4), (6) és (8) összefüggésekből kapjuk. Ezeket az értékeket behelyettesítve a (11) összefüggésbe, majd felhasználva a (1) formulát, az U_1 , U_2 , U_3 és U_4 feszültségekre kifejezések adódnak. Ezekben a kifejezésekben az U_1 , U_2 , U_3 és U_4 az I_1 , I_2 , I_3 és I_4 függvényében van meghatározva. Az utóbbi formulákban az áramok együtthatói azonosak az impedancia mátrix elemeivel. A számítások elvégzése után az impedancia mátrix elemeire az alábbi végeredményeket kapjuk:

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = \frac{Z^e}{2S_e} + \frac{Z^o}{2S_o}; \quad (12)$$

$$(S_e = j \tan 2\pi L/\lambda_0 v_{fe}) \quad (S_o = j \tan 2\pi L/\lambda_0 v_{fo}) \quad (12)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = \frac{Z^e}{2S_e} - \frac{Z^o}{2S_o} \quad (13)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = \frac{Z^e}{2S_e} \sqrt{1 - S_e^2} - \frac{Z^o}{2S_o} \sqrt{1 - S_o^2} \quad (14)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = \frac{Z^e}{2S_e} \sqrt{1 - S_e^2} + \frac{Z^o}{2S_o} \sqrt{1 - S_o^2} \quad (15)$$

Az 1. ábrán látható szűrő elrendezésben a mikroszalag tápvonalból kiképzett csatolt vezetékpárokat úgy használjuk fel, hogy két ellentétes oldalukon levő kapujukat nyitottan hagyjuk. Így a négykapus elrendezésből egy kétkapus hálózat adódik. A kétkapus hálózat impedancia mátrixát úgy kapjuk meg a négykapus elrendezés impedancia mátrixából, hogy a nyitottan hagyott kapuk áramát zérusnak vesszük. Például tegyük fel, hogy a 6. ábrán levő csatolt vezetékpár 2 és 4-gyel jelölt kapuit hagyjuk nyitottan, akkor az

$$I_2 = I_4 = 0 \quad (16)$$

összefüggést írhatjuk fel. A zérus áram értékeket behelyettesítjük a feszültségek és áramok közötti kapcsolatot megadó egyenletekbe.

Ezzel a megmaradt kapuk áramai és feszültségei közötti összefüggést kapjuk meg, amelyekből kiolvasható a kétkapus hálózat impedancia mátrixa.

A vázolt számításokat elvégezve végeredményként a (17), (18) impedancia mátrix adódik.

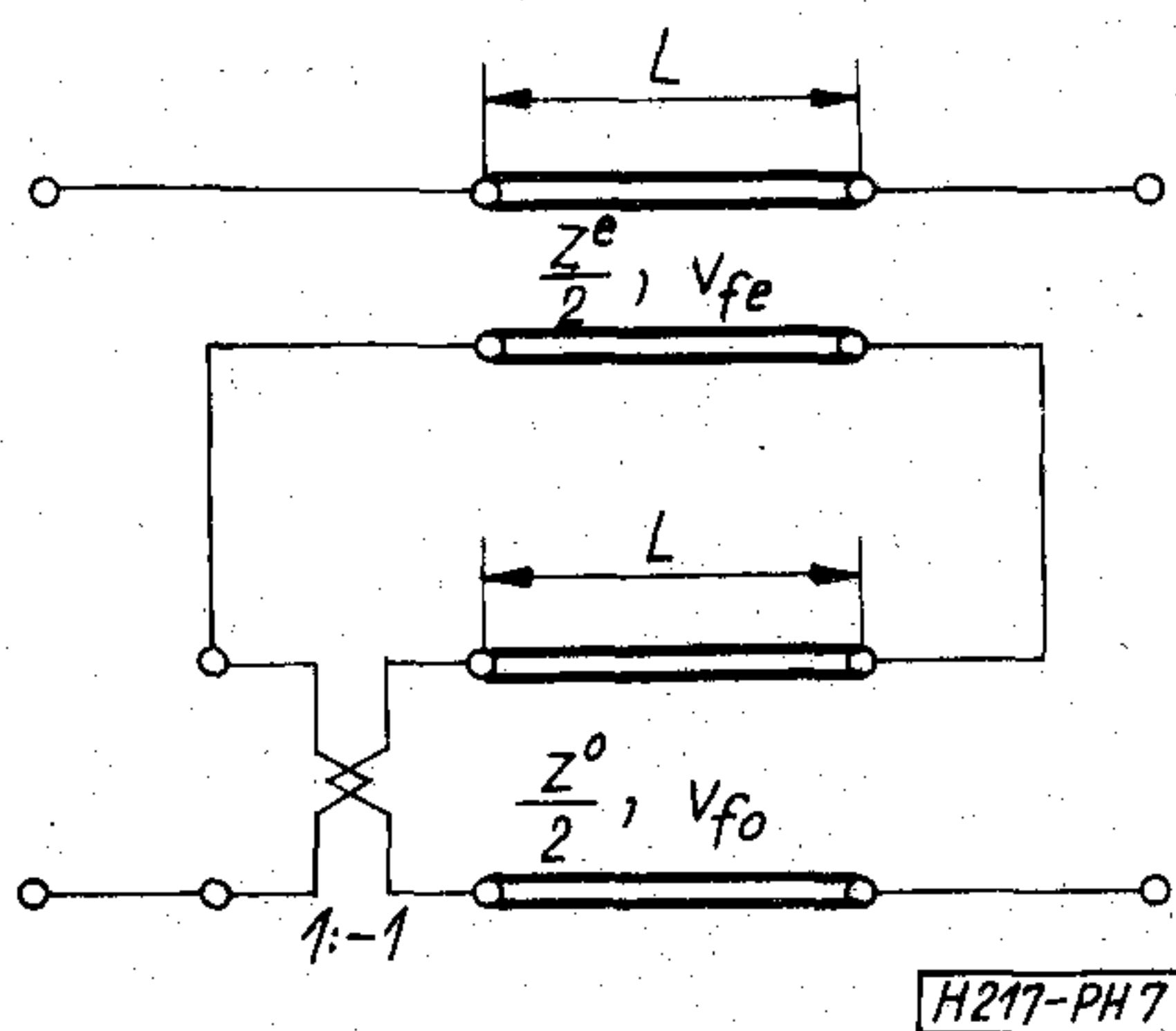
A (17) kifejezéssel megadott impedancia mátrix alkalmas arra, hogy belőle meghatározzuk a mikroszalag tápvonalakból kialakított csatolt vezetékpár helyettesítő kapcsolását. Ennek érdekében bontsuk két mátrix összegére a (17) kifejezéssel adott mátrixot.

A (18) első tagja egy $Z^e/2$ hullámimpedanciájú, v_{fe} fázissebességű és L hosszúságú távvezeték impedancia mátrixa. A második tag szintén hasonlít egy távvezeték impedancia mátrixához. A különbség a mellékátlóban levő tagok előjelében van. Ha egy távvezeték szakaszt láncbakapcsolunk egy 1:−1 áttételű transzformátorral, akkor az eredő hálózat

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} -\frac{j}{2} \left(Z^e \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} + Z^0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda_0 v_{fo}} \right) & -\frac{j}{2} \left(Z^e \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}}} - Z^0 \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}}} \right) \\ -\frac{j}{2} \left(Z^e \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}}} - Z^0 \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}}} \right) & -\frac{j}{2} \left(Z^e \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} + Z^0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \right) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} -\frac{j}{2} Z^e \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} & -\frac{j}{2} \frac{Z^e}{\sin \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}}} \\ -\frac{j}{2} \frac{Z^e}{\sin \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}}} & -\frac{j}{2} Z^e \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{j}{2} Z^0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} & +\frac{j}{2} \frac{Z^0}{\sin \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}}} \\ +\frac{j}{2} \frac{Z^0}{\sin \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}}} & -\frac{j}{2} Z^0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

impedancia mátrixa ugyanilyen előjelűre adódik. Ezért a (18) második tagjához tartozó áramkör egy $Z^0/2$ hullámimpedanciájú, v_{fo} fázissebességű és L hosszúságú távvezeték szakasz, láncbakapcsolva egy $1:-1$ áttételű transzformátorral. Az impedancia mátrixok összegzési szabályának megfelelően a két helyettesítő áramkört sorba kell kapcsolni és megkapjuk a (17) impedancia mátrixhoz tartozó egzakt helyettesítő hálózatot (7. ábra).



7. ábra. Csatolt vezetékpár egzakt helyettesítő kapcsolása

Az egzakt helyettesítő kapcsolat nehezen használható fel a szűrő tervezése számára. Miután ilyen elemeket tartalmazó hálózat approximációs problémáját is meg kellene oldani, és nem lehetne alkalmazni a hálózatelmélet eddigi eredményeit. E nehézség elkerülésére az egzakt helyettesítő kapcsolat helyett közelítő kapcsolást vezetünk le, amely keskeny frekvencia sávban érvényes. E közelítő kapcsolat segítségével már olyan szűrő kapcsoláshoz jutunk, amely visszavezethető az 1. ábrán levő alapszűrőre.

A csatolt vezetékpárok L hosszúságát úgy kell megválasztani, hogy a

$$\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \approx \frac{\pi}{2}$$

$$\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \approx \frac{\pi}{2}$$

feltétel teljesüljön. Ebben az esetben a $\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_0 v_{fe}} L$ és $\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_0 v_{fo}} L$ függvények pólusának közelében vagyunk és az alábbi közelítéseket bevezethetjük.

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \approx \frac{16L}{\lambda_0 v_{fe} \pi} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{4L}{\lambda_0 v_{fe}} \right)^2} \quad (19)$$

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \approx \frac{16L}{\lambda_0 v_{fo} \pi} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{4L}{\lambda_0 v_{fo}} \right)^2} \quad (20)$$

A (19) és (20) felhasználásával az alábbi formulákat kapjuk.

$$\operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \approx \frac{\pi}{4} \left[\frac{v_{fe}}{4L} \lambda_0 - \frac{4L}{v_{fe}} \frac{1}{\lambda_0} \right] \quad (21)$$

$$\operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \approx \frac{\pi}{4} \left[\frac{v_{fo}}{4L} \lambda_0 - \frac{4L}{v_{fo}} \frac{1}{\lambda_0} \right] \quad (22)$$

Végül a (19 és (20) alapján írhatjuk, hogy

$$\frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}}} \approx 1 \quad (23)$$

$$\frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}}} \approx 1 \quad (24)$$

mert

$$\operatorname{ctg}^2 \left(\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \right) \ll 1 \quad (25)$$

$$\operatorname{ctg}^2 \left(\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \right) \ll 1 \quad (26)$$

Helyettesítsük be a (21), (22), (23), és (24) közelítő kifejezéseket a (17) impedancia mátrixba. Ebből az alábbi eredmény adódik

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} -j\frac{\pi}{8} \sqrt{(Z^e v_{fe} + Z^0 v_{fo}) \left(\frac{Z^e}{v_{fe}} + \frac{Z^0}{v_{fo}} \right) \cdot \eta} & 0 \\ 0 & -j\frac{\pi}{8} \sqrt{(Z^e v_{fe} + Z^0 v_{fo}) \left(\frac{Z^e}{v_{fe}} + \frac{Z^0}{v_{fo}} \right) \cdot \eta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -j\frac{1}{2}(Z^e - Z^0) \\ -j\frac{1}{2}(Z^e - Z^0) & 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

ahol

$$\eta = \frac{\lambda_0}{\lambda'_0} - \frac{\lambda'_0}{\lambda_0} \quad (28)$$

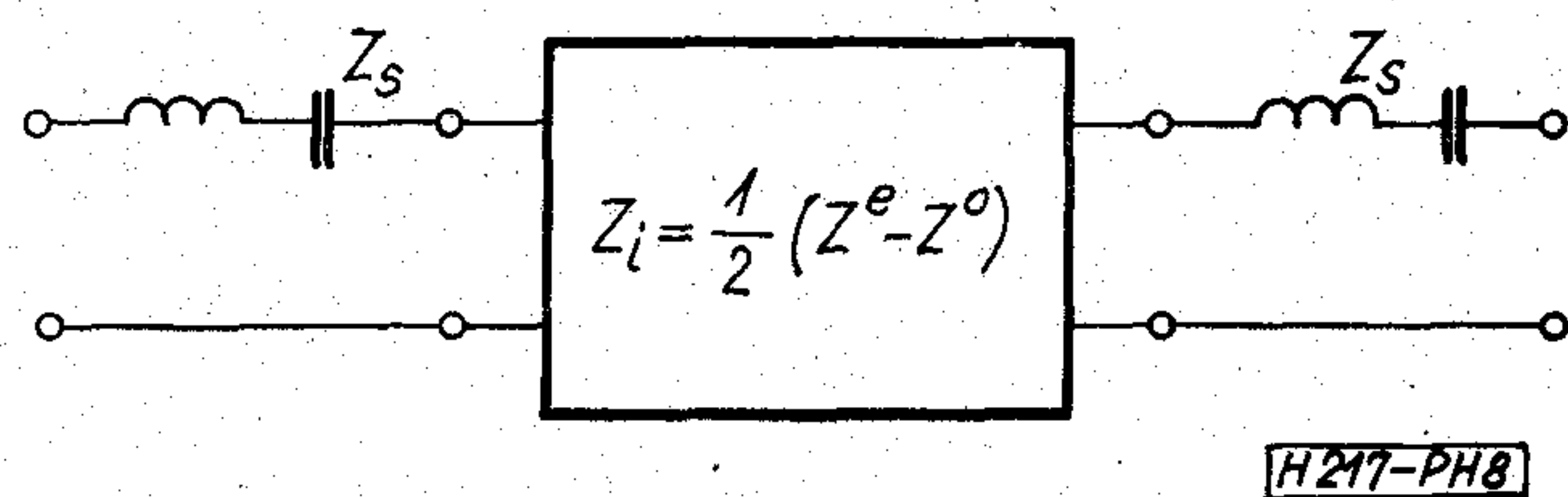
λ'_0 = a szabadtéri hullámhossz ω_0 frekvencián. A (27) formulában az impedancia mátrixot két tagra bontottuk.

A felbontás eredményeképpen a keresett közelítő helyettesítő kapcsolás már közvetlenül kiolvasható. A (27) második tagja egy „ $1/2 (Z^e - Z^0)$ impedanciájú” inverter impedancia mátrixát adja meg. A (27) első tagja szerint az inverter minkét oldalához egy-egy soros rezgőkört kell kapcsolni (8. ábra). A soros rezgőkör impedanciáját a

$$Z_s = -j\frac{\pi}{8} \sqrt{(Z^e v_{fe} + Z^0 v_{fo}) \left(\frac{Z^e}{v_{fe}} + \frac{Z^0}{v_{fo}} \right) \cdot \eta} \quad (29)$$

kifejezés adja meg.

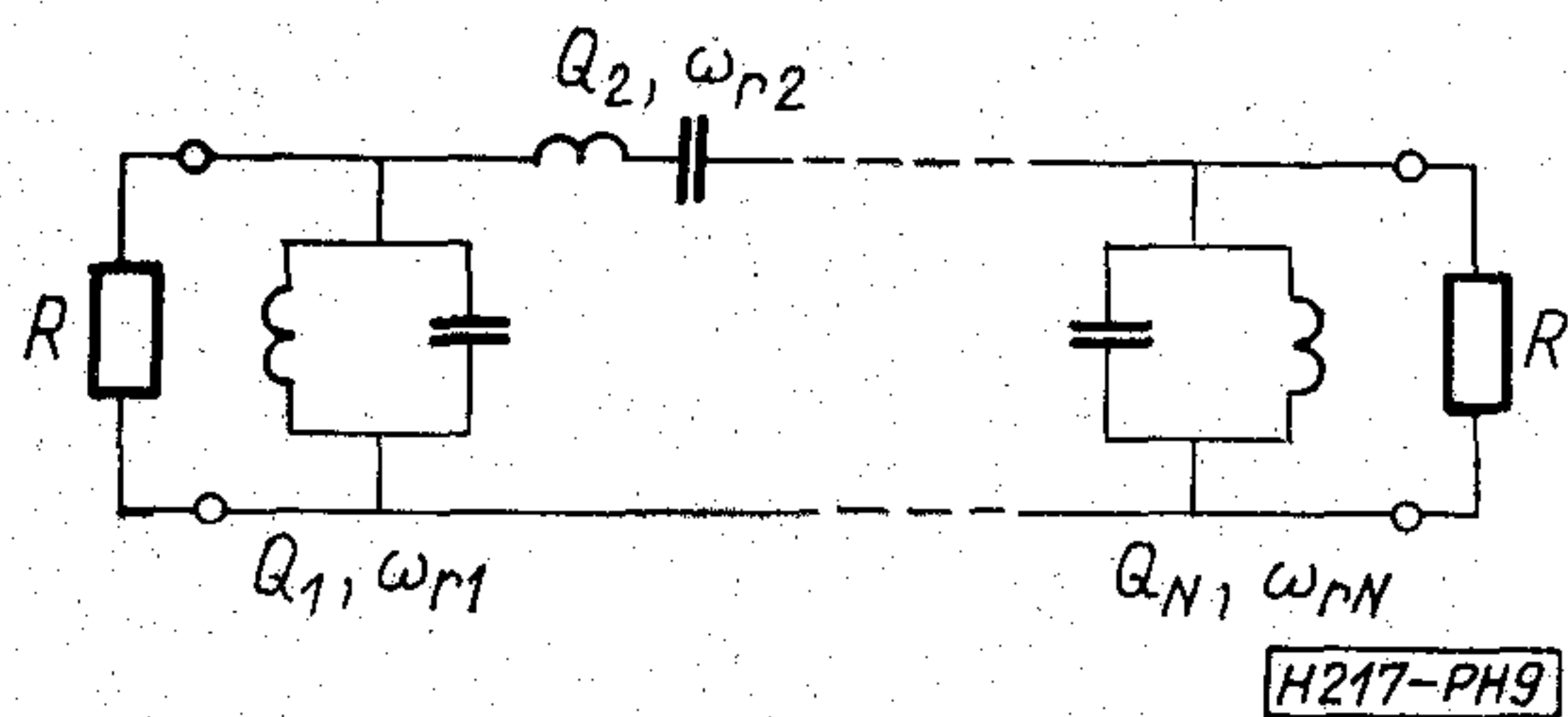
A mikroszalag vonalakból kialakított csatolt vezetékpár helyettesítő kapcsolását a 8. ábra mutatja.



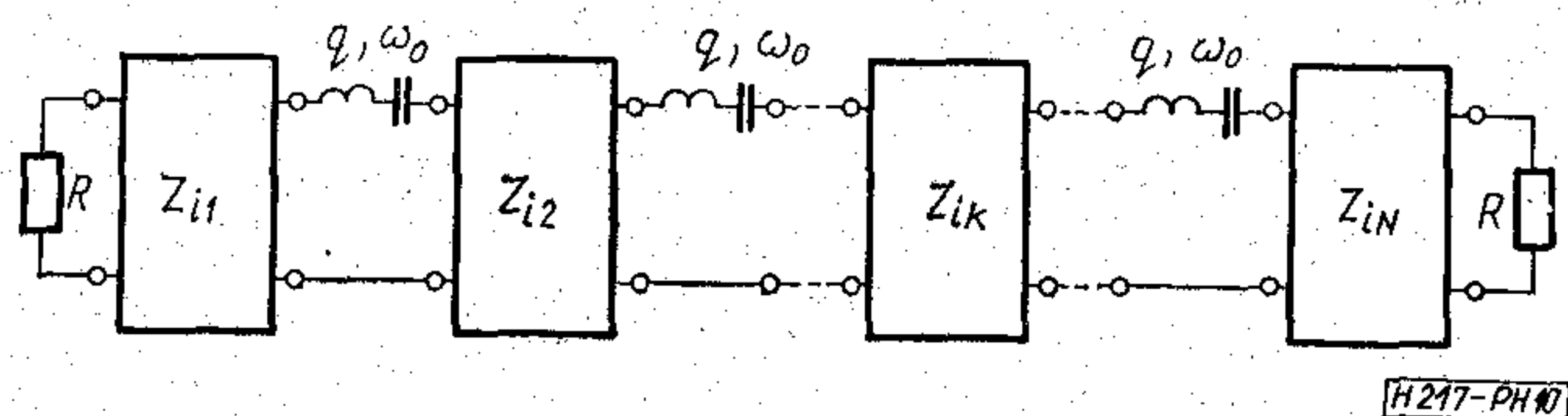
8. ábra. Mikroszalag vonalas csatolt vezetékpár helyettesítő kapcsolása

2. Negyedhullámú csatolt vezetékpárokból kialakított szűrő tervezése

A szűrő tervezésének első lépéseként meg kell határozni a koncentrált paraméterű elemekből álló úgynevezett alapszűrő kapcsolást. Az alapszűrő egy olyan létrakapcsolású szűrő, amelynek soros ágai soros, sőt ágaiban párhuzamos rezgőkörök találhatók (9. ábra). A rezgőkörök terhelt jósági tényezőit ($Q_1, Q_2, \dots, Q_N$) és rezonancia frekvenciáit ($\omega_{r1}, \omega_{r2}, \dots, \omega_{rN}$) a hálózatelmélet ismert módszerei alapján úgy számítjuk ki, hogy az alapszűrő átviteli tulajdonságai kielégítsék a tervezendő mikrohullámú sáváteresztő szűrőre előírt követelményeket. Általában a rezgőkörök rezonancia frekvenciái



9. ábra. Alapszűrő kapcsolás



10. ábra. Inverteres szűrő kapcsolás

egyenlőek és azonosak az áteresztősáv ω_0 középső frekvenciájával. A 9. ábrán levő hálózat nem alkalmas a mikroszalag vonalból kialakított szűrő megvalósítására. Ezért ezt a hálózatot az irodalom (pl. [5]) alapján átalakítjuk invertereket és soros rezgőköröket tartalmazó négypólussá (10. ábra).

Az inverterek Z_{ik} hullámadmittanciáit az [5] könyv alapján a

$$Z_{i1} = \sqrt{\frac{q}{Q_1}} \quad (30)$$

$$Z_{ik} = \frac{q}{\sqrt{Q_{k-1} \cdot Q_k}} \quad (k=2, \dots, N-1) \quad (31)$$

$$Z_{iN} = \frac{q}{Q_N} \quad (32)$$

kifejezésekből kaphatjuk meg, ahol $Q_1, Q_2, \dots, Q_N$ a 3. ábrán levő alapszűrő kapcsolás rezgőköreinek terhelt jósági tényezői. A soros rezgőkörök q terhelt jósági tényezőjét szalagtápvonalnak alkalmazása esetén $\frac{\pi}{4}$ -nek vehetjük. Bontsuk fel a 10. ábrán levő soros rezgőköröket két egyforma soros rezgőkörre és tegyük két újabb $\frac{\pi}{8}$ jósági tényezőjű soros rezgőkört 10. ábrán levő kapcsolás be- és kimenetére. Ezzel a 10. ábrán levő négypólusból a 11. ábrán levő hálózatot kaptuk.

A soros rezgőkörök terhelt jósági tényezője kicsi. Ezért a felhasználási frekvencia sávjában a rezgőkörök Z_s impedanciája is kis érték lesz. Így a 10. és 11. ábrákon levő hálózatok átviteli tulajdonságai ebben a frekvenciasávban azonosnak vehetők. A 11. ábrán levő hálózatot részhálózatokra bontottuk. A 9. ábrán levő áramkörből látható, hogy mindegyik részhálózat megvalósítható egy-egy mikroszalag tápvonalból kialakított csatolt vezetékpár segítségével. A k -ik csatolt vezetékpár hullámadmittanciáit, fázissebességeit és hosszúságát úgy kell megválasztani, hogy az alábbi egyenleteket kielégítsük.

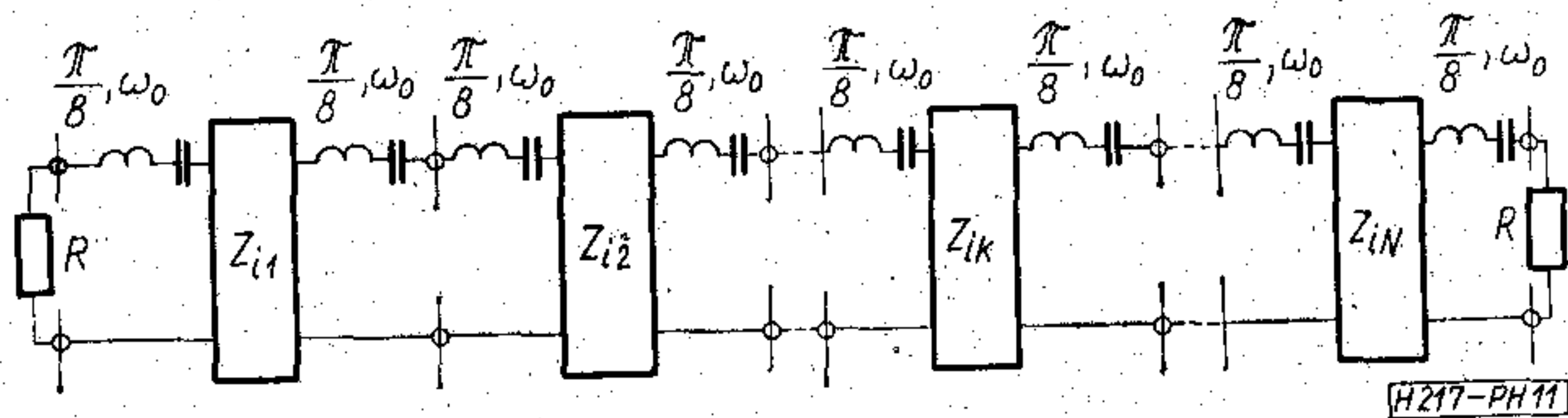
$$Z_{ik} = \frac{1}{2}(Z_k^e - Z_k^0) \quad (33)$$

$$\frac{\pi}{8} = \frac{1}{R} \frac{\pi}{16} \sqrt{\frac{(Z_k^e v_{fek} + Z_k^0 v_{fok})(Z_k^e v_{fek} + Z_k^0 v_{fok})}{v_{fek} v_{fok}}} \quad (34)$$

$$\lambda'_0 = 4L_k \sqrt{\frac{1}{v_{fek} v_{fok}} \frac{Z_k^e v_{fek} + Z_k^0 v_{fok}}{Z_k^e v_{fek} + Z_k^0 v_{fok}}} \quad (35)$$

Az (33), (34) és (35) egyenletek abból adódnak, hogy a csatolt vezetékpár közelítő helyettesítő kapcsolásában (11. ábra) levő soros rezgőkörök rezonancia frekvenciáját ω_0 -ra, terhelt jósági tényezőjét $\frac{\pi}{8}$ -ra kell választani, és az inverter admittanciája pedig egyezzen meg az (30) és (31), (32) kifejezések-ből nyerhető értékekkel. Az (35)-ből látható, hogy ha v_{fe} és v_{fo} egyenlő, akkor mindegyik csatolt vezetékpár hossza negyedhullámú lesz. Különböző fázissebességek módosítják a csatolt vezetékpárak hosszát.

Az (33), (34) és (35) egyenleteket iterációval oldhatjuk meg. Az iteráció első lépésében a fázissebességeket azonosnak vesszük és kiszámítjuk a Z_k^e és Z_k^0 számszerű értékét. Ezekhez a hullámellenállásokhoz



11. ábra. Felbontott inverteres szűrő kapcsolás

meghatározzuk a szükséges geometriai méreteket. A geometriai méretek ismeretében az eltérő fázissebességek is adódnak. Ezek alapján a tervezési egyenletek (33), (34) és (35) segítségével módosítjuk a hullámellenállások és vezetékpárhosszak már kiszámított értékét. Az újabb adatokból újabb geometriai elrendezés adódik. A vázolt számítások többszöri elvégzése után megkapjuk a mikroszalag tápvonalakból kialakított negyedhullámú csatolású vezetékpár megvalósított szűrő geometriai méreteit. Ezek a méretek már a mikroszalag tápvonalak tulajdonságainak figyelembevételével lettek meghatározva.

3. Tervezési példa

Az előbbieken ismertetett tervezési módszer használhatóságának bemutatására egy tervezési példát dolgozunk ki. A számítások végeredményeként nem a csatolt mikroszalag vonalpárok geometriai méretét határozzuk meg, hanem a vonalpárokat jellemző Z_k^e , Z_k^0 hullámellenállásokat, v_{fek} , v_{fok} fázissebességeket és a csatolt vezetékpárak L_k hosszát. A számítások ellenőrzésére elvégeztük a tervezés eredményeként adódó szűrőkapcsolás hálózat analízisét. Az analízis számítógépes eljárás segítségével végezhető. Erre a célra jól alkalmazható a Távközlési Kutató Intézetben kidolgozott módszer [6]. Ezen eljárás R-t, L-t, C-t, távvezeték szakaszt, csatolt vezetékpárt és aktív elemeket stb. tartalmazó hálózatok analízisére szolgál. A csatolt vezetékpárra

vonatkozó bemeneti adatok a Z_k^e , Z_k^0 hullámellenállások, v_{fek} , v_{fok} fázissebességek és L_k szakasz-hosszak. A tervezés során pontosan ezeket az adatokat számítottuk ki. A csatolt mikroszalag vonalpárok geometriai méreteit nem akarjuk kiszámítani. Így a tervezésnél nem kell figyelembe venni azt a megkötést, hogy a kerámia hordozólemez dielektromos állandója és vastagsága egy adott érték. Ezeket az adatokat tetszőlegesnek tekinthetjük. Ebből viszont az következik, hogy a fázissebességeket is tetszőlegesen vehetjük fel. A tervezési formulák felhasználásával ki tudjuk számítani az így felvett fázissebességekhez szükséges Z_k^e , Z_k^0 hullámimpedanciákat és L_k szakasz hosszakat.

Tervezendő az alábbi előírásokat megvalósító sáváteresztő szűrő:

Az áteresztősáv középső frekvenciája (f_0): 4 GHz
3 dB-es pontok távolsága: ± 200 MHz

Átviteli karakterisztika: maximális laposságú.

A megadott előírásokat két rezgőkörből álló koncentrált paraméteres kapcsolású szűrővel, mint alapszűrővel meg lehet valósítani, ahol

$$Q_1 = 7,07$$

$$Q_2 = 7,07$$

A (30), (31) és (32) kifejezések segítségével az alapszűrő inverteres kapcsolássá alakítható át. Itt

$$Z_{i1} = 0,330$$

$$Z_{i2} = 0,111$$

$$Z_{i3} = 0,330$$

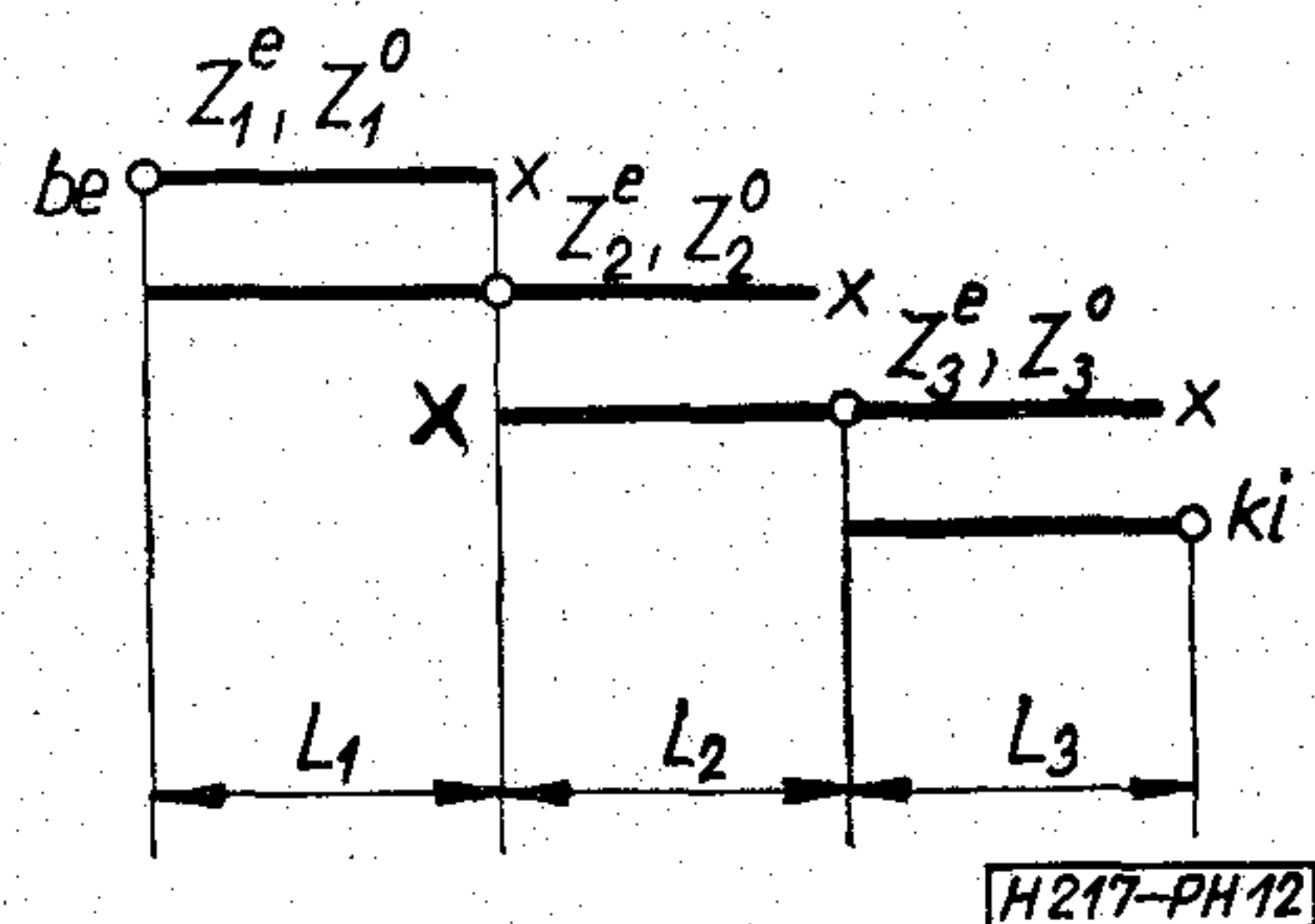
Az inverteres kapcsolást homogén csatolt vezetékpárokból kialakított szűrő kapcsolással meg lehet valósítani. A csatolt vezetékpárokhoz tartozó páros és páratlan gerjesztések fázissebességei azonosak. Ezeket $v_{fek} = v_{fok} = 0,4$ -nek ($k=1, 2, 3$) vesszük fel. A vezetékpárokból kialakított szűrő a 12. ábrán látható.

A szalagvonalpárok adatai az alábbiak:

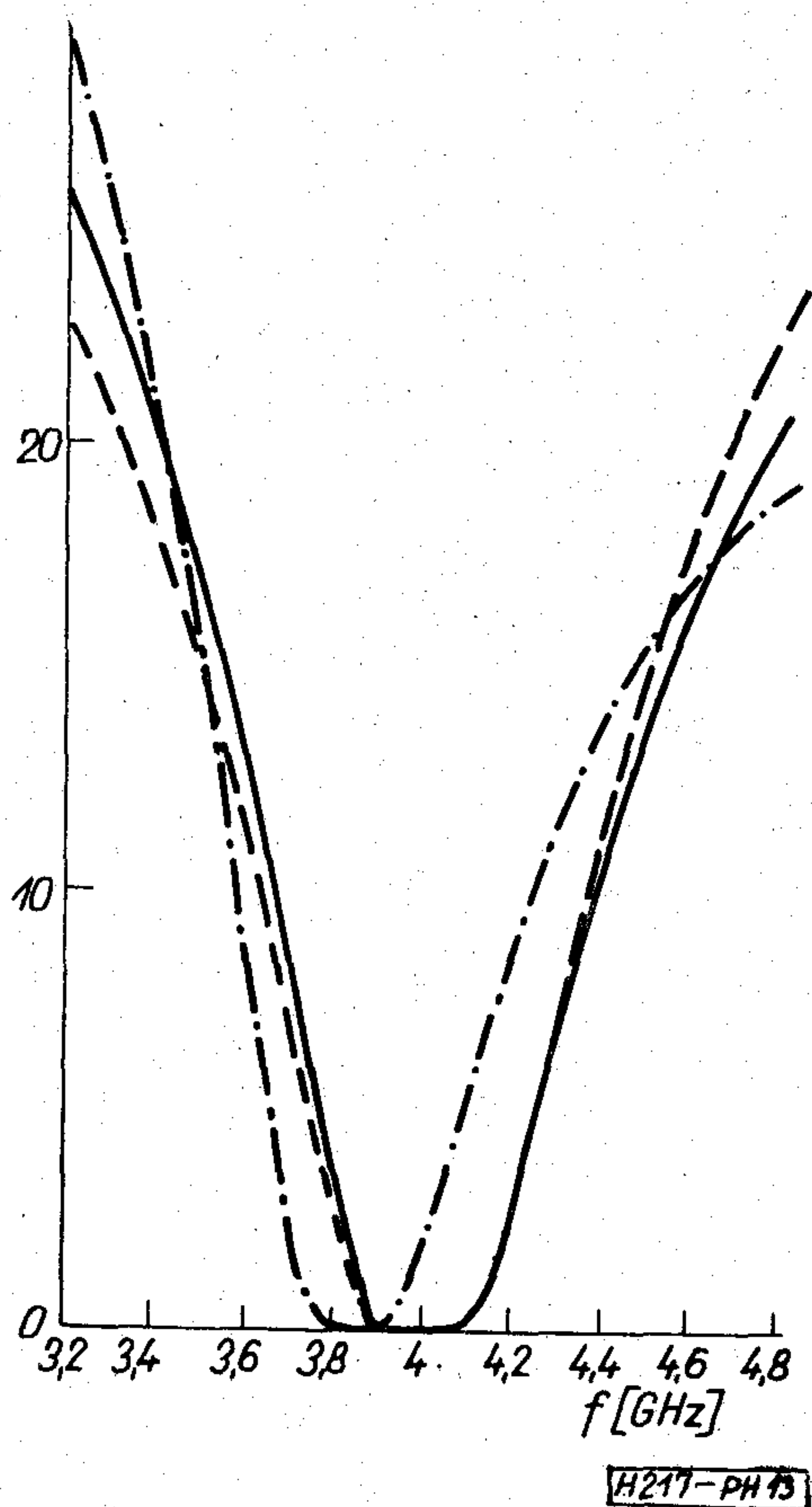
$Z_1^e = 66,5 \Omega$	$Z_2^e = 55,56 \Omega$	$Z_3^e = 66,5 \Omega$
$Z_1^0 = 33,5 \Omega$	$Z_2^0 = 44,44 \Omega$	$Z_3^0 = 33,5 \Omega$
$L_1 = 0,75$ cm	$L_2 = 0,75$ cm	$L_3 = 0,75$ cm

($Z_0 = 50 \Omega$ esetre)

A 12. ábrán levő kapcsolás hálózatanalízisének eredményeit a 13. ábrán a szaggatott vonallal kirajzolt csillapítás görbe mutatja. A görbéről látható, hogy



12. ábra. Vezetékpárokból kialakított szűrő



13. ábra. Hálózatanalízisből kapott csillapítás görbék

a szűrő áteresztő sávjának középső frekvenciája az előírt 4 GHz és a csillapítás menete a 4 GHz-es frekvenciához képest szimmetrikus. Ezután a páros és páratlan gerjesztések fázissebességét különbözőnek vesszük fel. A vezetékpárok hullámellenállásai és hosszai változatlanok. Ezzel modellezzük azt az esetet, amikor a mikroszalag vezetékpárból kialakított szűrőt a homogén vezetékpárokkal megvalósított szűrő tervezési módszere alapján tervezik. Az okozott eltérés hatásának jó megfigyeléséhez a fázis-

sebességek közötti eltérést nagynak vesszük fel. Mégpedig $v_{fek}=0,35$ $v_{fok}=0,45$ ($k=1,2,3$). A hálózatanalízist erre az esetre is elvégeztük. Az eredményt a 13. ábrán levő pontozott vonallal kirajzolt csillapítás görbe mutatja. A görbéről látható, hogy a fázissebességek megváltozása eltolja és erősen aszimmetrikussá teszi az áteresztő sávot.

A számítások utolsó lépésében a különböző fázissebessége figyelembevételével tervezzük a szűrőt. A számításokat a (33), (34) és (35) formulák felhasználásával végezzük.

Az eredmények az alábbiak:

$$Z_1^e = 66,455 \Omega \quad Z_2^e = 55,534 \Omega \quad Z_3^e = 66,455 \Omega$$

$$Z_1^o = 33,455 \Omega \quad Z_2^o = 44,414 \Omega \quad Z_3^o = 33,455 \Omega$$

$$L_1 = 0,776 \text{ cm} \quad L_2 = 0,766 \text{ cm} \quad L_3 = 0,776 \text{ cm}$$

A fenti adatokkal rendelkező hálózat analízisének eredményét a 13. ábrán levő folytonos vonallal rajzolt csillapítás görbe mutatja. A görbéről látható, hogy a szűrő áteresztősávjának középső frekvenciája ismét 4 GHz-re esik és a csillapítás görbe kevésbé aszimmetrikus, mint az előző esetben.

A szerző ezúton is hálásan megköszöni aspiráns vezetőjének, dr. Reiter György tudományos csoportvezetőnek és Hammer Géza tudományos munkatársnak állandó segítségét és tanácsait, valamint a velük folytatott hasznos vitákat, Bálint Lajos és Radványi András tudományos munkatársaknak a gépi tervezési módszerek alkalmazásánál nyújtott segítséget.

IRODALOM

- [1] K. M. Johnson: A High-Performance Integrated Microwave Circuit Frequency Quadrupler. MTT—16. No. 7. July 1968. pp. 420—424.
- [2] S. B. Cohn: Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters. MTT—6. No. 4. April 1958. pp. 223—234.
- [3] TKI Gépi tervezési szolgálat. MIKROSZTRIP.
- [4] Dr. Simonyi Károly: Elméleti Villamosságtan. Tankönyvkiadó Budapest, 1967.
- [5] Dr. Csurgay Árpád—Markó Szilárd: Mikrohullámú Passzív Hálózatok. Tankönyvkiadó, Budapest 1965.
- [6] TKI Gépi tervezési szolgálat. ANAL—2.

SZEMLE

A Szovjetunió áprilisban szerződést kötött mintegy 700 000 dollár értékű amerikai gyártmányú adatfeldolgozó berendezés vásárlására. Az amerikai International Computer Exchange (ICX) cég által szervezett ügylet keretében IBM, Datapoint, Sykes és MDS berendezések kerülnek a Szovjetunióba.

Az MDS egy 32K-s, 2400 típusú, perifériális processzort, az IBM két 3330-as diszket, a Datapoint 3300-as (1800 karakter kapacitású) display-t, a Sykes termikus nyomtatókat és akusztikai kapcsolókat szállít a Szovjetunió számára. A berendezéseket a szovjet Rádióipari Minisztérium tesztelő telephelyére szállítják, ahol a berendezéseknek az ESZR-sorozat-hoz való kompatibilitását próbálják ki. A Szovjetunió további vásárlásokat is fontolóra vett, ezekkel együtt az üzlet volumene elérheti a 4 millió dollárt is.

Az ICX elnöke szerint a Szovjetunióban interface-t kívánnak fejleszteni az amerikai berendezések és az R-sorozat központi egységei között, számítógépes információs rendszereik fejlesztése érdekében. Ma ezek bázisát még az R-sorozat előtti Minszk számítógépek képezik.

Az USA exportellenőrző szerve még nem engedélyezte az ügyletet, de problémát várhatóan csak az IBM 3330-as diszkegységek jelentenek, mert ezek eladását Kelet-Európába eddig megtiltották.

Közben Kínában folyik a szeptemberre, Pekingben tervezett amerikai számítógép-kiállítás szervezése — bár a kínai kormány még hivatalosan nem engedélyezte ezt. E kiállításon a tervek szerint a CDC, a Honeywell, a Burroughs, az Univaç, az NCR és a Mohawk Data Sciences cégek vesznek részt, de az IBM részvétele sines kizárva.

A szervező cég szerint a kiállítás mintegy 20 millió dollárnyi üzletet hozhat az amerikai cégek számára. Szerintük Kínában jelenleg mintegy 1000 komputer van. A következő évben kb. 500 nagy számítógép-rendszert vásárolnak 1,5...2,5 milliárd dollár értékben. A legvalószínűbb alkalmazások: irányítási rendszerek, bank és pénzügyi műveletek, folyamat-szabályozás, a légiforgalom irányítása, tudományos elemzés és hírközlés. (Datamation, 1973. május.)

Impulzus zaj amplitúdó-sűrűségfüggvényének leírására szolgáló modell vezetékes adatátviteli rendszerekben

ETO 621.395.38:681.327.8

Egy hangfrekvenciás vezetékes távközlő csatornán üzemelő adatátviteli összeköttetés minőségi jellemzőjét: a hibaarányt, a csatorna sávszélessége, a jel szintje, az alkalmazott modulációs sebesség, a csatorna különböző torzításai (csillapítás-, fázis-, frekvencia-, nemlineáris torzítás), valamint a különböző zavartatások (zajok, rövid időtartamú megszakadások, fázisugrások) együttesen határozzák meg.

Adott jelszint, sávszélesség és átviteli torzítások esetén az adatátviteli hibaarányt elsősorban a különböző zavartatások határozzák meg, amelyek közül a zajok alapvető fontosságúak. A különböző adatátviteli rendszerek hibaarányának meghatározására szolgáló elméleti módszerek Gauss- vagy fehér zaj jelenlétét tételezik fel.

A valóságos távközlő csatornában jelenlevő zajfolyamat azonban — különösen kapcsolt hálózatokban — lényegesen eltér a gaussi folyamattól, ezért az említett elméleti módszerek alkalmazása, impulzus zaj jelenlétét feltételezve, a valóságtól lényegesen eltérő eredményeket ad. Emiatt számos kutató foglalkozik az impulzus zaj empirikus, illetve elméleti matematikai leírásával, valamint hatása csökkentésének lehetőségeivel. Elsődleges célunk e cikk keretében a kidolgozott impulzus zaj-modell ismertetése, amely az összeg zajfolyamat amplitúdó-sűrűségfüggvényének leírására alkalmas. Emellett az adatátvitel folgamának egy lehetséges általános meghatározását, az adatátviteli összeköttetés felépítésének vizsgálatát, valamint a véges memóriájú bináris szimmetrikus csatorna jellemzőit tekintjük át.

Adatátviteli összeköttetés felépítése

Az adatátvitel fogalmának pontos meghatározása, a felhasználás lényegesen eltérő módjai és az alkalmazott eszközök nagy választéka miatt nehéz feladat. További problémát jelent az, hogy a felhasználás területe, valamint az adatátviteli eszközök osztályai napjainkban rendkívül dinamikus módon bővülnek. Mindezek ellenére a jelenleg üzemelő adatátviteli rendszerek általános tulajdonságai lehetővé teszik,

hogy a gyakorlat szempontjából kielégítő pontosságú meghatározást adjunk.

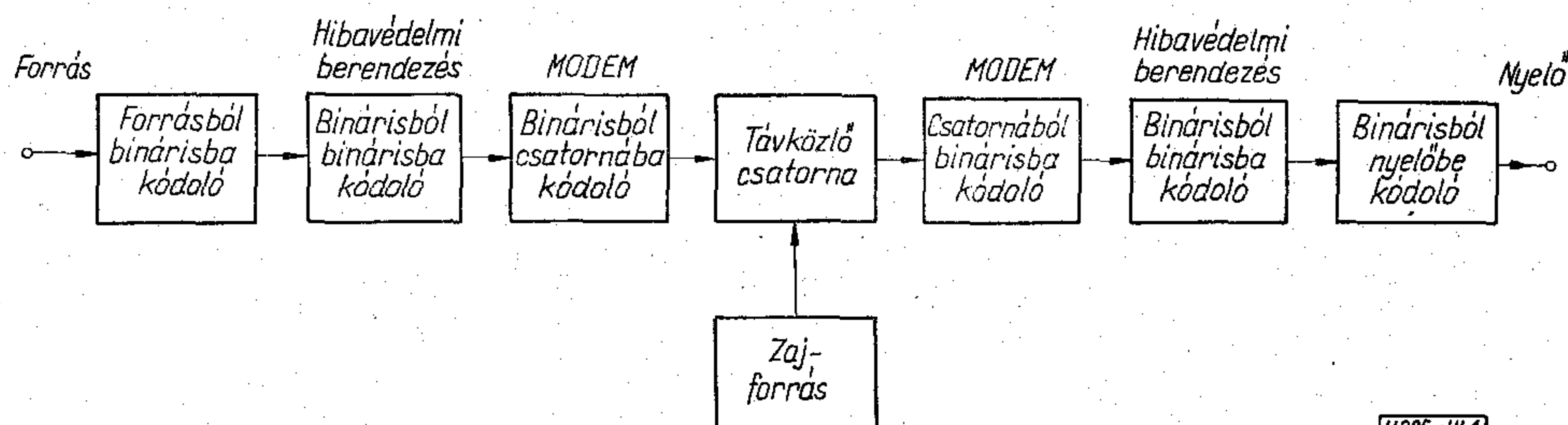
A továbbiakban — figyelembe véve a jelenleg ismert információforrásokat — adatátvitelnek tekintjük minden, nem beszéd- vagy kép-információt hordozó jel távközlő hálózaton történő átvitelét. E meghatározás értelmében adatátviteli rendszerekben mind analóg, mind digitális információk továbbíthatók. Például elektrokardiográf kimenő jelei, folyamatvezérlő automata, távgépíró, számítógép, rajzgép stb. jelei kerülhetnek továbbításra. Az adatátvitel fő jellemzője tehát az, hogy az átvinni kívánt információ adatforrásból származik. A továbbiakban bináris adatátviteli rendszerek működését vizsgáljuk.

Hangfrekvenciás távközlési csatornán létesített adatátviteli összeköttetés felépítése az 1. ábrán látható. Az adatforrás által előállított információt bináris formában alakítjuk át. Tekintettel arra, hogy a távközlési csatornában különböző zavartatások, pl. zajok vannak jelen, az átvitt információ meghibásodhat.

A hibák felfedése és kijavítása céljából hibavédelmi berendezést alkalmazunk. Megfelelően tervezett kódolással az információ kevésbé érzékeny a zajra, pontosabban a zavartatás következtében meghibásodott információ a vétel helyén nagy valószínűséggel felismerhető, és automatikusan kijavítható. A vevőberendezésben dekódolót alkalmazunk, amely a kódolt közleményt — a vevőnek megfelelő — eredeti formára alakítja vissza. Más szavakkal azt mondhatjuk, hogy a zavartatások hatásának kiküszöbölése, illetve csökkentése céljából a hibavédelmi kódoló egy F kölcsönösen egyértelmű matematikai leképezést, illetve operációt hajt végre a bemeneti I közleményen. Ennek eredménye $F(I)$. A hibavédelmi dekódoló pedig ennek az operációnak F^{-1} inverzét hajtja végre, azaz:

	Operáció	Bemenet	Kimenet
Kódoló	F	I	$F(I)$
Dekódoló	F^{-1}	$F(I)$	I

A fent elmondottak természetesen a forrásból binárisba, illetve a binárisból nyelőbe kódolóra is érvényesek.



1. ábra. Hangfrekvenciás távközlő csatornán létesített adatátviteli összeköttetés felépítése

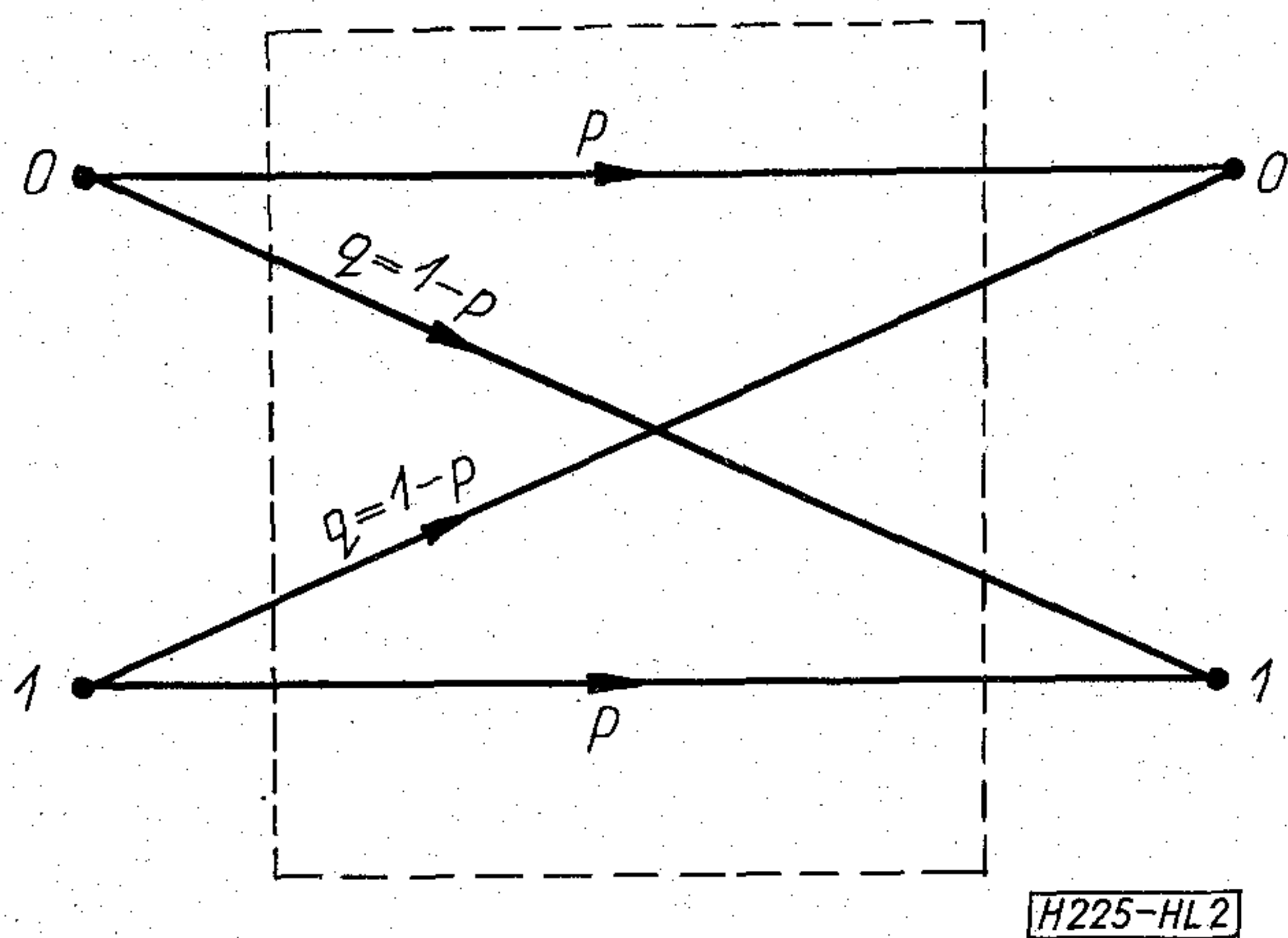
H225-HL1

Távközlési csatornánk hangfrekvenciás, és feladatunknak a zajviszonyok tanulmányozását tekintjük. Emiatt a zajforrást a távközlési csatornából kiemeltük (l. 1. ábra). A csatornát zajmentesnek tekintjük, csak az átviteli torzításokat realizálja. Vizsgálataink során a távközlési csatornában meglevő más zavarhatások (rövid idejű megszakadások, fázisingadozás, fázisugrás stb.) jelenlététől eltekintünk.

Ha a távközlési csatorna hangfrekvenciás, akkor a hibavédelmi berendezés és a távközlési csatorna közötti illesztést biztosító berendezés a modem.

Véges memóriájú bináris szimmetrikus csatorna

Mint az előzőekben már említettük, adatátviteli csatornánk bináris, de emellett a csatornát szimmetrikusnak is tekintjük. A bináris szimmetrikus csatorna (a továbbiakban BSC) modelljét a 2. ábrán tüntettük fel.



2. ábra. Bináris szimmetrikus csatorna modellje

BSC esetén teljesülniük kell a következő feltételeknek:

$$P = (0|0) = P(1|1) = p$$

$$P = (0|1) = P(1|0) = q = 1 - p.$$

p tehát annak valószínűsége, hogy 0-at adunk a bemenetre, és 0-at kapunk a kimeneten, a hibás vétel valószínűsége q .

Az adatátvitel minőségét egyértelműen jellemezhetjük a hibavalószínűséggel. A q hibavalószínűség a h_a empirikus hibaarány várható értéke.

A BSC kimenetén megjelenő és a bemenetre adott bináris számjegyek közötti eltérések átlagos számát a bithibaarány adja meg. Ha a rendszeren átvitt N jel közül n számút találunk hibásnak, akkor a hibaarány az alábbi összefüggéssel adható meg:

$$h_a = \frac{n}{N}.$$

n értékének adott megbízhatósági szint esetén, nagyobbak kell lennie, mint egy k korlát.

A hibaarányra fennáll a

$$0 \leq h_a \leq 1 \text{ összefüggés.}$$

Ha $|q - h_a|$ legnagyobb értékét valószínűségi változónak tekintjük és D -vel jelöljük, vagyis

$$D = \sup_{0 \leq n < \infty} |q - h_a|,$$

akkor D 1 valószínűséggel zérushoz tart, ha $n \rightarrow \infty$:

$$P(\lim_{n \rightarrow \infty} D = 0) = 1.$$

A hibaarány értéke tehát $n \rightarrow \infty$ esetén a hibavalószínűséget 1 valószínűséggel közelíti.

Ha a BSC kimenetén megjelenő demodulációs hibák egymástól független, véletlen események, akkor a BSC-t memóriamentesnek mondjuk.

Valóságos távközlési csatornán létesített BSC-k azonban memóriával rendelkeznek. A véges memóriájú BSC-k jellemzője az, hogy a kimeneten megjelenő demodulációs hibák egymástól nem függetlenek, hanem bizonyos statisztikai függőséget mutatnak.

Véges memóriájú BSC-k leírására szolgáló modellek közül a Gilbert és Paretó által kidolgozottak a legismertebbek.

Ha a BSC-ben csak Gauss-zaj van jelen, a csatorna memóriamentes. A BSC kimenetén megjelenő hibák egymástól való függését elsősorban az impulzus-zaj okozza. Véges memóriájú BSC-ben a hibák megjelenését tehát, elsősorban az impulzus-zaj váltja ki. A valóságos hangfrekvenciás távközlési csatornán (elsősorban kapcsolt távbeszélő hálózaton) létesített adatátviteli összeköttetésünket emlékező BSC-nek tekintjük.

Az impulzus-zaj matematikai leírásának szükségességét az alábbi okok indokolják:

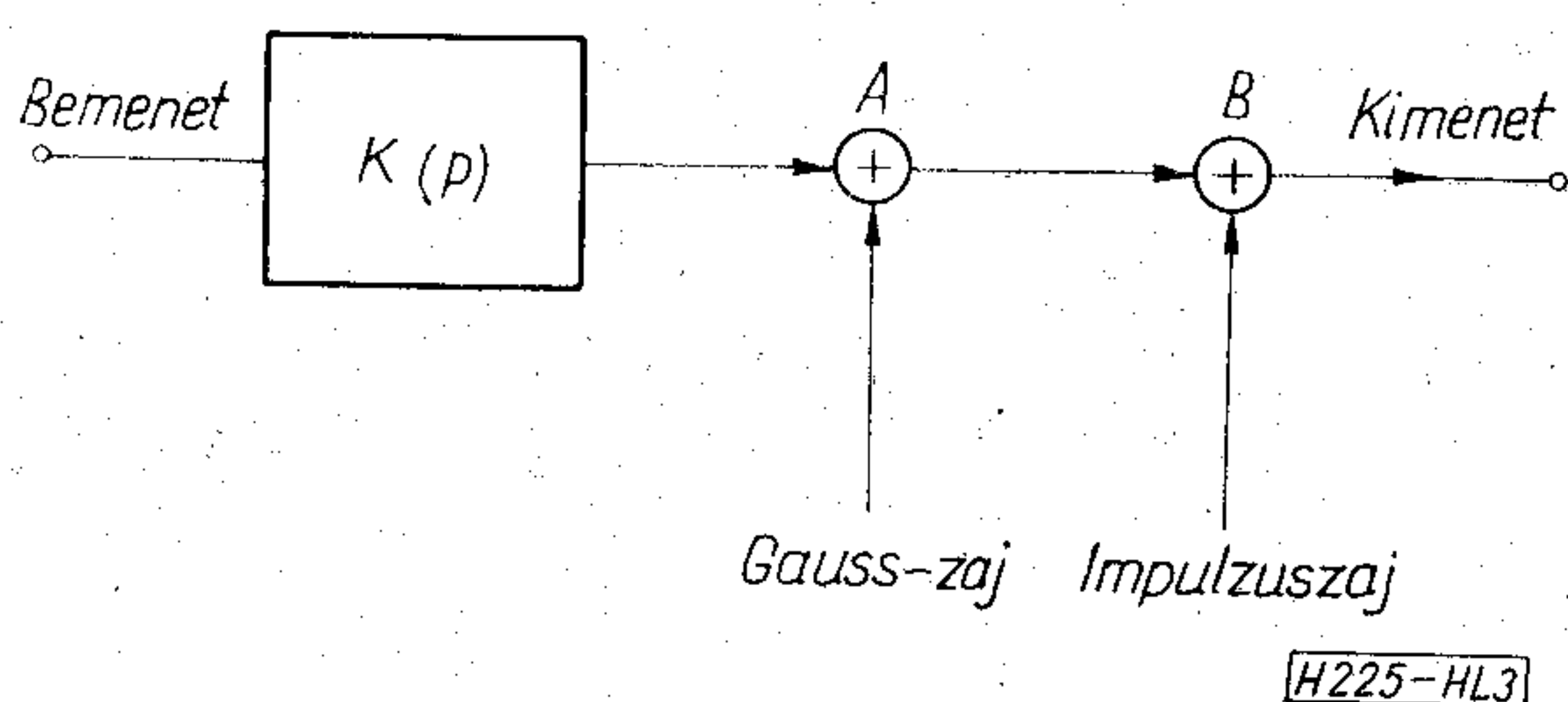
1. ahhoz, hogy egy adatátviteli rendszerhez a legjobban illeszkedő hibavédelmi kódot megtervezhessük, illetve egy adott kód hibajelző vagy hibajavító képességét ellenőrizzük, szükségünk van a valóságos távközlési csatornában megfigyelt hibák részletes statisztikájára, vagy pedig a csatorna egy olyan matematikai modelljére, amely jól közelíti a valóságos csatornát. Tekintettel azon állításunkra, hogy az adatátviteli hibák okozója vizsgált rendszerünkben elsősorban az impulzus-zaj, a fenti célok eléréséhez ezen zajtípus matematikai leírását elsődleges feladatnak tekintjük;
2. figyelembe kell vennünk azt is, hogy nem minden adatátviteli összeköttetésben kerül alkalmazásra hibavédelmi kódolási eljárás. Emiatt felmerül annak igénye, hogy az ismert modulációs módszerek közül az impulzus-zaj szempontjából leginkább zajérzékeny modulációs eljárást alkalmazzunk;
3. később bizonyítandó okok miatt a Gauss-zajjal vizsgált modemnek, illetve adatátviteli összeköttetésnek lényegesen eltérő tulajdonságai vannak hibaarány szempontjából impulzus-zaj jelenlétében;
4. ha rendelkezünk az impulzus-zaj — a gyakorlat szempontjából kielégítő pontosságú — leírásával, akkor a zajfolyamat amplitúdójának valószínűségi sűrűségfüggvényét lényegesen befolyásolhatjuk pl. az ún. „elkenési technika” felhasználásával [3];

5. az impulzus zaj-folyamat matematikai leírása nem elhanyagolható elméleti jelentőségű;
6. az impulzus zaj matematikai leírására szolgáló modell, véleményünk szerint, kiterjeszthető a távközlési csatorna más sztochasztikus jellegű zavarainak leírására is. E zavartatások közül elsősorban a véletlen távirótorzítást, a fázis ingadozást és a fázisugrást kell említeni. E paraméterek jellemzője szintén az, hogy valószínűségi eloszlásfüggvényeik nem jellemezhetők Gauss-eloszlásfüggvényekkel.

A fentiek figyelembevételével a következőkben megvizsgáljuk a vezetékes adatátviteli összeköttetésben felhasznált távközlési csatorna modelljét.

A távközlési csatorna modellje

Az adatátviteli összeköttetésben felhasznált távközlési csatorna modelljét a 3. ábrán tüntettük fel. A csatornát a $K(p)$ invariáns transzfer függvényével



3. ábra. Távközlő csatorna modellje

jellemezzük. Ha a csatorna be- és kimeneti jeleit leíró függvényeknek létezik Fourier-transzformáltjuk, akkor ezeket a $K(p)$ transzfer függvény köti össze:

$$Y(p) = K(p) \cdot X(p),$$

ahol $Y(p)$ a kimeneti, $X(p)$ a bemeneti jel Fourier-transzformáltja. Az amplitúdó- és fáziskarakterisztika, valamint a transzfer függvény közötti összefüggés:

$$K(p) = A(\omega) \cdot e^{-j\varphi(\omega)}$$

ahol $A(\omega)$ az amplitúdó-, $\varphi(\omega)$ a fáziskarakterisztika. A zajmentes csatorna kimenetéhez Gauss-, illetve impulzus zajt generáló két additív zajforrás csatlakozik.

A csatornában keletkező additív tulajdonságú zaj időfüggvényének sokaságaként írható le, amelyek a csatorna kimenetén összeadódnak. A zajforrás additivitása alatt azt értjük, hogy a csatorna kimenetén akkor is jelen vannak a zavartatásból származó, nem kívánt jelek, amikor a csatorna bemenetére nem adunk hasznos jelet.

A következőkben röviden összefoglaljuk a zajok leírására szolgáló paramétereket, és megvizsgáljuk a vezetékes távközlési csatorna kimenetén megjelenő eredő zajfeszültség valószínűségi sűrűségfüggvényét.

A zajok leírása

Véletlen zajfolyamatok leírására az alábbi statisztikai függvények szolgálnak:

1. négyzetes középérték,
2. valószínűségi eloszlás- és sűrűségfüggvény,
3. autokorreláció függvény,
4. teljesítménysűrűség spektrum függvény.

A jel autokorreláció függvénye a teljesítménysűrűség spektrum Fourier-transzformáltja. A jel négyzetes középértéke, autokorreláció függvénye és a teljesítménysűrűség spektrum függvénye semmilyen információt nem tartalmaz a zajfolyamat valószínűségi eloszlás-, illetve sűrűségfüggvényére vonatkozóan. Azonos teljesítménysűrűség spektrum függvénnyel vagy négyzetes középértékkel rendelkező zajfolyamatoknak lényegesen eltérő amplitúdósűrűség függvényük lehet.

A zajfolyamat amplitúdójának valószínűségi sűrűségfüggvénye azt adja meg, hogy az idő mely részében van a zajnak bizonyos amplitúdója. A sűrűségfüggvény alatti terület az x és $x + \Delta x$ amplitúdók között megadja azt az időhányadot, ameddig a jel x és $x + \Delta x$ közötti amplitúdójú.

Vizsgált zajfolyamatunkról feltesszük, hogy ergodikus, stacionárius, sztochasztikus folyamat. A stacionárius folyamatokra vonatkozó feltételek lényege az, hogy a körülmények változatlanok, és a folyamatok ingadozásai kizárólag a véletlentől függenek. Ergodikus folyamatokra érvényes, hogy bármely jelenség tetszőleges időátlaga egyenlő a folyamathoz tartozó jelenségek sokaságának időátlagával. Ergodikus stacionárius folyamatokra alkalmazható Birkhoff tétele: ha tetszőleges ξ_t folyamatról tudjuk azt, hogy a távoli időpontokban független értékeket vesz fel, tehát ha

$$|t_1 - t_2| > c \text{ konstans, akkor}$$

ξ_{t_1} , és ξ_{t_2} független (ez az eset a valóságos távközlési csatornában is fennáll), akkor ki lehet mutatni, hogy

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\xi_{t_1} + \xi_{t_2} + \dots + \xi_{t_n}}{n} = M(\xi_t),$$

ahol $M(\xi_t)$ a ξ_t várható értéke, ami a stacionaritás miatt nem függ t -től.

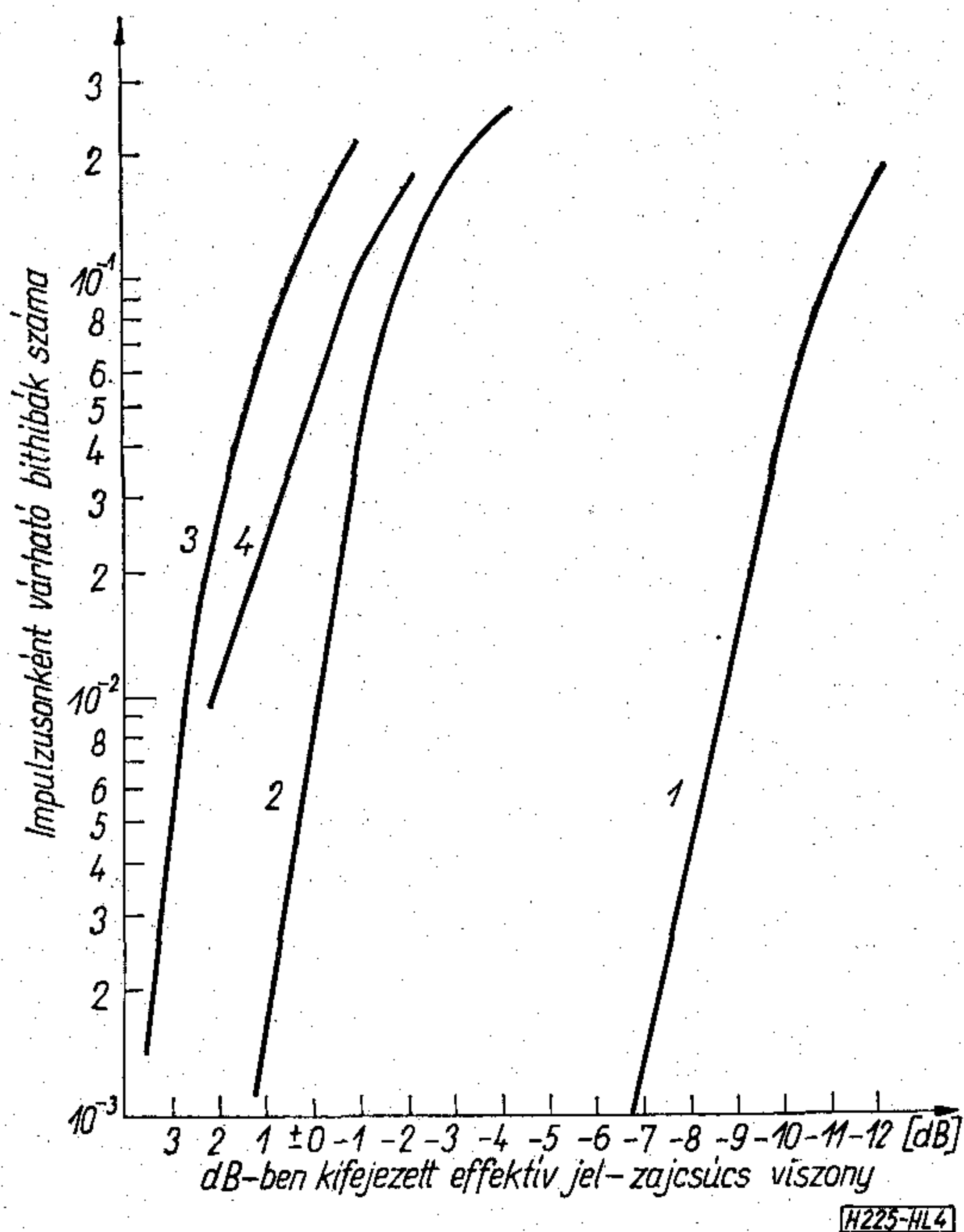
Ez a feltétel lehetővé teszi $M(\xi_t)$ becslését a

$$\frac{\xi_{t_1} + \xi_{t_2} + \dots + \xi_{t_n}}{n}$$

kifejezés segítségével. Minthogy az általunk vizsgált esetben $|t_1 - t_2| > c$ -re (ha c elég nagy, esetünkben a mérés hossza 15 perc, a CCITT vonatkozó ajánlásának megfelelően) ξ_{t_1} és ξ_{t_2} (az eredő zajfolyamat feszültségei) függetlenek, ezért alkalmazhatjuk az ergodelmélet tételeit. A fenti eredmények figyelembevételével a mérések útján meghatározott egyedi empirikus amplitúdó-sűrűségfüggvényekből határoztuk meg az eredő zajfolyamat feszültségének valószínűségi sűrűségfüggvényét.

A zajimpulzusok amplitúdója és a hibaarány közötti empirikus viszony

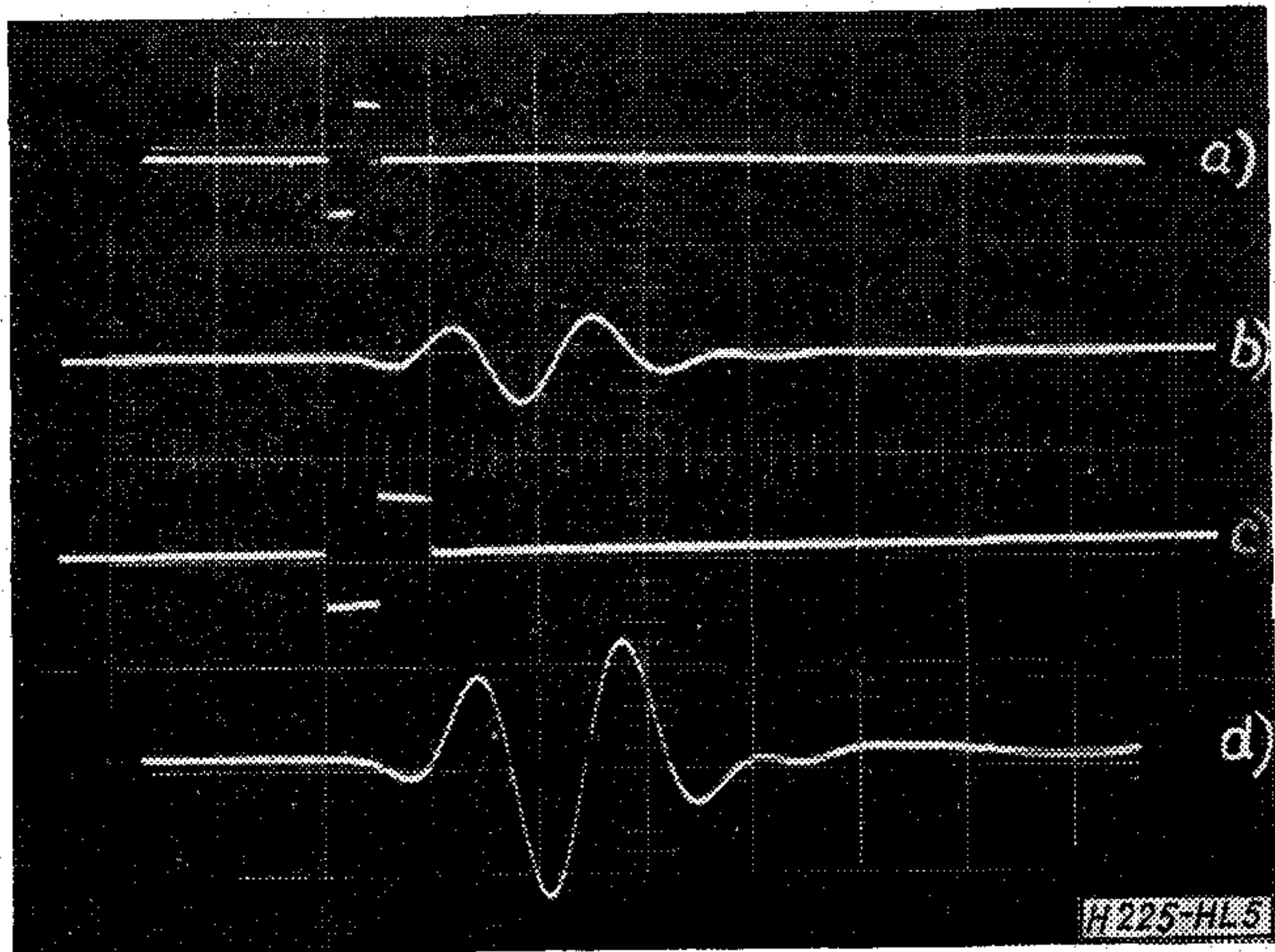
Annak oka, hogy az impulzus zaj leírására az amplitúdó-sűrűségfüggvényt tartjuk elsődlegesnek abban keresendő, hogy az adatátviteli hiba és a zajfeszültség pillanatnyi amplitúdója között szoros valószínű-



4. ábra. Az egy zajimpulzusra jutó hibák számának változása a jel-zaj viszony függvényében

ségi kapcsolat áll fenn. Ez indokolja azt, hogy impulzus zaj jelenlétében a jel-zaj viszonyt a zajimpulzus amplitúdójának és a jelfeszültség effektív értékének viszonyával adjuk meg.

Az impulzus zaj hibaarányra gyakorolt hatásának vizsgálata céljából mérési sorozatot végeztünk. A 4. ábrán a Posta Kísérleti Intézetben végzett mérések eredményeit tüntettük fel. A méréseket berendezésekben végeztük. A mérési sorozattal arra kívántunk választ kapni, hogy a zajimpulzusok csúcsfeszültsége és a jelfeszültség effektív értéke viszonyának függvényében hogyan változik az egy zajimpulzusra jutó bithibák száma a CCITT V. 23 ajánlásának megfelelő modem kimenetén. A méréshez az



5. ábra. Szimulált zavaró zajimpulzusok; a) zavaró zajimpulzus, léptékek: függőleges 1 cm/V, vízszintes 1 cm/400 μs; b) az a görbe szerinti zavaró zajimpulzus a vevőszűrő kimenetén, a lépték az a görbe esetével egyezik meg; c) zavaró zajimpulzus, függőleges 0,2 V/cm, vízszintes 400 μs/cm; d) a c görbe szerinti zavaró zajimpulzus a vevőszűrő kimenetén, a lépték a c görbe esetével egyezik meg

ORION által gyártott 1200 bps sebességű modemet alkalmaztuk, a vizsgálatot a CCITT által javasolt szimulált, nullára visszatérő bipoláris zajimpulzusokkal végeztük (lásd 5. ábrát). A zavaró zajimpulzusok időtartamai:

- a) 100 μs,
- b) 200 μs,
- c) 400 μs.

A mérésekhez a modem egyoldalas torzítását minimális értékre állítottuk be.

A d) görbe azt az esetet mutatja, amikor a zavaró zajimpulzus időtartama 200 μs, és a vevőnek egyidejűleg 20% egyoldalas torzítása van.

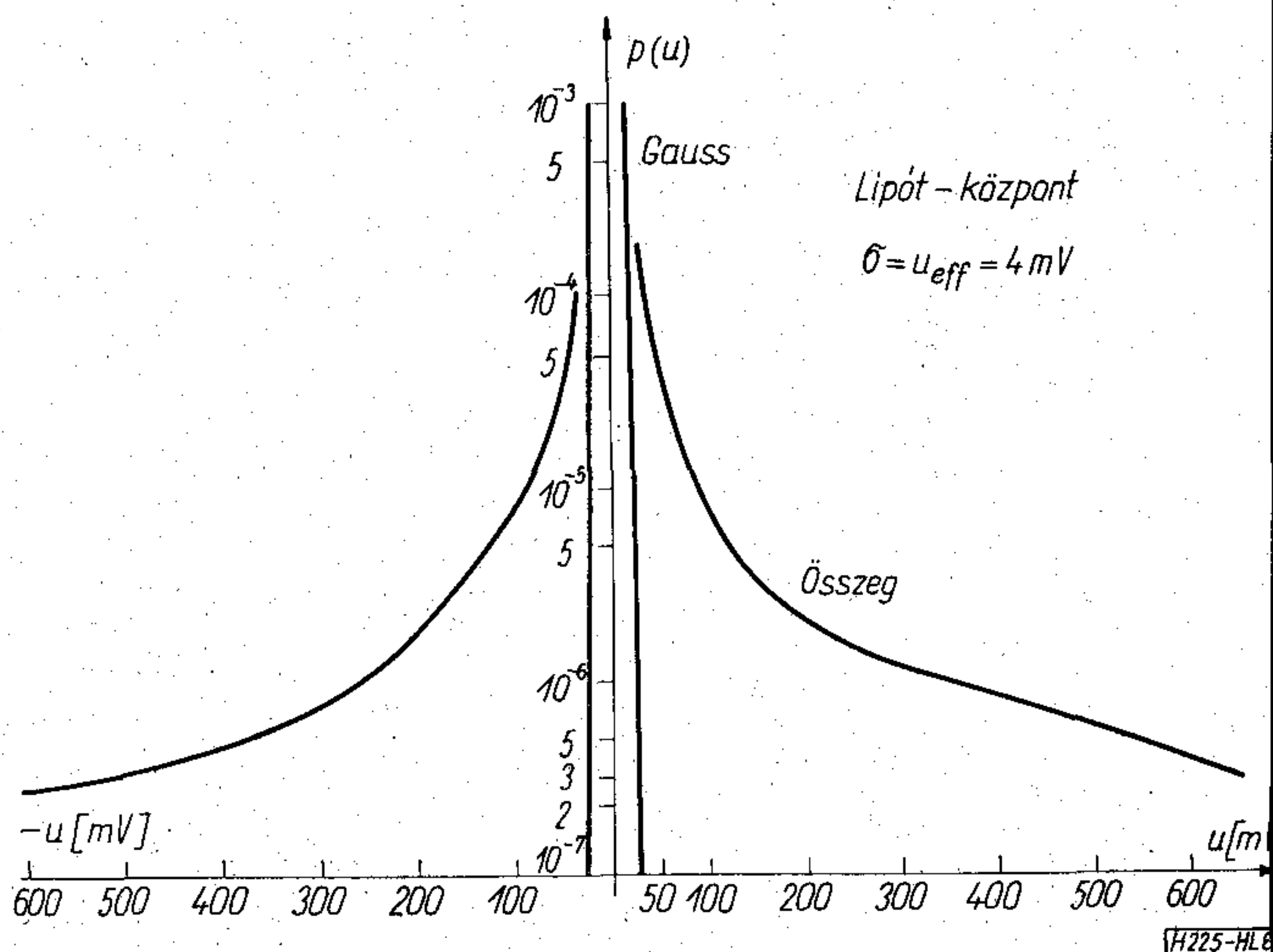
Az ábrából látható, hogy ha a zajimpulzus pillanatnyi amplitúdója meghaladja a hasznos jel szintjét, akkor viszonylag nagy valószínűséggel várható hibás bit megjelenése. A 4. ábrát figyelembe véve, az egy zajimpulzusra jutó bithibák számának várható értékére jó becslést ad az alábbi empirikus összefüggés:

$$h = k_1 \cdot e^{k_2 e^{-k_3 l}},$$

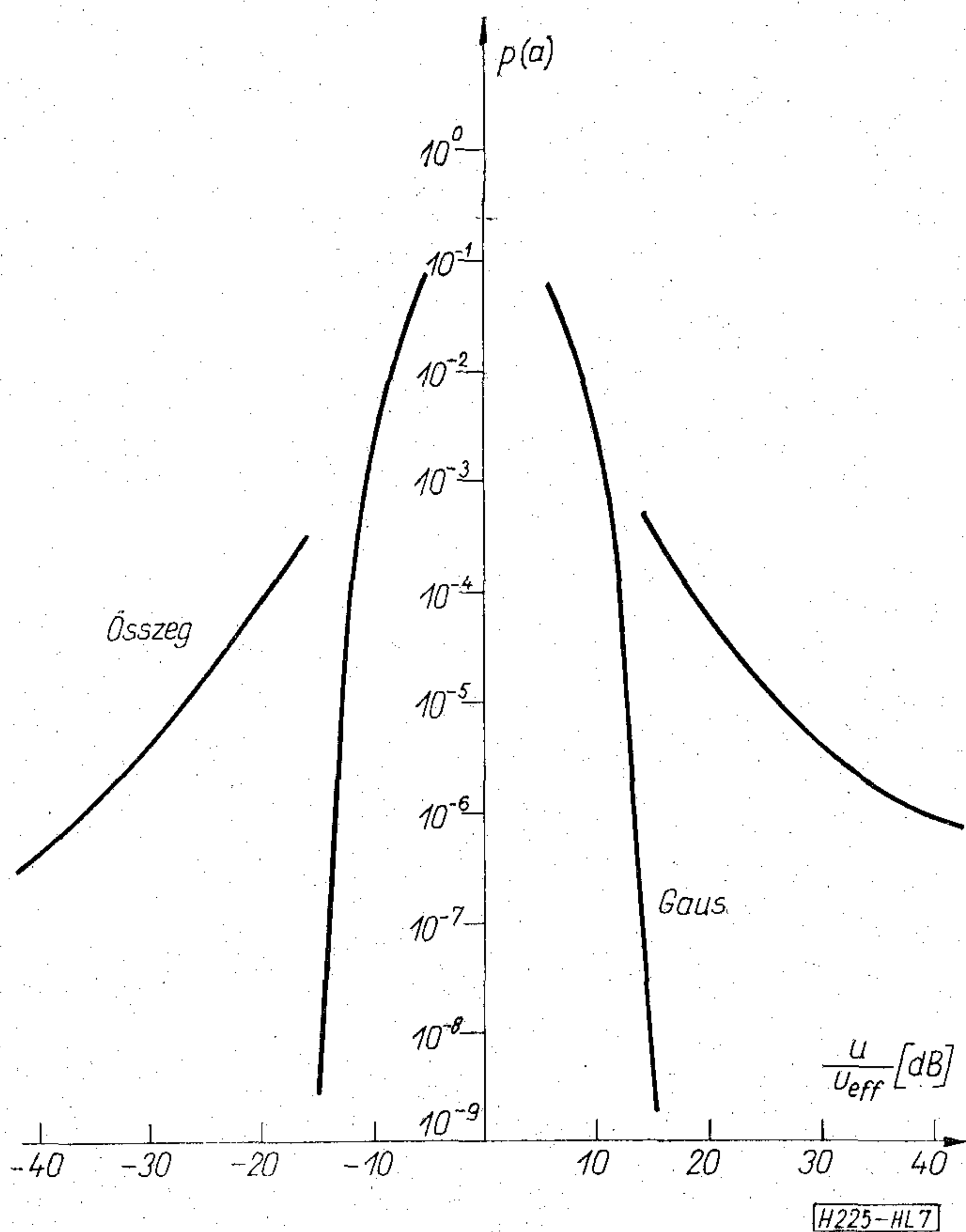
ahol k_1, k_2, k_3 konstansok, és értéküket a modem típusa határozza meg, l , a dB-ben kifejezett szintet jelöli a kritikus jel-zaj viszony felett. Kritikus jel-zaj viszonyt az azt az értéket tekintjük, melynél $h = 10^{-3}$. Fenti példánk azt jelzi, hogy elsősorban a vezetékes távközlési csatornában jelenlevő zajfolyamat amplitúdó-sűrűségfüggvényének leírása, illetve ismerete nyújt lehetőséget a hibaarány becslésére.

Az eredő zajfolyamat amplitúdó-sűrűségfüggvénye

Mielőtt elméletileg megvizsgálunk a vezetékes távközlő csatornában jelenlevő összeg zajfolyamat amplitúdó-sűrűségfüggvényét, tekintsük a budapesti kapcsolt távbeszélő hálózaton létesített összeköttetésekben végzett mérések eredményeit. A mérés során a távbeszélő kapcsolat létesítése után a távbeszélő készülékeket az összeköttetés végpontjairól lekapcsoltuk és 600 ohmos ellenállásokkal helyettesítettük. A mérés során az összeg zajfolyamat effektív értékét, valamint a zajfolyamat amplitúdó-sűrűségfüggvénye



6. ábra. A Lipót Távbeszélő Központon átmenő összeköttetések kimenetén megjelenő összeg zajfolyamat amplitúdójának valószínűségi sűrűségfüggvénye



7. ábra. A 6. ábra logaritmus abszcisszával

nyét határoztuk meg. Az amplitúdó-sűrűségfüggvények meghatározásához a KFKI által gyártott NTA—512B típusú analizátort alkalmaztuk. Egy-egy mérés időtartama 15 perc volt. A mérés eredményeit az analizátorhoz csatlakoztatott nyomtatón kinyomtattuk. A fenti méréseket minden vizsgált központtípusnál legalább 50-szer végeztük el. A 6. ábrán a Lipót Távbeszélő Központon átmenő összeköttetések amplitúdó-sűrűségfüggvényének várható értékét tüntettük fel. A központ típusa 7A—2. A zajfeszültség effektív értékének várható értéke 4 mV. Az ábrába berajzoltuk a 4 mV szórású Gauss-zaj sűrűségfüggvényét is. A 7. ábra abszcisszája a zajfeszültség pillanatnyi amplitúdójának és a zajfeszültség effektív értékének logaritmus viszonya. Az ábra alapján a következő megállapításokat tehetjük:

1. az összeg zajfolyamat amplitúdó-sűrűségfüggvénye nem egyezik meg a Gauss-eloszlás sűrűségfüggvényével. A zajfeszültség effektív értéke nem jellemzi a folyamat pillanatnyi amplitúdót;
2. az eltérés a Gauss-sűrűségfüggvénytől nagy amplitúdók esetén jelentős (20 dB-lel az effektív érték felett);
3. a zajimpulzusok bekövetkezése kis valószínűségű (kb. $10^{-4} \dots 10^{-5}$) esemény, és az összeg zajfolyamat effektív értékéhez képest igen nagy amplitúdók megjelenésével jár;
4. a sűrűségfüggvény gyakorlatilag szimmetrikusnak tekinthető, adott pozitív és negatív amplitúdók azonos valószínűséggel fordulnak elő, tehát az eredő zajfolyamat nulla várható értékű.

A következőkben a vezetékes távközlési csatornában jelenlevő zajfolyamat matematikai leírását adjuk meg.

Impulzus zaj-modell

A modellel szemben az alábbi követelményeket támasztjuk:

fizikailag szemléletes legyen,
minél jobban jellemezze a zajfolyamat amplitúdó-sűrűségfüggvényét,
legyen matematikailag könnyen kezelhető,
a modellben szereplő paraméterek lehetőleg mérésel meghatározhatók legyenek.

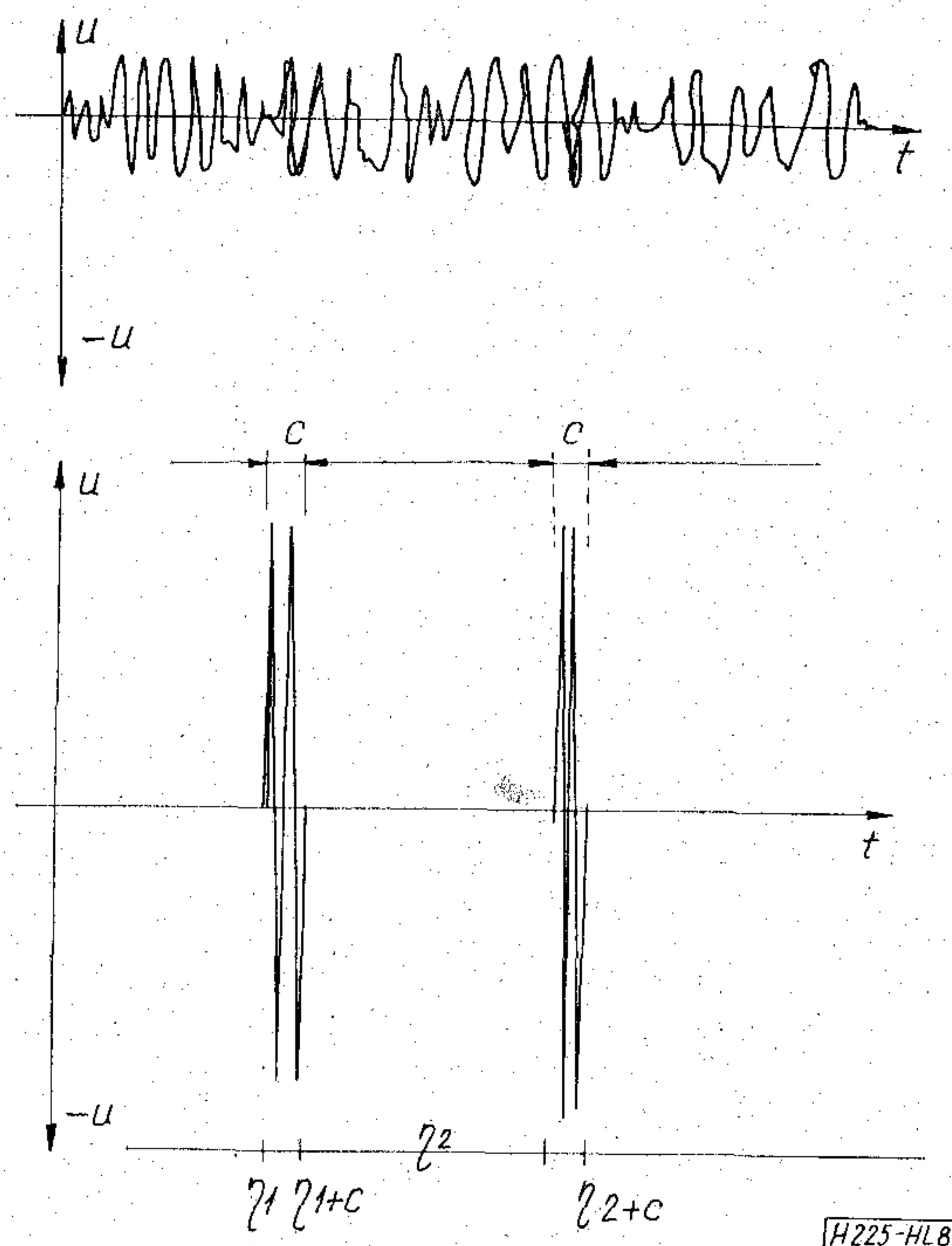
Korábbi állításunknak megfelelően a távközlő csatornában megjelenő eredő zaj két, egymástól független A és B forrásból származik, amelyek additív tulajdonságúak, és a csatorna kimenetén szuperponálódnak.

Az A jelű forrásból származó folyamat Gauss-zaj, σ_1 szórással és $m=0$ várható értékkel. A Gauss-zaj állandóan jelen van.

A B jelű forrás egy megadott, ún. bekapcsolási időtartamra impulzuszajt generál.

Tekintsük a 8. ábrát. Tegyük fel, hogy $t=0$ időpontban a B jelű forrás nincs bekapcsolva. Jelölje η_1 azt az első időpontot, amikor B bekapcsolódik. A bekapcsolt állapot időtartama első közelítésben legyen $c>0$ konstans. η_1+c időponttól a második bekapcsolásig terjedő időtartamot jelöljük η_2 -vel, a $k-1$ -edik kikapcsolás és a k -edik bekapcsolás közötti ún. zajközi időtartamot η_k -val.

Feltételezhetjük, hogy az η_k -k független, azonos eloszlású valószínűségi változók, amelyeknek közös



8. ábra. Az eredő folyamat komponenseinek időtartománybeli viselkedése

eloszlása folytonos, és teljesül rájuk a következő fel-tétel:

$$P(\eta_k < s | \eta_k > t) = P(\eta_k < s - t), \text{ ahol } s > t > 0.$$

A fenti feltételekből következik, hogy az η_k -k — a zajközi időtartamok — közös eloszlása exponenciális, azaz

$$P = (P(\eta_k < x)) = \begin{cases} 1 - e^{-\lambda x}, & \text{ha } x > 0 \\ 0 & \text{ha } x < 0. \end{cases}$$

Vizsgáljuk meg az amplitúdó-sűrűségfüggvényt.

Jelöljük azt az eseményt, hogy a B impulzus-zaj-forrás ki van kapcsolva E -vel, azt az eseményt, hogy be van kapcsolva $\bar{E}$ -vel. Ebben az esetben

$$P = (E) = p = 1 - q,$$

$$P = (\bar{E}) = q.$$

Ha ξ jelöli a zajfeszültség véletlen értékét egy rögzített időpontban; ξ_1 az A (gaussi) forrásból származó, ξ_2 pedig a B impulzus-zaj-forrásból származó zajfeszültség értékét ugyanabban az időpontban, akkor a teljes valószínűség tétele szerint:

$$F_\xi(x) = P(\xi < x) = p \cdot P(\xi < x | A) + q \cdot P(\xi < x | B) = p \cdot F_{\xi_1}(x) + q(F_{\xi_1} * F_{\xi_2}),$$

ahol $*$ a konvolúciót jelöli.

Ha az impulzus-zaj-forrásból származó ξ_2 zajfeszültségről feltennénk, hogy ξ_1 -hez hasonlóan szintén Gauss-eloszlású, akkor az eredő zajfeszültség, $\xi_1 + \xi_2$ is Gauss-eloszlású lenne. A mért empirikus sűrűségfüggvény ismeretében ez a feltevés azonban nem helytálló. Az empirikus összeg sűrűségfüggvények alapján az várható, hogy $F_{\xi_2}(x)$ — az impulzus-zaj feszültségének eloszlása — szintén keverék eloszlás, mégpedig egy pozitív, illetve egy negatív várható értékű normális eloszlásé, $+1/2$ súlyozással, azaz:

$$F_\xi(x) = p \cdot F_{\xi_1}(x) + q[1/2(F_{\xi_1} * F_2) + 1/2(F_{\xi_1} * F_3)].$$

Sűrűségfüggvényekre áttérve:

$$f_\xi(x) = p \cdot f_1(x) + q/2[f_2(x) + f_3(x)],$$

ahol

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma_1^2}}$$

$$f_2(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_2} \cdot e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma_2^2}}$$

$$f_3(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_2} \cdot e^{-\frac{(x+m)^2}{2\sigma_2^2}}$$

Az $f_1(x)$, $f_2(x)$, $f_3(x)$ és $f(x)$ sűrűségfüggvényeket a 9. ábrán tüntettük fel.

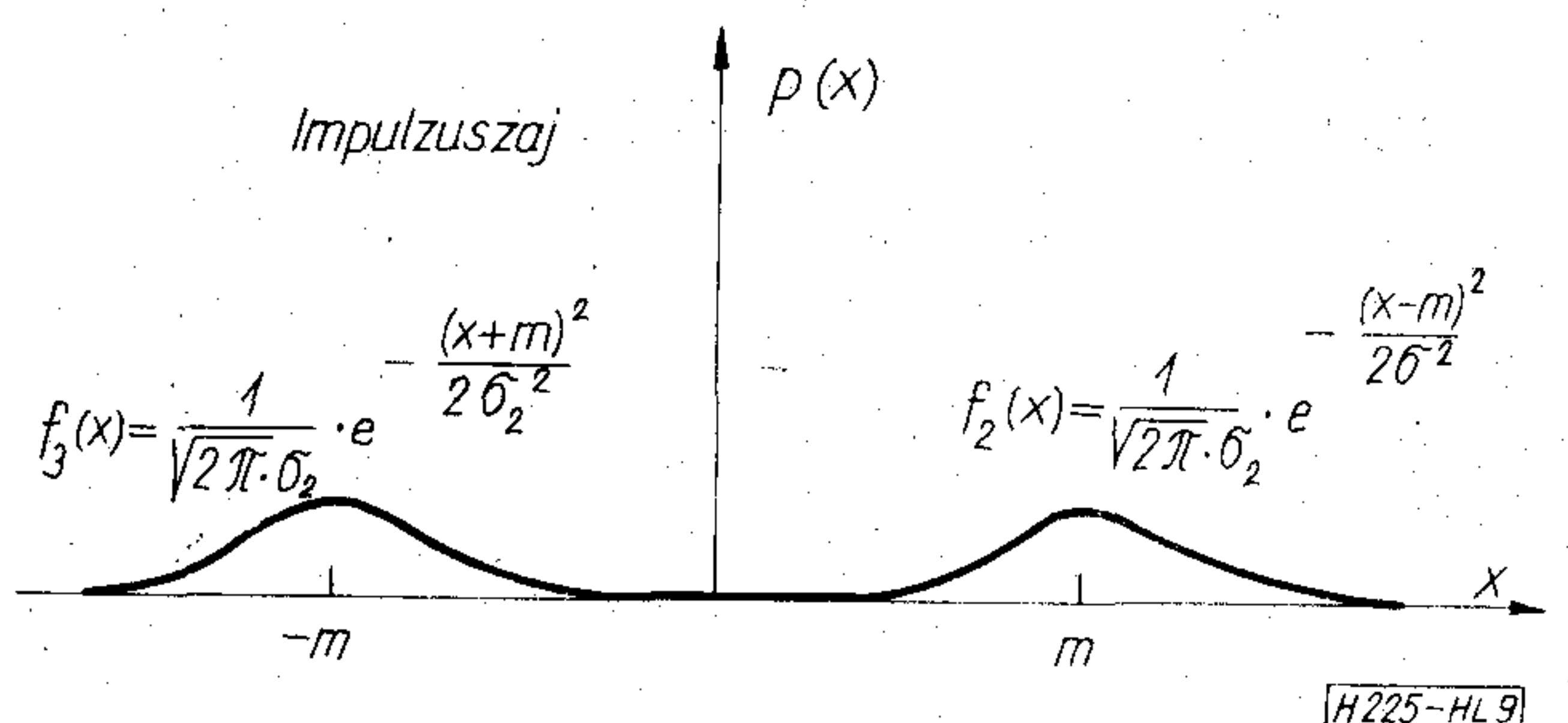
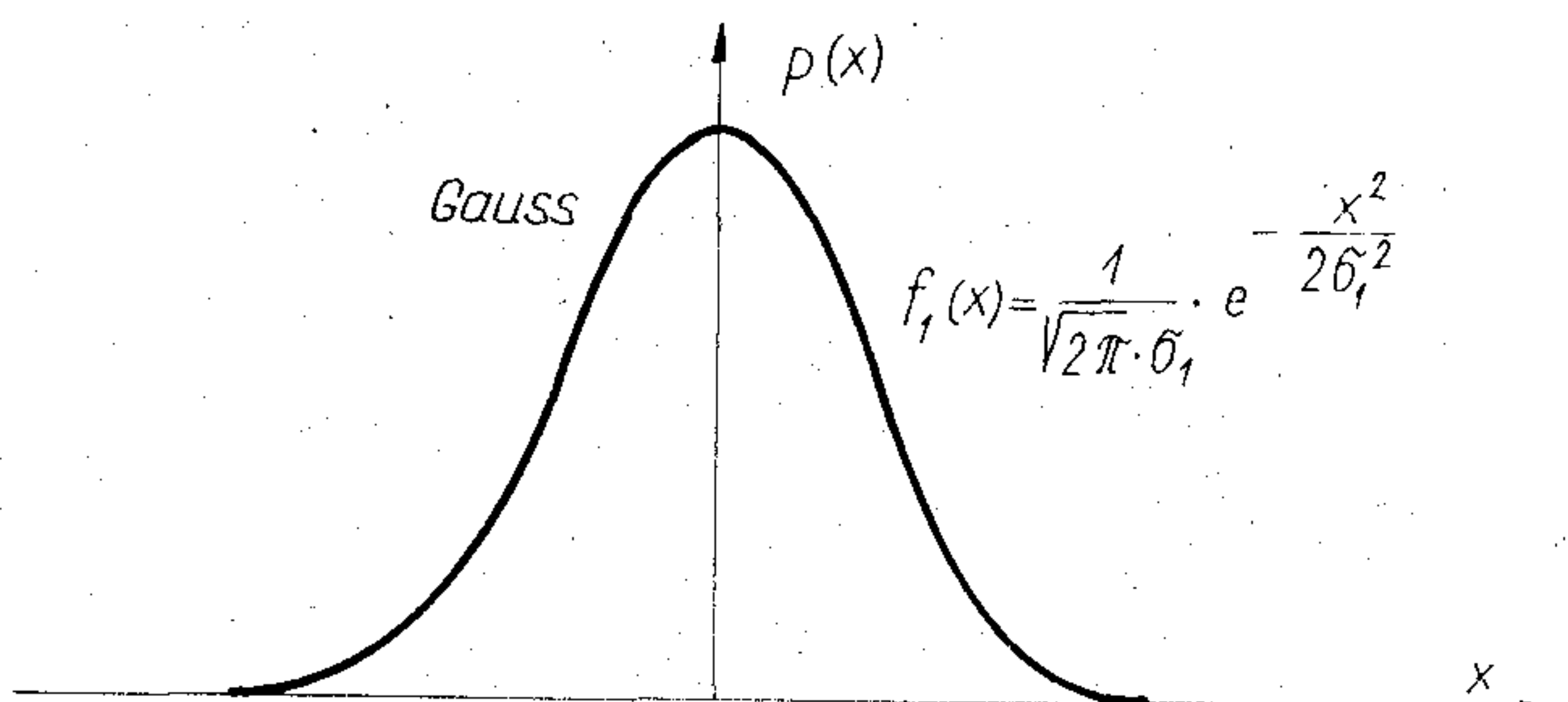
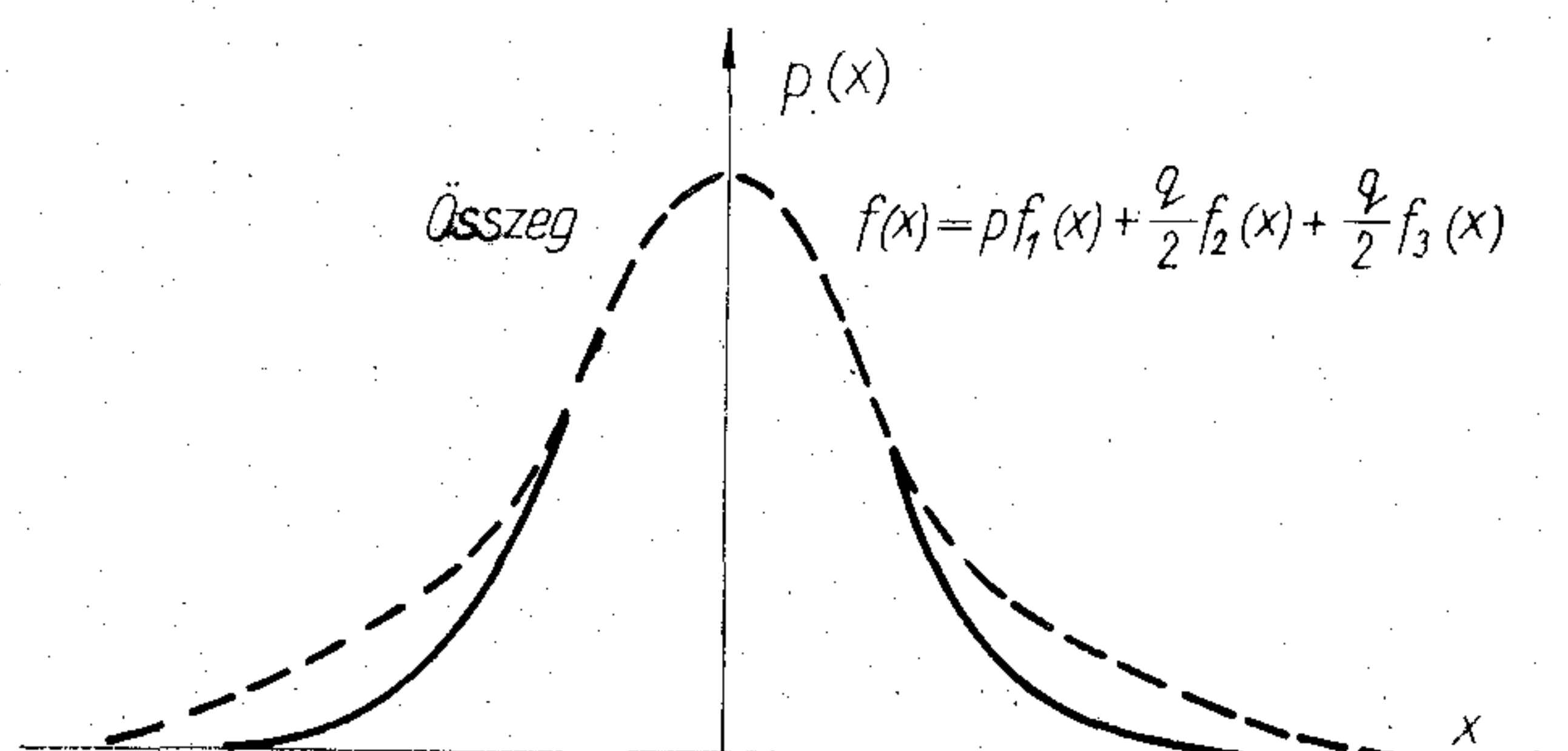
Kimutattuk tehát, hogy az eredő zajfeszültség három normális eloszlású feszültség keveréke, és $f(x)$, az eredő feszültség sűrűségfüggvénye az alábbi négy paraméter függvénye:

p = annak a valószínűsége, hogy a vizsgált időpontban az impulzus-zaj-forrás kikapcsolt állapotban van,

m = a zajimpulzusok amplitúdójának várható értéke,

σ_2 = a zajimpulzusok amplitúdójának szórása,

σ_1 = a Gauss-zaj szórása.



9. ábra. Az impulzus-zaj, a Gauss-zaj és az összeg zajfolyamat valószínűségi sűrűségfüggvényei

A paraméterek becslésére a legkisebb négyzetek módszere alkalmazható. q értékét mérésel határoztuk meg. A mérés során megmértük azt az eredő időt amely alatt a zajimpulzusok amplitúdója nagyobb mint $u_{\text{eff}} + 20$ dB. A mérés időtartamának ismeretében a túllépés relatív gyakorisága meghatározható, ez feltételezésünk szerint gyakorlatilag a túllépési valószínűséggel azonos.

Ha a zajfeszültség Gauss-zajtól származna, akkor az $u_{\text{eff}} + 20$ dB szintérték 10σ -t jelentene. Ebben az esetben a túllépési valószínűség kisebb lenne, mint 10^{-10} . 193 darab, egyenként 15 perces mérés eredményeinek birtokában, a Ferenc Távbeszélő Központon keresztülmenő összeköttetés esetében q -ra, a túllépés valószínűségére, $7,3 \cdot 10^{-4}$ értéket kaptunk.

Határozzuk meg a következőkben a két Gauss-eloszlás p és q súlyokkal képzett keverékeloszlásának várható értékét és szórásnégyzetét.

A teljes várható érték tétele értelmében, ha A_i ($i=1, 2, \dots$) teljes eseményrendszer ($\sum_i P(A_i) = 1$), és ha minden i -re létezik az $M(\xi | A_i)$ feltételes várható érték, akkor $M(\xi)$ is létezik, és

$$M(\xi) = \sum_i P(A_i) M(\xi | A_i).$$

Ugyancsak a teljes várható érték tételének alkalmazásával ξ szórásnégyzete:

$$D^2(\xi) = \sum_i P(A_i) M(\xi^2 | A_i) - [\sum_i P(A_i) M(\xi | A_i)]^2$$

Esetünkben az $A_1 = E$ esemény azt jelenti, hogy az impulzuszej-forrás kikapcsolt állapotban van, $A_2 = \bar{E}$ esemény az impulzuszej-forrás bekapcsolt állapotát jelenti.

Ekkor:

$$P(A_1) = P(E) = p,$$

$$P(A_2) = P(\bar{E}) = q = 1 - p.$$

A fentieket felhasználva a következőket kapjuk:

$$M = (\xi) = p \cdot 0 + \frac{q}{2} (m - m) = 0,$$

$$D^2(\xi) = p \cdot \sigma_1^2 + 2 \cdot \frac{q}{2} (\sigma_1^2 + m^2) = p \sigma_1^2 + q \sigma_2^2 + q m^2.$$

Az eredő folyamat várható értéke, az egyenkompone ns, nulla.

A gyakorlati mérések eredményeiből láttuk, hogy q értéke igen kicsi, emiatt

$$p \cdot \sigma_1^2 \gg q \sigma_2^2 + q m^2.$$

σ_2 és m a zavarforrást jellemzi. Rotary típusú távbeszélőközpontoknál m értéke az 1–2 V értéket is elérheti, míg Crossbar központoknál csak 100–200 mV.

Az eddig megismert tulajdonságok ismeretében összefoglalhatjuk az impulzuszej főbb jellemzőit.

1. Az impulzuszej, valóságos távközlő csatornában, mindig az alapzajjal együtt van jelen. Az eredő amplitúdó-eloszlásfüggvény (elsősorban a kis valószínűségű amplitúdók tartományában) eltér a gaussi amplitúdó-eloszlás függvényétől.
2. Az impulzuszej fontos tulajdonsága az, hogy a zaj feszültsége, illetve energiája a csatornán átvitt elemi jelhez képest rövid időtartamú csomókba koncentrálódik, és ez alatt az idő alatt az eredő zajfeszültség effektív értékéhez képest

igen nagy értéket vesz fel. A rövid impulzusidőtartam és a nagy amplitúdó miatt az impulzuszej frekvencia komponensei ún. rendezett fázisúak, ellentétben a Gauss-zajjal, amely frekvenciakomponenseinek fázisai a véletlentől függenek. Ez a tulajdonság nyújt lehetőséget a zajimpulzusok amplitúdóinak csökkentésére, az elkenési technika alkalmazása során.

3. Az impulzuszej $+m$ és $-m$ várható értékű Gauss-folyamatok keverékeloszlásaként tekinthető.

Az impulzuszej leírására szolgáló paraméterek közül, az előzőekben tárgyalt amplitúdó-sűrűségfüggvényen kívül az alábbi jellemzők meghatározásának van jelentősége adatátviteli rendszerek vizsgálata során:

zajimpulzusok időtartamának valószínűségi eloszlása,

impulzuszej-mentes (zajközi) időtartamok valószínűségi eloszlása,

zajimpulzusok csomón belüli eloszlása (a csomót a CCITT V. 55 ajánlás szerinti ún. számlálási holtidőre célszerű definiálni),

impulzuszej-számlálások valószínűségi eloszlása,

a CCITT V. 55. ajánlásnak megfelelő mérőberendezéssel mérve.

I R O D A L O M

- [1] Reza, M.: Bevezetés az információ elméletébe. Műszaki Kiadó, Budapest. 1966.
- [2] American Telephone and Telegraph Company: Comments on the use of impulse noise counter. CCITT. Com. Sp. A. -No. 113. 1967. július 30.
- [3] Wainwright, R. A.: On the potential advantage of a smearing-desmearing filter technique in overcoming impulse-noise problems in data-systems. IRE Transactions on Communications Systems, 1961. december
- [4] Rényi A.: Valószínűségszámítás. Tankönyvkiadó, Budapest 1966.

S Z E M L E

Az utóbbi időben több amerikai számítógép-szakértő kedvezően nyilatkozott a kínai számítógépgyártásról. Prof. Thomas Cheatham, a Harvard Egyetem számítástechnikai kutatóintézetének igazgatója a múlt évi kínai látogatása során integrált áramkörökkel szerelt, Kínában gyártott harmadik generációs számítógépet látott. A berendezés az IBM 360/50 típusú számítógépével hasonlítható össze, 1,5 millió bites magtárolókapacitással és 5000 bit kapacitású vékonyréteg-tárolóval rendelkezik. Ciklusideje 2 millióod másodperc. A berendezést display-vel és dobtárolóval, valamint mágnesszalagos tárológységgel látták el.

A kínai számítógépgyártó ipar csupán a perifériák — adatbeviteli és -kiviteli berendezések — területén van nehéz helyzetben. A dobtárolók 60 000 szó körüli becsült kapacitása túlságosan nagy. Kártyaolvasót és mágneslemezt nem használnak. A leggyakrabban alkalmazott beviteli egység a lyukszalag, ez azonban lassú. Sornyomatóik teljesítménye percenként 60 sor. Mágnesszalagegységeik fejlettek, a nyugati termékekhez hasonlíthatók.

A számítógépgyártás nagyságrendjéről hivatalosan Kínában semmiféle adatot nem hoznak nyilvánosságra, mivel a berendezéseket főként katonai célokra használják. A gyártóüzemekben tett látogatások, a foglalkoztatottak száma, vala-

mint a gyártástechnológia alapján amerikai szakemberek feltételezik, hogy Kínában 1960—1970 között kb. 300 digitális és több száz analóg számítógépet gyártottak.

* Bohdan Szuprowicz, az amerikai 21st Century Research intézet munkatársa szerint ezekből már 100 berendezés elavult és még mintegy 200 régebbi gyártású berendezés van üzemben. Ezeknek kb. 50%-a első generációs, csöves kismámítógép. Cheatham az egyik üzem kapacitását évi 100 db-ra becsüli, viszont egy másik szakértő szerint aligha valószínű, hogy évente 20 db-nál több berendezést gyártsanak. Ilyen eltérő becslések mellett rendkívül nehéz lenne a Kínai Népköztársaság tényleges számítógépállományát felmérni.

Meglepő, hogy a kínai szakemberek milyen jól ismerik a nyugati számítógépek gyártástechnológiáját. Prof. Cheatham, a számítógépnyelvek szakembere kínai tartózkodása alatt több előadást tartott a Kínai Tudományos Akadémia Kutatóintézetében, mely a kínai számítógép-fejlesztés központja. A kutatóintézet több mint 1000 munkatársa együttműködik a Hsinghua egyetemmel, az ország legnagyobb műszaki főiskolájával. Cheatham professzornak meg kellett változtatni előadástervét, mert a kínai szakemberek elsősorban olyan kutatási témák iránt érdeklődtek, melyekről hivatalos publikáció még nem jelent meg.

Cheatham pozitív véleményét erősen vitatja dr. Kenneth Fan, tajvani computerszakember, aki 1972 augusztusában a Torontóban kiállított számítógépeket tanulmányozta. Szerinte a kínai szakemberek nem ismerik a time-sharing-et és a virtuális tárolót. Érdekes, hogy Dr. Semenov, a minski számítástechnikai intézet igazgatójának véleménye ennek teljesen ellentmond. San Franciscóban bejelentette, hogy a kínai mérnökök, akik a hatvanas évek elején a Szovjetunióban tanultak, rendkívül tájékozottak a time-sharing és a programnyelvek (Fortran, Cobol és Algol) terén.

Kína 1956 óta érdeklődik a számítógépgyártás iránt. Akkor hozták létre Pekingben az első számítástechnikai fejlesztő intézetet. 1959-ben már további négy ilyen intézet működött. Attól kezdve a legtöbb egyetemen bevezették a számítástechnikai oktatást. 1958-ban Kínában már kb. 30 saját gyártású analóg számítógép működött. Mai analóg számítógépeik a nyugati berendezésekhez hasonlóan a szilárdtest-technika alapján készülnek. Berendezéseiket többek között a Kanton Városán is bemutatták. Kínai számítógépeket szereltek fel Albániában, Észak-Vietnámban és Pakisztánban is.

Az 1958-ban bemutatott digitális számítógép alapja az akkor még fejlesztés alatt álló szovjet Ural-1 volt. A második generációs tranzisztorizált komputert 1960-ban mutatták be. 1962-ben készült el az első DJS-21 berendezés, melyet ma is gyártanak. A félvezetőtechnikát 1964 óta alkalmazzák, ugyanabban az évben mutatták be a szovjet M20 erősen javított változatát. Ezt követte a DJS 6 és DJS 7 típusjelzéssel a többi második generációs berendezés.

Kínában egyetlen amerikai számítógép működik, ez a Data General Nova 1200-as kisszámítógép, melyet Kína a japán licenctulajdonostól, a Nippon Minicomputer-től vásárolt. A Data General egy éve rendelkezik a Nova 1200-as szocialista országokra érvényes kiveteli engedélyével.

A komputertechnika és -alkalmazása távlati fejlődését minden bizonnyal a kínai népgazdaság igényének egésze határozza meg. Az automatizálásra nemcsak a termelékenység növekedése céljából, hanem új munkahelyek létesítése szempontjából is szükség van. A kutatási és fejlesztési kiadások gyors ütemben növekednek és ez az automatizálás fejlődéséhez is hozzájárul. (*Handelsblatt*, 1973. április.)

KÖNYVISMERTETÉS

Spătaru professzor újabb könyve információközlési problémákról

1968-ban ugyancsak a Híradástechnikában [4] már hírt adtunk Alexandru Spătaru korábbi, „Az információközlés elmélete — Jelek és perturbációk” című monográfiájáról [1]. Most örömmel számolok be e munka folytatásáról, nevezetesen a „Kódok és statisztikai döntések” alcímen megjelent további kötetről. Ezt is az Editura Technică adta ki román nyelven 1971-ben Bukarestben [2].

Az olvasó első kérdése természetesen az, mi újat jelent ez a munka a témakör gazdag- és rohamosan fejlődő nemzetközi irodalmán belül. Hiszen az információközlési problémák témakörében az elmúlt tizenöt évben már annyi érdekes munka jelent meg.

Ehhez először is újra le kell szögezni, hogy információközlési problémák körét nem valamilyen szigorúan körülhatárolt diszciplináris egységesség, hanem inkább bizonyos való életbeli feladatkör definiálja. E problémák megoldásához ez idő szerint három egymástól jól megkülönböztethető matematikai apparátus szükséges. Ezek:

1. Az elvi lehetőségekkel kapcsolatos, szoros értelemben vett információelmélet.

2. A kódok konstrukciójának algebrai módszerei.

3. A jelek felismerésével és megkülönböztetésével, jelparaméterek becslésével, folyamatok predikciójával kapcsolatos klasszikus és folyamatstatisztikai kérdések.

Sajátos nehézségekre vezet, hogy e témakörök elmélyült tanulmányozása külön-külön egész embert kíván, ugyanakkor gyakorlati tervezési feladatoknál e kérdések merev szétválasztása súlyos tévedésekre vezethet.

Valójában — R. G. Gallager híres információelméleti monográfiájától eltekintve — eddig kevés szerző törekedett arra, hogy a fenti három diszciplinát (akár bizonyos speciális kérdések tárgyalása kapcsán) alaposabban egymás mellé állítsa.

Ezzel szemben Spătaru professzor könyvének jól felismerhető, fő törekvése, hogy a fenti diszciplináris hármas egészéről nyújtson reális időn belül kialakítható, de ugyanakkor további speciális tanulmányok előkészítésére is alkalmas képet.

E monográfia, több mint ötszáz lapon, jól olvasható rövid szakaszokra bontva ad betekintést az említett háromféle apparátus alapjaiba.

A szerző, a kódolás kérdéseivel szemléletes tárgyalásából kiindulva, megfelelő módot talál az információelmélet alapfogalmainak és kódolási tételeinek egyszerű és jól érthető bevezetésére. E tekintetben Spătaru professzor — a maga sajátos módján — azoknak a sikeres didaktikai irányzatoknak a folytatója, amelyek annak idején Feinstein elméleti és Abramson gyakorlati célú bevezető munkáiba érvényesültek.

A könyvnek ez a része — a három első fejezet és az első függelék — egyéb kérdések mellett a két alapvető Shannon-tétel és a Varshamov—Gilbert-korlát gondolatkörét öleli fel és az alapvető információelméleti fogalomalkotásokon túl

egyszerű (vagy éppen alkalmas megszorításokkal egyszerűvé tett) összefüggések bizonyítására is kiterjed.

Ezután következik négy — ugyancsak gondos didaktikával megírt — fejezet, kódok algebrai konstrukciójáról. Ezt az anyagrészt az algebrai struktúrákkal és a megvalósítás logikai-tervezési kérdéseivel kapcsolatos öt függelék támasztja alá. Segítségükkel a könyv különösebb speciális előismeretek nélkül is olvasható.

E — kódok konstrukciójával kapcsolatos — témakör tárgyalási kereteire jellemző, hogy a szerző pontosan definiálni tudja a BCH-kódokat és jellemzi alapvető tulajdonságait. Az anyag kódok konstrukciós módszereit tekintve is arányos. Így további külön fejezet szól a konvelúciós kódokról és a szekvenciális dekódolás lényegéről.

A könyvnek ez a része — áttekintés nyújtása mellett — kitűnő előkészítő olvasmány lehet az információelmélet és az algebrai kódelmélet további speciális irodalmához [3].

A könyv hátralevő három fejezete — és további két függelék — a statisztikai hírközlélmélet kérdéseivel foglalkozik. E fejezetek eljutnak, például az elégséges statisztikák vizsgálatáig, ismert és részben ismert jelek fehér és színes zajban való feldolgozásáig, valamint, a Wiener—Kolmogorov elmélet és a Nelman—Ducy-szűrők alapvető apparátusáig.

Az olvasó az adaptív rendszerekkel kapcsolatban eljut olyan fogalmakig, mint a döntéssírányított vétel és a visszacsatolás különféle eljárásai.

Ezzel a szerző már önmagában is használható képet nyújt a szóban forgó statisztikai eljárások lényegéről. Egyúttal jó alapot ad a statisztikai apparátus további speciális irodalmának tanulmányozásához [3].

E könyv hasznos lehet mindazoknak, akik a szóban forgó diszciplinák együttes áttekintésére törekszenek (akár végcélként, akár további speciális tanulmányok előkészítése céljából), vagy az ezzel kapcsolatos didaktikai módszerek iránt érdeklődnek. A munka bő irodalomjegyzéket tartalmaz, megfelelő utalással a szerzőnek, e monográfia témájába vágó újabb munkáira.

Többünk nevében is írom: Az információközlési eljárások hazai tervezői, tanítói és kutatói örömmel köszöntik ezt az újabb Spătaru-kötetet!

I R O D A L O M

- [1] A. Spătaru: Teoria Transmisiunii — Somale si Perturbatii, Editura Tehnică, Bucuresti 1966
- [2] A. Spătaru: Teoria Transmisiunii — Coduri si decizii stacistice, Editura Tehnică, Bucuresti 1971
- [3] Gordos G., Csiszár I., Csibi S.: Helyzetkép az információelméletéről. MTA Távközlési Rendszerek Bizottság, TKI-közlemények (különszám, megjelenésben)
- [4] „Új könyv az információelméletéről” könyvismertetés. Híradástechnika, 1968. (XIX). 2. p. 60.

Dr. Csibi Sándor

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.395.722:654.151

Dr. Kozma L.:

Telefonközpontok szolgáltatásainak továbbfejlesztési lehetőségei

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 8. sz.

A tanulmány azokkal a továbbfejlesztési lehetőségekkel foglalkozik, amelyeket részben a meglevő hazai központokban is meg lehetne valósítani, ezek között főleg olyanokkal, amelyeknek bevezetését az elektronikus eszközöknek kisebb-nagyobb mértékű alkalmazása teszi lehetővé. Nem szorítkozik csupán a lehetőségek felsorolására, hanem azokat kritikailag elemzi és összeveti a szolgáltatások értékét a gazdaságosság kérdéseivel. A lehetőségek vizsgálatánál elsősorban a hazai viszonyokat veszi figyelembe.

ETO 621.372.22.001.24

Dr. Vágó I.—Hollós E.:

Kétkapu modellezése nullátor és norátor felhasználásával

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 8. sz.

A dolgozat kétkapuk nullátor-norátor párokat tartalmazó modelljeit ismerteti. A modellek a kétkapu paraméterek ismeretében a vezérelt generátorok helyettesítő kapcsolásai alapján képezhetők. A vázolt modellek mindegyike felépíthető impedanciákból és ideális tranzisztorokból.

ETO 621.372.826:621.372.852

Pham cong Hung:

Mikroszalag tápvonalas kivitelű sávszűrő tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 8. sz.

A cikk egy speciális mikrohullámú sávszűrő elrendezés tervezésével foglalkozik. Ez az elrendezés negyedhullámú csatolt vezetékpárokat tartalmaz. A csatolt vezetékpárok megvalósítására csatolt mikroszalag vonalak szolgálnak. A közölt tervezési módszerben a szerző figyelembe veszi a csatolt mikroszalag tápvonalak speciális tulajdonságát, a páros és páratlan gerjesztésekhez tartozó különböző fázissebességet.

ETO 621.395.38.681.327.8

Hegyesi L.:

Impulzusjaj amplitúdó-sűrűségfüggvényének leírására szolgáló modell vezetékes adatátviteli rendszerekben

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 8. sz.

A cikk a hangfrekvenciás vezetékes távközlő csatornán üzemelő adatátviteli rendszereket vizsgálja impulzusjaj jelenlétében. Az emlékező bináris szimmetrikus csatorna jellemzőinek, valamint a távközlési csatorna modelljének áttekintése után mérési eredmények ismertetésére kerül sor. A mérések során a zajimpulzusok amplitúdója és a hibaarány közötti empirikus viszonyt vizsgáltuk. Ismertetésre kerül a távközlő csatorna összes zajfolyamatának amplitúdó-sűrűségfüggvényét leíró matematikai modell. A budapesti kapcsolt távbeszélő hálózatban meghatározott empirikus amplitúdó-sűrűségfüggvények és az impulzusjaj előfordulási valószínűségére vonatkozó adatok a zajfolyamat egyes számszerű jellemzőire vonatkozóan szolgálnak információval.

Zusammenfassungen

DK 621.395.722:654.151

Dr. Kozma, L.:

Weitere Entwicklungsmöglichkeiten der Dienstleistungen von Fernsprechämtern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 8.

In dem Aufsatz werden jene weitere Entwicklungsmöglichkeiten erörtert, welche teils auch in den ungarischen Fernsprechämtern ausführbar wären. Unter denen wird es hauptsächlich mit solchen beschäftigt, die Einführung welcher, durch die Anwendung der elektronischen Bauteile in kleinerem und grösserem Masse ermöglicht wird. Der Aufsatz beschränkt sich nicht nur auf die aufzählungsartige Erörterung der Möglichkeiten, sondern analysiert er kritisch und untersucht die Werte der Dienstleistungen mit den Wirtschaftlichkeitsfragen. Bei der Untersuchung der Möglichkeiten werden zuerst die ungarischen Verhältnisse in Acht genommen.

Обобщения

DK 621.395.722:654.151

Д-р Козма, Л.:

Возможности дальнейшего развития услуг телефонных станций

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 8.

Рассматриваются возможности дальнейшего развития, которые могли бы быть осуществлены частично тоже в телефонных станциях, работающих в настоящее время в стране; среди этих введение которых осуществляется применением электронных приборов в большой или малой степени. Дается не только перечисление возможностей, но тоже их критический анализ и сравнение стоимости услуг с показателями экономичности. При рассмотрении возможностей учитываются в первую очередь условия в Венгрии.

DK 621.372.22.001.24

Д-р Ваго, И.—Холлош, Э.:

Моделирование четырехполосников использованием нуляторов и нораторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 8.

Излагаются модели четырехполосников, содержащих пары нуляторов-нораторов. Модели могут быть оформлены на основе эквивалентных схем управляемых генераторов при известных параметрах четырехполосников. Каждая из написанных моделей может быть построена из импедансов и идеальных транзисторов.

DK 621.372.826:621.372.852

Фам цонг Хунг:

Проектирование микроволнового фильтра типа полосковой линии

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 8.

Статья излагает проектирование специального микроволнового полосового фильтра. Эта установка содержит связанные пары четвертьволновых проводов. К осуществлению связанных паров проводов применяются микроволновые полосковые линии. Данный метод проектирования учитывает специальное свойство микроволновых полосковых фильтров, т. е. различные фазовые скорости принадлежащие к четному и нечетному возбуждению.

DK 621.395.38.681.327.8

Хедьеш, Л.:

Модель по написанию функции плотности амплитуд импульсного шума в системах передачи проводной связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 8.

Рассматриваются системы передачи данных, работающих на низкочастотных каналах связи в присутствии импульсного шума. После обзора параметров бинарного симметричного канала с запоминающим устройством, а также модели канала связи, излагаются результаты измерений. В ходе измерений рассматривалось эмпирическое отношение между амплитудами импульсного шума и интенсивностью отказов. Излагается математическая модель, пишущая функцию плотности амплитуд общего шумового процесса канала связи. Данные по эмпирическим функциям плотности амплитуд, определенным в Будапештской соединенной сети и по вероятности случаев импульсного шума дают информацию относительно некоторых численных параметров шумового процесса.

Summaries

UDC 621.395.722:654.151

Dr. Kozma, L.:

Further Development Possibilities of the Services of Telephone Exchanges

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 8.

The paper deals with those further development possibilities, which could be realized also partly in the present Hungarian telephone exchanges. It discusses principally those possibilities the introduction of which is enabled by the use of electronic devices in a lower or a higher degree. It is not limited only to the presentation of possibilities in the form of enumeration but analyses them critically and assesses the values of services together with the economic aspects. In the course of the examination of the possibilities the Hungarian conditions are primary taken into account.

DK 621.372.22.001.24

Dr. Vágó, I., — Hollós, E.:

Modellisierung eines Vierpols mit der Anwendung von Nullatoren und Noratoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr 8.

In dem Artikel werden die Modelle von Vierpolen, die Nullator- und Noratorpaare enthalten, erörtert. Die Modelle sind in der Kenntnis der Vierpolparametern auf Grund der Ersatzschaltungen der gesteuerten Generatoren, zu bilden. Alle dargestellten Modelle können von Impedanzen und idealen Transistoren aufgebaut werden.

DK 621.372.826:621.372.852

Pham cong Hung:

Entwurf eines Bandfilters mit Mikro-Band Ausführung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr 8.

In dem Artikel wird es mit dem Entwurf der Mikrowellen-Bandfilteranordnung beschäftigt. Diese Anordnung enthält viertelwellige gekoppelte Leitungspaare. Zur Ausführung der gekoppelten Leitungspaare dienen gekoppelte Mikrobandleitungen. In der erörterten Entwurfsmethode berücksichtigt der Verfasser die spezielle Eigenschaften der gekoppelten Mikroband-Hohlleitern und die verschiedenen Phasengeschwindigkeiten die zu den paarigen und unpaarigen Erregungen gehören.

DK 621.395.38.681.327.8

Hegyesi, L.:

Modell zur Beschreibung der Amplitudendichtenfunktion des Impulsgeräusches in drahtgebundenen Datenübertragungssystemen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr 8.

In dem Artikel werden die Datenübertragungssysteme, die auf drahtgebundenen Tonfrequenz-Fernmeldekanälen arbeiten im Beisein von Impulsgeräusch untersucht. Nach dem Übersicht der Charakteristiken der binären symmetrischen Signalspeicherungskanäle und des Modells des Fernmeldekanals werden Messergebnisse erörtert. Während der Messungen wurde das empirische Verhältniss zwischen den Geräuschimpulsamplituden und der Fehlerrate untersucht. Das mathematische Modell, welches die Amplitudendichtenfunktion aller Geräuschvorgänge der Fernmeldekanäle beschreibt, wird erörtert. In dem Budapester geschalteten Fernsprechnetz dienen die bestimmten empirischen Amplitudendichtenfunktionen und die Angaben bezüglich der Wahrscheinlichkeit des Vorkommens von Impulsgeräusch als Informationen über einige numerischen Kennwerte des Geräuschvorganges.

UDC 621.372.22.001.24

Dr. Vágó, — Hollós, E.:

Two Port Modelling with Nullators and Norators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) No 8.

Models containing nullator-norator pairs of two-ports are presented. The models can be formed on the basis of the equivalent circuits of controlled generators, knowing the two-port parameters. All the presented models can be realized with impedances and ideal transistors.

UDC 621.372.826:621.372.852

Pham cong Hung:

Design of a Micro-Strip Type Band-Pass Filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) No 8.

The paper presents the design of a special microwave band-pass filter. This unit comprises quarter-wave coupled pairs of conductors. Coupled micro-strips serve to realise the coupled pairs of conductors. In the published design method the author takes into account the special properties of the coupled micro-strip transmission lines and the different phase velocities belonging to odd and even excitation.

UDC 621.395.38:681.327.8

Hegyesi, L.:

Model Serving to Describe the Amplitude Density Function of Pulse Noise in Wired Data Transmission Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) No 8.

In the paper the data transmission system operating in voice frequency wired telecommunication channel is examined in the presence of pulse noise. After the survey of the characteristics, of memory type binary balanced channels and the models the telecommunication channels measurement results are presented. In the course of the measurements the empirical ratio between the amplitudes of noise pulses and error rate were tested. The mathematical model describing the amplitude density a function of the overall noise phenomenon of the telecommunication channels is presented. The empirical amplitude density functions determined in the Budapest switched telephony network and the data referring to the probability of the occurrence of pulse noise supply informations regarding the individual numerical characteristics of the noise phenomena.

Résumés

CDU 621.395.722:654.151

Dr. Kozma, L.:

Possibilités du développement futur des services des bureaux centraux téléphoniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) No 8.

L'étude traite les possibilités du développement futur, la réalisation desquelles serait être faite dans les bureaux centraux existants; parmi celles-ci surtout telles, l'introduction desquelles serait possible par utilisant plus ou moins des dispositifs électroniques. Hors d'une énumération des possibilités, une analyse critique des celles-ci est aussi donnée en ce qui concerne la réalisation entre la valeur et économie des services. En examinant les possibilités, principalement les conditions en Hongrie sont considérées.

CDU 621.372.22.001.24

Dr. Vágó, I. — Hollós, E.:

Préparation des modèles des circuits à deux portes utilisant nullators et norators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) No 8.

L'article décrit les modèles des circuits à deux portes comprenant paires des nullators-norators. Les modèles peuvent être formés à la base des circuits équivalents des générateurs commandés, connaissant les paramètres des circuits à deux portes.

CDU 621.372.826:621.372.852

Pham cong Hung:

Projet d'un filtre passe-bande à ligne de ruban pour microondes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) No 8.

L'article expose le projet d'un dispositif de filtre passebande spécial pour microondes. Ce dispositif comprend paires des conducteurs quart-d'onde couplées. Pour réaliser les paires des conducteurs couplées lignes de ruban à microondes sont utilisées. La méthode de projet exposée tient compte de la propriété spéciale des lignes de ruban à microondes, c'est à dire les vitesses de phase différentes appartenant à l'excitation paire et impaire.

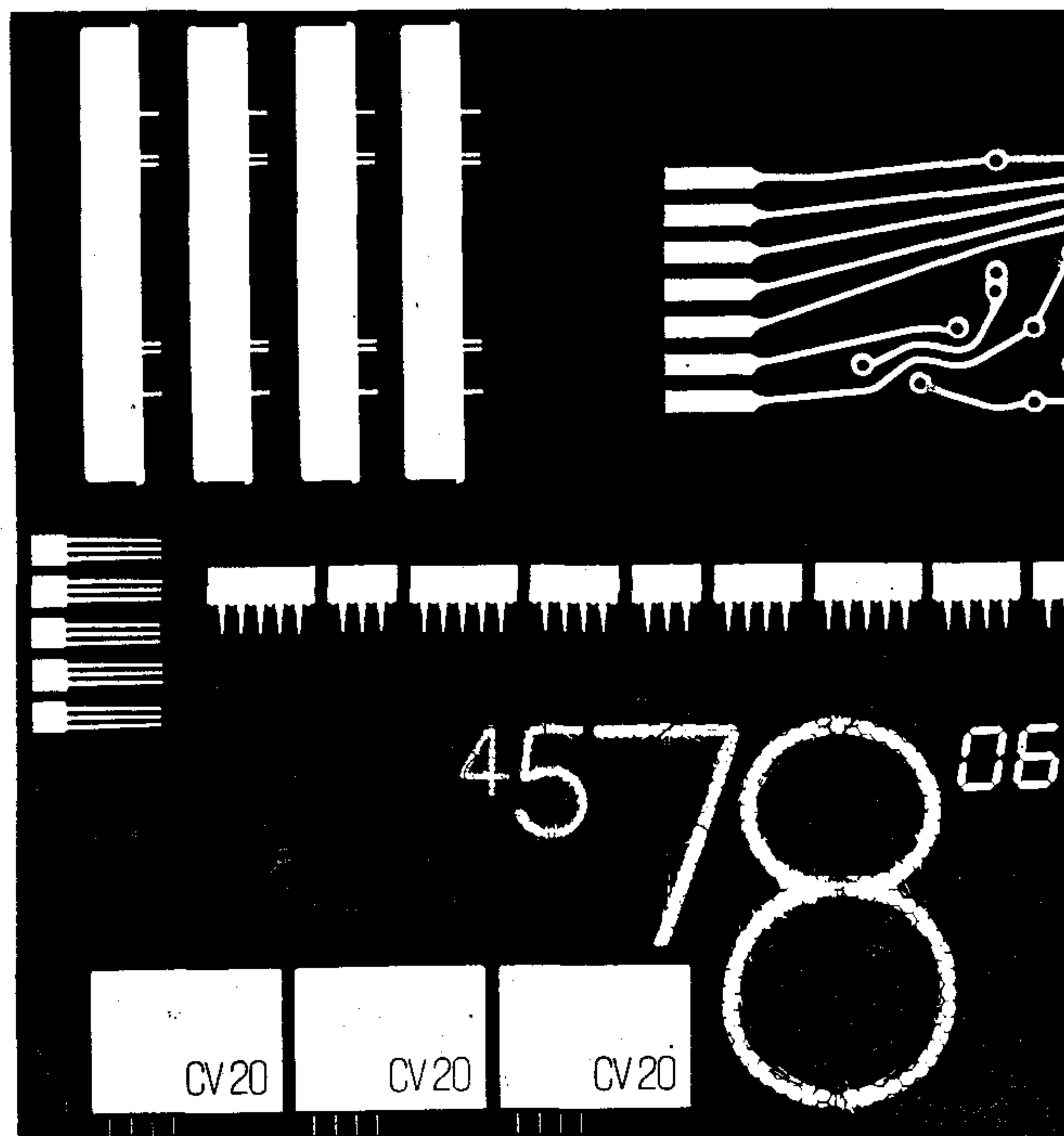
CDU 621.395.38:681.327.8

Hegyesi, L.:

Un modèle pour décrire la fonction de densité d'amplitudes des bruits d'impulsion dans systèmes de transmission à fils des données

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) No 8.

L'article examine les systèmes de transmission des données, fonctionnant par voies de télécommunication basse-fréquence, à fils, en présence des bruits à impulsions. Après une revue des caractéristiques de la voie symétrique binaire à mémoire, ainsi que du modèle de la voie de télécommunication, quelques résultats des mesures sont donnés. Au cours des mesures le rapport empirique entre les amplitudes des bruits à impulsions et les taux des défaillances était examiné. Le modèle mathématique décrivant la fonction de densité d'amplitudes du phénomène de bruit total de la voie de télécommunication est aussi donné. Les données concernant les fonctions de densité de bruit déterminées dans le réseau téléphonique connecté de Budapest et concernant la probabilité d'occurrence des bruits à impulsions sont des sources d'information en ce qui concerne quelques caractéristiques numériques des phénomènes de bruit.



Elektronikus építőelemek — nagy teljesítményűek és megbízhatók

Kiváló minőségű elektronikus építőelemek gazdag programját ajánljuk Önnek, melynek segítségével optimálisan oldhatja meg kijelzési problémáit.

Számozás és egyéb jelzések, 15—50 mm nagyságú számokkal, folyadékkristály kijelzőelemek különlegesen kis teljesítmény felvétellel vagy félvezető kijelzőrendszerek sokféle változatban.

További programunkat tapasztalt szakmérnökök mutatják be, akik tájékoztatják Önöket a részletes műszaki adatokról, alkalmazási lehetőségekről.

Látogasson meg bennünket a Lipcsei Őszi Vásáron!
1973. szeptember 2—9.

Vásárterület, 18-as csarnok

Exportőr:

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN-ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Információ:

Német Demokratikus Köztársaság
Nagykövetsége
27. Kereskedelempolitikai Osztály
1143 Budapest
Népstadion út 101—103.

RFT

electronic

