50.165

KÖNYV-TÁR

HÍRADÁS-TECHNIKA

A HÍRADÁS-TECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

11

XX. ÉVFOLYAM, 11. SZÁM, 325–356 OLDAL, BUDAPEST, 1969. NOVEMBER HÓ

1969. november, XX. évfolyam, 11. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. GORDOS GÉZA: Híradástechnikusok és a matematikai információelmélet 325
DR. CSISZÁR IMRE: A matematikai információelmélet néhány főbb problémája és eredménye 326
Horváth Gyula nyilatkozata 334
DR. LAJTHA GYÖRGY: Egységes távközlési hálózat 335
HUSZTY DÉNES: Diódás szabályozó áramkörök harmonikus torzítása 342
ZÓLOMY IMRE: Diódák feléledési idejének közelítő számítása a bázisban tárolt töltés segítségével 346
GOSZTONY GÉZA: Torlódás meghatározása tetszőleges belső elérhetőségű és irányítényezőjű csatolóutas rendszerekben 350
Tartalmi összefoglalások 354
Обобщения 355
Zusammenfassungen 355
Summaries 356
Résumés 356

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZŐLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Szabadság tér 5–6. III. em. 320. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

Szerkesztő bizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KŐMŰVES FRIGYES kandidátus, LAJKÓ SÁNDOR, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VÍG ISTVÁN

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9–11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest, 62.

69.3160 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

HÍRADÁS-TECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

DR. GORDOS GÉZA
BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék

Híradástechnikusok és a matematikai információelmélet

Ha meglepő is, talán mégsem haszontalan, ha egy híradástechnikai szaklapban a matematikai információelméletről megjelenő összefoglaló cikket néhány sor előrebocsátásával ajánlunk az olvasók figyelmébe.

Egy ilyesfajta „előszó" meglepőnek tűnhet, hiszen hol legyen igazán otthon az információelmélet minden bevezetés nélkül is, ha nem éppen a híradástechnikában, amely először igényelte az információk mérésével, továbbításával és feldolgozásával kapcsolatos kérdések tudományos megfogalmazását és megoldását.

Mégis úgy érezzük, helyénvaló a matematikai információelmélet méltatása ehelyütt, mert ez a diszciplína azóta, hogy levált a híradástechnikáról és a matematika egy résztudománya lett, igen nagy utat tett meg és jelentős eredményeket hozott, ám a híradástechnika mindennapjaitól látszólag eltávolodott. A teljesség kedvéért meg kell említeni, hogy a híradástechnikából kisarjadt információelmélet nem maradt meg a híradástechnika keretei között. Rövidesen kiderült, hogy a híradástechnikusokéval analóg kérdések fogalmazhatók meg a genetika, a fizika, a kémia, a biológia, a kibernetika, a pszichológia, a vezetés- és irányítástudomány, sőt az esztétika területén is. E szerteágazó területek mindegyike feladta a maga leckéjét a matematikai információelméletnek, így az ma már nemcsak a híradástechnikusok által felvetett, hanem máshonnan származó kérdések általános megoldását is tartalmazza. A fentemlített ciklus lezárása tehát néhány szemléletbeli újdonsággal is szolgálhat a hírközléssel foglalkozóknak.

Nem érdektelen utalni az információelmélet azon legfontosabb matematikai eredményeire — melyeket dr. Csiszár Imre cikke részletesen elemez, és — amelyek a gyakorlati híradástechnikára kihatással vannak.

Kezdjük talán az *információ mérésével*. Az információ mennyiségi mérőszámának precíz matematikai értelmezése nélkül az információkkal foglalkozó „mérnök" csak tapogatózhat, hisz még csak „mérni" sem tudja azt, amivel foglalkozik.

Hasonlóképpen ki kell emelni a matematikai információelmélet különböző típusú (zajos vagy zajtalan, visszajelzéssel ellátott vagy anélküli, diszkrét vagy folytonos jelkészletű) csatornákra vonatkozó *kódolási tételeit*, illetve e *csatornák kapacitásának meghatározását*. Ezek a tételek olyan kérdésekre adnak precíz választ, mint pl. az, hogy miként változtatja az adatátvitelben vagy távjelzésben alkalmazott visszajelző csatorna a megbízhatóan elérhető adatátviteli sebességet, vagy hogy a visszajelző csatornát és a hibajavító kódokat alkalmazó összeköttetések közül melyik milyen csatornán előnyösebb stb.

Ezen útmutatásokon kívül az említett tételek megmutatják a különböző hírközlő csatornákon, adott átviteli megbízhatóság (hibaarány, vagy jel-zaj viszony) mellett egyáltalán *elérhető információátviteli sebességet*. Ennek ismeretében megítélhetjük, hogy jelenlegi kódolási és modulációs eljárásaink mennyire közelítik meg az ideálist. *Az információelmélet éppen így segít a meglevő hírközlési* (kódolási és modulációs) *módszerek összehasonlításában és új módszerek keresésében.*

Az első híradástechnikai rendszerek megjelenése jóval megelőzte az információelméletet. Az információelmélet azonban lehetővé tette a hírközlési elvek rendszerbe foglalását, az információ továbbítása szempontjából történő összehasonlítását, céltudatossá tette az új elvek kutatását s ennek eredményeképpen elvezetett néhány, korábban nem ismert hírközlési mód felfedezéséhez.

A matematikai információelmélet eredményei közül azonban kétségtelenül a *kódkonstrukciók*, a kódolási és dekódolási eljárások azok, amelyeket a híradástechnikai gyakorlat a legközvetlenebbül felhasználhat. Ezen a téren a matematikai információelmélet olyan hatásos eredményeket ért el, amelyekről a kizárólag híradástechnikai ismeretekkel rendelkezők nem is „álmodhatnak".

S hogy mindeme sok gyakorlatilag is használható eredménye ellenére miért áll látszólag mégis távol a matematikai információelmélet a híradástechnikától, annak magyarázatát két okban kereshetjük:

Az első ok az, hogy csak kevés híradástechnikus ismeri a matematikai információelmélet eredményeit. Ez azonban nem annyira az érdeklődés hiányából fakad, mintsem abból a kétségtelen tényből, hogy elég sok energiát igényel az olyan szövegek olvasása, amelyek teljes matematikai precizitással jutnak el a problémák felvetésétől a megoldásig.

A második ok, amiért a két tábor nem érti egymást, valószínűleg a nyelvezet különbözőségében van.

Fenti két nehézség áthidalását segíti elő dr. Csiszár Imrének a Híradástechnika jelen számában közreadott cikke. E cikk rámutat az eddigi matematikai eredmények jelentős részére, s ezzel hozzásegít az információelméletileg optimális hírközlő rendszerek kiválasztásához. Ezen túlmenően a matematikus tollával fogalmazott tételekhez bőségesen fűz a gyakorló tervező szótárával írott magyarázatokat, s ezzel nagymértékben hozzájárul a szó szerint vett „értetlenség" szakadékának áthidalásához. Értéke a cikknek az is, hogy rámutat a még nyitott matematikai problémákra. Ebből a gyakorlati szakember egyrészt tájékozódhat arról, hogy a matematikusok erőfeszítései jelenleg mely kérdések megoldására összpontosulnak, másrészt példákat találhat arra, hogy hogyan kell a gyakorlati kérdéseket a matematikusok számára érthető formában megfogalmazni. Vannak az információelméletnek olyan területei, amelyeket a közlemény csak érintőlegesen tárgyal.

Az információelmélet talán legalapvetőbb felosztása a diszkrét és a folytonos modellek elkülönítésén alapul. S míg a diszkrét modellek tárgyalása igen sok gyakorlati eredményt is hozott, sőt egyes digitális (pl. adatátviteli) rendszereket kifejezetten az információelmélet közvetlen alkalmazásával terveztek, addig a folytonos modellekre vonatkozó eredmények konstruktív alkalmazása még nem ennyire általános. Ennek megfelelően dr. Csiszár Imre dolgozata a diszkrét rendszereket kimerítően, a folytonosakat viszont csak tangenciálisan tárgyalja.

Ki kell még hangsúlyozni azt is, hogy az egzisztencia jellegű kódolási tételeket nem követik — mert ilyen terjedelemben nem is követhetik — a konkrét kódkonstrukciók. Leegyszerűsített fogalmazásban azt mondhatjuk, hogy a cikkből kiderül az, hogy *mit* lehet tenni digitális csatornákon hibakorlátozás érdekében, de nem derül az ki, hogy *hogyan* kell e lehetőségeket kihasználni.

Dr. Csiszár Imre cikkét azzal ajánljuk az olvasó figyelmébe, hogy a matematikai információelmélet művelői éppen e dolgozat közreadásával tették meg az első lépést a Híradástechnika olvasótábora felé.

Beérkezett: 1969. május 12-én.

DR. CSISZÁR IMRE
MTA Matematikai Kutató Intézet

A matematikai információelmélet néhány főbb problémája és eredménye

ETO 519.2:621.391.8:621.394.147

Információn — a szó köznyelvi jelentésénél valamivel tágabban — tetszőleges értesülést, közleményt, tudósítást, hírt értünk. Az információ formája különböző lehet, pl. hang, írás, kép, elektromos impulzus stb. maga az információ azonban fogalmilag megkülönböztetendő konkrét megjelenési formájától; ugyanaz az információ különböző formákban is létezhet, pl. mint írott szöveg, elektromos impulzusok sorozata vagy egy mágnesszalag mágnesezettségi állapota stb.

Az információ fogalma legáltalánosabb fogalmaink egyike, jelentősége az energia fogalmáéval hasonlítható össze. Erre a tényre elsősorban a kibernetika hívta fel a figyelmet, ahol az információ fogalma alapvető szerepet játszik. Valóban, a bonyolult önszabályozó rendszerek egyik legfontosabb megnyilvánulása a külvilágból érkező információk felvétele és feldolgozása, s ezzel kapcsolatban a rendszeren belüli állandó információszállítás.

A matematikai információelmélet[1] célja olyan matematikai modellek felállítása, olyan matematikai definíciók és tételek kidolgozása, melyek az információ fogalmával, az információ továbbításával és feldolgozásával kapcsolatos problémák elég széles körére vonatkozólag kielégítő pontossággal megragadják a lényeges összefüggéseket s ezek kvantitatív leírását nyújtják.

A szűkebb értelemben vett információelméletben az információt úgy tekintjük, mint nagyszámú lehetséges alternatíva halmazának egy, a véletlentől függően választott elemét. Ezáltal lehetővé válik, hogy elvonatkoztassunk az információ konkrét tartalmától és formájától, és definiáljuk az információ absztrakt mennyiségét, amely számszerűleg mérhető. A szűkebb értelemben vett információelmélet úgy jellemezhető, mint egy sztochasztikus modellre épülő, az információ mennyiségével kapcsolatos kérdésekkel foglalkozó, módszerei szempontjából is többé-kevésbé egységes matematikai diszciplina. Ez a diszciplina matematikai szempontból a valószínűségszámítás részét képezi, de annak önálló fejezete; azok az információszerzéssel és információtovábbítással kapcsolatos problémák, melyekben az információ mennyiségi mértékszáma nem játszik szerepet és amelyek a matematikai statisztika és a sztochasztikus folyamatok elmélete szokásos módszereivel tárgyalhatók, nem tartoznak a szűkebb értelemben vett információelmélet tárgykörébe.

Természetesen az információ fogalmával, az információ megszerzésével, továbbításával és feldolgozásával kapcsolatban igen különböző jellegű kérdések vethetők fel, melyek tárgyalásához különböző matematikai modellekre és a matematika különböző ágainak apparátusára van szükség. Így pl. az információ kvalitatív tulajdonságainak leírása a matematikai logika módszereivel történhet. Ennek megfelelően, az általános értelemben vett (matematikai) információelmélet több különálló fejezetre osztható; ilyenek, a szűkebb értelemben vett információelméleten kívül, a matematikai logika és az algebra apparátusát használó matematikai nyelvészet és az automaták elmélete, vagy a hírközléselmélet szempontjából rendkívül fontos jeldetektálás, valamint a szűrés és előrejelzés (filtráció és predikció) elmélete, melyek a matematikai statisztika és a sztochasztikus folyamatok elmélete módszereit alkalmazzák.

Ebben a tanulmányban csak a szűkebb értelemben vett információelmélettel foglalkozunk. A továbbiakban az információelmélet kifejezést — ha mást nem mondunk — mindig ebben az előbbiekben vázolt szűkebb értelemben fogjuk használni. Meg kell jegyeznünk, hogy az információelmélet tárgyköre még a szűkebb értelemben sem teljesen pontosan körülhatárolt. Ez részben annak a következménye, hogy az általános értelemben vett információelmélet különböző fejezetei nem választhatók el élesen egymástól, hanem köztük, a matematika más ágaihoz hasonlóan, átfedések, kölcsönös kapcsolatok vannak. Az a megállapítás, hogy a szűkebb értelemben vett információelmélet a valószínűségszámítás részét képezi, szintén csak „lényegében véve" érvényes, hiszen pl. egyik fontos fejezete, a hibajavító kódok elmélete, elsősorban algebrai módszereket használ.

Mint minden matematikai elmélet, az információelmélet is absztrakt jellegű, tehát logikailag következetesen felépíthető az információ szemléletes fogalmára és az információtovábbítás konkrét problémáira való hivatkozás nélkül is, annak ellenére, hogy fogalomalkotásainak a gyakorlat szükségletei által való motivációja közvetlenebb, mint a matematika legtöbb ágánál. Ez az absztrakt jelleg lehetővé teszi azt is, hogy az információelmélet módszereit és eredményeit — a matematika többi ágaihoz hasonlóan — olyan problémákra is alkalmazzuk, melyek tartalmi szempontból nincsenek is kapcsolatban az elmélet felépítését eredetileg motiváló problémakörrel, konkrétan az információ szemléletes fogalmával. Így például, a matematika egyik nagyon elvont ágában, az ergodelméletben, egy régóta nyitott problémát éppen az információelmélet módszereinek alkalmazásával sikerült megoldani.

A matematikai információelmélet megalapozója C. E. Shannon. Alapvető munkája [7] még ma is

[1] Sokan az információelmélet keretébe sorolják az információ továbbításával és feldolgozásával kapcsolatos műszaki, valamint az információ fogalmával kapcsolatos filozófiai jellegű problémákat is. Ebben a tanulmányban csak a matematikai értelemben vett információelmélettel foglalkozunk, s a továbbiakban a „matematikai" jelzőt el fogjuk hagyni.

Beérkezett: 1969. május 12-én.

rendkívül tanulságos és gondolatébresztő olvasmány; megjegyzendő azonban, hogy Shannon ebben a munkájában nem törekedett matematikai szigorúságra, tételeinek precíz matematikai bizonyítása a későbbi kutatások eredménye. Az újabb szakirodalomból itt csak Ash [1], Wolfowitz [8] és Berlekamp [2] könyveire szeretnénk utalni, melyek együttesen a tárgykör nagy részét felölelik. Magyar nyelven megjelent információelméleti bevezető munka Reza [6] könyve. A matematikai hírközléselmélet alapjai és műszaki alkalmazásai iránt érdeklődő olvasó számára hasznos tanulmány Gordos—Varga [5] jegyzete is.

1. Az információ mennyiségi mértékszáma

Az információelméletnek nem célja, hogy matematikai definíciót adjon az információ általános fogalmára. Definiálja viszont, az alapul vett matematikai modellen belül, az információ különböző jellemzőit, elsősorban az információ mennyiségének mértékszámát. Természetesen az, hogy az információ mennyisége számszerűleg mérhető, hogy egyáltalán beszélhetünk az információ tartalmától és formájától elvonatkoztatott mennyiségéről, önmagában egyáltalán nem nyilvánvaló, hanem éppen az információelmélet egyik fontos eredménye.

Induljunk ki abból a matematikai modellből, hogy az információ bizonyos elemi jelek sorozata. Az elemi jeleket *betűk*nek, a lehetséges elemi jelek halmazát pedig *ábécé*nek nevezzük. A legegyszerűbb és sok szempontból legfontosabb példa a *bináris ábécé*, amely a 0 és 1 „betűkből" áll. Az *információforrás* a véletlentől függően, de meghatározott sztochasztikus törvényszerűségek szerint szolgáltat információkat. A „konkrét" információt tehát úgy tekinthetjük, mint valószínűségi változók $\xi_1, \xi_2, \ldots$ sorozatának egy realizációját, ahol a $\xi_1, \xi_2, \ldots$ valószínűségi változók lehetséges „értékei" az alapul vett ábécé betűi; az információforrást akkor tekintjük ismertnek, ha a jelsorozatokra vonatkozó sztochasztikus törvényszerűségek ismeretesek, más szóval, ha a $\xi_1, \xi_2, \ldots$ valószínűségi változók együttes eloszlásai ismertek. Matematikailag, az információforrást azonosíthatjuk a $\xi_1, \xi_2, \ldots$ valószínűségi változó sorozattal.

Szemléletesen, az *információ mennyiségét* azzal kívánjuk mérni, hogy a szóban forgó információ hány bináris (azaz 0 vagy 1) jeggyel fejezhető ki, ekvivalens alakban. Tekintsünk egy $\mathfrak{X}$ információforrást, melynek ábécéje valamely $X=\{x_1, \ldots, x_m\}$ véges halmaz. Tegyük fel, hogy annak valószínűsége, hogy az információt képviselő sorozat n-edik betűje x_k-val egyenlő, nem függ n-től:

$$P\{\xi_n=x_k\}=p_k \quad (n=1, 2, \ldots; k=1, \ldots, m). \tag{1}$$

Ez a feltétel a gyakorlatban általában teljesül, pl. adatátvitelnél az átviendő adatok valószínűsége független attól, hogy az átviendő adat-sorozat hányadik eleméről van szó.

Kódoljuk az X ábécé betűit 0 és 1 jegyekből álló, nem szükségképpen egyenlő hosszúságú sorozatokkal (kódszavakkal), oly módon, hogy két különböző x betűnek megfelelő kódszavak közül egyik sem lehet a másik folytatása. Ez utóbbi, ún. *prefix* tulajdonságot annak biztosítása végett tesszük fel, hogy az X ábécé betűiből álló sorozatok egyértelműen dekódolhatók legyenek a megfelelő kódsorozatokból, anélkül, hogy a kódszavak között külön elválasztó kódjegyeket kellene alkalmazni. Pl. ha $X=\{0, 1, 2\}$, akkor a $0\to0$, $1\to10$, $2\to11$ kódolás megfelelő, de a $0\to0$, $1\to1$, $2\to10$ kódolás nem; az utóbbinál pl. az 10 kódsorozat megfelelhet az „10" eredeti sorozatnak és ugyanakkor a „2" betűnek is. Az azonos hosszúságú kódszavakból álló kódok — mint pl. a 2-es szóhosszúságú 00, 01, 10, 11 kód — természetesen mindig prefix tulajdonságúak.

Jelöljük az X ábécé egy betűjének kódolásához szükséges bináris jegyek átlagos számát (adott kódolási eljárás mellett) L-lel, azaz legyen

$$L=\sum_{k=1}^{m} p_k l_k, \tag{2}$$

ahol l_k az x_k betűnek megfeleltetett bináris sorozat hossza.

Alapvető jelentőségű a következő egyszerű tétel (1. pl. [6], 4—6. és 4—7. pont):

1. tétel. Bármely prefix tulajdonságú *bináris* kódra

$$L \geqq -\sum_{k=1}^{m} p_k \log_2 p_k; \tag{3}$$

mindig megadható továbbá olyan kódolás, melyre az L átlagos kódhossz a (3) szerinti alsó korlátnál legfeljebb 1-gyel nagyobb.

Abban a speciális esetben, ha a p_k valószínűségek mind egyenlők (azaz $p_k=\frac{1}{m}$, $k=1, \ldots, m$) és m 2-nek egész kitevőjű hatványa, az optimális kód egyszerűen az összes $l=\log_2 m$ hosszúságú bináris sorozatból áll. A nemzetközi távíróábécé ötös kódja tehát akkor lenne tételünk értelmében optimális, ha az $m=32$ lehetséges betű egyenlő valószínűségű volna.

Megjegyezzük, hogy a (3) egyenlőtlenség a később bebizonyítandó (26) egyenlőtlenség legegyszerűbb speciális esete. Az optimális betűnkénti kódot Huffman adta meg; az optimumot megközelítő kódolási eljárások közül legegyszerűbb a Shannon—Fano-féle kódolás. Ha a p_k valószínűségek mindegyike 2 egész kitevőjű hatványának reciprokaként írható fel, mind a Huffman, mind pedig a Shannon—Fano-féle kódolás eléri a (3) formula szerinti optimumot.

Az 1. tétel alapján, a $\mathfrak{X}$ információforrás egy elemi jele által szolgáltatott információ mennyiségi mértékszámát a (3) jobb oldalán szereplő kifejezéssel definiáljuk. Az információmennyiség egységét *bit*nek nevezzük (bit=*bi*nary digi*t*).

1. definíció

Egy ξ diszkrét[2] valószínűségi változó (Shannon-féle) *entrópiáján* a

$$H(\xi)=-\sum_{k=1}^{m} p_k \log_2 p_k \tag{4}$$

mennyiséget értjük, ahol $p_1, \ldots, p_m$ a ξ lehetséges

[2] Azaz: véges vagy megszámlálhatóan végtelen sok lehetséges értékkel bíró.

értékeinek valószínűségeit jelöli; ha ξ lehetséges értékeinek száma megszámlálhatóan végtelen, akkor (4) jobb oldalán végtelen összeg áll.

Egy valószínűségi változó entrópiája annak az *információmennyiség*nek a mértékszáma, melyet a ξ konkrét értékének megfigyelésekor átlagosan nyerünk. Egy másik, ekvivalens interpretáció: az entrópia annak a *bizonytalanság*nak a mértékszáma, amely a ξ értékére vonatkozólag fennáll. Az „entrópia" elnevezés a fizikai entrópiafogalommal való kapcsolatra utal, amely — lényegében — nem más, mint a fizikai rendszer mikroállapotára vonatkozó bizonytalanság mértéke; az információelmélet fizikai alkalmazásaira azonban itt nem térhetünk ki.

Ha ξ és η két diszkrét valószínűségi változó, jelöljük $H(\xi, \eta)$-val a (ξ, η) pár entrópiáját, továbbá legyen

$$H(\xi|\eta)=\sum_{j=1}^{m} q_j H(\xi|\eta=y_j), \text{ ahol } q_j=P\{\eta=y_j\}; \quad (5)$$

itt $H(\xi|\eta=y_j)$ úgy számítandó, hogy (4)-ben a $p_k=P\{\xi=x_k\}$ valószínűségeket a $P\{\xi=x_k|\eta=y_j\}$ feltételes valószínűségekkel helyettesítjük. $H(\xi|\eta)$ azt az információmennyiséget méri, amelyet ξ értékének megfigyelése átlagosan szolgáltat, ha η értékét előzőleg már megfigyeltük. Legyen végül

$$I(\xi, \eta)=H(\xi)-H(\xi|\eta). \quad (6)$$

Az $I(\xi, \eta)$ ún. *kölcsönös információ* annak az információnak átlagos mennyisége, melyet η megfigyelése szolgáltat ξ-re vonatkozólag.

Az információelméletben fontos szerepet játszanak az entrópiára és a belőle leszármaztatott információmennyiségekre vonatkozó azonosságok és egyenlőtlenségek. Ezek azt fejezik ki, hogy az információ mennyiségének definiált mértékszáma tényleg rendelkezik azokkal a tulajdonságokkal, melyekkel egy ilyen mértékszámnak — szemléletünktől megkívántan — rendelkezni kell.

Ilyen összefüggések pl. a következők:

$$H(\xi, \eta)=H(\xi)+H(\eta|\xi)=H(\eta)+H(\xi|\eta) \quad (7)$$

$$H(\xi|\eta)\leqq H(\xi), \quad \text{azaz} \quad I(\xi, \eta)\geqq 0 \quad (8)$$

$$I(\xi, \eta)=H(\xi)+H(\eta)-H(\xi, \eta)=I(\eta, \xi) \quad (9)$$

$$H(\xi)\leqq \log_2 m, \quad (10)$$

ha ξ lehetséges értékeinek száma m.

A (10) egyenlőtlenség azt fejezi ki, hogy a ξ értékére vonatkozó bizonytalanság akkor a legnagyobb, ha ξ lehetséges értékei egyenlően valószínűek; az utóbbi esetben ui. az 1. definíció alapján $H(\xi)=\log_2 m$.

Ha $\mathfrak{X}$ tetszőleges stacionárius[3] információforrás, akkor a forrás jelenkénti entrópiáját a

$$H(\mathfrak{X})=\lim_{n\to\infty}\frac{1}{n}H(\xi_1, \ldots, \xi_n) \quad (11)$$

képlettel definiálhatjuk (könnyen igazolható, hogy stacionárius forrás esetén a (11) jobb oldalán álló határérték mindig létezik). Ez az információmennyiség általában kisebb az egy jel entrópiájánál, $H(\xi_n)$-nél; az utóbbi ui. az egy jel által hordozott információ teljes mennyiségét méri, s ennek a teljes információnak egy része rendszerint nem jelent többletet a korábbi jelekhez képest, tehát a $H(\mathfrak{X})$ jelenkénti entrópiába nem számít bele. A $H(\mathfrak{X})=H(\xi_n)$ egyenlőség csak akkor teljesül, ha a $\xi_1, \xi_2, \ldots$ jelsorozat független valószínűségi változók sorozata; a gyakorlatban előforduló források legtöbbjénél azonban nem ez a helyzet.

A $H(\mathfrak{X})$ jelenkénti entrópia nagyon konkrét szemléletes tartalommal bír. Ha a forrás jelsorozatait nem betűnként, hanem k-as blokkonként kódoljuk, vagyis, ha az X ábécé betűiből álló k hosszúságú sorozatoknak feleltetünk meg bináris sorozatokat, akkor ezek átlagos hosszának k-ad részét tekinthetjük az egy betű kódolásához szükséges bináris jegyek átlagos számának; ezt az átlagos számot ismét L-lel jelöljük. Az 1. tételből egyszerűen levezethető, hogy bármely prefix tulajdonságú blokkonkénti kódolási eljárás esetén

$$L\geqq H(\mathfrak{X}) \quad (12)$$

továbbá, a (12) jobb oldalán szereplő alsó korlát elég hosszú blokkonkénti kódolás esetén tetszőleges pontossággal meg is közelíthető.

2. Zaj nélküli csatornák

Az információelméletben *csatornán* tetszőleges olyan berendezést vagy közeget értünk, amely információ továbbítására alkalmas. Ha a továbbított információt elemi jelek sorozata képviseli, akkor *diszkrét* csatornáról beszélünk. Ha az információtovábbítás hibamentes, akkor a csatornát *zajtalan*nak, ellenkező esetben *zajos*nak nevezzük. A csatorna *emlékezet nélküli*, ha tulajdonságai minden időpillanatban függetlenek az előzőleg továbbított jelektől; ellenkező esetben a csatornát emlékezettel rendelkezőnek mondjuk.

Egy véges ábécéjű zaj nélküli csatornát matematikailag úgy írunk le [3], hogy megadunk egy $Y=\{y_1, \ldots, y_s\}$ ábécét (a csatornán továbbítható elemi jelek halmazát), megadjuk az Y betűiből alkotható mindazon (véges) sorozatoknak V halmazát, melyek a csatornán továbbíthatók, végül minden $u\varepsilon V$ sorozatra megadjuk az illető sorozat továbbításának $z(u)$ költségét. Itt a „költség" szó tágabb értelemben értendő, a legtöbb konkrét esetben a költség a szóban forgó sorozat leadásához szükséges idő. „Költség" lehet még pl. az egyes elemi jelek energiája vagy csúcsteljesítménye is. Általában azt a jellemzőt célszerű „költség"-ként definiálni, amelyik a műszaki megvalósításkor legközelebb esik az alkalmazott eszköz megfelelő határ-adatához.

Például, a közönséges távíró esetében az ábécé az y_1=pont, y_2=vonás és y_3=szünet jelekből áll, ezek „költségei" rendre $z(y_1)=2$, $z(y_2)=4$, $z(y_3)=3$ időegység. A továbbítható sorozatok V halmaza azokból a sorozatokból áll, melyekben sehol sem fordul elő

[3] Azaz, ha bármely k és n természetes számra, a $\xi_{k+1}, \ldots, \xi_{k+n}$ valószínűségi változók együttes eloszlása megegyezik a $\xi_1, \ldots, \xi_n$ valószínűségi változók együttes eloszlásával.

kettőnél több[4] szomszédos szünet, és bármely $v \varepsilon V$ sorozat költsége a megfelelő jelköltségek összegével egyenlő.

Adott zajtalan csatorna és adott $t>0$ esetén jelöljük $N(t)$-vel azoknak a $v \varepsilon V$ sorozatoknak a számát, melyek $z(v)$ költsége éppen nem több t-nél, azaz, melyekre $z(v) \leqq t$, de a v sorozat bármely $v' \varepsilon V$ meghosszabbítására már $z(v')>t$.

2. definíció

A zaj nélküli csatorna *kapacitásának* a

$$C=\lim_{t\to\infty} \frac{1}{t} \log_2 N(t) \tag{13}$$

számot nevezzük. A 2. definíció értelmében, ha a „költség" időt jelent, a csatornakapacitás dimenziója bit/időegység.

Megjegyzés

A csatornakapacitást szokás a

$$C_0=\lim_{t\to\infty} \sup \frac{1}{t} \log_2 N_0(t) \tag{13'}$$

képlettel is értelmezni, ahol $N_0(t)$ a pontosan t költségű $v \varepsilon V$ sorozatok számát jelöli. Shannon eredeti (nem teljesen precíz) definíciójához (l. [7], 7. old.) az utóbbi értelmezés áll közelebb; a legfontosabb esetekben a kétféle kapacitás egyenlő, általánosabb esetekre a 2. definíció szerinti értelmezés a megfelelőbb.

Példa

Egy zajtalan csatornát emlékezet nélkülinek nevezünk, ha az $Y=\{y_1, \ldots, y_s\}$ ábécé betűiből alkotható minden sorozat továbbítható és az egyes betűk továbbítási költségei nem függnek az előzőleg továbbított betűktől, más szóval ha bármely $u=y_{j_1}, \ldots, y_{j_n}$ sorozat költsége

$$z(u)=\sum_{k=1}^{n} z_{j_k} \qquad z_j=z(y_j)>0 \quad (j=1, \ldots, s). \tag{14}$$

Abban a fontos speciális esetben, amikor a csatorna-ábécé összes eleme azonos z_0 adás-időt igényel (és költségnek az időt tekintjük), a 2. definícióból közvetlenül következik, hogy a csatorna kapacitása

$$C=\frac{\log_2 s}{z_0} \qquad \text{bit/időegység.} \tag{15}$$

Így például az adatátvitelben és PCM-ben használt bináris zajmentes csatorna kapacitása $C=\frac{1}{z_0}$ bit/időegység, vagy ha a költségegységnek a csatorna-ábécé egy továbbított jegyét választjuk, akkor $C=1$ bit/jegy.

[4] A szavak közti kétszeres időtartamú szünet két szomszédos szünetként fogható fel, két szomszédos szünet tehát még meg van engedve.

Tetszőleges emlékezet nélküli zajtalan csatornákra a következő tételt mondhatjuk ki:

2. tétel

Emlékezet nélküli zajtalan csatorna esetén

$$C=C_0=\max_{p_1, \ldots, p_s} \frac{-\sum_{j=1}^{s} p_j \log_2 p_j}{\sum_{j=1}^{s} p_j z_j}=\log_2 w_0, \tag{16}$$

ahol w_0 a

$$\sum_{j=1}^{s} w^{-z_j}=1 \tag{17}$$

egyenlet (egyetlen) pozitív gyöke.

A matematikai információelmélet módszereinek illusztrálása céljából a függelékben vázoljuk a tétel bizonyítását.

Ha egy X ábécéjű $\mathfrak{X}$ információforrás által szolgáltatott információkat akarunk továbbítani egy Y ábécéjű csatornán, akkor az X ábécé betűiből alkotható sorozatokat az Y ábécé beitűiből álló sorozatokkal — mégpedig továbbítható, tehát a V halmazba tartozó — sorozatokkal kell kódolnunk. A kódolásra vonatkozólag természetszerű követelmény, hogy egyértelműen dekódolható legyen, azaz bármely két különböző sorozatnak különböző kódsorozat feleljen meg; ezenkívül kívánatos, hogy a továbbítás költsége lehetőleg minél kisebb legyen. Adott $\mathfrak{X}$ forrás és adott kódolás esetén jelöljük L-lel a forrás egy jelének továbbításához szükséges átlagos költséget, azaz legyen

$$L=\lim_{n\to\infty} \frac{1}{n} M(\tilde{z}(\xi \ \ldots \ \xi_n)), \tag{18}$$

ahol $\tilde{z}(\xi_1 \ \ldots \ \xi_n)$ a $\xi_1 \ \ldots \ \xi_n$ sorozatnak megfelelő kódsorozat továbbítási költségét jelöli, M pedig a várható érték jele.

Speciálisan, ha a csatorna emlékezet nélküli és a $\mathfrak{X}$ forrás eleget tesz az (1) feltételnek, akkor betűnkénti kódolás esetén

$$L=M(\tilde{z}(\xi_1))=\sum_{k=1}^{m} p_k l_k, \tag{19}$$

ahol most l_k az x_k betűnek megfeleltetett kódszó költségét jelelöli. A 2. tételből egyszerűen következik, hogy a tett feltevések mellett, prefix tulajdonságú kódolás esetén

$$L \geqq \frac{H(\xi_1)}{C}=\frac{-\sum_{k=1}^{m} p_k \log_2 p_k}{\log_2 w_0}. \tag{20}$$

Valóban, a különböző x_k betűknek megfelelő kódszavakat egy új (emlékezet nélküli) csatorna betűinek is tekinthetjük, az l_k költségekkel. A pontosan t költségű sorozatok $N_0'(t)$ száma nyilvánvalóan nem lehet nagyobb az eredeti csatornára vonatkozó $N_0(t)$-

nél, tehát az új csatorna C_0' kapacitása nem lehet nagyobb $C_0=C$-nél. A 2. tétel szerint tehát

$$\max_{(p_1,\ldots,p_n)} \frac{-\sum_{k=1}^{m} p_k \log_2 p_k}{\sum_{k=1}^{m} p_k l_k} = C_0' \leqq C, \tag{21}$$

azaz tetszőleges $(p_1, \ldots, p_m)$ eloszlásra

$$\frac{H(\xi_1)}{L} \leqq C, \tag{22}$$

ami ekvivalens a (20) egyenlőtlenséggel.

A (20) egyenlőtlenség az információelmélet egy általános tételének, az ún. zajtalan kódolási tételnek speciális esete. A *zajtalan kódolási tétel* ([7], 28. old.) azt mondja ki, hogy ha egy $\mathfrak{X}$ forrás jelenkénti entrópiája $H(\mathfrak{X})$, akkor bármely dekódolható kódolás esetén

$$L \geqq \frac{H(\mathfrak{X})}{C}, \tag{23}$$

továbbá alkalmas kódolással a (29) szerinti alsó korlát tetszőleges pontossággal meg is közelíthető. Ez az állítás szemléletesen nagyon plauzibilis, hiszen a C csatornakapacitás a költségegységenkénti maximális továbbítható információmennyiséget jelenti, $H(\mathfrak{X})$ pedig a forrás egy jelére jutó átlagos információmennyiséget. Meglepő azonban, hogy a tétel általános feltételek[5] melletti matematikai bizonyításával ill. a tétel érvényességi határainak vizsgálatával az irodalomban nem foglalkoznak — holott az állítás plauzibilis volta természetesen nem teszi feleslegessé a szigorú matematikai bizonyítást. A kérdéskör matematikailag szabatos feldolgozását a MTA Matematikai Kutató Intézetben elvégeztük, l. Csiszár—Katona—Tasnády [3]. Eredményeink szerint a „zaj nélküli kódolási tétel" — bár minden további feltétel nélkül nem érvényes — a gyakorlati szempontból fontos esetekben valóban igaz; így pl. véges ábécéjű emlékezet nélküli csatornákra és stacionárius forrásokra a tétel állítása mindig teljesül.

3. Zajos csatornák

A reális távközlési csatornákban az információtovábbítás megbízhatósága sohasem 100%-os: valójában minden csatorna „zajos". Ha a hibás információtovábbítás valószínűsége nagyon kicsi, a matematikai leírás alapját képező matematikai modell lehet az előző pontban tárgyalt „zajtalan csatorna". Legtöbbször azonban ahhoz, hogy a reális helyzet kellően hű matematikai modelljét kapjuk, a zajt is figyelembe kell vennünk.

A legegyszerűbb ilyen matematikai modellben a bemeneti információt bizonyos $Y=\{y_1 \ldots y_s\}$ ábécé betűiből álló sorozatnak tekintjük, s feltesszük, hogy a zaj minden y_j betűt (elemi jelet) bizonyos ismert p_{jk} valószínűséggel változtat bizonyos y_k' betűvé, függetlenül az előzőleg továbbított betűktől. Az $y_{j_1}, \ldots, y_{j_n}$ bemeti információnak megfelelő kimeneti információ tehát valamilyen $y_{k_1}' \ldots y_{k_n}'$ sorozat lesz. Az ilyen ún. *emlékezet nélküli* zajos csatornát a $\Pi=(p_{jk})$ mátrix jellemzi.

Példa

Ha a bemeneti és kimeneti információk egyaránt 0 és 1 jegyekből álló sorozatok, továbbá annak a valószínűsége, hogy 0 leadása esetén tévesen 1-et veszünk, és annak a valószínűsége, hogy 1 leadása esetén tévesen 0-t veszünk, ugyanazzal a p számmal egyenlő, akkor *bináris szimmetrikus* csatornáról beszélünk. Mátrixa:

$$\Pi=\begin{pmatrix} 1-p & p \\ p & 1-p \end{pmatrix}.$$

Zajos csatorna esetén is lehetséges megbízható információátvitel. Azt a technikát, amellyel ezt elérjük, hibakorlátozásnak vagy hibavédelemnek szokták nevezni. Tegyük fel, hogy N számú lehetséges közlemény továbbítására alkalmas kódot kell terveznünk úgy, hogy ezeket a közleményeket az Y ábécé betűiből alkotott n hosszúságú u_i sorozatokkal kódoljuk. Ha a lehetséges közlemények száma sokkal kisebb, mint az összes lehetséges n hosszúságú sorozat száma, azaz ha $N \leqq s^n$, akkor remélhető, hogy — alkalmas kódolás esetén — az összes lehetséges n hosszúságú kimeneti sorozatok halmaza felosztható bizonyos $B_1, B_2, \ldots, B_N$ diszjunkt részhalmazokra, oly módon, hogy az i-edik lehetséges közleménynek megfelelő u_i kódszó leadása esetén a vett sorozat nagy valószínűséggel a B_i halmazba essék ($i=1, \ldots, N$). Ha ezeknek a valószínűségeknek mindegyike $\geqq 1-\lambda$, akkor λ *hibakorlátú kód*ról beszélünk. Az elnevezést az indokolja, hogy ha a B_i halmazba eső vett sorozatokat az i-edik lehetséges közleményként dekódoljuk, a hiba valószínűsége $\leqq \lambda$ lesz.

Az iménti modell a visszacsatolás nélküli hírközlésre vonatkozik.[6] Ha (zajtalan) visszacsatolás is van, akkor a továbbítandó közleményeknek megfelelő kódszavakat nem szükséges előre meghatározni, hanem a k-adik betűt attól függően választhatjuk meg, hogy az előző $k-1$ betűt a csatorna hogyan továbbította. Ettől eltekintve, a λ hibakorlátú kód értelmezése a visszacsatolásos esetben is azonos a fentivel.

Adott n és λ esetén jelöljük $N(n, \lambda)$-val azt a maximális közleményszámot, melyhez még létezik n hosszúságú sorozatokkal λ hibakorlátú kód.

3. definíció

Egy zajos csatorna *kapacitásán* a

$$C=\inf_{\lambda>0}\left[\lim_{n\to\infty}\frac{1}{n}\log_2 N(n,\lambda)\right] \tag{24}$$

[5] Így pl. a kódolásnak sokkal bonyolultabb módozatai is lehetségesek, mint az előző pontban leírt betűnkénti, ill. blokkonkénti kódolás.

[6] A visszacsatolás nélküli csatornák hibajavító kódokat alkalmaznak. A hibakorlátozás ilyen módja a távíró- és adattechnikában a FEC (forward error control — előre történő hibakorlátozás) megjelölést viseli. A visszacsatolással (azaz „felügyeleti" vagy „visszajelző" átviteli úttal) ellátott csatornáknál sok esetben hibajelző kódokat alkalmaznak. Ebben a rendszerben, ha a vett sorozat nem lehet kódszó, a vevő ismétlést kér a visszajelző csatornán keresztül (ARQ-rendszer).

számot értjük. Ha a szögletes zárójelben levő határérték nem függ a λ hibakorláttól, azaz, ha

$$\lim_{n\to\infty}\frac{1}{n}\log_2 N(n,\ \lambda)=C \qquad (0<\lambda<1) \qquad (25)$$

akkor a C számot a csatorna erős értelemben vett *kapacitás*ának nevezzük.

Az információelmélet fontos eredményei azok az ún. kódolási tételek, melyek különböző típusú zajos csatornákra garantálják az erős kapacitás létezését és megadják kiszámítási módját. A legegyszerűbb ilyen „zajos" kódolási tétel az alábbi.

3. tétel

Emlékezet nélküli csatorna esetén, mind a visszacsatolás nélküli, mind a visszacsatolásos esetben, az erős értelemben vett kapacitás létezik és egyenlő az egy elemi jellel továbbítható információmennyiség maximumával:

$$C=\max_{(p_1,\ \ldots,\ p_s)} I(\eta,\ \eta'). \qquad (26)$$

Itt η olyan valószínűségi változót jelöl, melynek lehetséges értékei az Y ábécé betűi, η' pedig az η leadásának megfelelő vett jel; a maximalizálás a $p_j=P\{\eta=y_j\}$ valószínűségek szerint történik.

A (24), (25) illetőleg (26) által difiniált csatornakapacitás dimenziója bit/átvitt betű. Itt a bit/időegységben kifejezett csatornakapacitás általános esetben (különböző időtartamú jelek esetén) meglehetősen bonyolult lenne.

Példa

Bináris szimmetrikus csatorna esetén a (26) képletből egyszerű számítással adódik, hogy

$$C=1+p\log_2 p+(1-p)\log_2(1-p) \qquad (27)$$

A 3. tételnek több bizonyítása is ismertes, de egyik sem túlságosan egyszerű. Az erős értelemben vett kapacitás létezése az emlékezettel rendelkező csatornák számos típusára is bizonyítva van. A kérdéskör legteljesebb feldolgozása a [8] monográfiában található. Az emlékezettel rendelkező csatornák tipikus példái a szokásos hírközlő csatornák. Ezeken ugyanis gyakori a hibacsomósodás jelensége, ami azt jelenti, hogy egy hibahely közelében nagyobb valószínűséggel találunk egy másik hibahelyet, mint tőle távol. Jellegzetes példa a fadinges rádiócsatorna, vagy a megszakadásoknak kitett távbeszélő áramkör, ahol teljesen összefüggő sorozatok lehetnek hibásak (pl. a vevőbe meg sem érkeznek az adott elemi jelek). Emlékezettel rendelkező csatornákra a visszacsatolást általában már „ki lehet használni", tehát visszacsatolással nagyobb a kapacitás, mint visszacsatolás nélkül. Ez a gyakorlat számára azt jelenti, hogy visszajelző csatorna alkalmazása — információelméleti szempontból — elsősorban a hibacsomósodással rendelkező csatornák esetén célszerű.

A műszaki irodalomban a 3. tétel és az általánosabb típusú csatornákra vonatkozó tételek helyett inkább ezek egyik következményét, az ún. Shannon-féle alaptételt szokták idézni.

Adott információforrás és adott csatorna esetén az információtovábbítás úgy történhet, hogy a forrás jelsorozatát bizonyos k-as blokkokra osztjuk, minden ilyen blokkot egy, a csatorna bemeneti jeleiből álló n hosszúságú sorozattal kódolunk, majd a vett sorozatot dekódoljuk. Jelöljük $K(k,\ \lambda)$-val a forrás jeleiből alkotható legvalószínűbb k-as sorozatok számát, melyeknek együttes valószínűsége már nagyobb, mint $1-\lambda$. Megbízható átvitel akkor lehetséges, ha $K(k,\ \lambda)<N(n,\ \lambda)$, ekkor ui. minden „valószínű" k-as sorozatot λ-nál kisebb hibavalószínűséggel továbbíthatunk, másféle k-as sorozat előfordulási valószínűsége viszont $<1-\lambda$. Egy $\mathfrak{X}$ stacionárius információforrást akkor nevezünk *információstabilis*nak, ha bármely $\varepsilon>0$ esetén teljesül a

$$\lim_{n\to\infty} P\left\{\left|-\frac{1}{n}\log_2 P(\xi_1\ \ldots\ \xi_n)-H(\mathfrak{X})\right|<\varepsilon\right\}=1 \qquad (28)$$

reláció, ahol $P(\xi_1\ \ldots\ \xi_n)$ a $\xi_1\ \ldots\ \xi_n$ sorozat (a priori) valószínűségét jelöli, azaz

$$P(\xi_1\ \ldots\ \xi_n)=P\{\xi_1=x_{i_1},\ \ldots,\ \xi_n=x_{i_n}\}, \qquad (29)$$

ha $\xi_1=x_{i_1},\ \ldots,\ \xi_n=x_{i_n}$.

Könnyen belátható, hogy információstabilis forrás esetén $K(k,\ \lambda)$ „körülbelül" $2^{kH(\mathfrak{X})}$-szel egyenlő (λ értékétől függetlenül); ha tehát a (24) reláció teljesül, a megbízható információátvitel megvalósítható, ha $2^{kH(\mathfrak{X})}<2^{nC}$, azaz $\frac{k}{n}H(\mathfrak{X})<C$, de nem valósítható meg, ha $2^{kH(\mathfrak{X})}>2^{nC}$ azaz, ha $\frac{k}{n}H(\mathfrak{X})>C$.

A $\frac{k}{n}H(\mathfrak{X})$ mennyiséget szokták az információtovábbítás sebességének is nevezni. Az előbbiek tehát úgy is kifejezhetők, hogy a csatornakapacitásnál kisebb sebességgel mindig lehetséges megbízható átvitel, a csatornakapacitásnál nagyobb sebességgel viszont soha. Ez az eredmény a *Shannon-féle alaptétel*. Érvényességének feltétele a forrás információstabilitása; ez a feltétel a gyakorlat szempontjából fontos esetekben általában teljesül (így pl. ergodikus forrásokra, McMillan tétele szerint l. pl. [1], 6.6.1. tétel v. [8], 10.2.1. tétel).

A Shannon-féle alaptétel a fentieknél lényegesen általánosabb formában is érvényes. Az eddigiekben csak az információtovábbítás „diszkrét" modelljével foglalkoztunk; számos alkalmazás szempontjából azonban megfelelőbb a „folytonos" modell, melyben az X, ill. Y véges ábécéket „folytonos" ábécével (pl. az összes valós számok vagy r-dimenziós vektorok halmazával) helyettesítjük, sőt, esetleg az információt már nem is valamely $x_{i_1}\ x_{i_2}\ \ldots$ jelsorozat, hanem bizonyos $x(t)$ függvény képviseli.

„Folytonos" ábécé esetén már az entrópia fogalmának értelmezése is problémát okoz. Ha egy ξ valós valószínűségi változó sűrűségfüggvénye $f(x)$, akkor a (4) képlet analógiájára szokás a

$$H_1(\xi)=-\int f(x)\log_2 f(x)\,dx \qquad (30)$$

mennyiséget nevezni ξ entrópiájának. Ez a mennyiség azonban nem rendelkezik olyan konkrét szemléletes

jelentéssel, mint a diszkrét valószínűségi változók entrópiája; így például, $H_1(\xi)$ negatív értéket is felvehet, tehát nem tekinthető az információmennyiség mértékszámának. Valójában egy „folytonos" valószínűségi változó értékének pontos megfigyelése mindig végtelen nagy információmennyiséget jelentene. Persze a valóságban abszolút pontos megfigyelésről sohasem lehet szó, de nincs is rá szükség. Ez az észrevétel vezet el az entrópiafogalomnak ahhoz az általánosításához, melyre a Shannon-tétel általános megfogalmazásához szükségünk van.

Legyen X és X' két tetszőleges halmaz, s legyen megadva egy $\varrho(x, x') \geq 0$ $(x \in X, x' \in X')$ kétváltozós függvény, amely az abból származó hátrányt méri, ha x helyett x'-t figyeljük meg; a legtöbb alkalmazásban $X' = X$ és $\varrho(x, x')$ az x és x' pontok távolsága vagy annak valamilyen függvénye. Legyen ξ egy X-beli értékeket felvevő valószínűségi változó; ekkor, ha ξ helyett egy ξ' valószínűségi változót figyelünk meg, melynek értékei X'-be esnek, az átlagos „veszteség" $M(\varrho(\xi, \xi'))$ lesz.

4. Definíció

A ξ valószínűségi változó ε-entrópiájának — adott ϱ „veszteségfüggvény" esetén — a

$$H(\xi) = \inf_{M(\varrho(\xi, \xi')) \leq \varepsilon} I(\xi, \xi') \tag{31}$$

mennyiséget[7] nevezzük, ahol ε tetszőleges adott pozitív szám.

Mivel $I(\xi, \xi')$ a ξ' által ξ-re vonatkozólag szolgáltatott információ mennyiségét jelenti, az ε-entrópia szemléletes jelentése nyilvánvaló: $H_\varepsilon(\xi)$ az a minimális információmennyiség, amely ξ értékének a megengedett veszteséghatáron belüli reprodukálásához szükséges.

A diszkrét források jelenkénti entrópiájának analógiájára értelmezhető „folytonos" források időegységenkénti ε-entrópiája.

A folytonos esetben a csatornakapcitás értelmezése is vet fel matematikai problémákat, melyekre itt nem térhetünk ki. Lényegében véve, a (26) képlethez hasonlóan, az (időegységenkénti) csatornakapacitás a „folytonos" esetben is az időegységenként továbbítható információmennyiség maximumával egyenlő. A maximalizálásnál azonban tekintetbe kell venni bizonyos mellékfeltételeket, melyek a csatorna fizikai tulajdonságainak felelnek meg. A leggyakoribb ilyen feltétel, hogy az η leadott jel átlagos teljesítménye valamilyen adott P értékkel egyenlő; matematikailag ez a követelmény azt jelenti, hogy

$$M(\eta^2) = P \tag{32}$$

illetőleg — folytonos időparaméter esetén —

$$\frac{1}{T} \int_0^T \eta^2(t)\, dt = P. \tag{33}$$

[7] A kölcsönös információ — az entirópiától eltérőleg — közvetlenül értelmezhető tetszőleges valószínűségi változók esetére is; persze ehhez a (6) képletet először át kell alakítanunk, úgy, hogy ne szerepeljen benne az entrópia.

A Shannon-tétel általános alakja azt mondja ki, hogy olyan csatorna segítségével, melynek (időegységenkénti) kapacitása nagyobb a forrás időegységenkénti ε-entrópiájánál, megfelelő kódolás és dekódolás használatával elérhető a késleltetés nélküli átvitel, ha az átvitel minőségére vonatkozó előírás abban áll, hogy az „átlagos veszteség" ε-nál ne legyen nagyobb[8].

Példa

A folytonos csatornák legfontosabb típusa az additív zajú Gauss-csatorna, vagyis az olyan csatorna, ahol a leadott jelhez egy véletlen zaj adódik hozzá, s a vevő a jel és zaj összegét észleli, ahol a zajról feltesszük, hogy Gauss-folyamat.

Egy W sávszélességű additív zajú Gauss-csatorna kapacitása — fehér zaj esetén — Shannon képlete szerint

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{N}\right). \tag{34}$$

ahol P a jel teljesítménye, N pedig a zaj teljesítménye. A csatornakapacitás akkor érhető el, ha a jel maga is Gauss-folyamat. Megjegyzendő, hogy a (34) képlettel kapcsolatban sok matematikai nehézség merül fel; ezekre és az általuk ösztönzött kutatások számos mély eredményére itt nem térhetek ki.

A (34) összefüggés műszaki alkalmazásai szempontjából mindenesetre meg kell jegyezni, hogy az csak a fentiekben definiált — és még néhány egyéb, szintén speciális — csatornára érvényes. Azonban, nem érvényes például ún. impulzus-zajjal vagy színuszos zavaró jellel zavart csatornára stb. Ezért helytelen volna a (34) képletet az információelmélet zajos csatornára vonatkozó általános „vég-képlete"-ként felfogni.

5. Kódkonstrukciók. Kódolás és dekódolás

Az előző pontban tárgyalt Shannon-féle alaptétel elvileg rendkívül jelentős, mert megadja, hogy — adott csatorna esetén — az átvitel ésszerű megszervezése elméletileg milyen hatásfoknövekedést eredményezhet. Kétségtelen hiányossága azonban a tételnek, hogy nem ad választ arra a kérdésre, hogyan kell kódolni és dekódolni ahhoz, hogy a csatornakapacitást valóban kihasználhassuk. A problémát nehezíti, hogy a gyakorlat szempontjából csak viszonylag egyszerű és nem irreálisan nagy memóriaigényű eljárások jöhetnek szóba. A kódolás és dekódolás konkrét megtervezésének kérdésével a legrészletesebben a bináris szimmetrikus csatornák esetében foglalkoztak; ezek a vizsgálatok az információelmélet külön fejezetként, algebrai[9] kódolás-elmélet néven foglalhatók össze, l. pl. [2].

Bináris csatorna esetén, a kódszavak n darab 0, ill. 1 jegyből álló sorozatok. Célszerű az olyan kódok

[8] A forrás információstabilis voltát most is ki kell kötni, és néhány más regularitási feltételre is szükség van, de ezek a gyakorlati esetekben általában teljesülnek. A részletek megtalálhatók Dobrusin [4] cikkében.

[9] Az „algebrai" jelző a modern algebra, konkrétan a csoport- és testelmélet módszereinek alkalmazására utal.

vizsgálatára szorítkozni, melyekben a kódszavak a modulo 2 összeadásra nézve csoportot alkotnak, más szóval, ha $u=i_1 \dots i_n$ és $v=j_1 \dots j_n$ két tetszőleges kódszó, akkor az $u \oplus v=k_1 \dots k_n$ sorozat is kódszó, ahol $k_l=0$ ha $i_l=j_l=0$ vagy $i_l=j_l=1$ és $k_l=1$, ha $i_l=0, j_l=1$ vagy $i_l=1, j_l=0$ ($l=1, \dots, n$). Az ilyen, ún. *csoportkódok* mindig megadhatók egy $m \times n$-es ún. *paritásellenőrző mátrix* segítségével (ahol az M paritásellenőrző mátrix elemei 0 és 1 jegyek) olymódon, hogy egy u, n-jegyű bináris sorozat akkor és csak akkor legyen kódszó, ha

$$Mu=0. \tag{35}$$

Itt az u sorozatot oszlopvektornak fogjuk fel és a műveleteket modulo 2 végezzük.

Példa (Hamming-kód)

Legyen $n=2^m-1$ és legyenek az M mátrix oszlopai az összes lehetséges m hosszúságú, 0 és 1 jegyekből álló sorozatok, kivéve az azonos 0 sorozatot. Ekkor, ha egy u kódszó továbbítása során a k-adik jegy meghibásodik (de a többi nem), az így adódó v sorozatra az Mv szorzat éppen az M mátrix k-adik oszlopával lesz egyenlő, mint ez a (35) egyenletből azonnal következik. Ha tehát az u kódszó n jegyének továbbítása során csak egy hiba fordul elő, akkor mindig megtudjuk állapítani, hogy melyik a hibás jegy, és az u szót helyesen dekódolhatjuk. A Hamming-kód ún. *egy hiba javító* kód. Jegyezzük meg, hogy $k=n-m$ bináris jegyet tetszőlegesen előírva, a (35) egyenlet alapján a többi $n-k=m$ jegyet egyértelműen meghatározhatjuk úgy, hogy u kódszót kapjunk. A $k=n-m$ szabadon választott bináris jegyet gyakran *információs jegyek*nek, a többi m jegyet pedig *paritásellenőrző jegyek*nek nevezzük. Az információtovábbítás sebessége

$$R=\frac{k}{n}=1-\frac{m}{n}. \tag{36}$$

A Hamming-kódok alkalmazása csak akkor célszerű, ha a hibás jeltovábbítás valószínűsége nagyon kicsi és a csatorna emlékezet nélküli. „Erősebb" zaj vagy hibacsomósodásos csatornák esetén ui. egy n-es sorozat továbbítása esetén gyakran fog egynél több hiba is előfordulni, ekkor pedig a Hamming-kód már nem teszi lehetővé a helyes dekódolást.

A véges testek elméletén alapuló bonyolultabb módszerekkel lehet konstruálni olyan csoportkódokat is, melyek két, három, vagy tetszőleges l számú hiba kijavítását is lehetővé teszik, természetesen az információtovábbítás sebességének számottevő csökkenése árán. Ilyen kódok pl. az ún. BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) kódok, melyekhez viszonylag egyszerű dekódolási algoritmus is megadható. A BCH kódok sok esetben nagyon jól használhatók, de aszimptotikus tulajdonságaik rosszak: ha az n blokkhosszt növeljük és a hibás dekódolás valószínűségének λ felső korlátját rögzítjük, a BCH kódokkal nemcsak hogy nem érhető el a csatornakapacitást megközelítő információtovábbítási sebesség, hanem ellenkezőleg, az információtovábbítási sebesség nullához tart. A jó aszimptotikus tulajdonságokkal rendelkező és reálisan megvalósítható kódok megkonstruálása még a jövő feladata.

Egy $m \times n$-es paritásellenőrző mátrixszal megadott csoportkód esetén egy tetszőleges, 0 és 1 jegyekből álló sorozat kódolása úgy történik, hogy a sorozatot $k=n-m$ hosszúságú[10] blokkokra bontjuk, majd minden ilyen blokkot m számú — a (35) egyenlet alapján kiszámított — paritásellenőrző jeggyel kiegészítünk egy n hosszúságú kódszóvá. Itt tehát a paritásellenőrző jegyeket mindig csak az információs jegyek meghatározott blokkja alapján határozzuk meg.

Az ún. *konvolúciós kód*oknál, ezzel szemben, a paritásellenőrző jegyek meghatározásánál az információs jegyek korábbi blokkjait is figyelembe vesszük. A konvolúciós kódok jelentősége főképpen abban áll, hogy ezekre egy újszerű dekódolási módszer alkalmazható, az ún. *szekvenciális dekódolás*. Azonban a szekvenciális dekódolás elméletének akárcsak vázlatos ismertetése is meghaladná ennek a referátumnak a kereteit, ezért be kell érnünk a [9] monográfiára való utalással.

Az eddigiekben feltételeztük, hogy visszacsatolás nem áll rendelkezésre, tehát az adó nem értesül arról, hogy a továbbított jelet a vevő helyesen vagy hibásan észlelte-e. Az előző pontban rámutattunk arra, hogy a visszacsatolás, ha van is, „nem használható ki" (emlékezet nélkül csatorna esetén), abban az értelemben, hogy nem növeli a csatorna kapacitását. Ennek ellenére, a visszacsatolás jól kihasználható a kódkonstrukciónál. Zajmentes visszacsatolás létezése esetén sokkal jobb egyszerűen megvalósítható kódolási algoritmusokat lehet megadni, mint visszacsatolás hiányában, sok esetben olyanokat is, amelyekkel az információtovábbítás sebessége elméleti felső határához, a csatornakapacitás értékéhez, tetszőlegesen közel hozható.

A visszacsatolt hírközlés egyébként is fontos problémája az információelméletnek, de erre, sok más fontos kérdéshez hasonlóan, egy ilyen rövid áttekintésben nem térhettem ki.

Függelék

A 2. tétel bizonyítása

$N(t)$ értelmezéséből következik, hogy fennáll az

$$N(t)=\sum_{j=1}^{s} N(t-z_j) \qquad (t \geqq z^*=\min_{1 \leqq j \leqq s} z_j) \tag{37}$$

differenciaegyenlet. Ebből, z^* többszörösei szerinti teljes indukcióval, könnyen adódik, hogy minden t-re

$$N(t) \leqq w_0^t \tag{38}$$

Így tehát

$$C_0 \leqq C \leqq \log_2 w_0. \tag{39}$$

Legyenek továbbá $\eta_1, \eta_2, \dots$ független valószínűségi változók, melyek lehetséges értékei Y betűi, és legyen $P\{\eta_n=y_j\}=p_j$. Jelölje ϱ_n az $\eta_1 \dots \eta_n$ sorozat

[10] Feltételezzük, hogy a paritásellenőrző mátrix sorai lineárisan függetlenek modulo 2.

költségét, azaz legyen $\varrho_n = z(\eta_1 \dots \eta_n) = \sum_{k=1}^{n} z(\eta_k)$. Ekkor, a (37) azonosság felhasználásával,

$$-\sum_{j=1}^{s} p_j \log_2 p_j = H(\eta)_1 = \frac{1}{n} H(\eta_1 \dots \eta_n) \leqq$$

$$\leqq \frac{1}{n} H(\eta_1 \dots \eta_n, \varrho_n) = \frac{1}{n} H(\varrho_n) +$$

$$+ \frac{1}{n} H(\eta_1 \dots \eta | \varrho_n). \tag{40}$$

Mivel a $\varrho_n = t$ feltétel mellett az $\eta_1, \dots, \eta_n$ sorozat lehetséges értékeinek száma $N_0(t)$, a (40) egyenlőtlenség felhasználásával következik, hogy

$$H(\eta_1 \dots \eta_n | \varrho_n) \leqq M(\log_2 N_0(\varrho_n)), \tag{41}$$

ahol M a várható érték jele. (13')-ből látható, hogy bármely kis pozitív ε számra $\log_2 N_0(\varrho_n) \leqq \varrho_n(C_0 + \varepsilon)$, azaz

$$M(\log_2 N_0(\varrho_n)) \leqq M(\varrho_n)(C_0 + \varepsilon) =$$

$$= n(C_0 + \varepsilon) \sum_{j=1}^{s} p_j z_j, \tag{42}$$

ha n elég nagy; továbbá, itt nem részletezett egyszerű meggondolással igazolható, hogy $\frac{1}{n} H(\varrho_n)$ nullához tart, ha $n \to \infty$. Így, a (40) egyenlőtlenség jobb oldalán $n \to \infty$ határátmenetet végezve, arra az eredményre jutunk, hogy

$$-\sum_{j=1}^{s} p_j \log_2 p_j \leqq (C_0 + \varepsilon) \sum_{j=1}^{s} p_j z_j, \tag{43}$$

azaz, mivel a (43) egyenlőtlenség minden $\varepsilon > 0$-ra igaz,

$$\frac{-\sum_{j=1}^{s} p_j \log_2 p_j}{\sum_{j-1}^{s} p_j z_j} \leqq C_0. \tag{44}$$

Végül, a $p_j = w_0^{-z_j}$ választással láthatjuk, hogy (44) bal oldala felveheti a $\log_2 w_0$ értéket. Ezt összevetve a (39) és (44) eredményekkel, a 2. tételt bebizonyítottuk.

A 2. tétel vázolt egyszerű bizonyítása a szerző eddig publikálatlan eredménye.

IRODALOM

1. *Ash, R.:* Information Theory. Interscience Publishers, 1965.
2. *Berlekamp, E. R.:* Algebraic Coding Theory. McGraw-Hill, 1968.
3. *Csiszár I.—Katona Gy.—Tusnády G.:* Information sources with different cost scales and the principle of conservation of entropy. Budapest, 1967. (Preprint). Sajtó alatt: Zeitschrift für Wahrscheinlichkeitstheorie und verwandte Gebiete, 1969.
4. *Dobrusin, R. L.:* A Shannon-féle alaptétel általános megfogalmazása az információelméletben. A MTA III. Oszt. Közleményei *9* (1961) 427—456, *10* (1962) 51—103 és 141—167.
5. *Dr. Gordos Géza—Varga András:* Adatátvitel és adatfeldolgozás. Kézirat. Tankönyvkiadó, Budapest, 1968.
6. *Reza, F. M.:* Bevezetés az információelméletbe. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1966.
7. *Shannon, C. E.—Weaver, W.:* The Mathematical Theory of Communication. University of Illinois Press, Urbana, 1949.
8. *Wolfowitz, J.:* Coding Theorems of Information Theory. Second edition. Springer, 1964.
9. *Wozencraft, J. M.—Reiffen, B.:* Sequential Decoding. Technology Press of the Mass. Inst. of Technology, 1961.

Horváth Gyula 1969. október 25-én kelt levelében alábbiak közlésére kérte fel lapunkat. Készséggel adunk helyt sorainak.

Arról értesültem, hogy a Híradástechnika f. évi júliusi (7) számában megjelent „telefonközponttechnikai ismereteink tudományos feldolgozásának problémái" című cikkemben felhozott egyik példa úgy értelmezhető, hogy dr. Vágó Artúr professzor egyetemi jegyzeteiben szándékosan hamis ismereteket táplál be a köztudatba, továbbá, hogy nyugati cég kereskedelmi érdekeinek védelmében az Antwerpen számára műszaki nehézségek miatt nem előnyös szolgáltatástól az eziránt érdeklődőket elriasztja.

Sajnálattal állapítom meg, hogy ezen értelmezés véleményemmel és a cikkemben kifejtett mondanivalómmal ellentétes. Dr. Vágó professzor mind egyetemi jegyzeteiben, mind előadásaiban sikerrel törekedett a különböző telefonközponti szolgáltatások objektív tárgyalására, soha semmiféle cégek érdekében sem hamis, sem támogató propagandát nem kívánt kifejteni. Ezzel az iránytmutató tevékenységével egyik úttörője volt a cikkemben is szorgalmazott kritikai szellemnek.

Az általam elkövetett lapszusért a részemről tanítványi tisztelettel övezett dr. Vágó Artúr professzor szíves elnézését kérem.

Horváth Gyula

DR. LAJTHA GYÖRGY
Posta Kísérleti Intézet

Egységes távközlési hálózat

ETO 621.395.345.4:621.395.74

A Magyar Tudományos Akadémia Híradástechnikai Bizottsága a távközlési összeköttetések rendszertechnikai problémáinak vizsgálatára létrehozta a Rendszertechnikai Albizottságot, amelynek feladatai közé tartozik a jövőben kialakuló hírközlő hálózat rendszertechnikai vizsgálata, a rendszertechnikai oktatás kérdése, és a távközlő rendszerekkel kapcsolatos elméleti és matematikai problémák tanulmányozása. Az albizottság a feladatok közül először a távközlő hálózatok fejlődési irányait igyekezett feltárni. A vezető postaigazgatások tapasztalata és külföldi irodalom alapján megállapította, hogy a fejlődés a távközlési rendszerek egységesítése felé tart. Az így létrehozandó hálózatot nevezik „Egységes Távközlési Hálózat"-nak, ezt tárgyalja a következő tanulmány, mely az Albizottság közös munkája. Az Albizottság munkáját *dr. Kozma László* egyetemi tanár irányította. Az Albizottság egy-egy témakör előkészítésére kisebb csoportokat, vagy személyeket jelölt ki. Az „Egységes Távközlési Hálózat" alapelveinek kidolgozásával *Lajtha György, Mazgon Sándor, Csibi Sándor* és *Rét András* bizottsági tagokat bízta meg. Az előterjesztett anyagot megvitatta, majd a módosítások alapján a közlésre szánt tanulmányt *Lajtha György* állította össze.

Az Albizottság a megtárgyalt témákat a későbbiekben is publikálni szándékozik, ezzel is szeretné előmozdítani az egységes műszaki közvélemény kialakulását és az Albizottság véleményének szélesebb vitára való bocsájtását. „Az Egységes Távközlési Hálózat" az utóbbi időben a híradástechnikai közvéleményt erősen foglalkoztatja. Ipari és postai szakértők igyekeznek a közeljövő elképzeléseit kialakítani, ezért ez a munka a célkitűzéseket elsősorban elégíti ki. Meggyorsítja a közös álláspont kialakítását.

Az Egységes Távközlési Hálózat a híradástechnika lehetőségeinek növekedésével kerül előtérbe. Az előfizetők részére számos új szolgáltatást lehet majd biztosítani. Ezek gyakorlati bevezetéséhez új hálózatra van szükség. A hálózat alkalmas lesz valamennyi szolgáltatás elektromos jeleinek átvitelére, mint pl. beszéd, kép, adat, távíró és távvezérlő jelek. A hálózat kiépítése csak a távoli jövőben várható, de csak a célkitűzések szem előtt tartása biztosítja, hogy a közeljövő fejlesztési és beruházási munkái ne gátolják a távlati elképzelések megvalósítását.

A várható tudományos és műszaki helyzetkép ismertetésével kívánjuk előkészíteni az „Egységes Távközlési Hálózat" hazai kutatását és fejlesztését. Igyekszünk műszaki közvéleményt kialakítani és a döntéseket hozó felelős szakembereket megfelelően tájékoztatni. A műszaki közvélemény kialakítása azért is fontos, mert ma már csak olyan eszközök fejlesztését célszerű elkezdeni, amelyek a távlati elképzelések szerinti hálózathoz illeszkednek. Az egységes távközlési hálózatban ugyanis jelentős értéket fognak képviselni azok a berendezések, amelyek a következő évtizedben kerülnek telepítésre. Gazdaságilag igen fontos, hogy a ma üzembehelyezendő új berendezések kisebb módosítások után együtt tudjanak működni a jövő egységes rendszerével. Most kell biztosítani, hogy a jelenlegi fejlesztés ne képezze gátját a jövő fejlődésének, illetve vegye elejét későbbi felesleges beruházásoknak.

Beérkezett: 1969. VII. 10-én.

A tanulmány nem akarja a távlati terveket vagy a fejlesztési irányelveket helyettesíteni, és ezért számos alapvető kérdés vizsgálatára nem terjed ki. Nem foglalkozik a tanulmány a rendszertechnikailag igen fontos gazdasági kérdésekkel. A hazai gazdasági fejlődést és ennek kölcsönhatását a hírközléssel nem tanulmányoztuk, és nem mértük fel, hogy az ipar milyen mértékben van felkészülve az új feladatokra. Végül rendszertechnikai szempontból szükséges lett volna mérlegelni az új megoldás iránti igényt és annak várható hasznát. Ennek részletes elemzésétől szintén eltekintettünk.

1. Az egységesítés alapgondolata

Az üzemeltetők előnyben részesítik az olyan rendszereket, amelyek az egységesség elve alapján épülnek fel. Így a távközlő hálózatnál is kedvező lenne, ha az átviteli utak, a végberendezések és a kapcsoló szerelvények eleget tennének az egységesség feltételeinek.

1.1 Egységes átvitel és kapcsolás

A távközléstechnikában egységesnek nevezzük a hálózatot, ha az átviteli utak, végberendezések és kapcsoló szerelvények azonos elv alapján épülnek fel. Ha ez az elv biztosítható, akkor könnyebb keresztülvinni, hogy a berendezések is azonos elemekből, lehetőleg egységesen épüljenek fel.

Az egységes távközlési hálózat problémája kezdetben nem merült fel. A létrejövő beszélgetések közvetlen a kábelérpárakban folytak, az egymástól független beszélgetések más érpáron kerültek lebonyolításra. Tehát az átvitel térmultiplex volt, vagyis más térbeli helyzetben továbbították az egyidejű beszélgetéseket. A kapcsolás is térmultiplex elven történt, ugyanis mechanikus kapcsológépek kötötték össze a különböző előfizetőkhöz tartozó kábelerek végpontjait.

A térmultiplex átvitelt gazdasági szempontok miatt felváltotta a frekvenciamultiplex rendszer. A kapcsolástechnika azonban továbbra is megmaradt térmultiplex elven. Az elektronika fejlődésével kialakult az időmultiplex átviteli rendszer, és ez igen alkalmas kapcsolástechnikai megoldások létrehozására is. Az egységes hálózat kialakítása szempontjából ezért elsősorban az időmultiplex rendszert célszerű vizsgálni.

1.2 Egységes elemek

Előnyös mind gyártástechnikai, mind fenntartási szempontból, ha lehetőleg nagyszámú azonos elem kerül beépítésre a hálózatba. Nagytömegű távközlési igény csak sorozatban gyártott alapegységekkel elégíthető ki, amelyek gyártása és szerelése automatizálható. Ugyanilyen előnyök jelentkeznek a fenntartásban is, mivel az egységes elemek lehetővé teszik

automatikus vizsgáló berendezések alkalmazását. További előny, hogy a tartalékolás is egyszerűbb, mivel kevesebb pótalkatrészt, vagy egységet kell tárolni.

1.3 Híranyagok

A hálózat egységes, ha a különböző híranyagokat is egységesen kezeli. Az időmultiplex megoldás lehetővé teszi, hogy a beszéd, adat, távírójelek, sőt esetleg a zene és televízió program is azonos hálózaton, azonos rendszerrel kerüljön továbbításra. Az egységesség ilyen irányú kiterjesztése biztosítja az előfizetői hálózat jobb kihasználását.

1.4 Definíció

A távközlési hálózat egységes, ha valamennyi híranyag kezelése egységes, azokat azonos elven létrehozott átviteli utak és kapcsoló szerelvények továbbítják és ha a hálózat nagymértékben azonos elemekből és egységekből épült fel.

2. Az egységes hálózat elve

A vivőfrekvenciás rendszerek vagy frekvenciaosztású, vagy időosztású elven készíthetők el.

2.1 Frekvenciaosztású hálózat

Az elmúlt 10—15 esztendőben a felépült távbeszélő összeköttetések 90%-a vivőfrekvenciás áramkörökön jött létre. Ebből következik, hogy a meglevő berendezések az egységes hálózatban akkor lennének legjobban kihasználhatók, ha az egységes hálózat frekvencia-multiplex elven működne. A frekvenciamultiplex átkapcsolás viszont annyi modulátort, és annyi szűrőt igényel, ahány áramkör van. A megoldás hátránya, hogy igen nagyszámú és sokféle szűrőt és modulátort kell fejleszteni és gyártani.

A frekvencia-multiplex központok költségesnek mutatkoztak és nem minden területen illeszkedtek tökéletesen a hálózathoz. Bár alkalmazásuknak elvi korlátja nem volt, gyakorlati kifejlesztésükre mégsem került sor. A kísérletek olyan költségesek voltak, hogy világszerte elvetették alkalmazásukat.

Meg kell azonban jegyezni, hogy az utóbbi időben új eredmények születtek a frekvenciamodulált vivőfrekvenciás technika területén. Kidolgozták a szűrő nélkül használható háromfázisú modulátorokat és mechanikus rezgőrendszerek segítségével egyszerű és stabil oszcillátorokat készítettek. A fejlesztések elsődleges célja a vivőfrekvenciás berendezések versenyképessé tétele, az újonnan előretörő időmultiplex rendszerekkel szemben. Ez természetesen azzal jár, hogy a vivőfrekvenciás berendezések egyre rövidebb távolságokon lesznek gazdaságosak. A frekvenciamultiplex irányú kutatások eredményei ellenére azonban a hálózatban egyre inkább elterjednek a különböző időmultiplex rendszerek.

2.2 Időosztású hálózat

Az időmultiplex elven összefogott csatornák irányítása kapuáramkörökkel oldható meg, melyek a megadott időpillanatban érkező impulzust a kívánt irányba kapcsolják tovább. A bejövő időmultiplex átvivő rendszerek csatornáit koncentráljuk majd a megfelelő időrésekre kapcsolva a kívánt irány egyik üres csatornájába — időrésbe — kerül az információt hordozó impulzussorozat. A megoldások egymástól a kapuk vezérlési módjában, a modulációs rendszerben és a vezérlésben különböznek.

Általánosan elterjedt a szinkron rendszerű időmultiplex kapcsolás elve és legtöbb híradástechnikailag fejlett ország ezzel folytat kísérletet. Ezért a következőkben csak a szinkron rendszerű időmultiplex központokkal foglalkozunk. Ezeken belül azt az esetet vizsgáljuk, ahol a híranyag impulzus kódmodulációval vihető át. Ez ugyan a kapcsolás lényegére nincs befolyással, de a megvalósítást nagyon leegyszerűsíti. Áthallásokra és zajokra érzékenyebb modulációs rendszerek alkalmazása az áramkörök, összekapcsolását a kapuáramkörök közös vezérlését a földelési és áramellátási rendszert nagymértékben bonyolítja. Indokolja továbbá a PCM szinkronrendszerű kapcsolás és vezérlés részletesebb vizsgálatát, hogy ma már számos ország használ PCM rendszereket a helyi hálózatban nagytávolságú előfizetők és trönkök céljaira. Kísérletek folynak nagytávolságú nemzetközi PCM összeköttetések létrehozására.

2.3 Összehasonlítás

A különböző elveken felépült egységes távközlési hálózatok különböző szempontok alapján hasonlíthatók össze (1. táblázat). Főbb szempontok a híranyagok kezelése, a kapcsolástechnika, az átviteltechnika, a jelzéstechnika és végül az egységes hálózat kialakítása. A híranyagok szempontjából még nem mutatkozik egyik rendszer sem különösen előnyösnek, vagy hátrányosnak. A kapcsolástechnikánál azonban az időosztás már mutat bizonyos előnyöket az egységesség szempontjából. A döntő szempont a távlati rendszer kialakításánál (4. pont) mutatkozik, ahol az egységesség további feltételeit az időosztásos rendszerek elégítik ki leginkább. Az 1. táblázat alátámasztja azokat a világszerte megindult kísérleteket, amelyek időosztásos — leggyakrabban PCM — alapon működő egységes távközlési hálózat kialakítására irányulnak.

3. Az időosztásos egységes távközlési hálózat rendszertechnikája

A hálózat kialakításának rendszertechnikai kérdései ma még világszerte vizsálat tárgyát képezik és a CCITT is tanulmányozza a legfontosabb paraméterek egységesítési lehetőségeit. A következőkben néhány rendszertechnikai kérdést vizsgálunk meg.

3.1 Időosztásos átviteltechnika

A PCM berendezéseket először központok közötti átvitelre használták. 1966—67. években már sok nagyváros hálózatába került PCM rendszer alkalmazásra. Gazdasági számítások alapján kb. 13 kmtől, de speciális esetekben még rövidebb szakaszokon is használják. Az integrált szilárdtest áramkörök fej-

1. táblázat

Megnevezés	Térosztás	Frekvenciaosztás	Időosztás
1. *A híranyagok* 1.1. A híranyagok kezelése	Minden híranyagot eredeti formájában kezeli	Minden híranyagot analóg formában kezel	Minden híranyagot digitális formában kezel
1.2. Az analóg híranyagok ki/belépése	közvetlen	közvetlen	CODEC-on át
1.3. A digitális híranyagok ki/belépése	közvetlen	MODEM-en át	közvetlen
1.4. A híranyagok jeleit befolyásoló zaj főforrása	a vonal	vonal és berendezés	a berendezés
2. *Kapcsolástechnika* 2.1. Híranyagok kezelése a központokban	egyedi	vegyes	csoportos
2.2. Különböző kapacitású csatornák kapcsolása azonos kpt-ban	egyszerű, szétválasztható	bonyolult	egyszerűen programozható
2.3. Optimális vezérlésmód	közvetlen	közös	közös
2.4. A vezérlés felépítése	közvetlen	decentralizált	centralizált
3. *Átviteltechnika* 3.1. Biztosítható többszörös kihasználás?	nem	igen	igen
3.2. Leágazás a hierarchiában	nincs	könnyen megoldható	könnyen megoldható
3.3. Megbízhatóság	mechanikai kiviteltől függ	elem minőséggel javítható	redundanciák beépítésével javítható
3.4. Berendezés felépítés és konstrukció	—	dugaszolható miniatűr elemek	integrált szilárdtest áramkörök, nagyfokú egységesítés
4. *Jelzéstechnika* 4.1. A jelzés módja	tetszőleges	analóg jelzés	digitális jelzés
4.2. Jelzés az információ helyén	azonos érpáron azonos technikával	sávon belül	azonos időrésben külön kóddal
4.3. Jelzés az információval kapcsolva	azonos érpáron kiegészítő technikával (A—D)	sávon kívül	azonos időrésben külön bittel
4.4. Jelzés az információtól elkülönítve	külön érpáron vagy éren	külön csatornán	külön időrésben
4.5. Az előfizetői jelzések előállítása (pl. foglaltsági jel)	egyszerű és közvetlen	egyszerű- és csak részben áttételes	bonyolult és áttételes
5. *Az egységes távközlési hálózat* 5.1. Felépítés	egyszerű	bonyolult	bonyolult
5.2. Más osztásmóddal egyeztethető-e?	jól	közepesen	kevéssé
5.3. Egységes eleme és szerelése	mechanikus, önálló szerelés	analóg, egyedi szerelés	digitális, integrált ák.
5.4. Automatikus vizsgálhatóság	egyszerű	bonyolult	programozható
5.5. Egységes (univerzális) előfizetői állomása	egyszerűen egybeépül, és minden szimultán igényhez külön érpárt igényel	bonyolult, különösen a szimultán igények végállomási „vivősítése" miatt	maximális szimultán kapacitással kiépített állomása mindenben négyhuzalos

lődésével a gazdaságos alkalmazás alsó határa valószínűleg tovább csökken.

Az első PCM rendszerek 24 csatornás kivitelben készültek. A helyközi hálózatban szükséges nagyobb csatornaszámok céljára a 96 és 384 csatornás berendezések is kifejlesztésre kerültek. A 24 csatornás alapegység azonban nem látszott optimálisnak a digitális elven működő leágazó berendezések kialakításához. Az egységes távközlési hálózat szempontjai alapján több postaigazgatás a 32 csatornás alapegység kidolgozását javasolja, mely 96, 128, 512 vagy 1024 csatornás rendszerré fejleszthető tovább.

Az angol és az amerikai ipar már nagymértékben berendezkedett a 24 csatornás PCM gyártására, ezért igyekszik elérni, hogy nagyobb csatornaszámoknál a 32 csatornás és a 24 csatornás alapegységből képezett rendszerek összekapcsolhatók legyenek. A keretképzést úgy oldják meg, hogy 32 csatorna bárhol leágaztatható legyen, saját jelzésátvitelével és szinkronizációjával. Ennek érdekében két csatornát feláldoznak és azokban viszik át a 30 hasznos csatornához tartozó szinkronizáló és jelzés adó-vevő impulzusokat. A szokásos 8 bit, ami egy csatorna részére rendelkezésre áll, így teljes egészében a beszédinformáció átvitelére használható. Ez a kvantálási zaj csökkenését eredményezi, ami sok láncbakapcsolt rendszer esetén szükséges lehet. A 24 és 32 csatornás rendszerek átkapcsolásának azonban akadálya lehet, ha a két rendszer különböző kvantálási szinteket használ.

A rendszetechnikai kérdésekkel szorosan kapcsolódik a PCM hierarchia. Az 1. ábrán összeállítottuk az eddig használatos és jelenleg fejlesztés alatt álló PCM rendszerek hierarchikus felépítését. Ezek közül jelenleg még nem lehet választani, de a hazai fejlesztés során figyelmet kell fordítani arra, hogy bármelyik megoldás kerül is elfogadásra, a hazai PCM rendszer ahhoz illeszkedni tudjon.

3.2 Időosztásos kapcsolástechnika

A PCM központok előtt már foglalkoztak más időosztású központok kidolgozásával. Kiderült azonban, hogy csak a kódolt átvitel biztosít a központon belül elegendően nagy áthallási csillapításokat. Ezért általánosan elfogadott álláspont, hogy az időosztású központokat PCM elven valósítják meg.

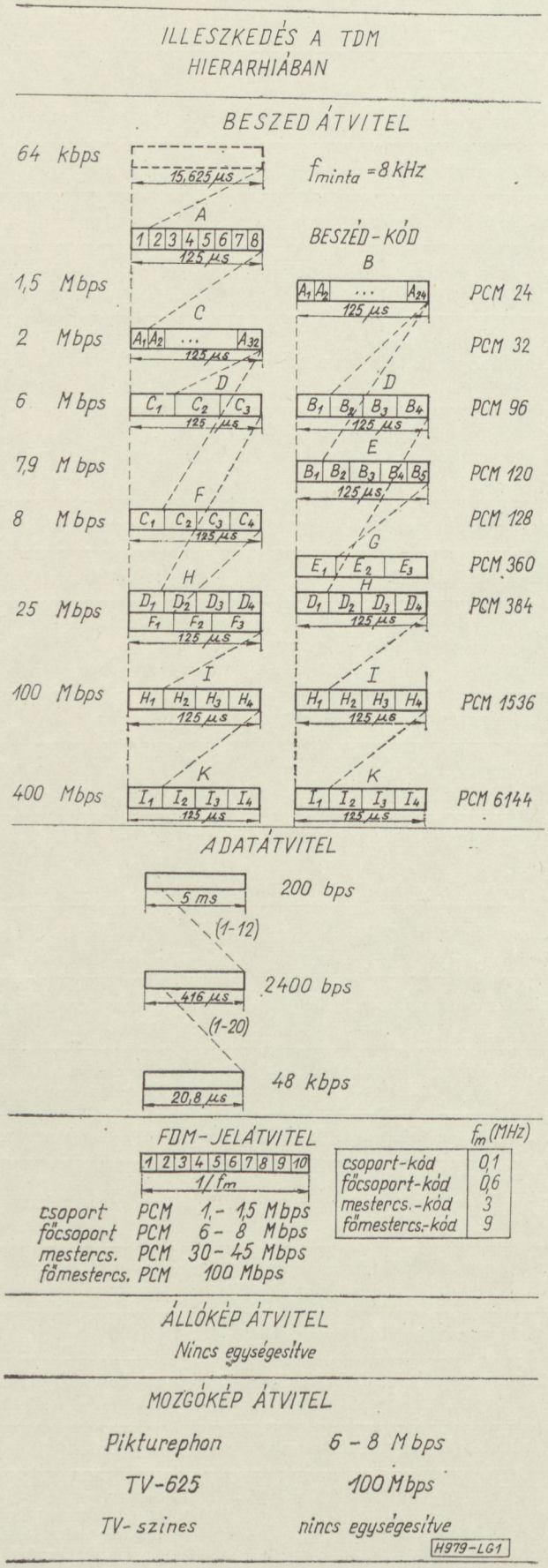
Az egységes hálózat központjai ma még nem alakultak ki. Az eddigi irányzatokból a következők tűnnek ki:

— a vezérlést nagymértékben központosítják,
— a kapcsolási utakat koncentrálják,
— a szükséges időrés eltolást csökkentik,
— minimális tárolási igénnyel viszik át az információt,
— a vezérlési és kapcsolási műveletet szétválasztják.

A fenti elvek részben már a kvázi elektronikus központoknál is megjelennek.

3.3 Jelzéstechnika

Mind a kapcsolástechnikai, mind az átviteltechnikai megoldások kölcsönhatásban vannak a jelzésrendszer kiválasztásával. A jelzésrendszernél korábban igyekeztek a jelzéseket és a hasznos információt



1. ábra

(pl. beszédet) minél hosszabb szakaszon együtt vezetni, nehogy hibás csatornában összeköttetés jöhessen létre. Később az együtt haladó jelzéseket a csatorna felügyeletére is felhasználták. Ez az elv mind az időosztásos, mind a frekvenciaosztásos rendszerben megvalósítható.

A csatornák megbízhatóságának növekedésével a felsorolt szempontok jelentőségükből vesztettek. A megvalósítás során előnyösebbnek látszik a jelzések különválasztása és egy nagyobb csoport (12—60 csatorna) jelzéseinek együttes kezelése. Ez a közös vezérléshez is jobban illeszkedik, és ha minden irányban nagy csoportokat viszünk át, akkor a leágazás sem okoz problémát. Ilyen alapon készítette elő a CCITT a No 6. jelzésrendszert. A jelzésrendszer kiválasztásánál tehát először az együtt haladó és a különcsatornás jelzés között kell választani.

A PCM átvitel azt az újdonságot hozza, hogy minden átvitt híranyag átvitelkor azonos formájú lesz a természetüknél fogva digitális vezérlő jelekkel. Ez a kétféle információs anyag együttes kezelését és átvitelét segíti elő. Ha viszont a vezérlés központon kívüli koncentrálása megvalósul, akkor a hír-, és a jelzőcsatorna külön utakon való vezetése előnyös. A hálózat legalsó síkján, a koncentrátorok és főközpontjaik között viszont együttes vezetésük lehet előnyösebb.

3.4 Csatlakozások

Az egységes távközlési hálózathoz, mind analóg, mind digitális végberendezésekkel lehet csatlakozni. Az egységes távközlési hálózathoz tartozó előfizetői készülékek univerzálisan csatlakoztathatók, ami annyit jelent, hogy az előfizetői állomás legáltalánosabb esetben beszéd, zene, kép, adat és távírójelek adására és vételére egyaránt alkalmas. A zene- és képvételi lehetőségek összekapcsolják a távközlési hálózatot a műsorszóró hálózattal. Azaz az előfizetői állomás szórakoztató programok vételére is alkalmassá tehető. Természetesen az univerzális előfizetői állomást a rendelkezésre álló sokféle lehetőségből csak az előfizető igényének megfelelő módon építik ki.

Ez a megoldás gazdaságilag is előnyös lehet, mert a legkevésbé kihasznált előfizetői vonalakat többféle módon is hasznosítja. Az előfizetői állomás egyik legdrágább része a képvevő, amely távközlési és műsorvételi célokra egyaránt használható.

A híranyagok azonos kezelése azonos jellegű áramköröket feltételez. A hálózat egységes kiépítése érdekében valamennyi végberendezés azonos időosztásos rendszerben, azonos szintekkel és impulzus alakkal csatlakozik a hálózathoz. Az előfizetők időosztásos jele az első koncentrátortól kezdve összefogva kezelhető. Az időosztásos digitális hálózathoz tehát egységes végberendezések tartoznak.

4. Időosztásos berendezéstechnika

Az egységes távközlési hálózathoz csatlakozó berendezések tervezésénél és fejlesztésénél a hálózat szempontjait figyelembe véve igyekeznek az áramköri megoldásokat kialakítani.

A kapcsolástechnika területén egyre nagyobb mértékben várható a vezérlési feladatok koncentrálása. Ez kihat az átviteli utak és a jelzőcsatornák tervezésére. A nagy mértékű koncentrálás előfeltétele a számítógépek híradástechnikai alkalmazhatósága és a szinkronizáció megoldása.

Az átviteltechnika területén várható az igen szélessávú átviteli utak kialakítása. Ez a problémakör kapcsolódik a koaxiális kábelek gyártástechnológiájának egyszerűsítéséhez, a jelenleg szokásosnál kisebb rézszükségletű kábelek kialakításához. A kábeleken való átvitelhez erősítők vagy ismétlő állomások szükségesek, melyek jelenleg csak rövidtávú átvitelre vannak kifejlesztve.

Rádiócsatornák esetén a szükséges sávszélesség és átviteli minőség rendelkezésre áll. Az egységes hálózat céljainak megfelelő digitális modulációs berendezések kidolgozásánál az egységes hálózat szempontjainak a figyelembe vétele szükséges. Végül a berendezéstechnika témakörhöz a CODEC 4. és végberendezések tartoznak.

4.1 Számítógépek

A híradástechnikában sok olyan terület létezik, ahol számítógépekhez hasonló műveleteket oldanak meg Ilyenek a központok vezérlő berendezései vagy a digitális átvitel kódoló, dekodoló és hibajavító rendszerei. Sok helyen foglalkoznak ezért számítógépek beiktatásával. A számítógépek sokszor gazdaságosan tudják a berendezéstechnika követelményeit kielégíteni.

A számítógépek jelentősége abból fakad, hogy alkalmasak információ kezelésére és feldolgozására az elektronika által lehetővé tett nagy sebességgel. Kétségtelen, hogy a számítógépek elemei és működési elvei pl. a központok vezérlésénél is alkalmazhatók, nem biztos azonban, hogy erre az univerzális számítógép a legcélszerűbb megoldás. Elképzelhető, hogy a koncentrálási lehetőségek növekedése kifejezetten távközlési célokra alkalmas vezérlőgépek kialakulására fog vezetni.

4.2 Szinkronizáció

Az egységes távközlési hálózat időosztásos, tehát kulcskérdése a megfelelően összehangolt belső időrend. A hálózat szinkronizációja várhatóan minden síkon általánossá válik és messze túlnő a berendezéspárok egyedi szinkronizációján, vagyis azon szinkronizáción, amely egyetlen híranyag helyes átvitelét biztosítja. Az univerzális szinkron a vezérlési és jelátviteli műveletek érdekében az időjárástól és más zavaroktól függetlenül működik. A berendezések szinkronizációja csatlakozik a hálózati szinkronhoz. A hálózati szinkron a súlyosabb feladat. Amennyiben ez tökéletesen megoldható, akkor a berendezések szinkronizációjához szükséges szerelvények leegyszerűsödnek. Elképzelhető, hogy tökéletes hálózati szinkron esetén a berendezések keret szinkronizációja elhagyható és elegendő lesz a bit szinkronozás.

A teljesen koncentrált vezérlés a koncentrált szinkronrendszerhez kapcsolódik. Sok esetben a vezérlés műveletének befejezése után az alacsonyabb rendű központok összeköttetése úgy marad fenn, hogy a

vezérlést adó központ lekapcsolódik. Ebben az esetben a két központ szinkronját és a közöttük levő berendezések összeszinkronizálását a kapcsolat kiépítése alatt a vezérlő rendszer biztosítja úgy, hogy a kiadott utasítások alapján a szinkronizáció később is fennmarad.

A berendezéstechnikának ezek a kérdései még világviszonylatban sok kutatómunkát igényelnek.

4.3 Szélessávú átviteli utak

A hálózat egyik eleme az átviteli út: az alkalmazott kábelek, a hozzájuk tartozó erősítőkkel, továbbá a különböző rádió összeköttetések. Az egységes távközlési hálózatban valamennyi szakaszon egész az előfizetőig nagy sebességű digitális átvitelre van szükség. A nagysebességű átvitel szélessávú alapáramkört igényel. A több MHz szélességű frekvenciasáv áthallásmentes továbbításához a városi hálózatban is a koaxiális kábel látszik leginkább megfelelőnek. Ezért az előfizetőkig (bérházközpontig vagy koncentrátorig mindenképpen) elviendő egyszerű kiskoaxiális kábel elengedhetetlen feltétele az egységes távközlései hálózat megvalósításának. Ennek a kábelnek a gyártási költsége és részfelhasználása nem lehet több, mint pl. a 0,6 mm ∅-jű erekből álló négyesé. A kutatások ezért 0,6/2,2 mm-es vagy 0,5/1,5 mm-es kiskoaxiális kábel (minikoax) kialakítására irányulnak. A kábel csillapítása természetesen nagyobb lesz, mint a jelenlegi 1,2/4,4 mm ∅-jű kiskoaxiális kábelé, ezért már 1—2 Mbit/s sebességű digitális átvitelnél is km-enkénti erősítést, vagy ismétlést kell feltételezni.

A km-enként alkalmazott erősítők többletköltséget jelentenek a jelenlegi technológiához képest. Ezek az erősítők azonban olyan egyszerűek lehetnek, hogy minden gyártási hossz részét képezhetik. A gyártási hosszak kötésekor az erősítők automatikusan beiktathatók. Az egységes távközlési hálózat elterjedésének tehát további előfeltétele a kábelbe beépíthető középállomások kialakítása. Az integrált szilárdtest áramkörök megadják a lehetőséget a középállomások ilyen irányú fejlődésére.

4.4 CODEC

A végállomási kódoló és dekódoló berendezések technikája két irányban fejlődik az egységes távközlési hálózat bevezetésével. A végberendezések mind konstrukciós, mind áramköri szempontból a kapcsolástechnikai berendezésekkel egybeépíthetők lesznek. A csatornák összefogása és leágaztatása egész számú aláosztásokkal korlátozás nélkül megvalósítható lesz. Ez a két feltétel a konstrukció és az áramkörtechnika területén több új megoldást tesz szükségessé.

Rendszertechnikailag a leágaztatás és a nyalábolás követelménye az alapsebesség 2^n-szeresének megfelelő sebességek alkalmazását igényli. Így a különböző irányokba az alapóra frekvenciájának aláosztásával jutnak el az impulzusok.

4.5 Előfizetői állomások

A beszéd-, kép- és zeneátvitel teljes elektronikus berendezései mellett a jelenlegi mechanikus adóvevők (távgépírók) zajosság, fenntatási költségek és nagy méretek miatt a későbbiekben nem használhatók. Az elektronikus berendezések integrált szilárdtest áramkörökkel árban és méretben egyaránt csökkennek, ezért az állomás univerzális kialakításának berendezéstechnikai előfeltétele a távgépírók elektronikus kivitelezése.

5. Hibridmegoldások az átmeneti időszakban

Az egységes távközlési hálózat megvalósításának akadálya, hogy az üzemben levő igen nagy értéket képviselő távközlési hálózat berendezései általában nem működtethetők a tiszta digitális rendszerben. Amennyiben feltételezzük, hogy az egységes távközlési hálózat hazai bevezetése kisebb körzetekben már 15—20 év múlva megkezdődik és kb. 40 év múlva az előfizetők döntő többsége már ezen keresztül bonyolítja le forgalmát, akkor a jelenleg beszerzésre kerülő berendezések egy részének még működni kell, az egységes távközlési hálózatban. Az átmeneti időszakban létesítendő összeköttetéseknek tehát a jelenlegi térosztású kapcsolástechnikával és a frekvenciaosztású átviteltechnikával együtt kell működnie, ugyanakkor azonban jelentős költségtöbblet nélkül alkalmassá kell ezeket tenni a digitális rendszerbe való beilleszkedésre is. Az első időszakban ez a központoktól a koncentrált vezérlést és a kapcsoló fokozatok távolról való vezérelhetőségét követeli meg. A vezetékes átviteli utaknál a frekvenciasáv szélesítése a célkitűzés oly módon, hogy jelenleg már keskenyebb sávú átvitelnél is megkezdhető a minikoax kábellel való kísérlet. Végül e hálózat a berendezéstechnika a jelzésátvitel és a szinkronizáció szempontjából legyen elég rugalmas az együttműködésre a később kialakítandó rendszerekkel.

Javaslatok

1. Az egységes távközlési hálózat bevezetésével kapcsolatban az átviteltechnikai, a kapcsolástechnikai és a végberendezéseket gyártó vállalatok, a kutatóintézetek és a felhasználók időről időre egyeztetett program alapján dolgozzák ki feladataikat. A hazai fejlesztés elsősorban a külföldi eredmények adaptálására irányuljon, részben mert a teljesen önálló hazai fejlesztés igen költséges volna, másrészt mivel e rendszer nem lenne beiktatható nagyobb hálózatokba, ha nem illeszkedik az alapvető nemzetközi ajánlások rendszerébe. Ez a vezető postaigazgatások által kidolgozott műszaki követelmények és a nemzetközi szervezetek munkájának figyelésével mozdítható elő.

2. Kapcsolástechnikai rendszerek fejlesztése vagy vásárlása során célszerű lenne előnyben részesíteni azokat a megoldásokat, amelyeknél a vezérlés és a kapcsolási folyamat jól szétválasztható, és amelyek módot adnak a CCITT No 6. jelzésrendszerének bevezetési kísérleteire.

3. A 0,6/2,2 mm ∅-jű minikoax csőből lakótelepek vagy tv-műsorral nehezen ellátható falvak részére vezetékes képátviteli kísérletekhez kísérleti hosszakra lenne szükség.

4. A PCM multiplex berendezések hazai gyártásának megkezdése után célszerű lesz kipróbálni a különböző szinkronizációs módok hatását az átvitelre.

IRODALOM

1. *Hartley, G. C., Nornet, P., Ralph, F., Tarran, D. J.:* Techniques of Pulse-Code Modulation in Communication Networks. Cambridge Universty Press.
2. *Fulz—Penick:* The Tl Carrier System. BSTJ. 44. 7.1965 sept. p. 1405.
3. *Mayo:* Experimental 224 Mbps PCM terminal. BSTJ. 44· 9. 1965 nov. p. 1813.
4. *Witt:* An experimental 224 Mbps Digital Multiplexer Demultiplexer. BSTJ. 44. 9. 1965 nov p. 1843.
5. *Dorros—Sipres—Waldhaer:* An experimental 224 Mbps digital line. BSTJ. 45. 7. 1966 sept. p. 993.
6. *Pierce:* Information rate on a coaxial cable. BSTJ. 45. 8. 1966 okt. p. 1197.
7. *Baran:* On distributed communication networks. T IEEE — CS — 12. 1. 1964 márc. p. 1.
8. *Litoman:* Digital transmission over submarine cables. T IEEE — COM — 13. 2. 1965 sept. p. 249.
9. *Litchman:* Future of digital communication. T IRE — CS — 11. 2. 1963 jun. p. 149.
10. *Halina:* The telephone channel in global communication. TIRE — CS — 9. 3. 1961 sept. p. 247.
11. *Halina:* Trends and future of digital communication ITT. Electrical Communication 41. 2. 1966.
12. *Dumouneau:* A local area integrated PCM telefon network. T IEEE — C&E — 71. 1964 márc. p. 158.
13. *Dumouneau:* An integrated PCM network. T IEEE — COM — 13. 1. 1965 márc. p. 42.
14. *Horkoma:* Hirközlő hálózat tervezése különböző digitális forgalmakra. Philips Telecom Rev. 25. 1. 1964 jul. p. 58.
15. *Monet:* Application of PCM to an integrated telefon network. ITT Elektrical Communication 38. 1. 1963 p. 25.
16. *Hoth:* Digital Communication (T1—T2—T4 rendszer). Bell Lab. Rec. 45. 2. 1967 febr. p. 38.
17. *Duerdoth:* Possibilities of an integrated PCM . . . . Post Office El. Eng. J. 1966 márc. 15.
18. *Hartley—Dejean:* Potentialities of an integrated digital network. ITT Electrical Communication 42. 3. 1967 p. 392.
19. *Geissler:* Beitrag zur plannung PCM Systeme in Post. Nachrichtennetzen. NTZ 20. 11. 1967 nov. p. 667.
20. *Kettel, E.:* Übersicht über die Rauschgrenze bei digitaler Übertragung. Telefunken Zeitung 1967 Heft. 1., 2. 133—145 old.
21. *Kersten, R.:* Der Signal Abstand bei pulscodemodulierten Frequenzmultiplexsignalen. Entwicklungsberichte 1967 sept. 241. old.
22. CCITT AP. IV/63 1968. Mar del Platta
23. CCIR, Radio Relay systems for the transmission of PCM. and other types of digital Signals. Docs IX/207 (1966), IX/39 (1968) és XI. Pl. Ass (Oslo 1966) Vol IV, Rep, 378 (pp 149—150).

Ge Si

99,9999

GaAs InAs

GERMÁNIUM monokristályos
polikristályos

GERMÁNIUMDIOXID
min. 99,99% és 99,99999% tisztasággal

GERMÁNIUMMONOOXID

SZILÍCIUM monokristályos
polikristályos

EPITAXIÁLIS SZILÍCIUM-LEMEZEK

SZILÍCIUMMONOOXID

GALLIUMARSENID

INDIUMARSENID

GALLIUMANTIMONID

félvezető minőségben

●

EXPORTÁLJA V/K TECHSZNABEXPORT

●

Ajánlatkérésekkel kérjük a következő címhez forduljon:

V/K TECHSZNABEXPORT

Moszkva G—200, Szovjetunió

Telefon: 244-32-85

Telex: 239

HUSZTY DÉNES
EAG Akusztikai Kutatólaboratórium

Diódás szabályozóáramkörök harmonikus torzítása

ETO 621.374.34.018.783.3:621.382.2

Amplitúdószabályozó áramkörökben gyakran használnak szabályozóelemként normál, vagy inverz kapcsolású tranzisztort [1, 2], vagy diódát [3, 4, 5]. Noha a tranzisztor — mint szabályozóelem — lényegesen egyszerűbb áramköri elrendezést eredményez, mint a dióda, alkalmazásától nagy jel-zaj viszonyt és kis harmonikus torzítási tényezőt mutató szabályozóáramkörökben el kell tekintenünk. Ha ugyanis kis, $K \leq 0{,}3\%$ harmonikus torzítási tényezőt kell biztosítanunk, akkor a szabályozott jel amplitúdója a szabályozó tranzisztor kollektora és emittere között általában legfeljebb kb. $U_{ce} \leq 0{,}2$ mV_{eff} lehet [1]. Ha a tranzisztor szimmetrikus, azaz az inverz és normál üzemű áramerősítési tényező megegyezik, a helyzet valamivel jobb: $U_{ce} \leq 5$ m V_{eff} feszültséget is megengedhetünk. Nyilvánvaló, hogy nagy jel-zaj viszonyú szabályozóáramkört ilyen módon nem lehet létrehozni, mivel a szabályozóelemet követő erősítő jel-zaj viszonya egy adott értéknél jobb nem lehet. Ha meggondoljuk még azt is, hogy szimmetrikus tranzisztort nehéz beszerezni, érthető, hogy a szabályozóelemként elsősorban dióda, méginkább diódanégyes jöhet szóba. Ha a szabályozási tartomány kicsi, kb. 30 dB, a tapasztalat szerint jó eredményre jutunk germániumdiódákkal is; nagyobb szabályozási tartomány esetében azonban csak logaritmikus jelleggörbéjű szilíciumdiódák használatával érhetünk el kis torzítást, s ezzel egyidejűleg nagy jel-zaj viszonyt.

Mivel az irodalomban nem sikerült olyan közleményre bukkanni, amely diódákkal felépített szabályozóáramkör harmonikus torzításával foglalkozik, az alábbiakban ezt fogjuk megvizsgálni.

1. A logaritmikus dióda

A diódák vezetőirányú jelleggörbéjét a jól ismert Shockley-egyenlet írja le [6]. Ennek értelmében a dióda I_D vezetőirányú árama — jó közelítéssel

$$I_D = I_0[\exp(U_D/U_0) - 1], \tag{1}$$

ahol I_0 a záróirányú áram, U_D a vezető dióda mentén eső feszültség és

$$U_0 = \lambda \cdot k \cdot T/q \tag{2}$$

Itt $k = 1{,}381 \cdot 10^{-23}\ J/K°$ a Boltzmann-állandó, T a réteghőmérséklet $K°$-ban, $q = 1{,}602 \cdot 10^{-19}\ C$ az elemi töltés, végül λ egy dimenzió nélküli állandó, amely kis áramoknál 1, míg nagyobb áramoknál 2-höz tart. Az U_0 a feszültség értéke az előbbi adatokkal, ha $\lambda = 2$, $U_0 \approx 52$ mV, 25 C° réteghőmérséklet mellett.

Ha (1)-ből U_D-t kifejezzük:

$$U_D = U_0 \ln[1 + (I_D/I_0)] \tag{3}$$

Ha — amint ez a gyakorlatban a legtöbb szilíciumdiódánál előfordul — valamely adott I_D áram felett $I_D/I_0 \geq 10^2$, akkor az egység mellette legtöbbször elhanyagolható. Így a gyakorlat számára igen jó közelítéssel, $< 0{,}3\%$ hibával, valamely adott I_D áram felett a legtöbb szilíciumdióda jelleggörbéjét az

$$U_D \approx U_0 \ln(I_D/I_0) \tag{4}$$

kifejezés adja meg, tehát a diódát logaritmikus jelleggörbéjűnek tekinthetjük.

A dióda vezetőirányú differenciális ellenállását (3)-ból a binomiális sor segítségével az

$$r_{d0} = \partial U_D/\partial I_D = U_0(I_D + I_0)^{-1} =$$

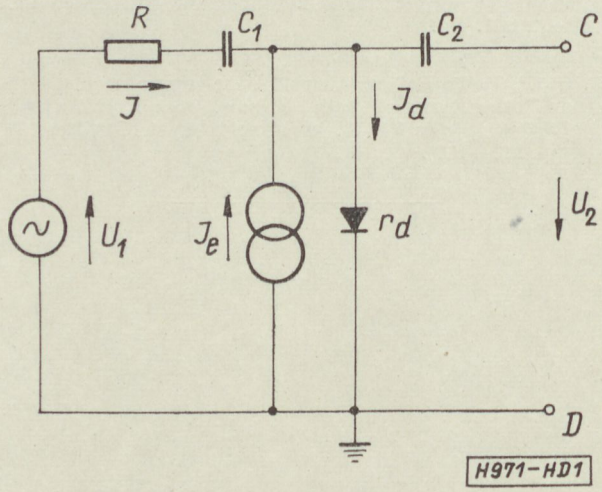
$$= (U_0/I_D)[1 + (I_0/I_D)]^{-1} = (U_0/I_D)\sum_{n=0}^{\infty}(-1)^n(I_0/I_D)^n \tag{5}$$

képlet írja le. A sor $I_0/I_D < 1 - \varepsilon$, $\varepsilon > 0$ esetében egyenletesen konvergens. Mivel $I_D/I_0 \gg 1$, a gyakorlat számára a vezetőirányú differenciális ellenállás értéke jó közelítéssel ekkor

$$r_{d0} \approx (U_0/I_D) \tag{6}$$

2. Az egydiódás szabályozóáramkör

Az előbbiekből következően, ha a diódán átfolyó I_D áramot megváltoztatjuk, a dióda az áram értékétől függő r_d ellenállást képvisel, s így a vele sorbakötött állandó értékű R ellenállással együtt változtatható feszültségosztót képez a $C-D$ pontok között (1. ábra). A C_1 és a C_2 kondenzátorok az I_e egyenáram



1. ábra. Egydiódás szabályozóáramkör

Beérkezett: 1969. VI. 10.

leválasztására szolgálnak. Értéküket úgy szokás megválasztani, hogy az alsó határfrekvencia környezetében az R-hez, ill. az r_d-hez képest elhanyagolhatóan kicsiny reaktanciájuk legyen. Ha a kimenetet szakadással terheljük, a transzfer függvényt az

$$U_2/U_1 = r_d(r_d+R)^{-1} = (r_d/R)[1+r_d/R)]^{-1} \qquad (7)$$

kifejezés adja meg. Ha a generátor nem feszültségforrás, a generátor belső ellenállását R értékéhez számítjuk hozzá. Ha a gyakorlatban alkalmazott értékeket figyelembe vesszük, $r_d/R < 1$, így a kifejezést binomiális sorba fejthetjük, amelyből gyakran elegendő az első két tagot figyelembe venni. Így

$$U_2/U_1 = (r_d/R)\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k(r_d/R)^k \xrightarrow[r_d/R \ll 0]{} (r_d/R)[1-(r_d/R)]. \qquad (8)$$

Határozzuk meg most az U_2 kimenőfeszültséget. Ha a diódán átfolyó áram

$$I_D = I + I_e = I_e[1+(I/I_e)], \qquad (9)$$

ahol I_e a szabályozó egyenáram, míg $I = I_b e^{j\omega t}$ az ω frekvenciájú, I_e amplitúdójú váltakozó áram, akkor, (4) alapján a dióda kapcsán U'_2 feszültség lesz:

$$U'_2 \approx U_0 \ln (I_D/I_0) = U_0 \ln (I_e/I_0) + U_0 \ln [1+(I/I_e)]. \qquad (10)$$

Ebből a kimeneten csak a váltakozó feszültség jelenik meg, tehát

$$U_2 \approx U_0 \ln [1+(I/I_e)]. \qquad (11)$$

Gondoljuk meg azt, hogy ha $|x| < 1-\varepsilon$, $\varepsilon > 0$, a

$$\ln (1+x) = \sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{k+1}k^{-1}x^k \qquad (12)$$

sor egyenletesen konvergens [7]. Így, $I = I_b e^{j\omega t}$ figyelembevételével, (11) és (12) alapján, a kimeneten a váltakozó feszültség végül is

$$U_2 \approx U_0 \sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{-1}k^{-1}(I/I_e)^k e^{jk\omega t}. \qquad (13)$$

Az alapfrekvenciás jel amplitúdója ebből

$$U_2(\omega) = U_0 |I_b/I_e|, \qquad (14)$$

míg a k. harmonikusé

$$U_2(k\omega) = (U_0/k)\,|I_b/I_e|. \qquad (15)$$

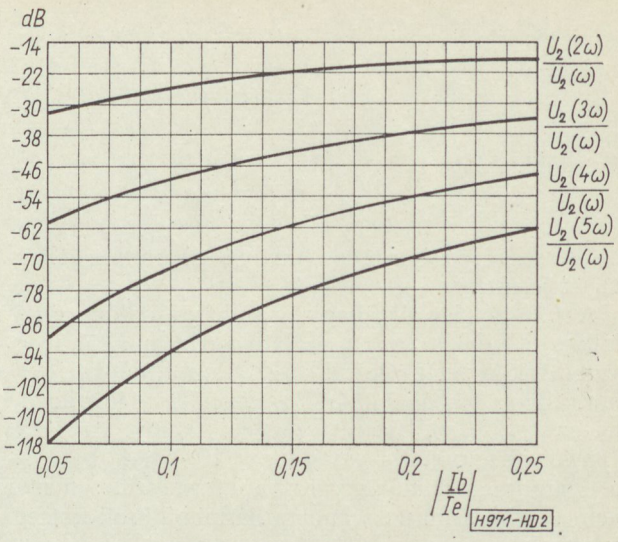
Az amplitúdók viszonya így,

$$U_2(k\omega)/U_2(\omega) = k^{-1}|I_b/I_e|^{k-1}, \quad k = 2, 3, \ldots \qquad (16)$$

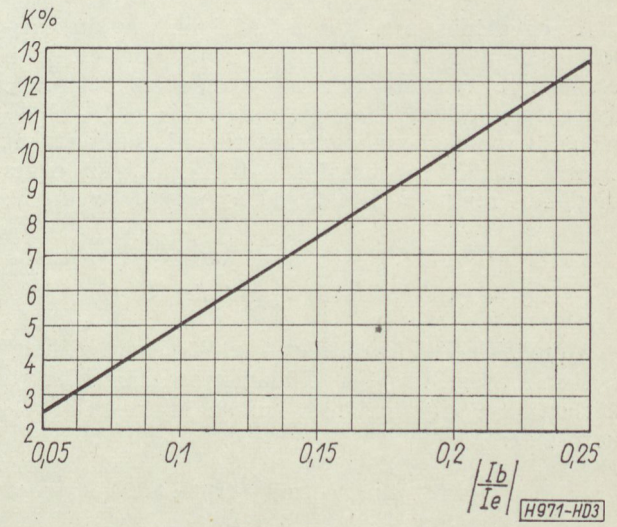
Láthatjuk tehát, hogy mind az alap, mind a felharmonikusok amplitúdója az $|I_b/I_e|$ viszonytól függ. Az $U_2(k\omega)/U_2(\omega)$ viszonyt az $|I_b/I_e|$ függvényében a 2. ábrán mutatjuk be; paraméter a k értéke. A harmonikus torzítási tényező [8] értéke ezek után (13), (14) és (15) alapján a következő:

$$K = \left[\sum_{k=2}^{\infty}[U_2(k\omega)]^2\right]^{\frac{1}{2}} \cdot \left[\sum_{k=1}^{\infty}[U_2(k\omega)]^2\right]^{-\frac{1}{2}} =$$

$$= \left[\sum_{k=2}^{\infty}k^{-2}(I_b/I_e)^{2k}\right]^{\frac{1}{2}} \cdot \left[\sum_{k=1}^{\infty}k^{-2}(I_b/I_e)^{2k}\right]^{-\frac{1}{2}} \qquad (17)$$



2. ábra. Az egydiódás szabályozóáramkörben keletkező felharmonikusok csillapítása az alapharmonikusra vonatkoztatva, a diódán átfolyó váltakozó áram és szabályozó egyenáram viszonyának függvényében



3. ábra. Az egydiódás szabályozóáramkör okozta harmonikus torzítási tényező a diódán átfolyó váltakozó áram és szabályozó egyenáram viszonyának függvényében

Ha $|I_b/I_e| \ll 1$, akkor

$$K \xrightarrow[|I_b/I_e| \ll 1]{} 2^{-1}|I_b/I_e|. \qquad (18)$$

A harmonikus torzítási tényezőt az $|I_b/I_e|$ függvényében a 3. ábra mutatja. Amint látjük, a torzítás meglehetősen nagy, nagyságrendileg kb. akkora, mint a tranzisztoros szabályozóelemet alkalmazó áramköröknél [1].

A gyakorlatban legtöbbször inkább az U_2 kimenőfeszültség függvényében kívánjuk megismerni az adatokat. Esetünkben ez (14) alapján lehetséges, ehhez mindössze az abszcisszát kell U_0-val szorozni.

A dinamikus ellenállást, ha I_e-t állandónak tekintjük, (5) alapján, esetünkben (9) segítségével, a binomiális sor alkalmazásával az

$$r_d = \partial U_2/\partial I = r_{de}[1+(I_b/I_e)e^{j\omega t}]^{-1} =$$

$$= r_{de}\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k(I_b/I_e)^k e^{jk\omega t} \qquad (19)$$

kifejezés írja le, mely, ha $|I_b/I_e| \leq 0{,}1$, jó közelítéssel az alábbi:

$$r_d \xrightarrow[|I_b/I_e| \ll 1]{} r_{de}[1-(I_b/I_e)e^{j\omega t}] \tag{20}$$

Az előbbiekben

$$r_{de} = U_0/I_e \tag{21}$$

az I_e szabályozóáramhoz tartozó dinamikus ellenállást jelenti.

A (20)-ból látszik, hogy a szabályozódióda dinamikus ellenállása az I_e szabályozóáram által megszabott középérték körül $|I_b/I_e|$ amplitúdóval gyakorlatilag a szabályzott jel frekvenciájával ingadozik, ha az $|I_b/I_e|$ viszony elegendően kicsiny. Nagyobb $|I_b/I_e|$ viszonynál — amint az (19)-ből látható — a dinamikus ellenállás változása természetesen már nem tisztán színuszos, hanem harmonikusok is megjelennek.

3. A négydiódás szabályozóáramkör

Az egydiódás áramkör az előbbiek alapján meglehetősen nagy torzítást mutat. Lényegesen jobb eredményt viszont csak négy diódából felépített áramkörrel érhetünk el (4. ábra). Ha a C–D kimeneti kapcsokat szakadással terheljük, s a diódákat egymás között azonosaknak tekintjük, az egyes diódákon rendre a következő áramok folynak át:

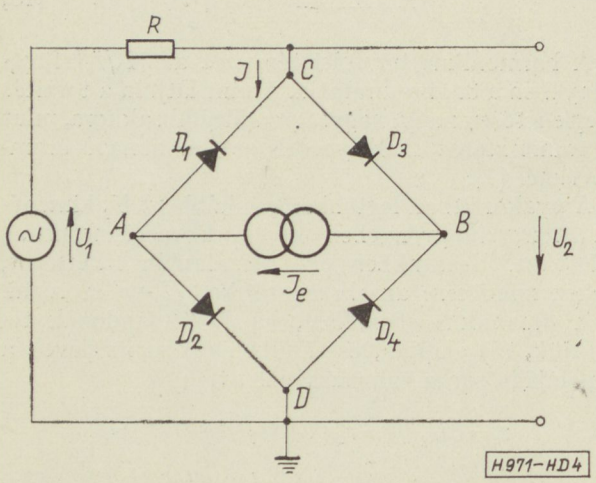
$$\begin{aligned} I_{D1} &= (1/2)(I_e - I); \quad & I_{D3} &= (1/2)(I_e + I) \\ I_{D2} &= (1/2)(I_e + I); \quad & I_{D4} &= (1/2)(I_e - I) \end{aligned} \tag{22}$$

A diódákon eső feszültség — feltételezve azt, hogy $r_d/R \ll 1$, azaz, hogy a diódanégyes ellenállása a körben folyó I áramot nem befolyásolja — a következő lesz:

$$U_2 = -U_{D1} + U_{D2} = U_{D3} - U_{D4} \tag{23}$$

Ha most (4)-et (23)-ba helyettesítjük, s figyelembe vesszük (22)-t, akkor megkapjuk az U_2 kimenőfeszültség értékét:

$$U_2 \approx U_0 \ln[(I_e + I)(I_e - I)^{-1}] \tag{24}$$



4. ábra. A négydiódás szabályozóáramkör

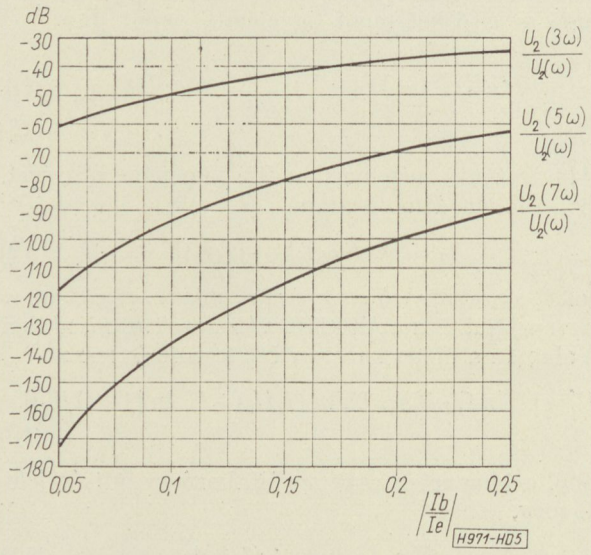
Nyilván minden gyakorlati esetben $|I/I_e| < 1$. Meggondolva azt, hogy $x^2 < 1$ esetében [9]

$$\ln[(1+x)(1-x)^{-1}] = 2 \operatorname{arth} x, \tag{25}$$

s $|x| < 1$-nél az

$$\operatorname{arth} x = \sum_{k=0}^{\infty} (2k+1)^{-1} x^{2k+1} \tag{26}$$

sor abszolút konvergens [10], akkor, ha a diódanégyesbe befolyó áram $I = I_b e^{j\omega t}$ alakú, a C–D kapcsokon megjelenő feszültséget (24), (25) és (26) segítségével az alábbi egyenletesen konvergens trigonometrikus sor adja meg:



5. ábra. A négydiódás szabályozóáramkörben keletkező felharmonikusok csillapítása az alapharmonikusra vonatkoztatva, a diódán átfolyó váltakozó áram és szabályzó egyenáram viszonyának függvényében

$$U_2 \approx 2U_0 \sum_{k=0}^{\infty} (2k+1)^{-1} (I_b/I_e)^{2k+1} e^{j(2k+1)\omega t} \tag{27}$$

Az alapfrekvenciás jel amplitúdója ebből

$$U_2(\omega) = 2U_0 |I_b/I_e| \tag{28}$$

míg a k. harmonikusé

$$U_2[(2k+1)\omega] = 2U_0(2k+1)^{-1} |I_b/I_e|^{2k+1} \tag{29}$$

Ha tehát a diódák egymás között egyformák, s a kérdéses intervallumban a jelleggörbét logaritmikusnak tekinthetjük, a diódás híd torzítása csak az áramok viszonyától függ. A (27) alapján láthatjuk, hogy csak páratlan felharmonikusokat találunk a jelben.

A k. harmonikus és az alap amplitúdójának viszonyát, amelyet (28) és (29) alapján az

$$U_2[(2k+1)\omega]/U_2(\omega) = (2k+1)^{-1}(I_b/I_e)^{2k} \quad k = 1, 2, \ldots \tag{30}$$

kifejezés ad meg, az $|I_b/I_e|$ viszony függvényében az 5. ábrán láthatjuk.

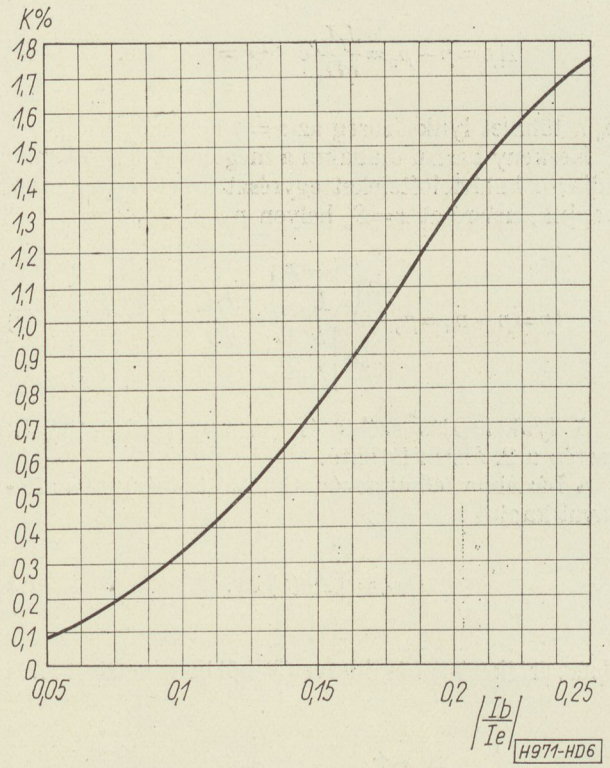
A harmonikus torzítási tényezőt esetünkben a

$$K=\left[\sum_{k=1}^{\infty}(I_b/I_e)^{4k+2}(2k+1)^{-2}\right]^{\frac{1}{2}}\left[\sum_{k=0}^{\infty}(I_b/I_e)^{4k+2}(2k+1)^{-2}\right]^{-\frac{1}{2}} \tag{31}$$

kifejezés adja meg. Ha a váltakozó áram amplitúdója a nyitó egyenáramához képest elég kicsi, a torzítás ekkor

$$K \xrightarrow[|I_b/I_e|\ll 1]{} (1/3)\,(I_b/I_e)^2 \tag{32}$$

A harmonikus torzítási tényezőt az $|I_b/I_e|$ függvényében a 6. ábrán tüntettük fel.



6. ábra. A négydiódás szabályozóáramkör okozta harmonikus torzítási tényező a diódán átfolyó váltakozó áram és szabályozó egyenáram viszonyának függvényében

Rögzítsük most az I_e értékét. A sorba kapcsolt D_1-D_2 diódák dinamikus ellenállása (24) alapján

$$r_d=\partial U_2/\partial I\approx 2(U_0/I_e)[1-(I/I_e)^2]^{-1}= \\ =2r_{de}[1-(I/I_e)^2]^{-1}, \tag{33}$$

ahol $r_{de}=(U_0/I_e)$ egyetlen dióda vezetőirányú dinamikus ellenállása $I_e=$áll. esetében. Ha a hídba befolyó áram $I=I_be^{j\omega t}$, a híd a kimeneti $C-D$ kapcsokon így, (33)-at Taylor-sorba fejtve,

$$r=r_d/2=r_{de}[1-(I_b/I_e)^2e^{j\omega t}]^{-1}= \\ =r_{de}\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k(I_b/I_e)^{2k}e^{j2k\omega t} \tag{34}$$

dinamikus ellenállást mutat, ha $|I_b/I_e|<1$. Elegendően kis $|I_b/I_e|$ esetében viszont

$$r \xrightarrow[|I_b/I_e|\ll 1]{} r_{de}[1-(I_b/I_e)^2e^{j2\omega t}]. \tag{35}$$

A dinamikus ellenállás tehát most páros függvények szerint változik. Mivel a torzítást kellően csekély értéken kell tartanunk, (r/r_{de}) változása is csekély. Így pl. $|I_b/I_e|=0{,}1$ esetében $K<0{,}32\%$, míg (r/r_{de}) értéke gyakorlatilag 1%-ot változik.

Mullard gyártmányú SXL 63 típusú diódákon méréseket végeztünk a számítás ellenőrzésére. A mért adatok a számítottal kb. 10%-on belül megegyeztek. Hasonló értékeket mértünk más gyártmányú, többékevésbé logaritmikus jelleggörbéjű diódán is (pl. Siemens BAY 43), ha a munkapont a katalógusban feltüntetett logaritmikus szakaszon mozgott.

A numerikus számításokat Péchy Edit végezte, akinek a szerző ezúton is köszönetét fejezi ki.

IRODALOM

1. *Morris, A. G.:* A constant volume amplifier covering a wide dynamic range. Electr. Eng. 37 (1965) No. 450, p. 502—507.
2. *Walston, J. A.—Miller, J. R.:* Transistor circuit design by Texas Instruments Inc. McGraw-Hill, New York, 1963. Magyarul megjelent: Tranzisztoros áramkörök tervezése címen. Budapest, Műszaki K. 1967).
3. *Heckenast G.—Vajda Z.:* A Magyar Rádió tranzisztoros telepes riportermagnója. Kép- és hangtechnika 9 (1963) 185—189.
4. *Wizorke, M.:* Begrenzer-Kompressor-Verstärker aus der Reihe der Sitral-Tonstudiogeräte. Siemens Zeitschrift (Aug. 1965) 8, p. 912—916.
5. *Halmos S.—Radnai J.:* Ein hochwertiger Kompressor für Tanzmusikaufnahmen und seine Anwendung in dem Studiobetrieb. IV-th Conference on Acoustics, Budapest, 1967.
6. *Moll, J.,L.:* The evaluation of the theory for the voltage current characteristics of P—N junctions. Proc. IRE 46 (1958) p. 1076—1082.
7. *Abramovitz, M.—Stegun, J. A.* (editors): Handbook of mathematical functions. National Bureau of Standards. Appl. Math. Ser. 55. Washington, D. C. 1964. p. 68. (4. 1. 24.)
8. *Küpfmüller, K.:* Über nichtlineare Verzerrung in Fernverbindungen. Fachber. VDE Tag. Wiesbaden, 1926. p. 87.
9. Lásd 7. p. 87. (4. 6. 22.)
10. Lásd 7. p. 88. (4. 6. 33.)

ZÓLOMY IMRE
BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék

Diódák feléledési idejének közelítő számítása a bázisban tárolt töltés segítségével

ETO 537.568:537.572:621.382.2

A diódák kapcsolási transiensei a nyitóirányú előfeszítés alatt a félvezető anyagban végbemenő töltéshordozó-felhalmozódással vannak kapcsolatban. Az esetek túlnyomó többségében az egyik réteg sokkal erősebben szennyezett, mint a másik. Ennek következtében a nyitóirányú áramot túlnyomórészt az erősebb szennyezésű rétegből jövő töltéshordozók alkotják, s ezek a másik rétegben halmozódnak fel. A gyengén szennyezett réteget nevezik bázisnak, mivel az maga a félvezető alaplemezke, amiből a dióda készül. Ebbe ötvözik bele, illetve ebben hozzák létre diffúzió segítségével az erősebben szennyezett, ellenkező típusú réteget.

A kapcsolási időket lényegében a bázisban felhalmozódott kisebbségi töltéshordozók viselkedése határozza meg.

Statikus töltéseloszlás

Vizsgáljunk pl. egy p^+-n diódát, melynek nyitóirányú árama gyakorlatilag lyukáram. Nyitóirányban folyék rajta I_F áram. Homogén bázist feltételezve ($E=0$) a bázisnak a $p-n$ átmenet felé eső végén az áram tiszta diffúziós áram, így a lyukeloszlás gradiense:

$$\left.\frac{dp}{dx}\right|_{x=0} = -\frac{I_F}{qDp \cdot A}, \qquad (1)$$

ahol q az elektron töltése, D_p a lyukak diffúziós állandója, A a $p-n$ átmenet felülete és $x=0$ a $p-n$ átmenet helyét jelenti (pontosabban a kiürített réteg szélét).

A bázis vastagságától függően megkülönböztetünk széles bázisú és keskeny bázisú diódákat.

Széles bázisú diódáknál

$$S_b \gg L_p, \qquad (2)$$

ahol S_b a bázisréteg szélessége (a $p-n$ átmenet és az ohmos kontaktus távolsága; l. 1. ábra) és L_p a lyukak diffúziós hossza a bázisban.

Keskeny bázisú diódáknál $S_b \approx L_p$, sőt $S_b \ll L_p$.

A bázisban a lyukeloszlást statikus esetben a lyukak folytonossági egyenletéből lehet kiszámítani; $\frac{\partial p}{\partial t}=0$ és $E=0$ feltétellel.

Egydimenziós esetet véve:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = \frac{p-p_n}{L_p^2}, \qquad (3)$$

ahol p_n az egyensúlyi (termikus) lyuksűrűség a bázisban.

Széles bázisú diódára a differenciálegyenlet megoldása az (1) egyenlet által adott, valamint $x=\infty \rightarrow p-p_n=0$ határfeltételek esetén:

$$\Delta p = p-p_n = \frac{J_f L_p}{qD_p} e^{-x/L_p} = p_0 e^{-x/L_p}, \qquad (4)$$

p_0 a többlet lyuksűrűség az $x=0$ helyen.

Keskeny bázisú diódákra a megoldást az (5) képlet adja; a határfeltételeket egyrészt az (1) egyenletből kapjuk, másrészt $x=S_b$ helyen $p-p_n=0$.

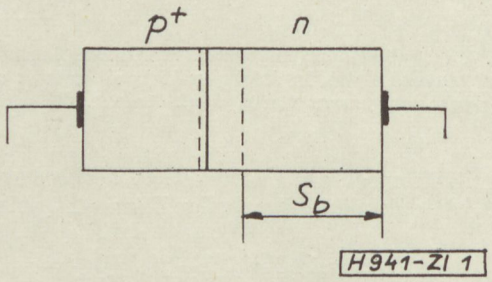
$$\Delta p = p-p_n = p_0 \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{S_b-x}{L_p}\right)}{\operatorname{sh}\left[\frac{S_b}{L_p}\right]} = \frac{J_f L_p}{qD_p} \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{S_b-x}{L_p}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{S_b}{L_p}\right)} \qquad (5)$$

A lyukeloszlás széles és keskeny bázisú diódák esetén a 2. ábrán látható.

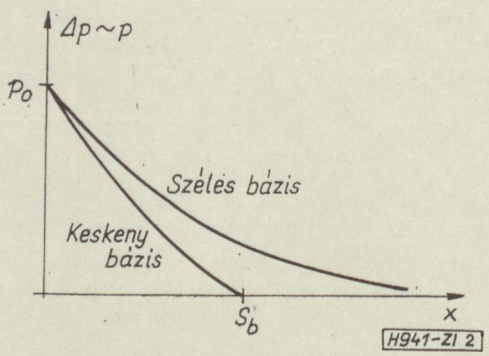
A bázisban felhalmozódott töltést $\Delta p(x)$ integrálásával kapjuk:

$$Q_{BO} = \int_0^{S_b} \Delta p(x)\, dx. \qquad (6)$$

$\Delta p(x)$ értékét (4)-ből, illetve (5)-ből behelyettesítve, és



1. ábra. A p⁺-n dióda elvi felépítése



2. ábra. Lyukeloszlás a bázisban statikus esetben

Beérkezett: 1968 XII. 17-én

széles bázisú diódánál az integrálást ∞-ig végezve, a végeredmény széles bázisú diódára:

$$Q_{BO}=J_f\tau_p. \tag{7}$$

Keskeny bázisú diódára:

$$Q_{BO}=J_f\tau_p\frac{\operatorname{ch}\left(\frac{S_b}{L_p}\right)-1}{\operatorname{ch}\left(\frac{S_b}{L_p}\right)}=J_f\tau_{eff}. \tag{8}$$

Ha $\frac{S_b}{L_p}\to\infty$, (8) egyenlet átmegy a (7)-be. A (7) egyenlet szerint a felhalmozott töltés arányos a lyukak élettartamával. A $\frac{Q_{BO}}{J_f}$ hányados független a munkaponttól (bizonyos határok között) és csak a dióda felépítésétől függ. Széles bázisú diódánál ez a hányados megegyezik τ_p-vel, keskeny bázisú dióda esetén kisebb. Nevezzük el ezt az időállandót τ_{eff}-nek, effektív élettartamnak. Keskeny bázisú diódánál a lyukak egy része a bázisban, másik része az ohmos kontaktusnál rekombinálódik, ahol az élettartam jó közelítéssel zérus. Időegység alatt $J_f=\frac{Q_{BO}}{\tau_{eff}}$ lyuk rekombinálódik összesen.

Dinamikus viselkedés

A nyitóirányú áramot megszakítva kapcsoljunk a diódára soros ellenálláson keresztül záróirányú feszültséget. Az áramkör elvi vázlata a 3., a diódán folyó áram és a diódán eső feszültség, valamint a bázisban a lyukeloszlás változása a 4. ábrán látható.

Az átkapcsolás után egy ideig a diódán keresztül nagy záróirányú áram folyik, melynek értékét a külső áramkör határozza meg:

$$J_r\cong\frac{U_r}{R_r}. \tag{9}$$

A dióda feszültsége nyitóirányú és kis értékű marad. Az áramot ebben az ún. telítési fázisban a lyukeloszlás gradiense határozza meg a $p-n$ átmenetnél, a feszültséget a lyuksűrűség értéke ugyanitt. Ezért az áram megfordulásával a lyuksűrűség az ábra szerint alakul, gradiense az $x=0$ helyen:

$$\left.\frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x}\right|_{x=0}=+\frac{J_r}{qD_pA}. \tag{10}$$

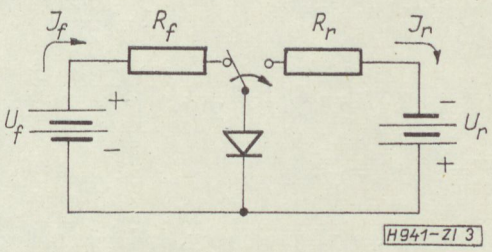
A feszültség a Boltzmann-összefüggés alapján $\left(p=p_ne^{\frac{qU}{kT}}\right)$ továbbra is pozitív (nyitóirányú) és kis értékű marad. Ez az áram addig folyik, amíg a lyuksűrűség a $p-n$ átmenetnél 0-ra nem csökken. Ezután a töltés csökkenése együttjár a gradiens csökkenésével az $x=0$ helyen, ezért csökken az áram is, ami a $p-n$ átmenet feszültségének záróirányba történő erős megnövekedését vonja maga után. Ez a szakasz a lefutás.

A probléma egzakt tárgyalásához az időtől függő folytonossági egyenletre van szükség:

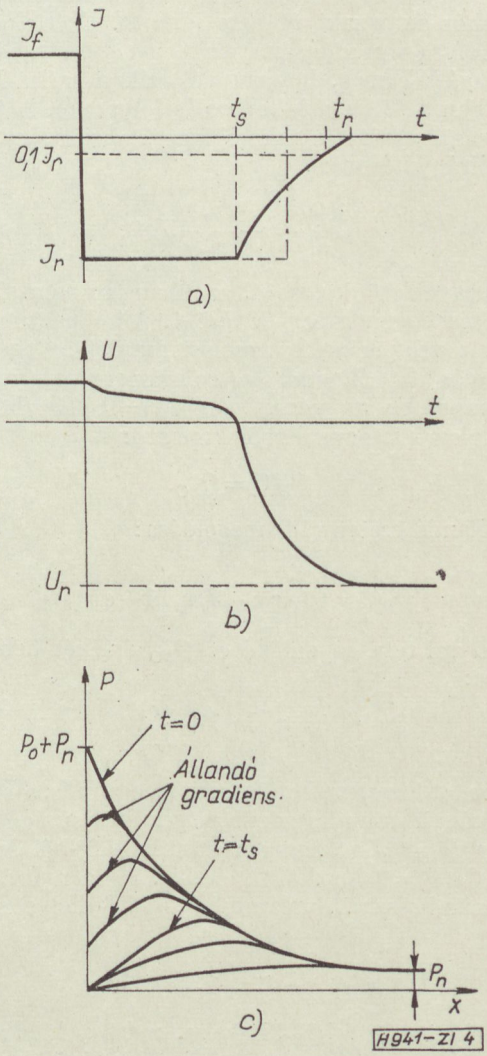
$$\frac{\partial p}{\partial t}=D_p\frac{\partial^2p}{\partial x^2}-\frac{p-p_n}{\tau_p}. \tag{11}$$

A lyukeloszlás számításához a telítési fázis alatt a határfeltételt a (10) egyenlet, valamint $x=S_b$ helyen $p-p_n=0$ adja. A kezdeti feltételt (4), illetve (5) tartalmazza.

A telítési idő végén $p(t_s)\Big|_{x=0}=0$.



3. ábra. A kapcsoló áramkör elvi vázlata



4. ábra. A kikapcsolás folyamata. *a* — áramalak a kikapcsoláskor, a közelítő áramforma pont-vonallal bejelölve; *b* — a diódán levő feszültség alakulása a kikapcsolás folyamán; *c* — a bázisban levő lyuksűrűség alakulása a kikapcsolás különböző pillanataiban. A telítési idő végéhez tartozó lyukeloszlást ($t=t_s$) külön bejelöltük

A megoldás a telítési időre, széles bázisú diódánál [1]:

$$\operatorname{erf}\sqrt{\frac{t_s}{\tau_p}}=\frac{1}{1+\frac{Jr}{Jf}}, \tag{12}$$

és keskeny bázisú diódánál:

$$\frac{J_f}{J_f+J_r}=1-\sum_{n=1,3,5}^{\infty}\frac{2\coth W}{W}\,\frac{1}{1+\left(\frac{n\pi}{2W}\right)^2}\exp\left\{-T_s\left[1+\left(\frac{n\pi}{2W}\right)^2\right]\right\}, \tag{13}$$

ahol $W=\frac{S_b}{L_p}$, $T_s=\frac{t_s}{p}$.

Mint látható, a végeredmény, különösen keskeny bázisú diódáknál, igen bonyolult, azonkívül a telítési időt implicit tartalmazza. Ha meggondoljuk, hogy a teljes kikapcsolási időhöz még a lefutási idő is hozzátartozik (aminek számítása még bonyolultabb), érezhető, hogy a kapcsolástechnikus számára gyors számoláshoz az egzakt út nem járható. Ezért közelítő megoldásra van szükség.

Vizsgáljuk meg, hogyan változik a széles bázisú diódában a töltés a kikapcsolás folyamán. A töltésváltozást egyrészt a rekombináció okozza, másrészt a záróirányú áram:

$$\frac{\mathrm{d}Q_B}{\mathrm{d}t}=-\frac{Q_B}{\tau_p}-J_r(t). \tag{14}$$

Fenti egyenletünk egzakt, azonban így nem oldható meg, mert nem ismerjük $J_r(t)$-t. Alkalmazzunk közelítést: vegyük a kikapcsolási áramot az egész kikapcsolás alatt állandónak (4. ábrán eredményvonal). A kikapcsolásnak vége, ha $Q_B(t_r)=0$. Kezdeti feltételünk a (7) egyenletből kapható:

$$Q_B(0)=Q_{BO}. \tag{15}$$

J_r=állandó esetén (14) megoldása:

$$Q_B(t)=Q_{BO}e^{\frac{-t}{\tau_p}}-J_r\tau_p\left(1-e^{-\frac{t}{\tau_p}}\right) \tag{16}$$

Q_B-t O-val téve egyenlővé és Q_{BO} értékét behelyettesítve:

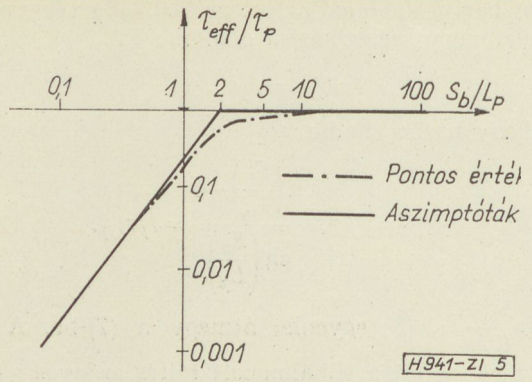
$$t_r=\tau_p\ln\left(1+\frac{J_f}{J_r}\right) \tag{17}$$

A képletet kiterjeszthetjük arra az esetre is, amikor a nyitóirányú áramimpulzus véges hosszúságú volt. Ekkor $Q_{BO}\neq J_f\tau_p$, hanem szintén (16)-ból számítható $Q'_B(O)=0$ kezdeti feltétellel. Ha a nyitóirányú impulzus hossza t_f, valamint $J_r\to -J_f$ helyettesítéssel:

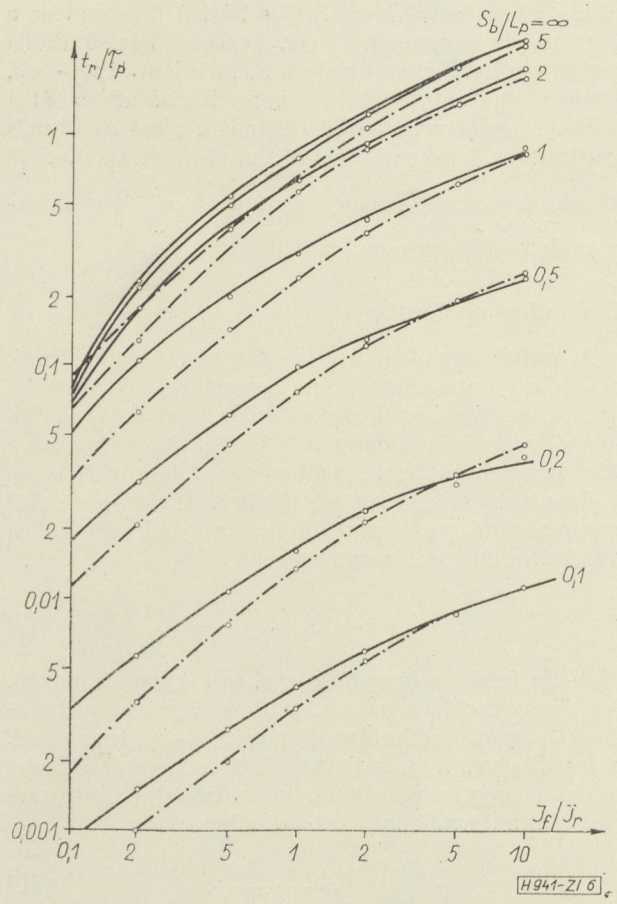
$$Q'_B(t_f)=J_f\tau_p\left(1-e^{-\frac{t_f}{\tau_p}}\right). \tag{18}$$

Ezt helyettesítjük Q_{BO} helyére, mert a kikapcsolás pillanatában ez adja meg a bázisban levő töltés mennyiségét. A helyettesítés elvégzése után $Q_B(t_r)$-t 0-val téve egyenlővé, majd t_r-et kifejezve:

$$t_r=\tau_p\ln\left[1+\frac{J_f}{J_r}\left(1-e^{\frac{t_f}{\tau_p}}\right)\right] \tag{19}$$



5. ábra. Az effektív élettartam alakulása a bázis normált szélességének a függvényében



6. ábra. A pontos és a közelítő számításból adódó kikapcsolási idők különböző S_b/L_p és J_f/J_r viszonyok esetén. A pontos értékeket a folyamatos, a közelítő értékeket a szaggatott vonalak ábrázolják. Ha a közelítő értékekből adódó t_r értéket még egy kb. 1,25-ös faktorral megszorozzuk, az ábra tanúsága szerint még jobb egyezést kapunk

A fenti eredmény érvényességi köre kibővíthető a keskeny bázisú diódákra is. Köhler [2] bebizonyította, hogy a keskeny bázisú diódák kapcsolási tranziensei úgy számíthatóak (csak kis hibát okozva), mintha széles bázisú diódák lennének, de a lyukak élettartama helyett a (8) képletben definiált effektív élettartamot kell használni.

$$t_r=\tau_{\mathrm{eff}}\ln\left[1+\frac{J_r}{J_f}\left(1-e^{-\frac{t_f}{\tau_{\mathrm{eff}}}}\right)\right], \tag{20}$$

ahol

$$\tau_{eff}=\tau_p\frac{\mathrm{ch}\,(S_b/L_p)-1}{\mathrm{ch}\,(S/_bL_p)}. \qquad (21)$$

τ_{eff} értéke S_b/L_p függvényében a 4. ábrán látható. Ha $S_b/L_p\ll 1$, a $\mathrm{ch}\,x=1+\frac{x^2}{2\frac{x^2}{2!}}$ sorba fejtést alkalmazva, a nevezőben pedig $\mathrm{ch}\,x=1$-et véve:

$$\tau_{eff}=\tau_p\frac{S_b^2}{2L_p^2}=\frac{1}{2}\frac{S_b^2}{D_p}. \qquad (22)$$

A fentiekből kitűnik, hogy széles bázisú dióda esetén annál gyorsabb a kapcsolás, minél kisebb a lyukak élettartama. Keskeny bázisú diódáknál a feléledési idő független a lyukak élettartamától, s a bázis szélességének csökkentésével csökken. (Az azonban, hogy adott geometriai méret esetén a dióda keskeny vagy széles bázisú diódának tekinthető, függ a diffúziós hosszon keresztül az élettartamtól!)

J_r növelésével, azaz J_f/J_r csökkentésével mindkét dióda esetén csökken a feléledési idő.

A közelítésben a legnagyobb hibát az okozza, hogy a kikapcsolási áramformát „négyszögesítettük". Nagy J_f/J_r, azaz kis J_r esetén a telítési idő a lefutási időnél jóval nagyobb, tehát a valóságos áramforma közel áll a számításban felvett közelítő áramalakhoz. J_r növelésével a telítési idő a lefutási időhöz képest egyre rövidebb lesz, így a közelítés romlik.

A 6. ábrán láthatóak a folytonossági egyenletből nyerhető pontos értékek a teljes kikapcsolási időre, folytonos vonallal (a [3] alapján), különböző J_f/J_r és S_b/L_p értékek mellett. A (20) egyenletből nyerhető közelítő értékeket szaggatott vonallal ábrázoltuk. Az eltérés meglepően kicsi, ha figyelembe vesszük, hogy többször közelítettünk, valamint, hogy a fenti két mennyiség milyen nagy határok között változik.

A kikapcsolási időket végtelen hosszú nyitóirányú impulzus esetén számoltuk ki.

A kiürített rétegben levő töltés megváltozását nem vettük figyelembe. Ez valamivel meghosszabbítja a teljes kikapcsolási időt.

IRODALOM

1. *Kingston R. H.:* Switching time in junction diodes and junction transistors. „Proc. IRE", 1954, 42. köt., 829. o.
2. *E. Köhler:* Beitrag zum Schaltverhalten flächenhafter *pn* Übergänge. Doktori disszert. 1960, Drezda.
3. *A. S. Grove, C. T. Sah:* Simple analytical approximations to the switching times in narrow base diodes. „Solid-State Electronics" 7. köt., 1964 jan.

MAGYAR KÁBEL MŰVEK

VEZÉRIGAZGATÓSÁGA

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 453-590

GYÁRTMÁNYOK:

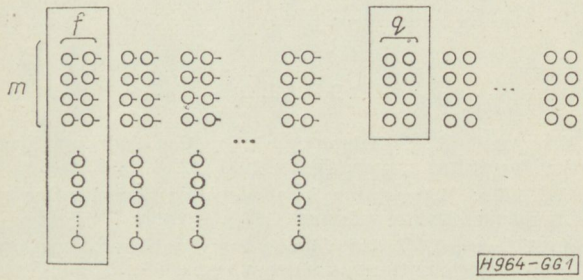
Jelző-, mérő-, működtetőkábelek
Erősáramú szigetelt vezetékek
Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig
Alumínium és acél-alumínium szabadvezetékek
Tekercselőhuzalok
Switch-kábelek
Gumitömlő vezetékek
Híradástechnikai vezetékek
Távkábelek
Hírközlő kábelek
Hajókábelek
Zománchuzalok
Zárt-acélkötelek

GOSZTONY GÉZA
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

Torlódás meghatározása tetszőleges belső elérhetőségű és irányténye zőjű csatolóutas redszerekben

ETO: 519.242.35 : 654.1.021

A csatolóutas rendszerek Jacobaeus-féle számítási módszerének általánosítása lehetővé teszi, hogy a torlódást olyan elrendezésekben is meghatározhassuk, amelyekben mind a belső elérhetőség, mind az irányténye zető tetszőleges egész szám. Az 1. ábrán a



1. ábra

belső elérhetőséget f, az irányténye zőt q jelöli. A belső elérhetőség szemléletesen az egyes fokozatok alcsoportjai közt levő csatolóelemek számát adja meg, az irányténye ző pedig irányválasztó fokozatokban megmutatja, hogy egy alcsoportból a kérdéses irány felé hány vonalon lehet összeköttetést létrehozni.

Az eljárás lényege az, hogy az [1]-ből ismert

$$E=\sum_{p=o}^{m} G(p)H(m-p)$$

összefüggésben $G(p)$, ill. $H(p)$ jelentését meg kell változtatni. $G(p)$ függvény a továbbiakban nem azt jelenti, hogy az m elemből álló oszlopban milyen valószínűséggel foglalt p elem, hanem azt, hogy egy m darab (f-tagú) sorból álló elrendezésben milyen valószínűséggel foglalt p sor. A $H(m-p)$ függvény eredetileg az előbbi oszlop szabad elemeivel elérhető, tehát meghatározott $(m-p)$ elem foglaltsági valószínűségét jelenti. A módosítás után $H(m-p)$ a nem teljesen foglalt sorokból elérhető (q-tagú) elemsorok foglaltságának valószínűségét adja meg. Végeredményben tehát az elemekre vonatkozó valószínűségekről elemsorokra vonatkozó valószínűségekre térünk át. A sorfoglaltsági valószínűségek alakja viszonylag bonyolult, de a számszerű értékeket számítógéppel egyszerűen meg lehet határozni [2].

A gyakorlatban azonban gyakran fordulnak elő olyan elrendezések is, amelyekben a belső elérhetőség és/vagy az irányténye ző egynél nagyobb nem egész szám. Ebben az esetben az egyes sorokban különböző számú elem foglal helyet, ún. csonka oszlopok keletkeznek. (2. ábra, csak az előző ábrán bekeretezetteknek megfelelő elemeket tüntettük fel.) A torlódás megállapításához a sorfoglaltsági valószínűségek nem alkalmazhatók a [2]-ben leírt módon.

Jacobaeus alapvető munkájában [1] nem tér ki csonka oszlopokra. Jensen eljárása csak olyan esetben használható, ha csonka oszlop csak az egyik mezőben van, azaz vagy f, vagy q egész szám marad, a felírt képlet ugyanis H függvényre vonatkozik [3]. Elldin közelítésként tört hatványkitevő alkalmazását javasolja, ha a foglalt elemek számára Bernoulli-eloszlást lehet feltételezni. Erlang-eloszlás esetében nincs lehetőség hasonló eljárásra [4].

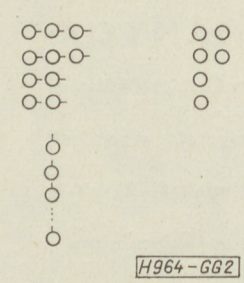
Azok a közelítések, amelyek valamilyen módszerrel kiegyenlítik a különböző sorhosszúságokat, csökkentik a kedvezőtlen elrendezések valószínűségét, és ezért kisebb torlódást eredményeznek. A Jacobaeus-féle számítási alapmódszer fölébecsüli a torlódást (l. pl. Wallström [5], ill. Takagi és Suzuki [6] vizsgálatait). A kétféle közelítés együttes alkalmazása esetében ellenőrzés nélkül nem mondhatunk semmit a kapott eredmény hibájának jellegéről. Ha tehát a gyakorlatban jól bevált Jacobaeus-féle módszert közelítéssel kívánjuk alkalmazni, akkor rendelkeznünk kell a pontos számítási képletekkel is az ellenőrzéshez. Ez azért is indokolt, mert részletes vizsgálathoz numerikus eljárás sokkal előnyösebb, mint az utánzás.

A következőkben a különböző hosszúságú sorokból összetett együttesekre érvényes, általános sorfoglaltsági függvényt határozzuk meg mind a G, mind pedig a H függvény esetében. A számítási képletek megállapítása után példákkal szemléltetjük a közelítő és a pontos eljárással kapott eredmények közti különbséget különös tekintettel arra, hogy a közelítések mindig a veszélyes oldalon vannak.

1. Általános sorfoglaltsági eloszlásfüggvény

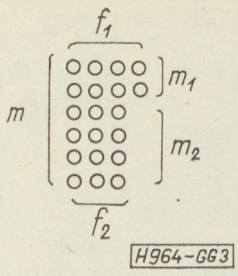
Megfontolásainkat a 3. ábrán látható elrendezésre végezzük.

Látható, hogy az összesen m sorból m_1 sorban f_1 elem, m_2 sorban pedig f_2 elem helyezkedik el. Bonyo-



2. ábra. A kétfokozatú csatolóutas rendszerben a belső elérhetőség, $f=2{,}5$, az irányténye ző $q=1{,}5$

Beérkezett: 1969. IV. 1-én



3. ábra

lultabb esetet, kettőnél több különböző sorhosszúságot két ok miatt nem kell megvizsgálnunk. Egyrészt azért, mert az alkalmazott gondolatmenet nehézség nélkül kiterjeszthető tetszőleges számú sorhosszúságra, másrészt azért, mert véletlenszerű szabadút keresés esetében egyenletes elrendezésekre kell törekedni. Márpedig kimutatható, hogy akárhány sorban kell tetszőleges számú elemet egyenletesen elhelyezni, mindig olyan elrendezés adódik, amely két típusú sort tartalmaz és f_1 csak egységgel különbözik f_2-től.

Ebben a részben a $G(p)$ függvénynek megfelelő $Q(i)$ eloszlásfüggvényt határozzuk meg, amely megadja, hogy a 3. ábra elrendezésében m sor közül i sor milyen valószínűséggel foglalt.

Legyen a sorokból álló mezőben a foglalt elemek eloszlásfüggvénye $P(x)$. Feltételezzük, hogy a foglalt elemek a mezőben véletlenszerűen helyezkednek el, vagyis adott x elem minden lehetséges elrendeződése egyformán valószínű.

A vizsgált kapcsolómező állapota általában (x_1, x_2)-vel jelölhető, ami arra utal, hogy az m_1f_1 elem közül x_1, az m_2f_2 elem közül x_2 foglalt.

$Q(i_k|x_k)$, $k=1, 2$, annak valószínűsége, hogy a k-adik részmezőben i_k sor foglalt, ha x_k foglalt elem van.

A feltételes valószínűség alakja (l. pl. [2]) az alábbi (a k indexet itt elhagytuk):

$$Q(i|x)=\frac{\binom{m}{i}\sum_{s=o}^{m-i}(-1)^s\binom{m-i}{s}\binom{f(m-i-s)}{x-f(i+s)}}{\binom{mf}{x}}. \qquad (1)$$

Feltételezéseink szerint a foglalt elemek véletlenszerűen helyezkednek el a teljes mezőben, ezért az, hogy adott x_k foglalt elemből a részmezőben hány foglalt sor alakul ki, független a többi részmezők állapotától. Ezért a $Q(i_1, i_2|x_1, x_2)$ együttes feltételes valószínűség kifejezhető a részmezők hasonló valószínűségeinek szorzatával:

$$Q(i_1, i_2|x_1, x_2)=\prod_{k=1}^{2} Q(i_k|x_k). \qquad (2)$$

$Q(i_1, i_2)$ annak a valószínűsége, hogy az első részmezőben i_1, a másodikban pedig i_2 foglalt sor van. $Q(i_1, i_2)$ megállapításához x minden értékére összegeznünk kell a (2) kifejezést, figyelembe véve azt, hogy az (x_1, x_2) állapot a hipergeometrikus eloszlásnak megfelelően:

$$P(x_1, x_2)=\frac{\binom{m_1f_1}{x_1}\binom{m_2f_2}{x_2}}{\binom{m_1f_1+m_2f_2}{x_1+x_2}}P(x_1+x_2) \qquad (3)$$

valószínűséggel jöhet létre. Ennek alapján:

$$Q(i_1, i_2)=\sum_{x_1=0}^{m_1f_1}\sum_{x_2=0}^{m_2f_2} Q(i_1/x_1)\,Q(i_2/x_2)\,P(x_1, x_2). \qquad (4)$$

$Q(i_1, i_2)$ ismeretében végül megállapíthatjuk a keresett $Q(i)$ sorfoglaltsági eloszlásfüggvény általános alakját:

$$Q(i)=\sum_{j=0}^{i} Q(i-j, j). \qquad (5)$$

Az (1), (4) és (5) összefüggésben feltüntetett összegezési határok esetén az összeg tagjainak egy része zérus. A határok kiterjesztése az eredményt nem változtatja. Ennek igazolása az (1) összefüggéshez [2]-ben található, a többi esetben könnyen belátható.

Az összegezési jelzések megváltoztatása után $Q(i)$ a következő alakú:

$$Q(i)=\sum_{j}\sum_{x}\sum_{l} Q(i-j|x-l)\,Q(j|l)P(x-l, l). \qquad (6)$$

Végül felírjuk részletesen is az általános sorfoglaltsági eloszlásfüggvényt, és megadjuk a szükséges összegezési tartományt.

$$Q(i)=\sum_{j=j_0}^{j_1}\sum_{x=x_0}^{x_1}\sum_{l=l_0}^{l_1}\binom{m_1}{i-j}\sum_{s=0}^{z_1-(i-j)}(-1)^s\binom{m_1-(i-j)}{s}\binom{f_1(m_1-(i-j)-s)}{(x-l)-f_1(i-j)+s)}\cdot$$

$$\cdot\binom{m_2}{j}\sum_{t=0}^{z_2-j}(-1)^t\binom{m_2-j}{t}\binom{f_2(m_2-j-t)}{l-f_2(j+t)}\frac{P(x)}{\binom{m_1f_1+m_2f_2}{x}}, \qquad (7)$$

ahol

$$j_0=\max(0,\ i-m_1),$$
$$j_1=\min(i,\ m_2),$$
$$x_0=(i-j)f_1+jf_2,$$
$$x_1=m_1(f_1-1)+(i-j)+m_2(f_2-1)+j,$$
$$l_0=\max(jf_2,\ x-[m_1(f_1-1)+(i-j)]),$$
$$l_1=\min(x-(i-j)f_1,\ m_2(f_2-1)+j),$$
$$z_1=\text{entier}\left(\frac{x-l}{f_1}\right),$$
$$z_2=\text{entier}\left(\frac{l}{f_2}\right).$$

2. A sorfoglaltsági H függvény meghatározása

A sorfoglaltsági eloszlásfüggvény előállítása után rátérünk a H függvény módosított alakjának kiszámítására.

A sorfoglaltsági H függvény, mint említettük, annak valószínűségét adja meg, hogy bizonyos rögzített elemsorok foglaltak függetlenül attól, hogy a többi elemsorban hogyan helyezkednek el a szabad és a foglalt elemek. Megfontolásainkban a 3. ábra jelöléseit alkalmazzuk. A keresett összefüggésnek olyannak kell lennie, hogy az m sor közül tetszőleges i sort kiválasztva alkalmazhassuk.

Ha az adott i sor éppen úgy áll elő, hogy az egyik részmezőben i_1, a másik részmezőben i_2 sor helyezkedik el, $i=i_1+i_2$, továbbá a teljes mezőben x foglalt elem van, akkor a megfelelő feltételes valószínűség:

$$R(i|i_1,\ i_2,\ x)= \frac{\binom{m_1}{i_1}\binom{m_2}{i_2}\binom{(m_1-i_1)f_1+(m_2-i_2)f_2}{x-(i_1f_1+i_2f_2)}\binom{i_1f_1+i_2f_2}{i_1f_1+i_2f_2}}{\binom{m}{i}\qquad\binom{m_1f_1+m_2f_2}{x}}. \tag{8}$$

Ha ugyanis a teljes mezőben x elem foglalt, akkor az összes lehetséges elhelyezkedések száma $\binom{m_1f_1+m_2f_2}{x}$, a vizsgált eset pedig annyiszor fordul elő, ahányszor a kiválasztott i_1 és i_2 sor lefoglalásához szükséges elemeken túl megmaradó $(x-(i_1f_1+i_2f_2))$ elem elhelyezhető az összes többi sorban.

Figyelembe kell venni azt is, hogy a részmezőkben i_1, ill. i_2 sort éppen $\binom{m_1}{i_1}\cdot\binom{m_2}{i_2}$-féle képpen lehet kiválasztani, és ugyanakkor az i sor kiválasztására összesen $\binom{m}{i}$ lehetőség van. Az elemek elhelyezkedése és a sorok kiválasztása egymástól független, tehát az együttes valószínűség a valószínűségek szorzataként állítható elő.

A fenti feltételes valószínűségből $R(i)$-t úgy kaphatjuk meg, ha az összes lehetséges $(i_1,\ i_2)$ kombinációt minden lehetséges x érték mellett figyelembe vesszük:

$$R(i)=\sum_{i_1+i_2=i}\ \sum_{x} R(i|i_1,\ i_2,\ x)\,P(x),$$

ahol $P(x)$ a teljes mezőre érvényes eloszlásfüggvény.

Részletesen kiírva tehát adott i sor foglaltságának valószínűsége

$$R(i)= \sum_{j=j_0}^{j_1}\frac{\binom{m_1}{i-j}\binom{m_2}{j}}{\binom{m}{i}}\sum_{x=x_0}^{x_1}\frac{\binom{(m_1-(i-j)f_1+(m_2-j)f_2}{x-[(i-j)f_1+jf_2]}}{\binom{m_1f_1+m_2f_2}{x}}P(x). \tag{10}$$

A jobb áttekinthetőség érdekében áttértünk az i_1, i_2 jelölésről a j, $(i-j)$ jelölésre. Továbbá:

$$j_0=\max(0,\ i-m_1),$$
$$j_1=\min(i,\ m_2),$$
$$x_0=(i-j)f_1+jf_2,$$
$$x_1=m_1f_1+m_2f_2.$$

3. Módosított torlódási alapképlet

A sorfoglaltságokat jellemző $Q(i)$ és $R(i)$ valószínűségekkel a Jacobaeus-féle alapképlet formailag változtatás nélkül felírható:

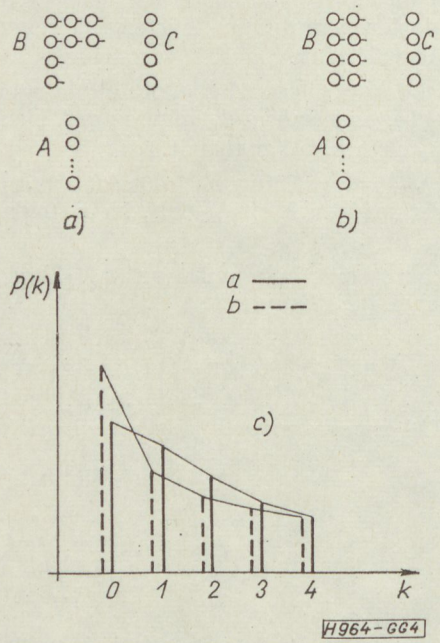
$$E=\sum_{i=0}^{m} Q(i)\,R(m-i). \tag{11}$$

Az előbbiekből következik, hogy ez az összefüggés határesetként magába foglalja mind az egyforma soros, mind pedig az egytagú soros eseteket. Az $R(i)$ valószínűség képlete lényegesen egyszerűbb, mint a $Q(i)$ sorfoglaltsági valószínűségé. Ha tehát általános sorfoglaltsági valószínűséget csak az egyik mezőben kell alkalmazni, akkor ez lehetőleg az $R(i)$ függvény legyen.

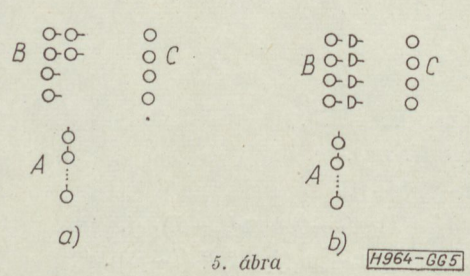
Az elmondottak változatlanul érvényesek abban az esetben is, ha pl. expanzió vagy koncentráció van az első fokozatban, azaz $n>\sum_k m_kf_k$, ill. $n<\sum_k m_k f_k$. Ilyenkor a vonatkozó általános képleteket [7] nehézség nélkül lehet alkalmazni figyelembe véve azt, hogy $0\leqq x\leqq n$.

4. Néhány számszerű összefüggés

A pontos számítási képletek meghatározása után az eltérések szemléltetésére megállapítjuk a torlódás számszerű értékét a pontos és a közelítő módszerekkel a 4. és 5. ábrán látható elrendezésekben. A számításokat számítógéppel végeztük.

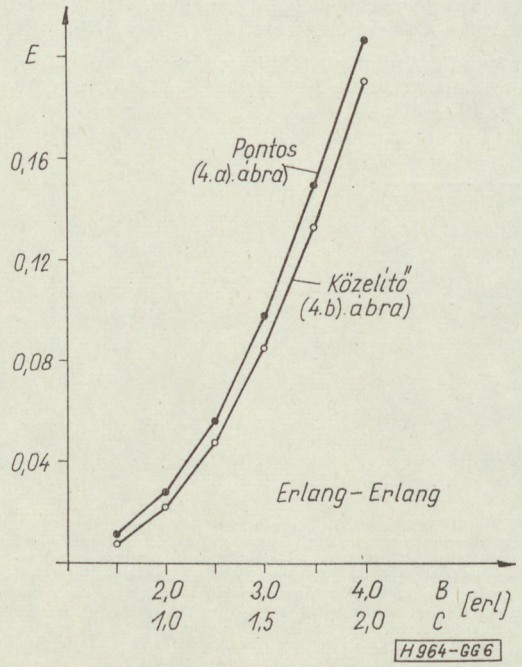


4. ábra. C) Foglalt sorok előfordulásának gyakorisága, figyelembe véve a foglalt elemek összes lehetséges elhelyezkedését

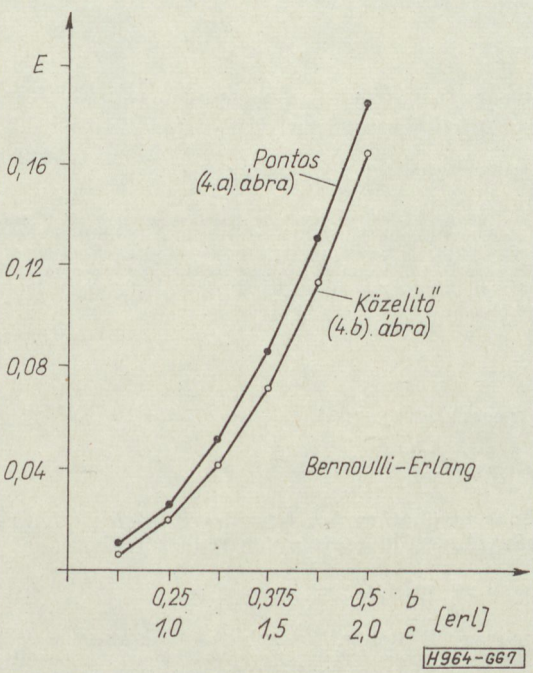


5. ábra

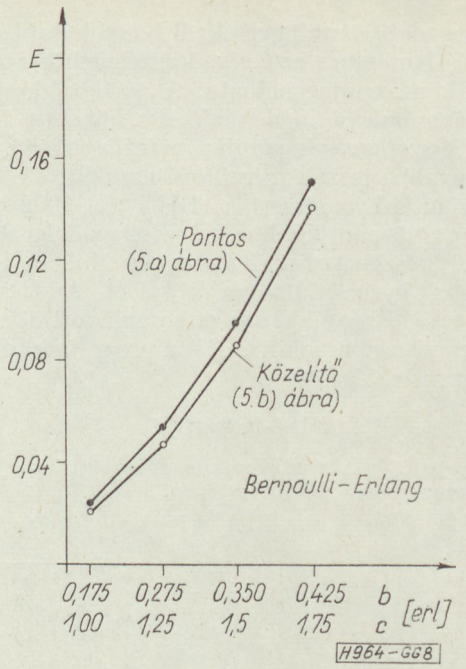
A 4. és 5. ábrán csak a számításhoz szükséges A, B, C részfokozatokat tüntettük fel. A 4*a* elrendezés nagymértékben aszimmetrikus B mezejéhez hasonló, a gyakorlatban ritkán fordul elő, ezt elsősorban példának szántuk. Az 5*a* elrendezés azonban a BHG CA-1002 típusú alközpont előfizetői fokozatának egyik egyszerűsített részlete. A 4*c* és 5*b* elrendezést a megfelelő *a* elrendezésből kaptuk a sorhosszúságok kiegyenlítésével. A B mezőben tehát az elemek száma egyforma, és csak egy típusú sor van. Az 5*b* ábrán az egyforma sorhosszúságot csak képletesen, „fél" elemekkel jelöltük.



6. ábra. A pontos és a közelítő számítás összehasonlítása, a B és C mezőben egyaránt Erlang-eloszlás van



7. ábra. A pontos és a közelítő számítás összehasonlítása. A B mezőben Bernoulli-, a C mezőben Erlang-eloszlás van



8. ábra. A pontos és a közelítő számítás összehasonlítása. A B mezőben Bernoulli-, a C mezőben Erlang-eloszlás van. A *b* tengelyen a beosztás nem léptékhelyes

A sorfoglaltság szempontjából az *a* elrendezések kedvezőtlenebbek, mint a *b* elrendezések. A 4*c* ábrán a foglalt sorok megoszlását tüntettük fel a foglalt elemek összes lehetséges elhelyezkedését figyelembe véve. Látható, hogy a 4*a* elrendezésben általában több foglalt sor van, mint a 4*b* elrendezésben, ezért veszélyesebb. A számítás során feltételeztük, hogy adott x foglalt elem összes lehetséges elhelyezkedése egyformán valószínű.

A 6., 7. és 8. ábrák a számított torlódási értékeket szemléltetik a forgalom függvényében.

A C mezőkben mindig Erlang-, a B mezőkben Erlang-, ill. Bernoulli-eloszlást tételeztünk fel. Az 5*b* elrendezéshez a tört hatványkitevős közelítést alkalmaztuk.

A pontos és a közelítő számításközti különbség a kisebb torlódásértékek irányába csökken ugyan, de a relatív eltérés növekszik. Ez azt okozza, hogy a kis torlódások tartományában az elkövetett relatív hiba számottevő lehet. Pl. az 5. ábrából az adódik, hogy az eltérés $E=0{,}05$ környezetében a közelítő érték 20%-a, és ez a hiba $E=0{,}01$ környezetében 34%-ra emelkedik. Az elkövetett hiba értékeléséhez figyelembe kell venni azt is, hogy a számítás során a közelítő érték áll rendelkezésünkre, és az erre vonatkoztatott hiba százalékosan sokkal nagyobb lehet, mint a pontos értékre vonatkoztatott, hiszen mint említettük, a közelítő érték mindig kisebb, mint a pontos érték.

5. Összefoglalás

Az ismertetett eljárás lehetővé teszi, hogy a torlódást olyan csatolóutas rendszerekben is ki lehessen számítani, amelyekben a belső elérhetőség és/vagy az irányténvező tetszőleges, egynél nagyobb nem egész szám.

A megadott összefüggéseknél bonyolultabbakra a gyakorlatban nincs szükség, kiértékelésük számítógéppel könnyen megoldható. A tájékozódó jellegű közelítő számítási módszerekkel elkövetett hiba a pontos összefüggések alapján megállapítható, és ez hatékonyabbá teszi a méretezési munkát.

A számítási módszert a BHG CA-1002 típusú crossbar alközpontjának méretezéséhez dolgoztuk ki.

Végül köszönetemet fejezem ki Molnár Pálnak (BHG) a kézirat átnézéséért, Rét Andrásnénak (BHG) a módszer alkalmazása során adott ötletekért és Murányi Aladárnak (SZÜV) a programozási munkák gondos elvégzéséért.

IRODALOM

1. *Jacobaeus, C.:* A study on congestion in link systems. Ericsson Techn., 1950., Nr 48., p. 1—68.

2. *Gosztony G.:* Torlódás meghatározása elemsorokat tartalmazó csatolóutas elrendezésekben. Híradástechnika, 17., 1966. 2., p. 45—51.

3. *Jensen, A.:* A basis for calculations of loss in crossbar automatic exchanges (dánul). Teleteknik, 3., 1952. 3., p. 123—148.

4. *Elldin, A.:* Automatic exchanges with crossbar switches, switch calculations, general survey. LM Ericsson, Book B 11265, 1955. Stockholm.

5. *Wallström, B.:* Artificial traffic trials on a two stage link system using a digital computer. Ericsson Techn. 14., 1958. 2., p. 259—289.

6. *Takagi, K.—Suzuki, T.:* Artificial traffic studies on crossbar link system using a digital computer. 4th International Teletraffic Congress, London, 1964, Doc. 5/55.

7. *Gosztony G.:* Csatolóutas (link) rendszerek torlódásszámításának alapelvei. Híradástechnika 16., 1965. 3., p. 70—78; 4., p. 105—111.

Tartalmi összefoglalások

ETO 519.2:621.391.8:621.394.147

Dr. Csiszár I:

A matematikai információelmélet néhány főbb problémája és eredménye

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 11. sz.

A dolgozat ismertető jellegű. Célja, hogy a modern matematikai információelmélet problematikáját közelebb hozza a híradástechnika hazai szakembereihez. Az információmennyiség mértékszámára vonatkozó főbb összefüggések ismertetése után a zajtalan csatornák tárgyalásán keresztül bemutatja az információelmélet bizonyos jellegzetes elvi problémáit és módszereit. Az utóbbiak illusztrálását szolgálja a szerző egy új eredményét tartalmazó függelék is. A dolgozat további részében foglalkozik a zajos csatornákon való megbízható információtovábbítás lehetőségét kimondó, illetőleg az átvitel sebesség felső határát megadó alapvető tételekkel, de a „folytonos" csatornák esetét csak érinti. Végül röviden vázolja a hibajavító kódok algebrai elméletének egyes alapfogalmait. A cikkhez dr. Gordos Géza írt előszót.

ETO 621.395.345.4:621.395.74

Dr. Lajtha Gy.:

Egységes távközlési hálózat

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 11. sz.

A szerző a Magyar Tudományos Akadémia Híradástechnikai Bizottsága Rendszertechnikai Albizottsága által tárgyalt anyagot ismertet összefoglalólag. A tanulmány tárgyalja az egységesítés alapgondolatát és az egységes hálózat elveit. Taglalja az időosztásos egységes távközlési hálózat rendszertechnikai kérdéseit és az időosztásos berendezéstechnikát. Röviden kitér a cikk a bevezetés átmeneti időszakának hibridmegoldásaira és javaslatokat tesz az egységes távközlési hálózat bevezetésével kapcsolatban.

ETO 621.374.34.018.783.3:621.382.2

Huszty D.:

Diódás szabályozó áramkörök harmonikus torzítása

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 11. sz.

Nagy jel-zaj viszonyú amplitúdó szabályozó áramkörök létrehozása során a szerző meghatározta a szilíciumdiódával felépített egyszerű amplitúdószabályozó áramkör, valamint a diódanégyest tartalmazó áramkör harmonikus torzítását zárt alakban. A torzítás mindkét esetben a diódán átfolyó váltó, és a munkapontot megszabó egyenáram hányadosától függ. A torzítás a diódanégyesnél lényegesen kisebb, mint az egydiódás áramkörnél, ezenkívül csak páratlan rendszámú felharmonikusokat tartalmaz. A mért és a számított értékek között jó egyezést találunk.

ETO 537.568:537.572:621.382.2

Zólomy I.:

Diódák feléledési idejének közelítő számítása a bázisban tárolt töltés segítségével

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 11. sz.

A cikk a diódák bázisában, azaz gyengébben szennyezett rétegében, felhalmozódott kisebbségi töltéshordozók által alkotott töltés segítségével közelítő, jól kezelhető képletet ad a teljes feléledési idő számítására mind széles, mind keskeny bázisú diódák esetén. Fenti eredményét kiterjeszti véges hosszúságú nyitóirányú impulzus esetére is.

ETO 519.242.35:654.1.021

Gosztony G.:

Torlódás meghatározása tetszőleges belső elérhetőségű és irányítványezőjű csatolóutas rendszerekben

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 11. sz.

A Jacobaeus-féle $G(x)$ és $H(x)$ függvények az általános érvényű összefüggésben sorok foglaltságának valószínűségét jelentik. Az egyes sorokban levő elemek száma tetszőleges lehet. A gyakorlatban előforduló, csak két típusú sort tartalmazó elrendezésre az összefüggések közvetlenül alkalmazható formában láthatók. A számítások számítógéppel könnyen elvégezhetők.

Обобщения

ДК 519.2:621.391.8:621.394.147

Д-р И. Чисар:

Некоторые основные проблемы и результаты математической теории информации

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИР АДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 11.

Статья является осведомительной, с целью сближения проблематики современной математической теории информации к специалистам техники связи. После изложения основных соотношений по числовой мере количества информации показываются некоторые характерно принципиальные проблемы и методы теории информации при помощи рассмотрении безшумных каналов. Добавление содержащее новый результат автора иллюстрирует тоже эти проблемы и методы. В дальнейшем рассматриваются основные теоремы по возможности надежной передачи информации в шумных каналах, а именно по верхнему пределу скорости передачи, но случай «непрерывных» каналов только упомянут. В конце кратко изложены некоторые основные понятия алгебраической теории кодов исправляющих ошибки.

ДК 621.395.345.4:621.395.74

Д-р Д. Лайта:

Единая сеть дальней связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 11.

Автор дает обобщение доклада обсужденного Подкомиссией по технике систем Комитета Связи Венгерской Научной Академии. Трактуются основная идея унификации и принципы единой сети. Анализируются вопросы техники систем единой сети дальней связи с временным уплотнением. Кратко упомянуты гибридные решения переходного периода и даны предложения по введению единой сети дальней связи.

ДК 621.374.34.018.783.3:621.382.2

Д. Хусти:

Нелинейные искажения регулирующих цепей с диодами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 11.

В течение создания цепей с болшим отношением сигнал/шум регулирующих амплитуд автор определил в замкнутой форме нелинейное искажение простых цепей с кремниевыми диодами регулирующих амплитуд, а также регулирующих цепей с четверткой диодов. Искажение в обоих случаях зависят от частотного переменного тока через диод и постоянного тока в рабочей точке. Искажение является значительно меньше в случае четверки диодов чем цепи с одним диодом, кроме того искажение в первом случае содержит только нечетные гармоники. Совпадение измеренных и вычисляемых величин хорошее.

ДК 537.568:537.572:621.382.2

И. Золоми:

Приблизительный расчёт времени восстановления диодов с помощью заряда накопленного в базе

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 11.

Статья даёт приблизительную, хорошо используемую формулу по расчёту полного времени восстановления с помощью заряда созданного носителями меньшественных зарядов накопленных в базе, т. е. в слое содержащем меньше примесей, в случае диодов с широкой и узкой базой. Полученные результаты расширяются на открывающие импульсы конечной длины.

ДК 519.242.35:654.1.021

Г. Гостони:

Определение скопления в системах путей связи с любой внутренной достижимости и коэффициентом направлении

H ÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 11.

Функции G(x) и H(x) Якобеуса в выражении общей силы представляют вероятность занятия рядов. Число элементов в отдельных рядах может быть любым. Для установок находящихся в практике, содержающих только два ряда формулы показываются в форме выгодной для непосредственного применения. Расчеты могут быть исполнены легко вычислительной машиной.

Zusammenfassungen

DK 519.2:621.391.8:621.394.147

Dr. I. Csiszár:

Einige wichtige Probleme und Ergebnisse der matematischen Informationstheorie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 11.

Der Charakter des Artikels ist informativ. Sein Zweck ist es, die Problematik der modernen mathematischen Informationstheorie zu den ungarischen Fachleuten der Fernmeldetechnik näher zu bringen. Nach der Erörterung der Zusammenhänge bezüglich der Masszahl der Informationsmenge werden bestimmte charakteristische grundsätzliche Probleme und Methoden durch die Erörterung der geräuschfreien Kanäle beschrieben. Ein Anhang, der ein neues Ergebnis des Verfasser enthält, dient auch diesen Zweck. Weiter wird in dem Artikel mit den Grundthesen, welche die Möglichkeit der zuverlässigen Informationsübertragung durch gestörten Kanälen erklärt und die obere Grenze der Übertragung angeben, beschäftigt. Der Fall der „kontinuierlichen" Kanäle wird nur berührt. Zuletzt werden kurz einige Grundbegriffe der algebraischen Theorie der Fehlerkorrektors-Coden illustriert. Dr. G. Gordos hat das Vorwort zu dem Artikel geschrieben.

DK 621.395.345.4:621.395.74

Dr. Gy. Lajtha:

Einheitliches Fernmeldenetz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 11.

Der Verfasser gibt eine zusammenfassende Erörterung des Materials welche durch die Unterkommission für Systemtechnik der Kommission für Fernmeldetechnik der Ungarischen Akademie der Wissenschaften besprochen wurde. In dem Artikel wird der Grundgedanke der Vereinheitlichung und die Prinzipien des einheitlichen Netzes erörtert. Es werden die systemtechnischen Fragen des einheitlichen fenmeldetechnischen Netzes mit Zeitmultiplex und die Einrichtungen mit Zeitmultiplex besprochen. Der Artikel geht kurz auf die Hybridlösungen der Übergangsperiode der Einführung ein und gibt Vorschläge bezüglich der Einführung des einheitlichen Fernmeldenetzes.

DK 621.374.34.018.783.3:621.382.2

D. Huszty:

Harmonische Verzerrung der Regelkreise mit Dioden

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 11.

Während der Ausarbeitung des Amplitudenregelkreises mit grossem Geräuschabstand bestimmte der Verfasser in abgeschlossener Form die harmonische Verzerrung des mit Siliziumdiode aufgebauten einfachen Amplitudenregelkreises und des Stromkreises welche einen Diodenvierer enthält. Die Verzerrung hängt in beiden Fällen von dem Quotient des Wechselstromes durch die Diode und des Gleichstromes im Arbeitspunkt. Die Verzerrung ist bei dem Diodenvierer wesentlich kleiner, als bei dem Eindiodenstromkreis und überdies enthält sie nur Oberharmonischen mit ungeraden Ordnungszahlen. Zwischen den gemessenen und berechneten Werten wurde eine gute Übereinstimmung gefunden.

DK 537.568:537.572:621.382.2

I. Zólomy:

Näherungsberechnung der Erholungszeit von Dioden mit Hilfe von in der Basis gespeicherten Ladungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 11.

Der Artikel gibt eine annähernde, gut gebräuchliche Formel für die Berechnung der totalen Erholungszeit mit Hilfe von Ladungen, welche in der Basis, d.h., in der leicht kontaminierten Schichte von Dioden zustande kommt, sowohl im Falle von Dioden mit breiter Basis als auch von Dioden mit schmaler Basis. Das Ergebnis der Obigen wird für den Fall von Öffnungsimpulsen endlicher Länge erweitert.

DK 619.242.35:654.1.021

G. Gosztony:

Bestimmung des Hemmungsgrades in Zwischenleitungs-Anordnungen mit beliebiger innerer Erreichbarkeit (f) und Richtungsfaktor (q)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 11.

Die Jakobaeus'schen Funktionen $G(x)$ und $H(x)$ bedeuten die Wahrscheinlichkeit des besetzten Zustandes der Reihen in Zusammenhang von allgemeiner Geltung. Die Nummer der Elemente der einzelnen Reihen kann beliebig sein. Die Zusammenhänge bezüglich der in der Praxis vorkommenden Anordnung die nur zwei Typen von Linien ethält, sind in einer Form für direkte Anwendbarkeit zu sehen. Die Berechnungen können mit der Hilfe von Rechenanlagen leicht durchgeführt werden.

Summaries

UDC 519.2:621.391.8:621.394.147

Dr. I. Csiszár:

Some Main Problems and Results of Mathematical Information Theory

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 11.

The character of the paper is tutorial. Its purpose is to bring the up-to-date mathematical information theory nearer to the Hungarian specialists of telecommunication engineering. After presenting the main properties of the measure of the amount of information it describes certain characteristic problems and methods of information theory by the aid of discussing noiseless channels. An Appendix containing a new result of the author serves also for the illustration of the latter. Further the paper deals with the basic theorems which declare the possibility of the reliable transmission on the information on the noisy channel ant those giving the upper limit of the speed of transmission, but only mentions the case of the "continuous" channels. Finally some basic concepts of the algebraic theory of the error correcting codes are briefly outlined. The foreword to the paper was written by Dr. G. Gordos.

UDC 621.395.345.4:621.395.74

Dr. Gy. Lajtha:

Unified Telecommunication Network

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 11.

The author presents the summarized material discussed by the Sub-Committee for Systems Engineering of the Telecommunication Committee of the Hungarian Academy of Sciences. The paper discusses the basic concepts of the unification and the principles of system engineering of the time division multiplex equipment. The paper gives a brief review of the hybrid solutions of the transition period and gives proposals concerning the introduction of the unified telecommunication networks.

UDC 621.374.34.018.783.3:621.382.2

D. Huszty:

Harmonic Distortion of Diode Control Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 11.

The author determined the harmonic distortion in closed form of the simple amplitude control circuit built up with a silicon diode and the circuit containing a diode quad when realizing amplitude control circuits with hig signal/noise ratio. The distortion depends in both cases on the quontient of the a.c. current through the diode and the working point direct current. The distortion is considerably lower at the diode quad, than at the single diode circuit furthermore contains only uneven harmonics. A good coincidence is found between the measured and calculated values.

UDC 537.568:537.572:621.382.2

I. Zólomy:

Approximate Calculation of the Recovery Time of Diodes by the Aid of Charges in their Basis

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 11.

An approximate, well treatable formula is given for the calculation of the total recovery time both for the diodes of wide and narrow basis by the aid of the charge formed by the accumulation of charges of minority carriers in the basis i.e. the poorly contaminated layers of diodes. The above results are extended also for the case of forward pulse of finite length.

UDC 519.242.35:654.1.021

G. Gosztony:

Determination of Congestion in Link Systems of Arbitrary Internal Availability and Route Factor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 11.

The functions $G(x)$ and $H(x)$ of Jakobaeus mean the probability of the busy state of the lines in the relation of general validity. The number of elements may be arbitrary in the individual lines. The relations are shown in directly applicable form for the arrangement containing only two types of lines occurring in practice. The calculations may be made easily by computers.

Résumés

CDU 519.2:621.391.8:621.394.147

Dr. I. Csiszár:

Quelques problèmes et resultats principaux de la theorie mathématique de l'information

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 11.

L'article est d'un caractère explicatif, ayant l'objectif de rapprocher la problématique de la théorie mathématique moderne de l'information aux spécialistes de la télécommunication. Après une exposition brève des rélations principales concernant la quantité des l'information, certains problèmes et méthodes caractéristiques de principe de la théorie de l'informations à l'aide de la discussion des voies bruyantes dont présentées. Un appendice présente des nouveaux résultats de l'auter à ce sujet. Ensuite, les théorèmes principaux concernant la possibilité de la transmission sûre des informations, ainsi que la limite supérieure de la vitesse de transmission sont traités. Le cas des voies «contineuelles» est seulement mentionné. Enfin, un bref résumé des concepts principaux de la théorie des codes à correction des erreurs est donné. Le préface de l'article a été ecrit par Dr. G. Gordos.

CDU 621.395.345.4:621.395.74

Dr. Gy. Lajtha:

Réseau de télécommunication unifié

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 11.

L'auteur résume une étude discutée par la sous-commission pour la technique des systèmes de la Commission de télécommunication de l'Académie des Sciences Hongroise. L'étude expose l'idée fondamentale de l'unification et les principes du réseau unifié. Les questions de la technique des systèmes rélative au réseau de télécommunication unifié et les appareillages à division de temps sont analysées. Les solutions hybrides de la période transistoire de l' introduction et des propositions concernant l'introduction sont brièvement discutées.

CDU 621.374.34.018.783.3:621.382.2

D. Huszty:

Distorsions nonlinéaires des circuits de contrôle à diode

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 11.

Au cours de la réalisation des circuit de contrôle d'amplitude ayant un rapport signal/bruit elève, l'auteur a déterminé les distorsions nonlinéaires des circuits de contrôle d'amplitude simples comprenant un diode de silicon, ainsi que des circuits comprenant quatre diodes. La distorsion dépend dans les deux cas du rapport du courant alternatif transversant la diode et du courant continu dans le point de fonctionnement. La distorsion est considérablement plus basse en cas des quatres diodes et en outre elle contient seulement des harmoniques impaires. Il y a un bon coincidence entre les valeurs calculées et mésurées.

CDU 537.568:537.572:621.382.2

I. Zólomy:

Calcul approximatif de la durée de rétablissement des diodes à l'aide des charges accumulées dans la base

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 11.

Une formule approximative, bien profitable est donnée à l'aide des charges formées par les porteurs des charges de minorité accumulées dans la base, c'est à dire dans la couche ayant moins d'impurité pour calculer la durée totale de rétablissement tant pour diodes à base large que ceux à base étroite.

CDU 519.242.35:654.1.021

G. Gosztony:

Determination de la congestion dans systemes de voies de liaison accessibilité internelle et coéfficient de direction arbitraire

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 11.

Les fonctions de Jacobaeus $G(x)$ et $H(x)$ signifient dans la rélation de validité générale la probabilité de l'occupation des rangées. Le nombre des éléments dans une rangée peut être arbitraire. Pour l'arrangement utilisé dans la pratique, contenant seulement deux types de rangée les rélations sont directement applicables. Les calculs peuvent être achevés facilement par un ordinateur.

Téma: Távíró -Távválasztórendszer

SIEMENS

Programvezérlésü Távválasztók

A Siemens-Crosspoint elv alapján működő távíró-távválasztó rendszer (TWK) modern és kis helyet igénylő „modular"-felépítésével reprezentálja a jólbevált nagy teljesítményű ESK-elem (nemesfémkontaktusú, gyorskapcsolású relé) és az elektronikus áramköri elemek gazdaságos kombinációját.

Az ESK-relé kiváló minőségű kontaktusai és extrém rövid kapcsolási ideje garantálják a maximális üzembiztonságot és a távíróösszeköttetések gyors felépítését. A mechanikusan mozgatott alkatrészek elhagyásával sikerült a távíróközpontok működését majdnem tökéletesen zajmentessé tenni. Az újszerű technikával automatikusan huzalozott egységek fokozzák a rendszer megbízhatóságát.

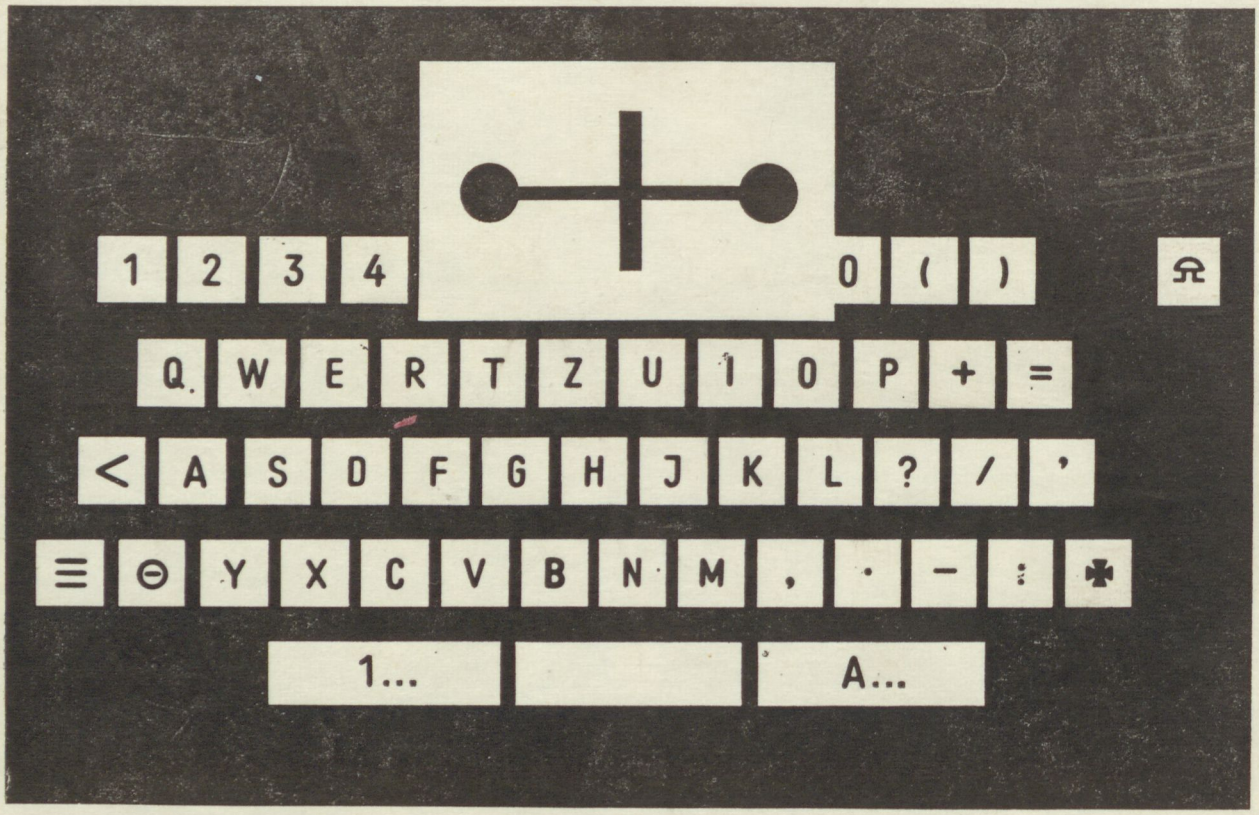
A távíróösszeköttetések felépítésének minden egyes funkcióját a számítógépek működéséhez hasonlóan program vezérel és egyben ellenőriz is, így biztosítva az egymástól független kereszteződési pontok (Crosspoints) gyors átkapcsolását.

A rendszer legjellemzőbb tulajdonságai:

Jól illeszthető és könnyen kiegészíthető építőelem-rendszer. Zajtalan üzem + Kis helyszükségletű felépítés + Alacsony szerelési és karbantartási költségek.

Ismertetést küld Önnek:

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT, D-8000 München, Postfach 701



Siemens TWK-System