



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXIV. évfolyam

B U D A P E S T

1983

10

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXIV. évfolyam 1983. 10. szám.

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXIX. évfolyam 1983. 10. szám.

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

I. évfolyam 4. szám.

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke:

HOVRÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

MÉREY IMRÉNÉ

SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

HITE

Rv: Mérey Imréné

Dr. Flesch István

Forintos György

BHG

Rv: Angyal László

Tsz: Dr. Frajka Béla

Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter,
dr. Gosztonyi Géza, Honti Ottó, Klug Miklós,
Laczkó Endre, Tölgyesi László

MEV

Rv: Kászonyi László

Tsz: Dr. Kormány Teréz

Balogh Albert, Csornai László, Czermann
Mihály, Hidas György, Huszka Zoltán,
dr. Ligeti Róbertné, dr. Mátay Géza,
dr. Motál György, Schödl Ervin

ORION

Rv: Jakubik Béla

Tsz: Dr. Frigyes István

Csenoch János, Froemel Károly, Szabó
Károly, Szász Gerő

REMIX

Rv: Rippel Géza

Tsz: Dr. Kormány Teréz

Bodnár László, Kovács Gyula, Mészáros
Sándor, Molnár László

TKI

Rv: Dr. Baranyi András

Tsz: Dr. Lajtha György

(szervezés alatt)

TERTA

Rv: Bánsághi Pál

Tsz: Dr. Gordos Géza

Baján Tibor, Benedek Elek, Halmi Gábor
Hutter Mihály

*

Szerkesztőségi ügyekben
és kéziratokkal kapcsolatban
felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné,
telefon: 495-098

ROVATOK:

○ EGYESÜLETI ÉLET

Rovatgazda: HTE

□ RENDSZERTECHNIKA

Rovatgazda: TKI

KAPCSOLÁSTECHNIKA

Rovatgazda: BHG

↔ VEZETÉKES TECHNIKA

Rovatgazda: TERTA

* VEZETÉKNÉLKÜLI TECHNIKA

Rovatgazda: ORION

▲ MIKROELEKTRONIKA

Rovatgazda: MEV

△ ALKATRÉSZTECHNIKA

Rovatgazda: REMIX

TARTALOM

DR. GOSZTONY GÉZA:

Telefonhálózatok szolgáltatási minősége 433

HANZÓ LAJOS:

Az orthogonális-multiplex adatátviteli eljárás rendszertechnika vizs-
gálata és viselkedése nem ideális átviteli közegben 443

DR. AMBRÓZY ANDRÁS:

Beszámoló a zajok (ingadozásjelenségek) nemzetközi konferenciáiról 455

NEMES MIHÁLY:

Nagy kapacitások meghajtása MOS LSI áramkörökben 457

DR. BUDINCSEVITS ANDOR:

Kryo-vákuumtechnika a mikroelektronikában 468

DR. MOLNÁR BÉLA:

Ideális kapcsoló teljesítmény-alapegyenlete 475

Hírek üzemeinkből 442, 459, 478

Tartalmi összefoglalások 479

Telefonhálózatok szolgáltatási minősége*

DR. GOSZTONY GÉZA
BHG Híradástechnikai Vállalat



ÖSSZEFOGLALÁS

A szolgáltatás minőségét sem a felhasználók, sem a telefonhálózat működéséért felelős Postaigazgatóságok szemszögéből nem lehet egyszerűen jellemezni. A legfontosabb tényező: a szolgáltatás-használhatóság, a hibátlan hálózat forgalmi kapacitását és a karbantartási tevékenység együttes eredményét fejezi ki. A hatékonysági arány egyetlen számadattal ad felvilágosítást a szolgáltatás használhatóságáról, de elfedi a részleteket. A szolgáltatási szabványok részleteiben jellemzik ugyan a szolgáltatás használhatóságát, a választott paraméterek azonban országonként különböznek. A minőség ellenőrzése az előfizetői panaszok és automatikus riasztások értékelésével, a rendszer paraméterek rendszeres ellenőrzésével és különleges vizsgálatokkal oldható meg.

Bevezetés

Mindenkinek, még a nem szakember telefon-előfizetőnek is kialakult véleménye van a telefonszolgáltatás minőségéről. (QS a továbbiakban.***) Ezek a vélemények eltérőek, az egyén és a távközlési szolgáltatások közötti viszonyt tükrözik. Nyilvánvaló, hogy egy karbantartással foglalkozó szakember, aki közelről ismeri a jó szolgáltatás fenntartásának összes nehézségeit, egész máshogyan gondolkodik egy komolyabb műszaki hibáról, mint egy olyan felhasználó, aki csupán elégedetlenül megállapítja, hogy képtelen telefonálni.

1. Általános szempontok

1.1. A QS azoknak a szolgáltatási jellemzőknek az együttes hatását tükrözi, amelyek meghatározzák a felhasználó elégedettségének mértékét az adott szolgáltatást illetően [CCITT 81a].

A QS jellemzők szorosan kapcsolódnak ahhoz a szolgáltatáshoz, amelyre vonatkoznak. A világméretű (telefon, telex stb.) hálózat összes szolgáltatásai közvetve vagy közvetlenül a *forgalom lebonyolítására* irányulnak. Az alkalmazott berendezések, módszerek stb. annyit érnek, amennyire hatékonyan képesek a hívásokat lebonyolítani. Egész nyilvánvaló, hogy a QS-et ebből a szempontból kell tekinteni. Ilyen

DR. GOSZTONY GÉZA

Fizikusi diplomát és dr. rer. nat. címet az Eötvös Loránd Tud. Egy.-en szerzett 1958-ban, ill. 1973-ban. A megismélt telefonhívások vizsgálatával kapcsolatos eredményeiért kandidátusi fokozatot kapott 1982-ben. 1963 óta dolgozik a BHG-ban, jelen-

leg mint a fejlesztés forgalmi méretezési munkáinak irányítója. 1976 óta a CCITT II/4 Munkacsoportjának elnöke. Tagja az Int. Teletraffic Congress állandó nemzetközi tanácsadó testületének. A HTE, KTE és NJSZT tagja, a HTE-ben aktívan dolgozik. Meghívott oktató a BME HEI-ben. (#)

vonatkozásban a forgalom típusa (pl. telefon, telex, adat stb.) közömbös.

A QS *statisztikus természetű*. Évszakonként, naponként, óránként más-más. A QS nem a (gráfként fel-fogott) hálózat egyetlen élétől vagy csomópontjától (azaz egy vonalnyalábtól vagy telefonközponttól) függ, hanem pillanatnyi állapotának megfelelően minden egyes él és csomópont befolyásolja. Az említett változások az egyes élek és csomópontok szintjén is tapasztalhatók, mert a forgalom és meghibásodás alakulása rájuk is hat. A kialakuló QS ezért sok időbeli és térbeli összetevő átlaga.

A felhasználó csak igen ritkán becsüli meg helyesen a QS értékét, mert félrevezeti őt a *személyes mintavétel módja*. Ez még inkább érvényes a hasonló előfizetők csoportjaira. Például jól ismert tény, hogy a közületi előfizetők nem jelentkezésének aránya kisebb, mint a magán előfizetőké. Ha tehát valaki csaknem kizárólag közületi előfizetőket hív, akkor kedvezőbb véleménye lesz erről a sikertelenségi okról.

Egy adott országban a QS-ről alkotott nézeteket befolyásolja, esetleg meghatározza a *Posta szolgáltatási politikája*, de más *gazdasági és politikai tényezőket* sem szabad figyelmen kívül hagyni.

Az előbbieket alapján mindenki számára nyilvánvaló lehet, hogy a kép nem kevésbé bonyolult a nemzetközi hívások QS-ével kapcsolatban.

Végül, de nem utolsósorban hangsúlyozni kell, hogy a jó QS-ről alkotott *vélemény állandóan változik*. Például egy kapcsolat felépítésének gyorsasága, vagy az átviteli jellemzők 50 éve nem voltak olyan kedvezőek mint ma, mégis az akkori közvélemény nem volt kevésbé elégedett a mainál. A felkínált szolgáltatás minőségének állandóan, szünet nélkül *javulnia* kell.

1.2. Az előfizető, a Posta és a gyártó vállalat együttesen vesznek részt a QS kiértékelésében és biztosításában. Ez a részvétel közös, de az érdekek különbözők.

* Előadásként elhangzott az ITU Medarabtel karbantartási szemináriumán, Khartoum, 1982. március 13-24.

** Az áttekinthetőség érdekében, és el nem terjedt magyar rövidítések elkerülésére alkalmaztuk a szolgáltatás minősége (quality of service) jelölésére a QS a szolgáltatási szint (grade of service) jelölésére pedig a GOS rövidítést. A szöveget nem kívántuk idegennyelvű elnevezésekkel megbontani, ezért Függelékben foglaltuk össze az alkalmazott legfontosabb fogalmak angol, francia és spanyol megnevezését.

Az előfizető szolgáltatásokat kíván, és főként az érdekli, hogy milyen lehetőségei vannak igényei kielégítésére, érdekli még a QS, és a fizetendő számla. A Posta szeretné minél jobban kihasználni a berendezéseit, de elfogadható QS-t kell biztosítani. A gyártónak olyan berendezéseket kell kifejlesztenie, amelyek egyaránt képesek kielégíteni a szolgáltatási igényeket, és teljesítik a QS-re vonatkozó előírásokat is. Minden egyes esetben a költségek, befektetés stb. és a haszon, jövedelmezőség stb. egyensúlya a cél.

1.3. A szolgáltatási szempontok röviden az alábbi módon foglalhatók össze [GOSZ 79]:

a) Nyilvánvaló cél, hogy a telefonfelhasználóknak jó szolgáltatást kell nyújtani;

b) A telefonberendezések óriási értéket képviselnek, ezért jelentős pénzügyi következménye van annak, hogy ezek a berendezések mennyire hatékonyan alkalmazkodnak az igényekhez;

c) Egy ország távközlési eszközeinek vagy berendezéseinek fejlettsége általában arányos az ország gazdasági fejlettségének szintjével, és nehézségeket okoz, ha ez az egyensúly felborul.

A Postaigazgatások tervezés-módszertani és költségvetési szempontjaira, valamint ezek kölcsönhatására itt részletesen nem térek ki, ezek megtalálhatók [GOSZ 79]-ben.

2. A szolgáltatás minősége és annak összetevői

2.1. Egy adott hálózat állapotának jellemzésére nem lehet egyetlen, kézzelfogható QS paramétert alkalmazni. A közelmúltban megjelent G.106-os CCITT ajánlás [CCITT 81a] a QS több jellemzőjét sorolja fel.

- A *szolgáltatás igénybevételének biztosítása* azt jellemzi, hogy az előfizetői igények kielégítésére milyen mértékben van egyáltalán lehetőség.
- A *szolgáltatás kezelhetősége* az emberi tényezőkkel kapcsolatos szempontokat foglalja magában.
- A *szolgáltatás megbízhatósága* (nem keverendő össze a később tárgyalandó megbízhatósággal) a szolgáltatás folyamatosságának fokmérője.
- Az *átviteli minőség* a felajánlott jelzés reprodukálásának mértékéről ad tájékoztatást. A *reprodukción mértéke* magát a módszert jellemzi, és nem tévesztendő össze azzal, hogy mennyire teljesülnek az átviteli jellemzők tűrésére vonatkozó előírások.

Az alábbi megfontolások az ötödik összetevőre korlátozódnak:

- A *szolgáltatás használhatóság* főként a QS forgalmi (és működési) használhatóságának szempontjait tartalmazza.

Nem célunk a tárgyhoz tartozó definíciók és összefüggések felsorolása, ezek megtalálhatók a G.106-os ajánlásban, további definíciókkal és magyarázatokkal együtt.

Mégis meg kell jegyezni, hogy ebben az ajánlásban a *teljesítmény* (performance) szó járul a fent fel-

sorolt alapösszetevők mindegyikéhez. Ezzel kívánják ugyanis hangsúlyozni, hogy a QS mindenek előtt valami érzékelhető, megfigyelhető dolog, és alapvetően eltérő lehet a tervezett minőségtől vagy a minőségi célkitűzésektől.

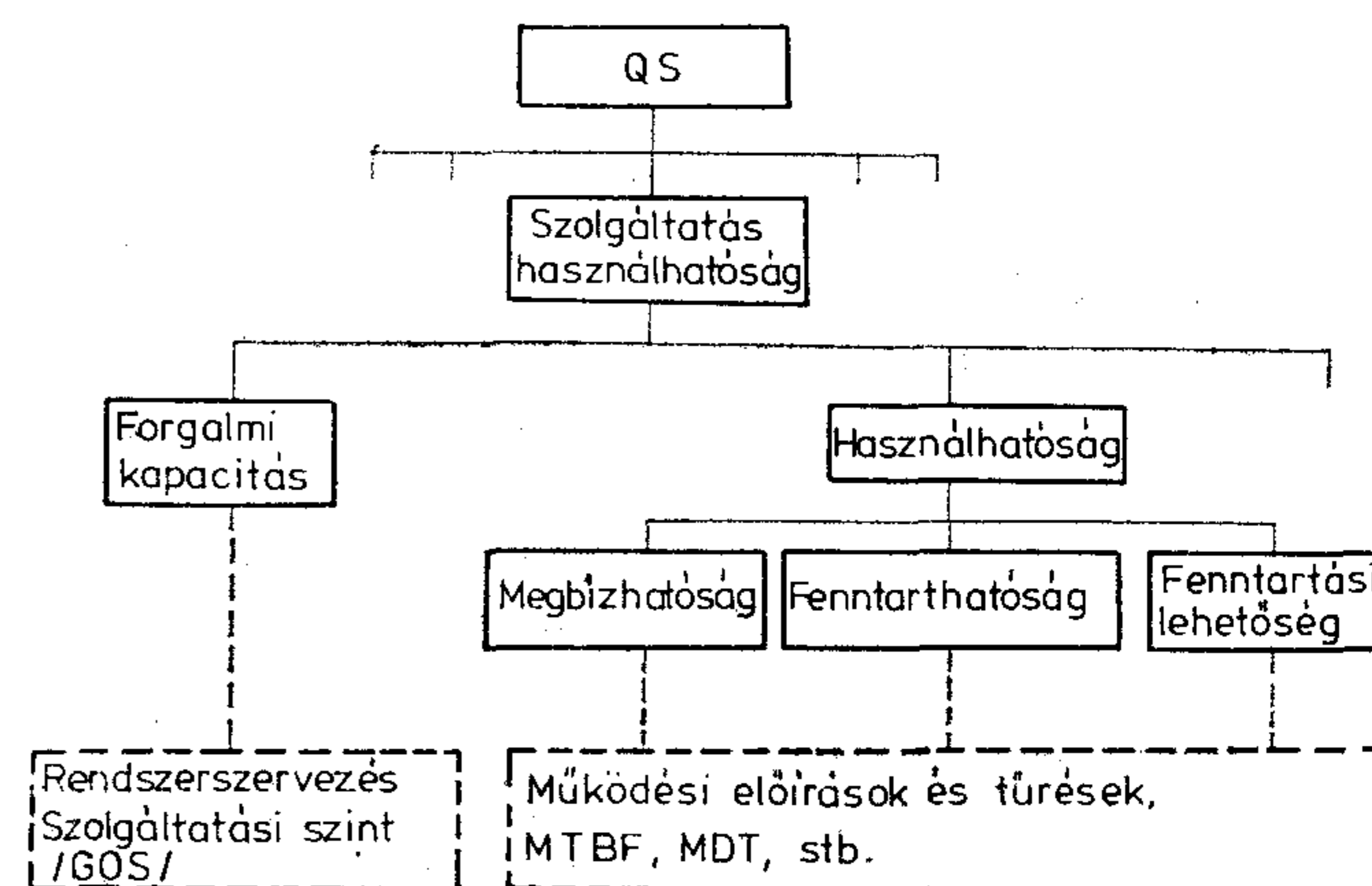
2.2. A 1. ábra — kis változtatásokkal és némi kiegészítéssel (szaggatott vonalak) — az idevágó G.106-os ajánlás egy részét mutatja. A szolgáltatás akkor használható, ha *meghatározott működési feltételekkel* mindig rendelkezésre áll, amikor csak szükséges. Ezek a működési feltételek a kívánt szolgáltatás *feladatainak ellátására* (funkcióira), és ezek mennyiségére (azaz a *forgalom-mennyiségére*) vonatkoznak.

A feladatok ellátásának szempontjait a használhatóság fejezi ki, amely végrehajtási képességnek tekinthető. Ez megfogalmazható úgy is, hogy a rendszer állapota lehetővé teszi, hogy a kívánt feladatokat előre meghatározott idő alatt, vagy előre meghatározott időpontra végrehajtsa.

Nem igényel további magyarázatot, hogy egy telefonhálózatban miként alakulnak a működési követelmények két előfizető közötti kapcsolat létesítése alatt (pl. a tárcsázási és jelzési információk értelmezése, kapcsolási sebesség stb.) és a beszélgetés alatt (pl. átviteli tűrések, a fennálló kapcsolatok ne bomoljanak el stb.). Mindezek részletes működési, megbízhatósági és fenntartási előírásokban öltenek testet. Ha teljesülnek a használhatósági követelmények, akkor a hálózat (beleértve az összes hardver és szoftver összetevőt) képes a forgalom megfelelő lebonyolítására a működés oldaláról nézve.

Ami a forgalmat illeti, a telefonhálózat adott mennyiségű forgalmat kell tudjon lebonyolítani biztonságos szolgáltatási szinten (grade of service: GOS). A forgalmi kapacitás függ az előbbi értelemben használható forgalomlebonyolító berendezések számától, és attól is, ahogy ezek a berendezések együttműködnek (pl. hívásirányítási elvek, hálózat-vezérlés, túlterhelés ellensúlyozására alkalmazott módszerek, a szoftver szerkezeti felépítése stb.). Mindezek a rendszerszervezés körébe tartoznak. A forgalmi kapacitás félreérthetetlen jellemzésére nem elegendő csupán a forgalom nagysága, hanem szükség van a hozzátartozó GOS értékére is.

A felsorolt megfontolások eredményeképpen a szolgáltatás akkor használható, ha a forgalmat bonyolító



1. ábra. Az alapvető előírásoktól a szolgáltatás használhatóságig

berendezések a megkívánt működési állapotban vannak, és összességükben elegendők a felajánlott forgalom előírt GOS érték mellett való lebonyolítására.

2.3. A 1. ábrán megjelenő kifejezések vonatkozhatnak akár a *teljesítményre*, amely az aktuálisan megvalósult szolgáltatási szintet tükrözi, akár a szolgáltatásra vonatkozó *célkitűzésre*, de jelenthetnek *tervezési előírást* (szabványt) is.

A 2. ábrán egy példa látható a GOS-ra. Néhány további megjegyzés található [GOSZ 80]-ban.

A 2. ábrán látható, hogy a GOS, amely a forgalmi kapacitást jellemző fogalom (és egyike azoknak a fogalmaknak, amelyek felvilágosítást adnak a szolgáltatás használhatóságáról, és végül a QS-ről) számos forgalmi méretezési paraméterből tevődik össze. A GOS ezért úgy tekinthető, mint egy többdimenziós térbeli vektor, ahol a dimenziók száma megegyezik a szükséges forgalmi méretezési paraméterek számával. A GOS szabványok, célkitűzések, illetve teljesítmények pontokat jelölnek ki ebben a térben.

Ez a *többdimenziós vektor fogalom* alkalmazható a QS hierarchia minden szintjén egy olyan nagybonyolultságú rendszer leírására, mint amilyen a telefonhálózat is.

3. Jellemzők és célkitűzések

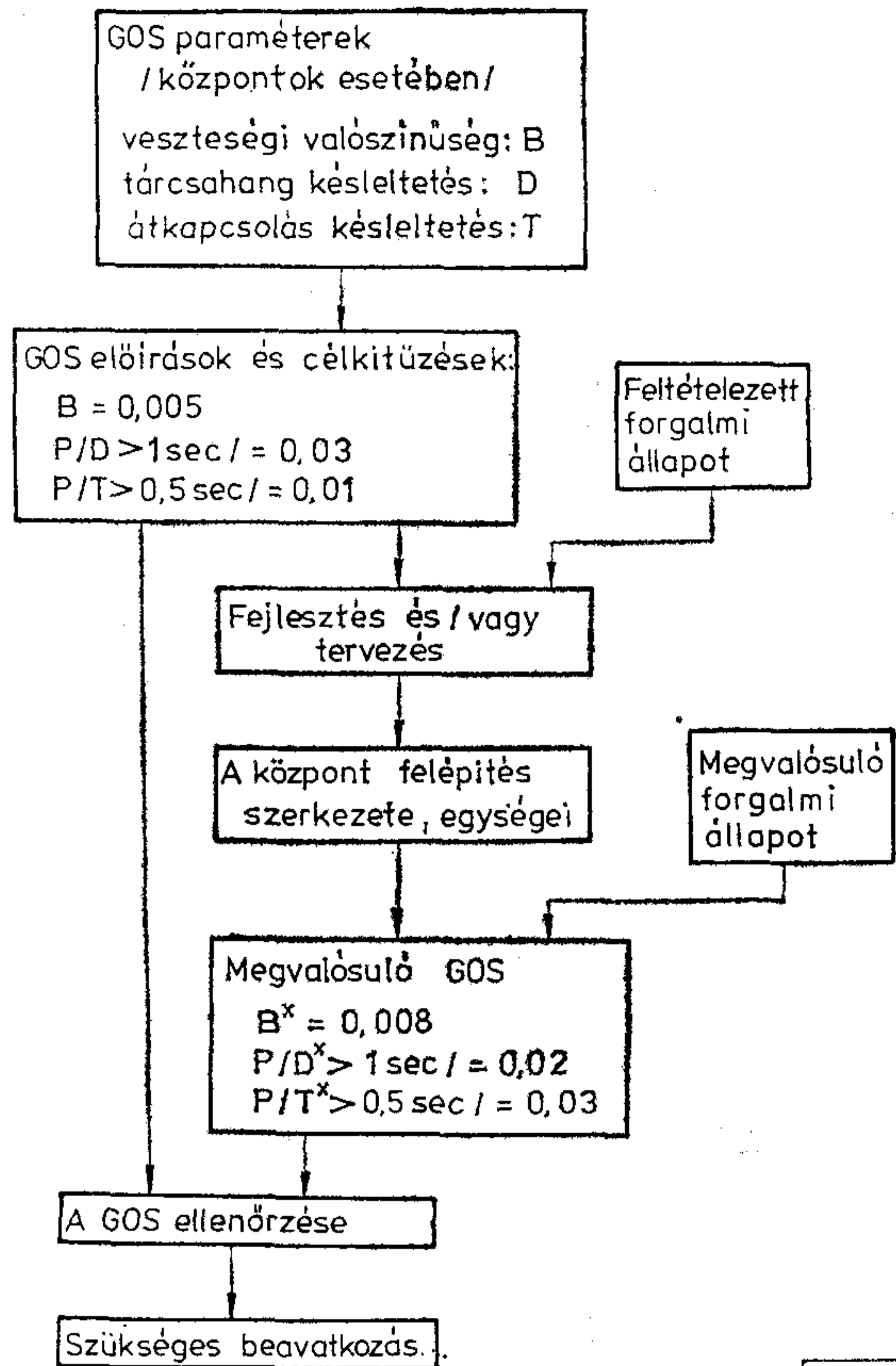
A QS hierarchia minden szintjén szükség van néhány jellemzőre (ezek egy része látható a 1. ábrán). Az ábra alján műszaki paraméterek vannak, felfelé haladva pedig egyre inkább a felhasználó szempontjai jutnak érvényre. Az alábbiakban néhány, a QS jellemzésére alkalmas paraméter felsorolása következik.

3.1. Sikereségi arány

A sikereségi arány (szokás hatékonysági aránynak, vagy válasz-jel aránynak is nevezni) a beszélgetésben végződő híváskísérletek számának és az összes híváskísérlet számának hányadosa a hálózat egy adott pontján ($0 \leq r \leq 1$). A gyakorlatban a sikereségi arány a híváskísérletek egy bizonyos csoportjára vonatkozik, pl. azokra, amelyek egy adott központban keletkeznek, vagy azokra, amelyek egy kijelölt rendeltetési hely (központ, körzet, ország stb.) felé irányulnak. A sikereségi arány tehát egy becslés annak valószínűségére, hogy a híváskísérlet sikeresen átjut a hálózaton, egészen a hívott előfizetőig. A sikereségi arány könnyen mérhető, de kiszámítására hálózati szinten még nem állnak rendelkezésre pontos módszerek. Ezekben a számításokban, továbbá a sikereségi arány változásainak megbízható értelmezésekor figyelembe kell venni a hívásismétléseket.

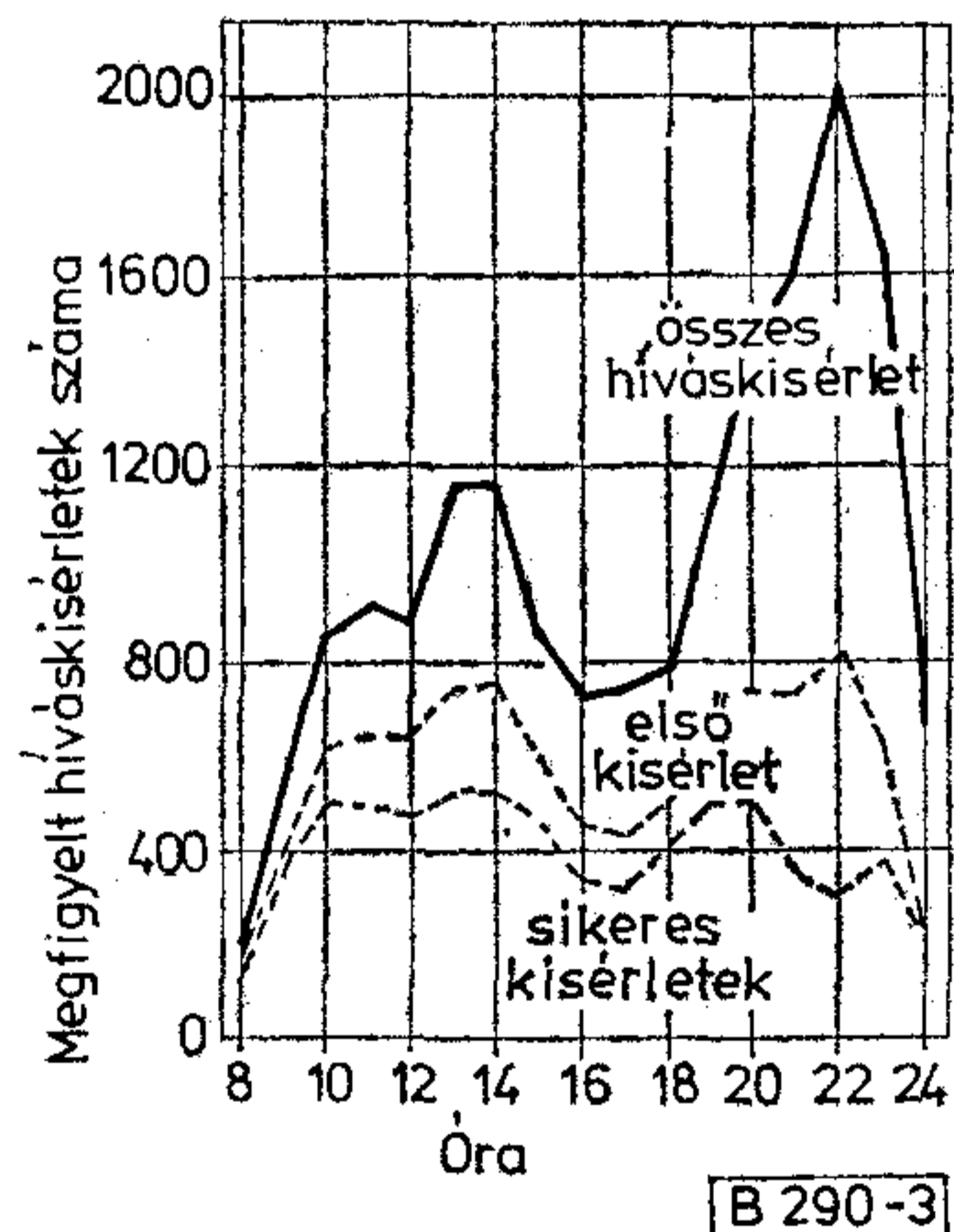
Számos vizsgálat történt a sikereségi arány viselkedésének tisztázására. A 3. ábrából kikövetkeztethető r változása egy speciális nap, nevezetesen anyák napja folyamán [WILK 67].

Ugyancsak vannak adataink a sikereségi arány alakulására az év folyamán, ezek a vizsgálatok jellegzetesen periodikus változásokat mutatnak [RIES 76], lásd a 4. ábrát. Az 1. táblázat összegzi néhány, meglehetősen nagyszámú megfigyelésből álló mérési eredményeit. Ezekből az eredményekből megállapítható, hogy a 0,6–0,7 tartományban mozgó sikeres-



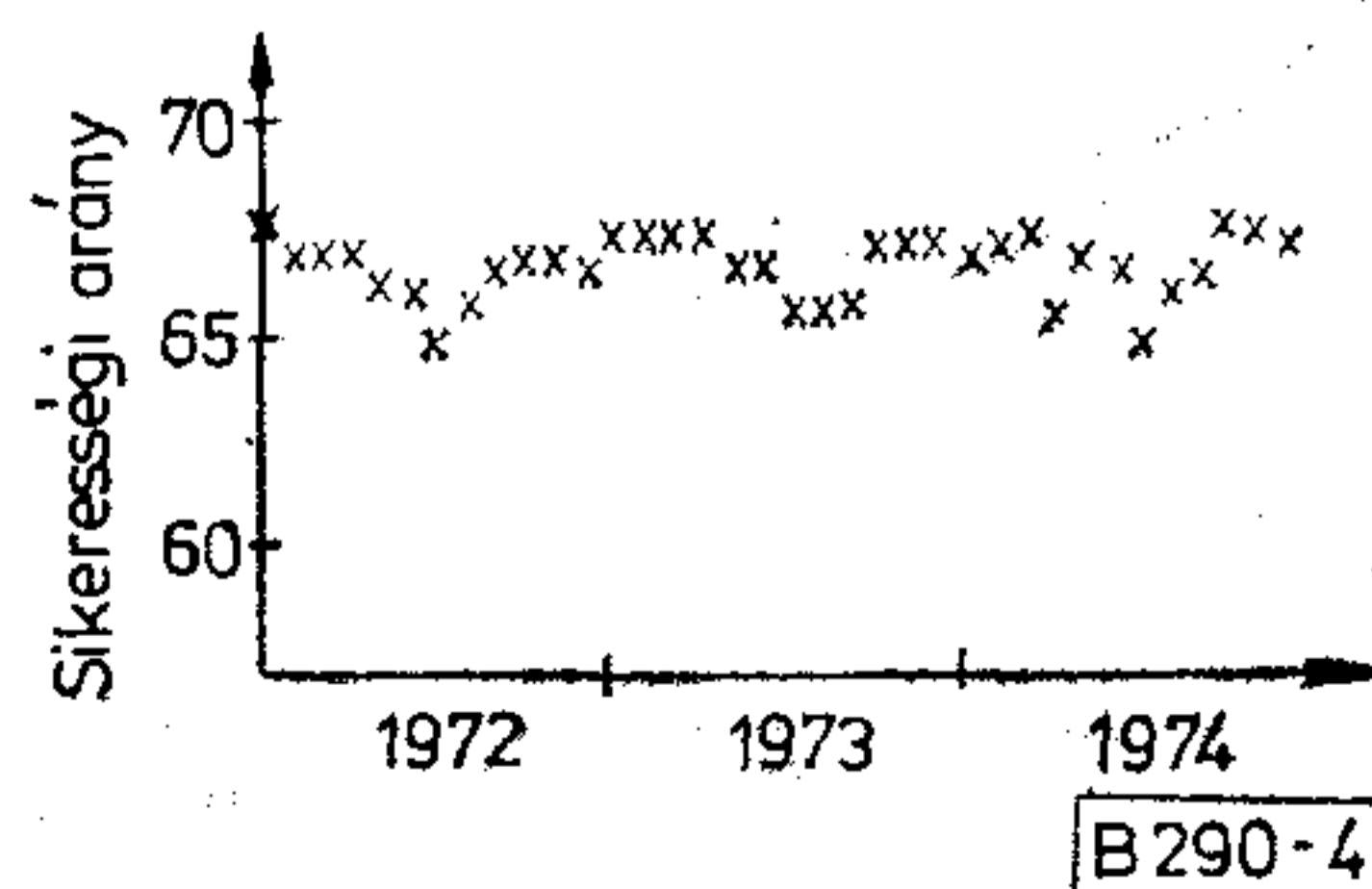
B 290-2

2. ábra. A szolgáltatási szint értelmezése. (A használhatósági előírások teljesülnek)



B 290-3

3. ábra. A híváskísérletek száma egy nap folyamán

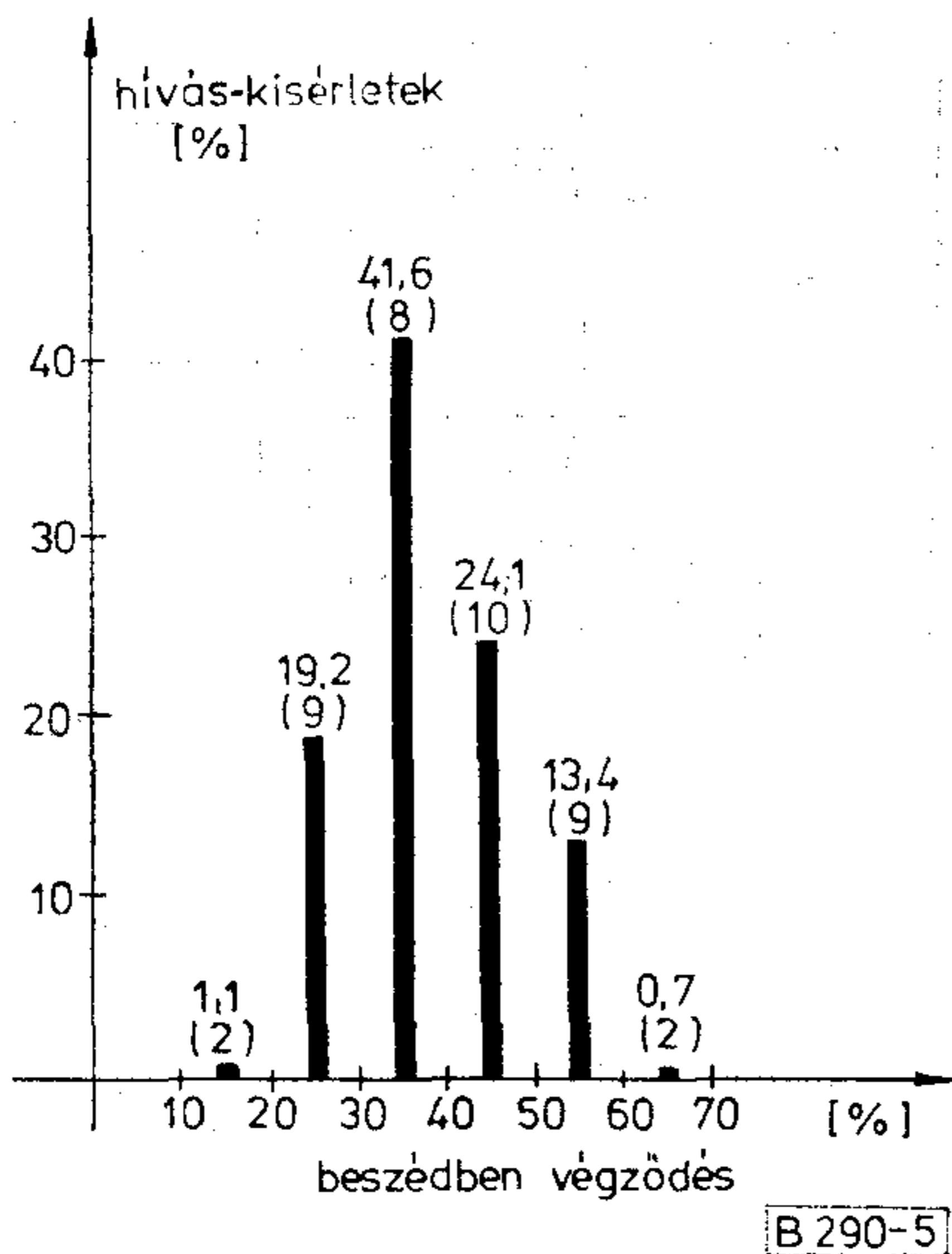


B 290-4

4. ábra. A sikereségi arány (r) havi átlagértékeinek változásai

ségi arány csak olyan országokban fordul elő, ahol a telefonsűrűség elég magas. A nemzetközi hívásokra vonatkozó átlagok egymáshoz hasonlóak, de sokkal alacsonyabbak, függetlenül a mérés helyétől. A sikerességi arányt utóbbi esetben főképpen a hívott előfizető hálózatának állapota befolyásolja.

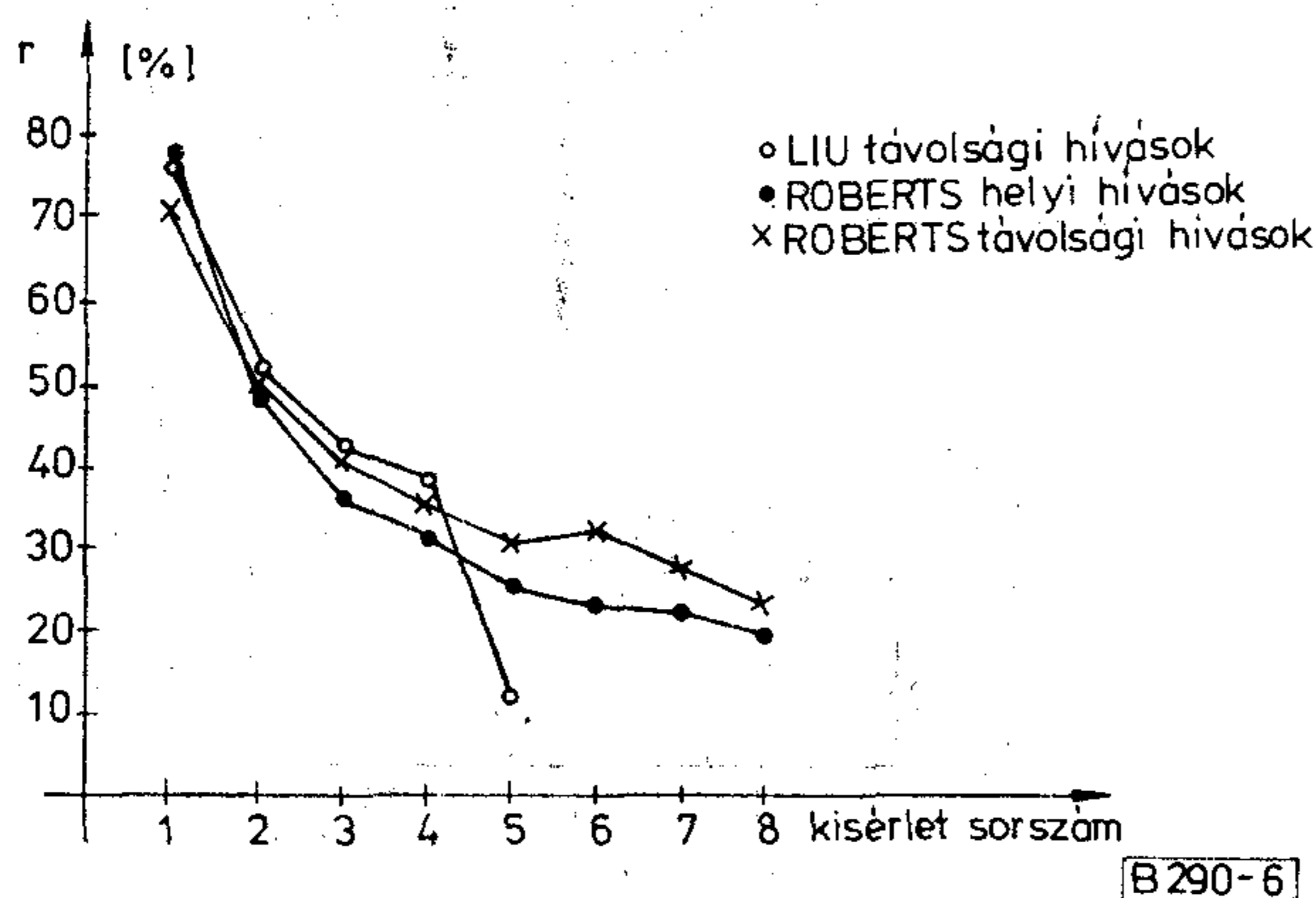
A 5. ábrán a sikerességi arány mérési eredményei láthatók. Az oszlopok felett a pontos százaléértékek, és zárójelben a megfigyelt irányok száma van feltüntetve. Különböző országok felé irányuló, összesen 40 nyalábot figyeltek meg, a mérések összesen 91.421 híváskísérletre terjedtek ki. Az átlag $\bar{r} = 37,9\%$ volt [ATT 77].



5. ábra. Sikerességi arányértékek eloszlása

Említést érdemel a sikerességi arány egy fontos tulajdonsága. A megismételt híváskísérletek sorozaiban a híváskísérlet sorszámainak növekedésével csökken a beszédben végződés valószínűsége, lásd a 6. ábrát. A hívásismétlésnek ez az önerősítő jellege rendkívül kedvezőtlen a sikerességi arányra.

A sikerességi arány előnye, hogy (1) a minőségbecslés kiterjed a teljes kapcsolási útra, tehát minden központra és vonalnyalábra, amelyre szükség van a hívott előfizető eléréséhez; (2) viszonylag egyszerűen mérhető; (3) teljes összhangban van az előfizető tapasztalataival; (4) könnyen értelmezhető;



6. ábra. A sikerességi arány a kísérlet sorszámának függvényében

(5) egyetlen érték, amely ugyanakkor gyors minőségbecslést tesz lehetővé.

A hátrányok a paraméter egyszerűségéből származnak. Ha csupán r -et figyeljük meg, akkor nincs ismeretünk sem (a) a híváskísérlet sikertelenségének okáról, sem (b) a hibák hálózatbeli helyéről.

A CCITT E. 426-os ajánlása eligazít r kívánatos értékéről. A sikerességi arány alacsony, ha $r < 0,3$, közepes, ha $0,3 \leq r \leq 0,6$ és magas, ha $r > 0,6$. A jó sikerességi arány biztosítása érdekében és a minőségromlás elkerülésére körültekintő intézkedések szükségesek.

3.2. Szolgáltatási szabványok

Szolgáltatási szabványoknak nevezzük a paraméterek egy olyan csoportját, melynek elemei nem csupán a hívás sikerességét jellemzik, hanem közvetlenül utalnak néhány GOS, fenntartási stb. jellemzőre is. A paraméterek számszerű értékei megvalósítandó célkitűzéseként szolgálnak. A paraméterek és értékeik országról országra különböznek.

A 2. táblázat összefoglalja a japán szolgáltatási szabványokat, melyek közül az első kettő szolgáltatás biztosítására vonatkozó jellemző [NAGA 80]. A 7. ábra mutatja a nyújtott szolgáltatás folyamatos javulását.

Franciaországban különböző szolgáltatási jellemzőkből minden évben meghatároznak egy átfogó szolgáltatási indexet. Minden jellemzőnek súlya van, egy körzet QS indexe a megvalósult szolgáltatási előírások súlyának összege. Az átfogó index a körzetek indexeinek átlaga. A 3. táblázat bemutatja az éves eredmények alakulását 1975 és 1979 között [DIRE 80].

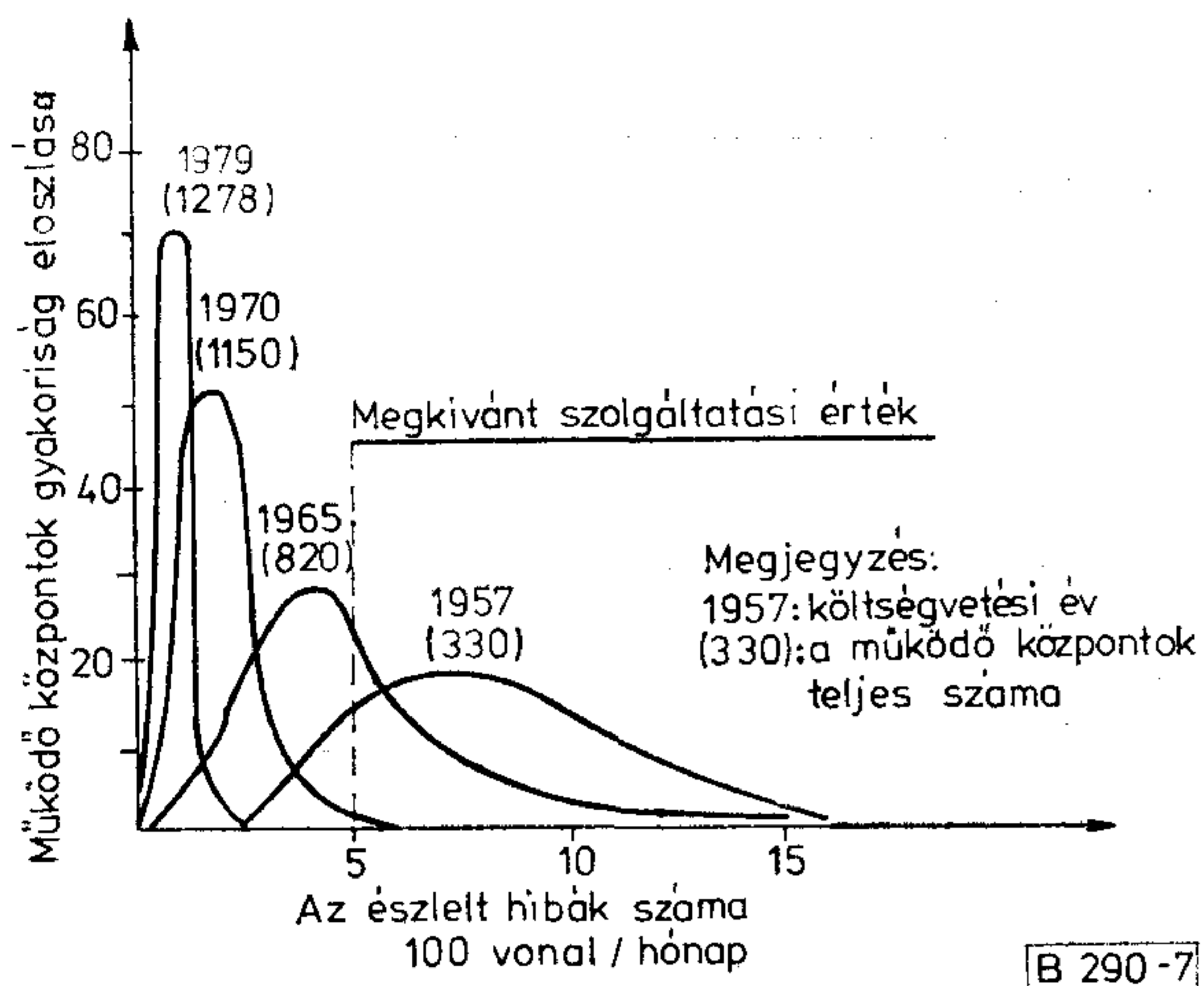
További példaként a Malaysiában alkalmazott szolgáltatási előírásokat közöljük, részletezés nélkül [MALA 80].

Központ szolgáltatási vesztesége (országos éves átlag)	— Forgalmas időszak: 1,0% Mérsékelt forgalmú időszak: 0,6%
Trunk-rendszer megbízhatósága (országos éves átlag)	— 99,97%
Előfizetők hibabejelentései	— 9/100 beszélőhely/hónap
Javítási cél	— A bejelentett hibák 80%-a elhárítandó 24 órán belül

A QS kiértékelése a szolgáltatási előírások alapján jó példa a korábban említett többdimenziós vektorjellegű értelmezésre. Ennek a módszernek előnye az, hogy részletes képet ad, és jobban jelzi a gyenge pontokat, mint egyedül a sikerességi arány.

4. Minőségellenőrzés

A szolgáltatási minőség szintjén a minőségellenőrzés úgy értelmezhető, mint a sikerességi arány vagy valamilyen más összetett minőségi jellemző folyamatos megfigyelése. (A sikerességi arány mérése pl. a tá-



7. ábra. Csökkenő hibaarány a japán nemzeti hálózatban (NTT)

rolt-program vezérlésű központokban általában automatikusan történik, de készültek berendezések tesztölés központokban való alkalmazásra is [BERN 78]). A folyamatos megfigyelés ugyanakkor nem csupán a helyzet pusztá felmérésére irányul, hanem magában foglalja a célok teljesítésére való törekvést is. Ha valamely QS jellemzőt teljesíteni kell, akkor a helyzet részletes elemzése szükséges.

A hálózat tényleges állapota:

- az előfizetői panaszok,
- az automatikus riasztásészlelések,
- a rendszer-paraméterek rendszeres időközönként való ellenőrzése,
- a speciális vizsgálatok

eredményeinek összegyűjtése és feldolgozása alapján ítéltető meg.

Eltételezve az információ eredetétől, mindig az a cél, hogy megtalálják a hálózatnak azokat az elemeit, amelyek nem teljesítik a műszaki előírásokat, és ennek következtében nem nyújtanak kielégítő szolgáltatást sem. Természetesen ez többlépcsős folyamat, amelynek végeredménye a hibás egység vagy szoftver-hiba azonosítása és elhárítása.

4.1. Az előfizetői panaszok kiértékelése azt mutatja, hogy jelentős részük nem kapcsolódik valamilyen valódi zavarhoz. A 4. táblázat egy példát mutat erre [NAGA 80]. A táblázat közli a más forrásból származó panaszok mennyiségét is, és megadja az előfizetői panaszok okának fajta szerinti felbontását.

4.2. Ami a rendszer-paraméterek szabályos időközönként történő megfigyelését illeti, ez a cikk nem vállalkozik a mérési módszerek (kezdve a manuális módszerektől egészen a szoftver rutinokig), a megfigyelendő és teljesítendő paraméterek (kapcsolás, jelzés, átvitel stb.) összefoglalására vagy osztályozására. Csupán példaként hívja fel a figyelmet azokra az irányelvekre, melyek a CCITT M és Q ajánlássorozatában találhatók meg.

Egy nemzetközi vivőhullámú rendszer mindennapos karbantartási feladatai a Sárga Könyv IV. kötet — IV. 1. füzetében, a 2.4. fejezetben találhatók meg [CCITT 81b]. Ez összefoglalja a szükséges méréseket és beállítási eljárásokat. A műszaki előírások

bemutatására az M.540 sz. ajánlás összefoglalja a különböző átviteli rendszerekben alkalmazott referencia-pilotok, vivőhullámok stb. ajánlott frekvenciaturéit.

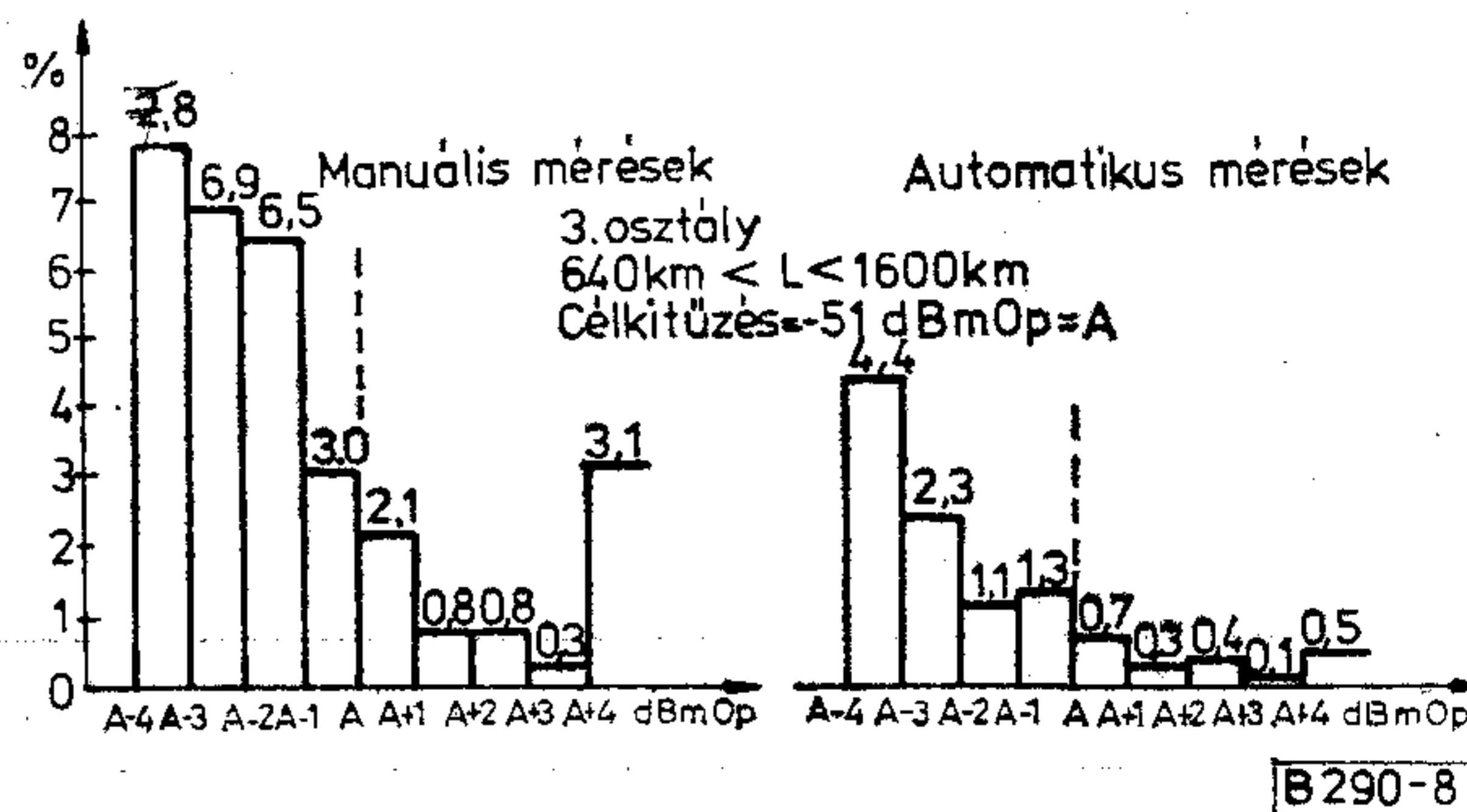
A 3.2. fejezetben ugyanez érvényes a nemzetközi telefon áramkörök rendszeres karbantartására. Pl. az M.610 sz. ajánlásban teljes javaslat található az elvégzendő mérések és ellenőrzések időközöire.

A rutinszerű karbantartói mérés és elemzés példaként az M és N ajánlássorozat 4.1. függeléke [CCITT 81d] összefoglalja egy 1978-ban, a nemzetközi hálózatban végzett átfogó veszteség- és pszofometrikus zajmérés eredményeit. A zajmérési eredmények néhány részletét illusztrációként bemutatjuk.

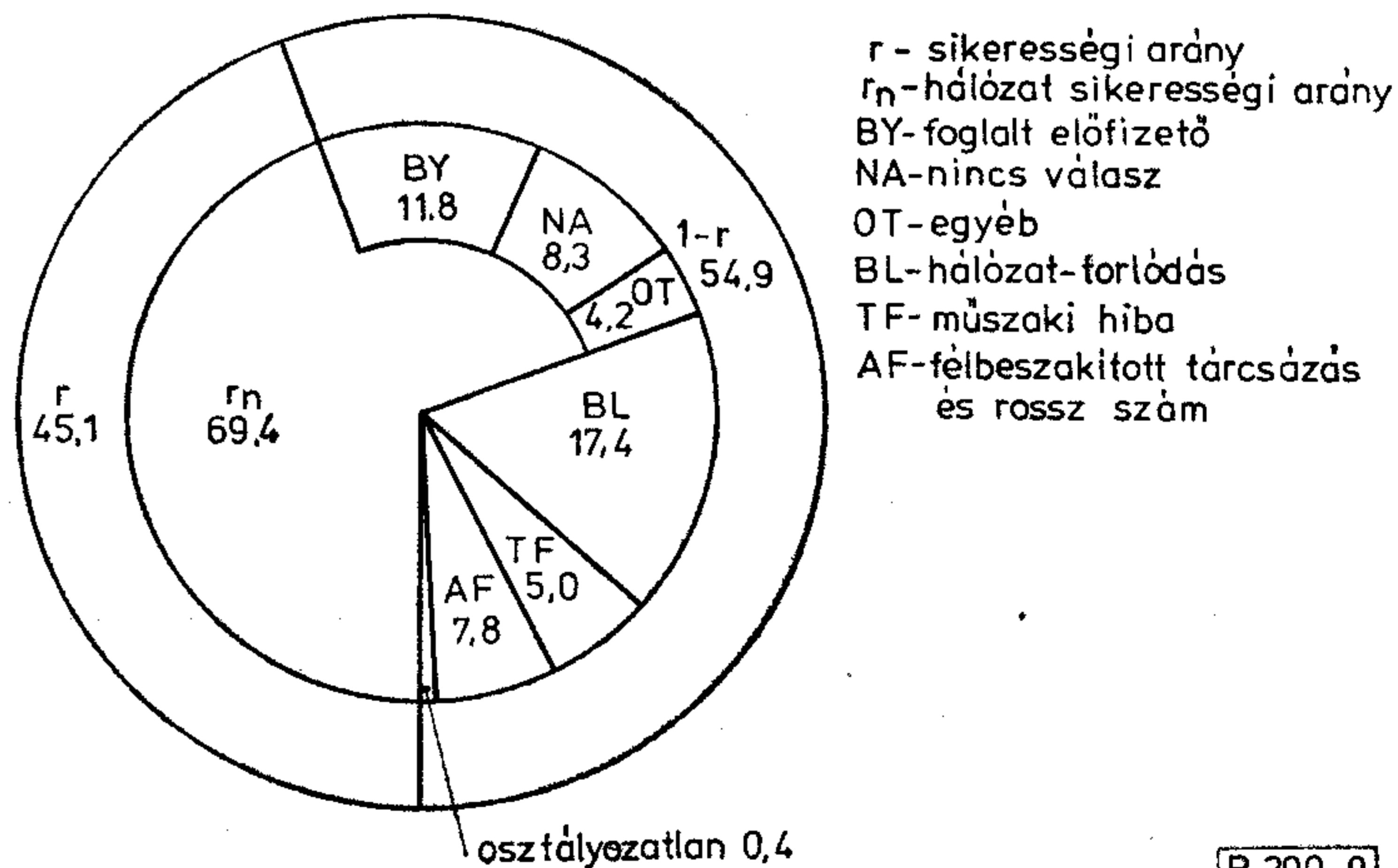
Az M.580 sz. ajánlásban található, zajra vonatkozó karbantartási célkitűzések a 5. táblázatban jelennek meg. A mérési eredmények a 6. táblázatban, a megfelelő hisztogram a 8. ábra jobb oldalán láthatók.

4.3. Az egyszerű, rutinjellegű hatékonysági arány mérések kiegészíthetők a híváskísérelt sikertelenségi okának azonosításával, ha rendelkezésre áll a megfelelő megfigyelő berendezés vagy szoftver-rutin [KDD 78]. A 9. ábrán bemutatunk erre egy példát.

4.4. Az előfizetők és a híváslebonnyítás szempontjait képviseli a Sárga Könyv, II. kötet, II/3 füzet 3. fejezete, amely a nemzetközi telefonszolgáltatás minőségének ellenőrzésére irányul.



8. ábra. Zajmérési eredmények hisztogramjai, osztályonként és mérési módszerként



9. ábra. A sikeres és sikertelen híváskíséreltek százalékaránya, utóbbiak esetében a hiba oka szerint osztályozva

Átlagos sikerességi arány értékek

r (%)	Megfigyelt híváskísérletek száma	Forrás, ország	Megjegyzés
70,7 ± 1,6	11 146	[DUFF 78], USA	Országos távválasztás
69,0 ± 1,1	13 738	[LIU 80], USA	Országos távválasztás
65,9	65 000	[ROBE 79], Franciaorsz.	Országos távválasztás
34,8	?	[PAPU 80], Pápua Új-Guinea	Országos távválasztás
32,5	67 240	[ATT 78]	Nemzetközi
45,1	11 526	[KDD 78]	Nemzetközi
44,0	?	[PAPU 80]	Nemzetközi

2. táblázat

Japán szolgáltatási szabványok

Új telefon üzembe helyezése		7 napon belül
Telefonáthelyezés		7 napon belül
Telefon hibaarány		5/100 előfizető/hónap
Beszédben végződés aránya	Helyi hívások	75%
	Távolsági hívások	70%
Bérelt áramkörök hibaaránya	Helyi	0,1/áramkör/hónap
	Távolsági	0,3/áramkör/hónap
Ismétlődő hibák		2/bármely 3 hónap

3. táblázat

Szolgáltatási minőség Franciaországban

	Év	1975	1976	1977	1978	1979
Tárcsahang késleltetés > 3 s, (%)		2,5	0,9	0,4	0,2	0,3
Sikerességi arány, helyi		61,8	62,2	61,8	61,9	62,9
Sikerességi arány, távolsági		54,1	55,6	57,1	57,9	59,2
Hiba (100 előfizető/év)		60,4	55,0	49,3	44,6	39,9
Egy nap alatt elhárított hibák		68,2	69,1	67,3	71,5	77,8
Átfogó QS index		56,8	68,2	71,3	73,9	80,7

4. táblázat

Az előfizetői panaszok elemzése

	Év	1975	1976	1977	1978	1979
A panaszok száma: 100 ⁰ előfizető/hónap		5,2	4,9	4,8	4,8	4,8
A panaszok száma x(10 ⁶)		18,2	18,8	19,5	20,3	21,2
Előfizetőtől származó panaszok x(10 ⁶)		14,0	14,6	15,2	15,7	16,1
Előfizetői panaszok részletezése (%)		—	—	—	—	—
Valódi hiba		20	19	19	18	17
Vizsgálat rendben		4	4	3	3	3
Foglalt		39	39	39	40	41
Nem válaszol		7	7	7	8	8
Félretett kézibeszélő		17	17	17	17	17
Egyéb		13	14	15	14	14

Az ajánlások tartalma:

- a QS becslési módszerekre vonatkozó általános megállapítások (E.420), a szükséges mérések és az eredmények kiértékelésének megszervezése (E.421);
- előfizetők és kezelők által kezdeményezett ki-

- menő hívások részletes megfigyelésének irányelvei (E.422 és E.423);
- megfigyelések vizsgáló hívásokkal (E.424);
- a sikeres híváskísérletek százalékaránya és a hibaokok osztályozása (E.426);
- közvélemény-kutatás előfizetők között (E.125, E.427).

Ezeknek a megfigyeléseknek egyik fontos célja az eredmények kicserélése vagy két fél között, vagy még inkább a CCITT-n keresztül mindazon országok között, amelyek hajlandók erre. A rendelkezésre bocsátott adatok feldolgozására, azok bizalmas kezelésére vonatkozó szabályokat stb. az E.421 függeléként tartalmazza. Az adatok gyűjtése és átadásra való előkészítése az E.422 1. táblázata szerint történik. Hogy némi betekintést nyerjünk a részletekbe, ezt a táblázatot a fejrész kivételével bemutatjuk (10. ábra).

4.5. A minőség ellenőrzését szolgáló mérések szervezésekor figyelembe kell venni néhány közhelynek tűnő, mégis igen fontos szempontot.

- Ne végezzünk rutinmegfigyeléseket, még kevésbé bármilyen adatkiértékelést anélkül, hogy igen világos elképzeléseink lennének az eredmények felhasználásáról.
- A megfigyelési eredményeket csatoljuk vissza a megfelelő helyre, hogy a szükséges beavatkozások megtörténjenek.
- A QS-ért felelős testületek közötti együttműködés nem valósul meg automatikusan; szervezés szükséges, lásd pl. az M.710 ajánlást a karbantartási információk gyűjtéséről és terjesztéséről, valamint az M.728 ajánlást az ezen a területen szükséges együttműködésről.
- A felsorolt megállapítások érvényesek mind az országon belüli, mind az azon kívüli kérdésekre.

CCITT ajánlások idézésére sokszor került sor, bár ezek névlegesen nemzetközi ügyekre vonatkoznak. De (a) a bennük foglalt módszerek megfelelő módosításokkal nemzeti hálózatokban is alkalmazhatók; (b) napjainkban, legalábbis a QS szempontjából a hálózat szigorú szétválasztása nemzeti és nemzetközi részre nem célszerű. A hálózat egységes egészként bonyolítja a nemzetközi forgalmat, és egészében kell jó szolgáltatási minőséget biztosítani.

5. Költségek

Sok erőfeszítés történik a QS javítása érdekében. Vajon elegendő motiváció ehhez egyedül az előfizetők elégedettségének kivívása, vagy található valami más indíték is? A kérdés megválaszolásához a hívásismétlés tulajdonságainak valamelyes ismerete elengedhetetlen.

5.1. Megismételt híváskísérletek

Sikertelen híváskísérletek után a felhasználók ismételt híváskísérleteket tesznek. Az ismétléssel kapcsolatos viselkedésük a híváskísérlet sikertelenségi okától függ. Meghatározásokba és további magyarázatokba bonyolódni nem volna célszerű, a részletek megtalálhatók [GOSZ 80]-ban, és az ahhoz mellékelt irodalomjegyzék is eligazít. A helyzet jellemzésére a 7. táblázat összefoglal néhány mérési eredményt [LIU 80]. A 7. táblázatban az alábbi jelölések fordulnak elő:

- q — a híváskísérlet besorolása (a rövidítések meg-
egyeznek a 9. ábra rövidítéseivel),
- p_{1q} — annak valószínűsége, hogy az első híváskísérlet (hívásszándék) besorolása q ,
- H_q — a q besorolású első híváskísérlet utáni ismétlés
átlagos valószínűsége (kitartás),
- β_q — a híváskísérletek átlagos száma, osztva a q
besorolású első kísérletek számával, figyelem-
be véve az első kísérletre sikeres hívásokat is,
- S_q — annak valószínűsége, hogy egy kapcsolat vé-
gül felépült, feltéve, hogy az első híváskísérlet
besorolása q ,
- p_q — általános besorolási valószínűség.

A BL&TF kategória tartalmaz minden hálózati okból sikertelen híváskísérletet, ilyen okok pl. a tör-
lődés, a csengetés-kimaradás és a berendezések ki-
sebb rendellenességei. A „Más” kategóriába az alábbi
besorolású sikertelen hívások kerültek: nem vára-
kozott, nincs ilyen szám, szabályosan átirányítva ke-
zelőhöz nem elérhető szám miatt, a felhasználó rossz
számot tárcsázott, vagy nincs válasz, mert kimaradt
egy előválasztó kód.

A 7. táblázatban a sikerességi arány, azaz az át-
lagos beszédben végződés aránya p_{sikeres} .

5.2. Bevételi veszteség és a beszédben végződés értéke

5.2.1. A sikertelen első kísérletek minden kategóriá-
jára az évi veszteség egyszerűen becsülhető [LIU 80]
szerint. A teljes évi bevétel:

$$N_1 \sum_q p_{1q} S_q x \quad (\text{bevétel/üzenet}),$$

ahol N_1 az első kísérletek száma. Egy adott kategóriá-
ra az éves bevételi veszteség:

$$N_1 p_{1q} (1 - S_q) x \quad (\text{bevétel/üzenet}),$$

mert ezek a kapcsolások soha nem jöttek létre. (Az
 N_1 becsülhető, mint $N_1 = N/\beta$, és $\beta = \sum_p p_{1q} \beta_q$.)

Az adott példában a bevételi veszteség és a teljes
bevétel aránya 8,2% kezdeti NA; 2,4% BY és 0,7%
BL&TF esetére.

Fontos megjegyezni, hogy a hívott előfizető miatt
bekövetkező hibák igen fontosak, mert ennek a siker-
telenségi oknak a súlya hasonló vagy esetleg még ma-
gasabb is, mint azt a 7. táblázat mutatja (lásd
4. táblázat és 9. ábra). Ez a veszteség nem csök-
kenthető a hálózat bővítésével, az egyetlen lehetőség
több előfizetői vonal létesítése, vagy esetleg az előfi-
zetők jobb tájékoztatása.

5.2.2. Ha a q kezdeti besorolású híváskísérletek
egy részét hívásban végződővé tudjuk átalakítani,
akkor a sikerességi arány r -ről $(r + \Delta r)$ -re fog mó-
dosulni. A bevétel megnövekszik az átalakított hívá-
soknak megfelelően, és egyúttal megtakaríthatók azok
a költségek, melyeket a sikertelen hívások emésztet-
tek volna fel, de amelyek már szükségtelenné váltak.
A bevétel ugyanakkor csökken az átalakított hívások
költségével. Részletes indoklás nélkül:

R o v a t	Darabszám		Százalék	
	Részösszeg	Összesen	Részösszeg	Összesen
1. Sikeresen kapcsolt hívások /1. as 1/ megjegyzést/
2. Csengései visszhang vétele, de nincs jelentkezés
3. Sikertelen hívások: kifejezett tor- lódási jelzés, beleértve a hívott foglaltságát, amely a kimenő nem- zetközi központon túlról származik, és amelyet vizuális jellel, hang- jelzéssel, vagy rögzített bejelen- téssel adnak
3.1 Az előfizetői vonal foglaltsá- ga/vizuális jellel jelzett tor- lódás	
3.2 Az előfizetői vonal foglaltsá- ga/foglaltsági, vagy torlódási hangjelzéssel jelzett torlódás	
3.3 Rögzített bejelentéssel jel- zett torlódás	
4. Sikertelen hívások: egyéb vizuális jelek, hangjelzések, vagy rögzített bejelentések, amelyek kifejezetten, a 3., vagy 3. rovatban tartozóként nem azonosíthatók
4.1 Kapott vizuális jel	
4.2 Kapott hangjelzés	
4.3 Kapott rögzített bejelentés	
5. Egyéb műszaki okokból nem sikerült hívások
5.1 Téves szám jelentkezése	
5.2 A hallgató visszahelyezése na- gyon rossz átvitel miatt	
5.3 Nincs hangjelzés, nincs je- lentkezés /... másodperces vá- rakás után/	
5.4 Jelentkezési jel vétele, ha a hívott nem jelentkezik	
5.5 Más műszaki eredetű sikerte- lenségek	
6. A hívó által végzett helytelen mű- velet miatt nem sikerült hívások	
6.1 Téves szám tárcsázása	
6.2 Hiányos szám	
6.3 A hallgató korai visszahelye- zése jel, hangjelzés, vagy be- jelentés vétele előtt /... má- sodpercnél rövidebb időn belül/	
6.4 A hallgató korai visszahelye- zése a csengései visszhang vétele után /30 másodpercen belső/	
6.5 Helytelen műveletnek tulajdo- nitható egyéb sikertelenségek	
7. Megfigyelt hívások összesen /1-6. rovat/		...		100
8. Nem sikerült hívások: a sikerte- lenségnek a kimenő nemzetközi központból származó kifejezett jelzése		
8.1 A kimenő nemzetközi áramkörök torlódása			
8.2 Minden egyéb jelzés			
9. Sikeres, de rendellenességekkel járó hívások. Ezek a hívások az 1. rovatban szerepelnek		
9.1 Nem érkezett válaszcél díjkö- teles hívásoknál			
9.2 Rossz érthetőség, a beszélge- tés abbahagyása nélkül			
9.3 Egyéb hibás hívások, a beszél- getés abbahagyása nélkül			

10. ábra. A nemzetközi kimenő távbeszélőszolgálat minőségének megfigyelése (1/E. 422 táblázat)

B 290-10

1. Megjegyzés. - A sikeresen kapcsolt hívás olyan hívás, amely eljut a hívott számhoz, és amelynek nyomán beszélgetést lehet folytatni. Minden sikeres hívást az 1. rovatba kell beírni. A sikeres hívás azonban vagy jár megfigyelhető rendellenességekkel, vagy nem. Azokat a sikeres hívásokat, amelyek megfigyelhető rendellenességekkel járnak, a 9. rovatba kell beírni.

2. Megjegyzés. - Az 1. és a 9. rovatba egyaránt beírt hívások kivételével egy hívás megfigyelési eredményeinek a táblázat rovatai közül csak egyben szabad szerepelniük /leginkább az 1-6. rovatban/.

3. Megjegyzés. - Az igazgatásoknak időnként ki kell cserélniük egymással a 4.1, 4.2 és 4.3 rovatba beírt megfigyelési eredmények értelmesséshoz szükséges tájékoztatásokat.

$$\text{Nettó érték} = \frac{N\Delta r}{1 - S_q + (r + \Delta r)(\beta_q - 1)} \times$$

$$\times [(1 - S_q) \times (\text{bevétel/üzenet}) - (1 - S_q) \times (\text{költség/üzenet}) + (\beta_q - S_q) \times (\text{költség/sikertelenség})].$$

A fenti egyenlet jobb oldali első tagja a q kezdeti besorolású, sikeressé átalakított híváskísérletek számát adja.

Ezek a számítások igénylik a 7. táblázatban található adatokat. Hagyományos központok esetében ilyen adatok meghatározásához nincsenek sem egy-

szerű módszerek, sem közelítő számítások. Ellenben tárolt-program vezérlésű központokban a szükséges mérések elvégezhetők, és ezért látszott hasznosnak ezt a témát megemlíteni.

Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki a Nemzetközi Távközlési Uniónak (ITU) az előadásra való felkérésért és a BHG Híradástechnikai Vállalatnak, hogy lehetővé tette a részvételt. Az anyag összeállításában és megvitatásában Ágostházi Margit (BHG FI) nyújtott jelentős segítséget, amelyért a szerző ezúton is köszönetet mond.

Zajelőírások távolsági osztályonként

5. táblázat

Távolsági osztályok	1	2	3	4	5	6	7
A: Zajkövetelmény: (dBmOp)	- 55	- 53	- 51	- 49	- 46	- 43	- 40

Az olyan zajmérések számának százalékos aránya, melyekre a kapott érték kisebb vagy egyenlő mint (A + X)(dBmOp) A mérés automatikusan történt

6. táblázat

Osztály	Szám	≤A-4 (%)	≤A-3 (%)	≤A-2 (%)	≤A-1 (%)	≤A (%)	≤A+1 (%)	≤A+2 (%)	≤A+3 (%)	≤A+4 (%)
1	0	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2	3641	88,16	91,34	94,25	96,15	96,84	97,19	97,74	98,18	98,51
3	9121	88,98	93,39	95,72	96,82	98,07	98,72	99,01	99,37	99,51
4	158	94,30	96,20	96,20	99,36	99,36	100,0	100,0	100,0	100,0
5	4417	38,17	54,42	68,21	80,19	86,82	91,91	95,33	97,77	99,13
6	8749	74,95	81,60	88,04	92,66	95,56	97,31	98,49	99,53	99,70
7	2686	83,73	89,87	94,75	96,53	98,02	98,99	99,36	99,70	—

Ismétlési eredmények

7. táblázat

q	Sikeres	NA	BY	BL&TF	Egyéb
P _{1q}	.755 ± .014	.129 ± .010	.059 ± .007	.019 ± .004	.037 ± .008
H _q	—	.61 ± .06	.72 ± .06	.86 ± .07	.66 ± .06
(B _q - 1)	0	1.02 ± .08	1.62 ± .30	1.54 ± .42	.95 ± .12
S _q	1.0	.44 ± .04	.66 ± .07	.66 ± .11	.54 ± .10
P _q	.69 ± .011	.16 ± .011	.094 ± .008	.022 ± .003	.034 ± .007

Függelék

A fontosabb szakkifejezések angol, francia és spanyol megnevezései:

Magyar	Angol	Francia	Spanyol
Fenntartási lehetőségek	Maintenance support	Logistique de maintenance	Soporte de mantenimiento
Fenntarthatóság	Maintainability	Maintenabilité	Mantenibilidad
Használhatóság	Availability	Disponibilité de l'équipement	Disponibilidad
Megbízhatóság	Reliability	Fiabilité d'un équipement	Fiabilidad
(Szolgáltatás) átviteli minőség	Transmission ability (of service)	Qualité de transmission (d'un service)	Calidad de transmisión (de un servicio)
Szolgáltatás használhatóság	Service availability	Disponibilité du service	Disponibilidad del servicio
Szolgáltatás igénybevételeinek biztosítása	Service support	Logistique du service	Calidad del support
Szolgáltatás kezelhetősége	Service operability	Facilité d'utilisation du service	Operabilidad del servicio
Szolgáltatás minősége	Quality of service	Qualité de service	Calidad de servicio
Szolgáltatási szint	Grade of service	Qualité d'écoulement du trafic	Grado de servicio

- [ATT 77] AT&T: Rejection rate in originating international switching centers — CCITT COM II. — No. 29, 1977.
- [ATT 78] AT&T: Results of observations of international call attempts... — CCITT COM II. — No. 137, 1978.
- [BERN 78] Bernard, J. M., P. Le Gall: Traffic observation equipments for routine measurements and special observations — ITC Seminar on traffic measurement and traffic simulation..., Budapest, 1978.
- [CCITT 81a] CCITT Recommendation: Concepts, terms and definitions related to availability and reliability studies — Yellow Book, Vol III., Fasc. III. 1., G. 106.
- [CCITT 81b] CCITT: Maintenance; general principles, international carrier systems, international telephone circuits (Rec. s M. 10 — M. 761) — Yellow Book, Vol IV., Fasc. IV. 1., ITU, Geneva, 1981.
- [CCITT 81c] CCITT: International telephone service; Network management, traffic engineering (Rec. s E. 401 — E. 543) — Yellow Book, Vol II, Fasc. II. 3., ITU, Geneva, 1981.
- [CCITT 81d] CCITT: Stability of overall loss and psophometric noise: results of routine maintenance measurements — Yellow Book, Vol IV, Fasc. IV. 3., Suppl. No. 4. 1., ITU, Geneva, 1981.
- [DIRE 80] Direction générale des télécom. de l'Adm. Française Rapport d'activité 1979 — Paris, 1980.
- [DUFF 78] Duffy, F. P., Mercer, R. A.: A study of network performance and customer behaviour during DDD call attempts in the USA — BSTJ, 57. 1978. 1. 1—33.
- [GOSZ 79] Gosztony, G., Rahko, K., Chapuis, R.: The grade of service in the world-wide telephone network — Telecom. J. 46. 1979. 9. 556—565 and 10.625—633.
- [GOSZ 80] Gosztony, G.: Traffic problems in subscriber-to-subscriber dialling — ITU Teletraffic Engineering Seminar, Istanbul, 1980., Proc. XVII/1—45. — Ugyanaz, mint Híradástechnika, 31/1980). 10. 387—397.
- [KDD 78] KDD: Observation results of international telephone service quality—CCITT COM II. — No. 115, 1978.
- [LIU 80] Liu, K. S.: Direct-distance-dialling call completion and customer retrial behaviour — BSTJ, 59. 1980. 3. 295—312.
- [MALA 80] Malaysia: Maintenance situation of the Malaysian telecommunication network — ITU Seminar on maintenance of telecom. networks, Colombo, 1980. Country papers, 53—69.
- [NAGA 80] Nagasawa, T.: Quality control maintenance procedures — ITU Seminar on maintenance of telecom. networks, Colombo, 1980. 65—85.
- [PAPU 80] Papua New Guinea: The Papua New Guinea telecom. network maintenance considerations — ITU Seminar on maintenance of telecom. networks, Colombo, 1980. Country papers 81—98.
- [RIES 76] Riesz, G. W.: Factors influencing the call completion ratio — 8. ITC Melbourne, 1976. 441/1—5.
- [ROBE 79] Roberts, J. W.: Recent observations on subscriber behaviour — 9. ITC Torremolinos, 1979. 147/1—8.
- [WILK 67] Wilkinson, R. I., Radnik, R. C.: The character and effect of customer retrials in intertoll circuit operation — 5. ITC, New York, 1967. Abstract p. 495, Manuscript: 1—25.

HÍREK ÜZEMEINKBŐL

Összeállította: ANGYAL LÁSZLÓ

EREDMÉNYES TELEFONGYÁRI RÉSZVÉTEL A TAVASZI BNV-N

Az Ipari Minisztérium értékelte a múlt évi vásárdíjas termékek sorsát az idei tavaszi Budapesti Nemzetközi Vásár alkalmából. Ezek szerint többek között a Telefongyár intelligens terminálrendszere és vivőfrekvenciás berendezése egyértelmű piaci sikert ért el.

A gyár BNV nagydíjat kapott a BK—300/N típusú vivőfrekvenciás berendezésére, amelyet a magyar és a csehszlovák postai igényekre fejlesztett ki. Ez érthető is, mert a világon mindenhol alapvető cél az előfizetői pontok számának gazdaságos növelése. A BK—300/N típusú vivőfrekvenciás rendszer alkalmazásával lehetővé válik a meglévő szimmetrikus kábelhálózaton a telefoncsatornák számának 300 csatornáig történő bővítése minden olyan esetben, ahol eddig alacsonyabb, például 60 csatornás rendszerek üzemeltek. Ennek a rendszernek az alkalmazásával nincs szükség arra, hogy a lefektetett szimmetrikus kábelhálózatot koaxiálisra cseréljék ki.

A tavaszi BNV-n jelent meg egyébként az átviteltechnikai gyártmány család márkajelzése: TERTACOM.

A tavaszi BNV-n írták alá a szovjet ELORG és a BUDAVOX szerződését, amely többek között a Szovjetunióba irányuló TAF berendezések 1984. évi szállítását kötötte le.

A BNV 9 napja alatt meglátogatta a gyár kiállítását a vietnami, a kuvaiti és az albán delegáció, felkereste a KGST titkára, a KOVO és a METRONEX, a TESLA delegáció. A tárgyalópartnerek között volt a Magyar Posta és a POSTABER, valamint számos magyar vállalat és intézmény is.

EGY TAKARÉKOS CÉLMŰSZER

Ötödik éve, hogy a Telefongyárban a vállalat vezetősége pályázatot hirdet a hatékonyság és a jövedelmezőség növelésére, ezen belül a tőkés áru alap megteremtésére, illetve bővítésére, a nem szocialista import kiváltására, a takarékos gazdálkodás megvalósítására.

Az idén huszonegy pályázó közel hetven témajavaslattal pályázott, s közülük tizenhárman kaptak megbízást pályaművük részletes kidolgozására.

Halmi Gábor és Madarász János, az SZFO két dolgozója olyan célműszert tervezett, amelyre igen nagy szükség van, de beszerezni nem lehet. Az új műszer minimális anyagráfördítással készült maradék, elfekvő anyagokból.

A műszer funkcióját tekintve a konzolnyomtatók gyári elektromos vizsgálatát, tesztelését, szervizelését teszi lehetővé. Kis alakja révén könnyen elhelyezhető, emellett jól kezelhető.

Az orthogonális-multiplex adatátviteli eljárás rendszertechnika vizsgálata és viselkedése nem ideális átviteli közegben

HANZÓ LAJOS

Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikkben olyan adatátviteli eljárással ismerkedünk meg, amelynek segítségével a Nyquist szerinti 2 Bd/Hz-es maximális sávzélesség kihasználtság tetszőlegesen megközelíthető, és — ha a jel/zaj viszony elég magas — 10 kbps feletti átviteli sebesség érhető el távbeszélő áramkörön. Amennyiben alkalmas digitális jelfeldolgozási módszereket választunk, a megvalósításhoz szükséges számítási igény is relatíve csekély. A cikk a multiplexálás, illetve moduláció itteni elvének ismertetése után egy lehetséges rendszertechnikát ismertet. Vizsgálataik során módszert keresnek a szimbólumközi áthallás és a lineáris torzítások leküzdésére, továbbá az általánosított Nyquist kritérium és az általánosított orthogonális kritérium definiálásával megteremtik a hagyományos rendszerekkel való kapcsolatot.

HANZÓ LAJOS

A BME Híradástechnika Szakán végzett 1976-ban. Azóta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. 1980-ban egy évet dolgozott az erlangeni egyetemen (NSZK). 1982-ben szakmérnöki

diplomát szerzett és egyetemi doktori értekezést adott be. Szakmai érdeklődési körébe az információátvitellel kapcsolatos jelfeldolgozási és rendszertechnikai problémák tartoznak. Hobbija: bútorepítés és sport. (□)

1. Bevezetés

A számítástechnika gyors fejlődése egyre növekvő követelményeket ró az adatátvitelre is, aminek logikus következménye, hogy új telepítések helyett a meglévő összeköttetések kihasználtságát igyekszünk növelni. Most ismertetendő eljárásunk nagy előnye, hogy a digitális jelfeldolgozás adta lehetőségek optimális kihasználása mellett tetszőlegesen megközelítheti a Nyquist szerinti maximális $\eta=2$ Bd/Hz-es sávzélesség-kihasználtságot. Ezzel egyértelmű sebességnövekedést vagy adott sebesség mellett ráfordításcsökkenést érünk el, amit az 1. táblázat is bizonyít [1]:

1. táblázat

9600 bit/s-os hagyományos QAM és frekvenciamultiplex modem összehasonlítása

9600 bps frekvenciamultiplex modem		9600 bps QAM modem	
összeadások száma/sec	szorzások száma/sec	összeadások száma/sec	szorzások száma/sec
140 000	60 000	600 000	600 000

Noha az eljárás alap gondolatai immár 15–20 évesek [2]–[5], a technológiai nehézségek miatt az eddigi alkalmazások félig-meddig katonai területekre korlátozódtak, s a ráfordítás vonatkozásában messze nem optimálisak [6]–[8].

A technika mai fejlettségi szintjén legelterjedtebb 2400–4800 bps sebességű adatátviteli modemek már részben mikroprocesszoros hardware-re épülnek és a digitális jelfeldolgozás nyújtotta előnyöket igyekeznek kihasználni [9]–[13], [23], rendszertechnikai ele-

meiket azonban olykor az analóg technikából veszik át és az így nyert struktúrákat optimalják. Ha ehelyett már a feladat megfogalmazásakor szem előtt tartjuk a digitális jelfeldolgozás eszköztárából [14]–[17] meríthető lehetőségeinket, valóban optimális megoldásokat kapunk [18]–[22].

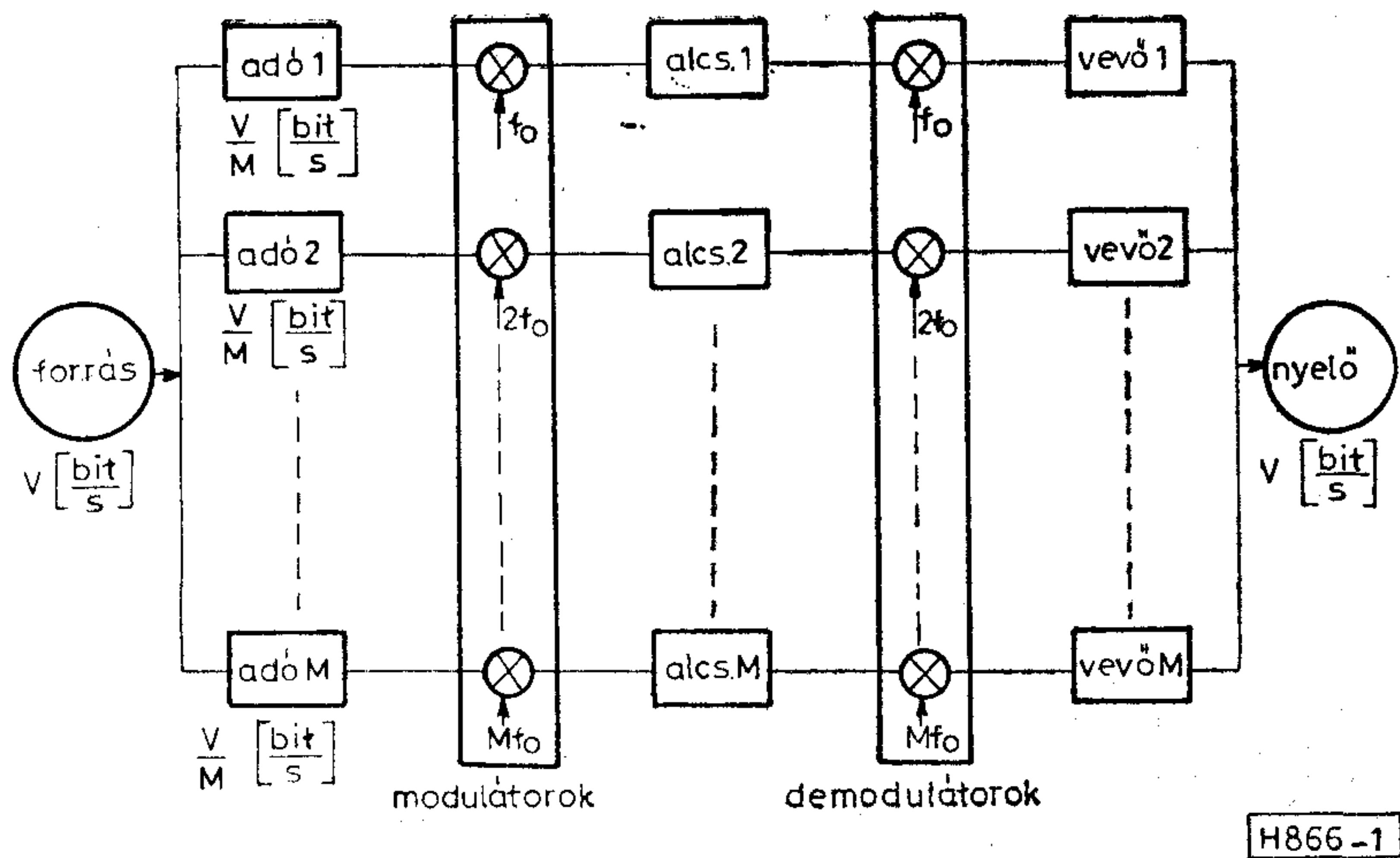
A cikk 2. fejezetében az eljárás alapelvét, a 3.-ban a moduláció és a multiplexálás itteni elvét, a 4. fejezetben pedig a megvalósítás rendszertechnikáját ismerhetjük meg. Az 5. fejezetben a sávhatárolt közegben való adatátvitelt, a 6.-ban az interferenciák leküzdési lehetőségeit taglaljuk. Az eddigi alapra helyezkedve a 7. fejezet a nem ideális átviteli közegben való kommunikáció fontosabb jelenségeit tárgyalja. A 8. fejezetben a jobb érthetőség kedvéért az általánosított Nyquist kritérium és az általánosított orthogonális kritérium definiálásával megteremtjük a hagyományos rendszerekkel való kapcsolatot, a 9. fejezet pedig bizonyítja, hogy a sávzélesség-kihasználtság tart a 2 Bd/Hz-es elméleti maximumhoz.

2. Az eljárás alapelve

Az eljárás lényege első közelítésben az, hogy a forrás és nyelő közötti — adóból, csatornából és vevőből álló — összeköttetést sok, párhuzamos részösszeköttetésre bontja fel [3]. Ezek átviteli sebessége természetesen az eredetiének a részösszeköttetések számának megfelelő töredéke. Az így frekvenciamultiplex elven működő átviteli rendszert az 1. ábrán láthatjuk. A vevőoldalon végzett döntés után az alcsatornák jelét ismét egyetlen adatfolyammá egyesítjük.

Ha az alcsatornák száma M és a forrás adási sebessége v bit/s, akkor az alcsatornák információátviteli sebessége v/M bit/s. Noha az alcsatornák modulációs módjára elvileg nincs megkötés, célszerű az adatátvitelben gyakori és kidolgozott QAM/PSK alkalmazása. Ezt támasztja alá az is, hogy éppen a

Beérkezett: 1983. IV. 21.



1. ábra. A frekvenciamultiplex adatátviteli eljárás alapelve

QAM/PSK vezet az eljárás mai felhasználási területét kibővítő, FFT-t alkalmazó modulációhoz, így ugyanis az átviteli út alcsatornákra bontása igen egyszerűen realizálható. Az alcsatornákra bontás alapvető előnye az, hogy így az egyes alcsatornák jelzési sebessége kicsi lehet a csatorna idődiszperziójának reciprokához képest.

3. Az eljárásra épülő modem rendszertechnikája

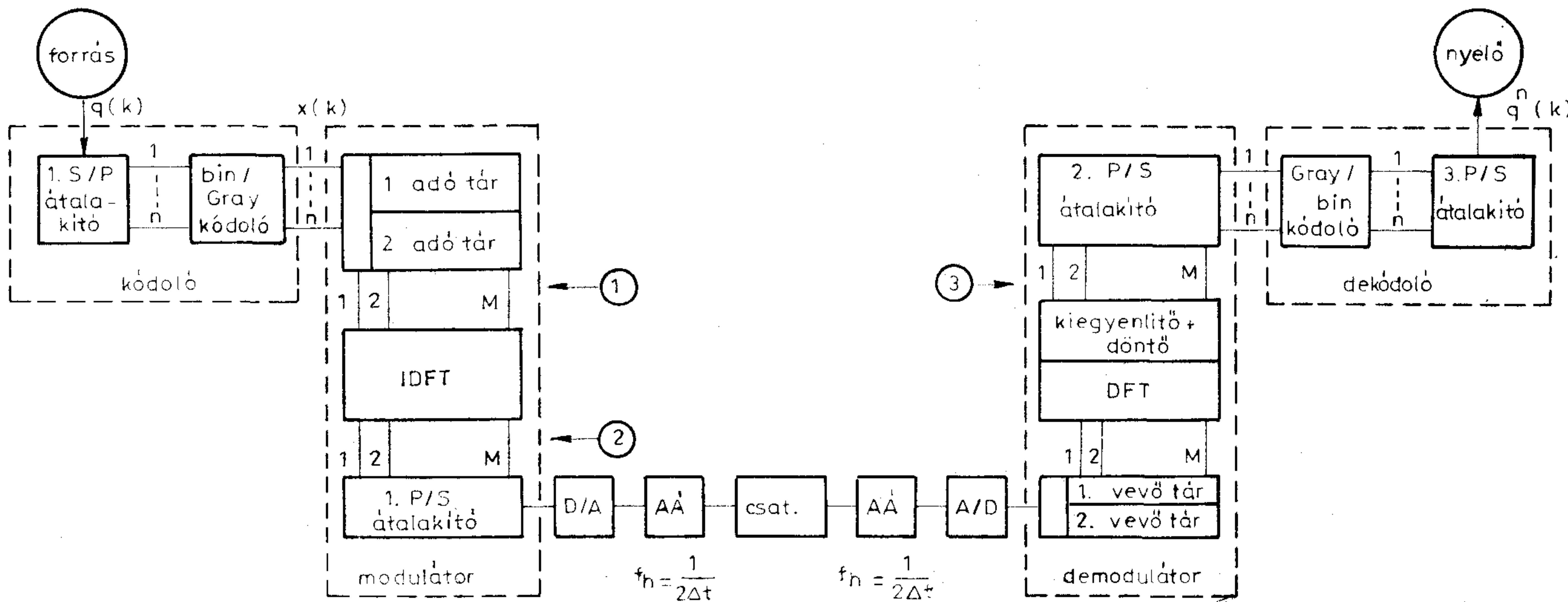
Mivel belátható, hogy az egyes alcsatornák komplex QAM/PSK modulátorai és demodulátorai igen egyszerűen valósíthatók meg IDFT és DFT segítségével, az alcsatornában külön-külön végzett QAM/PSK moduláció, ill. demoduláció ekvivalens az azok összesítésén egy lépésben végzett IDFT-vel, ill. DFT-vel. Ennek érdekében a forráskódoló kimenetén megjelenő $X(k)$ komplex adósorozat mintáinak véges elem számú halmazát úgy fogjuk fel, mint egy konjugált komplex értelemben szimmetrikus, diszkrét vonalából álló spektrum egyik felét. Ekkor a véges

számú mintából álló vonalas spektrum IDFT-je (moduláció) után nyert időfüggvény (modulált jel) valós lesz. Az eljárás tömbvázlata a kvalitatív áttekintéshez szükséges mélységben a 2. ábrán tanulmányozható.

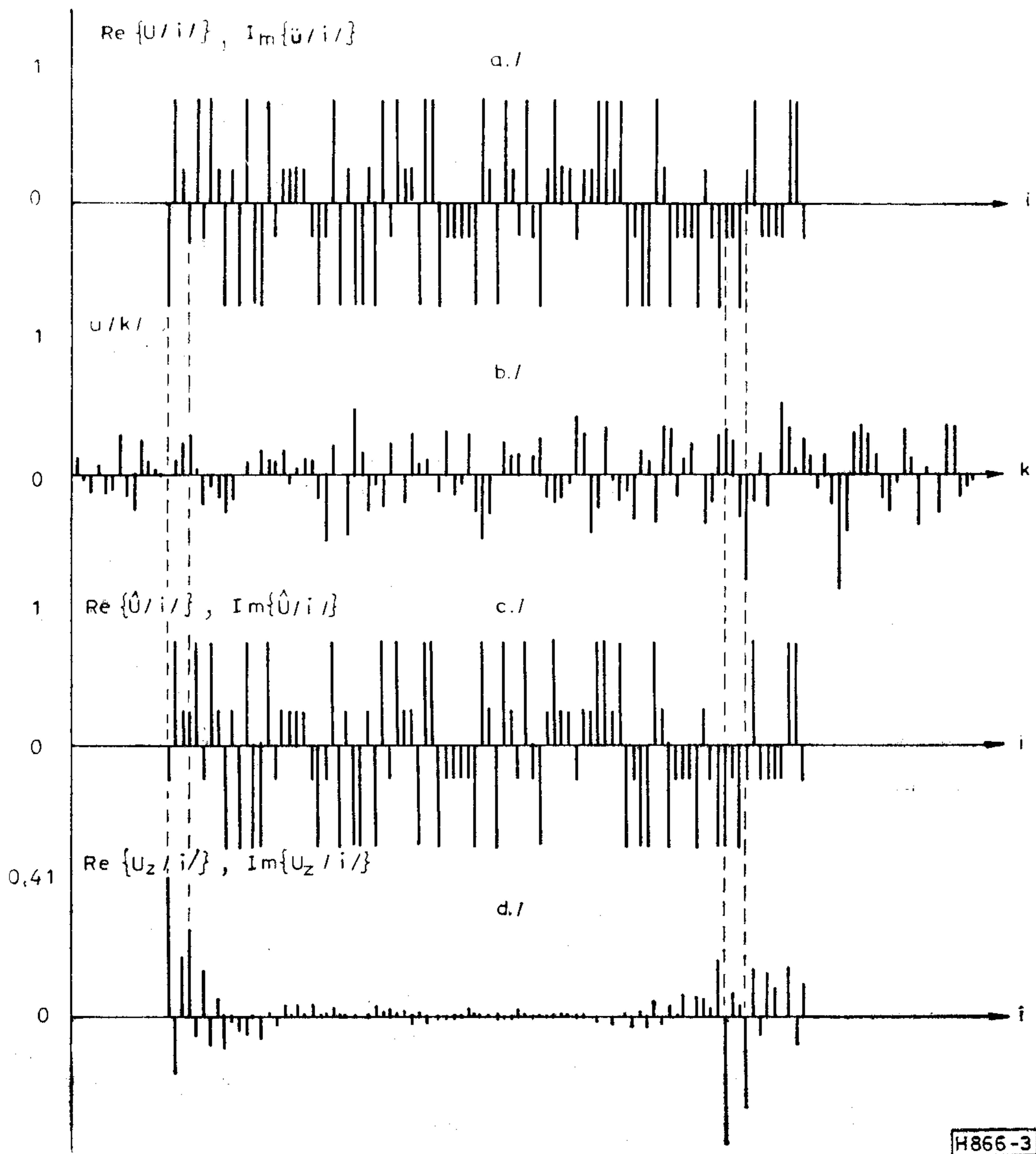
A forrástól érkező $q(k)$ adósorozatot az 1. soros/párhuzamos átalakító és a bináris/Gray kódoló $X(k)$ adósorozattá alakítja, amelyben a minták n bitesek, azaz 2^n lehetséges állapotuk van a komplex $X(k)$ síkon.

Az 1. vagy 2. adó tárban összevárunk az alcsatornák számának megfelelően M db n bites $X(k)$ mintát, amelyek a hipotetikus, komplex és diszkrét spektrum egyik felét képezik (valós és képzetes részek rendre követik egymást). Ebből a spektrumból egyetlen lépésben képezzük IDFT segítségével a hozzá tartozó valós időfüggvényt, amelyet az 1. párhuzamos/soros átalakító és a digitál/analog átalakító segítségével továbbítunk a csatornára, s a vett jel az analog/digitál átalakítóhoz kerül.

Az érthetőség kedvéért megjegyezzük, hogy a forrás $q(k)$ bináris jelfolyamát a kódoló (2. ábra) n bites



2. ábra. Az eljárásra épülő modem rendszertechnikája



3. ábra. A maradék tranziens hiba hatása az adatátvitelre $M=1020$ -as referencia áramkörön $M=128$, $n=2$
 a) adott spektrum, b) adott időfüggvény, c) vett, döntött spektrum, d) a vett spektrum maradék tranziens hibája

$X(k)$ szavakká fogja össze, de az adó tárcák kimene-
 tén megjelenő n bites szavakat a dinamikataromány
 változatlanul tartása mellett finomabb — b bites —
 felbontással dolgozzuk fel. Így az $IDFT$ utáni 1.
 P/S átalakító 2^b lehetséges állapotú szavakat to-
 vábbít a D/A átalakítóhoz. A feldolgozáshoz azért
 van két adó tárcára és két vevő tárcára szükség, mert az
 $IDFT$, ill. DFT véges ideje alatt a másik tárc feltöl-
 tése folyik.

Az 1. vagy 2. vevő tárc b bites mintákkal való fel-
 töltése után a vett időfüggvényt DFT segítségével át-
 alakítjuk spektrummá, a csatorna komplex átviteli
 karakterisztikájával osztva kiegyenlítjük, majd a
 vett és kiegyenlített spektrumon döntést végzünk.
 A döntés esetünkben igen egyszerű, hiszen a vett,
 kiegyenlített spektrumot n bitre kell kerekíteni. Az n
 bites szavakat a Gray/bináris kódolóból és a 3. párhuz-
 amos/soros átalakítóból álló dekódoló (2. ábra)
 konvertálja binárisra és továbbítja a nyelőhöz.

A szemléletesség kedvéért vizsgáljuk meg a rend-
 szertechnika néhány jellegzetes jelformáját a 2. áb-
 rán nyilakkal jelzett pontokon.

A 3. ábrán látható függvények egy blokk átvitelét
 szemléltetik az eljárást szimuláló program segítsé-
 vel a távbeszélős és adatátvitteles gyakorlatban
 ismert $M=1020$ -as ajánlást megvalósító referencia
 áramkörön. Az 1. függvény az átviendő, 4 szintűvé
 kódolt információt (adó spektrumot) ábrázolja,
 a 2. a hozzá tartozó időfüggvényt, a 3. a vett, döntött
 spektrumot, a 4. pedig az adott spektrumvonalak
 és a vett, még döntés előtt álló spektrumvonalak
 különbségét mutatja. A spektrumban a csatorna
 áteresztő sávján kívüli tartományt nem használjuk
 adatátvitelre, hiszen még így is látható, hogy a na-
 gyobb torzítású sávszéleken a hiba nagyobb, mint
 a sávközepén. A szaggatott vonallal jelzett helyeken
 emiatt hibás döntést is hoztunk.

4. Moduláció IFFT-vel

Tekintsünk szinkron QAM/PSK adatátviteli rend-
 szereket és vezessük be leírásuk formalizmusát.

A modulátor kimenőjele felírható az alábbi alakban:

$$m(t) = \text{Re} \{ a(t) e^{j2\pi f_0 t} \}, \quad (4-1)$$

ahol Re valósrészképzést jelent, f_0 a vivőfrekvencia és $a(t)$ az információt hordozó ekvivalens alapsávi jel. A modulációs elemek megfelelő sorozatából álló $a(t)$ jel felírható az egyes modulációs intervallumokra értelmezhető valós alapsávi impulzusoknak — $u_T(t-kT)$ — és az átvindó komplex szimbólumok digitális folyamának — $X(k)$ — segítségével:

$$a(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k) u_T(t-kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k) \text{rect} \frac{1}{T} (t-kT), \quad (4-2)$$

ahol k a modulációs ütemindex és T a modulációs ütemidő. Ha (4-2)-t (4-1)-be helyettesítjük:

$$m(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k) u_T(t-kT) e^{j2\pi f_0 t} \right\}. \quad (4-3)$$

Vizsgáljuk a modulátor kimenőjelét a $k=0$ jelzési intervallumban, s jelöljük $m_0(t)$ -vel:

$$m_0(t) = m(t) \text{rect} \frac{t}{T}. \quad (4-4)$$

$$m_0(t) = \sum_{l=1}^M m_{0l}(t), \quad (4-5)$$

ahol $m_{0l}(t)$ az alcsatorna-modulátorok kimenőjele a $k=0$ jelzési intervallumban, és így (4-5) az alcsatorna-modulátorok kimenőjelenek összegzését jelenti. Ha $X_l = X_l(k=0)$ az l . alcsatornán a $k=0$. jelzési intervallumban átvindó minta és f_{0l} az l . alcsatorna vivőfrekvenciája, akkor (4-3), (4-4) és (4-5) segítségével a modulált jel a $k=0$ jelzési intervallumban:

$$m_0(t) = \begin{cases} \sum_{l=1}^M \text{Re} \{ X_l(k=0) e^{j2\pi f_{0l} t} \}, & \text{ha } |t| < \frac{T}{2}. \\ 0 & \text{egyébként,} \end{cases} \quad (4-6)$$

Az a tény, hogy $m(t)$ helyett annak $k=0$ -ra eső szakaszát, azaz $m_0(t)$ -t vizsgáljuk, feltételezi, hogy az egyes jelzési intervallumok között nem lép fel szimbólumközi interferencia ($ISI = \text{Interymbol Interference}$), azaz az I. Nyquist feltétel teljesül. Annak tárgyalására, hogy ez milyen mélységben igaz, illetve hogy milyen elhanyagolásokat kell ennek kapcsán tennünk, később térünk ki.

A (4-6) összefüggés máris bizonyos hasonlóságot mutat a Fourier sorfejtéssel, de ha az áttekinthetőség kedvéért csak a $|t| < \frac{T}{2}$ tartományt vizsgáljuk és (4-6)-ot kissé átalakítjuk, a modulátor kimeneti jelét valóban Fourier sorfejtés alakjában kapjuk. Ehhez $m_0(t)$ (4-6) szerinti összefüggését rövidebb formában írjuk fel, de szem előtt tartjuk, hogy $m_0(t)$ csak a $|t| < \frac{T}{2}$ intervallumon van értelmezve:

$$m_0(t) = \sum_{l=1}^M \text{Re} \{ X_l e^{j2\pi f_{0l} t} \}. \quad (4-7)$$

A valósrészképzést a konjugált komplex segítségével elvégezve:

$$m_0(t) = \sum_{l=1}^M \frac{1}{2} \{ X_l e^{j2\pi f_{0l} t} + X_l^* e^{-j2\pi f_{0l} t} \}, \quad (4-8)$$

$$m_0(t) = \sum_{l=-M}^M \frac{1}{2} X_l e^{j2\pi f_{0l} t}, \quad (4-9)$$

ahol:

$$X_{-l} = X_l^*, \quad X_0 = 0, \quad (4-10)$$

$$f_{0(-l)} = -f_{0l}, \quad f_{00} = 0, \quad (4-11)$$

$$l = 1, 2, \dots, M \text{ és } *$$

konjugált komplex képzést jelent.

Ha az alcsatornák vivőit úgy vesszük fel, hogy $f_{0l} = N_l \cdot \Delta f$, $N_l = N_1, (N_1+1) \dots (N_1+M-1)$, N_1 pozitív egész szám, és a jelzési idő reciproka

$$\Delta f = \frac{1}{T}, \quad (4-13)$$

ahol Δf az alcsatornák sávszélessége, akkor a csatorna áteresztő tartománya, amely

$$B = M \cdot \Delta f, \quad (4-14)$$

sávszélességű (M az alcsatornák száma),

$$f_a = f_{alsó} = N_1 \cdot \Delta f - t\delta l, \quad (4-15)$$

$$f_f = f_{felső} = (N_1 + M - 1) \cdot \Delta f \text{ -ig}, \quad (4-16)$$

terjed. Így ha

$$N_M = N_1 + M - 1, \quad (4-17)$$

akkor

$$f_{felső} = N_M \cdot \Delta f. \quad (4-18)$$

Ezért (4-9) átírható (4-12)–(4-18) segítségével:

$$m_0(t) = \sum_{i=-N_M}^{N_M} C_i \cdot e^{j2\pi i \Delta f t}, \quad (4-19)$$

ahol a C_i Fourier együtthatók:

$$C_i = \begin{cases} \frac{1}{2} X_{i-N_1+1}, & \text{ha } N_1 \leq i \leq N_M, \\ \frac{1}{2} X_{-i-N_1+1}^*, & \text{ha } -N_M \leq i \leq -N_1, \\ 0 & \text{egyébként.} \end{cases} \quad (4-20)$$

A DFT -vel való feldolgozás miatt (4-19)-ben $t = k \cdot \Delta t$ -t bevezetve:

$$m_0(k \Delta t) = \sum_{i=-N_M}^{N_M} C_i e^{j2\pi i \Delta f k \Delta t}. \quad (4-21)$$

Ekkor a mintavételi tétel betartása érdekében teljesülnie kell

$$f_{mv} = \frac{1}{\Delta t} \text{-re}, \quad (4-22)$$

hogy

$$f_{mv} \geq (2N_M + 1)\Delta f. \quad (4-23)$$

A megvalósítást szem előtt tartva legyen

$$\frac{T}{\Delta t} = \frac{f_{mv}}{\Delta f} = N, \quad (4-24)$$

ahol N pozitív egész szám, azaz a mintavételi frekvencia legyen az alcsatornák sávzélességének egész számú többszöröse. Így (4-22) és (4-24) segítségével:

$$N = \frac{1}{\Delta f \cdot \Delta t}. \quad (4-25)$$

Ha figyelembe vesszük, hogy a C_i együtthatók a csatorna áteresztő tartományán kívül — tehát ha $N_M \leq i \leq \frac{N}{2}$ — nullák és hogy az $f=0$ Hz frekvenciára nézve konjugált komplex értelemben szimmetrikusak, akkor fennáll, hogy

$$C_i = 0, \quad \text{ha} \quad N_M \leq i \leq \frac{N}{2}, \quad (4-26)$$

$$C_i = C_{i-N} = C_{N-i}^*, \quad \text{ha} \quad \frac{N}{2} + 1 \leq i \leq N-1.$$

A C_i együtthatókra tett (4-26) szerinti megkötés miatt ekkor az $IDFT$ után nyert időfüggvény — a modulált jel — valós. Így (4-24) és (4-25) figyelembevételével (4-21) végleges formája:

$$m_0(k\Delta t) = \sum_{i=0}^{N-1} C_i e^{j \frac{2\pi}{N} i \cdot k}, \quad k=0, 1, \dots, N-1, \quad (4-27)$$

ami az $IDFT$ szokásos alakja.

Megjegyezzük, hogy $m_0(t)$ reprezentálása Δt közötti mintáival — azaz $m_0(k\Delta t)$ -vel — csak akkor korrekt, ha $m_0(t)$ -t az időtengely mindkét irányában periodikusan kiegészítve képzeljük el, hiszen $m_0(t)$ egyszeri folyamat, s így nem sávhatárolt. A periodikussá kiegészített $m_{oper}(t)$ már sávhatárolt, s így a Δt közötti mintavétel hatására a mintavételi frekvencia egész számú többszöröse körül ismétlődő spektrumrészek nem lapolódnak át.

Megállapíthatjuk tehát, hogy a C_i -k sorozata is periodikus a modulált jel mintavételezett volta miatt, és mindkét mintasorozat egy periódusa N mintából áll. Az is látható (4-27)-ből, hogy a két periodikus sorozat bármelyike meghatározott a másik egyetlen periódusa által. Ez a $DFT/IDFT$ -nek azt a fontos tulajdonságát hordozza magában, hogy véges számú mintából álló sorozatok DFT koefficiensei a sorozatot egyértelműen reprezentálják, mert az inverz transzformációval az eredeti sorozat egyértelműen visszaállítható. Így a $DFT/IDFT$ transzformációk — noha periodikus sorozatokra vonatkozóan származtathatók — alkalmasak véges számú mintából álló sorozatok reprezentálására, ami megteremti egyben egy periódus z transzformáltja és a DFT közötti kapcsolatot is [14].

Beláttuk tehát, hogy modulációra alkalmazhatunk $IDFT$ -t, s ha a transzformálandó minták, azaz

az alcsatornák száma kettő egész számú hatványa, akkor a számítási algoritmus tovább egyszerűsíthető IFFT alkalmazásával.

5. Adatátvitel sávhatárolt közegben

Ha a (4-27) szerinti mintasorozatot periodikussá téve a csatornát megelőző ideális aluláteresztőre adjuk, amelynek határfrekvenciája

$$f_h = \frac{1}{2\Delta t}, \quad (5-1)$$

akkor a szűrő kimenetén a folytonos és periodikus $m_{oper}(t)$ jelet kapjuk. Mi azonban nem periodikusan akarjuk a modulált jelet adni, hanem annak csak egy periódusát szeretnénk a vonalra továbbítani. Ha $m_{oper}(k\Delta t)$ -nek csak egy N mintából álló periódusát adjuk az (5-1) szerinti ideális aluláteresztőre, akkor a szűrő kimenetén előálló jel időtartományban (5-2) szerinti:

$$m_{0AA}(t) = m_0(k\Delta t) * h_{AA}(t), \quad (5-2)$$

ahol (5-1) segítségével:

$$h_{AA}(t) = \frac{1}{\Delta t} \text{si} \pi \frac{t}{\Delta t} = \frac{1}{\Delta t} \cdot \frac{\sin \pi \frac{t}{\Delta t}}{\pi \frac{t}{\Delta t}}, \quad (5-3)$$

az ideális aluláteresztő súlyfüggvénye, $m_{0AA}(t)$ a modulált jel Δt közötti mintáinak f_h határfrekvenciájú, ideális aluláteresztőn átengedett változata, $m_0(k\Delta t)$ pedig a periodikusnak képzelt modulált jel egy periódusa. Ezt a mintasorozatot a periodikusnak képzelt jel segítségével felírva:

$$m_0(k\Delta t) = m_{oper}(k\Delta t) \cdot \text{rect} \frac{t}{N\Delta t}, \quad (5-4)$$

és (5-4)-ben $m_{oper}(k\Delta t)$ a periodikus modulált jel Δt közötti mintasorozata. Így (5-2)–(5-4) segítségével az ideális aluláteresztő kimenőjele egy periódussal gerjesztve:

$$m_{AA}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} m_0(k\Delta t) \frac{1}{\Delta t} \text{si} \left(\pi \frac{t - k\Delta t}{\Delta t} \right). \quad (5-5)$$

Vizsgáljuk meg, hogy milyen spektrális tulajdonságokkal rendelkezik $m_{0AA}(t)$:

$$M_{0AA}(f) = M_0(f) \cdot H_{AA}(f), \quad (5-6)$$

ahol

$$M_0(f) = \mathcal{F} \{ m_0(t) \}, \quad (5-7)$$

$$H_{AA}(f) = \mathcal{F} \{ h_{AA}(t) \}, \quad (5-8)$$

így

$$H_{AA}(f) = \mathcal{F} \left\{ \frac{1}{t} \text{si} \pi \frac{t}{\Delta t} \right\}, \quad (5-9)$$

$$H_{AA}(f) = \text{rect} \frac{f}{f_h}, \quad (5-10)$$

és

$$M_0(f) = \mathcal{F} \left\{ m_{oper}(t) \cdot \text{rect} \frac{t}{N\Delta t} \right\}, \quad (5-11)$$

$$M_0(f) = M_{oper}(f) * \frac{1}{\Delta f} \text{si} \pi \frac{f}{\Delta f}. \quad (5-12)$$

Ezért (5-9)–(5-12) figyelembevételével (5-2) alakja:

$$M_{0AA}(f) = \left\{ M_{oper}(f) * \frac{1}{\Delta f} \text{si} \pi \frac{f}{\Delta f} \right\} \cdot \text{rect} \frac{f}{f_h}, \quad (5-13)$$

azaz a periodikus $m_{oper}(t)$ helyett annak egy periódusát az aluláteresztőre adva a hozzá tartozó $M_{oper}(f)$ komplex spektrumot konvolválni kell az $\frac{1}{\Delta f} \text{si} \pi \frac{f}{\Delta f}$ nem sávhatárolt interpoláló függvénnyel. Ennek hatására az (5-12) szerinti $M_0(f)$ sem sávhatárolt, de az ideális aluláteresztőn átengedve sávhatárolt lesz. Ebből a Fourier transzformáció ide vonatkozó tétele alapján az következik, hogy $m_{0AA}(t)$ időben nem véges tartójú, amit egyébként (5-5) is szemléletesen mutat, hiszen a si függvény csak a végtelenben cseng le. Annak következtében tehát, hogy az adó oldalon a modulált jelet $-m_0(t)-t-$ sávkorlátozzuk, $m_{0AA}(t)$ -ben a szomszédos intervallumok között kölcsönös zavartatást okozunk, amelynek részletes tárgyalására a 6. fejezetben térünk ki.

6. Az interferenciák leküzdése

6.1. Az interferenciák leküzdése Nyquist elvén

Noha bizonyítás nélkül is plauzibilis, [26] és [27] segítségével belátható, hogy a hagyományos digitális rendszerekhez hasonlóan szimbólumközi interferenciától mentesen kommunikálhatunk, ha minden alcsatornában biztosítjuk, hogy a teljes átviteli út ele-

get tegyen Nyquist I. feltételének. Erre az elvre épülő rendszertechnikát ismerteti a [20] cikkben B. Hiro-saki (ld. 4. ábra), a megvalósításához szükséges ráfordítás azonban nagyobb, mint az 1. táblázatbeli, ezért célszerűbbnek tűnik a tranziensek kiváráására épülő interferenciamentesítés.

6.2. Az interferenciák leküzdése a tranziensek lecsengésének kivárása elvén

A csatornát megelőző ideális aluláteresztőn átbo-csajtott modulált jel időben nem véges tartójú, s így, ha az I. Nyquist feltételnek nem teszünk eleget, a szomszédos blokkok kölcsönösen zavarják egymást. Hogy milyen a zavartatás mértéke, az attól függ, hogy a teljes átviteli út milyen gyorsan veszi fel stacionárius állapotát.

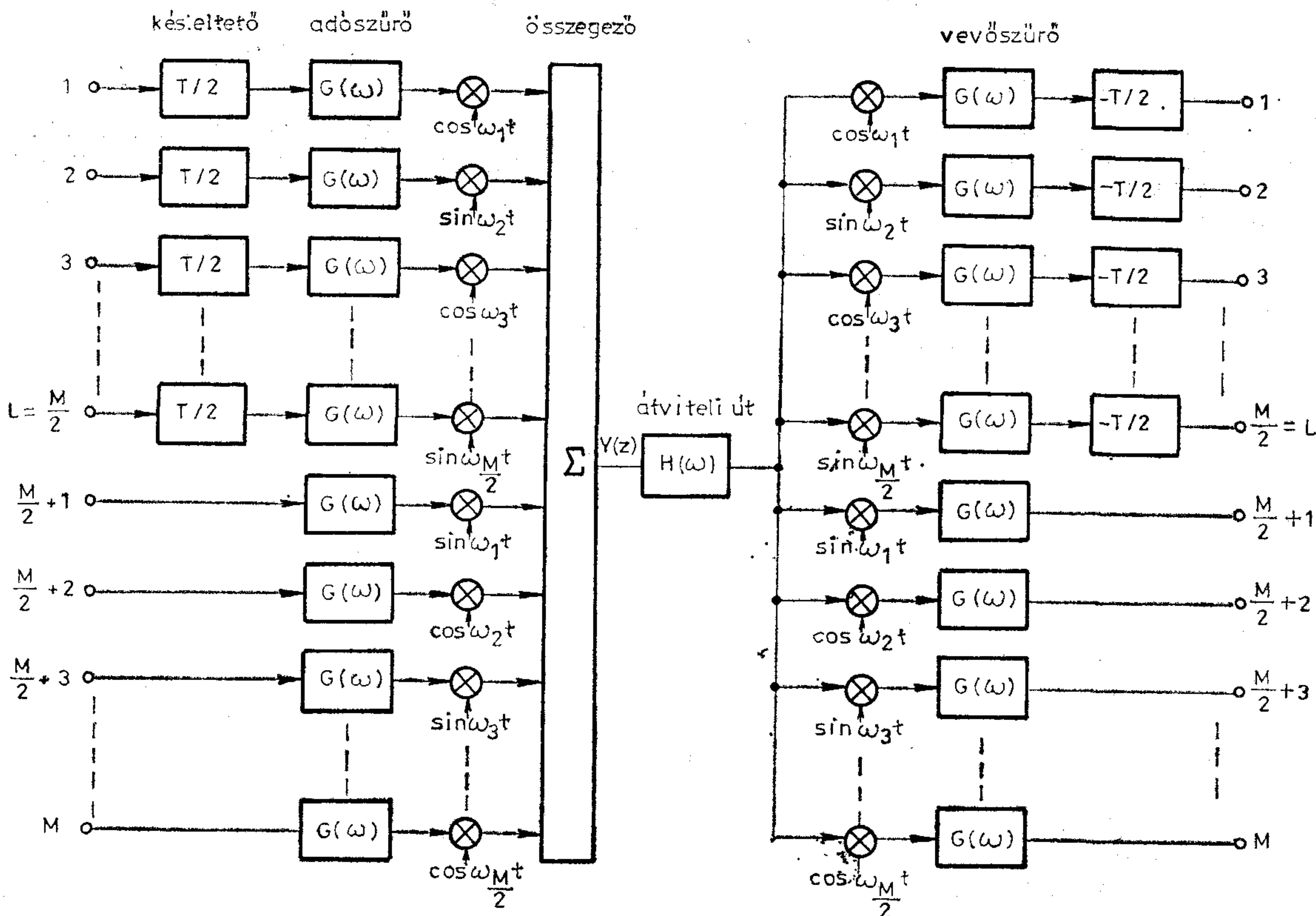
Ennek vizsgálatához szorítkozzunk lineáris, kau-zális, véges impulzus válaszu és időinvariáns rendszerral modellezhető átviteli utakra. Ekkor a rendszert tetszőleges f_1 frekvenciájú periodikus jellel gerjesztve a kimenőjele [16] segítségével (34–39. o.) felírható az alábbi formában:

$$y(k) = H(z_1) \cdot z_1^k + \sum_{v=1}^n \frac{R_v}{z_{\infty v} - z_1} z_{\infty v}^k \quad (6-1)$$

stacionárius tranziens
rész: $y_{st}(k)$ rész: $y_{be}(k)$

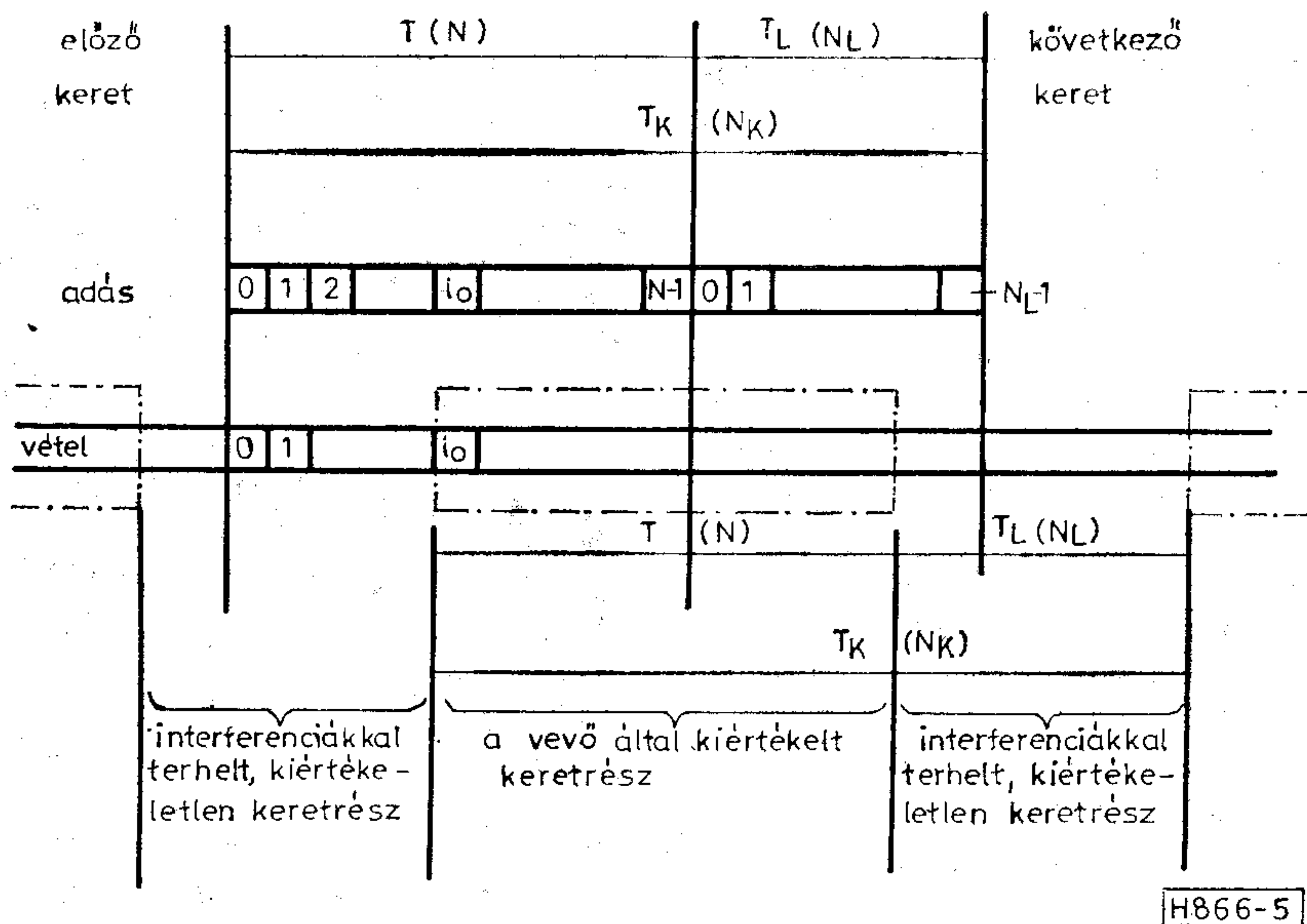
vagyis

$$y(k) = y_{st}(k) + y_{be}(k). \quad (6-2)$$



H866-4

4. ábra. Az interferenciák leküzdése Nyquist elvén működő rendszertechnikával



5. ábra. Az információs keretek felosztása a vevő által kiértékelte és kiértékeletlen keretrészre

Mint látható, a rendszer kimenőjele a feltételezett periodikus gerjesztés esetén tartalmaz egy stacionárius részt, amelynek átvitelét a rendszer z_1 helyen, azaz a harmonikus gerjesztés f_1 frekvenciáján felvett értéke szabja meg, és amelynek periodicitása megegyezik a gerjesztésével. Emellett tartalmaz egy tranziens részt, amely a rendszer sajátrezgéseit reprezentálja, és jellegét egyrészt a rendszerjellemző R_p értékek, továbbá a gerjesztés z_{∞} helyeken felvett értékei szabják meg, ahol z a rendszer z tartománybeli $H(z)$ átviteli függvényének pólusait jelöli. Mivel stabil, véges impulzus válasú rendszereket vizsgálunk, a tranziens rész időben lecsengő jellegű.

Eddig mindvégig feltételeztük, hogy minden T hosszúságú blokkban M db komplex, értékes szimbólumot viszünk át N hosszúságú $IFFT/FFT$ segítségével, de a modulált jelet ($m_0(t)$ -t) periodikusan kiegészítve képeztük el annak érdekében, hogy $m_0(k\Delta t)$ spektrumátlapolódás nélkül, egzaktul reprezentálja az átviendő információt, azaz spektrumvonalakból álló blokkot (vö. 5. fej.). Nos, ezt a feltételezést most annyiban módosítjuk, hogy az időfüggvény blokkhosszúságát T_L lengési idővel megnöveljük. Így a blokkhosszúság és lengési idő összegeként keletkező T_k keretidő: $T_k = T + T_L$. Ez alatt a megnövelt időtartam alatt akarunk ezután M db komplex szimbólumot a csatornán át továbbítani, mégpedig úgy, hogy valamivel több, mint egy periódusnyit adunk $m_0(t)$ -ből a vonalra. Azt, hogy mennyivel többet, a csatorna „memóriája” szabja meg. Másképp fogalmazva azt is mondhatjuk, hogy N helyett $N_k = N + N_L$ mintát adunk a vonalra, ahol N_k az egy keretben küldött minták száma, N_L pedig az átviteli út belengéséhez és lecsengéséhez szükséges minták száma. A most bevezetett, „részben periodikus” blokkismétlés a korábbi megfontolások alapján lehetővé teszi, hogy a szomszédos blokkok közötti áthallásokat és a saját interferenciákat a megengedhető érték alá szorítsuk.

Annak érdekében, hogy a tárgyalt elméleti alapokkal összhangban maradjunk, megjegyezzük, hogy az információs blokkok ily módon való kvázi-periodikus ismétlése a periodikus gerjesztés feltételének

közelítése. Így ugyanis a gerjesztés a csatorna emlékezési idejéig jó közelítéssel periodikus. A közelítés iósága T_L , illetve N_L megfelelő választásával növelhető. Más megközelítésben ez azt jelenti, hogy a véges tartójú időfüggvény tartójának növelésével az egyes alcsatornák spektrális tartalmának sávszélessége keskenyedik, s így az interferencia csökken. A periodikus gerjesztés feltételének közelítését részletesebben szimulációs vizsgálatok segítségével lehet tanulmányozni, amelyek azt mutatják, hogy átlagos csatornák esetén az így felmerülő átviteli sebességcsökkenés 20% alatt marad. Az így szükséges számításigény jóval kisebb, mint az I. Nyquist feltételnek elegendő téve, vagy mint a tranziensek kompenzálásakor, ezért a dolgozat szimulációs vizsgálatainál ezt a megoldást alkalmaztuk. Az elmondottakat foglaljuk össze a szemléletesség kedvéért az 5. ábrán, ahol egy minta egy téglalapnak felel meg.

6.3. Az interferenciák leküzdése tranziensek kompenzálásával [22]

A tranziensek kompenzálásánál [22]-ben H. J. Kolb arra az alapra épít, hogy egyetlen blokk átvitelénél a csatorna belengési tranziensből kiszámítható a kikapcsolási tranziens: $y_{kt} = -y_{be}$. Ez a tény lehetővé teszi, hogy az információs blokkok előtt elsőként ismert előkódot a vonalra küldve a csatorna tranziensét meghatározzuk, és a hasznos blokkoknál szukcesszíve figyelembe vegyük. A módszer elméleti jelentősége nagy, mert analóg a hagyományos rendszerek részleges válaszfüggvényű technikájával, ahol a szomszédos jelzési intervallumok szintén zavarhatják egymást. Így elhagyhatnánk a T_L lengési idő bevezetését, de érte bonyolultabb számítási algoritmussal fizetünk.

7. Nem ideális átviteli közegben való viselkedés

7.1. Lineáris torzítások kiegyenlítése

Mivel az információt hordozó mintasorozatot eljárásunknál úgy fogjuk fel, mint egy konjugált komplex

értelemben szimmetrikus diszkrét spektrumot, demoduláció után a vevőoldalon az átviteli út lineáris torzításaival terhelt spektrum áll rendelkezésünkre. A lineáris torzításokat ki kell egyenlitenünk és az így kapott mintasorozaton döntést kell végeznünk.

A kiegyenlítés esetünkben — szemben a hagyományos rendszerek konvolúcióra épülő döntésvisszacsatolt kiegyenlítőivel — igen egyszerű, mert csak el kell osztatnunk a vett jelspektrumot döntés előtt minden spektrumvonal frekvenciáján a csatorna komplex átvitelével [25].

A csatorna komplex átvitele úgy határozható meg, hogy a kommunikáció elején olyan előkódot adunk rá, amely az átviteli sávban fehér spektrumú, azaz az időfüggvény (a modulált jel) a Kronecker delta. Ekkor a hozzá tartozó vett jelspektrum maga a csatorna komplex átviteli függvénye.

Ha feltesszük, hogy a döntés utáni spektrum hibátlan, a vett és a döntött spektrumból a döntésvisszacsatolás elvén kiszámítható a pillanatnyi átviteli függvény, s így idővariáns átviteli utak is kiegyenlíthetők.

Annak érdekében, hogy a kiegyenlítő hatékonyságát lemérhessük, vizsgáljuk a következő példát. Legyen az FFT blokkhosszúsága $N=512$, a belengési rész $N_L=64$, használjunk $j=8$ szintű átvitelt (valós és képzetes rész egyaránt $2^n=8$ lehetséges állapotú), és mérjük az M1020-as referencia áramkörön $S/N=30$ dB jel-zaj viszony esetén. Számítsuk ki az információátviteli sebességet:

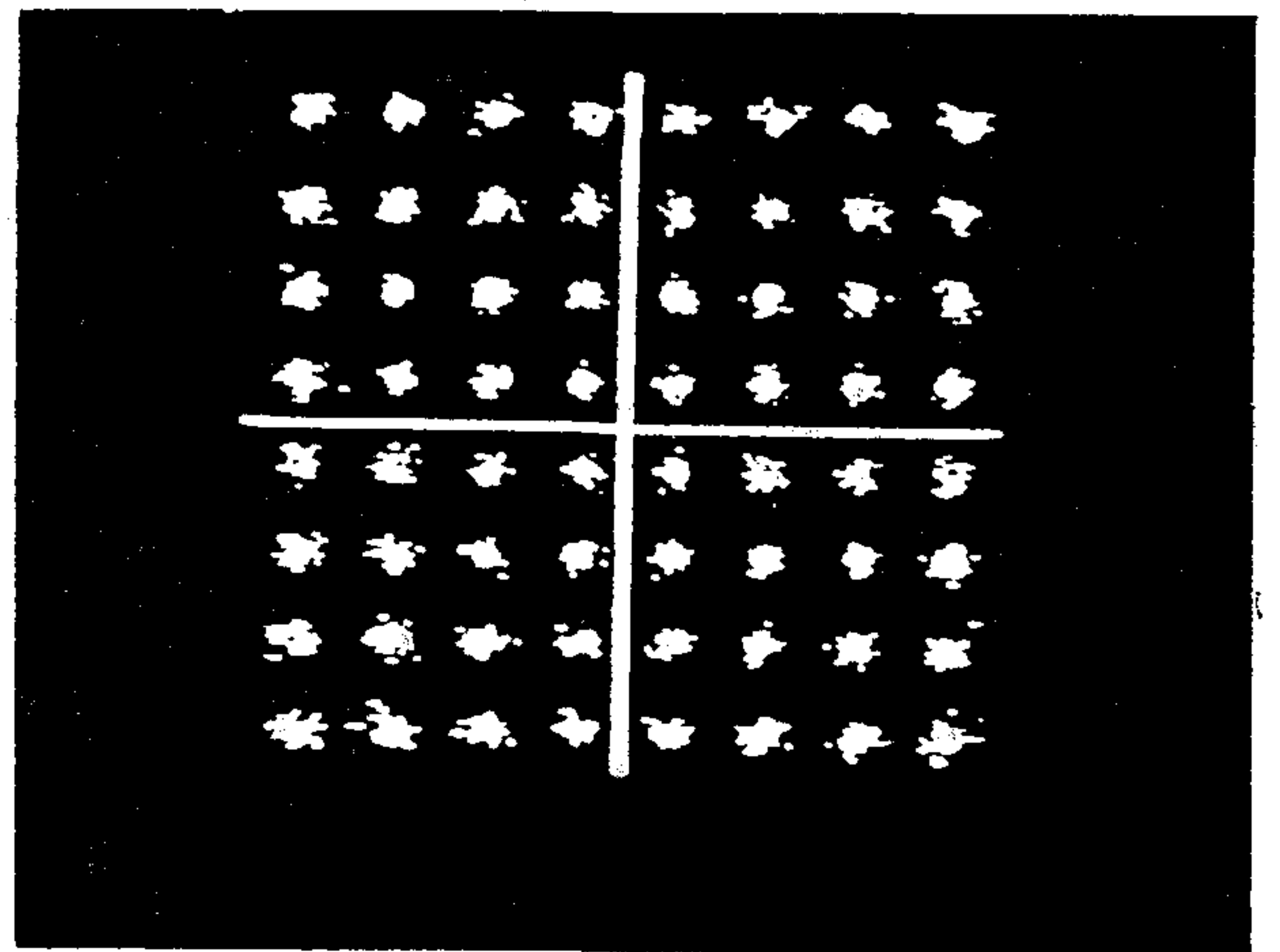
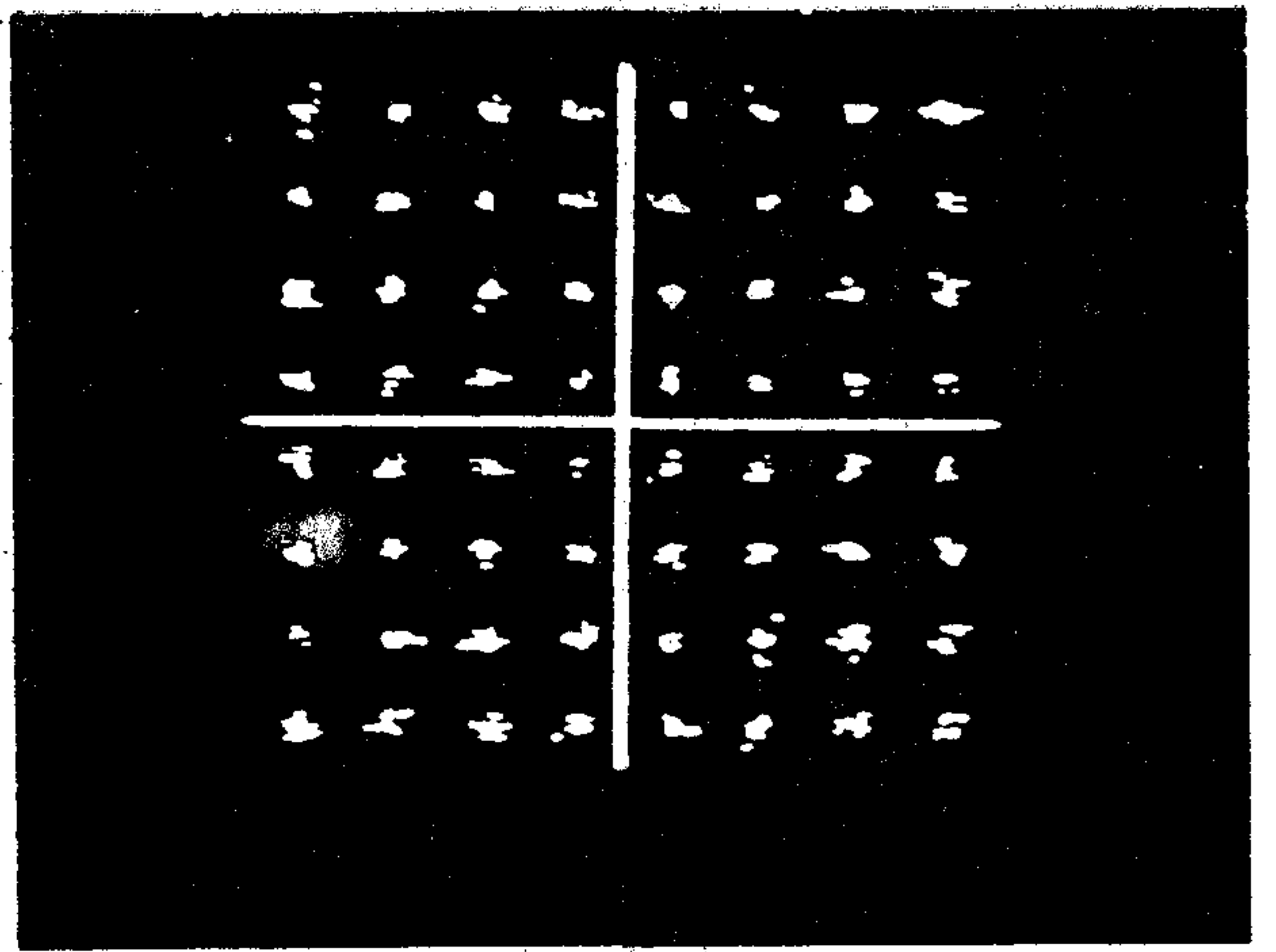
$$v_{átv} = \frac{N}{N+N_L} \cdot 2 \cdot B \cdot n \text{ bit/s}, \quad (7-1)$$

$$v_{átv} = 14,4 \text{ kpbs.}$$

Kiegyenlítés nélkül a bevezetőben említett feltételek mellett nem lehetséges a vett komplex vektorokból hibamentes detekció, a komplex vektorábrán gyakorlatilag semmilyen csomósodás nem figyelhető meg a várt állapotok környezetében, így nem is érdemes regisztrálni. Ezzel szemben bekapcsolt kiegyenlítővel zajmentes esetben a 6a ábra szerinti, $S/N=30$ dB esetén a 6b ábra szerinti fazorképet kapjuk. Megállapíthatjuk, hogy 14,4 kbps sebességen az M1020-as referencia-áramkörön a fazorábra alapján jó minőségű adatátvitel folytatható, a kiegyenlítő igen hatékony. A kiegyenlítő hatékonyságát természetesen döntően befolyásolja a jó minőségű AGC. Elvileg lehetséges volna ugyan, hogy az AGC-t ne emeljük ki a kiegyenlítőből, hiszen elegendően nagy számbra állított pontosságánál a kiegyenlítő ellátja ezt a funkciót is. Célszerű mégis a csatorna átviteli függvényének mérésére szolgáló előkód vétele után belőle a csatorna frekvenciafüggetlen csillapítását meghatározni, s a kiegyenlítés előtt kompenzálni, hogy a kiegyenlítő ne terheljük vele fölöslegesen.

7.2. Vivős szakaszok frekvenciaelcsúsztása

A többi jelenséghez hasonlóan közelítsük meg a frekvenciaelcsúsztás jelenségét is kvalitatív oldalról. Ha az adó és vevő között frekvenciaelcsúsztás van, forgó fazorábrát kapunk, s így nem lehet hibamentesen detektálni.



H866-6

6. ábra. A kiegyenlített fazorábra a) zajmentes M1020-as referencia áramkörön, b) M1020-as referencia áramkörön $S/N=30$ dB esetén

Hatásának kompenzálására a [25] dolgozatban ismertett új módszer szerint iktassunk be az adóspektrumba egy e^{j0} állandó értékű komplex spektrumvonalat. Ha az adott frekvencián ettől eltérő értéket veszünk, a teljes vett spektrumot az

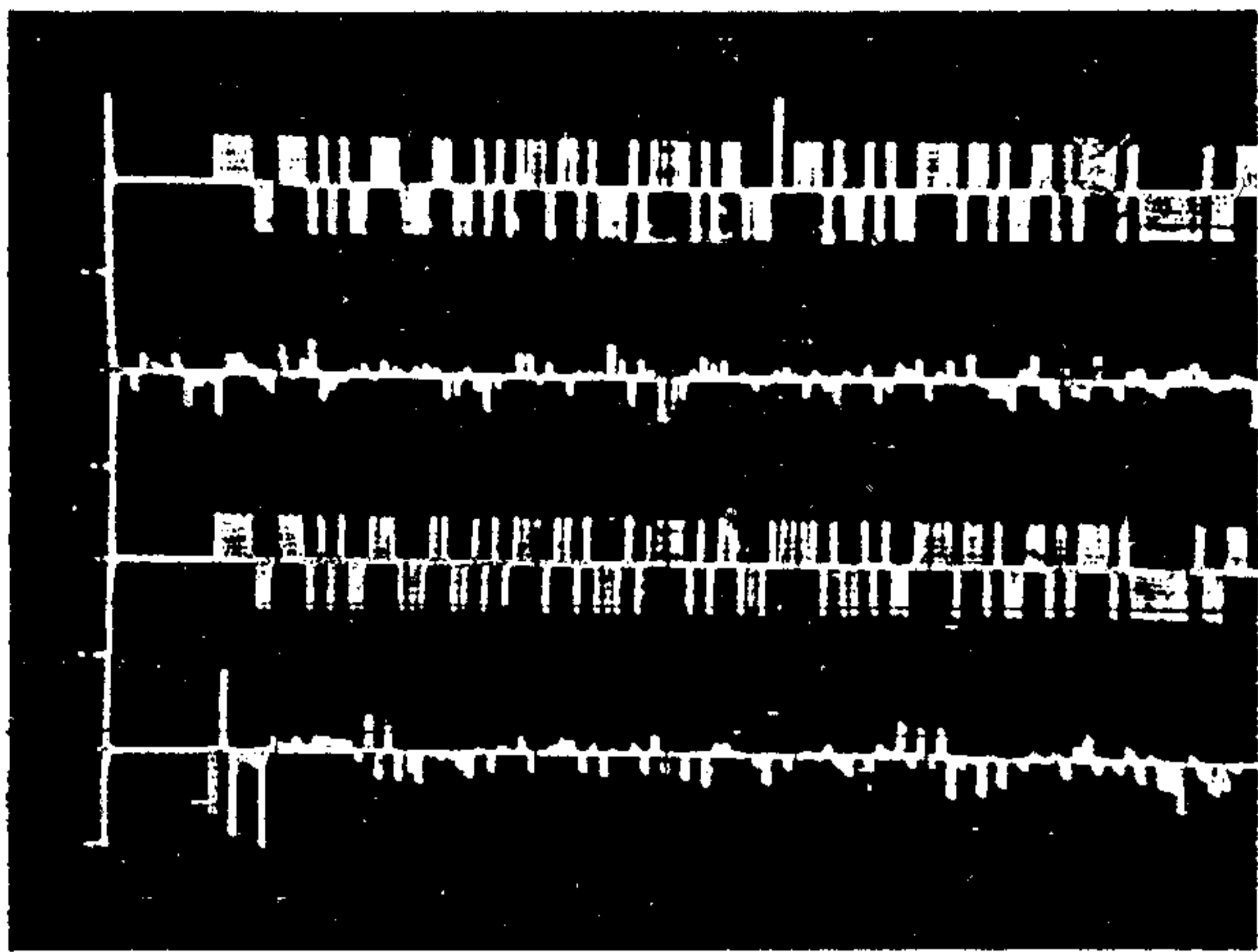
$$e^{j2\pi\Delta f t} = e^{j\varphi_{elcs}} = e^{-j\varphi_{korr}}, \quad (7-2)$$

korrekciós faktoral meg kell szorozni. Így a frekvenciaelcsúsztás miatti fázisforgatás hatása kompenzálható.

A 7. ábrán a frekvenciaelcsúsztás becslésére szolgáló spektrumvonal látható $N=128$ és kétszintű átvitel esetén (vö. 3. ábra).

A frekvenciaelcsúsztás korrekciója utáni maradék amplitúdóhiba minősítésére végzett szimulációs vizsgálatok és statisztikák $\Delta f=6$ Hz esetén azt mutatják, hogy a hiba egyszerű és négyzetes átlaga, valamint szórása, továbbá eloszlás-sűrűség függvénye jellegét és nagyságrendjét tekintve jól egyezik a $\Delta f=0$ Hz-es esetével, azaz új eljárásunk hatékonyan alkalmazható [25].

Módszert találtunk tehát a hagyományos rendszerek vivővisszaállítási és frekvenciaelcsúsztási hibájával analóg frekvenciaelcsúsztás hatásának korrigálására.



H 866-7

7. ábra. A frekvencia elcsúszás becslésére szolgáló spektrumvonal $n=1$ esetén

a) adott spektrum, b) adott időfüggvény, c) vett spektrum, d) hibaspektrum

8. Kapcsolat a hagyományos rendszerekkel

8.1. Az általánosított Nyquist feltétel

Vizsgálatunkhoz írjuk le [26] és [27] segítségével a teljes átviteli utat a kT időpillanatokban a súlyfüggvényével. Legyen a j . alcsatorna bemenet $\delta(t)$ gerjesztésének hatására az n . vevőkimeneten megjelenő válasz $f_{nj}(kT)$.

A hagyományos Nyquist kritérium szerint

$$f_{nn}(kT) = \delta_{ko} \quad k=0, \pm 1, \dots, \pm \infty, \quad (8-1)$$

kell, hogy teljesüljön, ahol δ_{ko} a Kronecker delta, azaz a kT -vel eltoltt, különböző jelzési intervallumokhoz tartozó minták azonos alcsatornán belül ne zavarják egymást, ami akkor teljesül, ha a behajtogatott ekvivalens alapsávi karakterisztika ideális aluláteresztő. Ekkor szimbólumközi áthallásmentesen detektálhatunk.

Eljárásunknál ezt ki kell egészítenünk úgy, hogy a különböző alcsatornák között se legyen áthallás, azaz csatornaközi áthallásmentesen detektálhassunk. Így az általánosított Nyquist kritérium szerint

$$f_{nj}(kT) = \delta_{nj} \cdot \delta_{ko} \quad n, j=1, \dots, M \quad (8-2)$$

$$k=0, \pm 1, \dots, \pm \infty,$$

teljesülése esetén szimbólum- és csatornaközi áthallástól mentesen detektálhatunk. Ez a frekvenciatartományban úgy fogalmazható meg, hogy az ekvivalens alapsávi karakterisztika $n=j$ esetén legyen ideális aluláteresztő, egyébként pedig nulla.

Sikerült tehát a hagyományos rendszerek I. Nyquist feltételének megfelelő általánosított Nyquist kritériumot a mi ortogonális multiplex rendszerünkre is alkalmaznunk.

8.2. Az általánosított ortogonálítási kritérium

Annak érdekében, hogy eljárásunk hibaarány/jel-zaj viszony karakterisztikájával kapcsolatban megfontolásokat tehesünk és az eljárás létjogosultságát igazoljuk, be kell látnunk, hogy ortogonális vivőkkel való átvitelre épül. Ekkor ugyanis az additív zajok hatása más eljárásokhoz viszonyítva minimális és az alcsatornák jól szétválaszthatók.

Egyetlen $y_l(0)$ minta átvitele történhet úgy, hogy az adó az

$$m(t) = y_l(0)u_l(t), \quad (8-3)$$

szorzatot képezi, ahol $u_l(t)$ olyan függvényosztályból származik, amelyet a lineárisnak feltételezett csatorna torzításmentesen visz át. Ehhez a csatornán $n(t)$ zaj adódik, s így a feladat a vett jeltől:

$$v(t) = y_l(0) \cdot u_l(t) + n(t) \quad (8-4)$$

$y_l(0)$ -t meghatározni. Ha minimális négyzetes hibára törekszünk, akkor az információ a vevőben a vett jel és a vivő funkciót ellátó $u_l(t)$ jel keresztkorrelációjaként adódik:

$$[y_l(0)u_l(t) + n(t)] \hat{*} u_l(t)_{\tau=0} = y_l(0)\varphi_{ll}(0) + \varphi_{ln}(0). \quad (8-5)$$

A (8-5) összefüggésben $\hat{*}$ a korreláció jele, $\varphi_{ll}(\tau)$ a vivő autokorrelációs függvénye, $\varphi_{ln}(\tau)$ pedig a vivő és a zaj keresztkorrelációja. Ekkor a relatív hiba más eljárásokkal összehasonlítva átlagban minimális:

$$\left(\frac{\varphi_{ln}(0)}{\varphi_{ll}(0)} \right) = \min. \quad (8-6)$$

Ez az alapkonceptió kiterjeszhető a multiplex eljárásokra is úgy, hogy az l . alcsatorna $y_l(k)$ mintasorozatát az egymáshoz képest rendre időeltolódásban levő $u_l(t-kT)$ „vivőkre” ültejük ($|k|=0, 1, 2, \dots, \infty$). A modulált multiplex jel az M db alcsatorna jelének összege [4]:

$$m(t) = \sum_{l=1}^M \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_l(k)u_l(t-kT), \quad (8-7)$$

ahol $y_l(k)$ ($l=1, 2, \dots, M$) a k . modulációs ütemben egyszerre átvendő valós mintákat, $u_l(t-kT)$ pedig a „vivőket” jelenti. Az M db korrelációs vevő (8-5)-nek megfelelően veszi az additív zajjal terhelt, (8-7) szerinti multiplex jelet, s így az l . korrelációs vevő kimenőjele (8-3)–(8-7), valamint a korreláció-algebra disztributív törvényének [30] segítségével:

$$[m(t) + n(t)] \hat{*} u_l(t)_{\tau=0} = \underbrace{y_l(0) \cdot \varphi_{ll}(0)}_{\text{hasznos jel}} + \varphi_{ln}(0) + \varphi_{ln}(0) + \sum_{j=1}^M \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_{jk} \varphi_{lj}(kT), \quad (8-8)$$

$$|l-j| + |k| \neq 0.$$

ahol $\hat{*}$ korrelációt jelent.

A (8-8) összefüggésben szereplő, (8-5) szerinti hasznos és zavaró jel mellett fellép a kettős szumma, amely a jelek kölcsönös áthallására, zavartatására jellemző, és láthatóan akkor tűnik el, ha

$$\varphi_{lj}(kT) = 0 \quad \forall |l-j| + |k| = 0\text{-ra.} \quad (8-9)$$

A (8-9) feltételt, ami a vivők keresztkorrelációjának megfelelő l , és j és k értékek melletti eltűnését követeli meg, részletesebben kiírva:

$$\int_{-\infty}^{\infty} u_l(t)u_j(t-kT)dt = \begin{cases} E_u, & \text{ha } |l-j| + |k| = 0 \\ 0, & \text{ha } |l-j| + |k| \neq 0, \end{cases} \quad (8-10)$$

ahol E_u a vivők azonosnak feltételezett energiája.

A (8-10) összefüggés $k=0$ esetén a hagyományos ortogonalitási feltételt adja, más k esetén pedig egy tágabb értelmű ortogonalitást fogalmaz meg. Ilyen tágabb értelemben ortogonális függvényeket mutat a 8. ábra, amelyik szemléletessé teszi, hogy a tágabb értelemben vett ortogonalitás ($k \neq 0$) a vivők kT -vel eltolt változatainak hagyományos értelmű ortogonalitását követeli meg.

Ha az M db vivő eleget tesz a (8-10) szerinti ortogonalitási feltételnek, s figyelembe vesszük a korreláció és konvolúció közötti viszonyt:

$$\varphi_{ij}(t) = u_i(-t) * u_j(t), \quad (8-11)$$

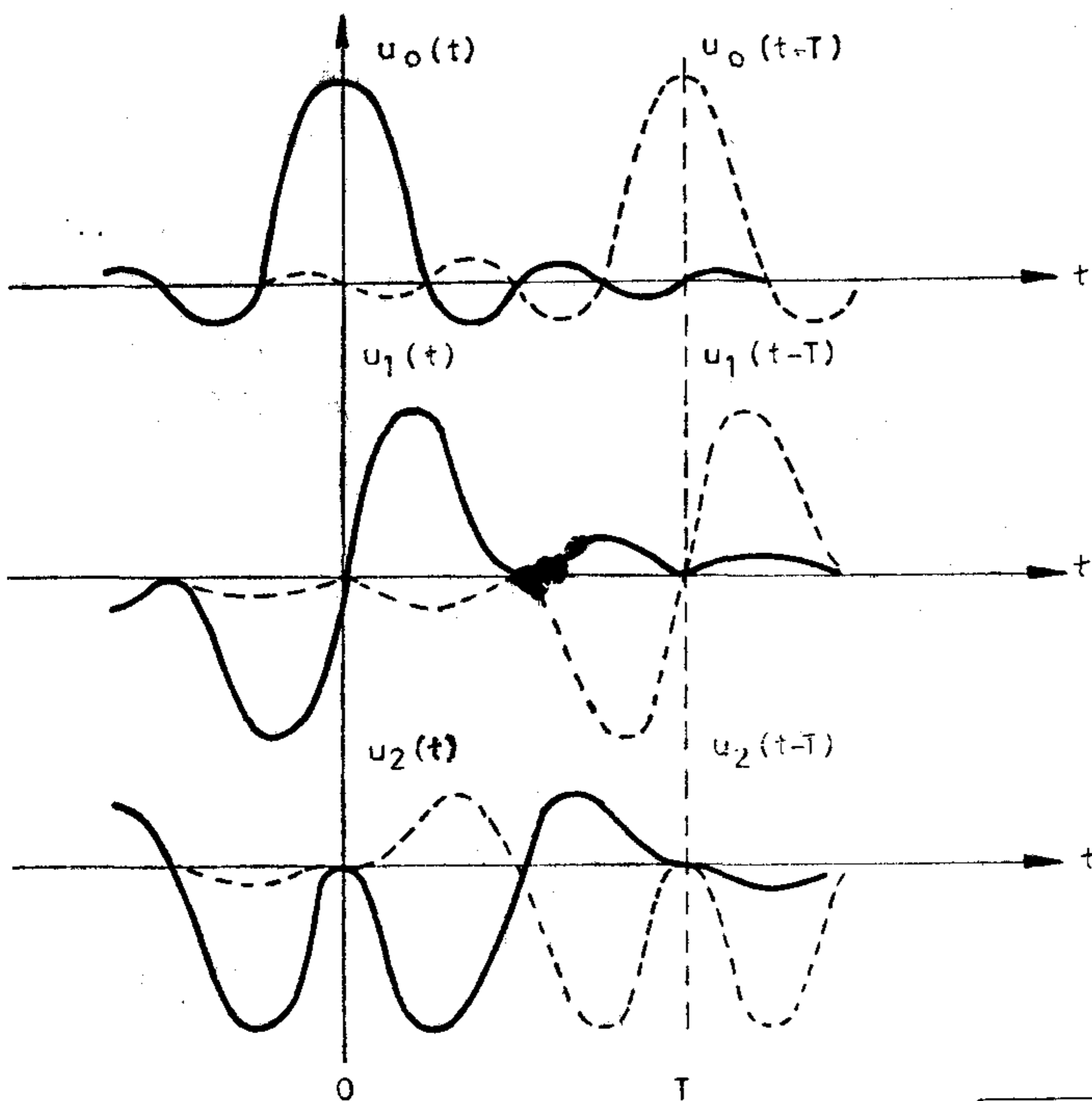
ahol $*$ konvolúciót jelent, akkor a (8-7) összefüggés fordított művelete, azaz a demoduláció (8-12) szerinti:

$$y_l(k) = \frac{1}{E_u} [m(t) * u_l(-t)]_{t=kT}, \quad (8-12)$$

$$y_l(k) = \frac{1}{E_u} \int_{-\infty}^{\infty} m(t)u_l(t-kT)dt, \quad (8-13)$$

és E_u a vivők azonosnak feltételezett energiája:

$$E_u = \int_{-\infty}^{\infty} u_l^2(t)dt. \quad (8-14)$$



8. ábra. Tágabb értelemben ortogonális időfüggvények

Ha $k=$ áll., akkor a (8-7) egyenlet az $m(t)$ modulált jel $u_l(t)$ bázisfüggvényekkel való előállítását, azaz a modulációt jelenti. Az $y_l(k)$ értékek a felbontás spektrálkomponensei, és (8-10) a függvényrendszer ortogonalitását fejezi ki. A (8-12), (8-13) egyenletek szerinti visszatérés a spektrumtartományba ezek után a demodulációt reprezentálja.

Összefoglalásképpen kimondhatjuk tehát az alábbi tételt:

Ha egy ortogonális bázisrendszer függvényeinek bármilyen kT -vel eltolt változatai is ortogonális bázisrendszert alkotnak, ahol T a modulációs ütemidő, akkor a rendszer tágabb értelemben is ortogonális.

Amennyiben egy multiplex rendszer vivői eleget tesznek a fenti tágabb értelmű ortogonalitási kritériumnak, akkor additív gaussi zajban a rendszer optimális.

Mivel mi különböző frekvenciájú, T tartójú szinuszos vivőkkel dolgozunk, amelyek kielégítik a tágabb értelmű ortogonalitás feltételeit, megállapíthatjuk, hogy eljárásunk ortogonális vivőkkel való kommunikáció.

Végül fontos megjegyeznünk, hogy a csatornán átvendő számértékeket felfoghatjuk úgy is, hogy azok nem spektrumvonalak, hanem egy időfüggvényből vett minták, s ugyanolyan szemléletes fizikai képet kapcsolhatunk eljárásunkhoz.

Ha módszerünket úgy fogjuk fel, hogy az átvitt számértékeket az így általánosított frekvencia- vagy időtartománybeli vivők ortogonalitására építve frekvencia- vagy időtartománybeli mintavételezés után detektálhatjuk, akkor a [2], [3] szerinti ortogonális multiplexálás gondolatához jutunk. Az ortogonális multiplexálást Harmuth a frekvenciamultiplex és időmultiplex általánosításaként fogja fel, s legfőbb előnyeként azt emeli ki, hogy a bázisrendszert olyan tágabb függvényosztályból választhatjuk, amelyik jobban alkalmazkodhat konkrét követelményeinkhez.

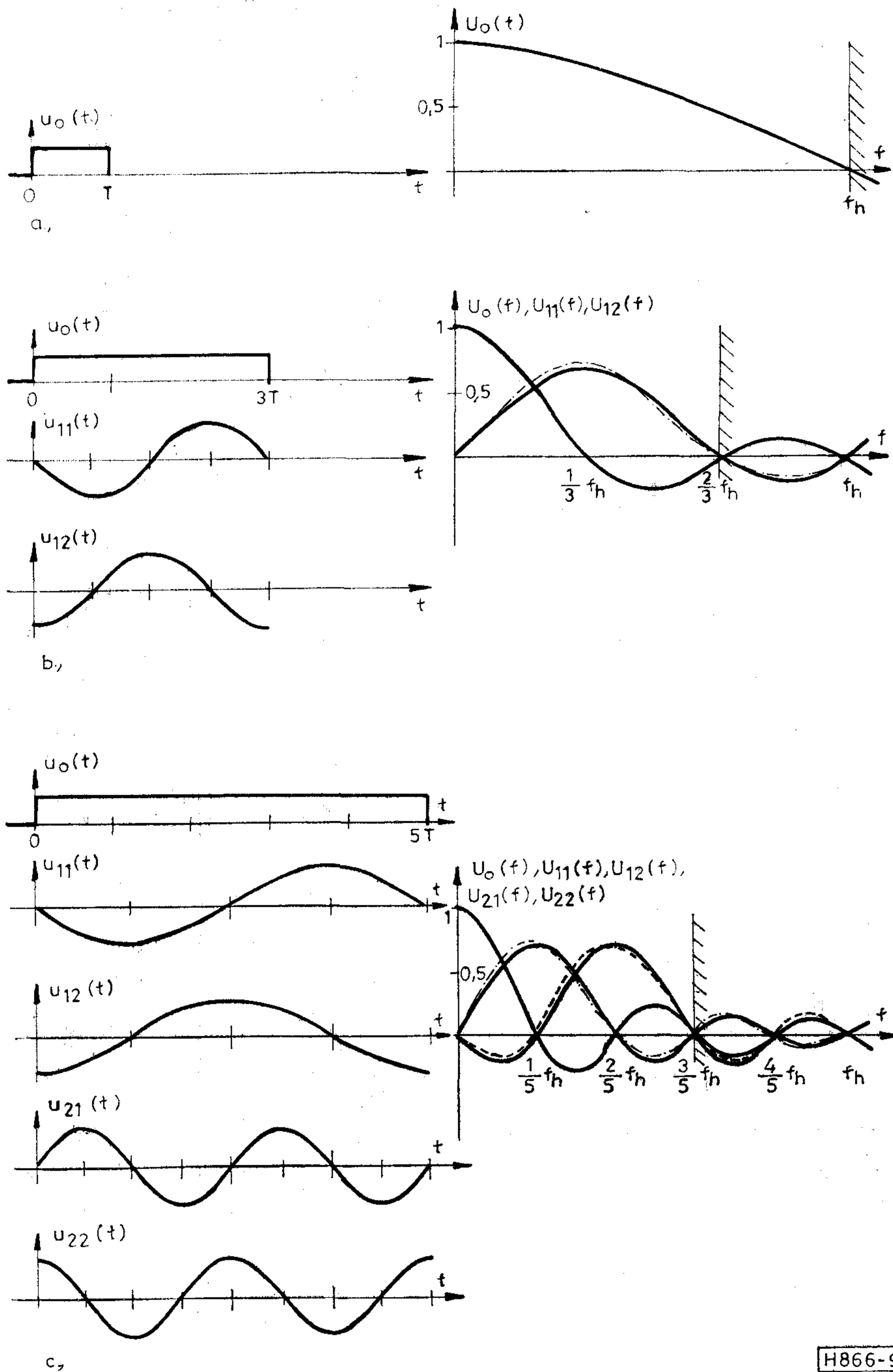
9. Az ortogonális-multiplex adatátviteli eljárás sávzélesség kihasználtsága

Digitális átviteli rendszerekben minden bithez hozzárendelhetjük egy ortogonális bázis egy-egy függvényét, s ezt a „vivőt” a bit függvényeként pl. ± 1 -gyel szorozzuk, majd a karakter valamennyi ilyen módon modulált vivőjét összeadjuk. A csatornán átvitt multiplex jelet korrelációs vevővel detektáljuk.

Vivőink a 9. ábrán látható jellegűek.

Ha az a) ábra szerinti T szélességű impulzust – mint vivőt – akarjuk ± 1 -gyel modulálva átvinni, akkor az energia nagy részének (l. a sraffozott vonalon belül) átviteléhez szükséges sávzélesség $f_h = \frac{1}{T}$, és a jelzési sebesség 1 Bd/Hz .

Ha a b) ábra szerint 3 db T időtartamú impulzus – mint vivő – helyett egy-egy, egyenként $3T$ tartójú impulzust, szinuszos és koszinuszos vivőt választunk, a három függvény szuperpozíciójának spektruma a b) ábrán láthatóan lényegében $\frac{2}{3} f_h$



9. ábra. A frekvenciamultiplex adatátviteli eljárásnál tipikus időfüggvények sávszélesség-igénye

sávszélességű, azaz sávszélesség-kihasználtsága $\eta = 1,5$ Bd/Hz.

A c) ábrán 5 db T időtartamú impulzus helyett az ott látható 5 komponensből álló, $5T$ tartójú multiplex jelet visszük át, s így a sávszélességigény $\frac{3}{5} f_h$, azaz a sávkihasználtság $\eta = 1,67$ Bd/Hz.

Ezért általánosságban egy $(2M+1)T$ tartójú szinusz és koszinusz egyidejű átviteléhez szükséges sávszélesség a spektrális tartalom igen kis energiájú, a sávon kívül eső részét elhanyagolva:

$$B = \frac{M+1}{2M+1} \cdot \frac{1}{T} \quad (9-1)$$

Ekkor a frekvenciasáv kihasználtsága:

$$\eta = \frac{2M+1}{M+1} \text{ Bd/Hz}, \quad (9-2)$$

és

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \eta = 2 \text{ Bd/Hz}. \quad (9-3)$$

Mivel a frekvenciamultiplex eljárásnál alkalmazott csatornaszámok esetében általában:

$$M \geq 64,$$

$$\eta \geq \frac{128+1}{64+1} = \frac{129}{65},$$

$$\eta \approx 2 \text{ Bd/Hz.}$$

Azt, hogy a vivők spektrumának első nullhelyén kívül eső energia elhanyagolása milyen interferenciákat okoz, [29] megadja zárt alakban a különböző vivőkombinációkra, sok alcsatorna esetén azonban csak szimulációs vizsgálata áttekinthető.

10. Összefoglalás

A dolgozatban új adatátviteli eljárás rendszertechnikai vizsgálatát végeztük el, s megismerkedtünk rendszerjellemező paramétereivel. Módszereket kerestünk a nem ideális átviteli úton való adatátvitel biztosítására, s megteremtettük a kapcsolatot a hagyományos eljárásokkal. Kiemeltük a módszer előnyeit, hátrányait, s komplexitásbeli összehasonlításokat tettünk.

Az eljárás az integrált áramköri technológia mai szintjén sokat ígérő a meglévő távbeszélő-hálózat egyre hatékonyabb kihasználását illetően. A megvalósításhoz szükséges hardware és software igényt a [32]-ben ismertetett processzor számítástechnikai lehetőségei körvonalazzák.

11. Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozom Hutter Ottó tudományos főosztályvezetőnek és a TKI vezetőségének, hogy lehetővé tették számomra azt a tanulmányutat, amelynek keretében ennek a témának a kutatásában részt vehettem. Köszönöm Dr-Ing. H. W. Schüssler professzor úrnak és Dr-Ing. H. J. Kolbnak, hogy bevontak ebbe a munkába és mindvégig segítségemre voltak.

I R O D A L O M

[1] A. Peled, A. Ruiz: Frequency Domain Data Transmission using Reduced Computational Complexity Algorithms, Proc. of the ICASSP, 1980., pp. 964—967.

[2] H. F. Harmuth: On the Transmission of Information by Orthogonal Time Functions, AIEE, July 1960.

[3] R. W. Chang: Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission, BSTJ, Dec. 1966.

[4] H. D. Lüke: Multiplexsysteme mit orthogonalen Trägerfunktionen, NTZ Heft 11, 1968, pp. 672—682.

[5] M. L. Doelz, E. T. Heald, D. L. Martin: Binary Data Transmission Techniques for Linear Systems, Proc. of the IRE, May 1957.

[6] B. R. Saltzberg: Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System, IEEE Trans. Commun. Techn., December 1967.

[7] M. S. Zimmermann, A. L. Kirsch: The AN/GSC—10 (KATHRYN) Variable Rate Data Modem for HF Radio, IEEE Trans. Commun. Techn., Vol. COM—15, No. 2. April 1967.

[8] E. N. Powers, M. S. Zimmermann: TADIM: A Digital Implementation of a Multichannel Data Modem, Proc. of the IEEE Int. Conf. on Commun., Philadelphia, 1968.

[9] Bács—Hanzó—Hinsenkamp—Szebeni: Data Transmitter Using a Variable Digital Filter, Proc. of the Sixth Coll. on Microwave Comm. Budapest, 1978.

[10] Bács—Hanzó—Szebeni: Theoretical and Practical Questions of Modulated, Filtered Signal Generation in a 4800/2400 bps Microprocessor-Implemented Data Modem, Proc. of ECCTD 80' pp. 163—169.

[11] Bács—Hanzó—Hinsenkamp—Szebeni: Eljárás és kapcsolási elrendezés modulált, szűrt jelek előállítására, Szolgálati szabadalom, TKI, 1089.

[12] Bács—Hanzó—Szebeni: Mikroprocesszorral realizált 4800/2400 bps modem adóoldala, Információ-Elektronika, 1980/6

[13] Gerwen, Verhoeckx etc. Microprocessor Implementation of High-Speed Data Modems, IEEE Trans. Commun., Vol. COM—25, pp. 238—250, Feb. 1977.

[14] Rabiner—Gold: Theory and Application of DSP, Prentice-Hall, New Jersey, 1975.

[15] Oppenheim—Schafer: Digital Signal Processing, New York: Prentice-Hall, 1975.

[16] H. W. Schüssler: Digitale Systeme zur Signalverarbeitung, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1974.

[17] B. Achilles: Die Fourier Transformation in der Signalverarbeitung, Springer-Verlag, Heidelberg, New York, Berlin, 1978.

[18] R. W. Chang, R. A. Gibby: A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme, IEEE Trans. Commun. Techn., Vol. COM—16, No. 4., August 1968.

[19] S. B. Weinstein, P. M. Ebert: Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform, IEEE Trans. Commun. Techn., Vol. COM—19, No. 5., October 1971.

[20] B. Hirosaki: An Orthogonally Multiplexed QAM System using the Discrete Fourier Transform, IEEE Trans. Commun., Vol. COM—29. No. 7, July 1981.

[21] B. Hirosaki: An Analysis of Automatic Equalizers for Orthogonally Multiplexed QAM Systems, IEEE Trans. Comm., COM—28, No. 1. January 1980.

[22] H. J. Kolb: Untersuchungen über ein digitales Mehrfrequenzverfahren zur Datenübertragung, Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme, Erlangen, 1982.

[23] Kammeyer—Schenk: Digitale Modems zur schnellen Datenübertragung über Fernsprechanäle, Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme No. 39, Erlangen, 1980.

[24] L. E. Franks: Signal Theory, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1969.

[25] Hanzó Lajos: A frekvenciamultiplex adatátviteli eljárás rendszertechnikai vizsgálata és viselkedése nem ideális átviteli közegben. Egyetemi doktori értekezés, 1982.

[26] D. A. Schnidman: A Generalized Nyquist Criterion and an Optimum Linear Receiver for a Pulse Modulation System, BSTJ, November 1967., pp. 2163—2177.

[27] W. Van Etten: An Optimum Linear Receiver for Multiplex Channel Digital Transmission Systems, IEEE Trans. Comm., Vol. COM—23, No. 8. August 1975., pp. 828—834.

[28] Lucky—Salz—Weldon: Adatátvitel, Műszaki Könyvkiadó, 1973.

[29] H. F. Harmuth: Die Orthogonalteilung als Verallgemeinerung der Zeit- und Frequenzteilung, AEÜ 18., 1964., pp. 43—50.

[30] H. D. Lüke, H. Luck, D. Lennertz: Korrelationsalgebra, Nachrichtentechnische Zeitschrift, Jahrgang 20, Heft 6, Juni 1967, pp. 301—303.

[31] H. F. Harmuth: Transmission of Information by Orthogonal Time Functions, Springer Verlag, Berlin, 1969.

[32] H. J. Kolb—J. Schloss: Ein Mikrosignalprozessor in Bit-Slice-Technik mit externen Multiplizierern, Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme No. 38, Erlangen, 1979.

Beszámoló a zajok (ingadozásjelenségek) nemzetközi konferenciáiról

DR. AMBRÓZY ANDRÁS

Budapesti Műszaki Egyetem Elektronikai Technológia Tanszék



1. Előzmények

Több, mint fél évszázada küzd az elektronika az aktív és passzív áramköri elemekben fellépő zajokkal. Ezek némelyikét korán sikerült megismerni, elméletüket megalkotni. De például az 50 éve azonosított $1/f$ -zaj (flicker-, villódzási, járulékos zaj) makacsul ellenáll minden egyszerű megfejtési kísérletnek. Az is kiderült időközben, hogy a zajokat nem kizárólag csökkentésük érdekében érdemes tanulmányozni; jobb megismerésük az eszköz, áramkör, rendszer működésének mélyebb megismeréséhez is elvezet.

A 60-as évek végefelé világszerte felélénkültek a zajkutatások és egyre szélesedett a vizsgálódások köre: kezdetben inkább az aktív eszközök, később a szélesebb értelemben vett fizikai rendszerek zajával foglalkoztak. Konferenciasorozat keletkezett, melynek jelenlegi címe: International Conference on Noise in Physical Systems. Az egyes konferenciák helye és ideje:

Nottingham, Nagy-Britannia	1968
Toulouse, Franciaország	1971
Gainesville, USA	1973
Noordwijkerhout, Hollandia	1975
Bad Nauheim, NSZK	1978
Washington, USA	1981
Montpellier, Franciaország	1983. máj. 17–20.

A 70-es évek végefelé ugrásszerűen nőtt az érdeklődés az $1/f$ zajok iránt. Párhuzamos sorozat keletkezett International Conference on $1/f$ Noise címen az alábbi helyeken és időpontokban:

Tokió, Japán	1977
Orlando, USA	1980
Montpellier, Franciaország	1983. máj. 17–20.

E sorok írójának az első sorozat ötödik és hetedik, a másodiknak pedig a második és harmadik eseményén sikerült részt vennie. 1983-ban találkozott össze a két sorozat s az együttes rendezés a jövőben is feltehetően megmarad.

2. Szervezés

Ezúttal a Languedoc megyei természettudományi és műszaki egyetem (Montpellier) volt a szervező. Jól előre 17 tagú nemzetközi tanácsadó bizottságot hoztak létre, három USA, két-két angol, francia, holland, NSZK, olasz, egy-egy japán, kanadai, magyar és svájci taggal. A tanácsadó bizottságnak már a konferencia előtt is kemény munkája volt: a beérkezett sok előadás közül ki kellett válogatnia azokat, amelyek a szűkös időkeretbe befértek. Ez az eljárás sok leve-

DR. AMBRÓZY
ANDRÁS

Kitüntetéses villamosmérnöki oklevelét a Budapesti Műszaki Egyetemen szerezte 1953-ban, majd 1962-ben ugyanott doktori fokozatot szerzett. A műszaki tudományok kandidátusa fokozatot 1966-ban, a tudományok doktora fokozatot 1978-ban szerezte meg. 1953 óta a Budapesti Műszaki Egyetemen dolgozik, különböző beosztásokban. Először a Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszéken, majd az Elektro-

nikus Eszközök Tanszékén dolgozott. 1970-ben kapott megbízást az Elektronikai Technológia Tanszék vezetésére. 1979 óta egyetemi tanár. Az 50-es években ipari elektronikai kérdésekkel foglalkozott. A hatvanas évektől, az elektronikus zajokra és az analóg integrált áramkörökre irányult figyelme. Három könyve és mintegy 90 publikációja jelent meg. A HTE elnökségi tagja és az Institute of Electrical and Electronics Engineers senior tagja. (○)

lezést igényelt de nagyon demokratikus volt. A szekciókba sorolásnál is a nemzetközi tanácsadó testület ajánlásait követték. Végül is 102 előadás került programba: közülük 11 meghívott volt, a másik 91 két teremben, egymással párhuzamosan futott. Elmaradt 11 előadás az előadók akadályoztatása miatt.

A szekciók az alábbiak voltak:

— Elméleti eredmények	11 előadás
— Kvantumzaj	10 előadás
— Diódák és tranzisztorok zaja	5 előadás
— Oszcillátorok zaja	4 előadás
— Forró elektronok és szubmikromos eszközök	6 előadás
— Egyéb fizikai rendszerek zaja	7 előadás
— Metrológia	2 előadás
— $1/f$ zaj elmélete	9 előadás
— $1/f$ zaj diódákban	11 előadás
— $1/f$ zaj bipoláris tranzisztorokban	6 előadás
— $1/f$ zaj FET-ekben	5 előadás
— $1/f$ zaj ellenállásokban és vékonyrétegekben	10 előadás
— $1/f$ zaj fizikai és kémiai rendszerekben	5 előadás

3. Előadások

Lehetetlenség lenne valamennyi előadásról beszámolni, sőt még a szekcióülésekről is csak rövid, esetleg közvetett képet sikerült alkotni, mivel ezek két helyszínen, egymással párhuzamosan folytak.

Az elméleti jellegű előadások jelentős része a kaotikus ingadozásokhoz vezető jelenségekkel foglalkozott. Ha valamely nemlineáris rendszerben fluktuáci-

ók is vannak, ezek bizonyos körülmények között nagy amplitúdójú instabilitásokat okozhatnak. Ebben a témakörben kiemelkedően jó volt J. Clarke és társai „Kaotikus zaj Josephson alagútátmenetekben” c. elődása.

A kvantumzaj témájából beküldött 10 előadás közül öt nagyon értékesnek szovjet szerzői voltak; sajnos, ezek nem hangzottak el a szerzők távolléte miatt.

A nem $1/f$ spektrumú zajokkal kapcsolatban inkább a régebbi kísérleti eredmények és elméletek, hipotézisek ellenőrzése volt jellemző. Új eredmények elsősorban a szubmikromos eszközökben nagy sebességgel mozgó, ún. forró elektronokra vonatkoznak. E témában főként a házigazdák értek el sikereket, amint az J. P. Nougier előadásából kitűnt.

Az $1/f$ zajjal foglalkozó előadások közül R. F. Voss és B. Mandelbroté tűnt ki. Érvelésük szerint az $1/f$ spektrummal leírható természeti jelenségek és alakzatok olyan gyakoriak, hogy nem kivételnek, hanem szabálynak számítanak. Az $1/f$ zaj elméletére vonatkozó előadások közül említést érdemel még P. H. Handel és C. M. VanVliet több munkája.

Az utóbbi két szerző jelentős felismerése, hogy az $1/f$ zaj teljesítményének varianciája egy új definíció használata esetén nem divergens. Ez a kérdéskör 1975-ben és 78-ban nagy vitákat kavart és e sorok írója is vizsgálta.

Feltűnően sok előadás foglalkozott ellenállások és vékonyrétegek $1/f$ zajával. Gyakorlati jelentőségük mellett arra kerestek választ, hogy a zajt vajon a töltéshordozók számának vagy mozgékonyságának ingadozása okozza-e. A megelőző konferenciák elkeseredett vitái után úgy látszik, hogy e kérdésben közelednek az álláspontok.

Holland kutatók a gyakorlatban azonnal használható összefüggéseket mutattak be lézerdiodákra, fotovoltikus és fotokonduktív cellákra. Ezek az eszközök az optikai hírközléssel kerülnek előtérbe.

A zajvizsgálatok nagy öregje, A. van der Ziel sok társszerzős előadással szerepelt. A vizsgált struktúrák csaknem kizárólag aktív eszközök voltak.

4. Záró megjegyzések

Egyöntetű az a vélemény, hogy az összevont két konferencia jól sikerült, a későbbiek is összevontan, célszerűen kétévenként kell tartani. A nemzetközi tanácsadó bizottság Olaszországot, Rómát javasolta a következő konferencia helyszínéül.

A nemzetközi tanácsadó bizottság néhány tagja felvetette, hogy valamelyik következő konferenciát célszerűen Magyarország szervezhetné. Ez jó hírlapunkat bizonyítja.

Dr. Ambrózy András
Budapesti Műszaki Egyetem

Lapunk példányonként megvásárolható

V., Váci utca 10.

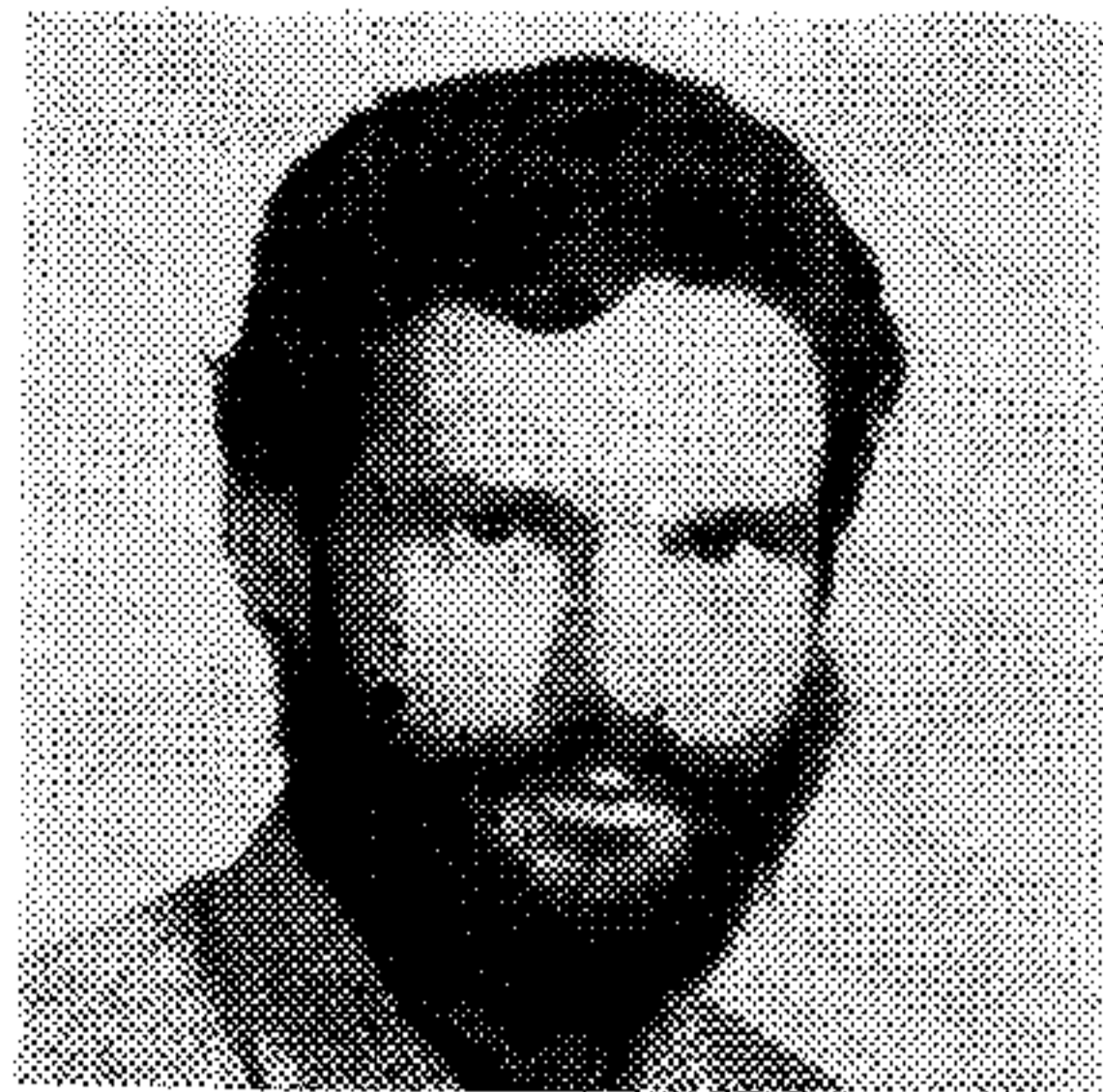
V., Bajcsy-Zsilinszky út 76. szám alatti

hírlapboltokban

Nagy kapacitások meghajtása MOS LSI áramkörökben

NEMES MIHÁLY

Budapesti Műszaki Egyetem Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a MOS LSI áramkörökben alkalmazott relatíve nagy kapacitású pontokra kapcsolódó meghajtólánc eredő minimális késleltetésre való méretezésével foglalkozik.

Bevezetés

MOS LSI rendszerekben az egyik legkritikusabb feladat a nagy kapacitású pontok meghajtása. A teljes rendszer sebességére alapvető befolyása van annak, hogy mennyi időt vesz igénybe a relatíve nagy kapacitások áttöltése, de a minimális késleltetés eléréséért súlyos árat kell fizetni: az optimális meghajtólánc helyfoglalása igen nagy. Több szerző is foglalkozott a meghajtólánc optimalizálásával késleltetés és/vagy helyfoglalás szempontjából. [3] levezeti, hogy az egyes fokozatok felületének egyenletesen, mértani sor szerint kell növekedniük, továbbá a fokozatonkénti késleltetés és a terület együttes minimalizálásához határoz meg célfüggvényt. A fokozatonkénti késleltetés minimalizálása akkor cél, ha többfázisú órával működtetett fokozatokról van szó, melyek valamilyen logikai funkciót látnak el (pl. shift-regiszter) és az utolsó fokozatnak nagy kapacitást kell meghajtania. [4] a lánc teljes késleltetését minimalizálja, [2] pedig figyelembe veszi a kimeneti jelet fogadó érzékelő erősítők késleltetését is és az eredő minimumát keresi meg.

Az alábbiakban két, az idézett szerzők által figyelembe nem vett jelenségre mutatunk rá, melyek az optimális meghajtólánc kialakítását befolyásolják. Az egyik a terheletlen inverter nullától különböző késleltetése, a másik a terjedési idő és a felfutási idő közötti különbség.

1. A meghajtólánc eredő késleltetésének minimalizálása [4] szerint

A lánc elején levő kis méretű kapu bemenő kapacitását jelöljük C_0 -val, a meghajtandó terhelő kapacitást C_f -vel, hányadosukat Y -nal:

$$Y = \frac{C_f}{C_0} \quad (1)$$

N fokozatot használunk, mindegyik f -szer nagyobb az előzőnél:

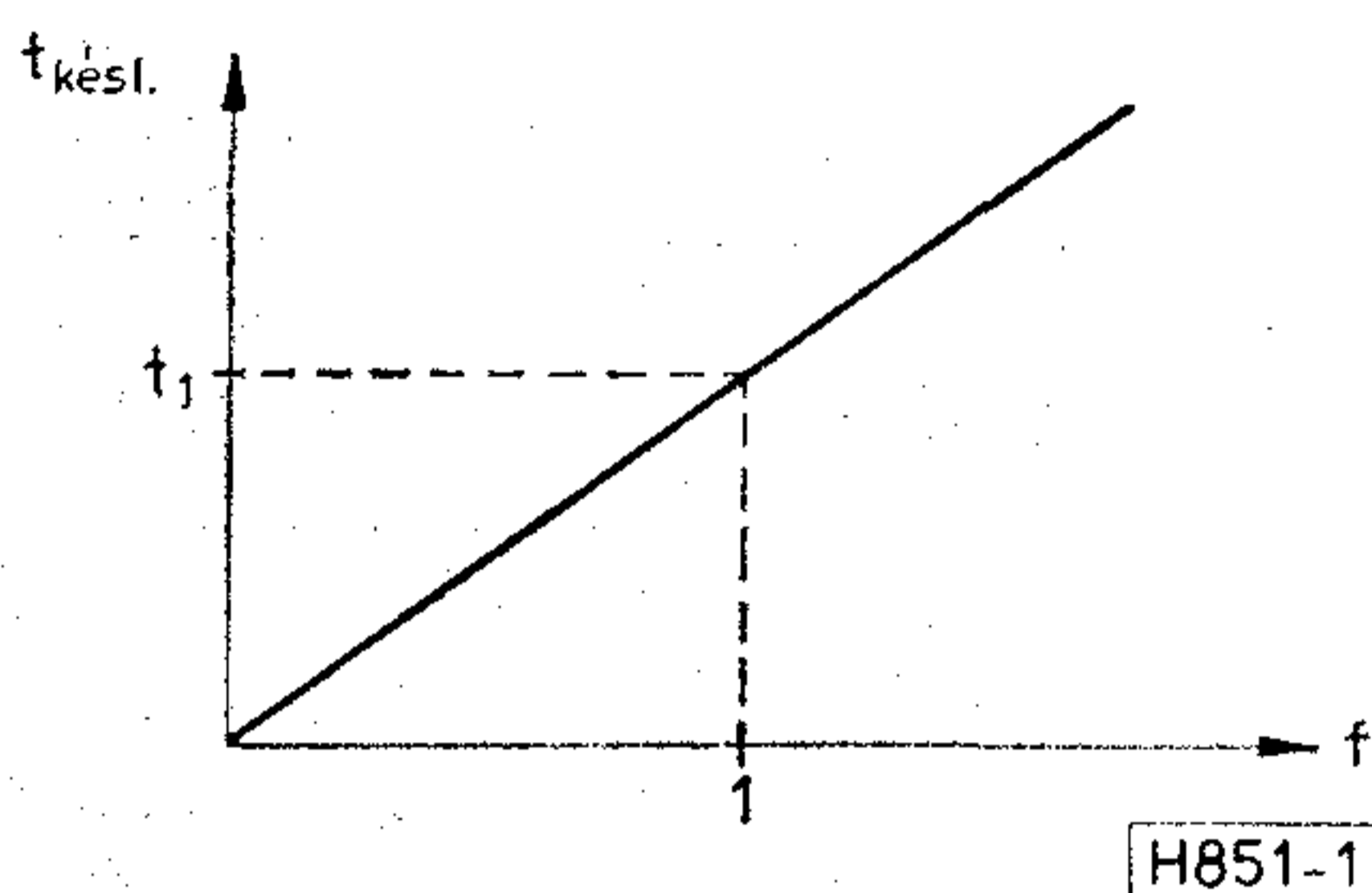
$$f^N = Y, \quad (2)$$

$$N = \frac{\ln Y}{\ln f}. \quad (3)$$

NEMES MIHÁLY

A BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnika Szakán 1974-ben végzett. Kétéves ösztön-

díjasi státus után tanársegédként dolgozik tovább a HEI Áramkörök Osztályán. Ipari gyakorlatát a MEV-nél töltötte 1982-ben. (Λ)



1. ábra.

Egy olyan inverter késleltetése, amely nála f -szer nagyobb hat meg ft_1 -gyel egyenlő, ahol t_1 az egyforma inverterek kaszkádba kapcsolása esetén mérhető késleltetés. A késleltetés tehát az 1. ábra szerinti módon függ f -től. A teljes késleltetés:

$$t = t_1 f N = t_1 f \frac{\ln Y}{\ln f} \quad (4)$$

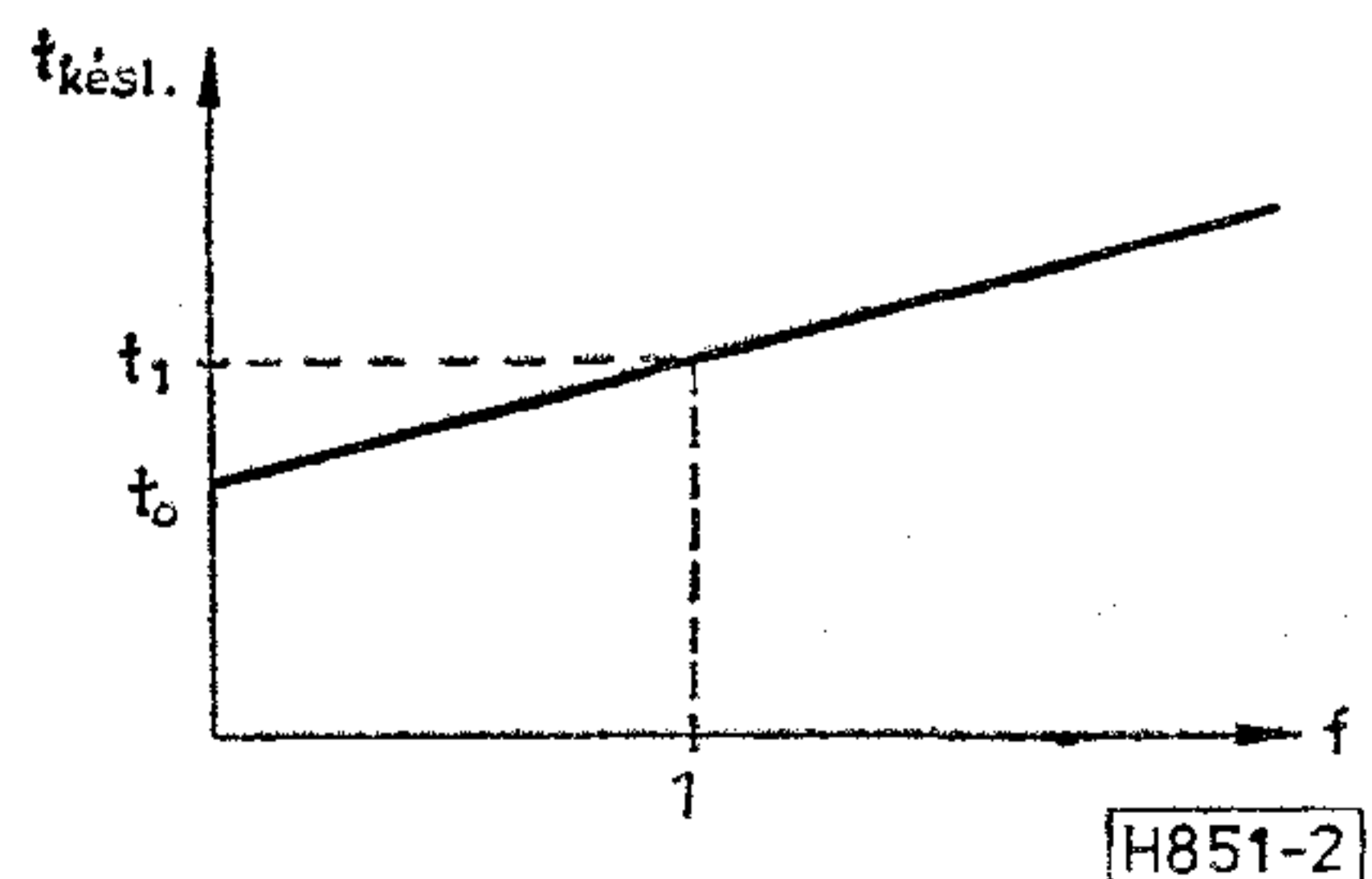
t ott minimális, ahol $f=e$:

$$f_{\text{opt}} = e; \quad N_{\text{opt}} = \ln Y \quad (5)$$

2. A terheletlen inverter véges késleltetésének hatása

A valóságban egy inverter késleltetése akkor sem nulla, ha a kimenetére semmit sem kapcsolunk (2. ábra). A lánc teljes késleltetése:

$$t = N[t_0 + f(t_1 - t_0)] = \frac{\ln Y}{\ln f} [t_0 + f(t_1 - t_0)]. \quad (6)$$



2. ábra.

Beérkezett: 1982. XI. 24.

Ennek a függvénynek ott van minimuma, ahol

$$\frac{t_0}{t_1 - t_0} = f(\ln f - 1). \quad (7)$$

Itt feltételeztük, hogy t_0 és t_1 minden fokozatnál ugyanakkorra. Ezt a feltételt a tervezési fázisban biztosítani kell.

3. A terjedési idő és a felfutási idő közötti különbség hatása

Az eddigiekben az összes fokozat késleltetését azonosnak vettük. Ez a feltevés egyes, a gyakorlat számára is fontos esetekben nem helytálló. Egy inverterláncban a terjedési idő (a jelnek egy-egy fokozaton való áthaladásához szükséges idő) egyenlő a felfutási idővel valamely feszültségig. Ennek a feszültségnek a pontos értéke függ a kapcsolástechnikától és a technológiától, de mindig a maximális kimenő feszültség felének igen szűk környezetébe esik. Ha a terhelő kapacitást ennél lényegesen nagyobb feszültségre kell feltölteni (pl. transzfer kapuk meghajtásánál), akkor az eredő késleltetés lényegesen nagyobb lehet a terjedési késleltetés N -szeresénél. Ilyenkor az utolsó fokozat nagyobb mértékben járul hozzá az eredőhöz, mint bármely másik fokozat.

Jelöljük a terjedési késleltetést t_f -vel, az utolsó fokozat felfutási idejét t_f -vel, hányadosukat k -val:

$$k = \frac{t_f}{t_t}. \quad (8)$$

A lánc teljes késleltetése:

$$t = (N-1)t_t + t_f = (N-1+k)t_t = \left(\frac{\ln Y}{\ln f} - 1 + k \right) [t_0 + f(t_1 - t_0)]. \quad (9)$$

A minimum helye:

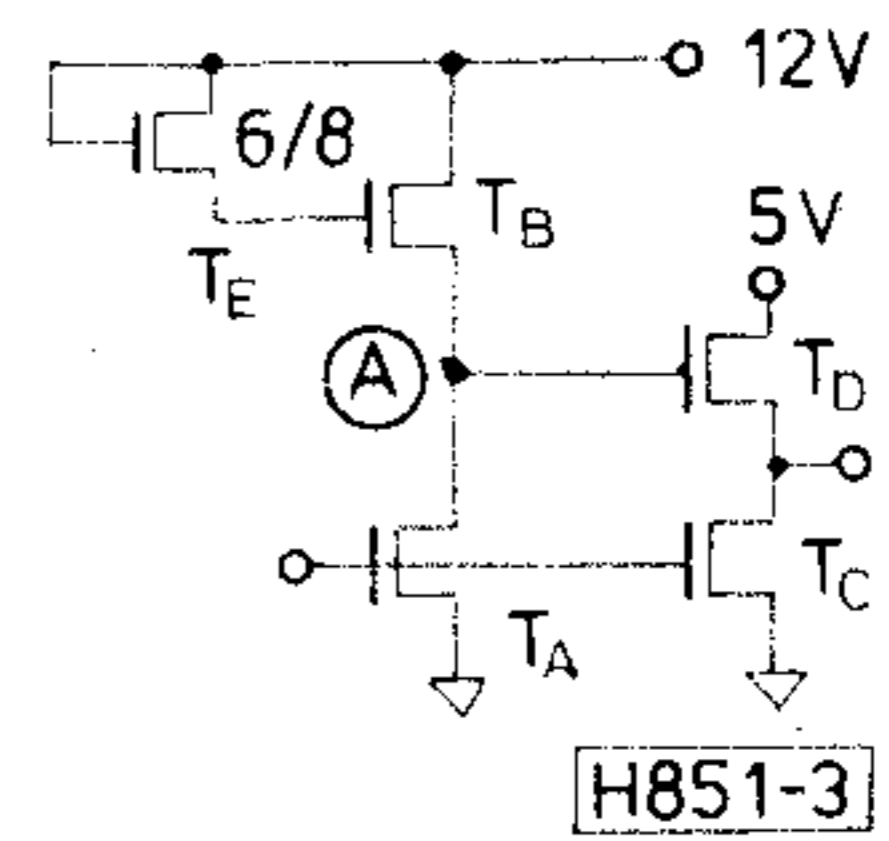
$$\frac{t_0}{t_1 - t_0} = f \left[\ln f - 1 + (k-1) \frac{\ln^2 f}{\ln Y} \right]. \quad (10)$$

A gyakorlatban általában nem lehet elérni az elméleti minimumot, mert ehhez nem egész számú fokozatra lenne szükség. A fenti gondolatmenet azt sugallja, hogy érdemes lehet az utolsó fokozat és az öt meghajtó között nagyobb f értéket választani, mint a lánc többi elemei között. Ekkor ugyan az utolsó előtti fokozat késleltetése megnő, de az utolsó felfutási ideje csökken. Mivel ez nagyobb a terjedési időnél, az eredő késleltetés csökkenhet. Az, hogy érdemes-e ilyen módon megnövelni az utolsó fokozatot, a konkrét áramköri megoldástól függ (ld. a 2. példát).

4. Példák

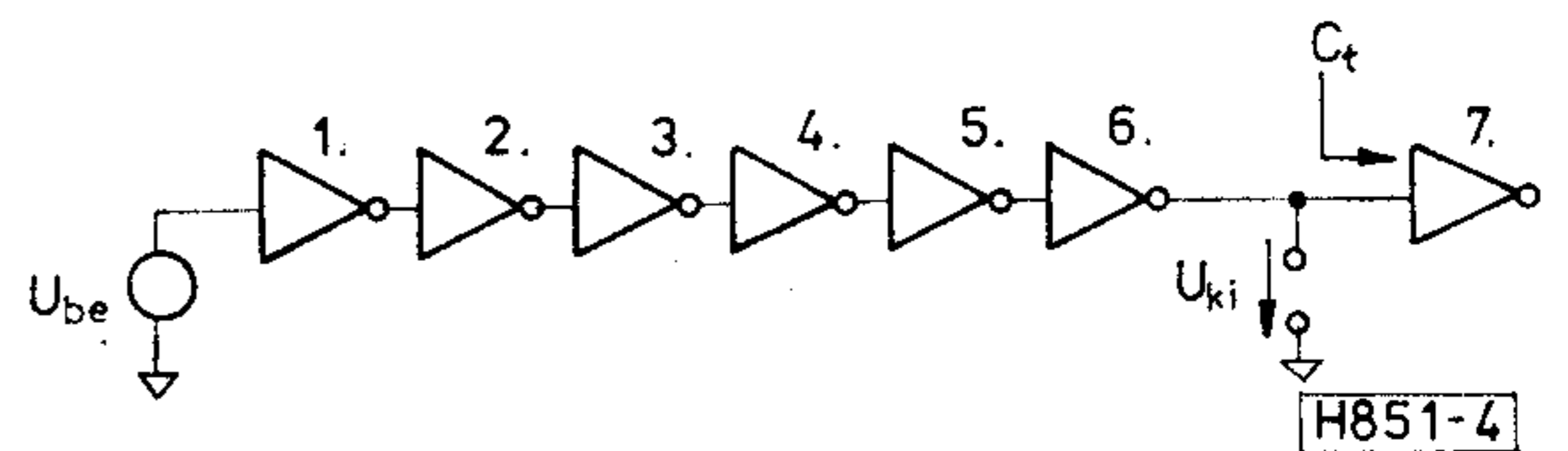
Az alábbiakban ismertett áramkörök analízisét a TKI-ban kifejlesztett ANAL-20 program segítségével végeztem el [5].

4.1. Ez a példa a terheletlen inverter véges késleltetésének hatását illusztrálja. A vizsgált inverter



3. ábra.

kapcsolása a 3. ábrán látható. A legkisebb méretűnek (ld. az 1. táblázat 1. sorát) a paraméterei a következők voltak: Terhelés nélkül a felfutási idő 2,5 V-ig 0,87 ns, egységnyi terheléssel 0,95 ns; a lefutási idő 2 ns, illetve 2,1 ns. Ezeknek az adatoknak az alapján kb. 10-szeres f érték várható optimálisnak (7) alapján. Amikor az ellenütemű elválasztó fokozat szélességét megnöveljük, az A pontot terhelő kapacitás is megnő. Annak érdekében, hogy t_0 és t_1 állandó maradjon, a meghajtó fokozat (T_A, T_B, T_E) áramát növelni kell.



4. ábra.

Először egy olyan inverterláncot vizsgálunk meg, amelynek a késleltetése [4] szerint minimális (4. ábra, 1. táblázat). Mindegyik ellenütemű fokozatban (T_C, T_D) e-szer szélesebb tranzisztorok vannak, mint a megelőzőben. A terhelést a 7. inverter bemenő kapacitása képviseli. Az áramkör paramétereit a 3. táblázat első sorában találjuk.

1. táblázat

	T_A	T_B	$T_C=T_D$
1.	6/6	6/24	6/6
2.	6/6	6/24	16/6
3.	24/6	12/14	44/6
4.	24/6	12/14	120/6
5.	60/6	30/14	328/6
6.	60/6	30/14	890/6
7.	6/6	6/24	2420/6

2. táblázat

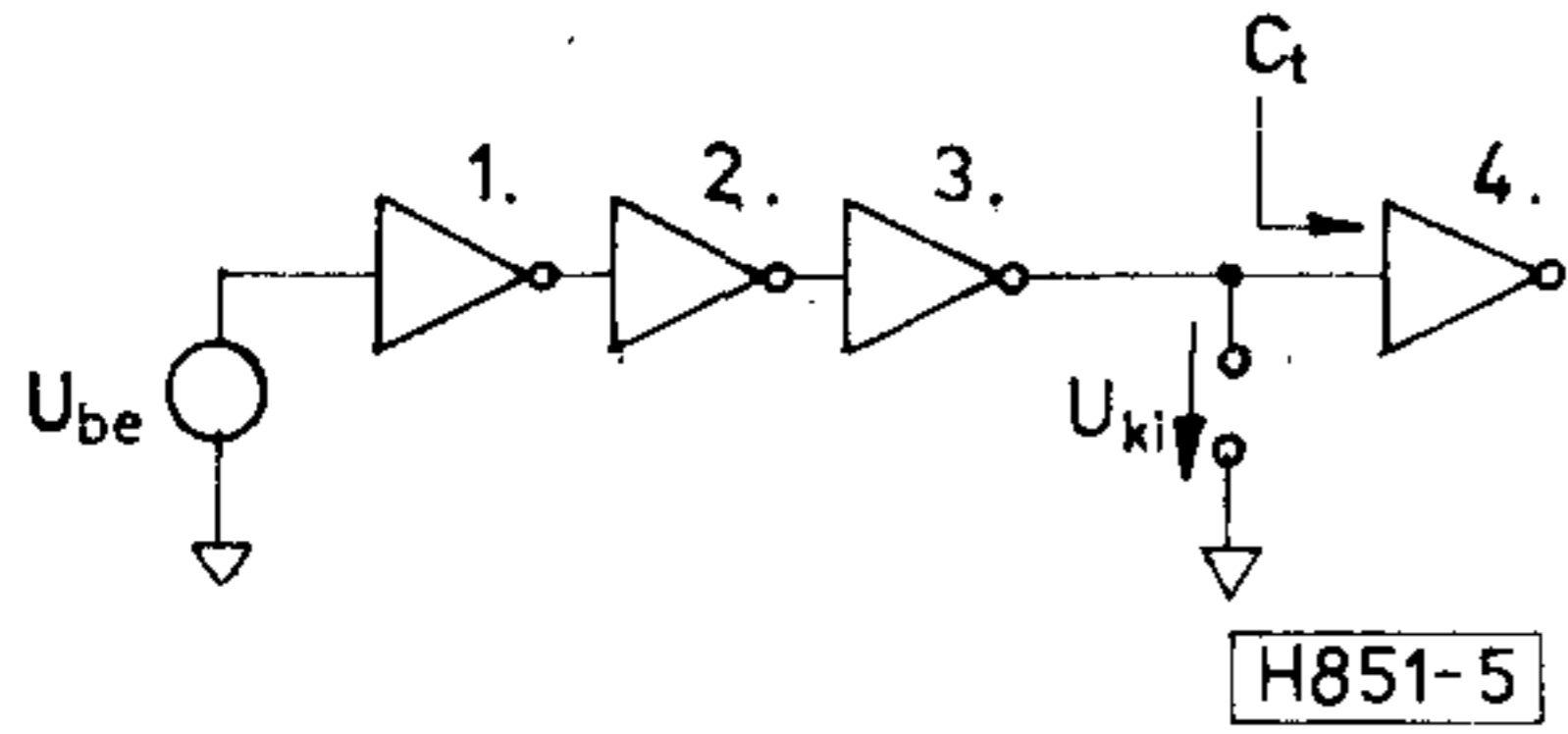
	T_A	T_B	$T_C=T_D$
1.	6/6	6/24	6/6
2.	24/6	12/14	60/6
3.	60/6	30/14	600/6
4.	6/6	6/24	2420/6

3. táblázat

	Késleltetés, amíg a kimeneti jel			Összes gate-felület	Statikus disszipáció
	felfut 2,5 V-ra	lefut 4 V-ra	lefut 1 V-ra		
4. ábra áramköre	9,5 ns	11 ns	9 ns	19 692 μm^2	25,7 mW (26,6)
5. ábra áramköre	7,25 ns	9 ns	6,5 ns	9312 μm^2	18,5 mW (6,7)

Ezután ugyanazt a terhelést olyan inverterláncal hajtjuk meg, amelyet a véges t_0 figyelembevételével méreteztünk (5. ábra, 2. táblázat). A kapott paramé-

terek a 3. táblázat második sorában találhatóak. A késleltetés az előző esethez képest több, mint 20%-kal csökkent, a felhasznált gate-terület az előző áramkörének 47%-a. A statikus disszipáció is jelentősen csökkent.



5. ábra.

4.2. Ebben a példában olyan áramkört mutatunk be, melynél az azonos késleltetési idők feltételezése hamis minimumhoz vezet. Vegyük az előző példa második részében optimálisnak talált inverterlánc első két tagját, a harmadik pedig képviselje a terhelő kapacitást. Legyen ezúttal az a feladat, hogy a terhelésen legalább 9 V-ot kell létrehozni, ezért kössük T_{D2} drainjét 5 V helyett 12 V-ra. A késleltetési idők a 4. táblázat első sorában találhatóak. Növeljük meg most a második invertert t_0 és t_1 állandó értéken tartása mellett ($T_A: 30/6$, $T_B: 15/14$, $T_C, T_D: 100/6$). A 2,5 V-ig való felfutási idő megnőtt, — ahogy az várható volt, de mind a 9 V-ig való felfutás, mind az 1 V-ig való lefutás ideje csökkent (4. táblázat, 2. sor).

A fokozatok számának növelésével az így nyerhető javulás mértéke rohamosan csökken, mert az utolsó fokozat részesedése a teljes késleltetésből relative egyre kisebb és kisebb lesz.

4. táblázat

	Késleltetés, amíg a kimenő jel		
	felfut 2,5 V-g	9 V-ig	lefut 1 V-ig
1. eset	5,25 ns	16,5 ns	12,75 ns
2. eset	6,5 ns	15,5 ns	10,75 ns

I R O D A L O M

- [1] C. A. Mead—L. A. Conway: Introduction to VLSI systems Addison-Wesley 1978.
- [2] A. M. Mohsen—C. A. Mead: "Delay-time optimization for driving and sensing signals on high-capacitance paths of VLSI systems", IEEE Journal on Solid-State Circuits, Vol. SC-14. No. 2. Apr. 1979.
- [3] H. C. Lin—L. W. Linholm: "An optimized output stage for MOS integrated circuits", IEEE Journal on Solid-State Circuits, Vol. SC-10. No. 2. Apr. 1975.
- [4] R. C. Jaeger: Comments on "An optimized output stage for MOS integrated circuits", IEEE Journal on Solid-State Circuits, Vol. SC-10. No. 3. June 1975.
- [5] Radványi András—Somogyi Antal: ANAL-20 analízis program felhasználói dokumentáció 1980.

(Folytatás a 442. oldalról)

A TELEFONGYÁRBAN TÁRGYALTAK A CSEHSZLOVÁK POSTA SZAKEMBEREI

Meglátogatta a Telefongyárat Vlastimil Chalupa csehszlovák szövetségi postaügyi és távközlési miniszter. Kíséretében volt Ondrej Kovács, a csehszlovák szövetségi postaügyi és távközlési minisztérium nemzetközi osztályának vezetője, valamint Zdenek Sternad pozsonyi postaügyi igazgató.

A vendégeket elkísérte Tóth Illés, a Magyar Posta vezérigazgatója, dr. Németh Tamás, a BUDAVOX igazgatója és több vezető munkatársa.

Tárgyalásuk során tájékoztak a kereskedelmi szerződések teljesítéséről, a vállalat gyártmányfejlesztési tevékenységéről, majd egyeztették a további évek feladatait. A csehszlovák vendégek elismerően nyilatkoztak a Telefongyár eddig leszállított és üzembe helyezett berendezéseiről.

TERTA-NAP

Májusban rendezte meg a Híradástechnikai Tudományos Egyesület telefongyári üzemi csoportja az első

TERTA-napot a gyár tevékenységének, fejlesztés célkitűzéseinek bemutatására.

A vendégek között ott voltak a BHG, az Orion, az FMV, a BRG, a TKI, a BUDAVOX, a MÁVTI, a Honvédelmi Minisztérium, a Magyar Posta, a Postaberuházó és a KPM VF vezérigazgatóságának képviselői, szakemberei, sőt vendégül látták a Siemens cég magyarországi kirendeltségének, a Sicon-tactnak a képviselőjét is.

A TERTA-nap során Bácsághy Pál kereskedelmi igazgató ismertette a 107 éves gyár történetét, majd tájékoztatást adott jelenlegi gyártmányairól, külkereskedelmi munkájáról. A Telefongyár exportorientált vállalat, mert gyártmányainak 69 százaléka külföldön talál gazdára. Külön kiemelte a Telefongyár Fejlesztési Intézetének jelentőségét és eredményeit.

Filmvetítés és szakmai előadások tették gazdaggá a program hátralevő részét, majd a vendégek gyakorlatban is megismerhették az analóg mérőautomaták, a Raskin panell-lyukasztógép munkáját és TGE-rendszer tervezési fázisait. A látogatók átfogó képet kaptak a Telefongyár számítástechnikai fejlesztéséről is.



KONTAKTA

1725 Budapest, Pf. 16.

Telefon: 279-200

Telex: 22-4399

ELEKTRONIKUS BERENDEZÉSEK EGYENFESZÜLTSGŰ TÁPEGYSÉGEI

Általában

Az elektronikus berendezések fontos eleme az elektronikát egy vagy több tápfeszültséggel ellátó tápegység. Az elektronikai áramkörök fejlődése ugrásszerűen megnövelte a tápegységekkel szemben támasztott minőségi követelményeket is. Munkánk eredményeként létrehoztunk egy adaptív-jellegű szabályzáson alapuló tápegységsorozatot, amelynek paraméterei azonosak vagy jobbak a hasonló élvonalbeli szériagyártmányokénál.

A tápegységcsalád mechanikai felépítésében illeszkedik a „Kontaset” Rack-rendszerhez, villamos paraméterei pedig alkalmazkodnak a felmerülő széles fogyasztói igényekhez.

A tápegységcsalád innovációs folyamata a Villamosipari Kutató Intézetben és a KONTAKTA Elektronikus Fejlesztési Osztályán realizálódott, illetve realizálódik.

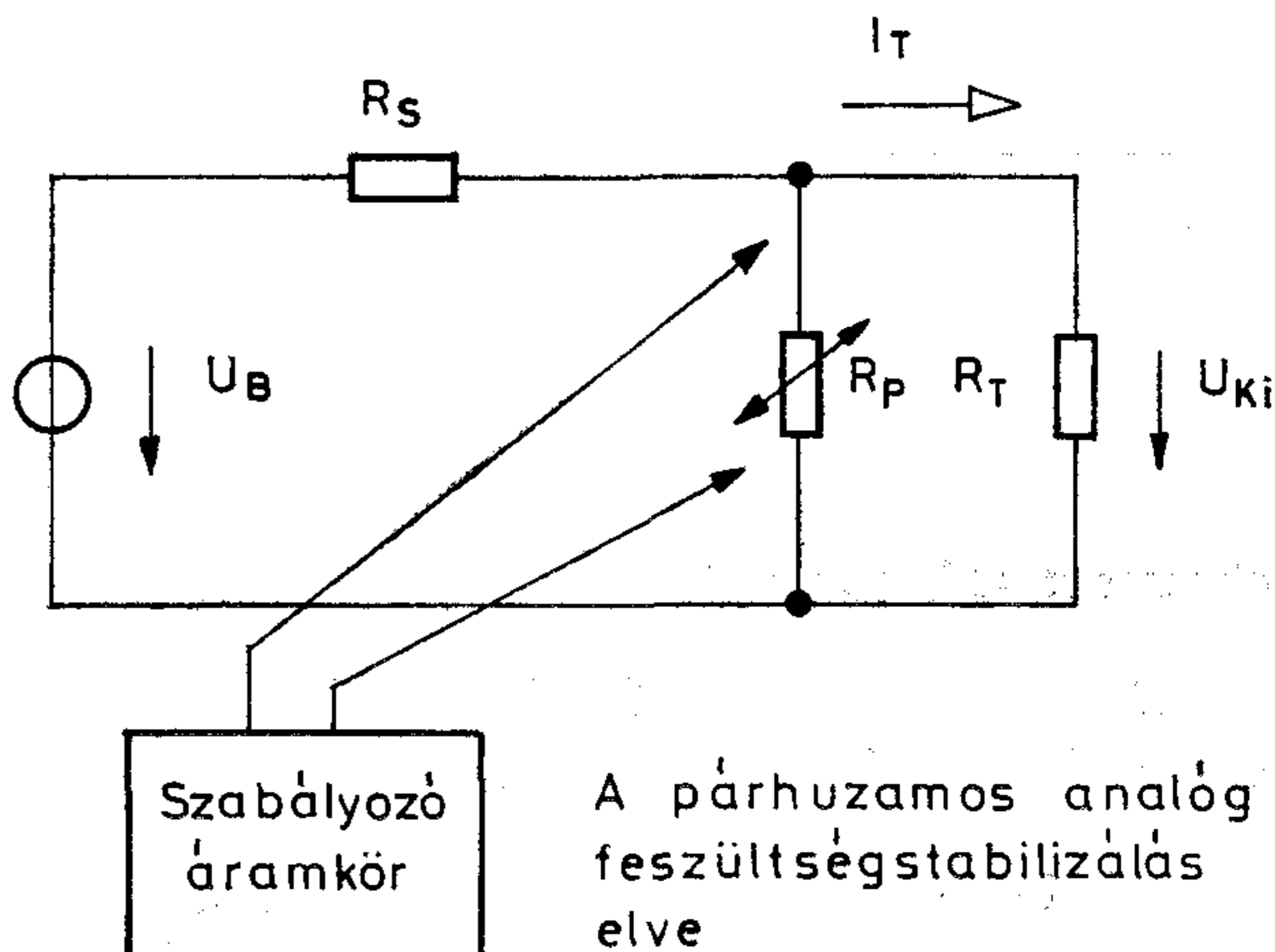
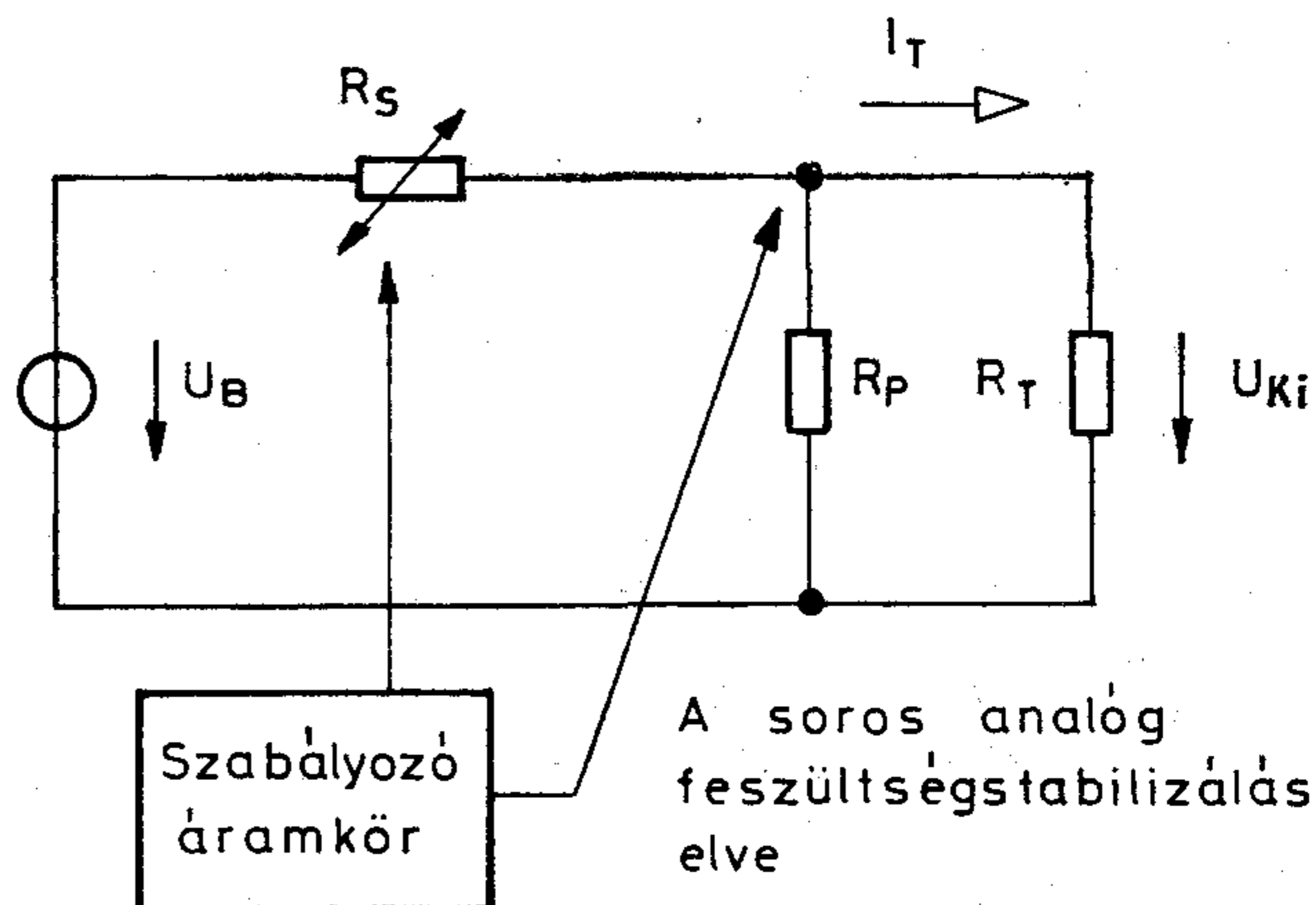
Alkalmazási terület

Az ipari hálózatok feszültsége és frekvenciája bizonyos határok között ingadozhat. E hálózatokból stabilizálás nélkül előállított egyenfeszültség ingadozása a legtöbb fogyasztó számára megengedhetetlen. Ezért a hálózati feszültségváltozás, valamint a terhelőáramváltozás okozta feszültség-ingadozást a fogyasztók igényei szerint stabilizálni kell.

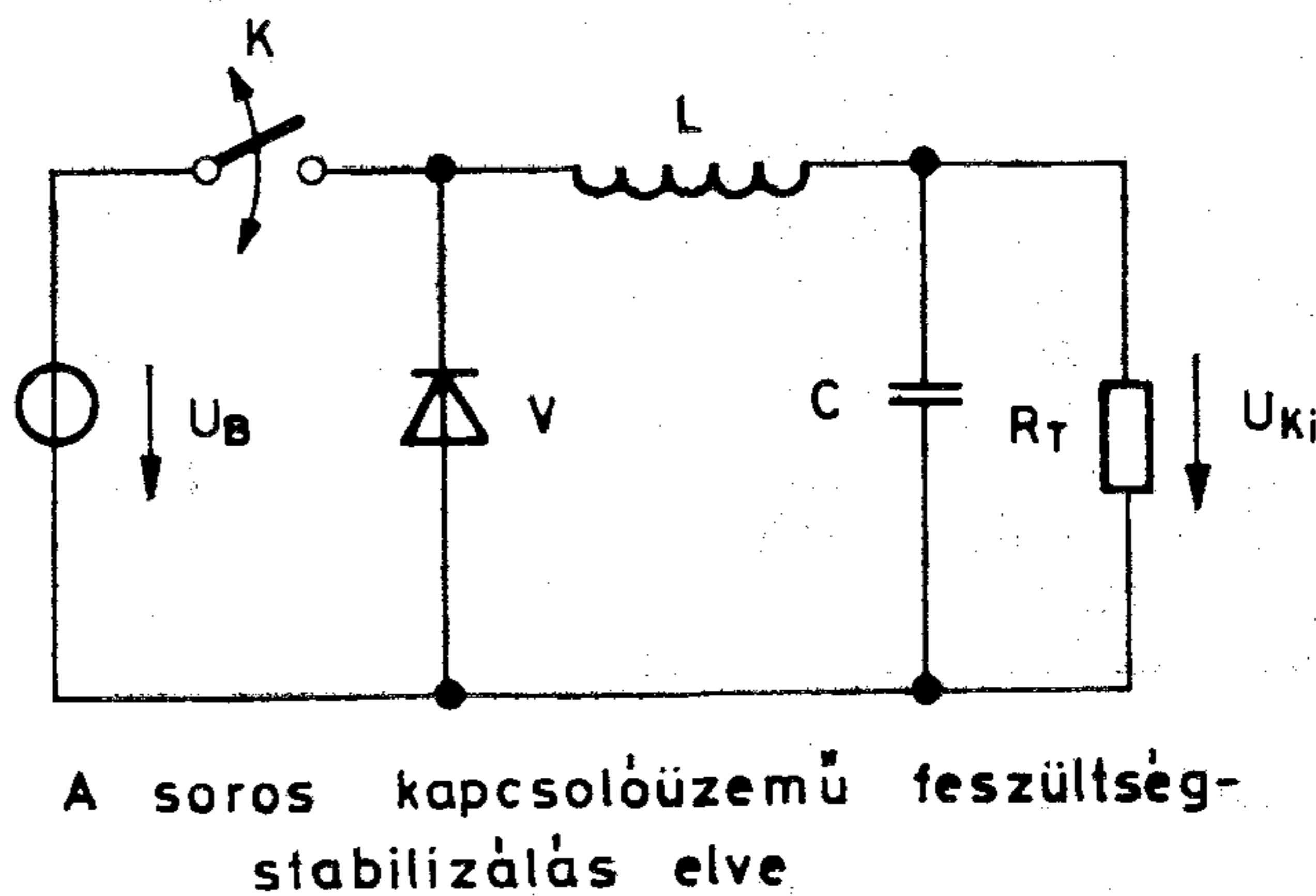
Azokat a berendezéseket, amelyek a váltakozó, vagy az egyenfeszültségű hálózatból stabilizált egyenfeszültséget állítanak elő stabilizált egyenfeszültségű tápegységeknek hívjuk.

Attól függően, hogy a tápegység váltakozó feszültségű, vagy egyenfeszültségű hálózatból állít elő stabilizált egyenfeszültséget AC-DC, illetve DC-DC átalakítókról beszélünk.

A stabilizálás elve szerint megkülönböztetünk analóg és kapcsolóüzemű stabilizátorokat. Az analóg feszültségstabilizátorok a változtatható feszültségosztók elvén működnek (1. ábra) [2, 3, 6]. A szabályozó elektronika úgy vezérli a változtatható ellenállást, hogy a kimeneti feszültség állandó legyen.



1. ábra



2. ábra

A változtatható ellenállás helyett a gyakorlatban szinte kizárólag bipoláris tranzisztorokat használnak. A kapcsolóüzemű feszültségstabilizálás azon az elven alapszik, hogy egy tápforrás periodikusan kapcsolt, majd egyenirányított feszültségét egy aluláteresztő szűrőre vezetve a kimeneti feszültség a tápforrás feszültségével és a kapcsoló bekapcsolási időarányával lesz arányos (2. ábra) [1, 4, 5, 9]. A vezérlő, szabályozó elektronika úgy változtatja a „K”-kapcsoló bekapcsolási időarányát, hogy a kimeneti feszültség állandó legyen. A „K” kapcsoló helyén a gyakorlatban tirisztort, GTO tirisztort, bipoláris tranzisztort, vagy teljesítmény FET-et használnak.

Az ipari alkalmazású stabilizált egyenfeszültség kimenetű tápegységekkel szemben támasztott követelmények

— Széles bemeneti feszültség és frekvenciahatárok között működőképes legyen.

Tekintettel arra, hogy az ipari hálózatok feszültsége $U_N \pm 10\%$ határok között ingadozhat, a tápegységnek minimum ilyen feszültséghatárok között működőképesnek kell lenni. A működési frekvencia 49–440 Hz között változhat.

— Bekapcsoláskor a bemeneti túláram minimális legyen.

Mivel a tápegységek egyik lényeges eleme a bemeneti szűrőegység, amely a bekapcsoláskor jelentős túlárammal terheli a tápláló hálózatot, gondoskodni kell a tápegység minimális túlárammal való bekapcsolásáról.

— A bemeneti túlfeszültségekre érzéketlen legyen.

A tápláló hálózatokon kapcsolási, kommutációs stb. okokból túlfeszültségek keletkezhetnek. Ezekkel a túlfeszültségekkel szemben a tápegységnek érzéketlennek kell lennie.

— Az alacsony bemeneti feszültség ne okozzon meghibásodást.

A tápláló hálózat feszültsége átmenetileg a minimális feszültségérték alá, esetleg nullára is csökkenhet. A tápegységet megfelelő védelemmel kell ellátni, amely kizárja az alacsony bemeneti feszültség okozta meghibásodást.

— Jó statikus és dinamikus szabályozási tulajdonságokkal rendelkezzen.

A fogyasztói igények szerint biztosítani kell, hogy a kimeneti feszültség mind statikusan, mind dinamikusan a terhelés által megkövetelt feszültség-határok között maradjon.

— Távérzékeléssel rendelkezzen. A fogyasztó a legtöbb esetben a tápegységtől távol helyezkedik el. A tápegységet a terheléssel összekötő vezetékek ellenállásán a terhelőáram feszültségesezt hoz létre. Ezért biztosítani kell, hogy a tápegység a fogyasztó közvetlen pontjaira szabályozzon.

— A távérzékelés megszakadása ne okozzon a kimeneten túlfeszültséget.

Abban az esetben, ha a távérzékelő vezetékek, vagy a vezetékek bármelyike megszakad, biztosítani kell, hogy a kimeneten túlfeszültség ne keletkezzen.

— Kimeneti feszültségbeállítathatósággal rendelkezzen.

A kimeneti feszültséget, a fogyasztó igényeinek megfelelően a névleges feszültségérték környezetében tetszőlegesen be lehessen állítani.

— Kimeneti túlfeszültség elleni védelemmel rendelkezzen.

Ha a kimeneten bármely okból túlfeszültség keletkezik a tápegység kimeneti feszültségét azonnal meg kell szüntetni.

— Távműködtetéssel rendelkezzen.

Gyakran szükség van a kimeneti feszültség letiltására, a bemeneti feszültségtől függetlenül. Ezért a tápegységek ún. „távműködtető” bemenettel rendelkeznek, amelyet aktivizálva a tápegység működése leállítható.

— A kimeneti feszültség minél rövidebb idő alatt és túllendülés nélkül álljon be a beállított értékre.

— A kimeneti feszültség hullámossága a fogyasztó számára megengedett határ alatt legyen.

— Nagy kimeneti feszültség fenntartási idővel rendelkezzen.

Ha a tápláló hálózat feszültsége a specifikált minimális érték alá, vagy nullára csökken, a tápegységnek még egy ideig biztosítania kell a névleges terhelés mellett a névleges kimeneti feszültséget.

Ennek az időnek olyan hosszúnak kell lennie, hogy a tápegységről táplált fogyasztó zavarmentesen (pl. számítógép adatvesztés nélkül) álljon le, illetve szünetmentes áramellátás esetén a tápegység kimeneti feszültségének csökkenése nélkül az átkapcsoló-automatika a tápegységet az egyik tápláló hálózatról a másikra át tudja kapcsolni.

— Kimeneti áramkorlátozás-beállítathatósággal, illetve rövidzárlat elleni védelemmel rendelkezzen.

— Széles hőmérséklet-határok között működjön.

— Környezetet zavaró hanghatást ne adjon.

A kapcsoló üzemű tápegységekben porkohászati úton előállított vasmagú transzformátorok mechanikailag rezegnek. Ha a működési frekvencia nem megfelelően van megválasztva, akkor ez kellemetlen zavaró hanghatást eredményez. Ebből a szempontból célszerű a működési frekvenciát 20 kHz környezetében meghatározni.

— A tápegységcsaládnak mechanikai szempontból moduláris felépítésűnek kell lenni. Ezt a követelményt a nagyobb elektronikus rendszerek egyszerű kiépíthetősége indokolja.

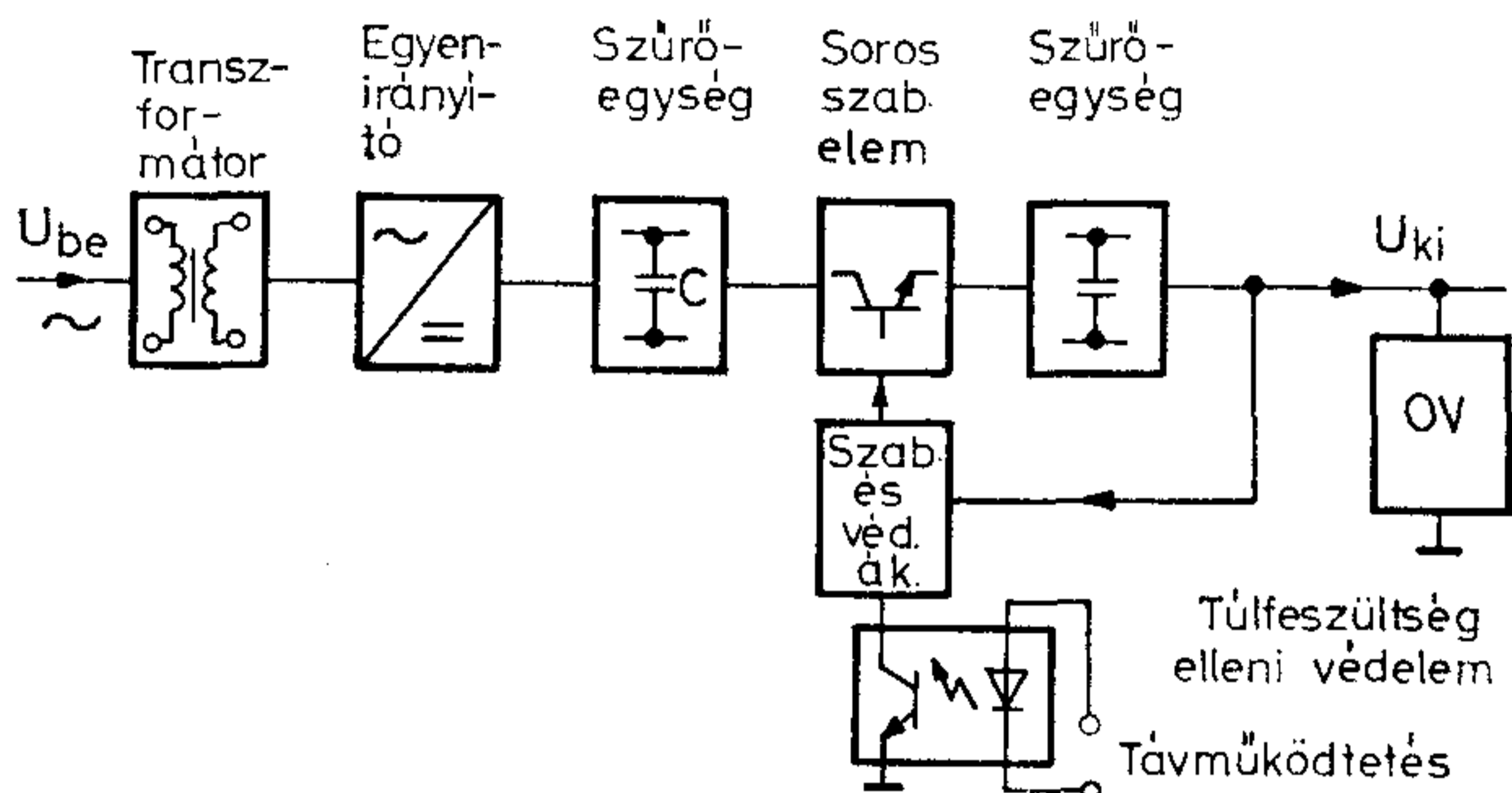
— A tápegységeket célszerű hőtechnikailag úgy méretezni, hogy a befoglaló szekrényben vagy dobozon belül kialakuló természetes légáramlat elegendő hűtő hatást biztosítson, így nem szükséges a mesterséges hűtés, amely kisebb költséget és nagyobb megbízhatóságot eredményez.

— A tápegységek konstrukciós felépítését az igénytelen üzemeltetés szempontjainak figyelembevételével kell kialakítani. Kerülnünk kell a felesleges kezelő, illetőleg beállító elemeket.

A TÁPEGYSÉGEK ELVI FELÉPÍTÉSE

Analóg tápegységek

Az analóg üzemű tápegységeket a gyakorlatban szinte kizárólag a 3. ábrán bemutatott blokk-séma szerint építik fel [2, 3, 5].



3. ábra. Az analóg feszültségstabilizátorral felépített tápegység elvi felépítése

A berendezés hatásfoka nagymértékben függ a bemeneti feszültség megengedett ingadozásától, valamint a szabályozó tranzisztor $U_{CE\text{ sat}}$ kollektor-emitter telítési feszültségésésétől.

Az analóg feszültségstabilizátorok előnyei:

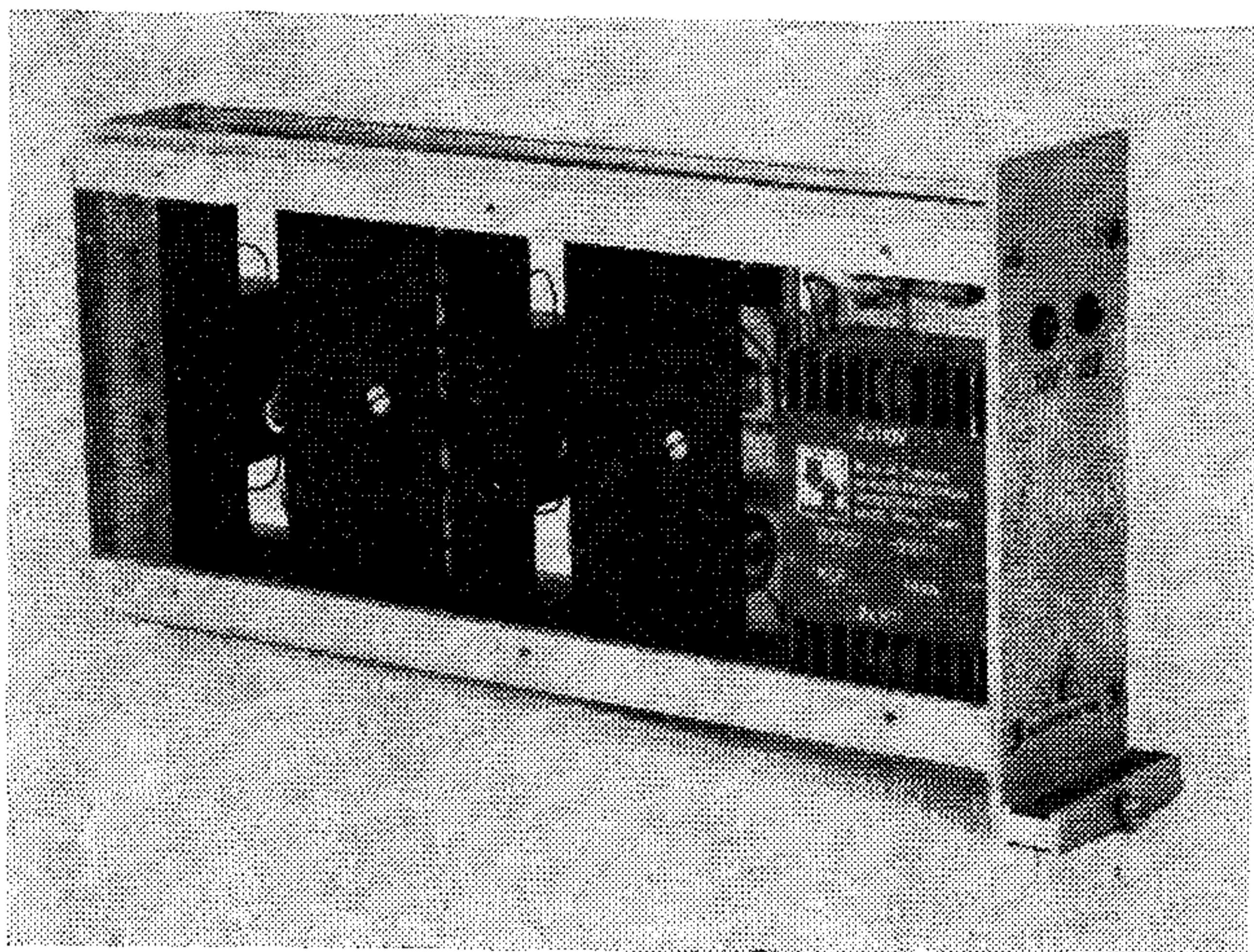
- a kimeneti feszültség kis hullámossága (néhány mV),
- jó tranziens viselkedés,
- alacsony RF zavar szint.

Hátrányai:

- kis hatásfok,
- nagy méret és súly.

Kis teljesítményű kettős analóg tápegységet mutat a 4. ábra.

A tápegység túláram, illetve rövidzárlat elleni védelemmel, kimeneti túlfeszültség elleni védelemmel és potenciál független tiltóbemenetekkel rendelkezik.



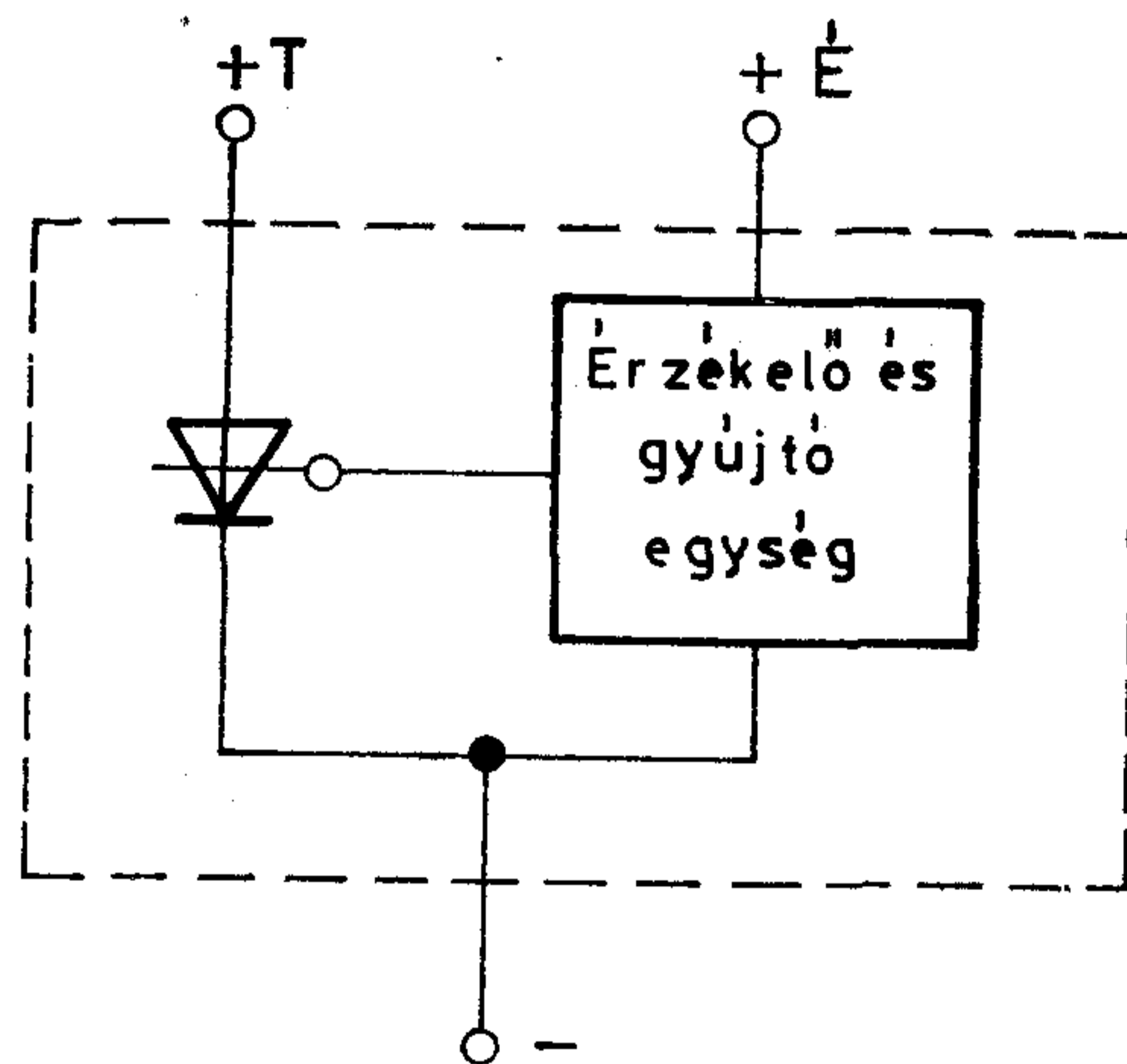
4. ábra

A soros szabályozóelemmel rendelkező tápegységek kimeneti túlfeszültség elleni védelme

Abban az esetben, ha a tápegység szabályozóáramkörre elromlik, vagy a soros szabályozóelem zárlatos lesz a kimeneten túlfeszültség keletkezhet, amely a legtöbb fogyasztó számára megengedhetetlen. Ezért a kimeneti túlfeszültséget a tápegység vezérlő, szabályozó áramkörétől függetlenül érzékelni kell és ezt a fogyasztóra még megengedett feszültség szinten — vagy alatta — korlátozni kell.

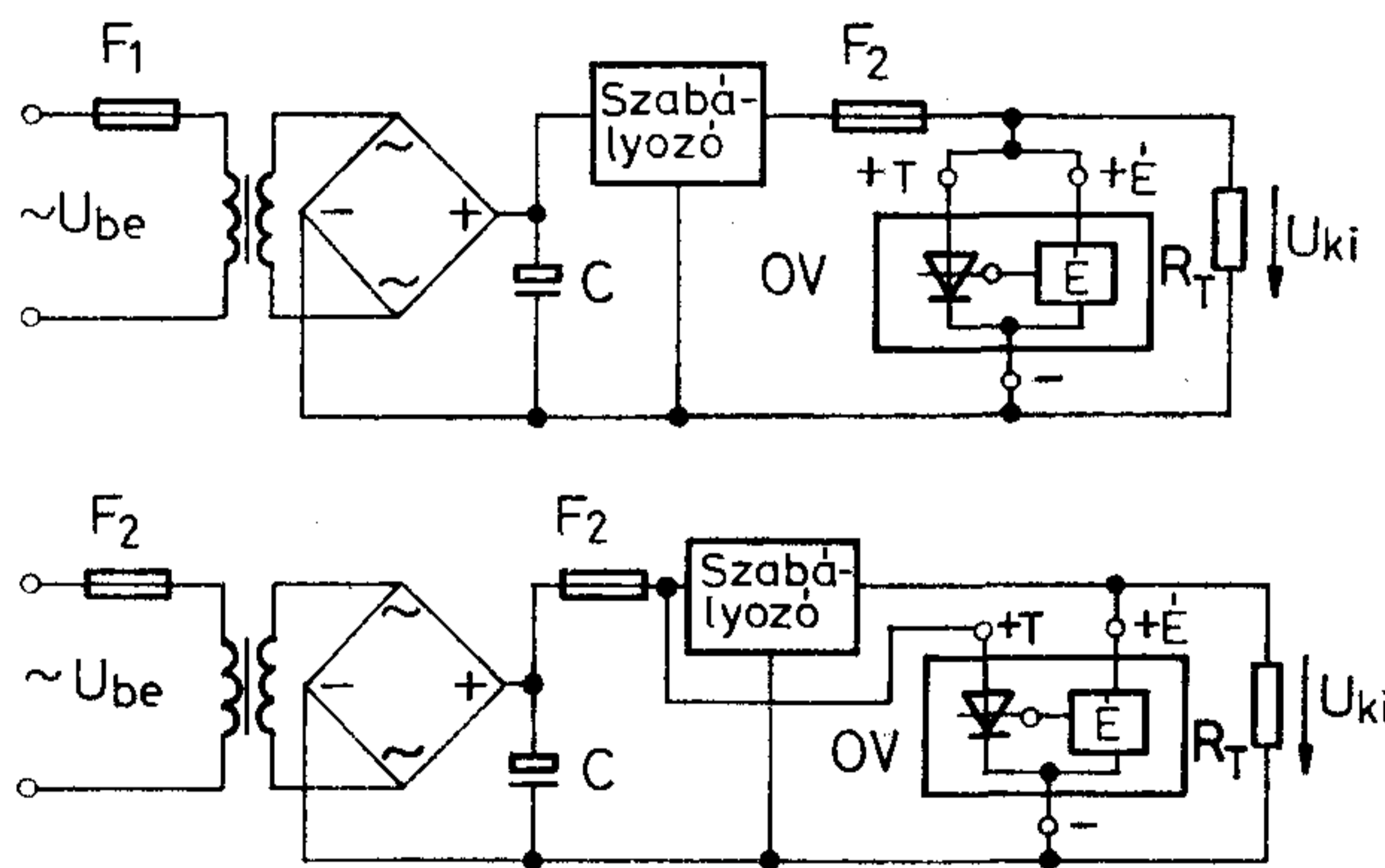
A kimeneti feszültség határolását a tápegység kimenetével párhuzamosan kötött túlfeszültség ellen védő elem (OV) biztosítja.

A túlfeszültség ellen védő elem blokk-séma szerinti tipikus felépítését az 5. ábra mutatja. Az alkalmazott



5. ábra

triggerelhető eszköz működését az érzékelő pontjaira kötött feszültség nagysága indítja el. Néhány tipikus alkalmazását a 6. ábra mutatja. Ha a feszültség az



6. ábra. A túlfeszültség ellen védő elem tipikus alkalmazásai

áramkörben beállított billenési feszültség fölé nő, az elem „begyűjt” és a vele sorbakapcsolt biztosítót kiolvasztja. Így miután a fogyasztó táplálása megszakad, a túlfeszültség tovább nem nőhet. Fontos, hogy a túlfeszültség elleni védelem rendelkezzen olyan zavar szűréssel, amely biztosítja az áramkör megfelelő zavarvédeltségét.

A túlfeszültség ellen védő elemek megszólalási feszültsége az 5 V, 12 V, 15 V, 18 V, 24 V, 27 V kimeneti feszültségű tápegységekhez illeszkedik.

Kapcsolóüzemű tápegységek

Az elmúlt években a gyártástechnológia fejlődésének eredményeképpen lehetővé vált nagy teljesítményű kapcsolóüzemű tápegységek építése.

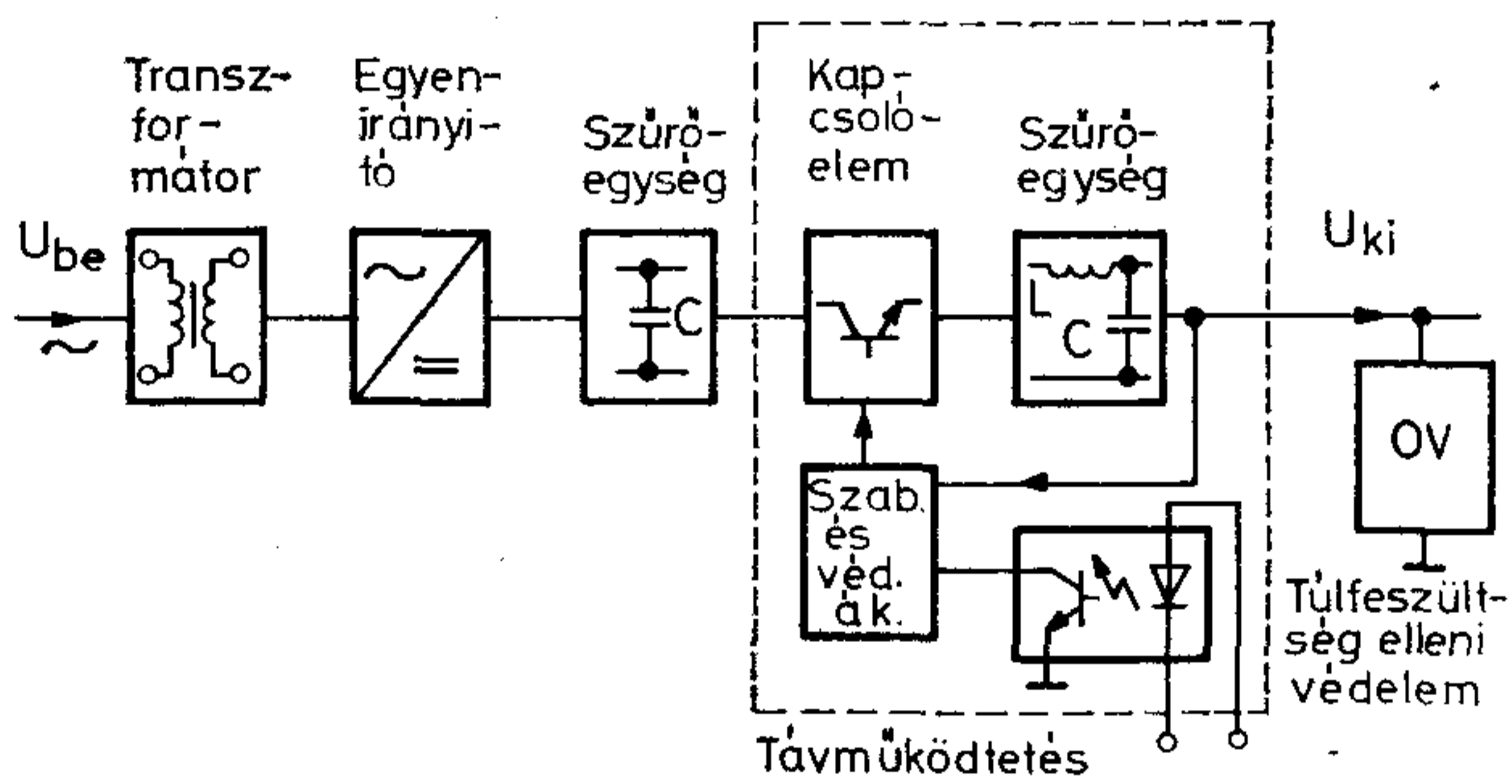
A kapcsolóüzemű tápegységek előnyei:

- nagy hatásfok,
- kis méret és súly.

Hátrányai:

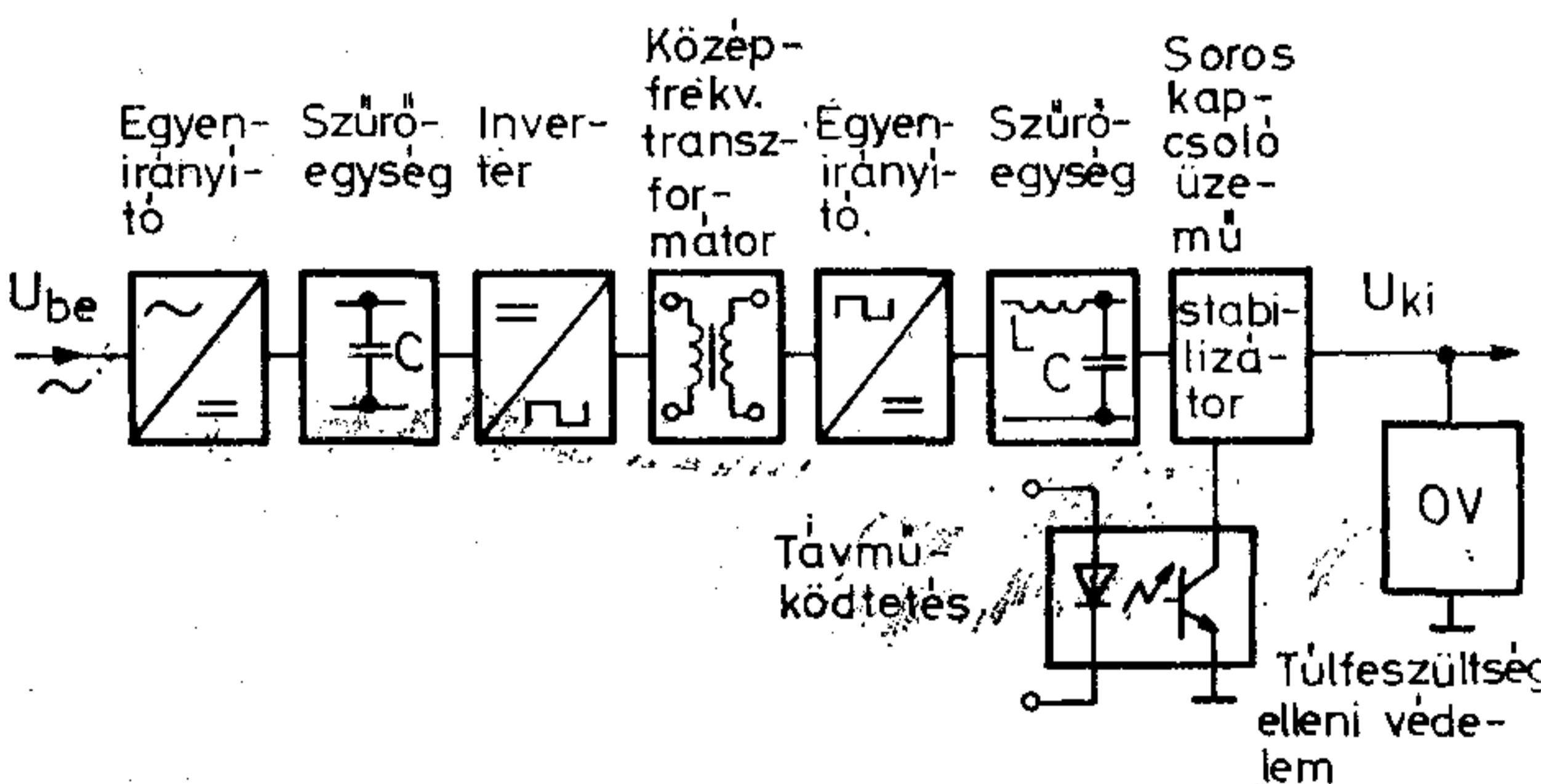
- az analóg tápegységekhez képest nagyobb az RF zavar, ezért nagyobb szűrőegységet kell beépíteni
- a kimeneti feszültség hullámossága az analóg tápegységeknél nagyobb,
- a tranziens viselkedés az analóg tápegységeknél rosszabb.

Néhány szigetelt leválasztást biztosító elvi megoldást mutat a 7–11. ábra [1, 9].



7. ábra. Soros kapcsolóüzemű stabilizátorral felépített tápegység blokk-sémája

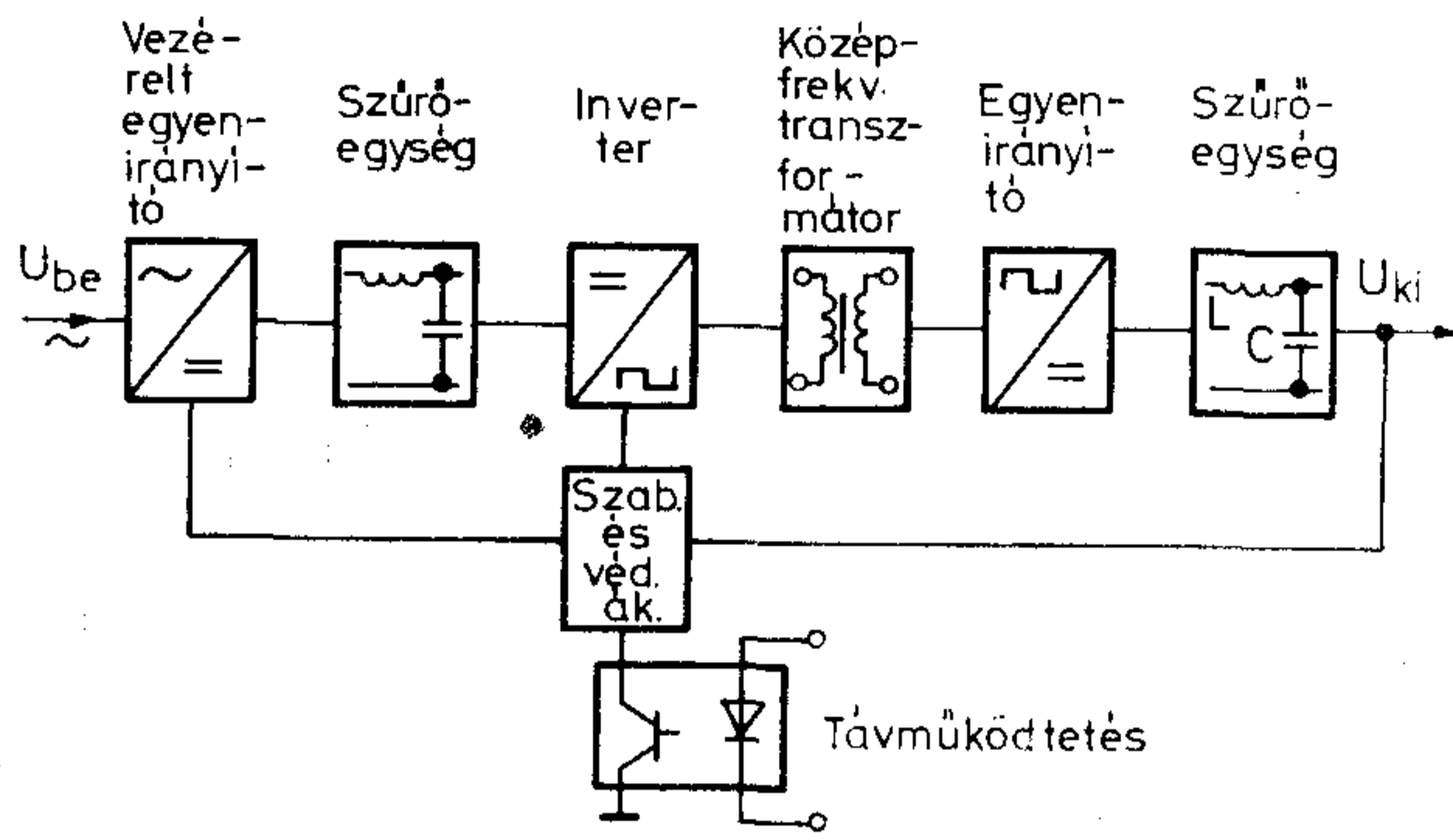
A 7. ábra szerinti soros szabályozóval ellátott kapcsolás előnye, hogy a hálózati transzformátor szekunder tekercseiről a tápegység segédtápfeszültségei egyszerűen előállíthatóak. Hátránya, hogy hálózati frekvencián működő transzformátort tartalmaz, ezért ezt a kapcsolási elrendezést csak kisebb teljesítményeknél használják.



8. ábra. Középfrekvencián működő inverterrel és soros kapcsolóüzemű stabilizátorral felépített tápegység blokk-sémája

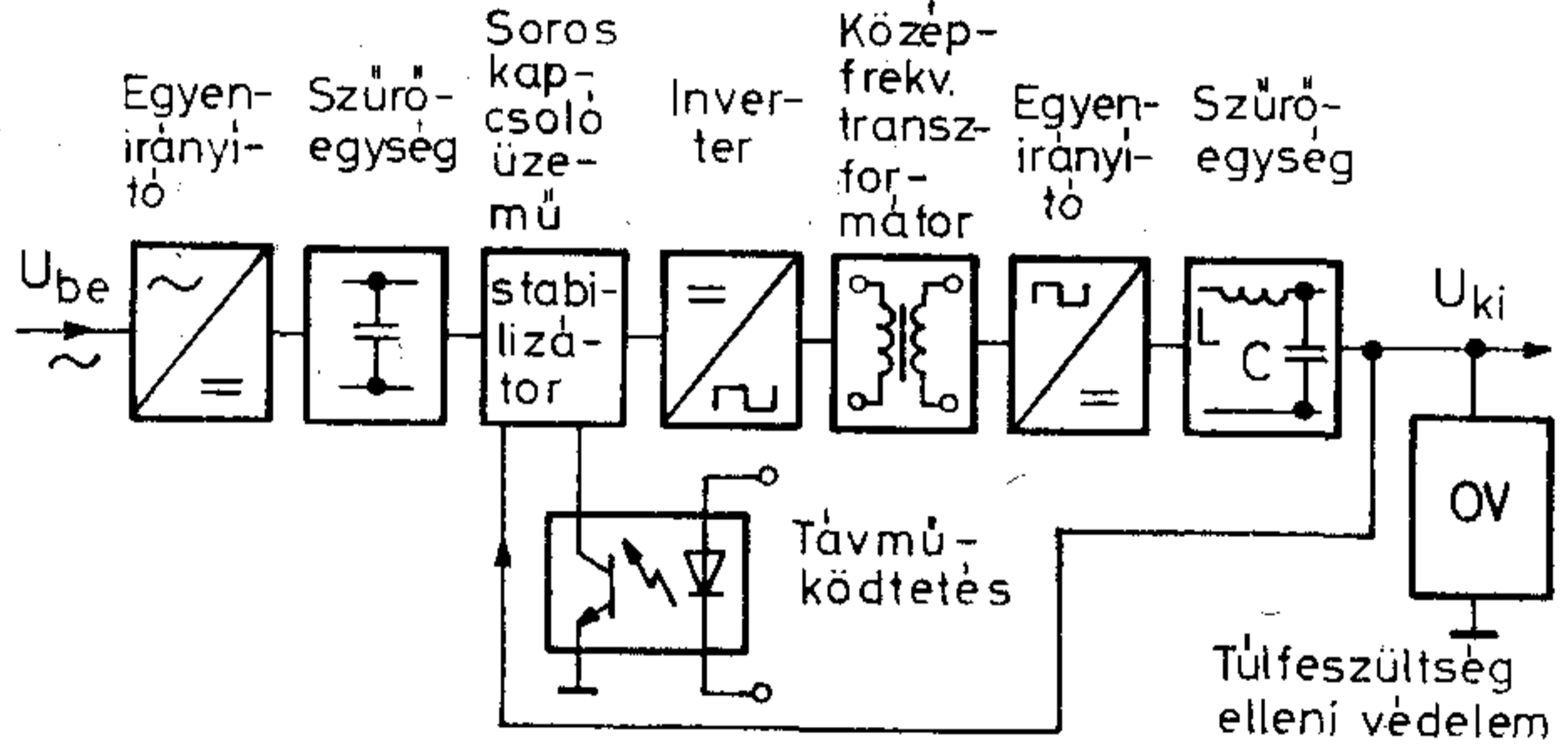
A 8. ábrán a 7. ábrához hasonlóan soros szabályozóval felépített a stabilizátor, azonban a hálózati

transzformátor helyett a stabilizálás nélküli egyenfeszültséget — a soros szabályozó bemeneti feszültségét — egy szabadonfutó inverter állítja elő. A stabilizátor előnye, különösen nagyobb teljesítmények esetén a méret és súlycsökkenés — nincs hálózati frekvencián működő transzformátor — hátránya viszont a bonyolultabb felépítés.



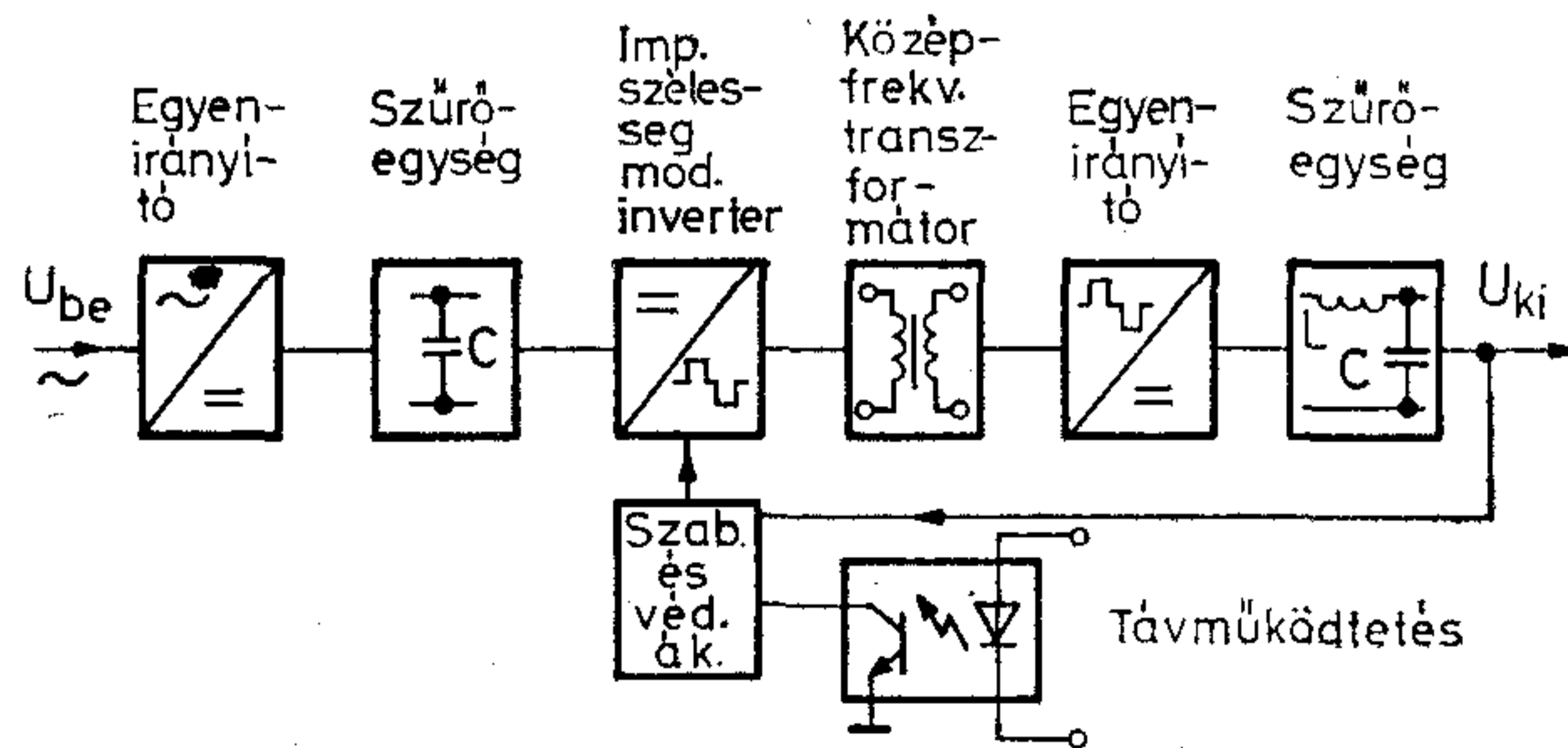
9. ábra. Vezérelt egyenirányítóval és középfrekvenciás inverterrel felépített tápegység blokk-sémája

A 9. ábrán egy vezérelt egyenirányítóval és középfrekvenciás inverterrel felépített szabályozó blokk-vázlata látható. A stabilizátor kimeneti feszültségét a vezérelt egyenirányító gyújtásszögének változtatásával lehet módosítani. A kapcsolás előnye az egyszerű felépítés, hátránya, hogy a vezérelt egyenirányító meddőteljesítményt hoz létre és a kiszabályozási idő a vezérelt egyenirányító miatt hosszú.



10. ábra. Soros kapcsolóüzemű stabilizátorral és középfrekvencián működő inverterrel felépített tápegység blokk-sémája

A 10. ábrán a soros szabályozó a nagyfeszültségű oldalon található és ezek után történik a középfrekvenciás szabadonfutó inverternél a szigetelt leválasztás. A kapcsolás előnyei és hátrányai megegyeznek a 8. ábra kapcsán tárgyaltakkal.



11. ábra. Impulzusszélesség modulált inverterrel felépített tápegység blokk-sémája

A 11. ábrán a legkorszerűbb megoldás látható. A bemeneti feszültség egyenirányítás és szűrés után egy impulzusszélesség modulált inverterre került, amelynek modulációs mélységét a szabályozó áramkör változtatja.

Ez az áramköri felépítés — azonos kimeneti teljesítményt feltételezve — a többi kapcsolóüzemű megoldáshoz viszonyítva a legegyszerűbb.

A 7. ábrán levő tápegység kimeneti túlfeszültség elleni védelme megegyezik az analóg-soros szabályozók túlfeszültség elleni védelmével. A 8., 9., 10., 11. ábrákon levő tápegységek védelmét az előbb említett megoldásokon kívül úgy is fel lehet építeni, hogy túlfeszültség esetén a kapcsolóelemek működésének tiltásával a kimeneti feszültséget a védelmi áramkör nullára csökkenti.

Tekintsük át röviden az egyes funkcionális egységekben alkalmazott alkatrészeket. A bemeneti egyenirányító egyfázisú táplálás esetén 1F, 2U, 2Ű, háromfázisú táplálás esetén — az egyes fázisok szimmetrikus terhelésére törekedve — 3F, 2U, 6Ű kapcsolás [4].

A 3F, 1U, 3Ű kapcsolást a nullavezetőn folyó egyenáram miatt általában kerülni szokták.

Ahol: F=fázis; U=utas; Ű=ütem.

A szűrőegység feladata az egyenirányított feszültség simítása. Kisebb teljesítmények esetén kondenzátoros, nagyobb teljesítmények esetén fojtótekerces és kondenzátoros szűrőegységet alkalmaznak. Ennek oka, hogy csak kondenzátoros szűrés esetén a tápláló hálózatot terhelő áram formátényezője rossz. A bemeneti szűrőegység feladata az említetteken kívül, hogy biztosítsa a tápegység, illetve a fogyasztók számára a megfelelő kimeneti feszültség fenntartási időt. Az impulzusszélesség modulált átalakító (inverter) teljes híd, félhíd, nyitóüzemű vagy záróüzemű kapcsolási elrendezés lehet, amelynek működési frekvenciája általában a hallhatósági határ felett van, így a tápegység működése gyakorlatilag zajtalan.

A főáramkörben bipoláris tranzisztort, teljesítmény FET-et, GTO-t vagy nagyfrekvenciás tirisztort használnak.

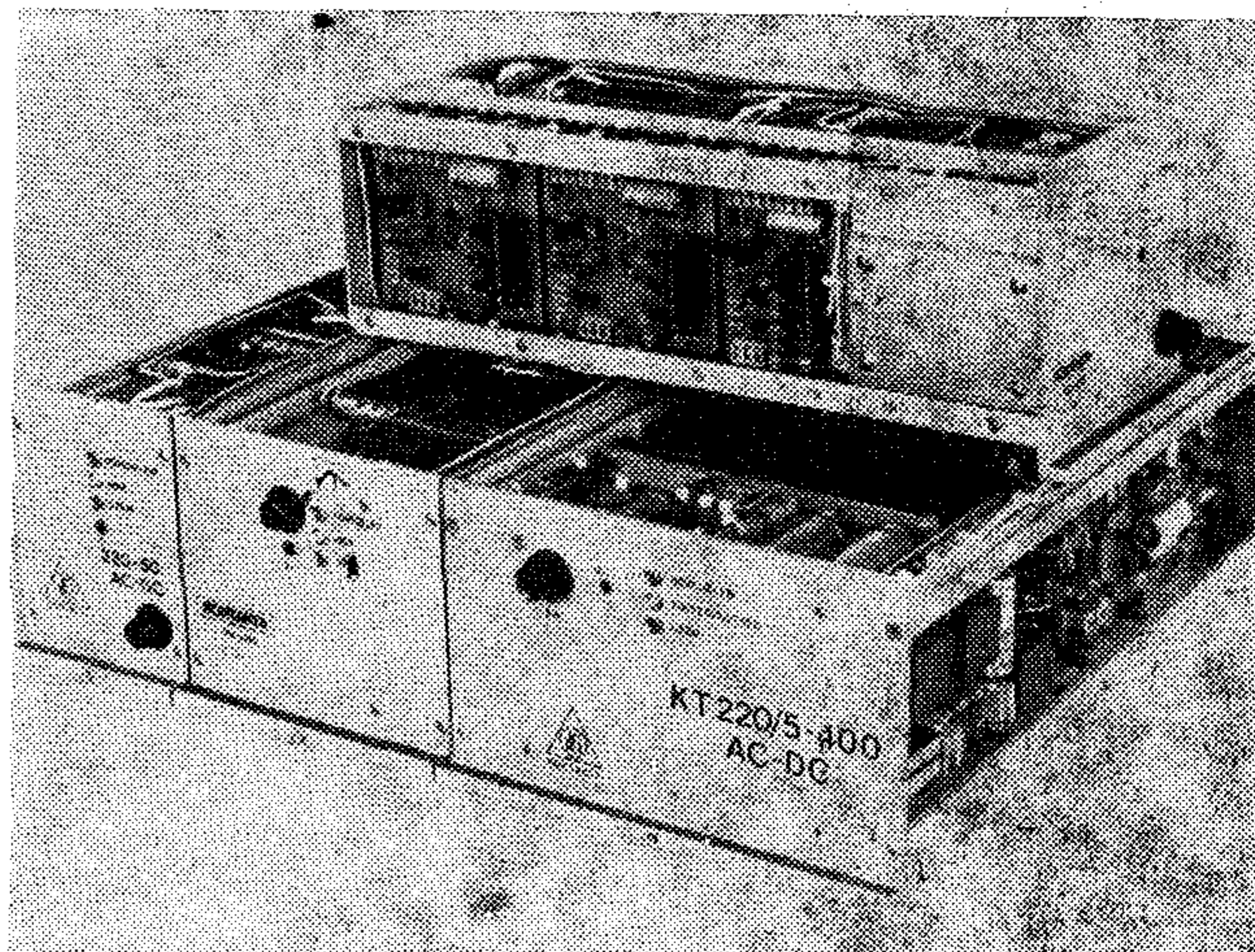
A főtranszformátort szinte kizárólag porvasból készítik az örvényáramú és a hiszterézises veszteségek csökkentése céljából [10]. Mivel a működési frekvencia magas, a kimeneti diódák kis záraskésési idővel rendelkező gyorsdiódák. 5 V és 12 V kimeneti feszültségek esetén Schottky-diódák, nagyobb kimeneti feszültségek esetén epitaxiális diódák [11., 12.]. A kimeneti szűrőegység felépítése; a kimeneti fojtótekerces is általában porvasból készül, míg a szűrőkondenzátor kis ESR, ESL értékű elektrolitkondenzátor [7., 8.]. A vezérlő-szabályozó áramkörökben magas logikai szintű áramköröket, az utóbbi időben szinte kizárólag CMOS áramköröket használnak a nagy zavartávolság miatt.

A több éves fejlesztő munka után kifejlesztett analóg tápegységek a 3. ábra szerint, a kisteljesítményű kapcsolóüzemű tápegységek a 7. ábra szerint, a nagy teljesítményű tápegységek pedig a 11. ábra szerint épülnek fel.

A nagy teljesítményű tápegységekben nyitóüzemű konverteráramkör került alkalmazásra, amelyek működési frekvenciája 25 kHz.

A kis teljesítményű kapcsolóüzemű tápegységek túláram, ill. zárlat elleni védelemmel, kimeneti túlfeszültség elleni védelemmel és a tápegység többi részétől potenciálfüggetlen tiltóbemenettel rendelkeznek. A kimeneti ellenállásuk $\pm \frac{U_n}{2I_n} \cdot 10^{-2}$ ohm határok

között folyamatosan változtatható. A nagy teljesítményű tápegységek az előbb említetteken kívül távérzékeléssel és beépített hővédelemmel is rendelkeznek. A 12. ábra néhány kapcsolóüzemű tápegység fényképét mutatja.

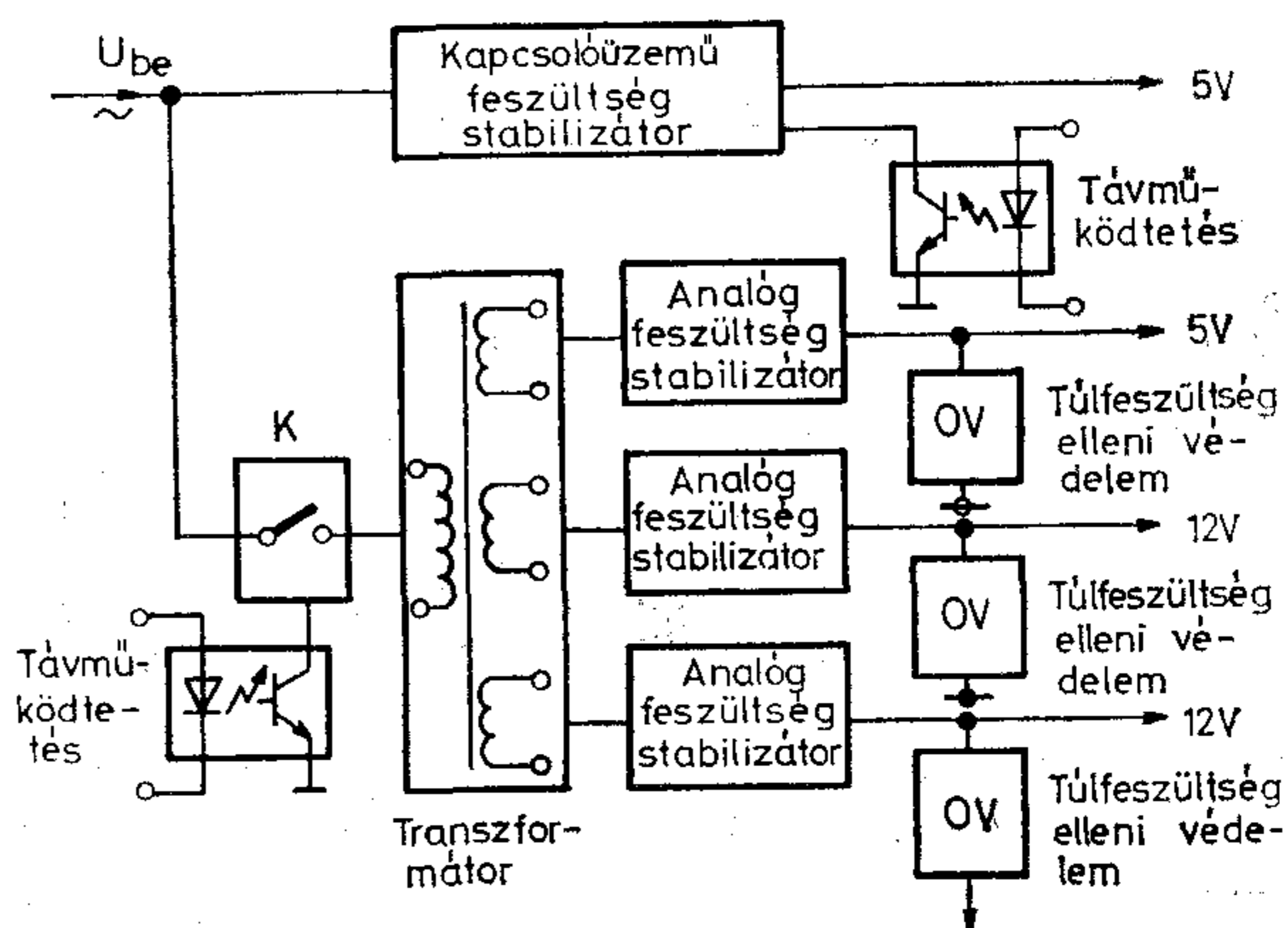


12. ábra

Több stabilizált kimeneti egyenfeszültséggel rendelkező tápegységek

Egyes fogyasztók működéséhez egyidejűleg különböző értékű tápfeszültségek szükségesek. Ilyenek például a lineáris áramkörök, mikroprocesszoros berendezések.

A tápegységcsalád egyes tagjait párhuzamosan és sorosan is lehet kapcsolni, így tetszés szerinti feszültségkombinációkat lehet előállítani. Mikroprocesszoros berendezések számára négy egymástól független kimeneti feszültségű tápegységeket fejlesztettünk ki. A tápegységek elvi felépítése a 13. ábrán látható.



13. ábra. Mikroprocesszoros berendezések táplálására készült tápegységek bloksémája

A nagyáramú tápegység rész kapcsolóüzemű stabilizátora a 11. ábra szerinti, míg a kisebb áramú kimenetek analóg stabilizátorokkal rendelkeznek, transzformátoruk közös. Külön távműködtető bemenete van a nagyáramú tápegység résznek, az analóg tápegységek viszont közös távműködtető bemenettel rendelkeznek. Mindegyik tápegység rész hővédelemmel és kimeneti túlfeszültség elleni védelemmel rendelkezik.

A tápegységek kialakítása, ipari bevezetés

E tápegységcsaládot a Villamosipari Kutató Intézet kutatásfejlesztési eredményeinek felhasználásával valósítottuk meg.

A megbízható működés feltételeit a beépített alkatrészek és a gondos gyártási technológia együttesen biztosítja.

A tápegységek mechanikusan a KONTASET-EUROKONT kártyarekesz rendszerbe illeszkednek.

Forgalomba hozatalával elsősorban a KONTASET-EUROKONT felhasználókat kívánjuk az egyenfeszültségű tápegységek tervezésétől és gyártásától terhelmentesíteni. Mechanikai kialakításuk azonban olyan, hogy más vázrendszerbe is beépíthetők.

A család bővítésére megkezdődtek a tokozott kivitel kialakításának előkészületei is.

Az alábbiakban megadjuk a tápegység család főbb műszaki jellemzőit, mechanikai méreteit és a rendelési szám képzésének módját. Ezek alapján felhasználóink mindenkor kiválaszthatják az adott követelmények kielégítésére legalkalmasabb típusváltozatot.

A mikroprocesszoros berendezések táplálására kifejlesztett tápegységek kimeneti feszültségei egymástól potenciálfüggetlenek, így lehetőség nyílik a feszültségek tetszőleges kombinációjára.

Az AC-DC tápegységek sorozatgyártását 1984 első fél évére, a DC-DC típusú tápegységeket pedig 1984. második fél évére tervezzük.

Molnár Károly
VKJ

Lakatos János
KONTAKTA

I R O D A L O M

- [1] The Switch Mode Series. Motorola Semiconductor Products Inc.
- [2] The Voltage Regulator Handbook. Texas Instruments Inc.
- [3] Voltage Regulator Handbook. National Semiconductor.
- [4] Electronic Power Control and Digital Techniques Texas Instruments Inc.
- [5] Compact 5-Volt Power Supplies Using High-Voltage Power Transistors. RCA Application Note AN-4509.
- [6] 60-Watt, 20-Volt Regulated Power Supply Using a Single Pass Transistor. RCA Application Note AN-4558.
- [7] Electrolytic capacitors: high-grade long-life aluminium types and their application in SMPS. Mullard Technical Information 30.
- [8] Electrolytic Capacitors for Output Filters of Switched-mode Power Supplies: discussion of

desirable characteristics Mullard Technical Information 20.

- [9] A survey of converter circuits for switched-mode power supplies. Mullard Technical Note 24.
- [10] Power-handling capability of ferrite transformers and chokes for switched-mode power applies Mullard Technical Note 31.
- [11] Using very fast recovery diodes in SMPS Mullard Technical Information 79.
- [12] Power Schottky Rectifiers: The Past, the Present, and the Future by Steve Devore and Jerry Walton. Motorola Inc.

MŰSZAKI ADATOK

MŰKÖDÉSI ELV

Egycsatornás tápegységek 10–1000 W	kapcsoló üzeműek
Többcsatornás tápegységek 5–250 W	analóg üzeműek
kivételt képeznek az 5 V/10 A és 5 V/40 A csatornák, amelyek	kapcsoló üzeműek

KIMENŐ FESZÜLTSEÉG

(U_{ki} névl.) pontossága	$\pm 0,2\%$ (a referencia feltételek mellett)
szabályozhatósága	$\pm 10\%$ (beépített potencióméterrel)

MŰKÖDÉSI HŐMÉRSÉKLET TARTOMÁNY ($T_{körny.}$)

a) 0-tól +60 °C-ig	csak külön rendelésre
b) –25-től +60 °C-ig	
Megjegyzés: 40-től +60 °C-ig	2%/°C kimenő áramcsökkentéssel

ZAJ és BRUMM

100 mV_{cs-cs}

TARTÁSI IDŐ

56 ms (a referenciafeltételek mellett)

HŰTÉS

konvekciós hűtés

Referencia feltételek

U_{be} ref.	220 V $\pm 2\%$, 50 Hz
I_{ki} ref.	$0,5 \cdot I_{ki \max.}$
$T_{körny.}$ ref.	20 ± 2 °C

Járulékos hibák

Hálózati feszültség függés	$\pm 0,1\%$
Terhelésfüggés	$\pm 0,1\%$
Hőmérséklet- ($T_{körny.}$) függés	$\pm 0,03\%/^{\circ}\text{C}$
ahol U_{be} , I_{ki} és $T_{körny.}$ a specifikált tartományon belül tetszőleges érték	

Szolgáltatások

Távérzékelés *	A
Túláramvédelem	B
Túlfeszültség-védelem	C
Hővédelem *	D
Távkapcsolás	E
Bekapcsolási lökőáram korlátozás	F

(* többcsatornás tápegységben csak
5 V/10 A-es
5 V/40 A-es csatornáknál)

Szigetelési adatok

ÁTÜTÉSI FESZÜLTTSÉG

– a bemenet és a kimenet között	} 2,5 KV _{eff.} /1 perc (50 Hz)
– a bemenet és a megérinthető fémrészek között	
– a kimenet és a megérinthető fémrészek között	

EGYCSATORNÁS AC–DC ÉS DC–DC TÁPEGYSÉGEK

Kimenő teljesítmény	10-27W						50W						100W					
Kimenő feszültség U _{ki} [V]	5	12	15	18	24	27	5	12	15	18	24	27	5	12	15	18	24	27
Terhelő áram I _{ki max} [A]	2	1,2	1,1	1,1	1	1	10	4,2	3,3	2,8	2,1	1,8	20	8,3	6,7	5,5	4,2	3,7
DC tápfeszültség U _{be}	5V ^{+5%} 12, 15, 18, 24, 27V ^{+10%} _{-20%}						12, 24, 48V ^{+10%} _{-20%}						24, 48, 220V ^{+10%} _{-20%}					
AC tápfeszültség U _{be}	220V (127V) ^{+10%} _{-20%} 50 (60) Hz																	
Szolgáltatások	B, C, E						A, B, C, D, E, F											
Méret	b						d						f					
Kimenő teljesítmény	200W						400W						1000W					
Kimenő feszültség U _{ki} [V]	5	12	15	18	24	27	5	12	15	18	24	27	5	12	15	18	24	27
Terhelő áram I _{ki max} [A]	40	16,7	13,3	11,1	8,3	7,4	80	33,3	26,6	22,2	16,6	14,8	200	83,3	66,7	55,6	41,7	37
DC tápfeszültség U _{be}	48, 220V ^{+10%} _{-20%}																	
AC tápfeszültség U _{be}	220V (127V) ^{+10%} _{-20%} 50 (60) Hz																	
Szolgáltatások	A, B, C, D, E, F																	
Méret	g						i						j					

TÖBBCSATORNÁS AC–DC ÉS DC–DC TÁPEGYSÉGEK

mikroprocesszoros rendszerekhez

Kimenő teljesítmény	2x5W						30W	50W	75W	250W
Kimenő feszültség és kimenő áram U _{ki} I _{ki}	2x5V/1A	2x12V/0,4A	2x15V/0,3A	2x18V/0,3A	2x24V/0,2A	2x27V/0,2A	5V/1A 12V/1A 12V/1A } 3csat.	5V/1,5A 12V/2A 12V/2A } 3csat.	5V/10A 5V/1A 12V/1A 12V/1A } 4csat.	5V/40A 5V/1,5A 12V/2A 12V/2A } 4csat.
DC Tápfeszültség U _{be}	5V ^{+5%} 12, 16, 18, 24, 27V ^{+10%} _{-20%}						12, 24, 48V ^{+10%} _{-20%}		24, 48, 220V ^{+10%} _{-20%}	48, 220V ^{+10%} _{-20%}
AC Tápfeszültség U _{be}	220V (127V) ^{+10%} _{-20%} 50 (60) Hz									
Szolgáltatások	B, C, E						A, B, C, D, E, F			
Méret	a						c	d	e	h

A TÁPEGYSÉGCSALÁD TÍPUSSZÁMA ÉS A RENDELÉSI SZÁM KÉPZÉSE



	Megnevezés
0	AC-DC egycsatornás tápegység
1	DC-DC egycsatornás tápegység
2	AC-DC többcsatornás tápegység
3	DC-DC többcsatornás tápegység

	Kimenő jel
0	2x5W
1	10-27W
2	30W
3	50W
4	75W
5	100W
6	200W
7	250W
8	400W
9	1000W

	Tápfeszültség
0	220V (50Hz)
1	220V (egyen)
2	48V (egyen)
3	27V (egyen)
4	24V (egyen)
5	18V (egyen)
6	15V (egyen)
7	12V (egyen)
8	5V (egyen)

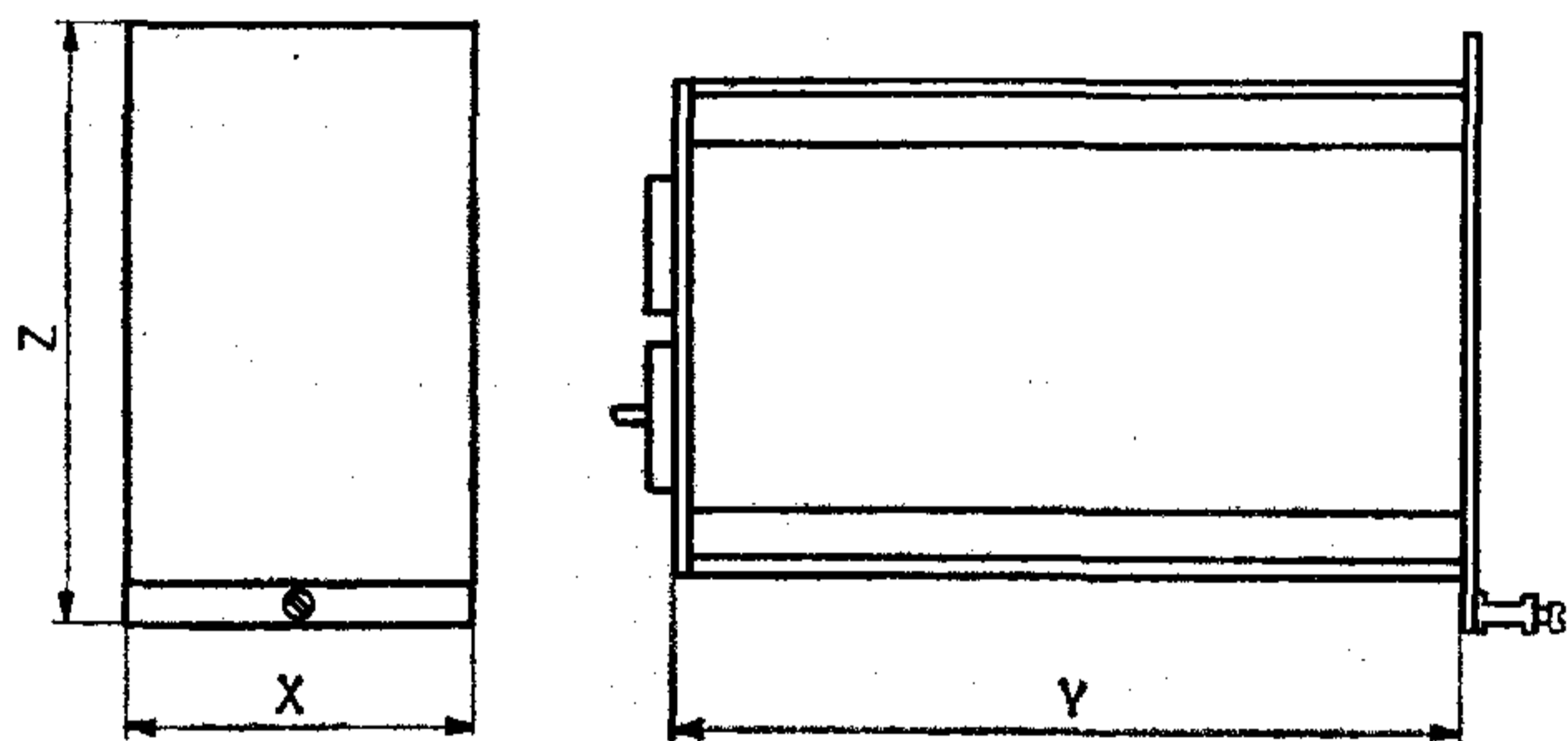
	Kimenő feszültség
0	5V, (2x5V)
1	12V, (2x12V)
2	15V, (2x15V)
3	18V, (2x18V)
4	24V, (2x24V)
5	27V, (2x27V)
6	3 csatornás (5V, 2x12V)
7	4 csatornás (2x5V, 2x12V)
8	48V (2x48V)

	Kivitel
0	Eurokont kazetta
1	Tokozott kiv.

Kivitel: -Kontaset Eurokont kazetta (a méretábrázat szerint) -tokozott kivitel (előkészület alatt)

A típuszám táblázat által biztosított variációs lehetőségek közül csak az előző táblázatokba foglalt változatok rendelhetők.

A KONTASET-EUROKONT KIVITELŰ TÁPEGYSÉGEK MÉRETADATAI



Jelölés	X [mm]	Y [mm]	Z [mm]
a	76,0	168,0	3E=128,5
b	60,7	351,0	
c	91,2		
d	137,0		
e	106,4		
f	137,0		
g	205,8		
h	205,8		
i	411,6		
j			

SZIGETELÉSI ELLENÁLLÁS

- a bemenet és a kimenet között
 - a bemenet és a megérinthető fémrészek között
 - a kimenet és a megérinthető fémrészek között
- 50 Mohm

Klímaállóság

Klímakivitel	normál, zárttéri
Raktározási hőmérséklet	-40-tól +85 °C-ig
Relatív légnedvesség	max. 80%

További információkat és katalógust a KONTAKTA Elektronikus Fejlesztési Osztályán (telefon: 478-316/902) lehet beszerezni.

KONTAKTA

KRYO-vákuumtechnika a mikroelektronikában

DR. BUDINCSEVITS ANDOR



ÖSSZEFOGLALÁS

A szerző ismerteti a kryo-vákuumtechnika alkalmazásának lehetőségeit a mikroelektronikában. Az elméleti alapok tárgyalását követően részletesen foglalkozik a kryo-szivattyúzás módszereivel és különböző eszközeivel, így a Stirling-ciklusú hűtőgép alkalmazásáról részletesebben is ír.

A mélyhűtéses ultravákuumtechnika és a szivattyúzási rendszerek az elmúlt évek során mind az alap kutatás szinten, mind a vákuumipar területén jelentős haladást értek el. A kryo-vákuumtechnika kutatási köre kibővült a tisztavákuum terek s az atomi-tiszta gázmentes vákuumfelületek témakörével. Ezek alkalmazása az integrált vékonyréteg-áramkör-struktúrák, a chippek és mikroprocesszorok gyártástechnológiája. A félvezető szilíciumlapkák a chippek bonyolult gyártásának kibontakozásában fordulami változást hozott a kryo-vákuumszivattyúzás bevezetése.

A modern vákuumtechnika az elmúlt két évtized alatt átalakult a szilárdtestek, tiszta vákuumfelületek és vékonyrétegek fizikai tudományává, ekkor kezdtük megérteni a szilárdtestek felületén a gázoknak és a gőzöknek a kondenzációját, a molekulák és az atomok migrációját, szorpcióját s gázoknak szilárdtesteken keresztül történő permeációját. Tanulmányozni kellett az atomi tiszta felületeket, anélkül, hogy a maradékgázok újra befednék. Felismertük a gázok szabad úthosszából származó falütközések, a Knudsen-terek jelentőségét, megtudtuk és észleltük, hogy még ultravákuumban is marad a szilárdtestek felületén egy igen vékony monoatomos gázréteg és ez a gyakorlatban az adszorpciós és kemisorpciós kötési energiával egyenértékű hővel eltávolítható, vagy ion-bombázással a gázrészecskék felszabadíthatók. Az ilyen módon megtisztított atomosan tiszta felületek megtarthatók akár 1-2 órára a technológiailag előírt műveletek időtartamára super-ultravákuumban, amely 10^{-10} – 10^{-12} torr nagyságrendű. Az ilyen vákuumfelületekre jellemző a t_b újra befedési idő, amely eltelik míg egy letisztított felületen a gázrészecskék a felületi ütközések folytán ismét egy monoatomos gázréteget képeznek.

Az az eredmény, hogy a már atomosan tiszta felületekre közvetlenül gőzölhetünk, idegen atomokat ion-implantálhatunk vagy epitaxiális gőzölés alkalmazásával egykristály vékonyrétegeket felvihetünk, a super-ultravákuum megfelelő ideig tartó fenntartásának köszönhető.

Szuper-ultravákuumot ma már hagyományosnak mondható getter ionszivattyúkkal is elérhetünk

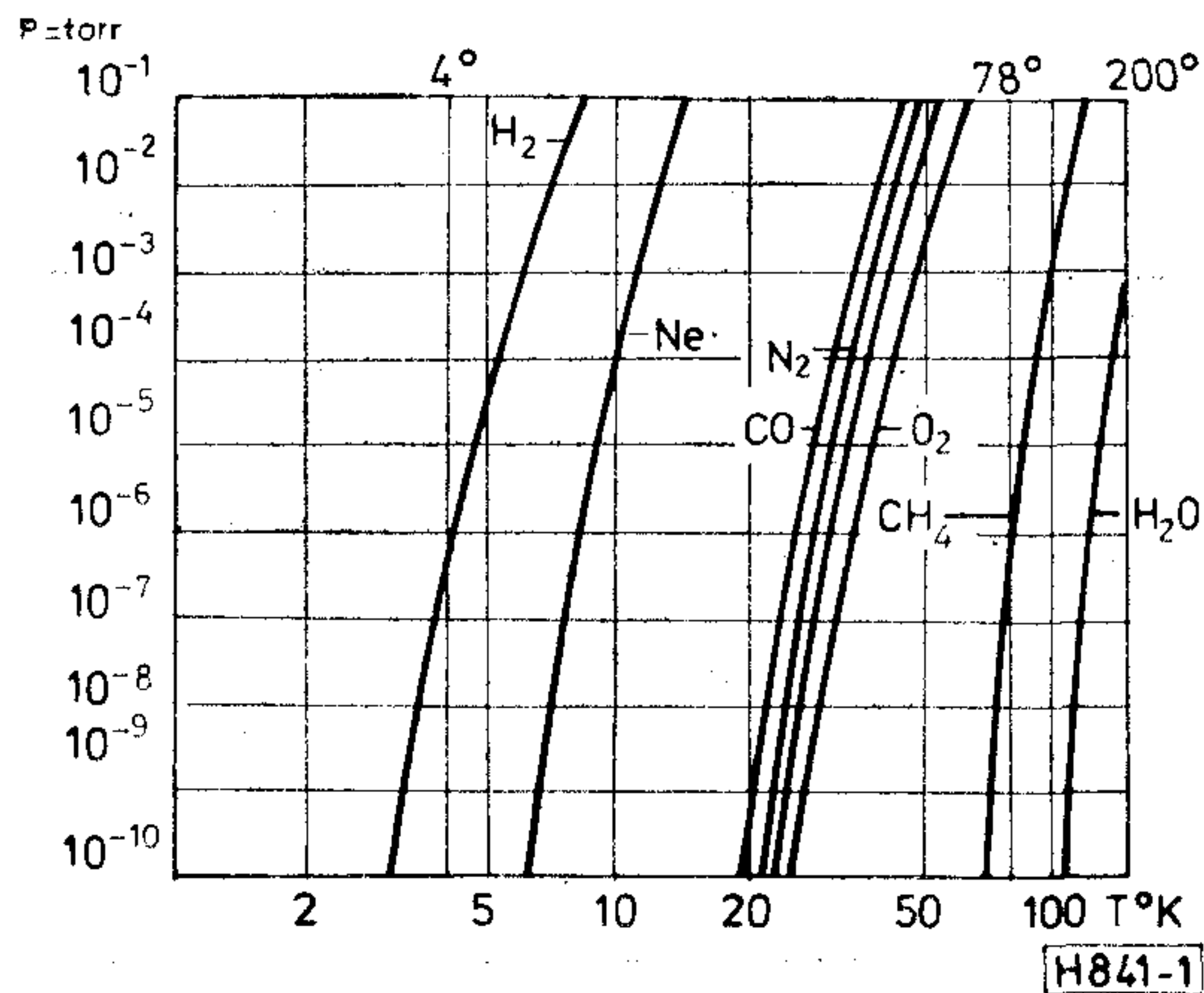
Beérkezett: 1982. VI. 22.

DR. BUDINCSEVITS ANDOR

Vegyéssz mérnöki oklevelet 1950-ben szerezte az ELTE-n. Kutatási témáin a TUNGSRAM, illetve az Egyesült Izzó Kutató Intézetében dolgozott. 1952-ben a műszaki tudományok kandidátusa lett. Az elektronemisszió terén eredményeket ért el. 1938-tól mikrohullámú csöveket fejlesztett és a háború alatt az

országos lokátor bizottság tagja. Ezekben az években mikrohullámú csövek fejlesztése volt fő feladata. 1950-től, a TKI-ban klisztron és magnetron gyártási technológiákat, fém-kerámia csöveket és kerámia eljárásokat dolgozott ki. Tudományos munkáját 29 szakadalomban és 23 publikációban írta le. 1953-ban Kossuth-díjjal, 1970-ben kutatási Nívó-díjjal jutalmazták. (Δ)

30–40 óra alatt, azonban a műveletek során felszabaduló gázok miatt fenntartásuk nem biztosítható. A fenti követelmény csak kryo-ultravákuum szivattyúval érhető el, a cseppfolyósított hélium 4,2 °K hőmérsékletén, mert ennél már minden gáz szilárd halmazállapotba kerül (1. ábra), és tenziójuk 10^{-14} – 10^{-16} torr nagyságrendben van, folyamatos fenntartása pedig 10^5 – 10^6 l/sec leszívási sebesség elérésével biztosítható.



1. ábra. Gázok parciális nyomása mélyhőmérsékleten

Korábban a kryo-szivattyúzást csak elvételre alkalmazták super-ultravákuum eléréséhez. A kryo-szivattyúzást hátráltatta a fejlődésben a vákuumkryosztátok költséges üzemelése, a cseppfolyós hélium beszerzésének nehézsége.

Gyorsan super-ultravákuumot iparszerűen előállítani hagyományos vákuumszivattyú eszközökkel nem lehet, mert azok max. szívási sebessége a 10^3 l/sec-ot nem haladja meg. A kryo-szivattyúk igazi jelentősége abban van, hogy az egyszer letisztított felületek fenntarthatók, sőt a gőzölés követ-

keztében felszabaduló gázkitörések sem változtatnak a tisztaatomos felületeken, ami az integrált-áramkör-struktúrák minőségi gyártásának alapfeltétele.

Jelentős haladást hozott a kryo-ultravákuum technikában, mikor zárt rendszerben összekapcsolták a nagy hatásfokú és e célra tervezett Stirling-ciklusú kis, kb. 1 kW teljesítményű héliumcseppfolyósító gépi berendezést az ultravákuumkryosztáttal a vákuumgőzölő kiszolgálására. Miután az egész rendszer üzemelése csak forgó mechanikai munkát igényel, előállítható 1-2 órán belül 10^{-11} torr szuper-ultravákuum, letisztított atomosan tiszta felületekkel.

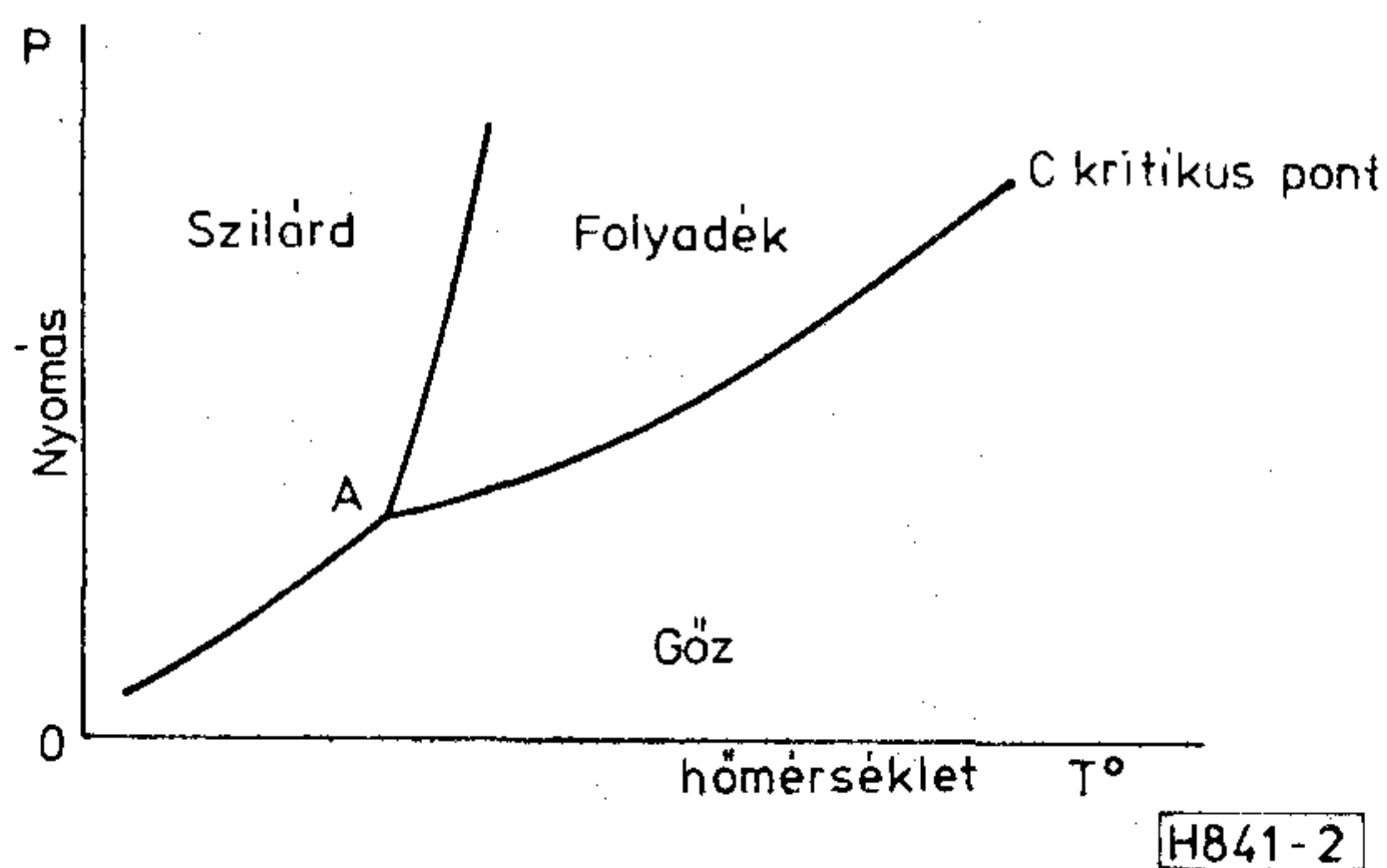
Már korábban számos szerző tanulmányozta mély hőmérsékletre hűtött felületeken gázok és gőzök kondenzációját, szorpcióját és diffúzióját, mikor a nagy szívási sebességek iránti igény mind sürgetőbben jelentkezett a nagy berendezések építésénél. Ilyen berendezések a szinkrociklotron részecskegyorsítók, tároló gyűrűk, világűr szimulátorok, újabban a termionukleáris plazmagenerátorok. — Valamivel később jelentkezett az igény a mikroelektronikában.

A kryo-vákuumtechnika bevezetése minőségi javulást hozott és a gyártási idő nyereségét okozta az elektronikai alkatrésziparban. Ez jelentős gazdasági előnyökkel is járt, hatására a multi chipek és mikroprocesszorok ára jelentősen csökkent.

KRYO-VÁKUUMTECHNIKA ELMÉLETI ALAPJAI

A szuper-ultravákuum getter- és ionszivattyúzás, valamint eszközei és módszerei és a kryo-szivattyútechnika között szoros vákuumfizikai összefüggés áll fenn, mégis módszereiben lényeges eltérést találhatunk, mikor gázokat és gőzöket mélyhőmérsékletű felületeken kondenzálunk és adszorbeáltatunk.

Ha a hélium mélyhőmérsékletére hűtött vákuumkryosztátot magas vákuumba helyezük, akkor annak felületén az összes maradék gázcseppkék adszorpció van der Waals erővel megkötődnek. A kryo-szivattyúzás aktív munka közege a cseppfolyós gázok, így a N_2 77° K-en, az Ne 30 °K-en, a H_2 20 °K-en, a He 4,2 °K-en cseppfolyós, tovább menve alacsonyabb hőmérséklet elérésére törekszünk, akkor $^4He/^3He$ izotóp elegyet használva kb. 1,2 °K-ig vagy párologtatós vákuumkryosztátot alkalmazva 0,9 °K-ig juthatunk. Kibővíthető még az adiabatikus mágnesztelenítés módszerével 0,15 °K hőmérsékletig is, ahol már a hélium tenziója eléri a 10^{-20} torrt.



2. ábra. Fázisdiagram, állapotábra

A kryo-szivattyúzásnál a H_2 és a He-on kívül a többi gázoknak nincs jelentőségük. A cseppfolyós N_2 , csak a kryosztátok, pl. a cseppfolyós héliumot szállító vákuumvezetékek hőárnyékolását, ill. hőszigetelését szolgálja.

A termodinamikából jól ismert fogalom a szilárd, cseppfolyós és gőzfázisra érvényes hármaspont-szabály. Eszerint, minden folyadék s annak gőzfázisa egymással érintkezve egyensúlyba kerülhet, ha sem gőz le nem csapódik, sem folyadék el nem párolog. Ez a fázisegyensúly különböző hőmérsékleten jöhet létre, de csak a gőzfázis egyetlen meghatározott gőznyomásán állhat fenn (2. ábra). A kryo-szivattyúzásnál az egyensúly határán a hármaspontnál kondenzálódnak, mikor a gáz-szilárd vagy gáz-folyadék fázisba kerülnek. Az 1. táblázat néhány fontosabb gáz hármaspontját és nyomását adja meg.

1. táblázat

Gázok	T_A °K	P_A atm.
N_2	63,16	0,124
O_2	54,36	0,001
H_2	13,96	0,071
4He	Nincs hármaspontja	

A kryo-szivattyúzás tanulmányozása a hatvanas évek közepétől új szakaszába érkezett. Megállapítást nyert, hogy a mélyhőmérsékleten történő gázbefogás több fizikai jelenség együttes hatásaként jön létre hűtött felületeken. Ilyenek a kryo-kondenzáció, a kryo-szorpció, a porózus felületek kryo-adszorpciója, valamint a kémiaailag kötött gázok kryo-getter szorpciója. A végvákuum javulásával a gázmolekulák ütközése gázmolekulákkal egyre ritkább lett a falütközésekhez viszonyítva, míg végül teljesen elhanyagolható, ekkor a molekulák áramlása sugárirányú és a kölcsönhatás a felületütközések számával arányos. Tehát a kryo-felületek tulajdonságainak meghatározása és méreteinek megállapítása a modern kryo-szivattyúk hatásosságának és teljesítményének számítását tették lehetővé.

A kryo-szivattyúzáshoz a legeredményesebben a gázok közül a héliumot lehet felhasználni és ezzel lehet a legmélyebb hőmérsékletet elérni. A héliumgáz normál nyomáson 4,22 °K hőmérsékleten cseppfolyósodik. A folyékony hélium vákuumban elpárologtatva eléri az alsó hőfokhatárt, a 0,9 °K-t. Ezen hőfokhatár elérése előtt 2,17 °K-nál a hélium II-es módosulata áll elő, ahol a hélium szuperfolyékonnyá válik, a λ -pontnál a cseppfolyós héliumnak rendkívül csekély a fajhője és aránytalanul megnő a hővezető képessége. Szuperfolyékonysági állapot áll be, jellemzője, hogy ezen a hőmérsékleten az atomok közötti távolság megfelel a De Broglie-féle hullámhossznak és már kvantumstatisztikai jelenségek lépnek fel. Ezért a fizikusok a szuperfolyékonny héliumot általában kvantumfolyadékknak is szokták nevezni. A cseppfolyós hélium szuperfolyékonysága kedve-

zően befolyásolja a párologtatós kryo-szivattyúzást azzal, hogy a héliumnak nincsen hármaspontja, ezért van lehetőség a hélium hőmérsékletének további csökkentésére. Ez szuper-ultravákuum előállítását és a rendszerben levő H_2 , valamint a permeációból származó hélium kondenzációját teszi lehetővé.

Normál nyomáson a héliumgáznak a kritikus állapota jól definiálható: megszűnik a folyadék s a felette levő telített gőz közötti különbség. A kritikus hőmérséklet az a pont, amely felett a gáz már nem cseppfolyósítható, mert a folyadék és a gáz sűrűsége egyenlővé válik. Ekkor a hideg héliumgáz belső hőtartalmának — az entalpiának Gibbs hőfüggvénye szerint a nyomás és térfogat szorzatának megnövelt értékével számolnak:

$$I = U \cdot V \cdot P$$

Tehát az entalpia, mint állapotjelző a termodinamikában egyértelműen meghatározott a rendszer állapotával és egyenlő az állandó nyomáson leadott hővel.

A kryo-szivattyúk szívássebességére különböző szerzők elméleti levezetésekkel kiindulva megkísérelték levezetni és kiszámítani az egységnyi felületek gázmegkötő sebességét. Minden esetben a gázkinetika törvényeiből számított eredményeket a mérésekkel összehasonlították. A J. J. Thibault, J. Roussel számításait alapul véve, a kryo-szivattyúk szívási sebességét N_2 és Ar gázokra számítva az időegység alatt, egységnyi hűtött felületre érkező N molekulák számából s a deszorbeált távozó gázmolekulák egyensúlyi nyomásából kiindulva az alábbiakat kapjuk.

Ha A a szivattyúzásban részt vevő összes gázmolekulák száma, melyek cm^2/sec alatt érkeznek a mélyhőmérsékletű felületre, akkor

$$\frac{dN}{dt} = \frac{A}{4} n_g \cdot v_g, \quad \text{ahol}$$

n_g = a hűtött felületre érkező gázmolekulák száma,
 v_g = a gázmolekulák közepes átlagsebessége:

$$v_g = \sqrt{\frac{8kT_g}{\pi m}}$$

Ha Q = a hűtött felületre áramló összes gázmolekulák száma, akkor

$$Q = P_g \frac{dv}{dt} \cdot \frac{dN}{dt} kT_g$$

ebből; $\frac{Q}{P} = \frac{dN}{dt} \cdot \frac{kT_g}{P_g}$, ahol

P_g = a befogott gázmolekulák száma, k = a Boltzmann állandó, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ joule/ $^\circ K$).

$$P_g = n_g \cdot k \cdot T_g$$

Legyen P_c = a deszorbeált gázmolekulák száma, S_m a kryo-szivattyú szívássebessége, akkor

$$S_m = A \sqrt{\frac{kT_g}{2m}} \left(1 - \frac{P_c}{P_g} \sqrt{\frac{T_g}{T_c}} \right)$$

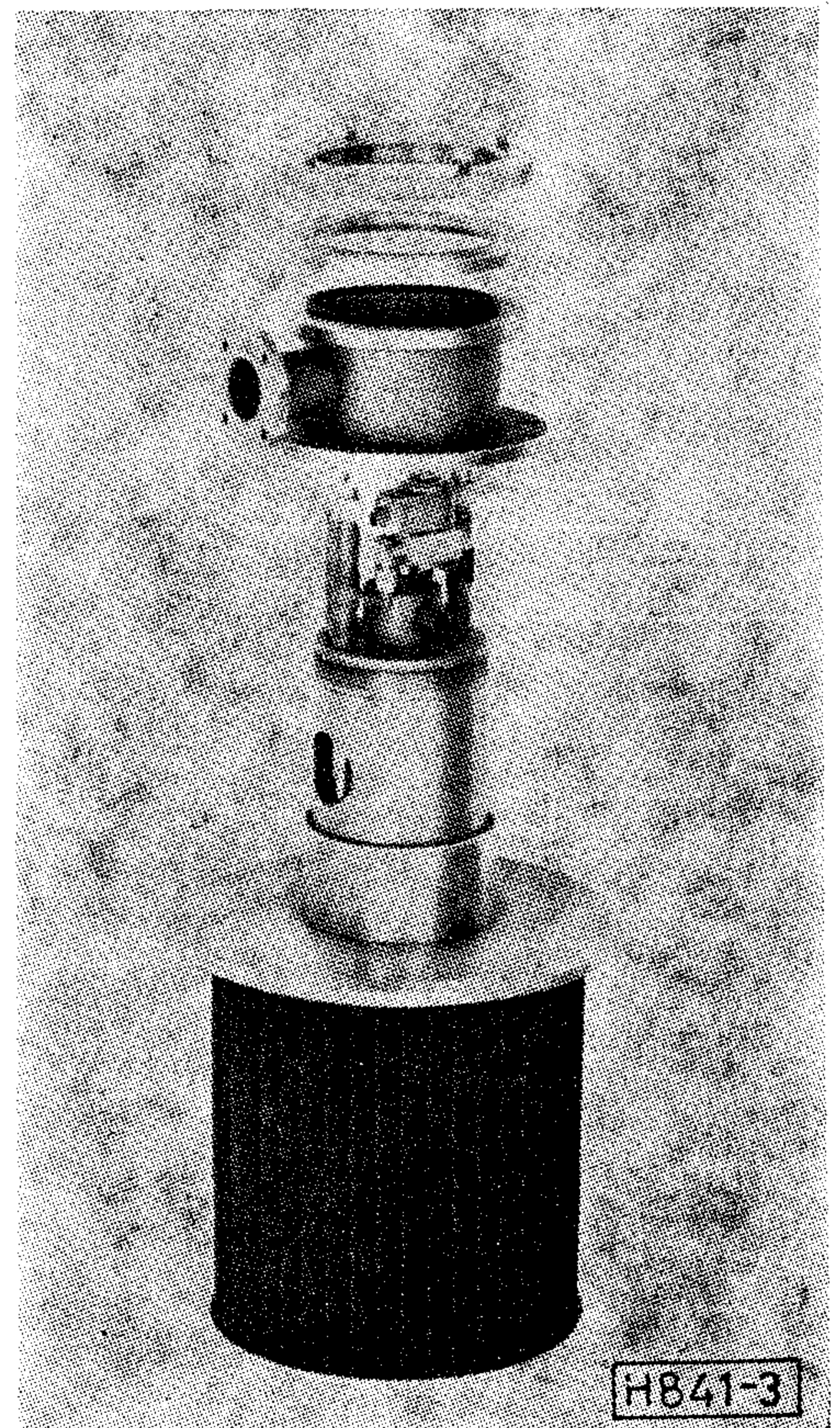
A kryo-szivattyú szívássebességének általános egyenlete azonban nem írja le teljesen a jelenségeket, csak megközelítő eredményt ad, mivel a $4,2$ $^\circ K$ -en cseppfolyós hélium forrásponti és ez alatti hőmérsékleten a gázok kondenzációja nem eléggé tisztázott. Mert nem veszi figyelembe a különböző gázokra érvényes α befogási tényezőt, valamint a különböző gázok kritikus megtapadási sebességét az 1 $^\circ K$ körüli hőmérséklettartományban.

A KRYO-ULTRAVÁKUUMTECHNIKA

A vákuumtechnikában alacsony hőmérsékletre hűtött csapdákat már korábban is alkalmaztak. A recipiens belső felületein okludált vízgőznek és a szivattyú aktív anyagának tenziójából származó gőzök megkötésére, mint pl. a higanygőzt. E célra rendszerint szilárd CO_2 + acetont használtak, mellyel 83 $^\circ K$ érhető el, vagy cseppfolyós N_2 -öt, mellyel 77 $^\circ K$ hőmérsékleten a vízgőz és egyéb gőzök kondenzálódnak.

Szuper-ultravákuum elérésénél akkor kezdtek először alkalmazni a mélyhőmérsékletre hűtött kryosztátokat a maradékgázok kondenzálására, mikor a deszorpcióból származó gázok mennyisége meghaladta a 10^{-8} – 10^{-9} torr-nál már lecsökkent szívósebességet; valamint ion-getter szivattyúk esetében, mikor a szívási idő jelentős csökkentését akarták elérni.

Szuper-ultravákuum szivattyúzására több m^3 űrtartalmú nagy berendezéseknél először merülő vagy más néven fürdő kryosztátokat alkalmaztak, ame-

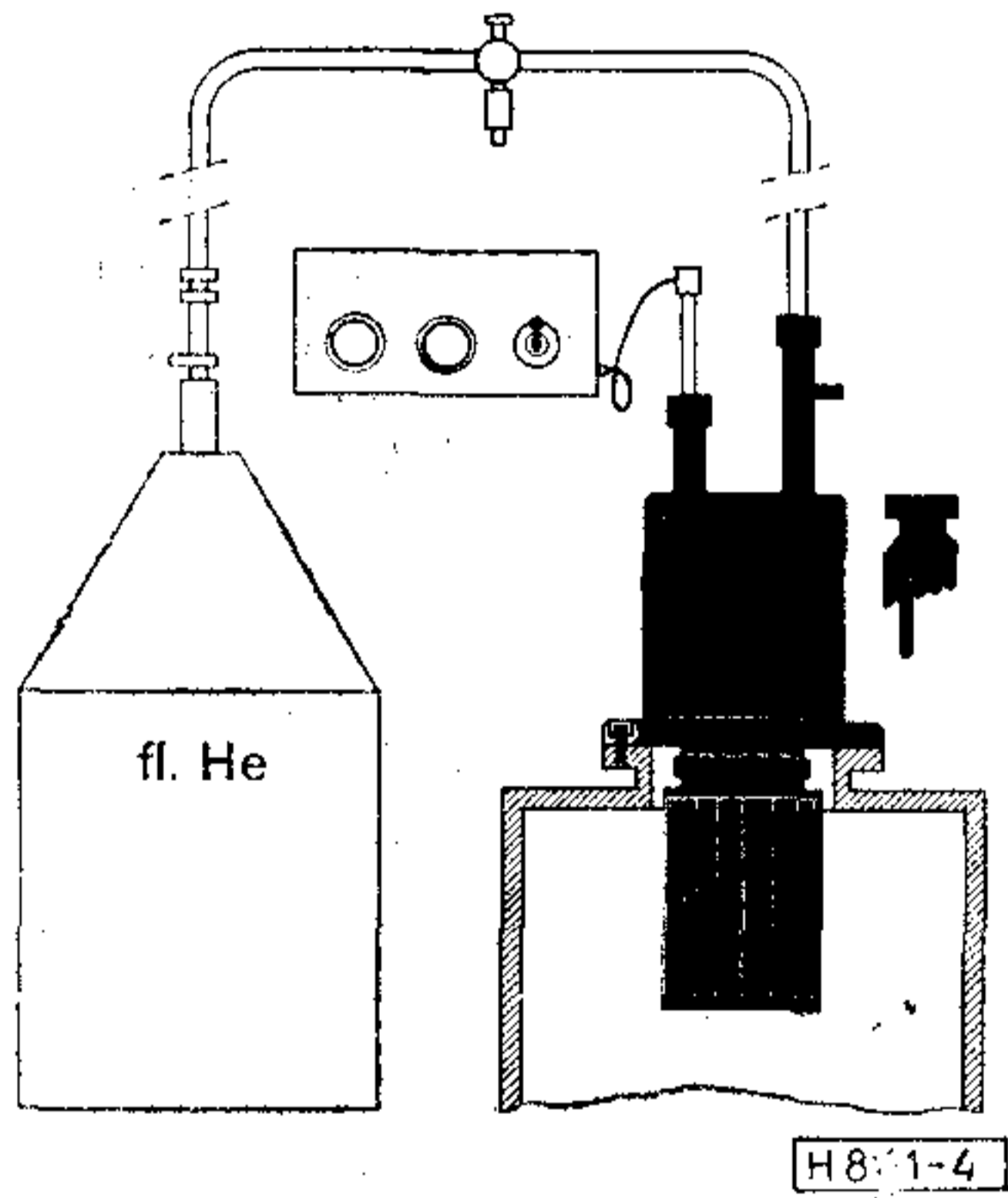


3. ábra. Merülő, vagy fürdő ultravákuum kryosztát

lyekkel H_2 esetén $20^\circ K$ -t és He $4,2^\circ K$ mélyhőmérséklet volt elérhető. A merülő kryosztátok hőki-cserélő edények és aktív felületükkel a vákuumtérbe vannak, jól zártak, anyaguk csekély permeációból származó gázt ereszt át, ezért vákuumban olvasztott krómaccélból készülnek. Kívülről vákuummal szigetelt vezetéken keresztül feltölthetők, egy megfelelő nagyságú tároló edényből cseppfolyós hidrogénnel vagy héliummal. A merülő kryosztátok H_2 -vel $20^\circ K$ -re és He -mal $4,2^\circ K$ -re hűlnek le, a 3. ábra egy merülő kryosztátot ábrázol.

A merülő kryosztátok szívási teljesítményét a méreésekből kiindulva elméletileg határozták meg a cseppfolyós hidrogénre, ugyanis 1 cm^2 nagyságú felület $20^\circ K$ hőmérsékleten $11,8\text{ l/sec}$ N_2 -es gázt képes megkötni. A gyakorlatban kryosztátok tervezésénél $6\text{ l/cm}^2\text{/sec}$ -mal szokás számolni. Tehát a kryosztátok szívási teljesítményét elsősorban a hőmérsékletük és a hűtött felületük nagysága határozza meg. Könnyen belátható, hogy a teljesítményük növelhető a felület nagyságával, bordázással és hűtőszárnyak alkalmazásával, amint az ábrán is látható. A kondenzációs felületeket kryoszorpciós és sugárzást csökkentő bevonattal is ellátják, rendszerint fekete platinkorom vagy finom szemcsés fémszirkon réteggel, amely kifűtött állapotban kryogetter hatást is kifejt.

Az ultravákuum-kryosztátok szívási teljesítményét azáltal is növelhetjük, ha az előkészítésnél az indulóvákuumban kifűtjük 10^{-5} – 10^{-7} torr-nál több órán keresztül 450 – $550^\circ C$ -nál. A vákuumrendszer és a kryosztát gáztalanítását mindaddig folytatjuk, míg a kifűtési hőmérsékleten elérjük a kryosztát induló vákuum nagyságát.



4. ábra. Merülő ultravákuum rendszer Kry. 5000 l/sec. kryosztáttal

Merülő kryosztátoknál, ha cseppfolyós hidrogént alkalmazunk, bizonyos idő után a vákuum lassú romlása tapasztalható. Ezt a folyadéknívó csekély mértékű csökkenése okozza, megszüntethető a kryosztát automatikus utántöltésével anélkül, hogy a kryosztát hőegyensúlya felborulna. Az automatikus utántöltés nívószintje gyakorlatilag 1 mm -en belül tartható. A merülő kryosztátoknál a hűtőfolyadék takarékos felhasználására, módosított hűtési technológiát alkalmaznak, nagyobb időközönként úgy egészítik ki a hűtőfolyadék nívóját, hogy a programozásnál 2 – 3 mm -rel túltöltik, az erre a célra tartá-

lékolt szabad hűtőfelületet. Ezzel biztosítani lehet az ultravákuum folyamatos fenntartását, friss kondenzációs felülettel. A 4. ábra egy merülő kryosztát automatikus utántöltő rendszer vázlatos elrendezését mutatja.

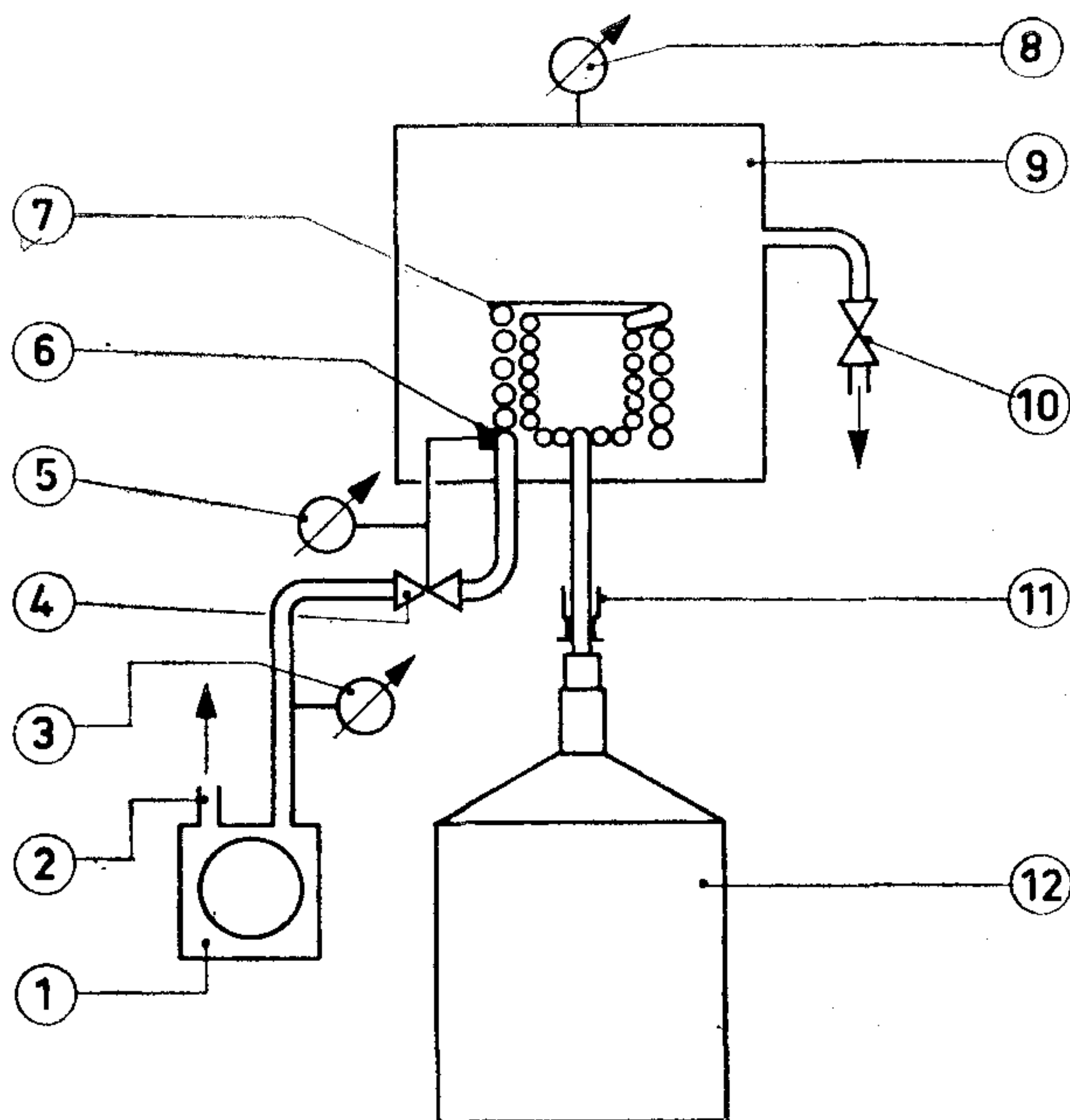
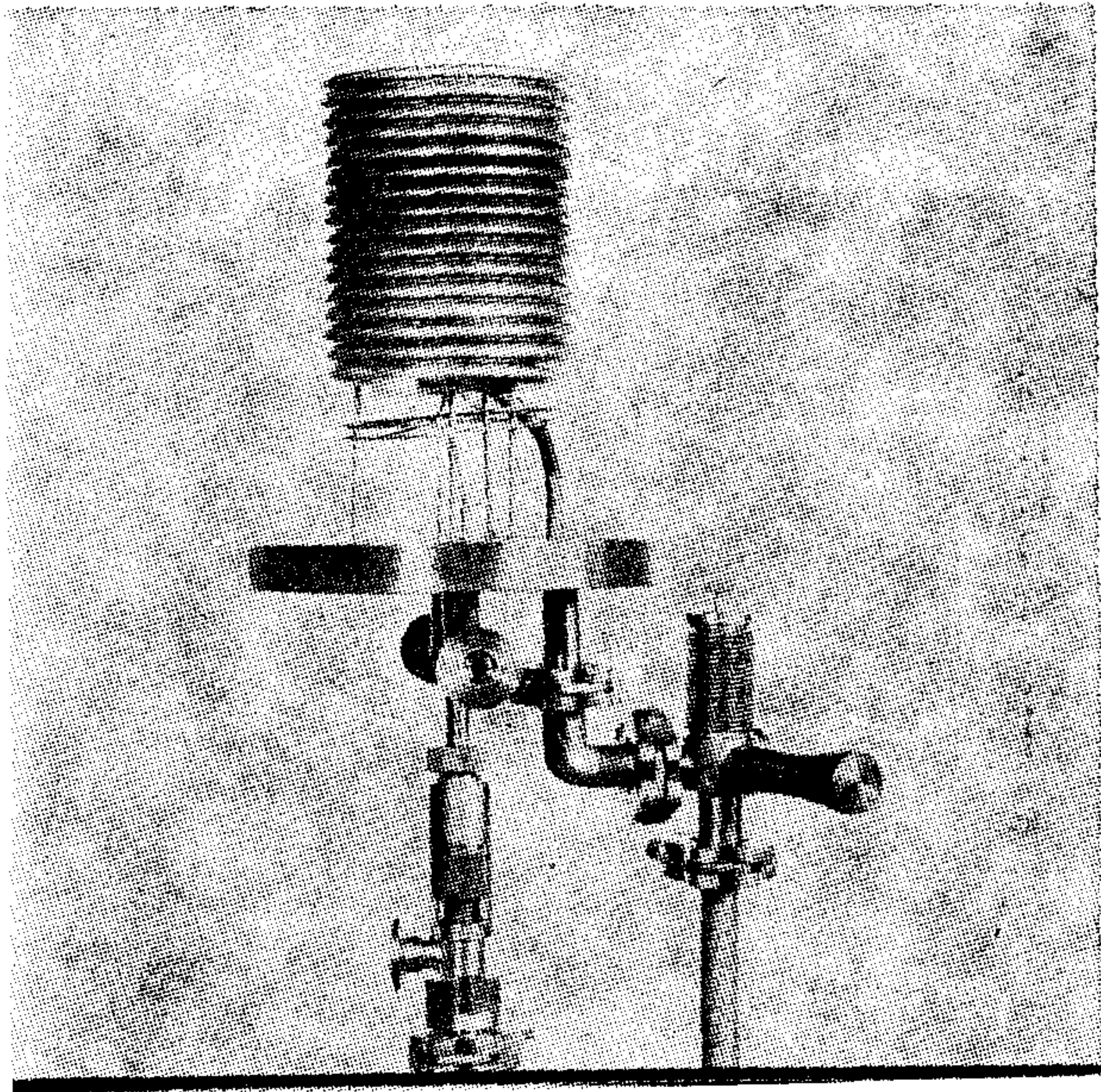
HÉLIUM PÁROLOGTATÓS SZUPER-ULTRAVÁKUUMKRYOSZTÁT

A kryo-szivattyúzás hatásosabbá tételének irányzata a héliumot párologtató ultrakryosztátok alkalmazása, mellyel folyamatos hőelvonás valósítható meg, és ezzel a hélium forrpont alatti hőmérsékletek érhetők el. Mivel a héliumnak nincs hármaspontja és szuperfolyékony állapotba kerül, a hőmérséklete is lejjebb vihető, s a null-pont körüli hőmérsékleten kondenzálódó gázok parciális nyomása közel 0 , miáltal a permeációból származó csekély számú hidrogén és hélium atomok is megköthetők és szuperultravákuum-terek állíthatók elő. A 5. ábrán egy héliumot vákuumban párologtató ultrakryosztát látható.

Cseppfolyós héliumot vákuumban párologtató ultrakryosztát egy kettős vörösréz spirálból áll, melyek egymásba vannak helyezve. A belső csőspirálon beáramlik vákuumban a cseppfolyós hélium egy hidegadagoló szelepen keresztül, ahol a szuperfolyékonyra váló hélium jó hővezetése következtében nagy mennyiségű hőt von el a rendszerből. A folyamatos hőelvonással a csőspirál a forrpont alatti 1 – $0,9^\circ K$ hőmérsékletre hűl le. Majd tovább áramolva, a külső nagyobb átmérőjű spirálba kerül, és mint az ábrán is látható, a második spirálcső hőárnyékolóként veszi körül a belső csőspirált. A cseppfolyós hélium a spirálcső vákuumterében (mely kb. 40 torr) elpárolog és hőt von el a vörösréz csőből, végül $1^\circ K$ -nél eléri a legmélyebb hőmérsékletet, közben szuperfolyékonyra válik, s tovább áramolva a bővebb átmérőjű külső csőspirált is hűti a belső energiájával az entalpiáját hasznosítva. Ezzel védi a belső mélyebb hőmérsékletű csőspirált a sugárzási veszteségektől. A szuperkryosztátokat a hőszugárzás reflektálására alkalmas bevonattal látják el, optikailag tükröző aranyréteggel. A szuperkryosztátban a cseppfolyós hélium áramoltatására és a szükséges vákuum előállítására hélium tömített forgószivattyút alkalmaznak. A hélium áramoltatása teljesen automatikusan működik hidegszelepeken keresztül egy tároló edényből. A szuperkryosztáton keresztül áramló folyékony hélium közben hőt vesz fel és egy automatikusan vezérelt hidegszelepen keresztül mint héliumgáz egy visszanyerő rendszerbe kerül.

A párologtató ultrakryosztát automatikus vezérlését a belső csőspirál hőmérséklete végzi a ráerősített termisztor vagy platina ellenállás-hőmérővel. Az erről kapott elektromos jelet egy differenciálerősítő bemenetére adják, mely azt felerősítve a mágneses hidegszelepeket meghatározott program szerint vezérli.

A cseppfolyós hélium szállítását a kryosztátba a tároló edényből és vissza a felfogó rendszerbe egy folyékony N_2 -vel körülvett és magas vákuummal szigetelt rézvezetékeken keresztül látják el.

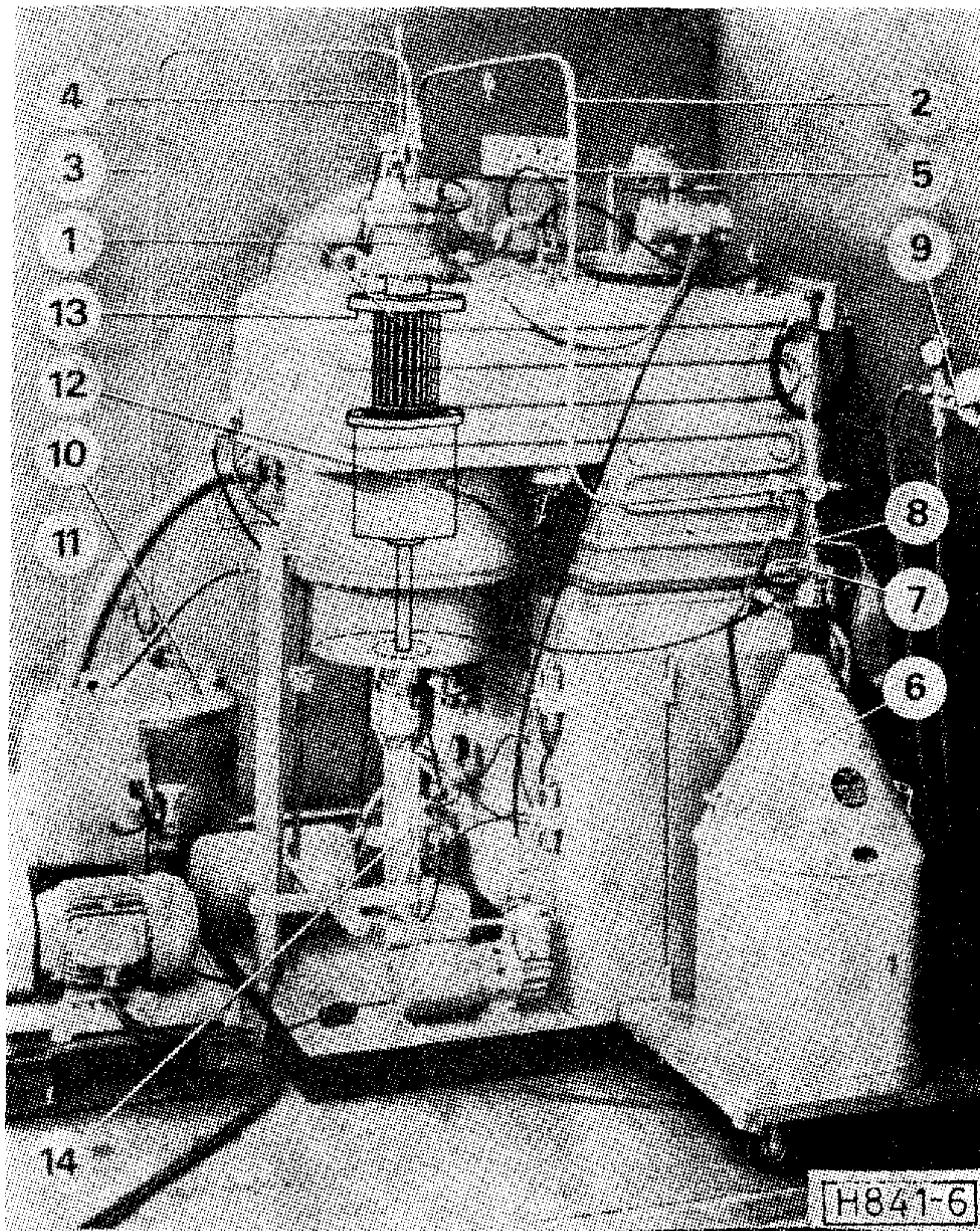


H841-5

5. ábra. Héliumot párologtató ultrakryosztát. 5a ultrakryosztát, 5b vázlatos elrendezés. 1 héliumot keringető szivattyú, 4 vákuumszabályzó szelep, 6–7 párologtató ultrakryosztát rézspiráljai, 11 vákuummal szigetelt csatlakozás, 12 héliumtároló edény

Az ultrakryosztát teljesítményét, ill. hőmérsékletét az időegység alatt keresztuláramló és elpárolgó cseppfolyós hélium mennyisége határozza meg egészen a legalsó hőmérsékleti határig $1-0,9^\circ\text{K}$ -ig. A 6. ábra

egy komplett vákuumgőzölő kryo-szivattyú rendszert ábrázol, 5000 l/sec teljesítménnyel, mely esetenként kiegészíthető egy párologtató kryosztáttal, az elérhető végvákuum $10^{-12}-10^{-13}$ torr. A kryosztát héliumfogyasztása óránként $800-900\text{ cm}^3$, a leszívási ideje kb. 40 perc. A kryo-szivattyú ellátására telepített héliumcseppfolyósító berendezés Stirling-rendszerű hűtőgép kb. 6 kW teljesítményű és 4,5 l/óra cseppfolyós héliumot termel.



H841-6

6. ábra. Komplettszuper-ultravákuum gőzölő berendezés Kry. 5000 l/sec kryosztáttal. 1 kryoszivattyú, 2 cseppfolyós héliumot szállító vákuum szigetelt vezeték, 5 hélium vivő szabályzó, 6 héliumtároló, 10 nitrogént tároló edény, 11 elővákuum szivattyú

VÁKUUMKRYOSZTÁTOK KÖZVETLEN ÖSSZEKAPCSOLÁSA STIRLING-HŰTŐGÉPPEL

A szuper-ultravákuum szivattyúzás technikában lényeges haladást értek el, mikor a kryosztátot közvetlenül összekapcsolták a nagy hatásfokú Stirling-ciklusú H_2 -öt, vagy ^4He -ot cseppfolyósító hűtőgéppel, mellyel a kryo-szivattyú-rendszer zárt egységet képez. Itt a cseppfolyósított munkaközéget folyamatosan áramoltatják keresztül a kryosztáton, s az lehűti H_2 esetében 20°K -re és ^4He -nál $4,2^\circ\text{K}$ -re. Ezen kombinációs kryo-szivattyúzás leegyszerűsíti a műveleteket s folyamatos üzemet biztosít, a mikroelektronikai ipar ultra-tiszta vákuumgőzölő és ionimplantáló berendezések kiszolgálására. Mivel a rendszer csak forgó mechanikai munkát igényel, a bekapcsolást követően kb. 40–50 perc után egy 100 l-es recipiensben 5000 l/sec teljesítményű merülő kryosztáttal 10^{-11} torr érhető el.

A kombinációs rendszer további előnye, hogy nincs héliumfogyasztása, a kryosztát minden helyzetben alkalmazható, ami konstrukciós előnyökkel jár. Nincs szükség hidegszelepekre, automatikus utántöltésre, a héliumgáz visszanyerésére. A Stirling-ciklusú kryo-

szivattyúzás szuper ultratiszta vákuumú felületek ipari megmunkálását mindennapi technológiává avatja.

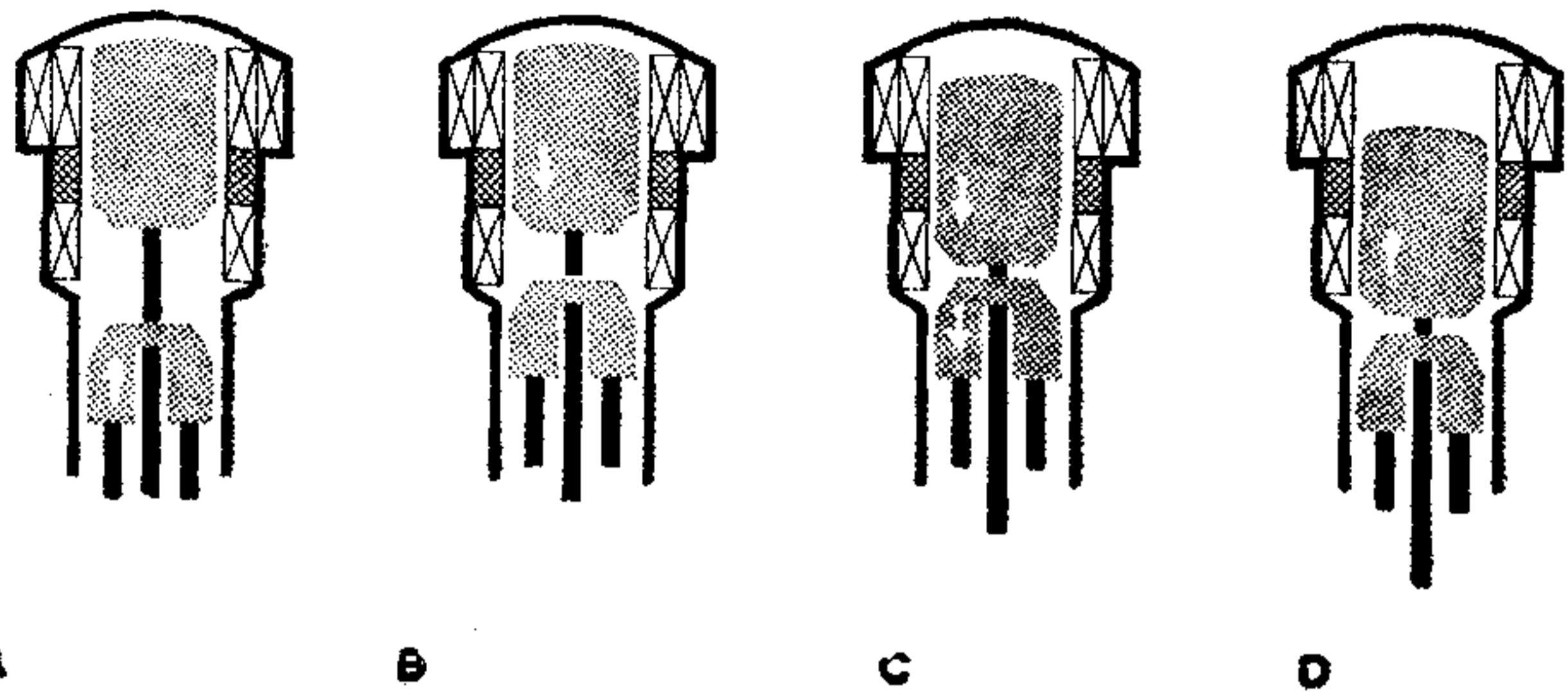
MÓDOSÍTOTT STIRLING-CIKLUS

Az a módosítás, amelyet a Stirling-ciklusú mélyhűtőgép leírásában röviden összefoglalok, a gázok cseppfolyósítását alapvetően megváltoztatták. Robert Stirling 1817-ben a Carnot körfolyamattól eltérő hőciklusra hívta fel a figyelmet és hőlégmotort szerkesztett, amelyre szabadalmat is kapott. A Stirling-féle hőlégmotor már az első kísérleteknél elérte a 40% hatásfokot és úgy gondolta, hogy minden betáplált hőenergiát át lehet alakítani mechanikai energiává, ha a motorban használt regenerátort addig javítja, míg az a 100%-ot eléri. Ezen téves elméleti kiindulás ellenére a nagy hatásfokú hőlégmotor felkeltette a Philips-kutatók figyelmét, ugyanis a Stirling-ciklus elméletileg is a legnagyobb hatásfokú energiaátalakítást teszi lehetővé. W. L. Köhler 1963-ban arra a meglepő gondolatra jutott, mi történik, ha megfordítja a Stirling-ciklus irányát és hűtőgépet szerkeszt ezen elv alapján.

A módosított Stirling-ciklus lényegileg egy kétlépcsős hűtőgép, melyben a hűtésre kerülő gáz két különböző hőmérsékleten expandál. Ezen módosítás végett kettős terjeszkedésű gépnek is szokás nevezni. A kifejezés azonban nem fedí pontosan a működés fázisait, mivel azt gondolhatnánk, hogy a gáz kiterjedése két nyomáslépcsőben történik, holott ez a valóságnak nem felel meg. Mert a Stirling-ciklusú gép reverzibilis és nagy a termodinamikai hatásfoka. A számított elméleti hatásfok közel áll a gyakorlatban már elért eredményekhez és jobb mint 40%, mivel ugyanazt a hengert használja úgy a kompressziós, mint az expansziós folyamatokhoz. Ezáltal a legkisebbre csökkenthetők a gép mechanikai veszteségei.

A Stirling-ciklusú gázcseppfolyósító gép működésének a lényegét a következőkben foglalhatjuk össze. A kompressziós térben a munkaközeg, amely lehet H_2 vagy 4He -gáz, 6–8 atm nyomáson van betöltve, és szivárgásmentesen van lezárva. Ezt a gázt 1:3–1:4 arányban egy dugattyú összenyomja, s a felszabaduló hőt vízhűtéssel eltávolítják. Ezt követően az expansziós térben engedik kiterjedni, ahol a gáz lehül kb. 60 °K-re. A módosított Stirling-ciklus újszerű megoldása a két tér közötti gázáramlás, amely egy nyitott rövid szűk csatornán keresztül összeköti a kompressziós teret az expansziós térrel. Ezek a csatornák körben elhelyezett vörösréz csövekből készülnek, amelyek finom vörösréz huzalokkal vannak megtöltve, s ezzel nagy felületű hosszú pórusok tömegét képezi és a gáz áramlásának útjában ellenállást fejtenek ki. Ezen részét a Stirling-ciklus regenerátorának nevezték el, mivel a beáramló része mindig a környezet hőmérsékletén van.

A komprimált gáz a regenerátorban lehül, csak ezután jut a ciklus újabb expansziós részhez, ahol lényegileg indul a módosítás, amelyet egy különleges rombusz mozgatómű végez. A rombusz mozgatóműnek két helyzete van és a közbenső expansziós térbe emeli az alsó dugattyút, ahol a gáz közepes hőmér-



7. ábra. A Stirling körfolyamat egyes fázisai

sékleten kiterjed. Ez a lehülése a gáznak kompenzálja a regenerátor veszteségét. Azzal az eredménnyel, hogy a gáz egy része frissen folytatja útját a regenerátoron keresztül a felső expansziós térbe, ahol lehül a legkisebb hőmérsékletre, ahol a gáz már cseppfolyósodik. A Stirling-rendszer e ponton kapcsolódik az ultravákuumkryosztáthoz, melyből a folyékony hélium hőt von el, lehűti 3–4 °K-re, majd átáramolva visszakerül az expansziós térbe.

A regenerátorban a hőmérséklet lineárisan csökken az egyik végétől a másikig. A hélium átmegy a melegtérből a hidegtérbe, oda és vissza anélkül, hogy a héliumgáz hőmennyiséget venne fel. A héliumgáz a hidegtérbe történő áramlása közben lehül a nagytömegű regenerátorban, mely felveszi a gázban felgyülemlett hőt. Amint a hélium visszatér a hidegtérből a melegtérbe, a regenerátor felmelegíti, így visszkapja az elraktározott hőt. Emiatt a hélium mindig a tér megközelítő hőmérsékletén lép be a komprimáló vagy expandáló térbe. Ezen módosított megoldás eredményeként nagyon kevés a héliumnak egyik térből a másik térbe történő áramlása következtében fellépő belső hőcseréje. A héliumgáznak a ciklushoz szükséges kompresszióját és expanszióját két dugattyú végzi, amelynek a mozgatását, mint egy különleges rombusz meghajtómű végzi, s melynél a két dugattyú mozgása nincs fázisban.

Tehát az ultrakryosztát hűtése hideg szelepek nélkül megy végbe zárt rendszerben, ahol nincs szükség a héliumgáz visszanyerésére, a 7. ábra a módosított Stirling-ciklus egyes fázisait ábrázolja. A Stirling körfolyamat újszerű megoldása a közvetlen összekapcsolása az ultrakryosztáttal számos technikai előnyt eredményez a tiszta szupervákuum felületek fizikájában.

A STIRLING-KÖRFOLYAMAT FÁZISAI

A cseppfolyósításra kerülő munkaközeg a héliumgáz, melynek összenyomásával energia szabadul fel hő alakjában, s melyet hűtéssel távolítunk el (8a ábra).

A munkaközeg a kompressziós térből lehűtve átmegy a regenerátoron, melynek két vége között hőmérsékletkülönbség áll fenn és további hőt ad le (8b ábra).

Az összenyomott munkaközeg egyidejűleg a második dugattyú fejének a terébe kerül, ahol expandál, ezáltal tovább hűl egy alacsonyabb hőmérsékletre s cseppfolyósodik. Ez az expansziós tér egy szelepen

keresztül össze van kötve a vákuumkryosztáttal (8c ábra).

A munkaközeg lehűti a vákuumkryosztátot majd visszaáramlik a regenerátoron keresztül a kompressziós térbe, s a regenerátorban tárolt hőt elnyeli, és a környezet hőmérsékletén ismét visszakerül a héliumgáz a kompressziós térbe, ahol a folyamat megismétlődik (8d ábra).

Ultravákuum kryoszivattyúzásnál sokszor elegendő a cseppfolyós hidrogéngáz 20 °K hőmérséklete, ez esetben a nagy szívássebesség, a 10^3 l/sec elegendő a szívási idő csökkentésére a műveletsorok elvégzéséhez. A mélyebb hőmérséklet, s ezzel a nagyobb szívássebesség cseppfolyós héliummal érhető el a Stirling-rendszer alkalmazásával. Ez lehet közvetlen áramoltatása kryosztáton keresztül vagy a gyártott cseppfolyós héliumot egy tároló edénybe összegyűjtve táplálják a merülő vagy párologtatós kryosztátokat.

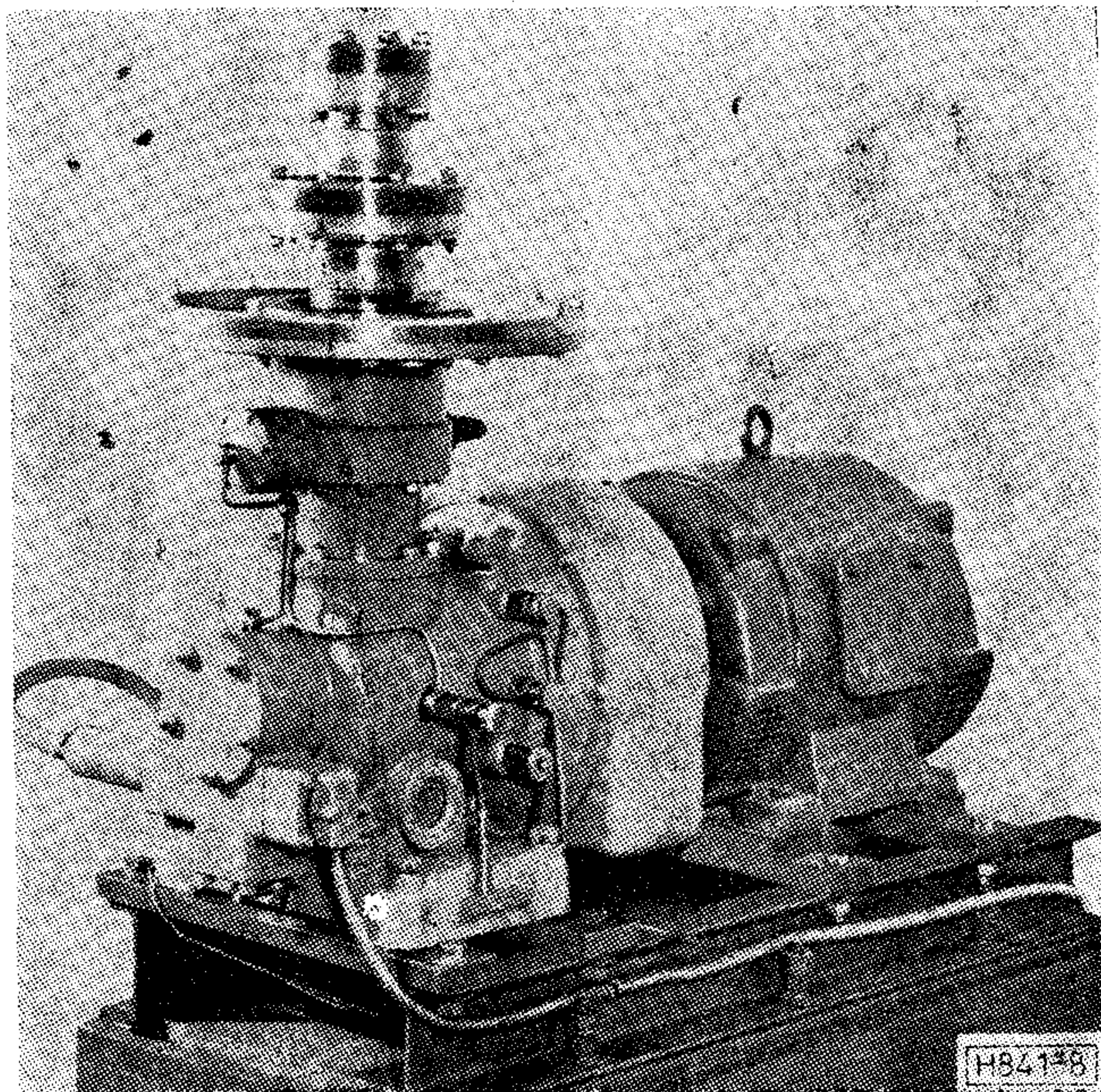
A mélyhőmérséklet által elért szuper-ultravákuumot, s a nagyobb szívósebességet csak akkor célszerű alkalmazni, mikor az műszakilag is indokolható; pl. vékony atomos rétegek felvitelénél, az újrabefedési idő hosszabbításánál, diszlokációmentes epitaxiális rétegeknél, nagy integrált sűrűségnél a mikrostrukturák készítésénél, a vonalkiszélesedés problémák elkerülésénél. Sorolhatók még mindazok az előnyök, melyek elérhetők a szuperultravákuum alkalmazásával a mikroelektronikában.

A Stirling-féle héliumgáz cseppfolyósító gép közvetlen összekapcsolása az ultravákuum-kryosztáttal gyors lehűlést és felmelegedést tesz lehetővé, nagymértékben elősegíti ezen eszközök ipari alkalmazhatóságukat. Az utóbbi időben jelentős eredményeket értek el a Stirling-rendszerű hélium-cseppfolyósító gép 1 kW-os konstrukciójával. Az új konstrukció előnye, hogy a henger és a dugattyú között nincs kenőanyag, a száraz teflontömítés a mozgó dugattyúnak kb. ezer óra üzemidőt biztosít.

A kryo-szivattyúzás technikai részletének leírása; mint a felületek atomos gázrétegének letisztítása, a pormentesség biztosítása, a szuper-ultravákuum tisztasági feltételei, az elért vákuum mérése, a kryosztátok telítettségének megállapítása újraaktiválása, a rendszer levegőre hozása, mind olyan feladatok, melyek túlmennek jelen dolgozat keretein.

A Stirling-ciklusú egyszerű héliumgázt cseppfolyósító gép közvetlen alkalmazása a fizikai és híradástechnikai eszközök területén is jelentős. A mélyhőmérsékletek mind szélesebb területen találnak alkalmazásra, a mikrohullámú kis zajú erősítőknél, mint a 26 °K-nél zajmentes parametikus erősítőknél, vagy a 4,2 °K-nél zajmentes mazereknél, sokcsatornás infragázást detektáló félvezetőknél. Az infradetektorok hűtésére szintén zártciklusú törpe Stirling 45 W-os hűtőgépet használnak, többek között a felderítő műholdakban. Ma már széles skálája áll rendelkezésre a Stirling-ciklusú berendezéseknek kis és nagy teljesítménnyel. Mélyhőmérsékletet használnak fizikai méréseknél, a magfizikában és az űrszimulációnál, a biológiában, a szupra vezetőknél és sorolhatnánk számos ipari alkalmazását is.

A szuper-ultravákuum gyors elérését a kryo-technológia 10^4 – 10^6 l/sec szívássebességével hozta a



8. ábra. 1 kW teljesítményű Stirling ciklusú hélium-cseppfolyósító gép vákuumrendszer nélkül

mindennapi alkalmazáskörébe, s ezt az új eredményt a mélyhűtőgépek közvetlen összekapcsolásával az ultravákuum-kryosztátokkal érhetjük el.

I R O D A L O M

- [1] Claude G.: C. R. Acad. Sci. Paris. 134, 1568, 1902.; Liquid Nitrogen, Oxigen. Paris, 1926.
- [2] Dawson J. P.: Prediction of cryopumping speeds in space simulation chambers. I. Spacecraft. vol. 3, n° 2, 1966.
- [3] Chubb J. N.: The performance and application of liquid helium cooled cryopumps. Symposium on engineering problems in thermo-nuclear research. Frascati, Italy may. 1966.
- [4] Thibault J., J., Roussel et Nanoboff: Le Cryopompage. Technique Du Vide, 1966.
- [5] Thibault J. J., Roussel J., Nanoboff A., Didier P.: Precise measurement of coefficient of a gas on a liquid helium cooled surface. Société L'Air Liquide, Centre d'Etudes Cryogéniques 38. — Sessenage. France, 1966.
- [6] Redhead P. A.: The desorption spectrometer as an analytic tool in ultrahigh vacuum investigation. Vacuum Symposium Transaction. 1959.
- [7] Weinhold J.: Cryogenerators for very low-temperatures, application of cryogenics. Philips in sciences and industry. 13/14, 1967.
- [8] Wang E. A., Collins Jr. and Haygood J. D.: General cryopumping study. Plenum Press Inc. New York, vol. 7. 1962.
- [9] Budincsevit A.: Ultravákuum-rendszerek. Finommechanika, Budapest. 1965. január.
- [10] Budincsevit A.: Vákuumfizika a híradástechnikában. Híradástechnika. XXVIII. évf. 8., 1977.
- [11] Köhler J. W.: The Gas Refrigerating Machine And Its. Position In Cryogenic Technique. Philips Technise Rew. 1955.
- [12] Köhler J. W.: The Stirling-cycle application of cryogenic temperature. Philips Research Laboratorie. Eindhoven, 1965.

Ideális kapcsoló teljesítmény-alapegyenlete

DR. MOLNÁR BÉLA

Budapesti Műszaki Egyetem
Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk az ideális kapcsoló új, általánosan érvényes egyenletét mutatja be. Az egyenlet alkalmazásainak egyikéből következik, hogy véges kimeneti teljesítmény mellett semmilyen lineáris hálózattal sem biztosítható a kapcsoló áram és feszültség jelalakjának egyidejű folytonossága.

A disszipáció csökkentésének és a hatásfok növelésének érdekében fejlesztették ki a különféle kapcsolóüzemű erősítőket. Magas működési frekvencia esetén a kapcsoló véges átkapcsolási ideje miatt, csak olyan elrendezés alkalmazható, amelyben a kapcsoló működési frekvenciája megegyezik a kimeneti frekvenciával.

A kapcsoló dinamikus veszteségét az átkapcsolás pillanatában fellépő feszültség- vagy áramugrás nagysága határozza meg. A dinamikus veszteség akkor lenne kicsi, ha sikerülne megszüntetni a kapcsoló feszültségének és áramának hirtelen megváltozását. Az ugrásmentes üzemenk további előnye lenne, hogy lehetőséget teremtene a szinuszzel történő vezérlésre, tehát kapcsolóüzemet tenne lehetővé anélkül, hogy szükség lenne a kapcsolóeszköz impulzus meghajtására.

A legismertebb kapcsolóüzemű RF erősítő az E osztályú elrendezés [1], amelynek a részletes analizise [2]-ben található.

Az E osztályú erősítő nem teljesíti az ugrásmentességre vonatkozó követelményt, a kikapcsolás pillanatában lényeges áramugrás keletkezik. Ugyanígy nem érte el a kívánt folytonos hullámalakot az F osztályú erősítő [4], vagy az E osztály módosított változata sem [5]. A következőkben levezetjük a ciklikusan működő disszipációmentes kapcsoló alapegyenletét, aminek egyik speciális következménye, hogy az ugrás nélküli üzemet nem lehet létrehozni. Az egyenlet teljesen általános érvényű, de az ugrásmentesség bizonyításához bizonyos, bár meglehetősen gyenge, megszorítások szükségesek. Ugyanakkor a teljesítményegyenlet a kapcsolóüzemű rádiófrekvenciás erősítők továbbfejlesztésének is alapját képezheti, mivel egyértelműen megmutatja azokat a lehetőségeket és megoldási módokat, amelyek segítségével az ugrás eltüntethető a jelalakból.

A szerző két alkalommal foglalkozott az egyoldalas hangolt kapcsolóüzemű RF teljesítményerősítők működési korlátaival [6], [7], de a jelen megközelítés lényegesen általánosabb, matematikailag megalapozottabb és az alkalmazások szélesebb körét mutatja be mint a megelőzők. A következő pontban be-

DR. MOLNÁR BÉLA

A diploma megszerzését követően 1971-ben kezdett el dolgozni a Budapesti Műszaki Egyetem Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén. Jelenleg adjunktusi beosztásban vesz részt a tan-

szék oktatási és kutatási munkájában. 1978-ban doktorált a rádiócsatornán történő adatátvitel témakörből. Szakmai érdeklődési területei: CAD, elektronikus rendszerek elmélete, továbbá speciális áramkörök tervezése és realizálása. (*)

bizonyítjuk a teljesítményegyenletet, majd alkalmazási példákban mutatjuk meg használhatóságát.

A bebizonyítandó kifejezés:

$$\sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k = \frac{T}{8\pi^2} S \Delta, \text{ ahol}$$

P_k a kapcsolóba áramló teljesítmény a k felharmónikus frekvencián, T a kapcsoló ciklikus működésének periódus ideje, Δ a kapcsoló feszültségének vagy áramának az átkapcsolás időpontjában fellépő megváltozása (a feszültség vagy áram időfüggvények közül azt kell figyelembe venni, amelyik ugrást tartalmaz), S a kapcsoló feszültségének vagy áramának változási meredeksége a kapcsoló átkapcsolása után (a feszültség és áram időfüggvények közül azt kell figyelembe venni, amelyik nem tartalmaz ugrást).

Az energiaegyenlet levezetése

A levezetés során feltesszük, hogy a feszültség időfüggvény folytonos, az áram időfüggvény pedig a kapcsoláskor tartalmaz ugrást. Ezek a megszorítások a levezetés szempontjából nem lényegesek, de könnyebbé teszik az áttekintést.

Tekintsük a feszültség és áram időfüggvények differencia hányados függvényét:

$$\frac{u(t+\tau) - u(t)}{\tau},$$

$$\frac{i(t+\tau) - i(t)}{\tau},$$

ahol τ egyelőre rögzített paraméter. A differencia hányados képzéshez tartozó átviteli függvény:

$$K(j\omega) = \frac{e^{j\omega(t+\tau)} - e^{j\omega t}}{\tau} \cdot \frac{1}{e^{j\omega t}} = j e^{j\omega \frac{\tau}{2}} \left[\frac{2}{\tau} \sin \omega \frac{\tau}{2} \right]. \quad (1)$$

A kapcsolón mérhető feszültség és áram Fourier-sora:

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(k\omega_0 t + \Phi_{Uk}) \quad (2)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k\omega_0 t + \Phi_{Ik}) \quad (3)$$

A kapcsolóba áramló teljesítmény az egyes harmonikusokon:

$$P_0 = U_0 I_0 \quad (4)$$

$$P_k = \frac{1}{2} U_k I_k \cos(\Phi_{Uk} - \Phi_{Ik}) \quad (5)$$

A differencia hányados függvényekre alkalmazhatjuk a Parseval-tételt:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_0^{\infty} \frac{u(t+\tau) - u(t)}{\tau} \cdot \frac{i(t+\tau) - i(t)}{\tau} dt = \\ & = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} |K(jk\omega_0)|^2 U_k I_k \cos(\Phi_{Uk} - \Phi_{Ik}) \quad (6) \end{aligned}$$

(1) és (5) figyelembevételével:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_0^{\infty} \frac{u(t+\tau) - u(t)}{\tau} \cdot \frac{i(t+\tau) - i(t)}{\tau} dt = \\ & = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{2}{\tau} \sin k\omega_0 \frac{\tau}{2} \right)^2 P_k. \quad (7) \end{aligned}$$

Átrendezve az előző egyenletet:

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{2}{\tau\omega_0} \sin k \frac{\omega_0\tau}{2} \right)^2 P_k = \\ & = \frac{T}{4\pi^2} \int_0^T \frac{u(t+\tau) - u(t)}{\tau} \cdot \frac{i(t+\tau) - i(t)}{\tau} dt. \quad (8) \end{aligned}$$

A fenti egyenlet τ minden értékére igaz, tehát a $\tau \rightarrow 0$ határértéket is képezhetjük az egyenlet mindkét oldalán.

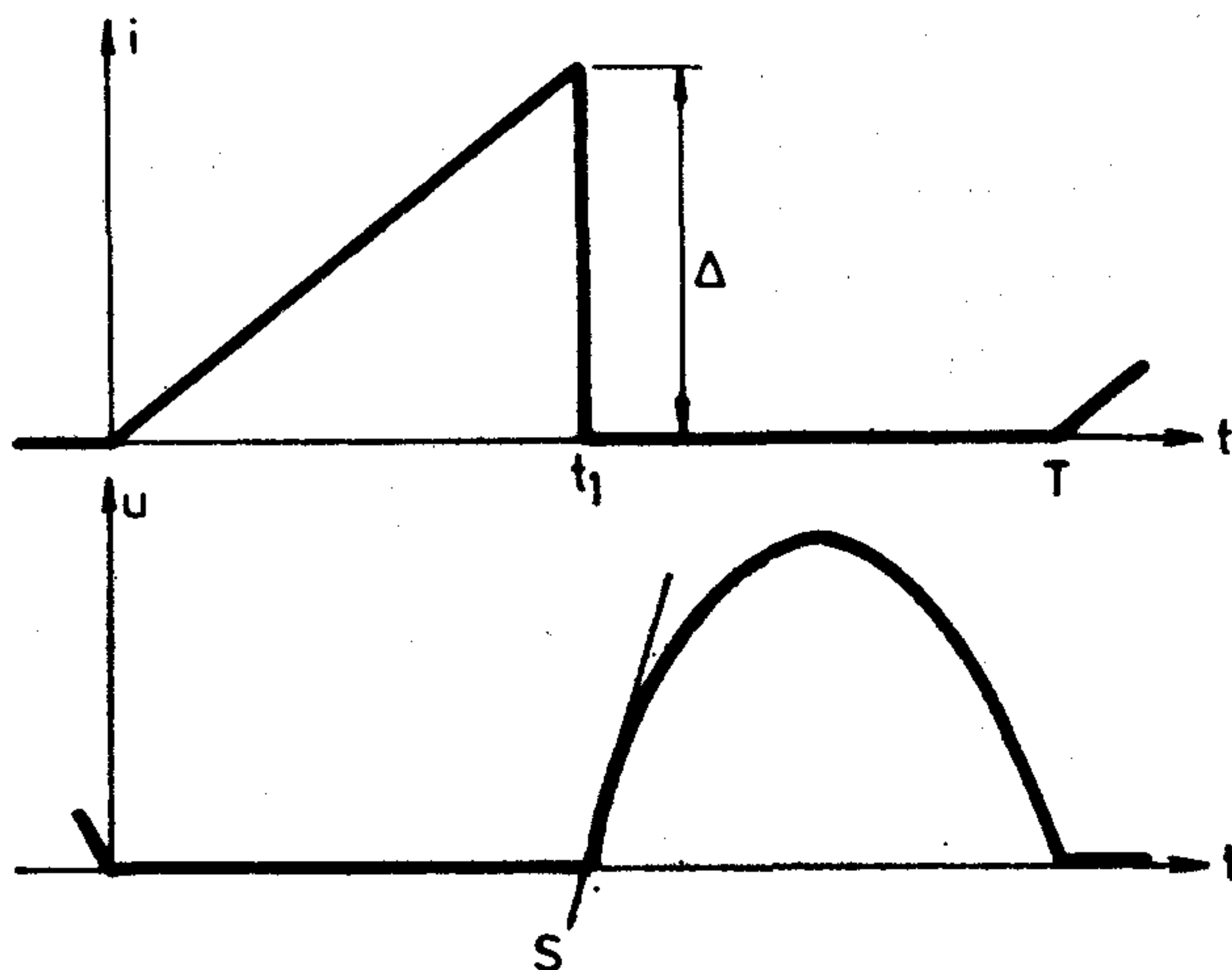
$$\begin{aligned} & \lim_{\tau \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{2}{\tau\omega_0} \sin k \frac{\omega_0\tau}{2} \right)^2 P_k = \\ & = \frac{T}{4\pi^2} \lim_{\tau \rightarrow 0} \int_0^T \frac{u(t+\tau) - u(t)}{\tau} \cdot \frac{i(t+\tau) - i(t)}{\tau} dt. \quad (9) \end{aligned}$$

Az egyenlet bal oldalán tagonként képezve a határértéket és figyelembe véve, hogy

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \left(\frac{2}{\tau\omega_0} \sin k \frac{\omega_0\tau}{2} \right)^2 = k^2 \quad (10)$$

a kifejezés bal oldala egyszerűbb alakra hozható:

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k = \\ & = \frac{T}{4\pi^2} \lim_{\tau \rightarrow 0} \int_0^T \frac{u(t+\tau) - u(t)}{\tau} \cdot \frac{i(t+\tau) - i(t)}{\tau} dt. \quad (11) \end{aligned}$$



H 844-1

1. ábra

A kikapcsolás környezetében a feszültség és áram időfüggvények:

$$u(t) = \begin{cases} (1+h_1)(t-t_1)S & \text{ha } t > t_1 \\ 0 & \text{ha } t < t_1 \end{cases} \quad (12)$$

$$i(t) = \begin{cases} (1+h_2)\Delta & \text{ha } t < t_1 \\ 0 & \text{ha } t > t_1 \end{cases} \quad (13)$$

ahol t_1 a kikapcsolás időpontja, h_1 és h_2 relatív hibagtagok, amelyek eltűnnek a kikapcsolás időpontjánál.

Az időfüggvényeket az 1. ábra szemlélteti. Visszahelyettesítve a (11) egyenletbe:

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k = \\ & = \frac{T}{8\pi^2} S\Delta \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{2}{\tau^2} \int_{(t_1-\tau)}^{t_1} (1+h_1)(1+h_2)(t-\tau-t_1) dt. \quad (14) \end{aligned}$$

Az előző kifejezésben már figyelembe vettük, hogy az integrálandó függvény a $(t_1-\tau; t_1)$ intervallumon kívül eltűnik.

Az integrált minorálva és majorálva:

$$\frac{T}{8\pi^2} S\Delta \lim_{\tau \rightarrow 0} \left[(1+h_{1 \min})(1+h_{2 \min}) \frac{2}{\tau^2} \int_{(t_1-\tau)}^{t_1} (t-\tau-t_1) dt \right] \leq$$

$$\leq \sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k \leq \quad (15)$$

$$\leq \frac{T}{8\pi^2} S\Delta \lim_{\tau \rightarrow 0} \left[(1+h_{1 \max})(1+h_{2 \max}) \frac{2}{\tau^2} \int_{(t_1-\tau)}^{t_1} (t-\tau-t_1) dt \right].$$

Figyelembe véve, hogy

$$\int_{(t_1-\tau)}^{t_1} (t-\tau-t_1) dt = \frac{\tau^2}{2} \quad (16)$$

és azt, hogy a hibatagok határértéke zérus, az egyenlőtlenség a következő formájúra egyszerűsödik:

$$\frac{T}{8\pi^2} S\Delta \leq \sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k \leq \frac{T}{8\pi^2} S\Delta \quad (17)$$

Amiből következik a

$$\sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k = \frac{T}{8\pi^2} S\Delta \quad (18)$$

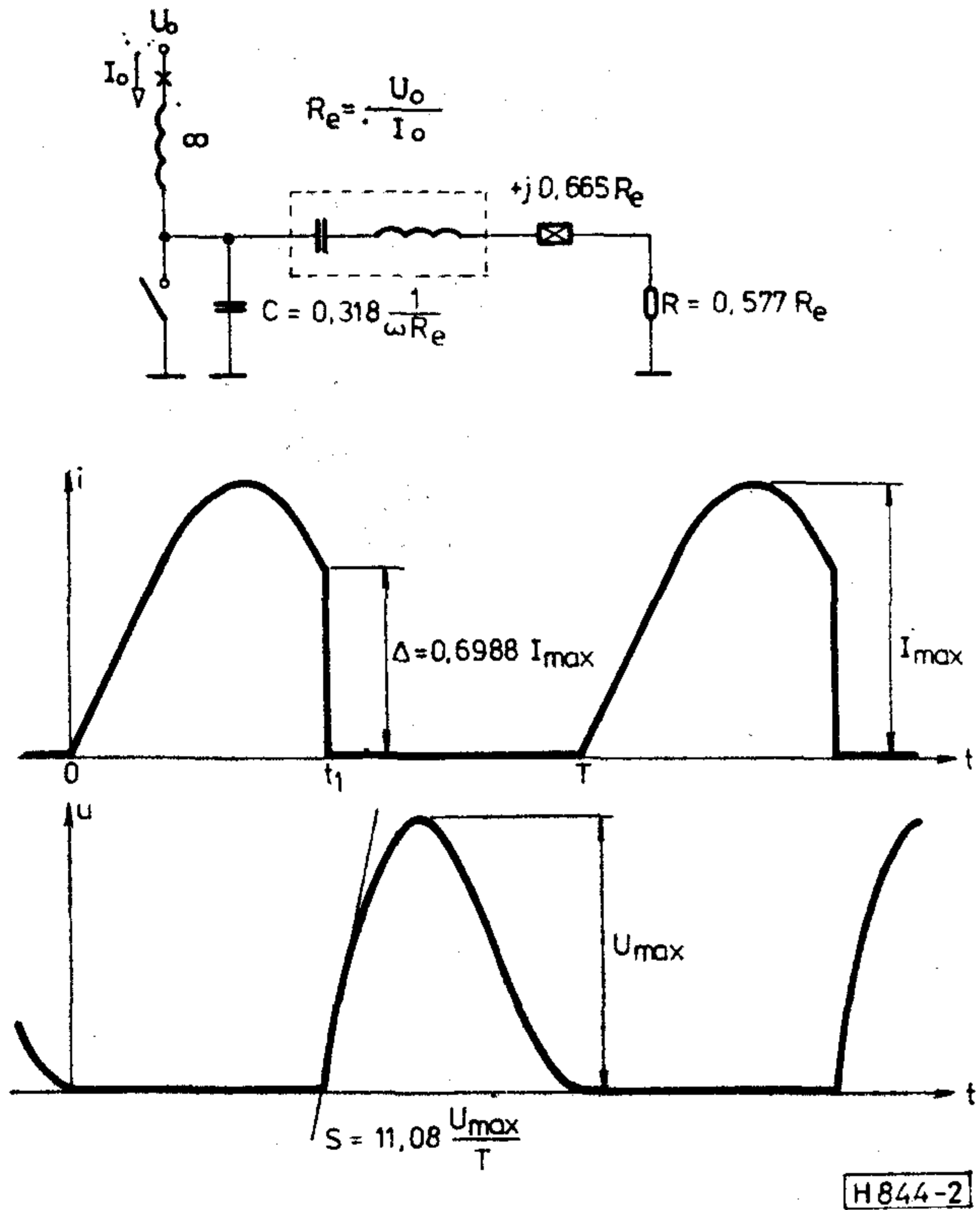
teljesítményegyenlet.

Ha a bekapcsoláskor is fellép áram- vagy feszültségugrás, azt a teljesítményegyenlet jobb oldalán egyszerű összegzéssel vehetjük figyelembe.

Alkalmazások

A továbbiakban egyszerű alkalmazásait mutatjuk be az ideális kapcsoló teljesítményegyenletének.

Az első eset legyen a klasszikus E osztályú erősítő, amelynek a kapcsolási rajzát és jelalakjait a 2. ábra mutatja.



2. ábra

Az illesztő hálózat kiszűri a felharmonikusokat, csak az alapharmonikus teljesítmény jelenhet meg a kimeneten:

$$\left. \begin{array}{l} P_1 = -P_{ki} \\ P_2 = 0 \\ \vdots \\ P_k = 0 \end{array} \right\} \quad (19)$$

A negatív előjelre a teljesítményáramlás iránya miatt van szükség, mivel P_k a kapcsolóba áramló

teljesítményt jelenti, a terhelésre pedig csak a kapcsolóból juthat nagyfrekvenciás teljesítmény.

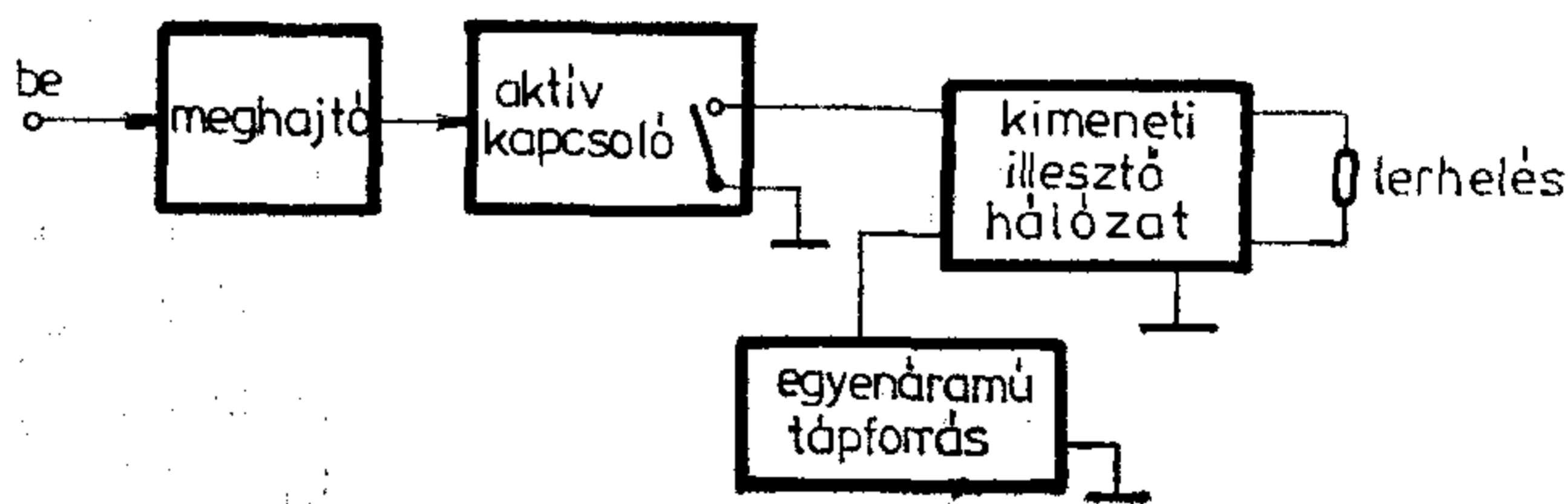
A teljesítményegyenletet alkalmazva:

$$P_{ki} = -\frac{T}{8\pi^2} S\Delta \quad (20)$$

Behelyettesítve az E osztályú erősítő 2. ábrán is feltüntetett jellemzőit:

$$P_{ki} = -\frac{T}{8\pi^2} 11,08 \frac{U_{Max}}{T} 0,6988 I_{Max} = 0,0981 U_{Max} I_{Max} \quad (21)$$

Ami teljes egyezésben van az irodalomból ismert értékkel [1], [2].



H844-3

3. ábra

A következő eset legyen az általánosított E osztályú erősítő, amelyet a 3. ábra mutat. Az illesztő hálózatról csak azt tételezzük fel, hogy passzív és lineáris.

Az egyes harmonikus frekvenciákon kisebb (vagy legfeljebb azonos) kimeneti teljesítményt kaphatunk, mint ami a kapcsolóból származott

$$\left. \begin{array}{l} 0 \leq P_{1,ki} \leq -P_1 \\ 0 \leq P_{2,ki} \leq -P_2 \\ \vdots \\ 0 \leq P_{k,ki} \leq -P_k \end{array} \right\} \quad (22)$$

Visszahelyettesítve az egyenlőtlenségrendszer a teljesítményegyenletbe:

$$0 \leq \sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_{k,ki} \leq -\frac{T}{8\pi^2} S\Delta \quad (23)$$

Ha ugrást nem tartalmazó üzemet tételezünk fel, akkor az egyenlőtlenség mindkét határa zérus:

$$0 \leq \sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_{k,ki} \leq 0 \quad (24)$$

ami csak akkor lehetséges, ha nincs kimeneti teljesítmény.

Összefoglalva

Ugrásmentes üzem csak teljesítmény nélküli esetben érhető el, ami a gyakorlat szempontjából érdektelen. A lineáris passzív illesztő hálózattal felépülő kapcsolóüzemű erősítőknél a kapcsoló feszültség vagy áram jelalakja közül az egyiknek tartalmaznia kell ugrást.

- [1] *N. O. Sokal, A. D. Sokal*: Class E — A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-10, June 1975.
- [2] *F. H. Raab*: Idealized operation of the class E tuned power amplifier, IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-24, Dec. 1977.
- [3] *H. Raab*: Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-13, April 1978
- [4] *F. H. Raab*: High efficiency amplification techniques, IEEE Circuits Systems Newslett., vol. 7, Dec. 1975.
- [5] *M. Kazimierczuk*: Class E tuned power amplifier with shunt inductor, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-16, Febr. 1981.
- [6] *Molnár B.*: Egyoldalas hangolt kapcsolóüzemű RF teljesítményerősítők és működési korlátaik, Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola VII. Tudományos Ülészak Híradásipari Szekció Kiadvány, 1982. május.
- [7] *B. Molnár*: Basic limitations on waveforms achievable in single-ended switching-mode tuned power amplifiers, megjelenés alatt, IEEE J. Solid-State Circuits.

(Folytatás a 459. oldalról)

A MAGYAR POSTA KÖSZÖNETE A BHG-NAK

Olvasóink is minden biztonnal észrevették, hogy július 1-e óta jobb minőségű, élvezhetőbb lett a Magyar Rádió 2., Petőfi vétellehetősége. Az Állami Rádió és Televízió Bizottság 1980-ban kezdeményezte a sztereó rádióadások kiterjesztését az URH sávban adott 2. műsorra. Ebben a korszerűsítési programban vett részt — és a továbbiakban is tekintélyes szerepet vállal — a BHG.

A Kossuth és Petőfi műsorok sugárzására használt adóberendezések azonos típusúak a sztereó 3. műsor adóberendezéseivel, azzal a különbséggel, hogy a sztereó sugárzáshoz szükséges kiegészítő egységet a „sztereó kódert” nem tartalmazzák. Ez az egység azonban utólag is beszerelhető minden adóberendezésbe. Az adóberendezéseket így a sztereó sugárzásra a sztereó kóderek gyártásával és beszerelésével kellett felkészíteni, amit a BHG és a Posta közösen oldott meg.

Ezért a munkáért a Magyar Posta külön elismerését és köszönetét fejezte ki, amelyet Valter Ferenc vezérigazgató-helyettes tolmácsolt a vállalat vezetőinek és rajtuk keresztül a programban részt vevő minden dolgozónak.

EGY KORSZERŰ TERMÉK

A Telefongyár 1960-ban vette át a BHG-től az átviteltechnikai berendezések gyártását. Az elmúlt több mint két évtized alatt a fejlesztői munka eredményeképpen sokat fejlődtek, korszerűsödtek ezek a berendezések. Példa erre a Telefongyár BNV nagydíjas terméke, a BK—300/N típusú vivőfrekvenciás átviteltechnikai rendszer is.

A fejlesztés célja az volt, hogy hálózatfejlesztéskor ne kelljen új vezetéket építeni, de ugyanakkor az új berendezés a korábbi gyártmányok bázisára épüljön, vagyis gazdaságos legyen a gyártás.

Az ÁFO mérnökei minden dicséretet megérdemelnek az eredményes munkáért. A tényekhez tartozik, hogy a rutinos, idősebb szakembereknek nagy segítséget nyújtottak a fiatalabb szakemberek.

Bár a berendezés alapjában tartalmazza a korábbi gyártmányok elemeit, sok új áramköri megoldás van benne.

A mintaszakaszt 1981-ben próbálták ki Salgótarján és Losonc közötti szakaszon, a Magyar Posta pedig egy komplett összeköttetést helyezett üzembe a Balaton északi partján. A berendezés „élesben” is jól vizsgázott.

TELEFONGYÁRI VILLANYSZERELŐK MOSZKVÁBAN

A közelmúltban adták át Moszkvában a BUDAVOX és tagvállalatainak új, hatemeletes oktató- és szervizbázisát. A bázis kialakítása során a Telefongyár villanyszerelői mintegy másfél millió forint értékű munkát végeztek egyhónapos moszkvai kinttartózkodásuk alatt. A munka egyrészt az oktatóbázis elektromos hálózat villanyszerelése, másrészt a mérőhelyek kialakítása volt.

SZOVJET VENDÉGEK A TELEFONGYÁRBAN

A Telefongyárba látogatott Viktor Kedrov, a Szovjetunió magyarországi kereskedelmi képviselőjének helyettes vezetője, Nikolaj Szucskov, a kereskedelmi kirendeltség MASHPRIBORINTORG műszaki központjának vezérigazgatója és Krutyikov Viktor Mihajlovics, a MASHPRIBORINTORG munkatársa.

A vendégeket Koncz Károly vezérigazgató és Bán-sághi Pál kereskedelmi igazgató fogadta és vezette végig a gyáron.

ДК 621.395.74:654.15

Д-р Гостонь, Г.:

Качество услуг телефонной сети

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1983. г. за № 10.

Качество услуг нельзя характеризовать просто с точки зрения потребителя, а также Администрации Связи, которые несут ответственность за работу телефонной сети. Самый важный показатель: пригодность — услуг, выражает совместный результат емкости трафика исправной сети и деятельности по техобслуживанию. Пропорция эффективности выражена одной цифрой данных дает информацию об используемости услуг. Стандарты по услугам в подробности характеризуют используемость услуг, но выбранные параметры отличаются по странам. Проверка качества может быть решена оценкой жалоб абонента и автоматической аварии, а также путем систематического контроля параметров системы и специальными испытаниями.

ДК 621.394.44:681.327.8

Ханзо, Л.:

Испытание системо-техники ортогонально-мультиплексного способа передачи данных и его поведение в идеальной среде передачи

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1983. г. за № 10.

Данная статья знакомит с таким способом передачи данных, при помощи которого достигается произвольное приближение максимального использования ширины полос на 2 дБ/лц по Нейквисту, и при достаточно высоком уровне соотношения сигнал/шума, возможно достиг по телефонным цепям скорость передачи свыше 10 кбит/сек. Поскольку выбираем подходящий метод обработки цифровых сигналов, потребность по расчету для осуществления относительно будет незначительной. Статья за описанием данного принципа мультипликации, то есть модуляции излагает одну возможную технику. По ходу наших экспериментов искали метод предотвращения переходного шума между символами и линейного искажения, а также определением общей критерии Нейквиста и обобщенной критерии ортогональности создается контакт с традиционными системами.

ДК 621.3.011.4:621.3.049.771.14:621.3.09

Немец, М.:

Привод больших емкостей в схемах MOS LSI

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, г. Будапешт) 1983. г. за № 10.

Статья занимается с расчетом первоначальной минимальной задержки приводной цепи, подключаемой к точкам относительно большой емкости и применяемой в схемах MOS LSI.

ДК 533.5:621.3.049.77

Д-р Будинчевич, А.:

Крио — вакуумная техника в микроэлектронике

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1983. г. за № 10.

Автор знакомит с возможностью применения Крио-вакуумной техники в микроэлектронике. Вслед за обсуждением теоретических основ автор подробно занимается методами крио — отсасывания и различными приспособлениями и более подробно описывает применение холодильника с циклом — Штирлинг.

ДК 621.318.57.001.24

Д-р Молнар Б.:

Основное уравнение идеальной коммутируемой мощности

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1983. г. за № 10.

Статья показывает обще-действительное уравнение нового идеального коммутатора. При применении одного из уравнений получается, что при конечной исходящей мощности с никакой линейной сетью не имеется возможность обеспечить одновременную непрерывность форм сигналов тока и напряжения коммутации.

ДК 621.395.74:654.15

Dr. Gosztony, G.:

Dienstleistungsqualität von Telefonnetzen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1983. Nr. 10.

Die Qualität der Dienstleistung kann weder vom Standpunkt der Verwender noch vom Standpunkt der für die Funktion des Telefonnetzes verantwortlichen Postverwaltungen einfach charakterisiert werden. Der wichtigste Faktor, die Gebrauchbarkeit der Dienstleistung repräsentiert das gemeinsame Ergebnis der Fernbetriebskapazität des einwandfreien Netzes und der Instandhaltung. Das Effektivitätsverhältnis gibt uns mit einer einzigen numerischen Angabe eine Information über die Gebrauchbarkeit der Dienstleistung, aber verdeckt die Einzelheiten. Die Normen für die Dienstleistungen charakterisieren zwar in einzelnen die Gebrauchbarkeit der Dienstleistung, aber die gewählten Parameter sind in jedem Land verschieden. Die Qualitätskontrolle kann durch die regelmässige Auswertung der Teilnehmerbeschwerden, der automatischen Alarmierungen und durch die regelmässige Kontrolle der Systemparameter, sowie durch spezielle Prüfungen gelöst werden.

ДК 621.394.44:681.327.8

Hanzó, L.:

Die systemtechnische Untersuchung des orthogonal-multiplex Datenübertragungs-verfahrens und dessen Verhalten über nichtidealen Kanälen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1983. Nr. 10.

Es wird ein Verfahren beschrieben, mit dem einerseits die theoretische obere Grenze von 2 Bd/Hz Bandbreite-effizienz von unten beliebig angenähert werden kann, und so, bei geeignetem Nutz zu Störsignal Verhältnis, Übertragungsraten von über 10 kbps erreicht werden, andererseits — Dank den günstigen DSV (Digitale Signalverarbeitung) -Methoden — ziemlich geringer Aufwand erzielt wird. Es werden das hier angewendete, orthogonale Multiplex-Konzept und ein mögliches Systemkonzept kurz erläutert. Dann wird an die Verwendbarkeit von DSV-Methoden (z. B. FFT) eingegangen. Verschiedene Methoden werden vorgeschlagen, wie man die Auswirkungen der endlichen Bandbreite und linearen Verzerrungen beseitigen kann. Die Verbindung mit herkömmlichen Systemen wird mit Hilfe des verallgemeinerten Nyquist-Kriteriums und des verallgemeinerten Orthogonalitäts-Kriteriums geschaffen.

ДК 621.3.011.4:621.3.049.771.14:621.3.09

Nemes, M.:

Antrieb der Grosskapazitäten in den MOS LSI-Schaltungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1983. Nr. 10.

Der Artikel befasst sich mit der auf resultierender Minimal-Verzögerung basierten Dimensionierung von Antriebsketten in den MOS LSI-Schaltungen, welche an Verbindungspunkte von relativ grosser Kapazität angeschlossen sind.

DK 533.5:621.3.049.77

Dr. Budincsevits, A.:

Die Kryo-Vakuumtechnik in der Mikroelektronik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1983. Nr. 10.

Der Verfasser dieses Artikels berichtet über die Anwendungsmöglichkeiten der Kryo-Vakuumtechnik in der Mikroelektronik. Nach der Darlegung der theoretischen Grundsätze, beschäftigt sich der Artikel ausführlich mit den Methoden und mit den verschiedenen Mitteln der Kryo-Pumpentechnik. Unter anderen wird über die Anwendung der Kühlmaschine mit Stirling-Zyklus auch ausführlicherer geschrieben.

DK 621.318.57.001.24

Dr. Molnár, B.:

Grundgleichung der idealen Schalterleistung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1983. Nr. 10.

Der Artikel zeigt uns die allgemeingültige neue Gleichung des idealen Schalters vor. Aus einer dieser Gleichungen ergibt sich, dass bei begrenzter Ausgangsleistung kann die gleichzeitige Kontinuität der Signalform des Schaltstromes und der Spannung, mit gar keinem linearen Netz gesichert werden.

UDC 621.395.74:654.15

Dr. Gosztony, G.:

Quality of Service in Telephone Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1983. No. 10.

The most important factor of service quality is the service availability, and it conveys the total results of faultless network traffic capacity and maintenance activity. The effectiveness rate informs about the service availability with a single numerical datum, but hides the details. Service standards characterise the service availability in details, but the parameters differ in different countries. The quality check can be solved by the evaluation of subscriber claims and automatic alarms, regular check of system parameters and by the help of special tests.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9—11. 1073. Telefon: 221-285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. 1900. Felelős kiadó: Siklósi Norbert vezérigazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodnál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzősámsra. Előfizetési díj: fél évre 138,— Ft, egész évre 276,— Ft. Egyes szám ára 23,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1839 Budapest, Postafiók 149.



Egyetemi Nyomda — 83.1530 Budapest, 1983. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

UDC 621.394.44:681.927.8

Hanzó, L.:

Investigation of the Orthogonal-Multiplex Datatransmission Method and its Behavior via Non-ideal Transmission Channels

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1983. No. 10.

A method is going to be presented, by the help of which the theoretical upper boundary of 2 Bd/Hz bandwidth efficiency arbitrarily could be approximated, and so — if the signal to noise ratio is high enough — a transmission rate of over 10 kbps is achieved; furthermore by making use of appropriate DSP (Digital Signal Processing) methods a reduced computational complexity is resulted. The applied orthogonal-multiplex concept and a possible systemtechnique are to be presented. The application of DSP (e.g. FFT) methods will be made plausible, and as a further step methods for cancelling intersymbol interference and equalizing linear distortions are to be analyzed. Contact to “state of the art”-systems is found by defining a generalized Nyquist-criterion and a generalized orthogonality-criterion.

UDC 621.3.011.4:621.3.049.771.14:621.3.09

Nemes, M.:

High Capacity Drive in MOS LSI Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1983. No. 10.

The paper deals with the dimensioning of driver chains connecting to points of relative high capacity used in MOS LSI circuits, for resulting a minimum delay.

UDC 533.5:621.3.049.77

Dr. Budincsevits, A.:

Kryo-Vacuum Technics in Microelectronics

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1983. No. 10.

The author introduces the application possibilities of kryo-vacuum technics in the microelectronics. Following the discussion of principal bases the methods and different devices of kryo-pumping are treated in details, also the use of Stirling-refrigerator is described in details.

UDC 621.318.57.001.24

Dr. Molnár, B.:

Basic Power Equation of Ideal Switch

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1983. No. 10.

The paper introduces a new equation of universal validity of the ideal switch. It is derived from one of the applications of the applications of the equation, that in case of finite output power no linear network can provide the simultaneous continuity of current and voltage responses of the switch.

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

LOTRIMOS

centralizált távbeszélő

üzemfelügyeleti rendszer

A LOTRIMOS egy számítógép-vezérelt, távadatfeldolgozó rendszer, amely alkalmas országos vagy országrésznyi méretű földrajzi egységek távbeszélő rendszerének felügyeletére, a korszerű, centralizált karbantartás elveinek megfelelően.

A LOTRIMOS rendszer elsősorban az elektromechanikus központok forgalmi és felügyeleti adatainak feldolgozására került kidolgozásra, de megfelelő adathordozó közbeiktatásával a korszerű tárolt programvezérlésű (SPC) elektronikus távbeszélő központok mérési adatai is feldolgozhatók.

A rendszer rugalmas, minden szempontból moduláris felépítésű, így egy adott meglévő hálózathoz fokozatosan kiépíthető, optimálisan működtethető folyamatos üzemben és könnyen továbbfejleszhető. A rendszer egy központi vezérlő felügyelő egységből és az egyes feladatoknak megfelelő intelligens alrendszer terminálokból (forgalomfelügyeleti mérőrendszer, szolgáltatás felügyeleti mérőrendszer, díjszámláló rendszer és az átviteli paraméterek felügyeleti rendszere) áll.

SZOLGÁLTATÁSOK

- távbeszélő központ forgalmi adatainak folyamatos gyűjtése a hálózat folyamatos felügyelete és a hosszútávú tervezés céljából,
- közös egységek, ill. áramkörök lefoglalásának ellenőrzése,
- közös egységek, ill. áramkörök lefoglalásszámának értékelése,
- közös egységek helyes működésének ellenőrzése, alarm jelzés,
- kimenő irányok egyes áramköreinek blokkolt-

- ságából adódó kapacitásszűkülés érzékelése, alarm jelzés,
- hibabehatárolást megkönnyítő működési jellemzők mérése,
- a központ berendezéseinek működésére jellemző statisztikai adatok gyűjtése és kiértékelése:
 - híváskísérletek száma,
 - sikeres híváskísérletek száma,
 - hatásos híváskísérletek száma,
 - foglaltságban, ill. torlódásban végződő híváskísérletek száma,
 - a cím-információ adásának befejezési aránya,
 - választási folyamat befejezési aránya,
- az alrendszerekből érkező alarmjelzések kiírása,
- távhívás előfizetői forgalom minőségi paramétereinek mérése:
 - hatékonysági arány,
 - előválasztás hatékonysági arány,
 - válaszadás befejezési arány,
 - kapcsolási késlekedés,
 - híváskísérletek abszolút időpontja,
 - hívott előfizető száma,
 - híváskísérletek eredménye,
 - csengetési hangba végződő hívás
 - foglaltsági hangba végződő hívás,
 - választási folyamat jelzési és választási késlekedés,
 - hívott jelentkezésre várakozás időtartama,
 - beszélgetés időtartama,
 - pénzbedobós készülékek felügyelete,
- előfizetői számlálók automatikus leolvasása, részletes számlázás megvalósítása.

Gyártó:

BHG HÍRADÁSTECHNIKA VÁLLALAT

H-1509 Budapest, Postafiók 2. — XI., Fehérvári út 70.

Telefon: 453-300 — Telex: 22-59-33

Export:

BUDAVOX HÍRADÁSTECHNIKAI KÜLKERESKEDELMI RT

H-1392 Budapest, Postafiók 267 — Telefon: 215-910 — Telex: 22-50-77

LOTRIMOS

centralizált távbeszélő üzemfelügyeleti rendszer

MŰSZAKI ADATOK

Tápfeszültség	=48 V+8 -4
	220 V+10% 50 Hz-2 Hz -15%
Üzemi hőmérséklet	+10 °C...+35 °C
Relatív páratartalom t=25 °C-nál	max. 80%
A környező levegő megengedett szennyezettsége	1 mg/m ³ max. 3 μm ré- szecskeméret mellett



BHG Ipari és Technikai Vállalat

1509 Budapest Pf. 2.

Telefon: 453-300

Exportálja: BUDAVOX H-1392

Budapest P.O.B. 267.

BHG
BUDAPEST