

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

8

HÍRADÁS- TECHNIKA

1976. augusztus XXVII. évfolyam 8. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

PAP LÁSZLÓ: A Fokker—Planck—Kolmogorov egyenlet és alkalmazása a híradástechnikában	225
FIALA KÁROLY: Rövidlépcsős transzformátorok komplex tervezése	235
ÁGOSTHÁZI MARGIT: Túlcserüléses rendszerek forgalmi méretezése	244
A HTE elnökségi ülése	251
Egyesületi hírek	254
Szemle	255
Tartalmi összefoglalások	256
Обобщения	256
Zusammenfassungen	256
Summaries	256
Résumés	256

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL, DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, DR. SÁRKÖZY GÉZA. — Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ, telefon: 495-098

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221—285. Levélcím: 1906 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 76.5183 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25 375

PAP LÁSZLÓ

BME Híradástechnikai Elektronika-Intézet

A Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlet és alkalmazása a híradástechnikában

ETO 519.216:621.391.8

A sztohasztikus folyamatokkal vezérelt dinamikus nemlineáris rendszerek vizsgálatának fontos kérdése a válaszfüggvény statisztikai jellemzői valószínűségi eloszlásfüggvényeinek vagy (amennyiben létezik) sűrűségfüggvényének meghatározása. Stacioner vezérlő források esetén ez a feladat két részre osztható: (i) a tranziens-analízis és (ii) az állandósult állapot vizsgálata. Ez utóbbihoz tartozik a teljesítményspektrum meghatározása is. Amennyiben a vizsgált rendszer állapotai többdimenziós Markov-folyamattal jellemezhetők, külön kérdés lehet annak az időnek (first passage time [1]) a várható értéke, amely alatt adott kezdeti feltételből a rendszer az állapotterben a tranziens során valamely korlátozó hiperfelületet elér. A gyakorlati feladatok egy részében a fenti kérdések megválaszolásakor jól használható a sztohasztikus térelmélet és a Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlet. A téma először a véletlen lépések elmélete, a Brown-mozgás és a diffúziós folyamatok kapcsán vetődött fel, és csak az 50-es évektől kezdve vált az áramkör- és rendszertervező mérnök gyakorlati problémájává.

A cikk célja a témában elért legfontosabb eredmények bemutatása és olyan általános módszer ismertetése, amely a fehér Gauss-folyamatokból lineáris vagy nemlineáris szűrővel előállított vezérlőjelek esetén alkalmas a korábban felvetett kérdések megválaszolására. A továbbiakban bemutatott eredmények részben az [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10] forrásokban közöltek összefoglalása, részben azok kiegészítése a véges korrelációs idejű [11] Gauss-folyamatok és a stacioner determinisztikus jelek esetére. A Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlet igen fontos szerepet játszik az általános szinkronizáló rendszerek és PLL-hurkok analízisében [1, 2, 3, 4, 7, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24], az oszcillátorok zaj által okozott zavarainak vizsgálatában [25, 26] és a dinamikus szabályzó rendszerek elméletében [10, 27].

1. A probléma felvetése és az előzmények áttekintése

A feladat, melyet teljes általánosságában először A. N. Kolmogorov [28] tárgyalt a következőképpen

fogalmazható meg. Adott egy $\{\eta(t), t \in T\}$ időbeli sztohasztikus folyamat, amelynek teljes statisztikai leírása ismert. Adott ezen kívül egy igen általános transzformációs szabály, amely kapcsolatot teremt az $\{\eta(t), t \in T\}$ és a belőle származtatható $\{\xi(t), t \in T\}$ sztohasztikus folyamatok között. Meghatározandó a $\{\xi(t), t \in T\}$ teljes statisztikai leírása. Teljes statisztikai leírás alatt a sztohasztikus folyamathoz rendelt együttes valószínűségi eloszlások teljes rendszerének ismeretét értjük.

A klasszikus fizikában már az elmúlt század végén felvetődött néhány olyan probléma, amely a fent említett általános feladat speciális esetének tekinthető. Ilyen volt a három szabadságfokú mechanikai rendszerekre vonatkozó Maxwell—Boltzmann (1860 körül) sebességeloszlás számítása, a Rayleigh (1880, 1894 és 1899) által felvetett és végül Pearson (1905) által megfogalmazott véletlen lépések elmélete és a Bachelier (1900) által kidolgozott tőzsdei modell. Nagy lendületet adott a kérdés további tanulmányozásának Einstein (1905) munkássága a Robert Brown (1827) által felfedezett molekuláris mozgással és általában a diffúzióval kapcsolatban. Bár korábban már Rayleigh és Bachelier is eljutott ahhoz a felismeréshez, hogy az általuk kitűzött feladat megoldása egy parciális differenciálegyenlet megoldására vezethet vissza, csak a diffúziós alapegyenletek felírása után kezdődött meg a kérdés ilyen értelmű tanulmányozása. A diffúziós elméletet Smoluchowsky (1914, 1916), Langevin (1908), majd Fokker (1913, 1914, 1918) és Planck (1915, 1917) fejlesztette tovább, megfogalmazva az ún. sztohasztikus differenciálegyenlet-problémát és megadva a valószínűségi sűrűségfüggvényre vonatkozó Fokker—Planck-egyenletet.

A. N. Kolmogorov alapvető munkássága [28] nyomán, amelyben folytonos Markov-típusú folyamatokra megadta a kitűzött feladat megoldását, Chandrasekhar [29], illetve Ming Chen Wang és Uhlenbeck [30] kiegészítette és teljessé tette a Brown-mozgás elméletét.

A véletlen zavarokkal diszturbált nemlineáris dinamikus rendszerek leírásával először Andronov [31] foglalkozott, néhány egyszerűbb esetre az állandósult állapotra érvényes valószínűségi sűrűségfüggvényt is meghatározva. Az elmélet mérnöki-gyakorlati al-

kalmazásainak sőrát Sztratonovics és munkatársai nyitották meg 1953 és 1960 között. Az általuk publikált eredmények sorába tartozik Tyihonov két alapvető cikke [3, 4], amely a fázis-zárt hurok zajviszonyaival foglalkozik, és amely az ún. koherens hírközlélmélet egyik alapozó művének tekinthető. A munkaközösség elméleti eredményeit Sztratonovics 1963-ban megjelent könyve [32] foglalja össze, amely az állandósult állapotok vizsgálatán kívül a valószínűségi sűrűségfüggvény időbeli tranzienseinek egy elemzési módszerét is bemutatja. Az 1960-as évek elejétől kezdve a Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlet alkalmazása körében egész sor gyakorlati témával foglalkozó publikáció jelenik meg. A híradástechnikában jelentős Viterbi [1, 2], Lindsey [7, 11, 15, 17, 24], Develet [12], Rey [13], Schilling és Billing [14], Tausworthe [16] munkája és Gupta [21] összefoglaló cikke, a szabályozálmélet területén pedig Futter [10] és Larson [17] áttekintő tanulmánya.

Pawula [5] 1967-ben publikált cikkében a klasszikus elméletet kiterjesztette a nem Markov-típusú sztohasztikus folyamatokra is, bebizonyítva, hogy néhány nem túlságosan szigorú megkötéssel elméletileg lehetőség nyílik arra, hogy tetszőleges bementi $\{\eta(t), t \in T\}$ folyamat és tetszőleges transzformációs szabály esetén előállítsuk az eredményezett kimeneti $\{\xi(t), t \in T\}$ folyamat teljes statisztikai leírását.

A téma matematikai alapjainak mélyebb megismerését segíti Doob [33], Spitzer [34] és Bharucha—Reid [6] sztohasztikus folyamatokkal foglalkozó monográfiája és Deutsch [9] összefoglaló munkája.

2. A Markov-folyamatok Fokker-Planck-Kolmogorov-egyenlete

Elteltekintve Pawula [5] korábban említett általánosításától, a továbbiakban a Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenletet csak Markov-folyamatok esetére határozzuk meg. Legyen adott az első fejezetben bevezetett $\{\xi(t), t \in T\}$ n -dimenziós folytonos sztohasztikus vektorfolyamat, amely az E^n , n -dimenziós euklideszi térben vesz fel értékeket. Folytonos alatt itt időbeli folytonosságot értünk, tehát $T=R$, ahol R a valós számok halmaza. Tételezzük fel, hogy az $\{\eta(t), t \in T\}$ folyamat és a transzformációs szabály olyan, hogy a $\{\xi(t), t \in T\}$ folyamat elsőrendű Markov-folyamat, a továbbiakban egyszerűen Markov-folyamat, és létezik a

$p(x, t | x_0, t_0) = P(x \equiv \xi(t) < x + dx, t | \xi(t_0) = x_0, t_0), t_0 < t$ átmeneti valószínűségi sűrűségfüggvény, ahol $p(\cdot | \cdot)$ általában a feltételes valószínűségi sűrűségfüggvény jelölése.

Elsőrendű Markov-folyamatokra igaz, hogy

$$P(x, t | x_0, t_0; x_1, t_1; \dots; x_n, t_n) \equiv p(x, t | x_0, t_0), \quad (1)$$

amiből azonnal következik, hogy a folyamat teljes statisztikai leírásához elegendő a másodrendű eloszlások rendszerének ismerete, mivel a

$$p(x, t; x_0, t_0; x_1, t_1; \dots; x_{n-1}, t_{n-1}; x_n, t_n) = p(x, t | x_0, t_0) \cdot p(x_0, t_0 | x_1, t_1) \cdot \dots \cdot p(x_{n-1}, t_{n-1} | x_n, t_n) p(x_n, t_n), \quad (2)$$

$$t > t_0 > t_1 > \dots > t_{n-1} > t_n$$

összefüggés alapján bármely együttes eloszlás generálható.

Ismert [5] továbbá, hogy a folytonos Markov-folyamatok átmeneti valószínűségi sűrűségfüggvénye kielégíti a Smoluchowsky- vagy más néven Chapman—Kolmogorov-egyenletet, tehát

$$p(x, t | x_0, t_0) = \int_{E^n} p(x, t | x', t') p(x', t' | x_0, t_0) dx'; \quad (3)$$

$$t_0 < t' < t,$$

azaz a $p(x, t | x_0, t_0)$ előállításához elegendő számba venni az összes (x', t') állapotokat, amelyeken keresztül a rendszer az (x_0, t_0) állapotból az (x, t) állapotba kerül. Időben homogén folyamatokra az átmeneti valószínűségi sűrűségfüggvény csak a $t-t'$ növekménytől függ, így a (3) egyenlet módosított változata a $p(x, t | x', t') = p(x, t-t' | x', 0)$ helyettesítéssel nyerhető. Amennyiben a folyamat stacionárius, a $p_s(x | x_0)$ stacionárius állapotban értelmezett átmeneti valószínűségi sűrűségfüggvény független az időtől, vagyis (3) módosított változata a

$$p_s(x | x_0) = \int_{E^n} p(x, t-t' | x', 0) p_s(x' | x_0) dx' \quad (4)$$

alakban írható fel.

A Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlet a Smoluchowsky-egyenletből többféle úton származtatható [1, 5, 10, 11, 28, 32]. Ezek közül a Viterbi [1] és Lindsey [7] által közölt eljárást követjük. $t \equiv t + \Delta t$ és $t' \equiv t$ helyettesítéssel (3)-ból megkapjuk a $t + \Delta t$ időpontban értelmezett átmeneti valószínűségi sűrűségfüggvény kifejezését:

$$p(x, t + \Delta t | x_0, t_0) = \int_{E^n} p(x, t + \Delta t | x', t) p(x', t | x_0, t_0) dx'. \quad (5)$$

$p(x, t | x_0, t_0)$ Δt idő alatti növekménye a

$$p(x, t + \Delta t | x_0, t_0) - p(x, t | x_0, t_0) \quad (6)$$

különbséggel adható meg.

Vezessünk be ezután egy tetszőleges $R(x)$ skalárvektor függvényt, amely x szerint m -szer ($m=1, 2, \dots$) deriválható, és $x_i \rightarrow \infty$ ($i=1, 2, \dots, n$) esetén elég gyorsan eltűnik. Vizsgáljuk a továbbiakban a

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \int_{E^n} R(x) [p(x, t + \Delta t | x_0, t_0) - p(x, t | x_0, t_0)] dx =$$

$$= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \int_{E^n} R(x) \int_{E^n} p(x, t + \Delta t | x', t) p(x', t | x_0, t_0) dx' dx -$$

$$- \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \int_{E^n} R(x) p(x, t | x_0, t_0) dx \quad (7)$$

integrál értékét akkor, ha $\Delta t \rightarrow 0$, azaz, ha az egyenlet bal oldalán a $p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)$ idő szerinti deriváltja szerepel.

A deriválhatósági feltétel következtében az $R(\mathbf{x})$ függvény az \mathbf{x}' pont körül többdimenziós Taylor-sorba fejthető:

$$R(\mathbf{x}) = R(\mathbf{x}') + \sum_{i=1}^n (x_i - x'_i) \frac{\partial R(\mathbf{x})}{\partial x_i} \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}'} + \frac{1}{2!} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (x_i - x'_i)(x_j - x'_j) \frac{\partial^2 R(\mathbf{x})}{\partial x_i \partial x_j} \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}'} + \frac{1}{3!} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n (x_i - x'_i)(x_j - x'_j)(x_k - x'_k) \frac{\partial^3 R(\mathbf{x})}{\partial x_i \partial x_j \partial x_k} \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}'} + \dots \quad (8)$$

A Taylor-sor (7)-be helyettesítése, a bal oldalon kijelölt határátmenet elvégzése és néhány átalakítás után [1, 7] az

$$\int_{E^n} R(\mathbf{x}) \frac{\partial p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)}{\partial t} d\mathbf{x} = \sum_{i=1}^n \int_{E^n} \frac{\partial R(\mathbf{x})}{\partial x_i} p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0) K_i^{(1)}(\mathbf{x}, t) d\mathbf{x} + \frac{1}{2!} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \int_{E^n} \frac{\partial^2 R(\mathbf{x})}{\partial x_i \partial x_j} p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0) K_{ij}^{(2)}(\mathbf{x}, t) d\mathbf{x} + \frac{1}{3!} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \int_{E^n} \frac{\partial^3 R(\mathbf{x})}{\partial x_i \partial x_j \partial x_k} p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0) K_{ijk}^{(3)}(\mathbf{x}, t) d\mathbf{x} + \dots \quad (9)$$

egyenlethez jutunk, mivel a (8) jobb oldalának első tagja átalakítások után azonos a (7) jobb oldalának második tagjával. A kifejezésben szereplő $K_{ijk}^{(z)} (z=1, 2, \dots)$ ún. intenzitás-együtthatók a

$$K_i^{(1)}(\mathbf{x}, t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \int_{E^n} (x'_i - x_i) p(\mathbf{x}', t + \Delta t | \mathbf{x}, t) d\mathbf{x}', \quad (10)$$

és

$$K_{ij}^{(2)}(\mathbf{x}, t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \int_{E^n} (x'_i - x_i)(x'_j - x_j) p(\mathbf{x}', t + \Delta t | \mathbf{x}, t) d\mathbf{x}' \quad (11)$$

$$K_{ijk}^{(3)}(\mathbf{x}, t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \int_{E^n} (x'_i - x_i)(x'_j - x_j)(x'_k - x_k) p(\mathbf{x}', t + \Delta t | \mathbf{x}, t) d\mathbf{x}' \quad (12)$$

egyenletek alapján az $\mathbf{x} - \mathbf{x}'$ differenciális sztohasztikus növekmény momentumai. A (9) egyenlet tagonkénti parciális integrálása után, felhasználva azt, hogy az $R(\mathbf{x})$ függvény a végtelenben elég gyorsan eltűnik, az

$$\int_{E^n} R(\mathbf{x}) \frac{\partial p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)}{\partial t} d\mathbf{x} = \int_{E^n} \left[- \sum_{i=1}^n R(\mathbf{x}) \frac{\partial K_i^{(1)}(\mathbf{x}, t) p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)}{\partial x_i} + \frac{1}{2!} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n R(\mathbf{x}) \frac{\partial^2 K_{ij}^{(2)}(\mathbf{x}, t) p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)}{\partial x_i \partial x_j} - \frac{1}{3!} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n R(\mathbf{x}) \frac{\partial^3 K_{ijk}^{(3)}(\mathbf{x}, t) p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)}{\partial x_i \partial x_j \partial x_k} + \dots \right] d\mathbf{x} \quad (13)$$

összefüggéshez jutunk, és miután $R(\mathbf{x})$ tetszőleges, az egyenlőségnek az integrál argumentumára is fenn kell állnia. Továbbá igaz, hogy a Markov-folyamatok egy igen széles osztályára [5] a $K_{ijk}^{(z)} \dots z > 2$ intenzitás-együtthatók bármely indexpermutációra zérusá válnak*, így (13) a klasszikus Fokker—Planck—Kolmogorov-parabolikus típusú parciális differenciálegyenletet adja:

$$\frac{\partial p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)}{\partial t} = - \sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial x_i} [K_i^{(1)}(\mathbf{x}, t) p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)] + \frac{1}{2!} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{\partial^2}{\partial x_i \partial x_j} [K_{ij}^{(2)}(\mathbf{x}, t) p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)]. \quad (14)$$

Visszatérve az 1. pontban megfogalmazott alapproblémára, jól látható, hogy a (14) egyenlet érvé-

nyessége független a generáló $\{\eta(t), t \in \mathbf{T}\}$ folyamat és a transzformációs szabály létezésétől, és explicit formában nem is tartalmazza azok jellemzőit. Igaz viszont, hogy a K intenzitás-együtthatók előállításához elméletileg szükség volna az ismeretlen átmeneti valószínűségi sűrűségfüggvényre. Ha a transzformációs szabály és a generáló folyamat teljes statisztikai leírása ismert, akkor gyakran lehetőség adódik (ld. a későbbiekben) a K intenzitás-együtthatók kiszámítására, és az így nyert parciális differenciálegyenlet kezdeti és határfeltételeinek meghatározására.

Az átmeneti valószínűségi sűrűségfüggvény az (\mathbf{x}_0, t_0) kezdeti feltételektől is függ. Ezt fejezi ki a közel hasonló módon származtatható (7)

$$\frac{\partial p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)}{\partial t_0} = \sum_{i=1}^n K_i^{(1)}(\mathbf{x}_0, t_0) \frac{\partial}{\partial x_{0i}} [p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)] + \frac{1}{2!} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n K_{ij}^{(2)}(\mathbf{x}_0, t_0) \frac{\partial^2}{\partial x_{0i} \partial x_{0j}} [p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)] \quad (15)$$

* Pawula [5] általánosan is igazolta, hogy amennyiben a zérustól különböző intenzitás-együtthatók száma véges, akkor $z > 2$ esetén minden intenzitás-együttható eltűnik.

parciális differenciálegyenlet, melynek a (14) adjungáltja [35]. Az utóbbit Kolmogorov első, másnéven backward, az előbbit pedig Kolmogorov második, forward egyenletének is szokták nevezni [31]. A két jelző arra utal, hogy a deriválás az időben korábbi vagy későbbi állapot szerint történik. Mivel a backward egyenlet jelentősége a gyakorlatban kisebb, a továbbiakban csak a Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlettel foglalkozunk.

3. A dinamikus nemlineáris rendszerek Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlete

A dinamikus nemlineáris rendszerek állapotváltozás leírása [36] az elterjedt szabályozástechnikai és hálózatelméleti alkalmazásokon [37, 38] kívül eredményesen használható fel a sztohasztikus üzenetet továbbító lineáris vagy nemlineáris híradástechnikai csatornák [8], valamint a zajjal diszturbált fázis-zárt hurkok és oszcillátorok analizésére is. Az állapotváltozók elsőrendű differenciálegyenlet-rendszere a

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x, t) + B(x, t)u(t) \quad (16)$$

alakban írható fel, ahol x az állapotváltozók $n \times 1$ -es oszlopvektora, t az idő, $f(x, t)$ az x és t függvényeinek $n \times 1$ -es oszlopvektora, $B(x, t)$ egy $n \times m$ -es mátrix, $u(t)$ pedig a külső gerjesztések $m \times 1$ -es oszlopvektora. Az általánosság némi szűkítésével a továbbiakban feltételezzük, hogy a kimeneti jellemző az állapottér valamely koordinátájával azonos, így a szokásos második állapotegyenlet [36] elhagyható.

Az általunk vizsgált sztohasztikus jelekkel gerjesztet rendszerekben az $u(t)$ gerjesztésvektor az $\{\eta(t), t \in T\}$ vektorral helyettesíthető, amelynek minden rendezője valamely időbeli sztohasztikus folyamat. Az általánosság további szűkítésével a következőkben csak olyan rendszereket vizsgálunk, ahol a gerjesztő jelek mindegyike fehér Gauss-folyamat vagy ún. állapotfüggő [10] fehér Gauss-folyamat. Ezeknek a fehér Gauss-folyamatoknak a szigorú matematikai értelmezése, pl. a Dirac-delta függvényhez hasonlóan, nem adható meg, ezért a (16) differenciál-egyenlet integrálása előtt célszerű a fehér Gauss-folyamatokat más, matematikailag egzakt módon kezelhető sztohasztikus folyamatokból származtatni. Az 1. Függelékben közölt összefüggések alapján az $\{\eta(t), t \in T\}$ fehér Gauss-vektorfolyamatok a $\{v(t), t \in T\}$ diffúziós vektorfolyamat idő szerinti formális deriváltjai.

A (16) állapotegyenlet módosított formában a

$$dx = f(x, t) dt + B(x, t) \cdot dv \quad (17)$$

alakban írható fel. Mindkét oldal formális integrálása után az $x(t + \Delta t) - x(t)$ sztohasztikus növekményt az

$$x(t + \Delta t) - x(t) = \int_t^{t+\Delta t} f(x(\sigma), \sigma) d\sigma + \int_t^{t+\Delta t} B(x(\sigma), \sigma) dv(\sigma) \quad (18)$$

egyenlettel határozhatjuk meg. A jobb oldal első tagja Riemann-típusú, idő szerinti integrál, a második tag azonban külön értelmezendő, mivel $v(t)$ megválto-

zása nem véges, így a közönséges Stieltjes-típusú integrálkalkulus alapján sem értékelhető ki. Az ilyen ún. sztohasztikus integrál értelmezését Doob [33] általános felvetése alapján Itô [41] és Sztratonovics [42] adta meg két, egymástól eltérő formában (ld. 2. Függelék). Bár a két sztohasztikus integrálkalkulus alapján értelmezett integráloknak különböző statisztikai jellemzőik vannak, Kailath és Frost [43] részletes analízise a két integrál összehasonlításakor kimutatta, hogy nincs általános definíció abban az értelemben, hogy minden más definíció helytelen. Mindig az aktuális feladat dönti el, hogy éppen melyik integráltípust kell felhasználni.

A 2. Függelékben megadott definíciók és tételek alapján a (18) sztohasztikus differenciálegyenletben kijelölt sztohasztikus integrálok értelmezhetők és várható értékük valamint szórásuk meghatározható. Itô és Sztratonovics igazolta, hogy a fehér Gauss-folyamatokkal gerjesztett lineáris rendszerekre és a nemlineáris rendszerek egy igen széles osztályára (gyakorlatban a hiszterézismentes rendszerekre [45]) az állapotvektor mint időbeli sztohasztikus vektorfolyamat Markov-folyamat. Így a sztohasztikus integrálok értelmezése alapján a (10) és (11) összefüggésekkel definiált differenciális sztohasztikus növekmények statisztikai jellemzői meghatározhatók, azaz előállíthatók a Markov-folyamatokra érvényes (14) Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlet $K_{ij}^{(z)}$ ($z=1,2$) intenzitás-együtthatói. További fontos eredmény, hogy amennyiben a $B(x(t), t)$ mátrix nem függ az $x(t)$ vektortól, az Itô és Sztratonovics-integrálok alapján számolt intenzitás-együtthatók azonos értékűek (ld. az (F27, F28 és F29) összefüggést). Fuller [10] egyszerű másodrendű rendszer esetére igazolta, hogy amennyiben a $B(x(t), t)$ mátrix elemei az $x(t)$ állapotvektor függvényei, a Sztratonovics-integrálok alapján értelmezett intenzitás-együtthatók és az így felállított Fokker—Kolmogorov-egyenlet írja le egzakt módon a fehér Gauss-folyamatokkal gerjesztett rendszerek működését*. Ebben az esetben, amely első sorban a paraméter-vezérelt rendszerek analizésében kapott hangsúlyozott szerepet [46], gyakran „állapotszorozott fehér” Gauss-folyamatokról beszélünk, szemléletesen utalva a $B(x(t), t)$ mátrix és az $\eta(t)$ vektor szorzatának jelenlétére a sztohasztikus differenciál-egyenletben**.

A (17) differenciálegyenlethez tartozó Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlet intenzitás-együtthatói a 2. fejezet eredményei alapján a differenciális sztohasztikus növekmény momentumai (ld. a (10) és (11) egyenleteket), amelyek szoros kapcsolatban állnak a 2. Függelékben definiált integrálok várható értékével és másodrendű momentumaival. Az ismertetett de-

* A témában megjelenő publikációk nagy része másodrendű rendszerek vizsgálatával foglalkozik, mivel a parabolikus típusú Fokker—Planck—Kolmogorov-parciális differenciálegyenletek a másodrendű esetek egy részében zárt alakban megoldhatók. A [10] összefoglaló a zárt alakban megoldható egyenletek főbb típusait.

** A téma irodalmában gyakran említett módszer az Sztratonovics-egyenletek Itô-egyenletté transzformálása, mely azal indokolható, hogy az Itô-integrálok kezelése egyszerűbb. A transzformáció alapja az Itô- és Sztratonovics-integrálok között fennálló (F27) kapcsolat.

finíciók és tételek alapján a (10), (11), (18), (F28) és (F29) felhasználásával az intenzitás-együtthatók az

alábbi formában írhatók fel (az általánossághoz elegendő a Sztratonovics-integrálkalkulust tekinteni):

és

$$K_1^{(1)}(\mathbf{x}, t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} M[x_i(t + \Delta t) - x_i(t)] = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \left\{ M \left[\int_t^{t+\Delta t} f_i(\mathbf{x}(\sigma), \sigma) d\sigma \right] + \mathcal{M}_S^* \right\} =$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^m \sum_{l=1}^n \frac{\partial b_{ij}(\mathbf{x}, t)}{\partial x_l} b_{lk}(\mathbf{x}, t) \varrho_{jk}(\mathbf{x}, t) \frac{\sqrt{N_{0j}(\mathbf{x}, t) N_{0k}(\mathbf{x}, t)}}{2} + f_i(\mathbf{x}, t) \quad (19)$$

$$K_{ij}^{(2)}(\mathbf{x}, t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} [(x_i(t + \Delta t) - x_i(t))(x_j(t + \Delta t) - x_j(t))] = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \mathcal{C}_S =$$

$$= \sum_{k=1}^m \sum_{l=1}^n b_{ik}(\mathbf{x}, t) b_{jl}(\mathbf{x}, t) \varrho_{kl}(\mathbf{x}, t) \frac{\sqrt{N_{0k}(\mathbf{x}, t) N_{0l}(\mathbf{x}, t)}}{2}. \quad (20)$$

A (19) és (20) egyenletek (14)-be helyettesítése után megkapjuk az $\mathbf{x}(t)$ állapotvektorra vonatkozó többdimenziós feltételes valószínűségi sűrűségfüggvény $n+1$ változós parciális differenciálegyenletét, amely adott $p(\mathbf{x}_0, t_0)$ kezdeti feltételek és adott peremfeltételek ismeretében lehetővé teszi a $p(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)$ számítását. Az esetek többségében csak a $p_S(\mathbf{x} | \mathbf{x}_0)$ stacionárius, időtől független megoldást keressük, amely a (14) egyenlet bal oldalán szereplő idő szerinti deriválás elhagyásával módosított egyenlet megoldásából nyerhető, ha az intenzitás-együtthatók az időtől függetlenek. A stacionárius megoldás egyértelműsége könnyen igazolható [10], a létezéssel kapcsolatosan Kolmogorov [31] tételét heurisztikusan általánosítva [10] kijelenthető, hogy mindig van egyértelmű stacionárius megoldás, ha a vizsgált rendszernek nincs olyan része, amely a vezérlő jelektől teljesen független, és ha a stacionárius megoldás nem azonosan zérus.

A dinamikus nemlineáris rendszerek analizisének érdekes kérdése a fehér Gauss-folyamatokból lineáris vagy nemlineáris szűréssel előállított, általában sávhatárolt vezérlő jelekkel gerjesztett rendszerek vizsgálata. Legyen adott a (17) állapotegyenlet módosított formája

$$\frac{d\mathbf{x}_1(t)}{dt} = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}_1, t) + \mathbf{B}_1(\mathbf{x}_1, t)\boldsymbol{\mu}(t) + \mathbf{B}_2(\mathbf{x}_1, t) \frac{d\mathbf{v}_1(t)}{dt}, \quad (21)$$

ahol $\mathbf{x}_1(t)$ az állapotváltozók $n_1 \times 1$ -es oszlopvektora, t az idő, $\mathbf{f}_1(\mathbf{x}_1, t)$ az \mathbf{x}_1 és t függvényeinek $n_1 \times 1$ -es oszlopvektora, $\boldsymbol{\mu}(t)$ a fehér Gauss-folyamatból szűréssel előállított vezérlő jelek $k \times 1$ -es oszlopvektora, $\mathbf{v}_1(t)$ a zérus várható értékű diffúziós folyamatok $m_1 \times 1$ -es oszlopvektora, $\mathbf{B}_1(\mathbf{x}_1, t)$ $n_1 \times k$, $\mathbf{B}_2(\mathbf{x}_1, t)$ $n_1 \times m_1$ dimenziójú mátrix. Ezenkívül ismerjük, vagy a $\boldsymbol{\mu}(t)$ statisztikai jellemzőinek ismeretében approximáljuk azon rendszer állapotegyenletét, amely fehér Gauss-folyamatokból a $\boldsymbol{\mu}(t)$ vezérlőjeleket előállítja:

$$\frac{d\mathbf{x}_2(t)}{dt} = \mathbf{f}_2(\mathbf{x}_2, t) + \mathbf{B}_3(\mathbf{x}_2, t) \frac{d\mathbf{v}_2(t)}{dt},$$

$$\boldsymbol{\mu}(t) = \mathbf{c}(\mathbf{x}_2, t) + \mathbf{D}(\mathbf{x}_2, t) \frac{d\mathbf{v}_2(t)}{dt}, \quad (22)$$

ahol $\mathbf{x}_2(t)$ az állapotváltozók $n_2 \times 1$ -es oszlopvektora, $\mathbf{f}_2(\mathbf{x}_2, t)$ az \mathbf{x}_2 és t függvényeinek $n_2 \times 1$ -es oszlopvektora, $\mathbf{v}_2(t)$ a zérus várható értékű diffúziós folyamatok

$m_2 \times 1$ -es oszlopvektora, $\mathbf{c}(\mathbf{x}, t)$ $k \times 1$ -es oszlopvektor, $\mathbf{B}_3(\mathbf{x}_2, t)$ $n_2 \times m_2$, $\mathbf{D}(\mathbf{x}_2, t)$ $k \times m_2$ dimenziójú mátrix. Az említett approximáció lineáris szűrés esetén legalább teljesítmény-sáv szélességre történik, nemlineáris szűrés esetén a (22) egyenlet előállítására általános szabály nincs. Az intenzitás-együtthatók meghatározására alkalmas összevont állapotegyenlet (21) és (22) felhasználásával a

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{c} + \mathbf{B}_2 \frac{d\mathbf{v}_1(t)}{dt} + \mathbf{B}_1 \mathbf{D} \frac{d\mathbf{v}_2(t)}{dt} \\ \mathbf{f}_2 + \mathbf{B}_3 \frac{d\mathbf{v}_2(t)}{dt} \end{bmatrix} \quad (23)$$

alakban írható fel. Az összevont állapotegyenlet $n_1 + n_2$ dimenziós, így a hozzá tartozó Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlet változóinak száma $n_1 + n_2 + 1$.

4. Illusztratív példák

4.1 Egyszerű diffúziós folyamat

Meghatározandó az $x(t)$ időbeli, sztochasztikus folyamat teljes statisztikai leírása, ha adott a

$$\frac{dx(t)}{dt} = \eta_t(t) \quad (24)$$

egydimenziós sztochasztikus differenciálegyenlet, és $\eta_t(t)$ $N_0/2$ teljesítménysűrűségű fehér Gauss-folyamat (ld. 1. Függelék).

A (24) egyenlethez tartozó intenzitás-együtthatók a (19) és (20) alapján igen egyszerűen előállíthatók, mivel $K_1^{(1)} = 0$ és $K_{11}^{(2)} = N_0/2$. A Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlet a (14) egyenlet felhasználásával

$$\frac{\partial p(x, t)}{\partial t} = \frac{N_0}{4} \frac{\partial^2 p(x, t)}{\partial x^2} \quad (25)$$

formában írható fel. Ha a $t = t_0$ időpontban $p(x, t_0) = \delta(x - x_0)$ és $\lim_{|x| \rightarrow \infty} p(x, t) = 0$, akkor a (25) egyenlet megoldása a jól ismert

$$p(x, t) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0(t - t_0)}} \exp \left[-\frac{(x - x_0)^2}{N_0(t - t_0)} \right], \quad (26)$$

időben lineárisan változó szórásnégyzetű Wiener—Gauss-folyamat. A (26) eredmény újra igazolja az 1.

Függelékben megadott definíciót, miszerint a fehér Gauss-folyamat a Wiener–Gauss-folyamat idő szerinti deriváltja.

4.2 Keskeny sávú Gauss-folyamattal vezérelt elsőrendű fáziszárt hurok

Határozzuk meg az 1. ábrán megadott fáziszárt hurokban a kimenő jel és a bemenő hasznos jel fáziskülönbségének stacionárius eloszlását a $[-\pi, \pi]$ tartományban, ha a bejövő jel:

$$x_{be}(t) = \sqrt{2}A \sin(\omega_0 t + \Theta_1) + \zeta(t); \Theta_1 = \Delta\omega t, \quad (27)$$

egy állandó $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ frekvenciájú szinuszos jel, és a $\zeta(t)$ keskeny sávú Gauss-folyamat összege. Legyen a keskeny sávú Gauss-folyamat a feszültséggel vezérelhető oszcillátor ω_0 természetes frekvenciája ($x(t)=0$) körül szimmetrikus spektrumú és $N_0/2$ teljesítménysűrűségű. Ismert, hogy az így megadott keskeny sávú Gauss-folyamat a

$$\zeta(t) = \sqrt{2}[\eta_1(t) \sin(\omega_0 t) + \eta_2(t) \cos(\omega_0 t)] \quad (28)$$

alakban felírva kifejezhető az $\eta_1(t)$ és $\eta_2(t)$ független Gauss-folyamatok kombinációjaként, ahol az $\eta_1(t)$ és $\eta_2(t)$ folyamat $N_0/2$ teljesítménysűrűségű és az origóra szimmetrikus spektrumú. Ha az $\eta_1(t)$ és $\eta_2(t)$ folyamatok sáv szélessége lényegesen nagyobb a hurok sáv szélességénél, az $\eta_1(t)$ és $\eta_2(t)$ folyamatokat az $\eta_{f1}(t)$ és $\eta_{f2}(t)$ korrelálatlan fehér Gauss-folyamat-párral szokták [1, 2, 3, 4, 7] közelíteni.

A feszültséggel vezérelhető oszcillátor kimenő jele az

$$x_{ki}(t) = \sqrt{2}B \cos(\omega_0 t + \Theta_2), \quad (29)$$

$$K_I^{(1)} = \Delta\omega - C \sin(\Phi) - \frac{1}{2} \frac{C^2 N_0}{A^2} \left\{ \frac{\partial}{\partial \Phi} [\sin(\Theta_1 - \Phi)] \sin(\Theta_1 - \Phi) + \frac{\partial}{\partial \Phi} [\cos(\Theta_1 - \Phi)] \cos(\Theta_1 - \Phi) \right\} = \Delta\omega - C \sin(\Phi) \quad (32)$$

és

$$K_{II}^{(2)} = \frac{N_0 C^2}{2A^2} [\sin^2(\Theta - \Phi) + \cos^2(\Theta - \Phi)] = \frac{N_0 C^2}{2A^2} \quad (33)$$

A rendszer Fokker–Planck–Kolmogorov-egyenlete a (32) és (33) felhasználásával stacionárius eloszlások esetére a

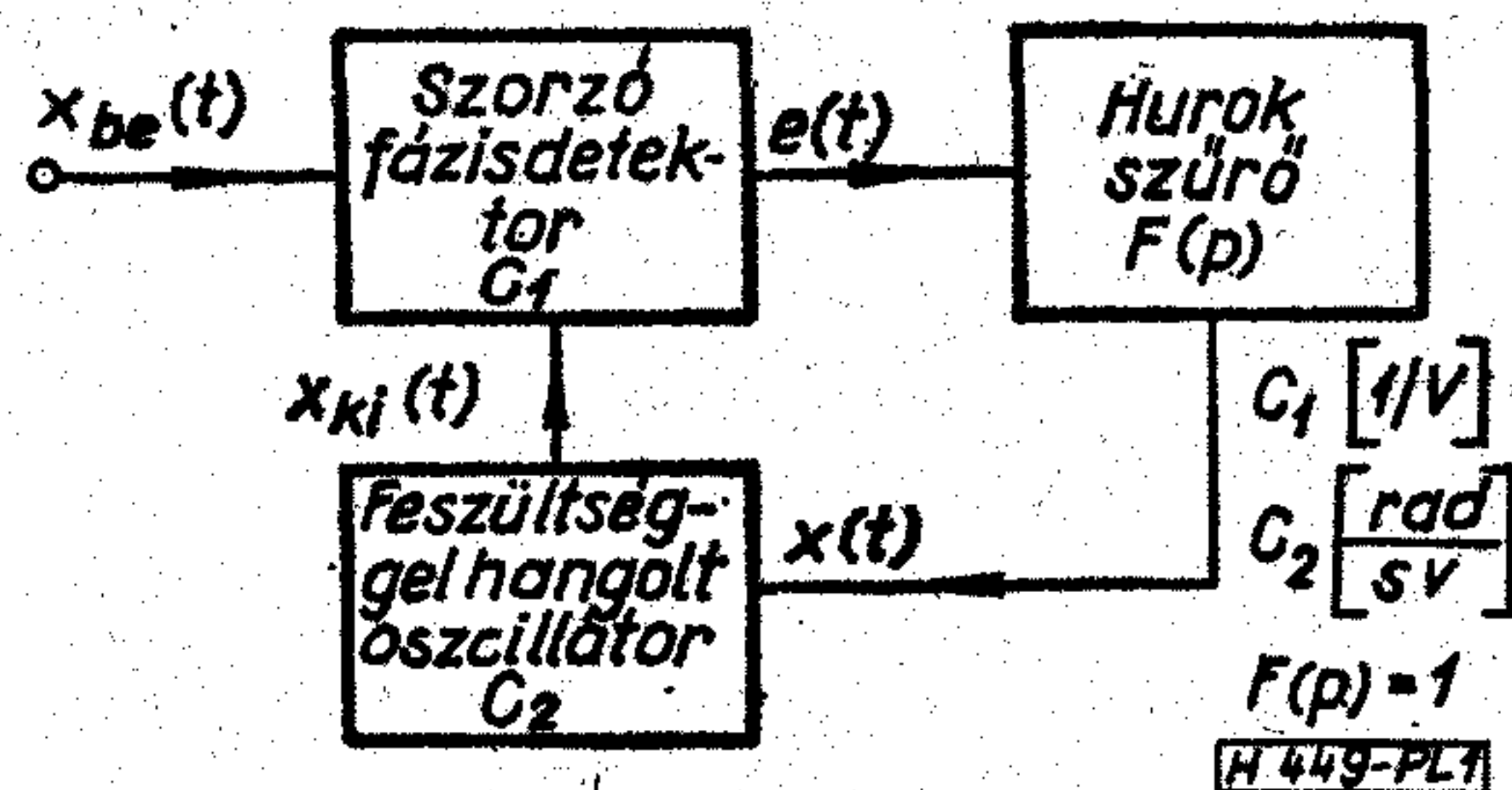
$$\frac{\partial p}{\partial t} = 0 = -\frac{\partial}{\partial \Phi} [(\Delta\omega - C \sin(\Phi))p] + \frac{N_0 C^2}{4A^2} \frac{\partial^2 p}{\partial \Phi^2} \quad (34)$$

kifejezéssel adható meg.

Az egyenlet megoldása a $[-\pi, \pi]$ tartományban, a $p(-\pi) = p(\pi)$ határfeltételek mellett

$$p(\Phi) = D \exp(\beta\Phi + \alpha \cos \Phi) \int_{\Phi}^{\Phi+2\pi} \exp(-\beta y - \alpha \cos y) dy, \quad (35)$$

ahol D a normalizálási állandó, $\alpha = \frac{4A^2}{N_0 C}$ és $\beta = \frac{4\Delta\omega A^2}{N_0 C^2}$.



1. ábra

vezérlési karakterisztikája a

$$\frac{d\Theta_2}{dt} = C_2 x(t) \quad (30)$$

egyenlettel adható meg. A szorzó detektor együtthatója C_1 .

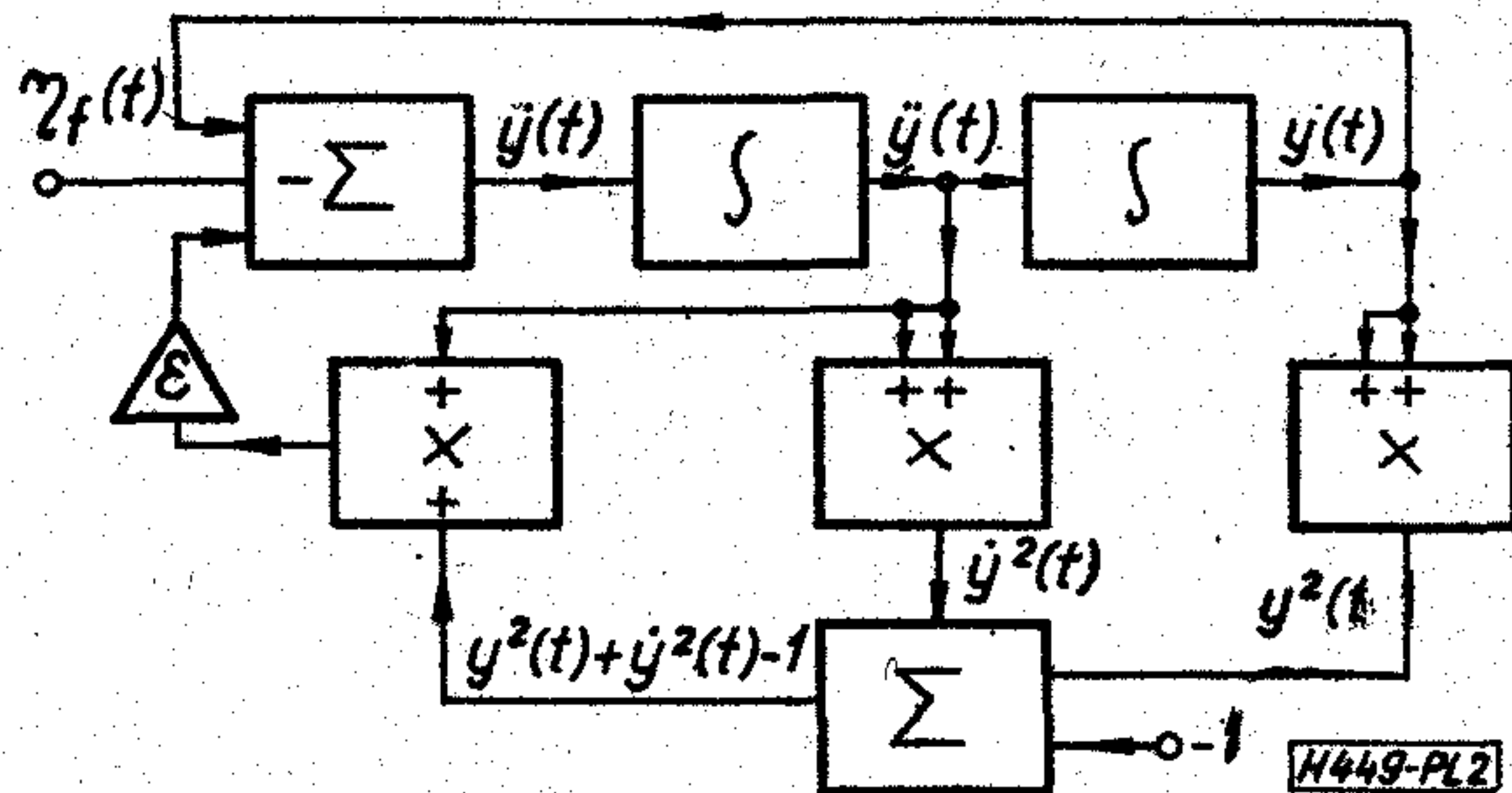
Egyszerű átalakítások után megkapjuk a $\Phi = \Theta_1 - \Theta_2$ fáziskülönbségre vonatkozó differenciálegyenletet:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \Delta\omega - C \sin(\Phi) + \frac{C}{A} \eta_{f1} \sin(\Theta_1 - \Phi) - \frac{C}{A} \eta_{f2} \cos(\Theta_1 - \Phi), \quad (31)$$

ahol $C = C_1 C_2 A B$. Az átalakítások során a $2\omega_0$ frekvencia környezetében megjelenő oldalsávokat a szorzó detektor kimenetén elhanyagoltuk. A (31) egyenletben η_{f1} és η_{f2} együtthatói a Φ állapotváltozó függvényei, így az „állapottal szorzott” Gauss-folyamat esetéről van szó. A Fokker–Planck–Kolmogorov-egyenlet integritás-együtthatói a (19) és (20) alapján:

4.3 Fehér Gauss-folyamattal megzavart kétfázisú oszcillátor

Határozzuk meg a 2. ábrán bemutatott oszcillátor rendszer amplitúdójának és fázisának együttes stacionárius valószínűségi sűrűségfüggvényét, ha az $\eta_f(t)$ folyamat fehér Gauss-folyamat $N_0/2$ spektrális teljesítménysűrűséggel. A rendszer egyik lehetséges állapotegyenlete $\dot{y}(t) = x_1$ és $\dot{y}^2(t) = x_2$ állapotváltozó



2. ábra

választással a

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} &= -x_1 - \varepsilon(x_1^2 + x_2^2 - 1)x_2 - \eta_f(t) \end{aligned} \quad (36)$$

alakban írható fel. Az intenzitás-együtthatók:

$$\begin{aligned} K_1^{(1)} &= x_2; \quad K_2^{(1)} = -x_1 - \varepsilon(x_1^2 + x_2^2 - 1); \\ K_{11}^{(2)} &= K_{12}^{(2)} = K_{21}^{(2)} = 0; \quad K_{22}^{(2)} = \frac{N_0}{2}. \end{aligned} \quad (37)$$

Ennek alapján a Fokker—Planck—Kolmogorov-egyenlet stacionárius esetben a

$$-\frac{\partial}{\partial x_1} [x_2 p] + \frac{\partial}{\partial x_2} [(x_1 + \varepsilon(x_1^2 + x_2^2 - 1))p] + \frac{N_0}{4} \frac{\partial^2 p}{\partial x_2^2} = 0 \quad (38)$$

kifejezéssel adható meg. Az egyenlet megoldása a $\lim_{x_1 \rightarrow \infty} p(x_1, x_2) = 0$ és $\lim_{x_2 \rightarrow \infty} p(x_1, x_2) = 0$ peremfeltételek mellett

$$p(x_1, x_2) = D \exp \left[-\frac{\varepsilon}{N_0} (x_1^2 + x_2^2 - 1)^2 \right], \quad (39)$$

ahol D normáló állandó. Az egyszerű $x_1 = r \cos \varphi$ és $x_2 = r \sin \varphi$ koordinátatranszformációval az x_1, x_2 síkról áttérhetünk az oszcillátor pillanatnyi amplitúdója (r) és pillanatnyi fázisa (φ) által meghatározott polárkoordinátarendszerre. A fázis és amplitúdó együttes eloszlása a transzformáció felhasználásával a

$$p(r, \varphi) = D' r \exp \left[-\frac{\varepsilon}{N_0} (r^2 - 1)^2 \right]; \quad \varphi \in [-\pi, \pi] \quad (40)$$

alakban adható meg. Az eloszlás független a pillanatnyi fázistól, azaz a φ -re vonatkozó peremeloszlás konstans. A (40) egyenletben szereplő D' a módosított normáló állandó.

1. Függelék

A fehér Gauss-folyamat és a Wiener—Gauss-folyamat kapcsolata

Az $\{\eta_f(t), t \in \mathbf{T}\}$ fehér Gauss-vektorfolyamat vagy másnéven fehér zajvektor a $\{\nu_f(t), t \in \mathbf{T}\}$ Wiener—Gauss-vektorfolyamatból származtatható. A $\{\nu_f(t), t \in \mathbf{T}\}$ vektor i -edik rendezője ($i = 1, 2, \dots, n$) zérus várható értékű, ortogonális növekményű, az időben lineárisan változó szórásnégyzetű, Gauss-eloszlású folyamat, azaz a következő definíciós összefüggésekkel adható meg:

$$\nu_{fi}(t) = 0; \quad t \leq t_0; \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad (F1)$$

$$\mathbf{M}\{\nu_{fi}(t)\} = 0; \quad t \in \mathbf{T}; \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad (F2)$$

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \mathbf{M} \left\{ \frac{[\nu_{fi}(t + \Delta t) - \nu_{fi}(t)]^2}{\Delta t} \right\} = \frac{N_{0i}}{2}; \quad t \geq t_0; \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad (F3)$$

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \mathbf{M} \left\{ \frac{[\nu_{fi}(t + \Delta t) - \nu_{fi}(t)][\nu_{fj}(t + \Delta t) - \nu_{fj}(t)]}{\Delta t} \right\} =$$

$$= \varrho_{ij} \frac{\sqrt{N_{0i} N_{0j}}}{2}; \quad t \geq t_0; \quad i, j = 1, 2, \dots, n; \quad (F4)$$

$$\mathbf{M}\{[\nu_{fi}(t_1 + \Delta t_1) - \nu_{fi}(t_1)][\nu_{fj}(t_2 + \Delta t_2) - \nu_{fj}(t_2)]\} = 0;$$

$$t_2 + \Delta t_2 > t_2 > t_1 + \Delta t_1 > t_1; \quad t_1 > t_0; \quad i, j = 1, 2, \dots, n; \quad (F5)$$

ahol $\mathbf{M}\{\}$ a valószínűségi térben értelmezett várható érték, ϱ_{ij} , N_{0i} , N_{0j} a folyamatot jellemző állandók ($\varrho_{ii} \equiv 1$, $\varrho_{ij} = \varrho_{ji}$, $|\varrho_{ij}| \leq 1$). Jól látható, hogy a Wiener—Gauss-folyamat a $t = t_0$ időpillanatban „indul” és szórásnégyzete bármely véges időpontban véges.

Definíció: Az $\{\eta_f(t), t \in \mathbf{T}\}$ fehér Gauss-vektorfolyamat a $\{\nu_f(t), t \in \mathbf{T}\}$ Wiener—Gauss-vektorfolyamat formális idő szerinti deriváltja [1, 7, 10, 39], azaz a vektor i -edik rendezője:

$$\eta_{fi}(t) = \frac{d\nu_{fi}(t)}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\nu_{fi}(t + \Delta t) - \nu_{fi}(t)}{\Delta t}. \quad (F6)$$

Mivel az (F6) művelet lineáris, az így nyert folyamat is Gauss-eloszlású. A folyamat kovariancia-függvénye az i -edik és j -edik rendezőre

$$\begin{aligned} \mathbf{M}\{\eta_{fi}(t + \tau)\eta_{fj}(t)\} &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t^2} \mathbf{M}\{[\nu_{fi}(t + \Delta t + \tau) - \\ &\quad - \nu_{fi}(t + \tau)][\nu_{fj}(t + \Delta t) - \nu_{fj}(t)]\}, \end{aligned} \quad (F7)$$

amely az (F3), (F4) és (F5) felhasználásával az

$$\mathbf{M}\{\eta_{fi}(t + \tau)\eta_{fj}(t)\} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \begin{cases} \frac{\varrho_{ij} \sqrt{N_{0i} N_{0j}}}{2} \left(\frac{\Delta t - |\tau|}{\Delta t^2} \right); & |\tau| \leq \Delta t \\ 0 & ; \quad |\tau| > \Delta t \end{cases} \quad (F8)$$

alakban írható fel. A határátmenet elvégzése után a kovariancia-függvény a $\varrho_{ij} \sqrt{N_{0i} N_{0j}}/2$ súlyozású Dirac-delta függvényhez tart, tehát az időtől független és csak a τ érték függvénye, így a $\eta_{fi}(t)$ folyamat biztosan gyengén stacionárius. Az (F8) kifejezés lényegében két, $N_{0i}/2$ és $N_{0j}/2$ teljesítménysűrűségű, ϱ_{ij} normált korrelációs tényezőjű fehér Gauss-folyamat kovariancia-függvénye.

Az állapotfüggő fehér Gauss-folyamat és az általános, zérus várható értékű diffúziós folyamat kapcsolata

Az állapotfüggő $\{\eta(t), t \in \mathbf{T}\}$ fehér Gauss-vektorfolyamat, az általános $\{\nu(t), t \in \mathbf{T}\}$ diffúziós, Gauss-eloszlású vektorfolyamatból származtatható. Az általános diffúziós vektorfolyamat i -edik rendezője ($i = 1, 2, \dots, n$) az alábbi definíciós összefüggésekkel írható le (csak zérus várható értékű folyamatokat tekintve):

$$\mathbf{M}\{\nu_i(t)\} = 0; \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad (F9)$$

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \mathbf{M} \left\{ \frac{[\nu_i(t + \Delta t) - \nu_i(t)]^2}{\Delta t} \middle| \nu(t) = \nu_0(t) \right\} = \frac{N_{0i}(\nu_0(t), t)}{2}; \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad (F10)$$

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \mathbf{M} \left\{ \frac{[\nu_i(t + \Delta t) - \nu_i(t)][\nu_j(t + \Delta t) - \nu_j(t)]}{\Delta t} \middle| \nu(t) = \nu_0(t) \right\} = \\ = \varrho_{ij}(\nu_0(t), t) \frac{\sqrt{N_{0i}(\nu_0(t), t) N_{0j}(\nu_0(t), t)}}{2}; \quad i, j = 1, 2, \dots, n; \end{aligned} \quad (F11)$$

és $\mathbf{M}\{[v_i(t_1 + \Delta t_1) - v_i(t_1)][v_j(t_2 + \Delta t_2) - v_j(t_2)]\} = 0;$
 $t_2 + \Delta t_2 > t_2 > t_1 + \Delta t_1 > t_1; i, j = 1, 2, \dots, n; (F12)$

ahol $\varrho_{ij}(v(t), t)$, $N_{oi}(v(t), t)$ és $N_{oj}(v(t), t)$ a folyamatot jellemző folytonos függvények ($\varrho_{ii} \equiv 1$, $\varrho_{ij} = \varrho_{ji}$, $|\varrho_{ij}| \leq 1$). A kifejezések alapján megállapítható, hogy a Wiener–Gauss-folyamat az általános diffúziós folyamat speciális esete, amikor az itt definiált ϱ_{ij} , N_{oi} és N_{oj} függvények konstansok.

Definíció: Az $\{\eta(t), t \in \mathbf{T}\}$ állapotfüggő fehér Gauss-vektorfolyamat a $\{v(t), t \in \mathbf{T}\}$ általános diffúziós vektorfolyamat formális, idő szerinti deriváltja, azaz a vektor i -edik rendezője:

$$\eta_i(t) = \frac{dv_i(t)}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{v_i(t + \Delta t) - v_i(t)}{\Delta t}. \quad (F13)$$

Az állapotfüggő fehér Gauss-folyamat kovarianciafüggvénye az (F8) kifejezéshez hasonlóan Dirac-delta függvény, a súlyozási tényező azonban függ az időtől és $v(t)$ aktuális értékétől, így a folyamat nem stacionárius. A „fehér” jelző ebben az esetben a folyamat Dirac-delta korreláltságára utal, mivel nem stacionárius folyamatok esetén a teljesítményspektrum általában nem értelmezhető, azaz itt nem beszélhetünk egyenletes spektrumról.

Megjegyzendő, hogy a dinamikus nemlineáris rendszerekben a ϱ_{ij} , N_{oi} és N_{oj} általában a rendszert leíró $x(t)$ állapotváltozó aktuális értékeitől függ (innen származik az állapotfüggő fehér Gauss-folyamat elnevezés), és csak az állapotváltozókon keresztül függ a $v(t)$ vektor aktuális értékeitől.

2. Függelék

Az Itô- és Sztratonovics-integrálok értelmezése és kapcsolata [41, 42]

A (18) egyenletben kijelölt sztohasztikus integrálok értelmezéséhez tekintsünk egy egydimenziós példát. Adott tehát a (17) típusú egydimenziós állapotegyenlet Δt időre vett integrálja:

$$\mathcal{D}_1^2 = \mathbf{M} \left\{ \left[\int_t^{t+\Delta t} b(x(\sigma), \sigma) d^1v(\sigma) \right]^2 \right\} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \mathbf{M} \{ b(x(t_i), t_i) \cdot b(x(t_j), t_j) [v(t_{i+1}) - v(t_i)] [v(t_{j+1}) - v(t_j)] \} \quad (F19)$$

egyenlet segítségével számolható. Felhasználva a diffúziós folyamat növekményeinek ortogonalitását (ld. (F12) kifejezés), valamint az (F10) definíciós egyenletet az (F19) 1 valószínűséggel a

$$\begin{aligned} \mathcal{D}_1^2 &= \lim_{\Delta \rightarrow 0} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{M} \{ b^2(x(t_i), t_i) [v(t_{i+1}) - v(t_i)]^2 \} = \\ &= \lim_{\Delta \rightarrow 0} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{M} \{ b^2(x(t_i), t_i) \} \mathbf{M} \{ [v(t_{i+1}) - v(t_i)]^2 \} = \\ &= \int_t^{t+\Delta t} b^2(x(\sigma), \sigma) \frac{N_0(x(\sigma), \sigma)}{2} d\sigma \quad (F20) \end{aligned}$$

alakban adható meg. Az (F20) szerint a szórásnégyzet

$$x(t + \Delta t) - x(t) = \int_t^{t+\Delta t} f(x(\sigma), \sigma) d\sigma + \int_t^{t+\Delta t} b(x(\sigma), \sigma) dv(\sigma), \quad (F14)$$

amelyben a $v(t)$ zérus várható értékű diffúziós folyamat $N_0(x, t)$ függvénnyel (ld. (F10) egyenlet), $f(x, t)$ és $b(x, t)$ az x állapotváltozó és t idő folytonos függvényei. Első lépésben a $[t, t + \Delta t]$ intervallumot bontsuk fel részintervallumokra a

$$t = t_0 < t_1 < \dots < t_{N-1} < t_N = t + \Delta t; \quad \max(t_{i+1} - t_i) = \Delta \quad (F15)$$

időpontokban úgy, hogy minden intervallum a Δ korláttal azonos vagy az alatt marad.

Definíció: A sztohasztikus integrál Itô szerint az

$$\int_t^{t+\Delta t} b(x(\sigma), \sigma) d^1v(\sigma) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \sum_{i=0}^{N-1} b(x(t_i), t_i) [v(t_{i+1}) - v(t_i)] \quad (F16)$$

téglányösszegek határértékével adható meg, ha

$$\mathbf{M} \left\{ \int_t^{t+\Delta t} |b(x(\sigma), \sigma)|^2 d\sigma \right\} < \infty, \quad (F17)$$

és a határérték négyzetes középben értendő [44]. Az Itô integrál várható értéke a

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_1 &= \mathbf{M} \left\{ \int_t^{t+\Delta t} b(x(\sigma), \sigma) d^1v(\sigma) \right\} = \\ &= \lim_{\Delta \rightarrow 0} \sum_{i=1}^{N-1} \mathbf{M} \{ b(x(t_i), t_i) [v(t_{i+1}) - v(t_i)] \} = 0 \quad (F18) \end{aligned}$$

kifejezés alapján 1 valószínűséggel zérussal egyenlő, mivel a jobb oldali összeg minden tagja független valószínűségi változók szorzata ($x(t_i)$ független a $v(t)$ t_i időpont utáni növekményétől).

Az Itô integrál szórásnégyzete pedig a

számítása Riemann-típusú, idő szerinti integrálásra vezethető vissza.

Definíció: A sztohasztikus integrál Sztratonovics szerint az

$$\begin{aligned} &\int_t^{t+\Delta t} b(x(\sigma), \sigma) d^Sv(\sigma) = \\ &= \lim_{\Delta \rightarrow 0} \sum_{i=0}^{N-1} b \left(x \left(\frac{t_{i+1} + t_i}{2} \right), t_i \right) [v(t_{i+1}) - v(t_i)] \quad (F21) \end{aligned}$$

téglányösszegek határértékével adható meg, ha $b(x, t)$ t szerint differenciálható és az (F17) feltétel fennáll. A határérték itt is négyzetes középben értendő.

Tétel (Sztratonovics [42]): Az Itô és a Sztratonovics integrál között 1 valószínűséggel fennáll az

$$\int_t^{t+\Delta t} b(x(\sigma), \sigma) d^S v(\sigma) = \int_t^{t+\Delta t} b(x(\sigma), \sigma) d^I v(\sigma) + \frac{1}{2} \int_t^{t+\Delta t} \frac{\partial b(x(\sigma), \sigma)}{\partial v} \frac{N_0(x(\sigma), \sigma)}{2} d\sigma \quad (\text{F22})$$

kapcsolat, ha $b(x, t)$ x -ben differenciálható. A bizonyítás Doob [33] tételének felhasználásával a [42]-ben megtalálható.

A Sztratonovics-integrál várható értéke zérustól különböző, mivel az (F22) jobb oldalának második tagja általában nem tűnik el, így 1 valószínűséggel érvényes az

$$\mathcal{M}_S = \mathbf{M} \left\{ \int_t^{t+\Delta t} b(x(\sigma), \sigma) d^S v(\sigma) \right\} = \frac{1}{2} \int_t^{t+\Delta t} \frac{\partial b(x(\sigma), \sigma)}{\partial v} \frac{N_0(x(\sigma), \sigma)}{2} d\sigma \quad (\text{F23})$$

összefüggés. A Sztratonovics-integrál szórásnégyzete 1 valószínűséggel azonos az Itô-integrál szórásnégyzetével (ld. (F20) kifejezés) [42].

Amennyiben ismert az $x(t)$ és $v(t)$ közötti kapcsolat (azaz az állapotegyenlet (F14) típusú, egydimenziós alakja), akkor az (F22) és (F23) kifejezésekben a differenciálás láncszabályát alkalmazva a

$$\frac{\partial b(x(t), t)}{\partial v} = \frac{\partial b(x(t), t)}{\partial x} \frac{\partial x(t)}{\partial v} = \frac{\partial b(x(t), t)}{\partial x} b(x(t), t) \quad (\text{F24})$$

helyettesítést alkalmazhatjuk, mivel (F14) alapján

$$\frac{\partial x(t)}{\partial v} = b(x(t), t).$$

Így a Sztratonovics-integrál várható értéke 1 valószínűséggel az

$$\mathcal{M}_S = \mathbf{M} \left\{ \int_t^{t+\Delta t} b(x(\sigma), \sigma) d^S v(\sigma) \right\} = \frac{1}{2} \int_t^{t+\Delta t} \frac{\partial b(x(\sigma), \sigma)}{\partial x} b(x(\sigma), \sigma) \frac{N_0(x(\sigma), \sigma)}{2} d\sigma \quad (\text{F25})$$

alakban írható fel.

Mindkét előbb definiált integrálkalkulus kiterjeszhető a (17) típusú többdimenziós állapotegyenletre és a (18) egyenlet jobb oldalán kijelölt többdimenziós sztohasztikus integrálokra is az (F16) és (F21) kifejezésekkel analóg módon. Ismert tehát a (17) állapotegyenlet és az általános $\{v(t), t \in \mathbf{T}\}$ diffúziós vektorfolyamat a hozzá rendelhető $\varrho(x(t), t)$, $N_{0i}(x(t), t)$, ($i, j = 1, 2, \dots, m$) x -ben és t -ben folytonos függvényekkel. A (17) egyenlet i -edik sorának jobb

oldalán kijelölt sztohasztikus integrál a

$$\sum_{j=1}^m \int_t^{t+\Delta t} b_{ij}(x(\sigma), \sigma) dv_j(\sigma) \quad (\text{F26})$$

formában írható fel, ahol $b_{ij}(x(t), t)$ a $\mathbf{B}(x(t), t)$ mátrix i -edik sorában és j -edik oszlopában levő elem, $v_j(t)$ pedig $v(t)$ vektor j -edik rendezője. Az Itô- és Sztratonovics-integrálok az (F16) és (F21) definíciókkal azonos módon értelmezhetők az (F26) összeg minden tagjára. A részletes definíciós egyenlet felírását mellőzve, három tételt ismertettünk a többdimenziós sztohasztikus integrálokkal kapcsolatban.

Tétel (Sztratonovics [42]): A többdimenziós Itô- és Sztratonovics-integrálok között 1 valószínűséggel fennáll az alábbi kapcsolat:

$$\sum_{j=1}^m \int_t^{t+\Delta t} b_{ij}(x(\sigma), \sigma) d^S v_j(\sigma) = \sum_{j=1}^m \int_t^{t+\Delta t} b_{ij}(x(\sigma), \sigma) d^I v_j(\sigma) + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^m \sum_{l=1}^n \int_t^{t+\Delta t} \frac{\partial b_{ij}(x(\sigma), \sigma)}{\partial x_e} b_{lk}(x(\sigma), \sigma) \varrho_{jk}(x(\sigma), \sigma) \frac{1}{2} \cdot \sqrt{N_{0j}(x(\sigma), \sigma) N_{0k}(x(\sigma), \sigma)} d\sigma, \quad (\text{F27})$$

ha a $b_{ij}(x(t), t)$ x -ben differenciálható. A bizonyítás [42]-ben megtalálható.

Tétel (Sztratonovics [42]): A többdimenziós Itô-integrál várható értéke 1 valószínűséggel zérus, a többdimenziós Sztratonovics-integrál várható értéke 1 valószínűséggel

$$\mathcal{M}_S^* = \mathbf{M} \left\{ \sum_{j=1}^m \int_t^{t+\Delta t} b_{ij}(x(\sigma), \sigma) d^S v_j(\sigma) \right\} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^m \sum_{l=1}^n \int_t^{t+\Delta t} \frac{\partial b_{ij}(x(\sigma), \sigma)}{\partial x_l} b_{lk}(x(\sigma), \sigma) \cdot \varrho_{jk}(x(\sigma), \sigma) \frac{\sqrt{N_{0j}(x(\sigma), \sigma) N_{0k}(x(\sigma), \sigma)}}{2} d\sigma \quad (\text{F28})$$

Tétel (Sztratonovics [42]): Két többdimenziós Itô- vagy Sztratonovics-integrál kovarianciája 1 valószínűséggel a

$$\mathcal{C}_{Sij}^* = \mathcal{C}_{Iij}^* = \mathbf{M} \left\{ \left[\sum_{k=1}^m \int_t^{t+\Delta t} b_{ik}(x(\sigma), \sigma) d^S v_k(\sigma) \right] \cdot \left[\sum_{l=1}^m \int_t^{t+\Delta t} b_{il}(x(\sigma), \sigma) d^S v_l(\sigma) \right] \right\} = \sum_{k=1}^m \sum_{l=1}^m \int_t^{t+\Delta t} b_{ik}(x(\sigma), \sigma) \cdot b_{jl}(x(\sigma), \sigma) \varrho_{kl}(x(\sigma), \sigma) \frac{\sqrt{N_{0k}(x(\sigma), \sigma) N_{0l}(x(\sigma), \sigma)}}{2} d\sigma \quad (\text{F29})$$

kifejezéssel adható meg. Az utóbbi két tétel bizonyítása [42]-ben megtalálható. Az (F28) és (F29) bal oldalán alkalmazott csillag jelölés a többdimenziós integrálásra utal.

IRODALOM

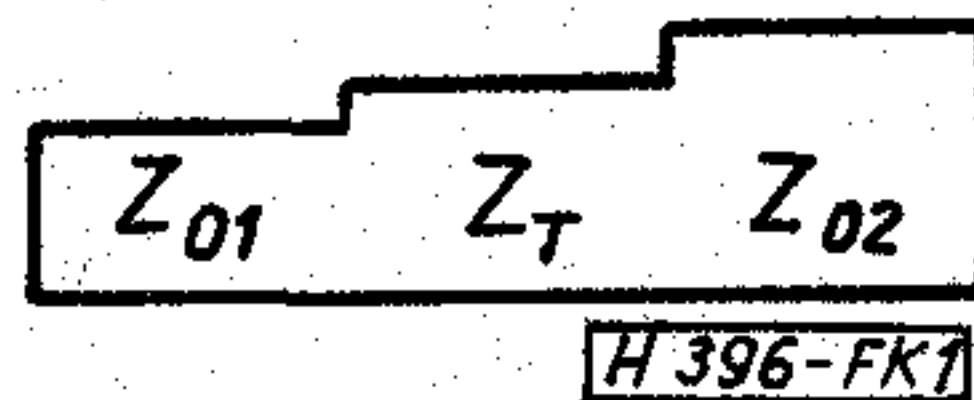
- [1] A. J. Viterbi: Principles of Coherent Communication. McGraw-Hill, New York, 1966.
- [2] A. J. Viterbi: Phase-Locked Loop Dynamics in Presence of Noise by Fokker-Planck techniques, Proc. IEEE, Vol. 51., pp. 1737-1753, December 1963.
- [3] V. I. Tikhonov: The Effects of Noise on Phase-Lock Oscillation Operation. Automatika i Telemekhanika, Vol. 22., No. 9., 1959.
- [4] V. I. Tikhonov: Phase-Lock Automatic Frequency Control Application in the Presence of Noise. Automatika i Telemekhanika, Vol. 23., 1960.
- [5] R. F. Pawula: Generalizations and Extensions of the Fokker-Planck-Kolmogorov Equation. IEEE Trans. on Information Theory, IT-13, No. 1., January 1976, pp. 33-41
- [6] A. T. Bharucha-Reid: Elements of the Theory of Markov Processes and Their Applications. McGraw-Hill, New York 1960.
- [7] W. C. Lindsey: Synchronization Systems in Communications and Control. Englewood Cliffs, N. J. Prentice-Hall, 1972.
- [8] D. L. Snyder: The State Variable Approach to Continuous Estimation with Applications to Communication Theory, Cambridge, Mass. M. I. T. Press, 1969.
- [9] R. Deutsch: Nonlinear Transformation of Random Processes. Englewood Cliffs, N. J. Prentice-Hall, 1962.
- [10] A. T. Fuller: Analysis of Nonlinear Stochastic Systems by the Fokker-Planck Equation. International Journal of Control, Vol. 9. No. 6. June 1969. pp. 603-655
- [11] W. C. Lindsey: Nonlinear Analysis of Generalized Tracking Systems. Proc. of IEEE, Vol. 57. No. 10. October 1969. pp. 1705-1722
- [12] J. A. Develet: A Threshold Criterion for Phase-Lock Demodulation. Proc. of IEEE, Vol. 51. April 1963. p. 580
- [13] T. J. Rey: Further on the Phase-Locked Loops in the Presence of Noise. Proc. of IEEE, Vol. 53. May 1965. pp. 494-495
- [14] D. L. Schilling — J. Billing: On the Threshold Extention Capability of the PLL and FDMFB. Proc. IRE, Vol. 52. May 1964. p. 621
- [15] F. J. Charles — W. C. Lindsey: Some Analytical and Experimental PLL Results for low SNR. Proc. of IEEE, Vol. 54. September 1966. pp. 1152-1166
- [16] R. C. Tausworthe: A Method for Calculating Phase-Locked Loop Performance Near Threshold. IEEE Trans. Commun. Technol. Vol. COM-15. Aug. 1967. pp. 502-506
- [17] W. C. Lindsey: Phase-Density Distribution of Phase-Locked Loops in Cascade. IEEE Trans. Commun. Technol. Vol. COM-17. Aug. 1969. p. 503
- [18] K. E. Dominiak — R. L. Pickholtz: Transient Behavior of a Phase-Locked Loop in the Presence of Noise. IEEE Trans. Commun. Technol. Vol. COM-18. Aug. 1970. pp. 452-456
- [19] J. E. Ohlson: Phase-Locked Loop Operation in the Presence of Impulsive and Gaussian Noise. IEEE Trans. Commun. Technol. Vol. COM-21. September 1973. pp. 991-996
- [20] P. W. Osborne, — D. L. Schilling: Threshold analysis of the phase-locked-loop demodulators using most likely noise. IEEE Trans. Commun. Tehnol. Vol. COM-18. Aug. 1970. pp. 452-456
- [21] S. C. Gupta: Phase-Locked Loops. Proc. of IEEE, Vol. 63. No. 2. February 1975. pp. 291-306
- [22] J. C. Lindenlaub — J. J. Uhran: Threshold Study of Phase-Lock Loop Systems. Trans. Commun. Technol. Vol. COM-16. No. December 1968. pp. 787-795
- [23] J. J. Stiffler: Theory of Synchronous Communications. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J. 1971.
- [24] W. C. Lindsey — M. K. Simon: Telecommunication Systems Engineering. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J. 1972.
- [25] E. J. Baghdady: Lectures on Communication Systems Theory. McGraw-Hill, New York, 1961.
- [26] E. Bozzoki — U. Mengali: An Analysis of the Performance of the Oscillating Limiter Driven by FM Signals Corrupted by Noise. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-5. No. 3. May 1969. pp. 537-547
- [27] V. H. Larson: Some Differential Equations of Probability Theory in Stochastic Processes and Control Systems. Int. J. Control, Vol. 9. No. 6. June 1969. pp. 709-721
- [28] A. N. Kolmogorov: On Analytical Methods in Probability Theory. Math. Ann. Vol. 104. 1931. pp. 415-458
- [29] S. Chandrasekhar: Stochastic Problems in Physics and Astronomy. Rev. Mod. Phys. Vol. 15. January 1943. pp. 2-89
- [30] M. C. Wang — G. E. Uhlenbeck: On the Theory of Brownian Motion II. Rev. Mod. Phys. Vol. 17. April-July 1945. pp. 232-342
- [31] Pontryagin, — L. A. Andronov, — A. Vitt: On the Statistical Investigation of Dynamic Systems. J. Exp. Theoret. Phys. (USSR), 3, 1933. p. 165
- [32] R. L. Stratonovich: Topics in the Theory of Random Noise. Gordon and Breach. New York, 1963.
- [33] J. L. Doob: Stochastic Processes. Wiley. New York, 1953.
- [34] F. Spitzer: Principles of Random Walk. Van Nostrand, Princeton, N. J. 1964.
- [35] Fenyő I. — Frey T.: Matematika villamosmérnöknek II. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1965.
- [36] L. Zadeh — C. Desoer: Linear System Theory. Mc Graw-Hill, New York, 1963.
- [37] Trón T.: Hálózatszintézis az állapotváltozók alapján. Híradástechnika, XXIV. évf. 10. szám, 1973. nov. pp. 289-298
- [38] Csáki F.: Fejezetek a szabályástechnikából. Állapotegyenletek. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.
- [39] W. Wedig: Moments and Probability Densities of Dynamical Systems under Stochastic Parametric Excitation. VII. International Conference on Nonlinear Oscillations, Berlin, 1975.
- [40] Rényi A.: Valószínűségszámítás. Tankönyvkiadó, Budapest, 1968.
- [41] K. Itô: Lectures on Stochastic Processes, Lecture Notes. Tata Institute of Fundamental Research, Bombay, India, 1961.
- [42] R. L. Stratonovics: Uszlovnie markovszkije processzű i ih primenyenyije k teorii optimalnovo upravleniya. Izdatelstvo Moszkovszkovo Unyiverszityeta. 1966.
- [43] T. Kailath — P. A. Forst: Mathematical Modeling and Transformation Theory of White Noise Processes. Stanford, Calif. Stanford University, 1969.
- [44] Frey T.: Sztochasztikus folyamatok. Jegyzet, J5-945, Tankönyvkiadó, Budapest, 1970.
- [45] K. R. George — D. P. Atherton: Analytical and Experimental Studies of Nonlinear Feedback Systems with Random Inputs. VII. International Conference on Nonlinear Oscillations, Berlin, September, 1975.
- [46] G. Schmidt: Nonlinear Systems under Random and Periodic Parameter Excitation. VII. International Conference on Nonlinear Oscillations, Berlin, September, 1975.

Rövidlépcsős transzformátorok komplex tervezése

ETO 621.372.852.6

A lépcsős impedanciáttranszformátorok különböző hullámellenállású tápvonalak között biztosítanak illesztést adott frekvenciatartományban.

A legegyszerűbb impedanciáttranszformátor egyetlen $\lambda/4$ -es tápvonalszakasz (1. ábra).

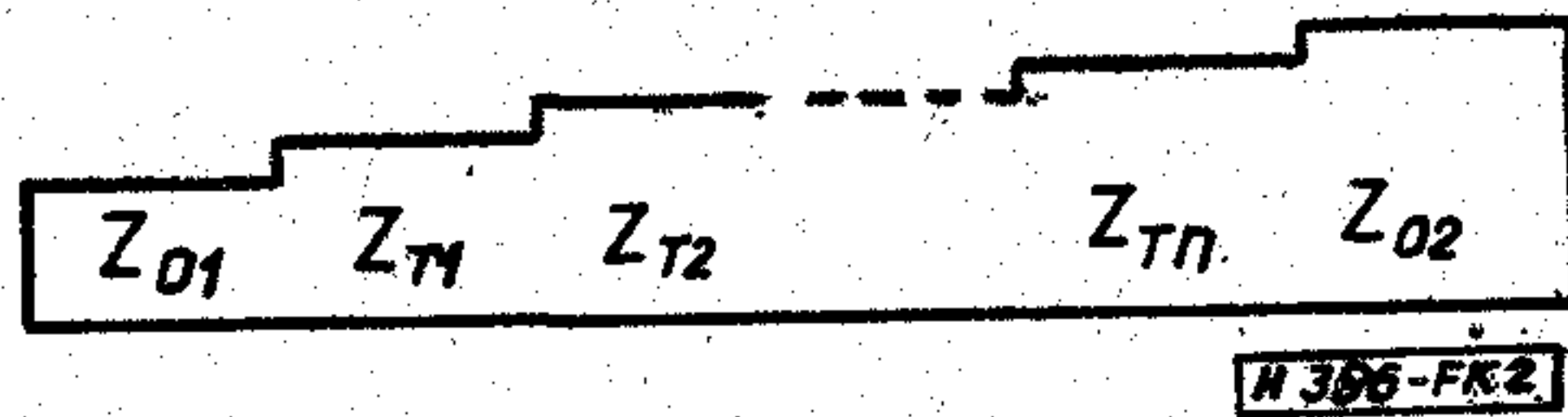


1. ábra

Z_{01} és Z_{02} az illesztendő hullámellenállások

Z_T a transzformáló szakasz hullámellenállása.

Ha ez az illesztőelem nem felel meg, akkor több $\lambda/4$ -es szakaszból álló transzformátort használnak. A hullámellenállások megfelelő megválasztásával max. lapos, vagy Csebisev átviteli karakterisztika alakítható ki (2. ábra).



2. ábra

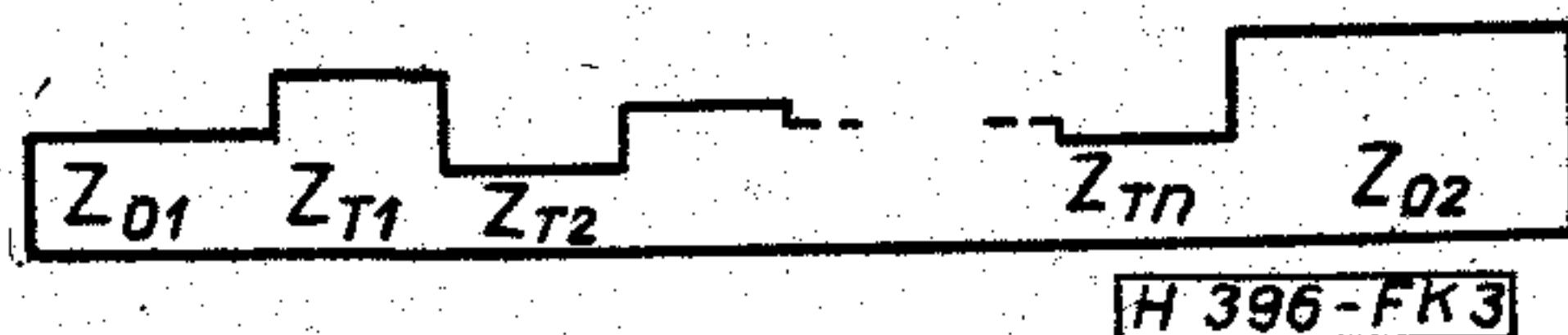
Az ilyen típusú transzformátoroknál monoton jelleggel változnak a hullámellenállások. A $\lambda/4$ -es tápvonalszakaszokból felépülő transzformátor legnagyobb hátránya, hogy még kisszámú tápvonalszakasz esetén is nagy méretek adódnak.

A rövidlépcsős transzformátorok $\lambda/16$ -, illetve $\lambda/32$ hosszúságú tápvonalszakaszokból épülnek fel, s így módon lényegesen kisebb méretek adódnak, mint $\lambda/4$ -es transzformátoroknál. A kis méretek jelentős hely- és anyagmegtakarítást tesznek lehetővé.

A kis méretek nagy előnnyel járnak gyárthatósági és stabilitási szempontból is. Nem kell hosszú csöveket megmunkálni, s a belső ér is egy darabból készülhet, hiszen egy III. sávós kétlépcsős illesztőnél a transzformáló szakaszok hossza kb. 92 mm.

Különösen előnyös az alkalmazásuk az URH sávban.

A rövidlépcsős transzformátornál felváltva követik egymást kis és nagy hullámellenállású rövid tápvonalszakaszok (3. ábra).



3. ábra

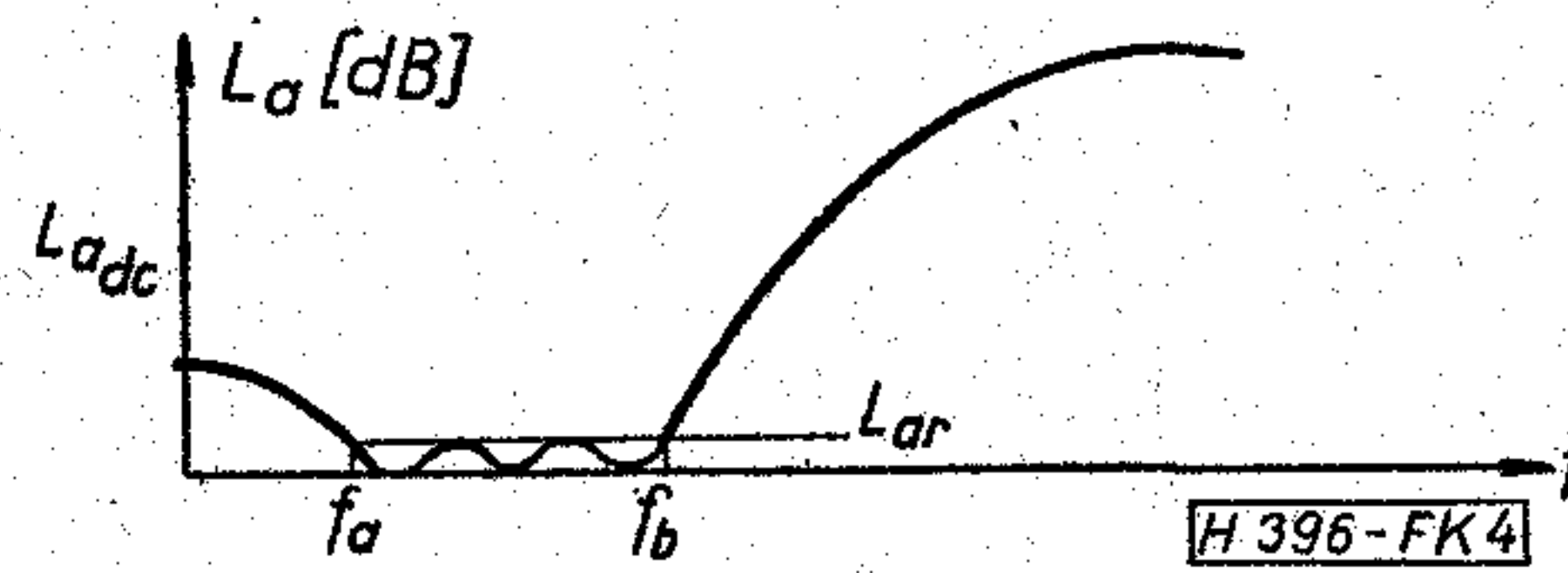
Sokoldalú felhasználást biztosít az a tény, hogy csillapításkarakterisztikájuk periodikus, felváltva követik egymást kis és nagy csillapítású frekvenciatartományok. Sáváteresztő és sávzáró szűrőként egyaránt alkalmazható. Sávzáró szűrőként alkalmazva különösen kedvező futási idő érhető el.

Rövidlépcsős Csebisev-transzformátor szintézise

Az impedanciáttranszformátor tulajdonképpen egy sáváteresztő szűrő, amely adott frekvenciatartományban előírt áteresztősávi csillapítással rendelkezik (4. ábra).

Az áteresztősáv f_a -tól f_b -ig terjed.

Elektromos szögben Θ_a -tól Θ_b -ig.



4. ábra

Az áteresztősáv közepes frekvenciája

$$f_m = \frac{f_a + f_b}{2} \quad (1)$$

Elektromos hossz sávközépen

$$\Theta_m = \frac{\Theta_a + \Theta_b}{2} = \frac{2\pi l}{\lambda_m} \quad (2)$$

Relatív sáv szélesség

$$w = \frac{f_b - f_a}{f_m} = 2 \frac{f_b - f_a}{f_b + f_a} \quad (3)$$

A sávhatárok elektromos szögben

$$\Theta_b = \Theta_m \left(1 + \frac{w}{2}\right) \quad (4)$$

$$\Theta_a = \Theta_m \left(1 - \frac{w}{2}\right) \quad (5)$$

Áteresztősávi csillapítás

$$L_{ar} = 10 \lg \frac{1}{1 - |\Gamma_{max}|^2} \text{ [dB]} \quad (6)$$

Γ_{max} : a sávban megengedett maximális reflexió.

Rövidlépcsős transzformátornál a sávszűrő elemeit különböző hullámellenállású rövid tápvonalszakaszokkal valósítjuk meg.

Beérkezett: 1975. VI. 10.

A lépcsők hullámmellenállásait adott áteresztősávi csillapítás, relatív sáv szélesség, impedanciaáttétel értékekhez a Matthei-féle táblázatok adják.

Probléma akkor merül fel, ha olyan impedanciaáttételhez kell transzformátort tervezni, amely nincs a táblázatokban feltüntetve. Pl. $R < 1,5$ (R : az illesztendő hullámmellenállások aránya, $R > 1$) azaz kis impedanciaáttételek esetén a táblázatok nem lehet felhasználni.

Az igen nagy hely és anyagmegtakarítást eredményező $\lambda/32$ -es lépcsőkből álló transzformátorra pedig egyáltalán nincsenek táblázatok megadva.

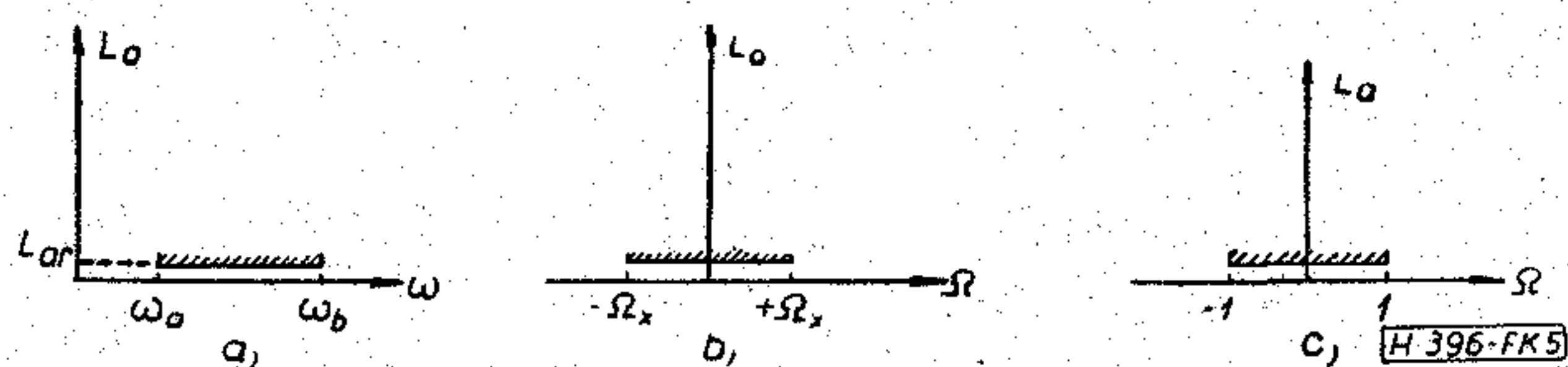
Kis áttételek esetén az $n=2$ lépcsőből álló impedanciáttranszformátor már nagyon jó megoldást jelent és igen kis méreteket tesz lehetővé.

A tervezéshez a táblázatok kiszámításának alapjául szolgáló elmélethez kell visszanyúlni.

Először is a sáv szűrő követelményeket aluláteresztőbe kell transzformálni (5. a, b, c ábrák). $\Omega_x := \Omega_e$ választással

$$\Omega' = \frac{\Omega}{\Omega_x} = \frac{\Omega}{\Omega_e} \quad (7)$$

Ω_x levágási frekvencia



5. ábra

A frekvenciáttranszformációt

$$\Omega = \Omega_x A \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2 + 1} \quad \text{adja [1] alapján} \quad (8)$$

Innen

$$\Omega' = \frac{\Omega}{\Omega_x} = A \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2 + 1} \quad (9)$$

A Richards- transzformációból

$$\omega = \text{tg } \Theta \quad (10)$$

A reaktanciáttranszformáció:

$$P = j\Omega = j\Omega_x A \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 - 1} \quad (11)$$

illetve

$$P' = j\Omega' = jA \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 - 1} \quad (12)$$

A transzformációs képletekben két paraméter szerepel A és ω_0

A paraméterek meghatározása:

$$\Theta = \Theta_b \quad \text{esetén} \quad \Omega = \Omega_x; \quad \Omega' = 1$$

innen

$$A = \frac{\text{tg}^2 \Theta_b + 1}{\text{tg}^2 \Theta_a - \text{tg}^2 \Theta_0} \quad (13)$$

hasonlóan $\Theta = \Theta_a$ esetén. $\Omega = -\Omega_x$ ebből meghatározható ω_0 .

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\text{tg}^2 \Theta_b (1 + \text{tg}^2 \Theta_a) + \text{tg}^2 \Theta_a (1 + \text{tg}^2 \Theta_b)}{2 + \text{tg}^2 \Theta_a + \text{tg}^2 \Theta_b}} \quad (14)$$

Az aluláteresztő transzfer-csillapítás függvénye:

$$|K_a(j\Omega')|^2 = \frac{P_0}{P_2} = 1 + \varepsilon \text{ch}^2(q \text{ arch } \Omega') \quad (15)$$

$q = \frac{n}{2}$ n : a fokozatok száma.

Ha $n=2$, akkor

$$|K_a(j\Omega')|^2 = \frac{P_0}{P_2} = 1 + \varepsilon \Omega'^2 \quad (16)$$

ugyanakkor

$$\frac{P_0}{P_2} = \frac{1}{1 - |\Gamma_a(j\Omega')|^2} \quad (17)$$

$$|\Gamma_a(j\Omega')|^2 = \frac{\varepsilon \Omega'^2}{1 + \varepsilon \Omega'^2} \quad (18)$$

$$j\Omega' = P' \quad \Omega'^2 = -P'^2, \quad (19)$$

$$|\Gamma_a(j\Omega')|^2 \Big|_{\Omega'^2 = -P'^2} = \Gamma_a(P') \Gamma_a(-P') \quad (20)$$

$$\Gamma_a(P') \Gamma_a(-P') = \frac{-\varepsilon P'^2}{1 - \varepsilon P'^2} \quad (21)$$

A komplex feszültségi reflexiótényező:

$$\Gamma_a(P') = \frac{\sqrt{\varepsilon} P'}{1 + \sqrt{\varepsilon} P'} = \frac{P'}{P' - \left(-\frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}\right)} \quad (22)$$

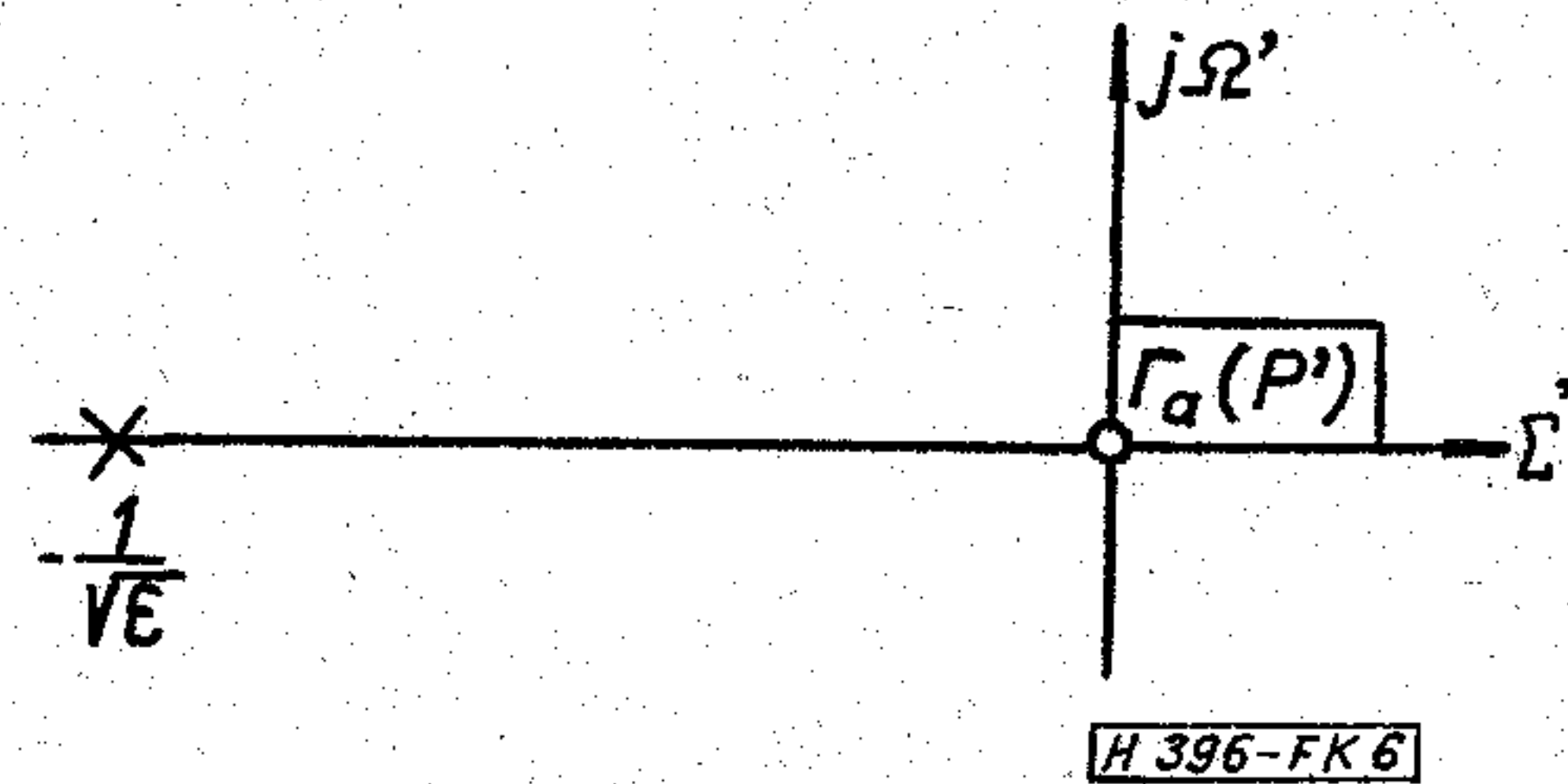
Ha $P' \rightarrow \infty$, akkor $\Gamma_a(P') \rightarrow 1$.

A végtelenben csillapítás-pólus van aluláteresztő szűrőnél.

Általános alakban a reflexió-tényező:

$$\Gamma_a(P') = k_a \frac{(P' - P'_{a1})(P' - P'_{a2}) \dots (P' - P'_{an})}{(P' - P'_{b1})(P' - P'_{b2}) \dots (P' - P'_{bn})} \quad (23)$$

jelen esetben (1. 6. ábra)



6. ábra

$$P'_{a1} = 0, \quad P'_{b1} = -\frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}, \quad k_a = 1$$

A sáv szűrő transzfer-csillapítás függvénye:

$$|K_s(j\omega_s)|^2 = \frac{P_0}{P_2} = 1 + \varepsilon \left[A \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2 + 1} \right]^2 \quad (24)$$

Az áteresztősávi csillapítás ingadozás a 0-frekvenciás viselkedés alapján határozható meg.

$$\left. \frac{P_0}{P_2} \right|_{\omega=0} = 1 + \varepsilon [A(-\omega_0^2)]^2 \quad (25)$$

Ugyanakkor

$$\left. \frac{P_0}{P_2} \right|_{\omega=0} = \frac{(R+1)^2}{4R} \quad R: \text{impedanciaáttétel} \quad (26)$$

A két kifejezést összehasonlítva

$$\varepsilon = \frac{(R-1)^2}{4R[A(-\omega_0^2)]^2} \quad (27)$$

Az impedanciaáttétel és a transzformációs paraméterek egyértelműen meghatározzák az áteresztősávi csillapítást:

$$L_{\omega} = 10 \lg(1 + \varepsilon) \quad [\text{dB}] \quad (28)$$

A sávszűrő feszültségi reflexiótényezője általános alakban:

$$\Gamma_s(p) = k_s \frac{(p - j\omega_\alpha)(p + j\omega_\alpha)(p - j\omega_\beta)(p + j\omega_\beta) \dots}{(p - p_{b1})(p - p_{b2})(p - p_{b3})(p - p_{b4}) \dots} \quad (29)$$

ahol

$$k_s = |\Gamma_s(p)|_{p \rightarrow j\infty} = \sqrt{\frac{\varepsilon \operatorname{ch}^2(n/2 \operatorname{arch} A)}{1 + \varepsilon \operatorname{ch}^2(n/2 \operatorname{arch} A)}} \quad (30)$$

$$k_s = \sqrt{\frac{\varepsilon A^2}{1 + \varepsilon A^2}} \quad (31)$$

A szintézis során előbb az aluláteresztő szűrő feszültségi reflexiótényezőjének pólus-zérus képét kell meghatározni, majd a reaktanciátranszformáció képének felhasználásával transzformálni kell a gyököket.

$$P' = jA \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 - 1} \rightarrow p = \pm \sqrt{\frac{j\omega_0^2 A + P'}{-jA + P'}} \quad (32)$$

Csak azokat a pólus- és zérushelyeket kell leképezni, amelyek a bal oldali félsíkra, vagy a képzetes tengelyre esnek.

Az aluláteresztő szűrő pólusainak és zérusainak a számát a leképezés megkétszerezi (7. a, b ábrák).

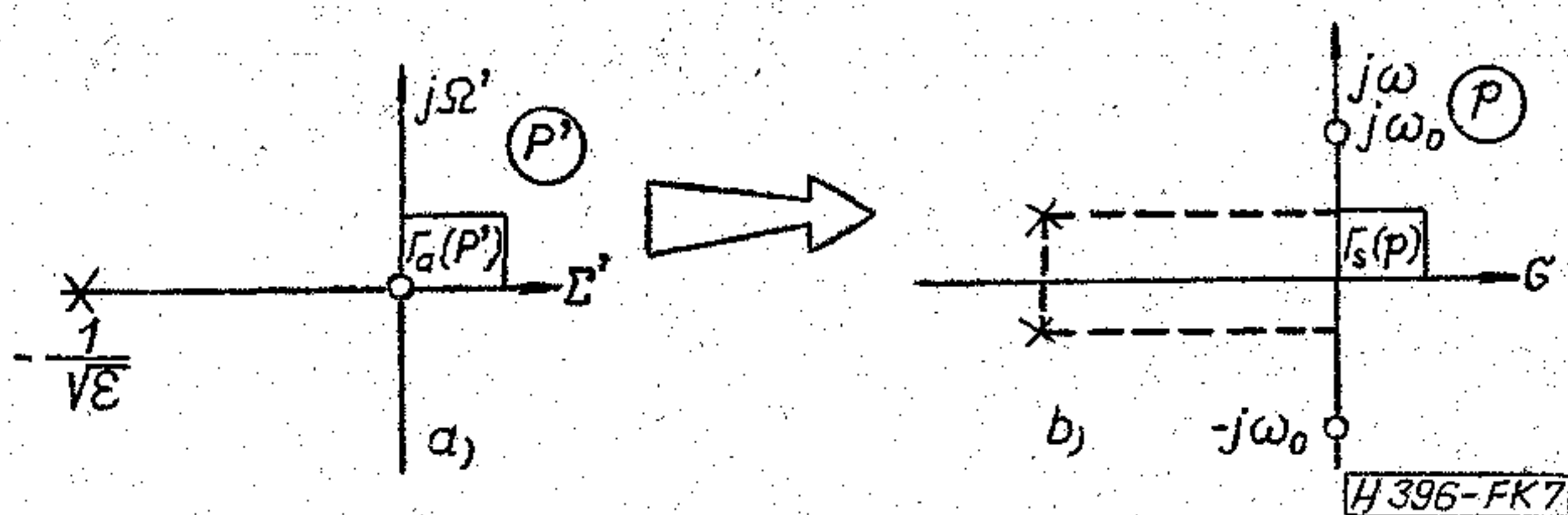
Az aluláteresztő origóban levő zérusából a leképezés során a képzetes tengelyen fekvő konjugált komplex zéruspár lesz.

$$P'_{a1} = 0 \Rightarrow p_{a1}; \bar{p}_{a1} = \pm j\omega_0 \quad (33)$$

Az aluláteresztő szűrő valós tengelyen levő pólusa konjugált komplex póluspárrá transzformálódik sávszűrőnél.

$$P'_{b1} = -\frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \Rightarrow \frac{p_{b1}}{p_{b1}} = \varrho(\cos \varphi + j \sin \varphi) \quad (34)$$

$$\frac{\bar{p}_{b1}}{p_{b1}} = \varrho(\cos \varphi - j \sin \varphi)$$



7. ábra

ahol

$$\varrho = \sqrt[4]{\frac{1 + \varepsilon A^2 \omega_0^4}{1 + \varepsilon A^2}} \quad (35)$$

$$\varphi = \pi + \frac{1}{2} [\operatorname{arctg}(-\sqrt{\varepsilon} A \omega_0^2) - \operatorname{arctg} \sqrt{\varepsilon} A] \quad (36)$$

$$\varphi = \pi + \frac{1}{2} \left[\operatorname{arc} K_s(\Theta=0) - \operatorname{arc} K_s\left(\Theta = \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (37)$$

$K_s(\Theta)$ üzemi átviteli tényező, $\operatorname{arc} K_s(\Theta)$ az átviteli tényező fázisa (a fázisviszonyokról később részletes ismertetés következik).

$n=2$:

A sávszűrő komplex feszültségi reflexiótényezője polinomos alakban

$$\Gamma_s(p) = \frac{a_2 p^2 + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{N(p)}{U(p)} \quad \text{alakú lesz} \quad (38)$$

$\Gamma_s(p)$ -ből meghatározható $Z_s(p)$:

$$Z_s(p) = \frac{U(p) + N(p)}{U(p) - N(p)} = \frac{(a_2 + b_2)p^2 + b_1 p + a_0 + b_0}{(b_2 - a_2)p^2 + b_1 p + b_0 - a_0} \quad (39)$$

A lépcsők hullámellenállását egységelem kiemeléssel lehet meghatározni [2] alapján.

Az induktív lépcső hullámellenállását

$$Z_{UE1} = [Z_s(p)]_{p=1} = Z'_{T1} \quad \text{adja.} \quad (40)$$

Az egységelem kiemelése után:

$$Z_1(p) = Z_{UE} \frac{pZ_{UE} - Z_s(p)}{p \cdot Z_s(p) - Z_{UE}} \quad \text{marad.} \quad (41)$$

A kapacitív lépcső hullámellenállása:

$$Z_{UE2} = [Z_1(p)]_{p=1} = Z'_{T2} \quad (42)$$

Ellenőrzés:

$$Z_{Tj} \Big|_{j=\frac{n}{2}+1} = \frac{R}{Z_{Tn+1-j}} \quad \text{alapján} \quad (43)$$

$n=2$:

$$Z'_{T2} = \frac{R}{Z'_{T1}} \quad (44)$$

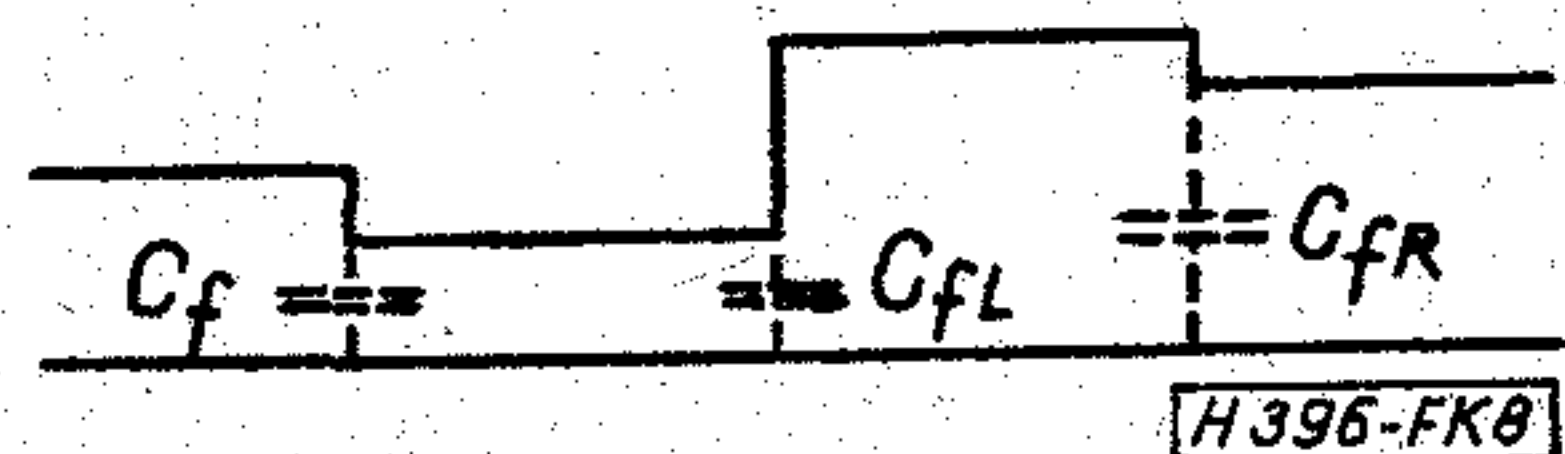
Kompenzálás

Rövidlépcsős transzformátoroknál a nagy átmérőugrások miatt fokozott figyelmet kell fordítani az ugrásoknál jelentkező reaktanciák kompenzálására (8. ábra).

A kapacitív szakasz hosszát csökkenteni kell Δl -el:

$$\Delta l \cong (C_{fL} + C_{fR}) Z_{T2} v \quad (45)$$

v : hullámterjedési sebesség.



8. ábra

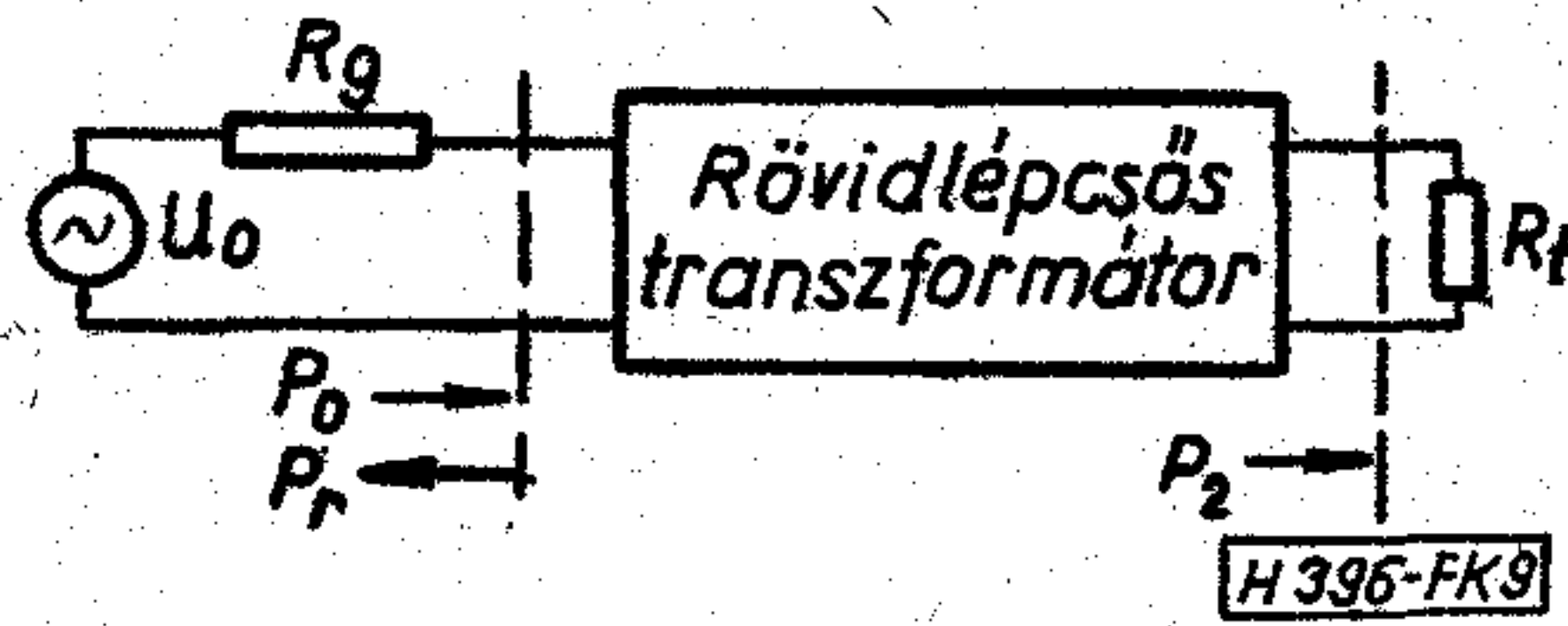
Az induktív szakasz hosszát meg kell növelni d_1 hosszúsággal.

$$d_1 = \frac{vZ_0^2 C_f}{Z_{T1}} \quad (46)$$

Az eddig leírt szintézis általánosítható, s alkalmas számítógépes programozásra nagy lépcsős számok esetén.

Rövidlépcsős transzformátor analízise

Üzemi átviteli tényező meghatározása (9. ábra)



9. ábra

Az üzemi átviteli tényező:

$$K = \sqrt{\frac{P_0}{P_2}} \quad \text{innen} \quad |K|^2 = \frac{P_0}{P_2} \quad (48)$$

Az üzemi átviteli tényező aluláteresztő szűrőnél:

$$\frac{P_0}{P_2} = 1 + \varepsilon \Omega'^2 = K_a(j\Omega') K_a(-j\Omega') \quad (49)$$

innen

$$K_a(j\Omega') = 1 + \sqrt{\varepsilon} j\Omega'$$

illetve

$$K_a(-j\Omega') = 1 - \sqrt{\varepsilon} j\Omega' \quad (50)$$

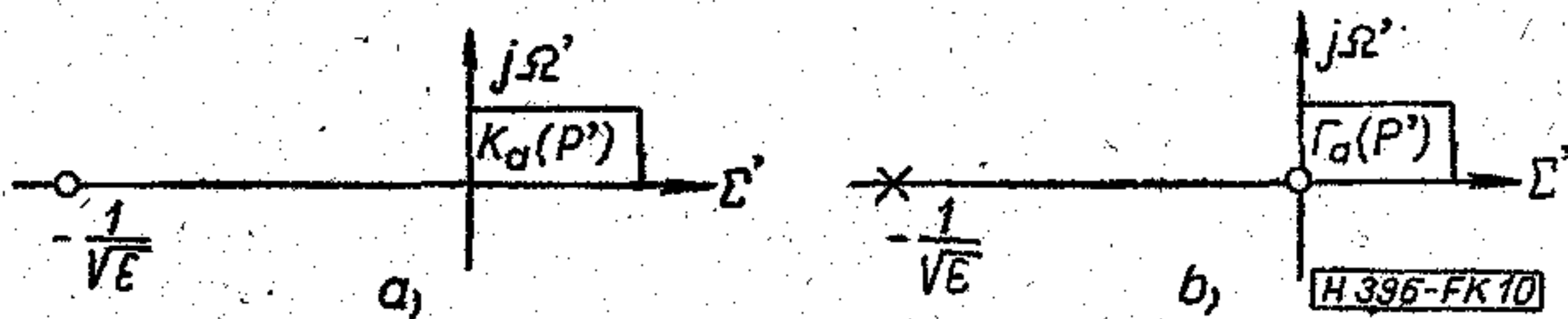
$j\Omega' = P'$ helyettesítéssel:

$$K_a(P') = 1 + \sqrt{\varepsilon} P' = \sqrt{\varepsilon} \left(P' + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \right) \quad (51)$$

Ugyanakkor:

$$\Gamma_a(P') = \frac{\sqrt{\varepsilon} P'}{1 + \sqrt{\varepsilon} P'} = \frac{P'}{P' + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}}$$

$\Gamma_a(P')$ pólushelye egybeesik $K_a(P')$ zérushelyével (10. a, b. ábra).



10. ábra

Sávszűrő üzemi átviteli tényezője

$$K_s(p) = K_a(P'(p)) \quad P'(p) = jA \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 - 1}$$

$$K_s(p) = 1 + \sqrt{\varepsilon} jA \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 - 1} \quad (52)$$

Átalakítás után:

$$K_s(p) = (1 + \sqrt{\varepsilon} jA) \frac{p^2 + \frac{\sqrt{\varepsilon} jA \omega_0^2 - 1}{1 + \sqrt{\varepsilon} jA}}{p^2 - 1} \quad (53)$$

Bevezetve a következő jelöléseket:

$$\bar{\alpha} = \frac{\sqrt{\varepsilon} jA \omega_0^2 - 1}{1 + \sqrt{\varepsilon} jA} \quad (54)$$

$$\bar{C} = 1 + \sqrt{\varepsilon} jA \quad (55)$$

kapjuk

$$K_s(p) = \bar{C} \frac{p^2 + \bar{\alpha}}{p^2 - 1} \quad (56)$$

Itt is látható, hogy az üzemi átviteli tényező zérusai megegyeznek a reflexiótényező függvény pólusaival.

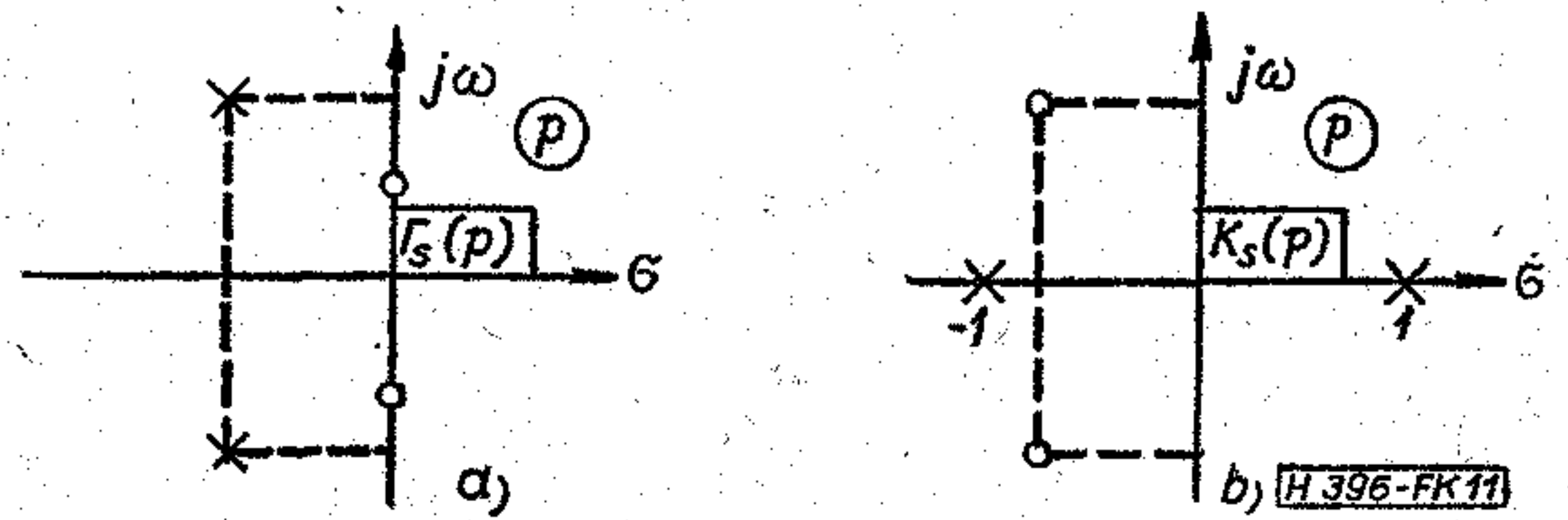
Bizonyítás:

$\Gamma_s(p)$ pólusait:

$$p_{01,2} = \pm \sqrt{\frac{j\omega_0^2 A - \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}}{-jA - \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}}} = \pm \sqrt{\frac{\sqrt{\varepsilon} jA \omega_0^2 - 1}{1 + \sqrt{\varepsilon} jA}} = \pm \sqrt{-\bar{\alpha}} \quad (57)$$

adja, amely egyszersmind $K_s(p)$ zérusait is meghatározza.

Pólus-zérus képen ábrázolva: (11. a, b ábrák)



11. ábra

Az átviteli tényező frekvenciafüggésének meghatározása

Richards-transzformáció:

$$p = \text{th} \frac{l}{v} s \quad (58)$$

s komplex frekvencia

Az átviteli tényező a komplex frekvenciaváltozó függvényében:

$$K_s(s) = \bar{C} \frac{\text{th}^2 \frac{l}{v} s + \bar{\alpha}}{\text{th}^2 \frac{l}{v} s - 1} \quad (59)$$

A képzetes tengely mentén vizsgálva az átviteli tényezőt,

$$s = j\omega_s \quad p = \text{th} \frac{l}{v} j\omega_s = j \text{tg} \frac{l\omega_s}{v} = j \text{tg} \Theta \quad (60)$$

$$p^2 = \text{th}^2 \frac{l}{v} j\omega_s = -\text{tg}^2 \frac{l\omega_s}{v} = -\text{tg}^2 \Theta \quad (61)$$

$$K_s(s) \Big|_{s=j\omega_s} = K_s(j\omega_s) = \bar{C} \frac{-\text{tg}^2 \frac{l}{v} \omega_s + \bar{\alpha}}{-\text{tg}^2 \frac{l}{v} \omega_s - 1} \quad (62)$$

A csillapítás függvény

$$\frac{P_0}{P_2} = |K_s(j\omega_s)|^2 \quad (63)$$

$$|K_s(j\omega_s)|^2 = |\bar{C}|^2 \frac{\left(\operatorname{Re} \bar{\alpha} - \operatorname{tg}^2 \frac{l}{v} \omega_s\right)^2 + (\operatorname{Im} \bar{\alpha})^2}{\left(\operatorname{tg}^2 \frac{l}{v} \omega_s + 1\right)^2} \quad (64)$$

A csillapítás függvény az elektromos szög függvényében:

$$|K_s(\Theta)|^2 = |\bar{C}|^2 \frac{(\operatorname{Re} \bar{\alpha} - \operatorname{tg}^2 \Theta)^2 + (\operatorname{Im} \bar{\alpha})^2}{(\operatorname{tg}^2 \Theta + 1)^2} \quad (65)$$

A függvény 0 és $\pi/2$ helyeken felvett, értékéből meghatározható az egyenáramú-, illetve a csúcs-csillapítás.

Egyenáramú csillapítás

$$|K_s(\Theta=0)|^2 = |\bar{C}|^2 [(\operatorname{Re} \bar{\alpha})^2 + (\operatorname{Im} \bar{\alpha})^2] = |\bar{C}|^2 |\bar{\alpha}|^2 \quad (66)$$

$$|C|^2 = 1 + \varepsilon A^2 \quad (67)$$

Ugyanakkor:

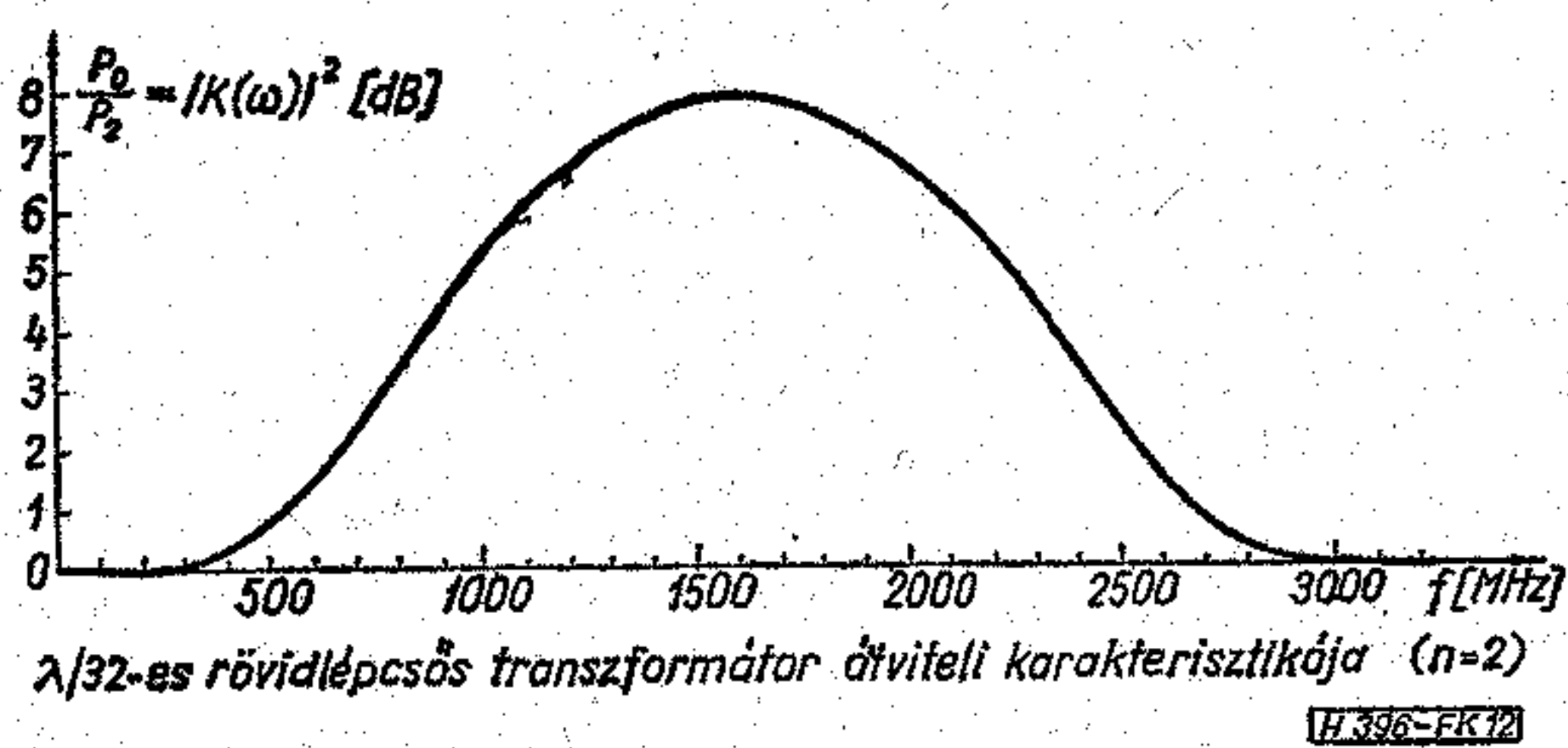
$$\frac{P_0}{P_2} \Big|_{\omega_s=0} = \frac{(R+1)^2}{4R} = |K_s(\Theta=0)|^2 \quad (68)$$

Csúcs-csillapítás

$$\left|K_s\left(\Theta = \frac{\pi}{2}\right)\right|^2 = |C|^2 = 1 + \varepsilon A^2 \quad (69)$$

A csillapítás függvény tangens függvényt tartalmaz — így a csillapítás is periodikus lesz.

A csillapításkarakterisztikát a 12. ábra mutatja. A karakterisztika nagy csillapítású tartománya lehetővé teszi a rövidlépcsős transzformátor szűrőként való felhasználását.



12. ábra

Megjegyzés:

A csillapítás görbe (és a további görbék is) egy jellemző periódust ábrázolnak.

Az átviteli tényező fáziskarakterisztikája

Az átviteli tényező:

$$K_s(\Theta) = 1 + j\sqrt{\varepsilon} A \frac{\operatorname{tg}^2 \Theta - \omega_0^2}{\operatorname{tg}^2 \Theta + 1} \quad (70)$$

Fázisa: $\psi = \operatorname{arc} K_s(\Theta) = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \sqrt{\varepsilon} A \frac{\operatorname{tg}^2 \Theta - \omega_0^2}{\operatorname{tg}^2 \Theta + 1} \quad (71)$

$\Theta=0$ helyen a fázis:

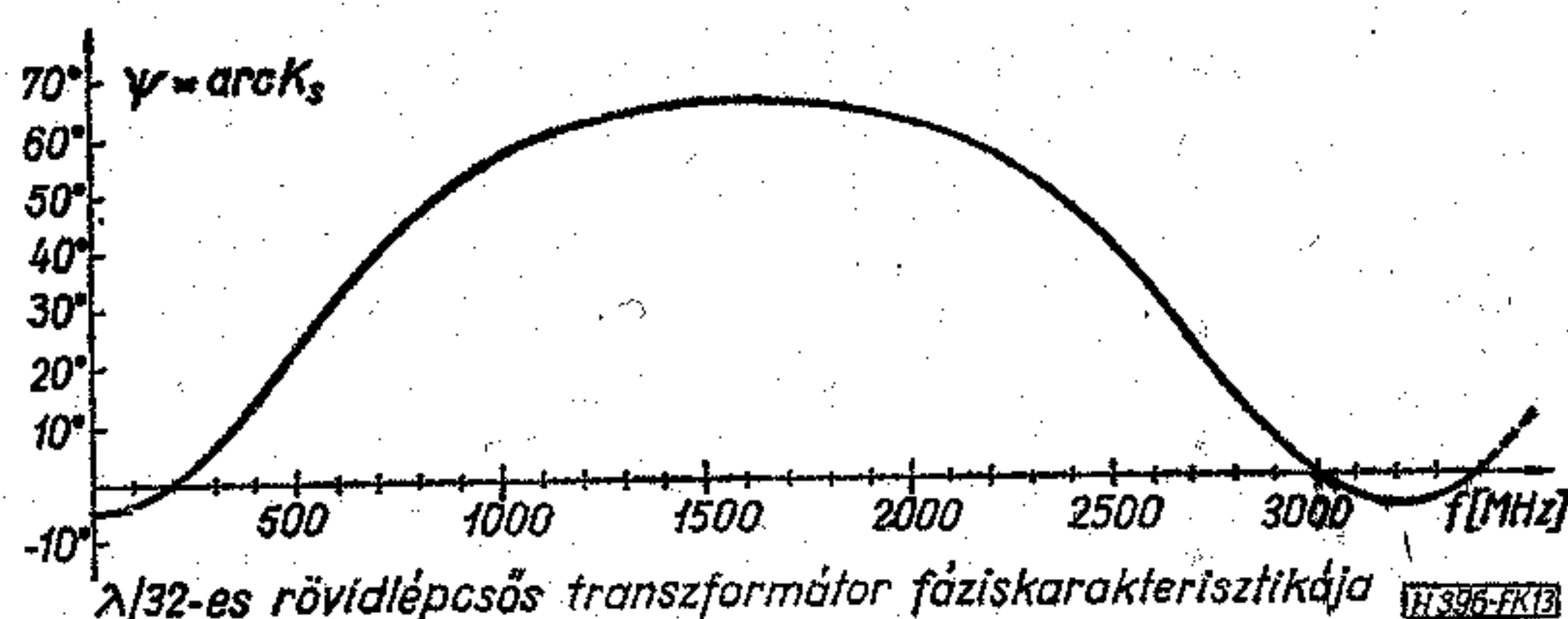
$$\operatorname{arc} K_s(\Theta=0) = -\operatorname{arc} \operatorname{tg} \sqrt{\varepsilon} A \omega_0^2 \quad (72a)$$

Maximális csillapításnál, a $\Theta = \frac{\pi}{2}$ helyen:

$$\operatorname{arc} K_s\left(\Theta = \frac{\pi}{2}\right) = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \sqrt{\varepsilon} A \quad (72b)$$

A fázis $\bar{0}$ értéket $\omega_0 = \operatorname{tg} \Theta_0$ helyen, a tulajdonképpeni sávközépi frekvencián vesz fel.

A fázisfüggvény is periodikus lesz az $\operatorname{arc} \operatorname{tg}$ argumentumában levő tg függvény miatt. Menete a 13. ábrán látható.



13. ábra

A futási idő meghatározása

A futási idő meghatározható, ha ismert az üzemi átviteli tényező

$$\ln K(j\omega_s) = \xi + j\psi, \quad (73)$$

$$\tau = \frac{d\psi}{d\omega_s} \quad (74)$$

[3] alapján:

$$\tau(\omega_s) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{d}{ds} \ln K(s) \right\} \Big|_{s=j\omega_s} = \operatorname{Re} \left\{ \frac{K'(s)}{K(s)} \right\} \Big|_{s=j\omega_s} \quad (75)$$

Az üzemi átviteli tényező:

$$K_s(s) = \bar{C} \frac{\operatorname{th}^2 \frac{l}{v} s + \bar{\alpha}}{\operatorname{th}^2 \frac{l}{v} s - 1}$$

Ezt s szerint differenciálva kapjuk:

$$K'(s) = \frac{l}{v} \bar{C} (1 + \bar{\alpha}) \frac{2 \operatorname{th} \frac{l}{v} s}{\operatorname{th}^2 \frac{l}{v} s - 1} \quad (76)$$

$$\frac{K'(s)}{K(s)} = \frac{l}{v} (1 + \bar{\alpha}) \frac{2 \operatorname{th} \frac{l}{v} s}{\operatorname{th}^2 \frac{l}{v} s + \bar{\alpha}} \quad (77)$$

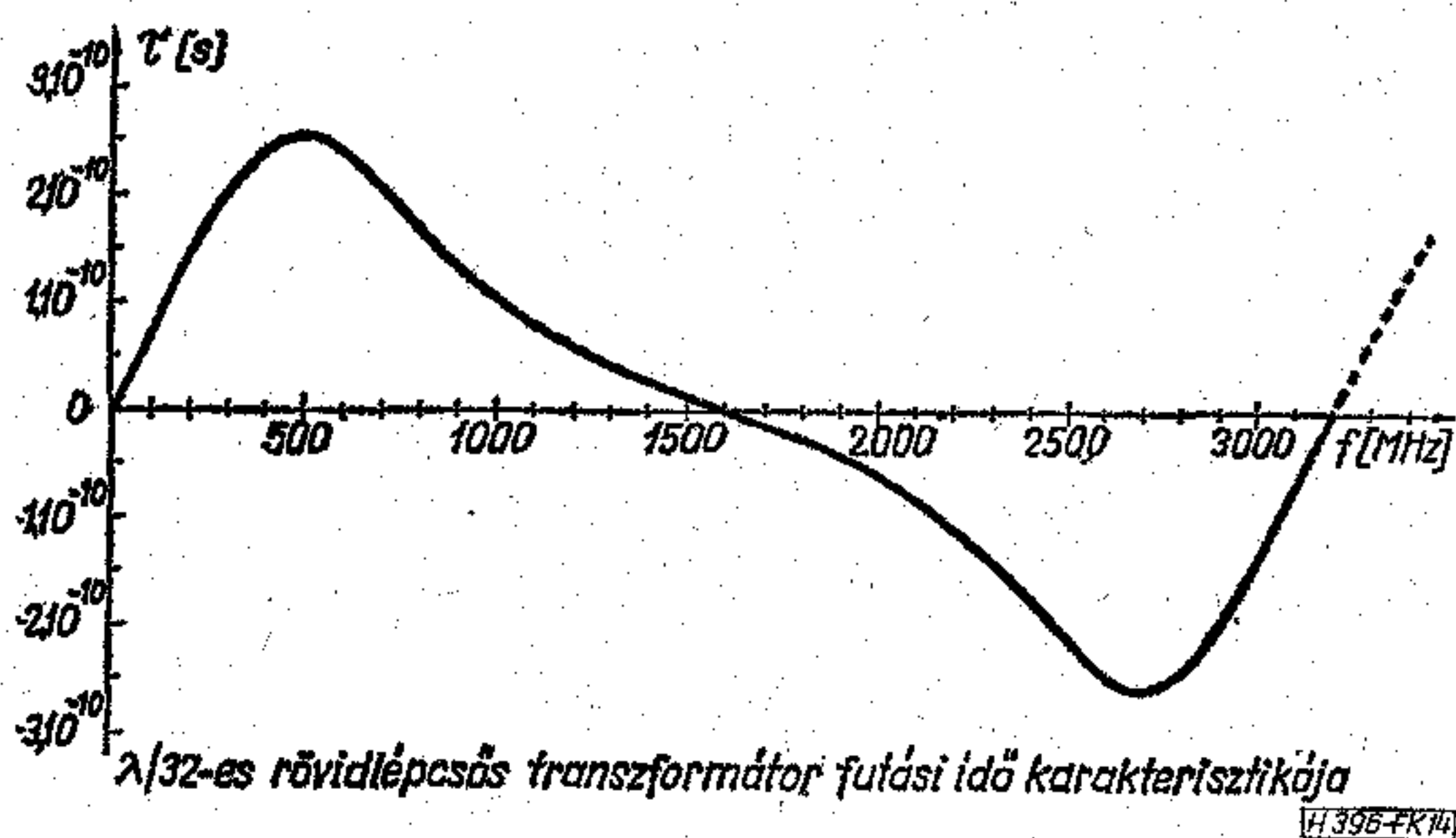
A futási idő:

$$\tau(\omega_s) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{K'(s)}{K(s)} \right\} \Big|_{s=j\omega_s} = \operatorname{Re} \left\{ \frac{l}{v} (1 + \bar{\alpha}) \frac{2j \operatorname{tg} \frac{l}{v} \omega_s}{\bar{\alpha} - \operatorname{tg}^2 \frac{l}{v} \omega_s} \right\} \quad (78)$$

Az elektromos szög függvényében:

$$\tau(\Theta) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{l}{v} 2j(1 + \bar{\alpha}) \frac{\operatorname{tg} \Theta}{\bar{\alpha} - \operatorname{tg}^2 \Theta} \right\} \quad (79)$$

A futási idő függvény szintén periodikus, a csillapítás és fázis függvényekhez hasonlóan (14. ábra).



14. ábra

A futási idő zérushelyei:

$$\Theta = n \frac{\pi}{2} \quad (80)$$

helyeken vannak. ($n=0, 1, 2, \dots$)

A mellékelt futási idő karakterisztikából látható, hogy a futási idő kis értékeket abban a frekvenciatartományban vesz fel, ahol a csillapítás görbe nagy csillapítású tartománya van (zérus értéke a csúcscsillapításnak megfelelő frekvenciánál van).

A TV III. sávban a futási idő karakterisztika közel lineárisan változik.

Méretezési példa

Kétlépcsős $\lambda/32$ -es transzformátor tervezése a TV III. sávban $f_a=170$ MHz, $f_b=230$ MHz frekvenciatartományban $Z_{01}=50 \Omega$ és $Z_{02}=60 \Omega$ hullámellenállások közötti illesztésre.

Az impedanciaáttétel:

$$R = \frac{Z_{02}}{Z_{01}} = \frac{60 \Omega}{50 \Omega} = 1,2$$

Az áteresztősáv közepes frekvenciája:

$$f_m = \frac{f_a + f_b}{2} = \frac{170 + 230}{2} \text{ MHz} = 200 \text{ MHz}$$

Az áteresztősáv közepes hullámhossza:

$$\lambda_m = \frac{c}{f_m} = \frac{3 \cdot 10^{10} \text{ cm/s}}{2 \cdot 10^8 \text{ Hz}} = 150 \text{ cm}$$

Elektromos hossz sávközépen:

$$\Theta_m = \frac{2\pi l}{\lambda_m} = \frac{\pi}{16} = 0,196; \quad l = \frac{\lambda_m}{32} = 46,88 \text{ mm}$$

Relatív sávszélesség:

$$w = \frac{f_b - f_a}{f_m} = \frac{230 - 170}{200} = 0,3$$

Sávhatárok elektromos hosszban:

$$\Theta_b = \Theta_m \left(1 + \frac{w}{2}\right) = 0,196 \cdot 1,15 = 0,226$$

$$\Theta_a = \Theta_m \left(1 - \frac{w}{2}\right) = 0,196 \cdot 0,85 = 0,167$$

Az ω_0 paraméter:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\text{tg}^2 \Theta_b (1 + \text{tg}^2 \Theta_a) + \text{tg}^2 \Theta_a (1 + \text{tg}^2 \Theta_b)}{2 + \text{tg}^2 \Theta_a + \text{tg}^2 \Theta_b}} = \text{tg} \Theta_0 = 0,2$$

Az A paraméter:

$$A = \frac{1 + \text{tg}^2 \Theta_b}{\text{tg}^2 \Theta_b - \text{tg}^2 \Theta_a} = 84,23$$

Az áteresztősávi csillapítás ingadozás:

$$\varepsilon = \frac{(R-1)^2}{4R[A(-\omega_0^2)]^2} = 7,2 \cdot 10^{-4}$$

$$\sqrt{\varepsilon} = 0,0268 \cong |\Gamma_{\max}|; \quad r_{\max} \cong 1 + 2|\Gamma_{\max}| = 1,0536$$

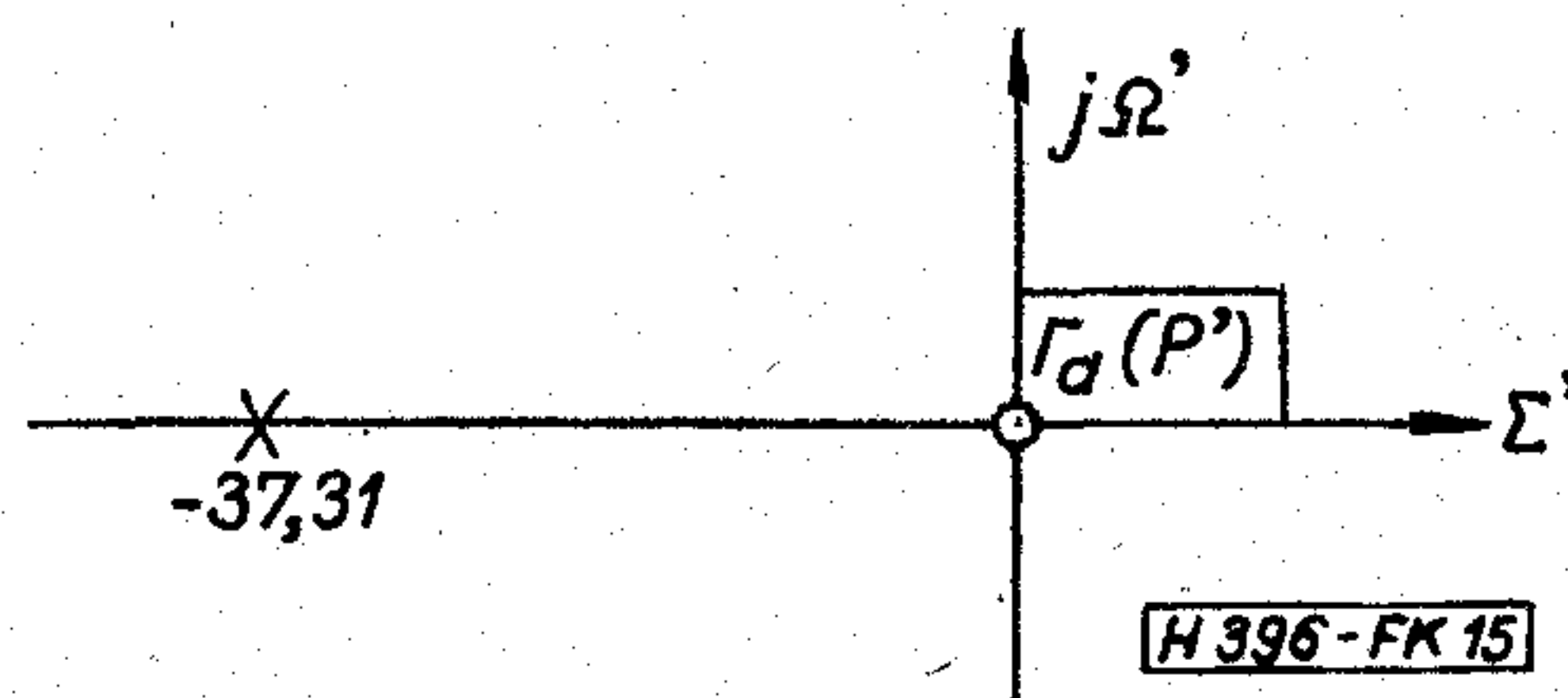
A komplex feszültségi reflexiótényező:

$$\Gamma_a(P') = \frac{P'}{P' + \left| \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \right|} = \frac{P'}{P' + 37,31}$$

Pólus-zérus kép (15. ábra)

$$P'_{a1} = 0$$

$$P'_{b1} = -37,31$$



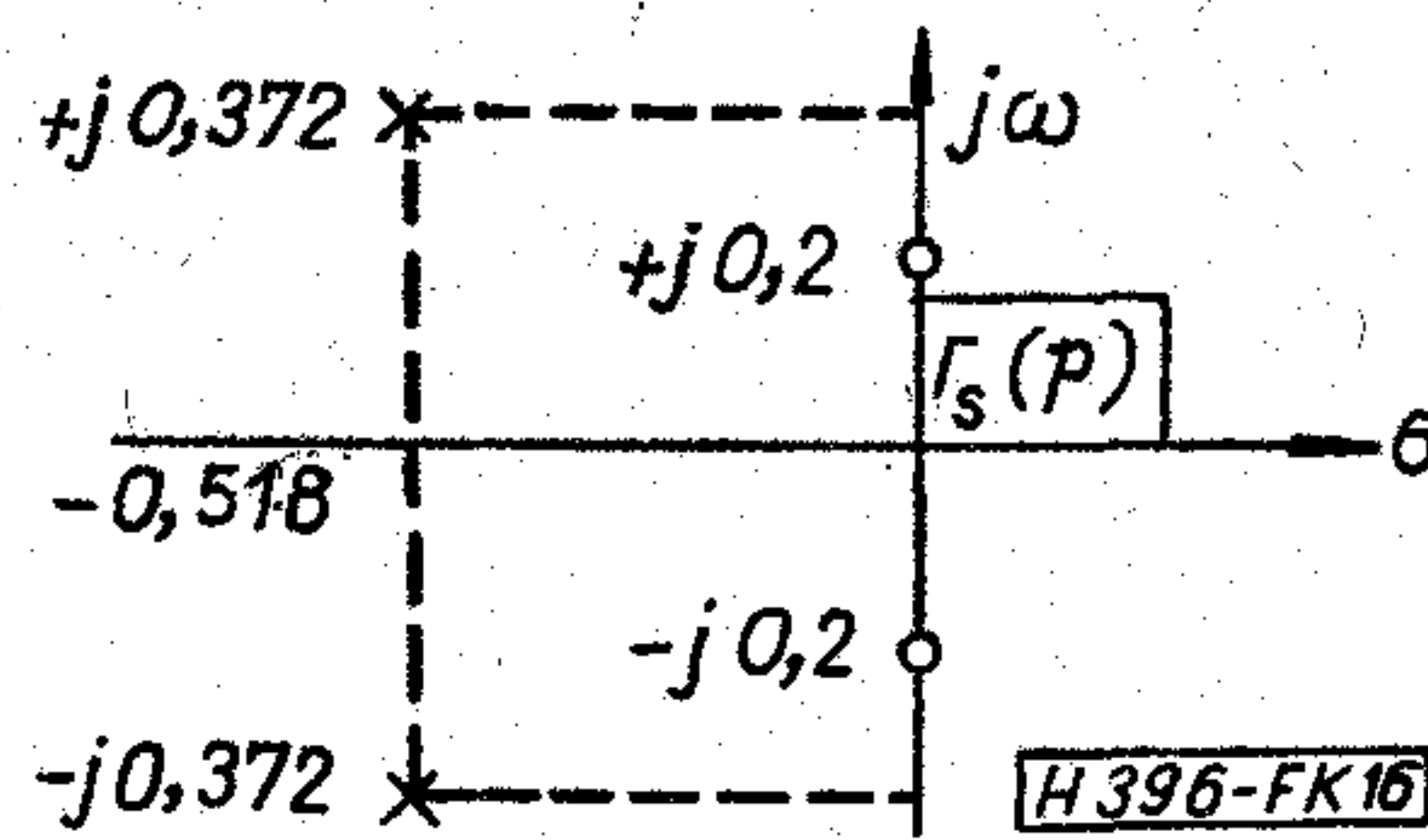
15. ábra

A transzformált gyökök:

$$P'_{a1} = 0 \rightarrow p_{a1}; \bar{p}_{a1} = \pm j\omega_0 = \pm j0,2$$

$$P'_{b1} = -37,31 \rightarrow p_{b1}; \bar{p}_{b1} = -0,518 \pm j0,372$$

Pólus-zérus képen ábrázolva (16. ábra)



16. ábra

k_s paraméter:

$$k_s = \sqrt{\frac{\varepsilon A^2}{1 + \varepsilon A^2}} = 0,914$$

A komplex feszültségi reflexiótényező:

$$\Gamma_s(p) = \frac{0,914p^2 + 0,037}{p^2 + 1,037p + 0,407} = \frac{N(p)}{U(p)}$$

A komplex impedancia:

$$Z_s(p) = \frac{U(p) + N(p)}{U(p) - N(p)} = \frac{1,914p^2 + 1,037p + 0,444}{0,086p^2 + 1,037p + 0,37}$$

Az induktív lépcső hullámmellenállása egységelem kiemeléssel:

$$Z_{UE1} = [Z_s(p)]_{p=1} = 2,275 = Z'_{T1}$$

A kapacitív lépcső hullámmellenállása:

$$Z_{UE2} = [Z_1(p)]_{p=1} = 0,5274 = Z'_{T2}$$

A normalizálás 50 Ω-ra történt, tehát

$$Z_{T1} = 113,75 \Omega$$

$$Z_{T2} = 26,37 \Omega$$

D = 16 mm-es tápvonalban:

$$d_1 = 2,4 \text{ mm}$$

$$d_2 = 10,3 \text{ mm}$$

Kompenzálás:

A kapacitív szakasz hossza Δl-lel csökken:

$$C_{fL} = 0,186 \text{ pF}$$

$$C_{fR} = 0,141 \text{ pF}$$

$$C_f = 0,0603 \text{ pF}$$

(az ugráskapacitások meghatározása diagramokból)

$$\Delta l \cong (C_{fL} + C_{fR})Z_{T2}c = 2,6 \text{ mm}$$

Az ugráskapacitások következtében a kapacitív szakasz hossza több mm-el lecsökken, a kompenzálás mértéke jelentősebb, mint λ/4-es transzformátoroknál.

Az induktív szakasz hossza d₁ hosszúsággal nő:

$$d_1 = \frac{cZ_{01}^2 C_f}{Z_{T1}} \cong 0,4 \text{ mm}$$

Analízis

1. Átviteli tényező számítása két esetre:

a, Θ = 0: Egyenáramú csillapítás:

$$|K_s(\Theta=0)|^2 = |\bar{C}|^2 |\bar{\alpha}|^2 = \frac{(R+1)^2}{4R} = 1,0083 \div 0,036 \text{ dB}$$

b, Θ = π/2: Csúcs-csillapítás:

$$\left| K_s\left(\Theta = \frac{\pi}{2}\right) \right|^2 = |\bar{C}|^2 = 1 + \varepsilon A^2 = 6,1084 \div 7,86 \text{ dB}$$

2. Futási idő:

$$f_a = 174 \text{ MHz} \quad \tau_a = 1,23 \cdot 10^{-10} \text{ s}$$

$$f_b = 230 \text{ MHz} \quad \tau_b = 1,61 \cdot 10^{-10} \text{ s}$$

az egész III. sávban közel lineárisan változik.

A változás mértéke:

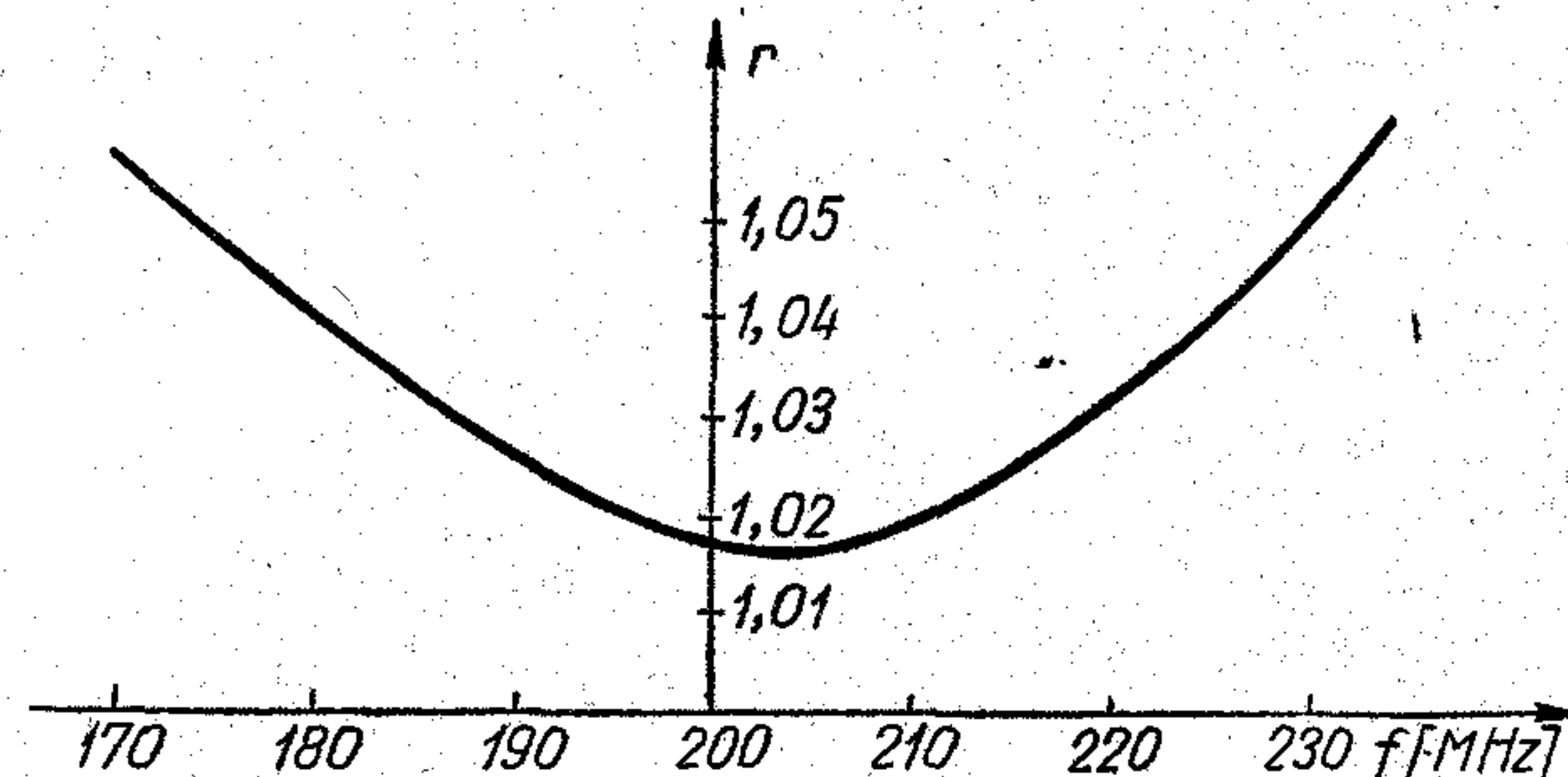
$$\Delta\tau = 0,38 \cdot 10^{-10} \text{ s} = 38 \text{ ps}$$

$$\Gamma(P')\Gamma(-P') = \frac{\varepsilon(2P'^2 + 1)^2}{\left(P' + \sqrt{-\frac{1}{2} + j\frac{1}{2\sqrt{\varepsilon}}}\right)\left(P' - \sqrt{-\frac{1}{2} + j\frac{1}{2\sqrt{\varepsilon}}}\right)\left(P' + \sqrt{-\frac{1}{2} - j\frac{1}{2\sqrt{\varepsilon}}}\right)\left(P' - \sqrt{-\frac{1}{2} - j\frac{1}{2\sqrt{\varepsilon}}}\right)}$$

Egy OIRT csatornán belül a futási idő változása:

$$\Delta\tau^{(1)} = \frac{\Delta\tau}{7} = 5,43 \text{ ps}$$

A futási idő változása nem jelentős érték. A 17. ábrán feltüntettük a megadott adatokkal elkészült transzformátor állóhullámarányát a frekvencia függvényében.



λ/32-es rövidlépcsős transzformátor mért állóhullámaránya a III. sávban [H 396-FK 17]

17. ábra

Függelék

A rövidlépcsős Csebisev transzformátor szintézise n ≥ 4 esetén. Az aluláteresztő transzfer csillapítás függvénye n = 4-nél:

$$\frac{P_0}{P_2} = 1 + \varepsilon T_{\frac{n}{2}}^2(\Omega')$$

$$|K_a(j\Omega')|^2 = \frac{P_0}{P_2} = 1 + \varepsilon(2\Omega'^2 - 1)^2$$

A sávszűrő csillapítás függvénye:

$$|K_s(j\omega)|^2 = \frac{P_0}{P_2} = 1 + \varepsilon \left\{ 2 \left(A \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2 + 1} \right)^2 - 1 \right\}^2$$

Az áteresztősávi csillapítás ingadozás:

$$|K_s(j\omega=0)|^2 = \frac{(R+1)^2}{4R}$$

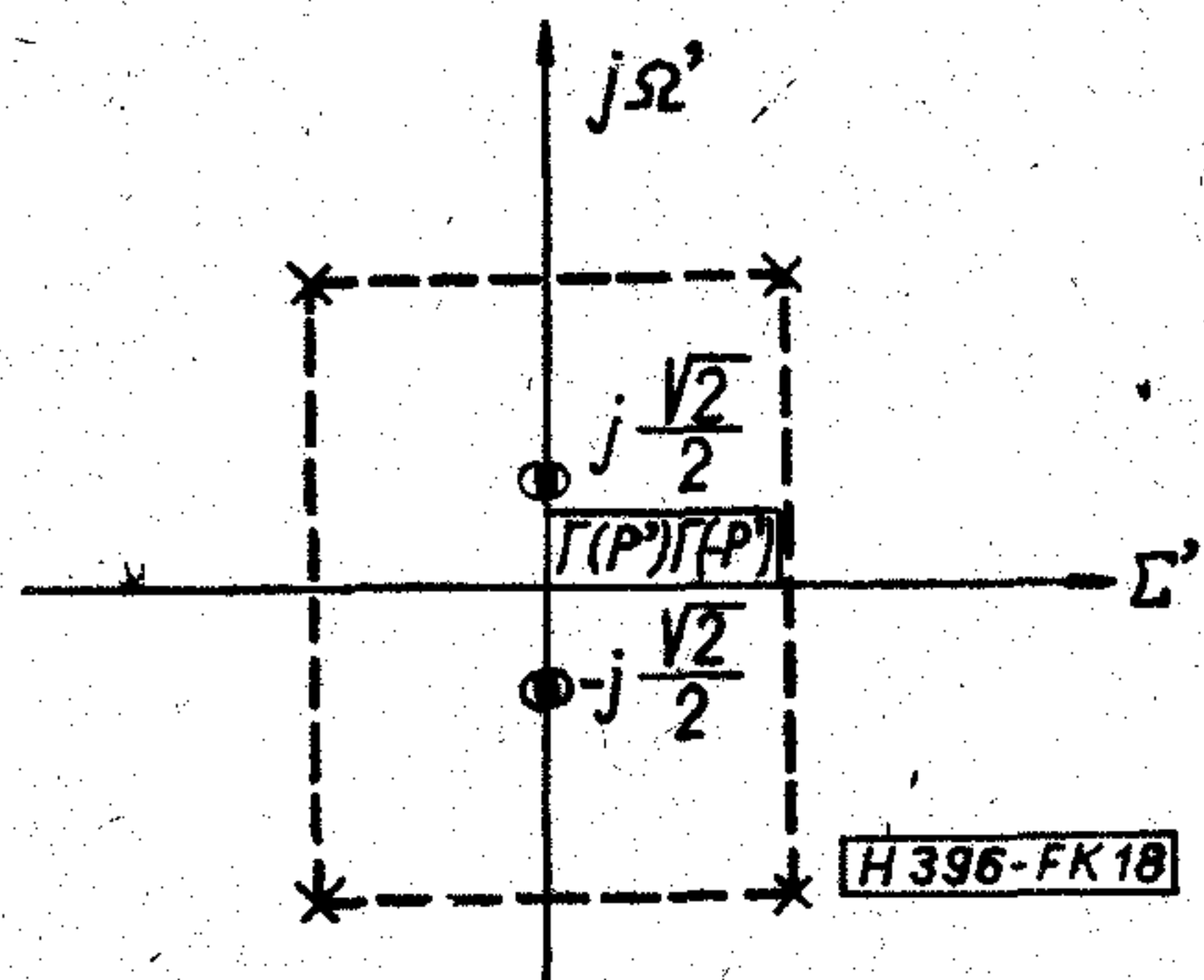
Innen:

$$\varepsilon = \frac{(R-1)^2}{4R\{2[A(-\omega_0^2)]^2 - 1\}^2}$$

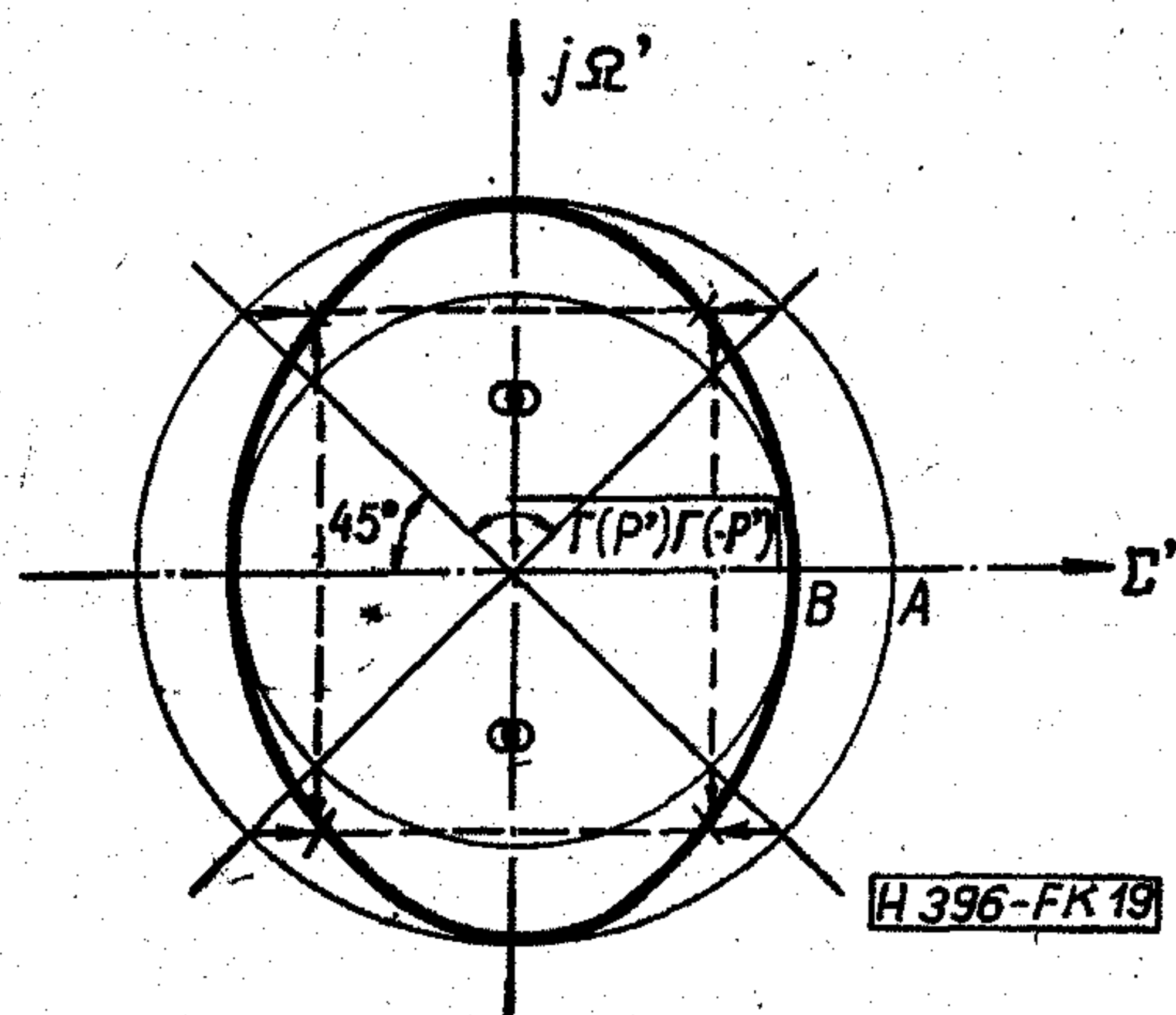
A komplex feszültségi reflexiótényező meghatározása:

$$\Gamma(j\Omega')\Gamma(-j\Omega') = \frac{\varepsilon T_{\frac{n}{2}}^2(\Omega')}{1 + \varepsilon T_{\frac{n}{2}}^2(\Omega')}$$

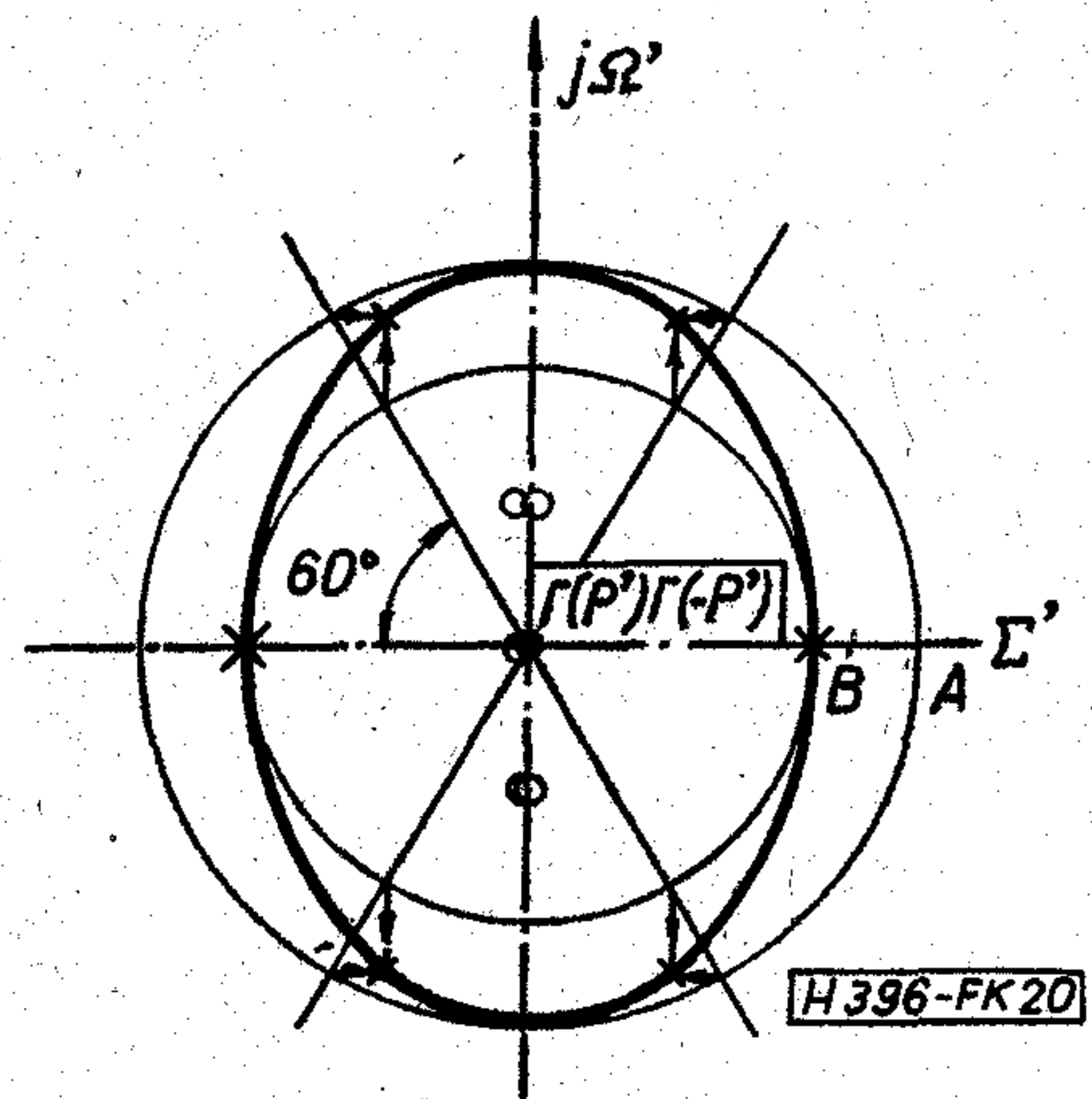
alapján n = 4 esetén:



18. ábra



19. ábra



20. ábra

A 18. ábrán látható a pólus- zérus kép. $\Gamma(P') \cdot \Gamma(-P')$ pólusai grafikusan meghatározhatók (lásd 19. és 20. ábrát).

Az

$$1 + \varepsilon T_{\frac{n}{2}}^2(P') = 0$$

egyenlet gyökei egy ellipszisen helyezkednek el. Az ellipszis jellemzői:

$$A = \text{ch } s \text{ (nagy féltengely)}$$

$$B = \text{sh } s \text{ (kis féltengely)}$$

ahol

$$s = \frac{2}{n} \text{ arsh } \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}$$

$n=4$ esetét a 19. ábra tünteti fel.
 $n=6$ esetét a 20. ábra tünteti fel.

$\Gamma(P') \Gamma(-P')$ zérusait

$$\varepsilon \cdot T_{\frac{n}{2}}^2(\Omega') = 0$$

adja, tehát $T_{\frac{n}{2}}(P')$ zérusai adják páros multiplicitással.

Az $\frac{n}{2}$ -fokú Csebisev polinomok zérushelyei:

$$\Omega_a^{(k)} = \cos \frac{(2k+1)\pi}{n} \quad k=0, 1, \dots, \left(\frac{n}{2}-1\right)$$

értékeknél vannak.

$\Gamma(P') \Gamma(-P')$ zérusai az imaginárius tengelyen helyezkednek el. Miután ismert $\Gamma(P') \Gamma(-P')$ póluszérus képe, meghatározható $\Gamma(P')$, ha kiválasztjuk a bal félsíkra eső gyököket, ill. az imaginárius tengelyre eső páros multiplicitású gyökökből egyet-egyét. Majd, hogy a sávszűrő specifikációnak megfelelő komplex feszültségi reflexiótényezőt megkapjuk, transzformálni kell ezeket a gyököket a cikkben ismertetett módon. A transzformáció során a konjugált komplex gyökpárokból gyöknégyesek lesznek. A transzformált gyökökből kiválasztjuk a megfelelő gyököket és meghatározzuk $\Gamma(p)$ -t:

$$\Gamma(p) = k_s \frac{N'(p)}{U(p)}; \quad k_s = \sqrt{\frac{\varepsilon T_{\frac{n}{2}}^2(\omega \rightarrow \infty)}{1 + \varepsilon T_{\frac{n}{2}}^2(\omega \rightarrow \infty)}}$$

ahol

$$N(p) = k_s N'(p)$$

$n=4$ esetén:

$$k_s = \frac{\sqrt{\varepsilon (2A^2 - 1)}}{\sqrt{1 + \varepsilon (2A^2 - 1)^2}}$$

$\Gamma(p)$ -ből meghatározható $Z(p)$, majd egységelem kiemeléssel a lépcsők hullámellenállásai a cikkben ismertetett módon.

Szám példa $n=4$ esetére

$$R=6$$

$$w=0,8$$

$$n=4$$

$$l = \frac{\lambda_m}{16}$$

$$\Theta_m = 360^\circ \frac{l}{\lambda_m} = \frac{360^\circ}{16} = 22,5^\circ$$

$$\Theta_b = \Theta_m \left(1 + \frac{w}{2}\right) = 22,5^\circ \cdot 1,4 = 31,5^\circ$$

$$\Theta_a = \Theta_m \left(1 - \frac{w}{2}\right) = 22,5^\circ \cdot 0,6 = 13,5^\circ$$

$$\text{tg } \Theta_b = 0,6128; \quad \text{tg}^2 \Theta_b = 0,3755$$

$$\text{tg } \Theta_a = 0,2401; \quad \text{tg}^2 \Theta_a = 0,0577$$

$$\omega_0^2 = \frac{\text{tg}^2 \Theta_b (1 + \text{tg}^2 \Theta_a) + \text{tg}^2 \Theta_a (1 + \text{tg}^2 \Theta_b)}{2 + \text{tg}^2 \Theta_a + \text{tg}^2 \Theta_b} = 0,1957$$

$$A = \frac{\operatorname{tg}^2 \Theta_b + 1}{\operatorname{tg}^2 \Theta_b - \operatorname{tg}^2 \Theta_0} = 7,65$$

$$A \cdot \omega_0^2 = 1,4971$$

$$\varepsilon = \frac{(R-1)^2}{4R\{2[A(-\omega_0^2)]^2 - 1\}^2} = 0,0859$$

$$\sqrt{\varepsilon} = 0,293; \quad \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon}} = 1,71$$

$$P'_{b1,2,3,4} = \pm \sqrt{-\frac{1}{2} \pm j \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon}}} = \pm \sqrt{-0,5 \pm j1,71} = \pm 0,8 \pm j1,07$$

Ezek közül azokat transzformáljuk, amelyekre $\operatorname{Re} P'_b < 0$:

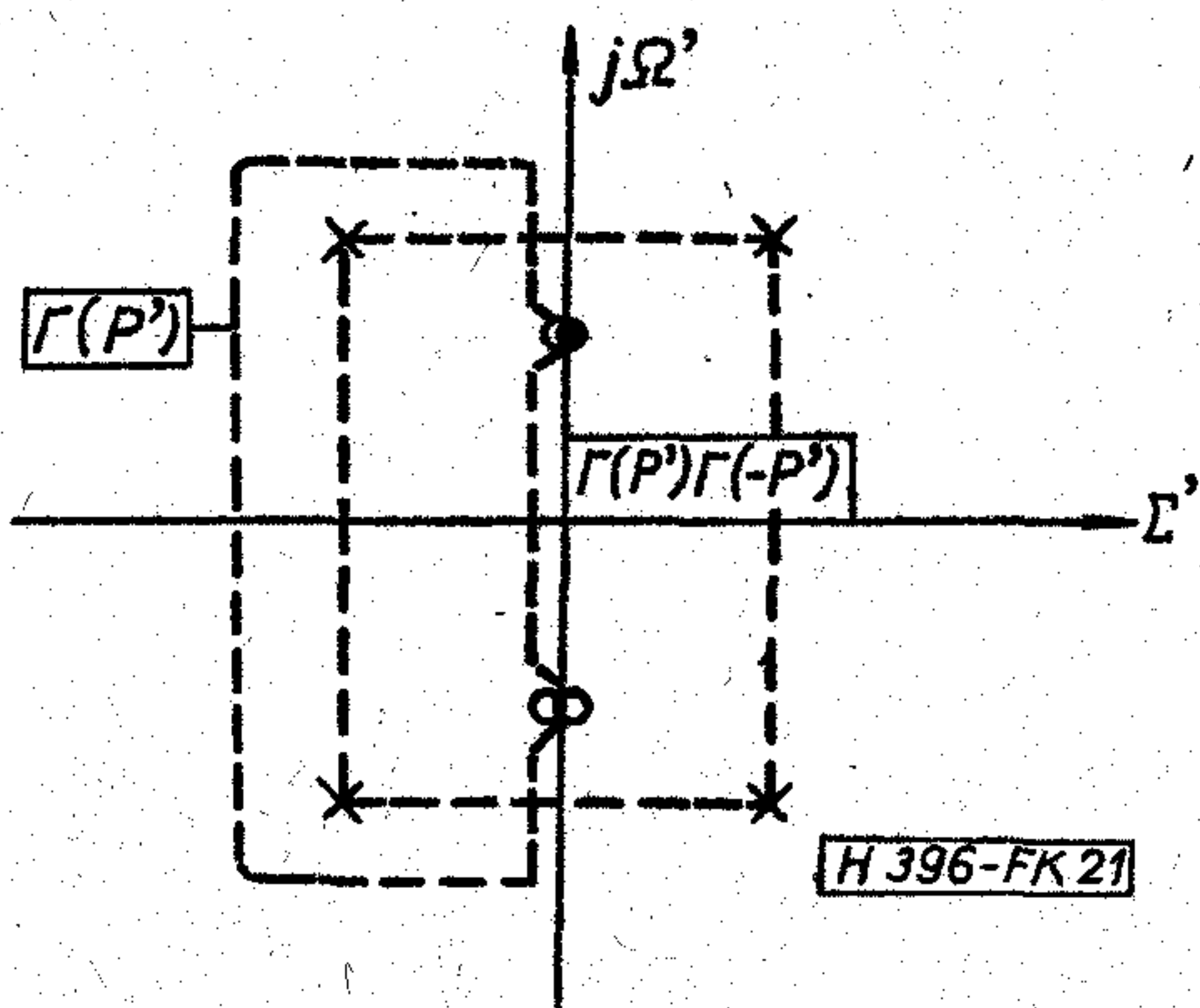
$$P'_{b1,2} = -0,8 \pm j1,07$$

Zérusok:

$$(2P'^2 + 1)^2 = 0$$

$$P'_{1,2} = \pm j \frac{\sqrt{2}}{2} [P'_{1,2} \text{ kétszeres multiplicitásúak}]$$

Az aluláteresztőre vonatkozó pólus-zérus kép látható a 21. ábrán.



21. ábra

Tehát:

$$\Gamma(P') = \frac{\sqrt{\varepsilon} (2P'^2 + 1)}{(P' + P'_{b1})(P' + P'_{b2})} = \frac{0,293(2P'^2 + 1)}{P'^2 + 1,6P' + 1,785}$$

$$P'_{b1} \rightarrow p_{b1}; \bar{p}_{b1} : (\text{transzformáció})$$

$$p_{b1} = \sqrt{\frac{j\omega_0^2 A + P'_{b1}}{-jA + P'_{b1}}} = \sqrt{\frac{j1,497 - 0,8 + j1,07}{-j7,65 - 0,8 + j1,07}}$$

$$P'_{b1} \rightarrow p_{b1}; \bar{p}_{b1} = (-0,135 \pm j 0,625)$$

$$P'_{b2} \rightarrow p_{b2}; \bar{p}_{b2} (\text{transzformáció})$$

$$p_{b2} = \sqrt{\frac{j\omega_0^2 A + P'_{b2}}{-jA + P'_{b2}}} = \sqrt{\frac{j1,497 - 0,8 - j1,07}{-j7,65 - 0,8 - j1,07}}$$

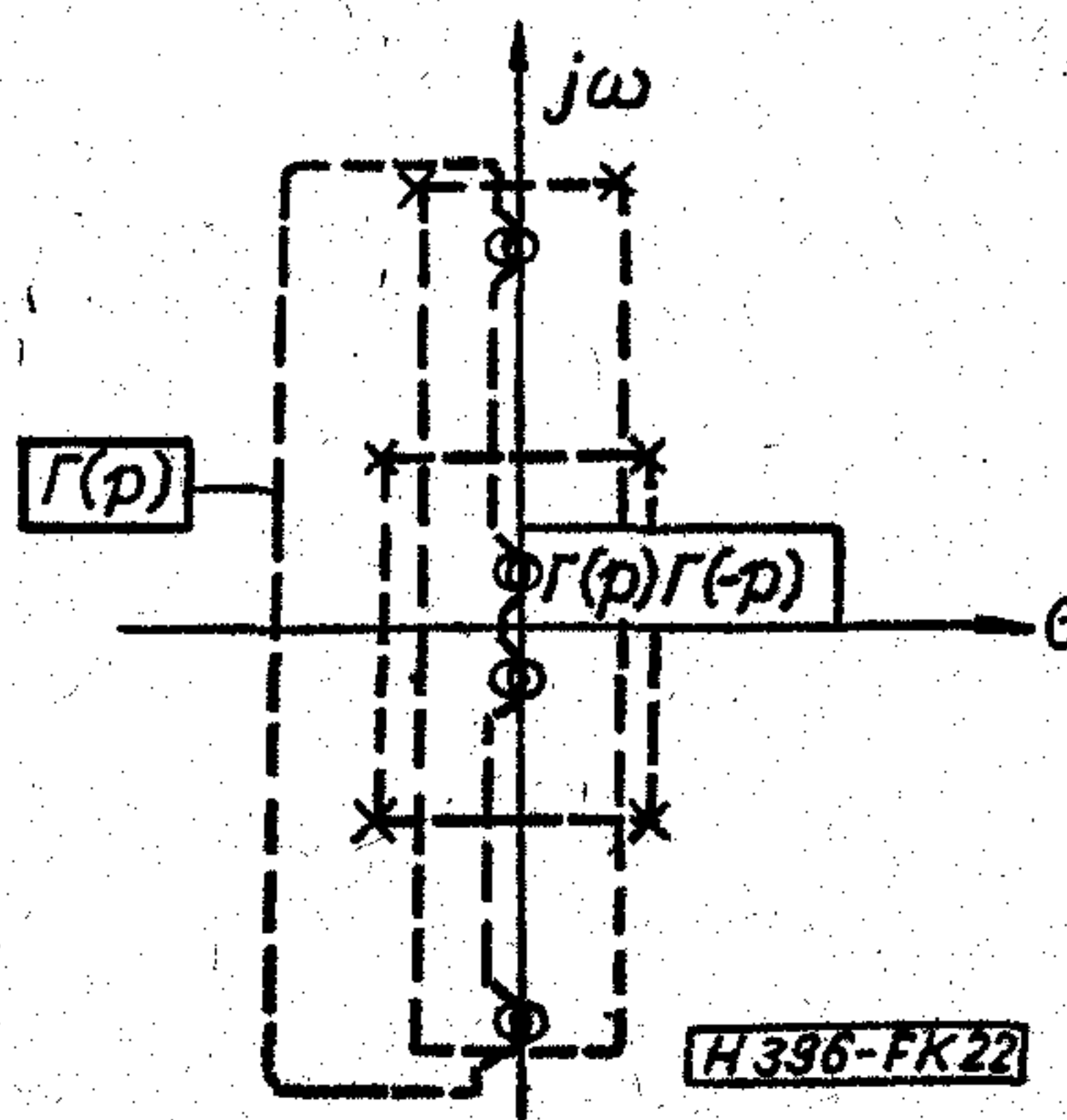
$$p_{b2}; \bar{p}_{b2} = -0,178 \pm j0,27$$

A zérusok:

$$p_{a1}; \bar{p}_{a1} = \pm \sqrt{\frac{j1,497 + j0,707}{-j7,65 + j0,707}} = \pm \sqrt{j0,319} = \pm j0,565$$

$$p_{a2}; \bar{p}_{a2} = \pm \sqrt{\frac{j1,497 - j0,707}{-j7,65 - j0,707}} = \pm j\sqrt{0,095}$$

A sávszűrőre vonatkozó pólus-zérus kép látható a 22. ábrán.



22. ábra

$$\Gamma(p) = k_s \frac{(p^2 + 0,095)}{[p - (-0,134 + j0,625)][p - (-0,134 - j0,625)]}$$

$$\frac{(p^2 + 0,319)}{[p - (-0,178 + j0,27)][p - (-0,178 - j0,27)]}$$

$$k_s = \frac{\sqrt{\varepsilon} (2A^2 - 1)}{\sqrt{1 + \varepsilon(2A^2 - 1)^2}} \cong 1$$

$$\Gamma(p) = \frac{p^4 + p^2 0,414 + 0,0303}{p^4 + 0,624p^3 + 0,608p^2 + 0,173p + 0,0427} =$$

$$= \frac{N(p)}{U(p)}$$

$$Z(p) = \frac{U(p) + N(p)}{U(p) - N(p)} =$$

$$= \frac{2p^4 + 0,624p^3 + 1,022p^2 + 0,173p + 0,073}{0,624p^3 + 0,194p^2 + 0,173p + 0,0124}$$

$$Z_{UE1} = Z(p)_{p=1} = 3,89$$

$$Z_1(p) = Z_{UE1} \frac{pZ_{UE1} - Z(p)}{pZ(p) - Z_{UE1}} =$$

$$= \frac{1,63p^2 + 0,51p + 0,27}{2p^3 + 0,624p^2 + 0,6p + 0,042}$$

$$Z_{UE2} = Z_1(p)_{p=1} = 0,738$$

I R O D A L O M

- [1] Matthei, G. L.: Short-Step Chebyshev Impedance Transformers. IEEE Vol. MTT-14. August 1966. pp. 372-383.
- [2] Dr. Csurgay Árpád—Markó Szilárd: Mikróhullámú passzív hálózatok. Mérnöki Továbbképző Intézet kiadványa.
- [3] Dr. Géher Károly: Lineáris hálózatok.

Túlcsoordulásos rendszerek forgalmi méretezése

ETO 621.395.74:654.1.021.8

Modern távközlő rendszerekben elterjedten alkalmaznak a kerülőutas megoldásokat, amikor az egyik kapcsolási úton torlódó, „túlcsoorduló” hívásokat más útvonalra irányítják. Ilyen rendszerekben két kiválasztott pont között többféle út lehetséges, és csak akkor keletkezik veszteség, ha az összes útvonalon torlódás van.

Ilyen túlcsoordulásos rendszerek átbocsátó képességét vizsgálva nem szabad figyelmen kívül hagyni a túlcsoorduló forgalomnak a véletlen forgalomtól eltérő statisztikai jellemzőit. Tiszta véletlen, végtelen számú forrástól származó, ún. Poisson-típusú forgalommal (PCT1) terhelt túlcsoordulásos rendszerek méretezésére rendelkezésre állnak egzakt módszerek is, de ezek gyakorlati célokra nehézkesek. Méretezési célokra különböző közelítő eljárások terjedtek el. Ezek közül legismertebb a Wilkonson [1] és Bretschneider [2] által, egymástól függetlenül és egyidőben kidolgozott, lényegében azonos módszer (Equivalent Random Theory, illetve Traffic Variance Method). Jelen cikk elsősorban ezt, és ennek különböző, eltérő forgalmi viszonyokra továbbfejlesztett változatait ismerteti. Utóbbiak közül kiemelendő Lotze [14] RDA-módszere, korlátozott elérhetőségű csoportok méretezésére. Bretschneider [3] az eredeti eljárást sima, tehát pl. véges számú, de állandó intenzitású forrás által keltett forgalomra általánosította.

A Wilkonson—Bretschneider módszer megfelelő pontosságát sokéves nemzetközi tapasztalat és különböző vizsgálatok bizonyítják [6, 9, 27].

Számos más gyakorlati eljárást is ismertettek az elmúlt években. Így meg kell említeni a Taange által kidolgozott svéd módszert [24], Bridgford [5] geometriai csoport elméletét, a Smith-féle eljárást [22, 23], Neal [18] egyenértékű csoport módszerét (Equivalent Groups Method), vagy Lee [11] egyenértékű vonalak (Equivalent Trunk Technique) nevű eljárását.

CCITT keretek között folyamatban van a különböző módszerek összehasonlítása, ellenőrzése. Megállapították ugyanis, hogy a Fehér Könyv Q.88-as ajánlása felülvizsgálatra szorul, minthogy a vonalnyalábok aláméretezésére vezet. A Q.88. a Wilkonson—Bretschneider-módszer egyszerűsített változatát és az ún. súlyozott választék (Weighted Choice) módszert ajánlja. Előbbi használatával kapcsolatban bebizonyosodott, hogy akkor ad helyes eredményeket, ha a felajánlott forgalom értékét a napi ingadozásoknak megfelelően határozzák meg. A forgalom-ingadozás problémáit az 1.3 fejezet részletesebben tárgyalja.

Megjegyzendő, hogy nem csupán távközlő hálózatokat alkotó vonalnyalábok között lehetséges kerü-

lőutas irányítás. Ismeretesek pl. olyan telefonközpontok is, amelyekben a forgalmi csúcsok lebonyolítására többletáramkörök állnak rendelkezésre, amelyeket csak akkor vesznek igénybe, ha az elsődleges kapcsolóutak nem képesek az időleges forgalmi csúcs átvitelére. Túlcsoordulásos rendszernek tekinthetők bizonyos, sorrendben keresett lépcsőzések is; veszteségük kiszámításához túlcsoordulásos rendszerek méretezésénél szokásos módszerek alkalmazhatók.

A továbbiakban röviden összefoglaljuk a túlcsoordulásos rendszerek és a túlcsoorduló forgalom jellemzőit. A méretezési módszerek közül ismertetjük a Wilkonson—Bretschneider-féle eljárást és annak Rapp-féle közelítését teljes elérhetőségű csoportok méretezésére. Korlátozott elérhetőségű rendszerekhez a Lotze-féle módszer alkalmazható, vagy a nyugatnémet postánál rendszeresen használt, egyszerűsített változat. Röviden ismertetjük a sima forgalom kérdését. A PCT2 jellegű, Engset-forrásoktól származó forgalom kezelése elméletileg ugyan megoldott [20], de alkalmas segédletek hiányában nagy felkészültséget kíván az alkalmazása. Nem foglalkozunk a hálózat kialakítás kérdéseivel.

1. Túlcsoordulásos rendszerek elvi alapjai

1.1 Kerülőutas irányítás

Képzeljünk el egy tetszőleges hálózatot, amelyben a csomópontok egymással közvetlenül össze vannak kötve, de lehetőség van arra is, hogy a közvetlen nyalábok foglaltsága esetén egy vagy több más csomóponton keresztül, a közvetlen összeköttetésnél hosszabb úton épüljön fel a kívánt kapcsolat.

Manuális rendszerű hálózatban a kezelők olyan utasítást kapnak, hogy minden hívást először a leg-rövidebb, közvetlen, tehát egyúttal a legolcsóbb úton próbáljanak meg felépíteni; majd ha ott torlódást tapasztalnak, fokról-fokra a drágább utakon. Nyilvánvalóan több lehetséges kapcsolási út esetén nő a kívánt célállomás elérésének esélye. Az üzemeltető bevétele nő; feltéve, hogy a kezelő által felhasznált többletidőt és a drágább útvonalak költségét fedezi a nagyobb forgalom lebonyolításából származó többletjövedelem.

Automatikus hálózatban is alkalmazható kerülőutas irányítás, ilyenkor a vezérlőberendezésben kell rögzíteni az irányítás szabályait. A hálózat leggazdaságosabb üzemeltetése érdekében az ún. első választású útnak a legolcsóbbnak kell lennie, és ezt követik sorban a drágább utak. Ez utóbbi, ún. kerülőutak vagy második választású utak általában drágábbak, de ha nagy forgalmat bonyolítanak le, akkor kihasználtsági fokuk nagy lehet. Így a közvetlen,

valamint a kerülőutak vonalankénti költsége és kihasználtsági foka különböző lehet, és esetenként kell eldönteni, hogy milyen formában gazdaságos a forgalom lebonyolítása: közvetlen vagy kerülőúton.

Kétirányú forgalmat lebonyolító útvonalakon gyakran alkalmazott megoldás, hogy mindkét irányban egy-egy nagy kihasználtsági fokú, tehát nagy veszteségű nyalábot létesítenek, és az ezekről túlcsoorduló forgalmat egy közös, kétirányú nyalábra irányítják. Ezzel azt érik el, hogy a vonalankénti átvitt forgalom megnő a csupa egyirányú vonalból kialakított rendszerhez képest, tehát a hálózatépítés költségei csökkenthetők.

A költségek optimalizálásának ismert megoldásai messze vezetnének, ezért itt csak dr. Lajtha György [12] alapos elméleti és gyakorlati áttekintést adó kézikönyvére, és annak gazdag irodalomjegyzékére hivatkozunk.

Általánosságban megállapítható, hogy adott veszteségi előírás esetén a túlcsoordulásos rendszerű hálózat gazdaságosabb, mintha minden összeköttetést kizárólag közvetlen nyalábokkal valósítanánk meg.

1.2 A túlcsoorduló forgalom természete

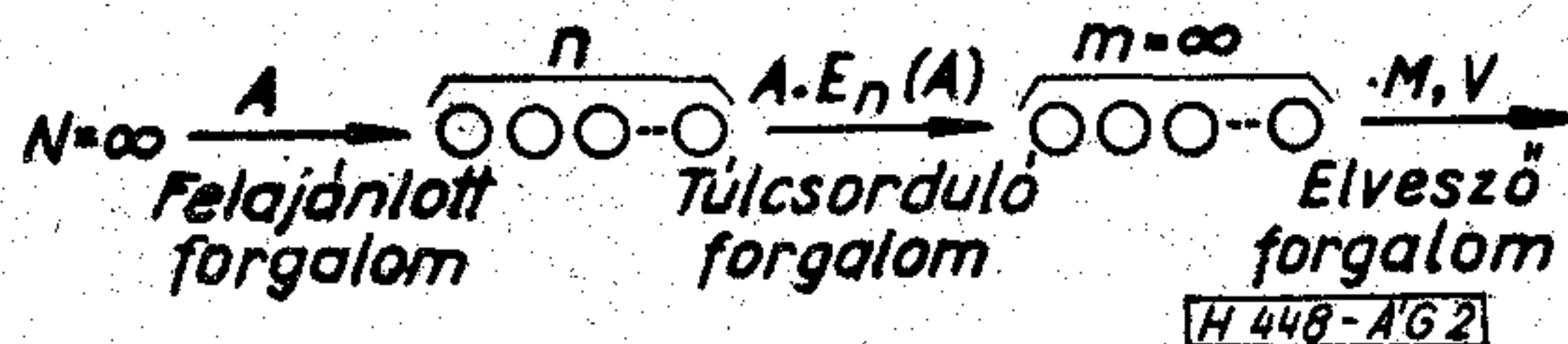
Hálózattervezéskor a hálózat topográfiai elrendezésén kívül meg kell határozni a csomópontokat összekötő trunkcsoportok vonalszámát, adott felajánlott forgalom és minőségi előírás figyelembevételével.

Tiszta véletlenszerű, PCT1-típusú felajánlott forgalom esetén az Erlang-féle veszteségi képlet alapján készült táblázatok használhatók. Erlang-táblázatok segítségével méretezhetők tehát az olyan nyalábok, amelyeknek igen sok forrástól származó forgalmat ajánlanak fel; tehát például egy telefonközpont kimenő nyalábjai.

A felajánlott forgalom ismeretében kerülőutas rendszerekben nehezebb a várható veszteség értékére következtetni, mivel az első választású nyaláb által visszautasított, tehát túlcsoorduló forgalomhányad már nem véletlen jellegű. Ha tetszőleges számú vonal áll rendelkezésre, akkor a foglalt vonalak számának időbeli ingadozása az 1a ábrának megfelelően alakul. Átlagosan 9,5 vonal foglalt, de előfordul az is, hogy 4, máskor viszont 16! Ha korlátozott számú, pl. $x=12$ vonal áll rendelkezésre, akkor a forgalmi csúcsok nem bonyolíthatók le az adott nyalábon. Ezek vagy elvesznek, vagy túlcsoordulnak, feltéve, hogy átirányít-

hatók egy másik, y vonalból álló nyalábra. Az y nyalábon kialakuló terhelést az 1b ábra mutatja. Jól láthatóan a forgalom ingadozása lényegesen eltér az x vonalon tapasztalttól: többször előfordul, hogy nagyszámú vonal foglalt, de gyakoriak a foglaltságmentes időszakok is. Ezért nevezik a túlcsoorduló forgalmat „csomósodott” jellegűnek.

A csomósodott forgalom azonos veszteségi szinten történő átviteléhez több vonal szükséges, mintha azonos középértékű tiszta véletlen forgalom lenne. Az igényelt többlet-vonalmennyiség a csomósodás mértékétől függ. A túlcsoorduló forgalom csomósodásának mértéke a felajánlott forgalom és a közvetlenül elérhető vonalak számának függvénye.



2. ábra. A túlcsoorduló forgalom jellemzői

Tekintsük a 2. ábrán látható elrendezést. Az $N = \infty$ számú forgalomforrás által felajánlott forgalom először az $n =$ véges számú vonalból álló, teljes elérhetőségű csoportra kerül. A többletforgalom túlcsoordul az $m = \infty$ vonalból álló nyalábra. A lehetséges rendszerállapotok számpárokkal írhatók le. A (p, q) állapot valószínűsége $P(p, q) = [p, q]$, ahol

$$0 \leq p \leq n$$

$$0 \leq q \leq m = \infty$$

$$0 \leq p + q \leq N = \infty,$$

és ahol p a foglalt vonalak száma az n vonalas, q pedig a foglalt vonalak száma a kisegítő nyalábon.

A (p, q) állapotok valószínűségeit felírva és megoldva, az állapotvalószínűségekből meghatározható az n vonalról túlcsoorduló forgalom átlaga és szórása (M , illetve $V =$ variancia):

$$M = \sum_{p=0}^n \sum_{q=1}^{\infty} q \cdot [p, q]$$

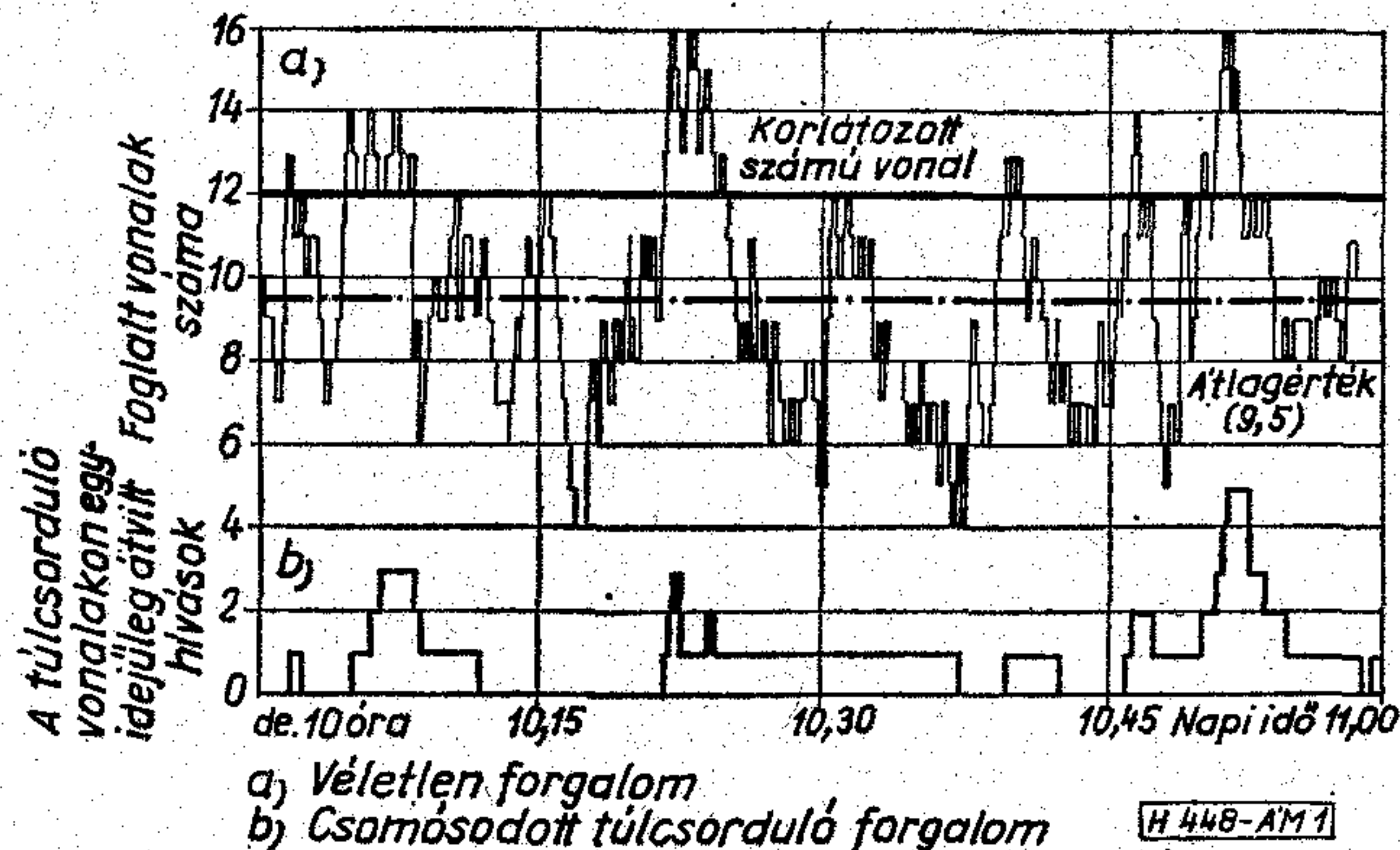
$$V = \sum_{p=0}^n \sum_{q=1}^{\infty} (q - M)^2 \cdot [p, q]$$

Legegyszerűbb esetben az n vonalnak felajánlott forgalom Poisson-jellegű, és ilyenkor a kialakuló foglaltsági állapot Erlang-eloszlást mutat. M és V ekkor a következő alakú:

$$\left. \begin{aligned} M &= A \cdot E_{1,n}(A) \\ V &= M \left(1 - M + \frac{A}{n+1-A+M} \right) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ahol

$$E_{1,n}(A) = \frac{A^n}{n!} \sum_{i=0}^n \frac{A^i}{i!}$$



1. ábra. A foglalt vonalak számának időbeli ingadozása [1]

Ezeket az egyenleteket Riordan vezette le [1]. Bizonyíthatóan $V > M$.

Nézzük most meg az n számú vonalon átvitt forgalom középértékét (m) és szórását (v):

$$m = \sum_{p=1}^n p \cdot [p]$$

$$v = \sum_{p=0}^n (p-m)^2 \cdot [p]$$

ahol $P(p)=[p]$ a p számú vonal foglaltságának valószínűségét jelenti.

Ismét Erlang-eloszlást feltételezve:

$$m = A(1 - E_{1,n}(A))$$

$$v = m - M(n - m)$$

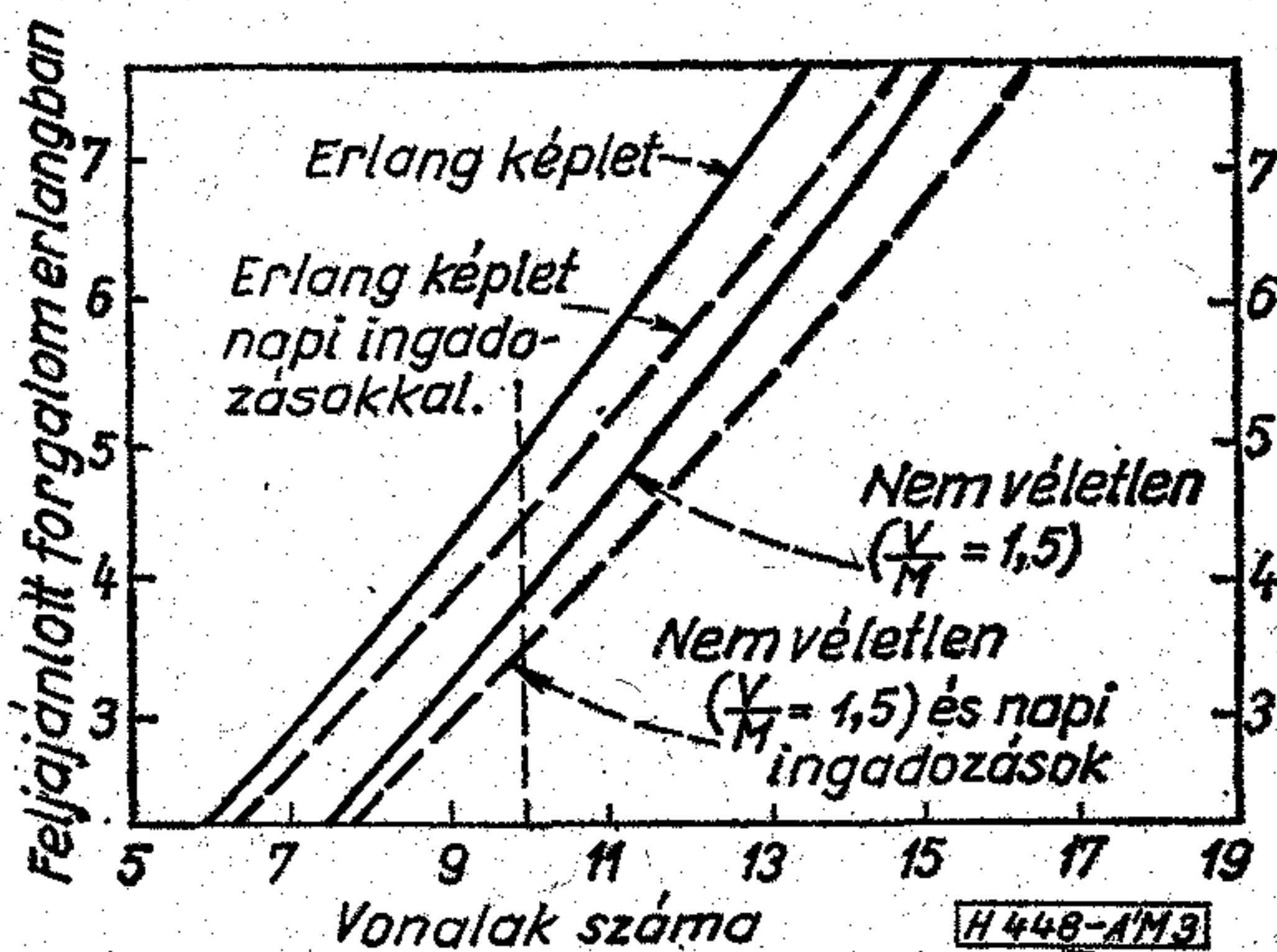
$$\frac{v}{m} = 1 - \frac{M}{m}(n - m) < 1, \text{ tehát } v < m.$$

A PCT1-jellegű forgalom középértéke és szórása egyenlő. Fenti összefüggések szerint az első választású vonalnyalábban átvitt forgalom ennél simább, egyenletesebb; viszont a róla túlsorduló forgalom csomósodottabb. Ez megegyezik azzal a képpel, amit az 1. ábra elemzésekor kialakítottunk. Könnyen belátható, hogy adott nagyságú forgalom lebonyolításához annál több vonalra, kiszolgálószervre van szükség, minél nagyobb a szórása.

Az 1. táblázatban összefoglaljuk a csomósodás jellemzésére használt különböző tényezőket és jellemző értékeiket.

1. táblázat

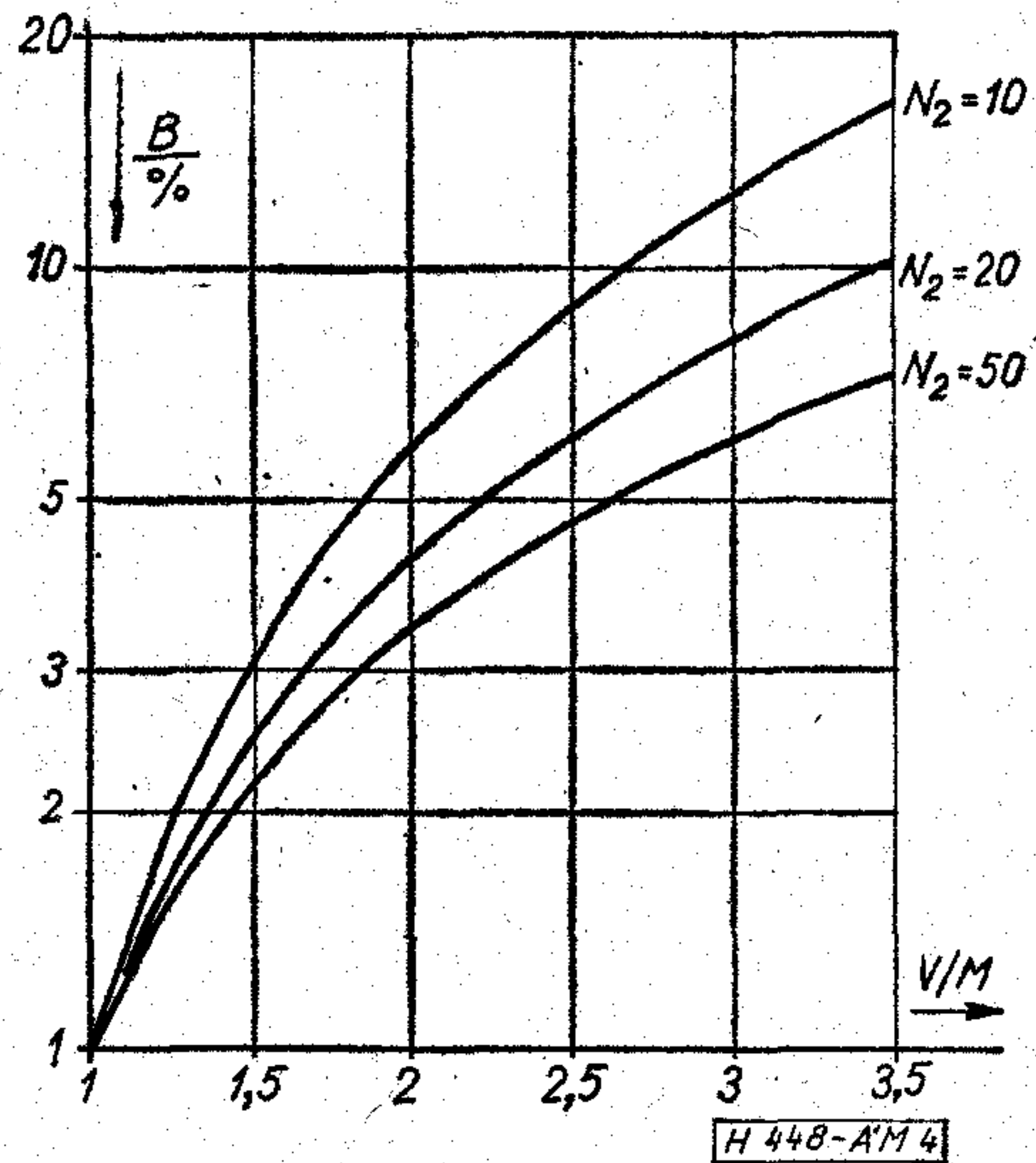
Jelölés	Megnevezés	Véletlen	Túlsorduló
		forgalom	
V	variancia	$V = M$	$V > M$
D	variancia együttható ($D = V - M$)	$D = 0$	$D > 0$
z	peakedness (csúcsossági) tényező ($z = \frac{V}{M}$)	$z = 1$	$z > 1$
p	peakedness (csúcsossági) tényező ($p = \frac{D}{M^2}$)	$p = 0$	$p > 0$



3. ábra. Túlsorduló vonalnyaláb méretezése különböző felajánlott forgalmi jellemzőket feltételezve. Átlagos torlódás = 0.02 [27]

Annak bizonyítására, hogy olyan számítási módszerre van szükség, amely figyelembe veszi a forgalom csomósodott jellegét tekintsük meg a 3. ábrát. Ha egy 10 vonalas nyalábra adott forgalmat véletlenszerűnek tekintünk, és ennek megfelelően az Erlang-képlettel méretezzük pl. 2%-os torlódásra, akkor azt kapjuk, hogy 5,08 erlang felajánlott forgalom engedhető meg. Ha viszont a felajánlott forgalom csomósodásának mértéke $\frac{V}{M} = 1,5$, akkor a vonalnyaláb kapacitása 3,96 erlangra csökken. Hasonló hibát követünk el, ha a naponkénti forgalmak átlagára méretezzük. Ebben az esetben a nagy forgalmú napokon elengedhetetlenül megnő a veszteség. (Részletesebben az 1.3 fejezetben).

A csomósodás hatásának elhanyagolása annál nagyobb hibát okoz, minél nagyobb a valóságos $\frac{V}{M}$ érték (4. ábra). Egy-egy görbe konstans felajánlott forgalomra és különböző adott N vonalszámra vonatkozik, és azt mutatja meg, hogy véletlen forgalomra és 1%-ra méretezett nyaláb vesztesége hogyan nő a csomósodás növekedésekor. Az ábra szemléletesen mutatja, mekkora veszteséget „hanyagolunk el.”



4. ábra. A torlódás és a csomósodás összefüggése [7]

1.3 A méretezés alapjául szolgáló forgalmi adatok

Mielőtt a méretezési módszerek áttekintésére rátérnénk, meg kell vizsgálni a méretezés alapjául szolgáló forgalmi adatokkal kapcsolatos nehézségeket.

A forgalom különböző napokon és a nap különböző óráiban nagy ingadozásokat mutat. Így külön megállapodások szükségesek a felajánlott forgalom átlagának kiszámítására.

A CCITT [6] a következő módszert ajánlja (Q.80.): ún. forgalmak időszaknak azt a — nem szükségképpen egymást követő — 30 napot kell tekinteni, amelyek azonos órájában a túlsorduló nyalábnak felajánlott forgalom a legnagyobb. Ezeket a felajánlott forgalmakat nyalábonként és naponként megmérjük. Ezután kétféle út járható:

- (1) A forgalmak órái adatai közül vonalnyalábonként kiválasztjuk azt a legnagyobb forgalom-

értéket, amelyet pl. még az idő 10%-ában mérünk. A vonalaláb méretezéséhez ez a rögzített forgalomérték és egy előírt maximális megengedett veszteségi valószínűség szolgál alapul.

- (2) A másik megoldás egy adott nyaláb forgalmas időszakában mért felajánlott forgalmának átlagértékéből és az előírt veszteségértékből indul ki. Tekintettel a legnagyobb forgalmú napokra, itt ellenőrzésképpen ajánlatos ezek átlagát képezni és egy magasabb torlódásértékkel megismételni a számítást. A kétféle módon nyert vonalszámok közül a nagyobbikat biztonságos elfogadni.

Wilkinson [IV] mérési eredmények elemzésével arra a következtetésre jutott, hogy a különböző túlcsonduló nyaláboknak felajánlott forgalom napról napra történő ingadozása azonos jellegű. A mérési eredmények alapján a felajánlott forgalom szórására a következő összefüggést találta érvényesnek:

$Var(M) = 0,13 \cdot \bar{M}^n$, ahol $n = 1,8404$ és \bar{M} a forgalmas időszak forgalmas óráiban mért értékek átlaga. A túlcsonduló nyalábok torlódásának megállapítására táblázatokat közöl.

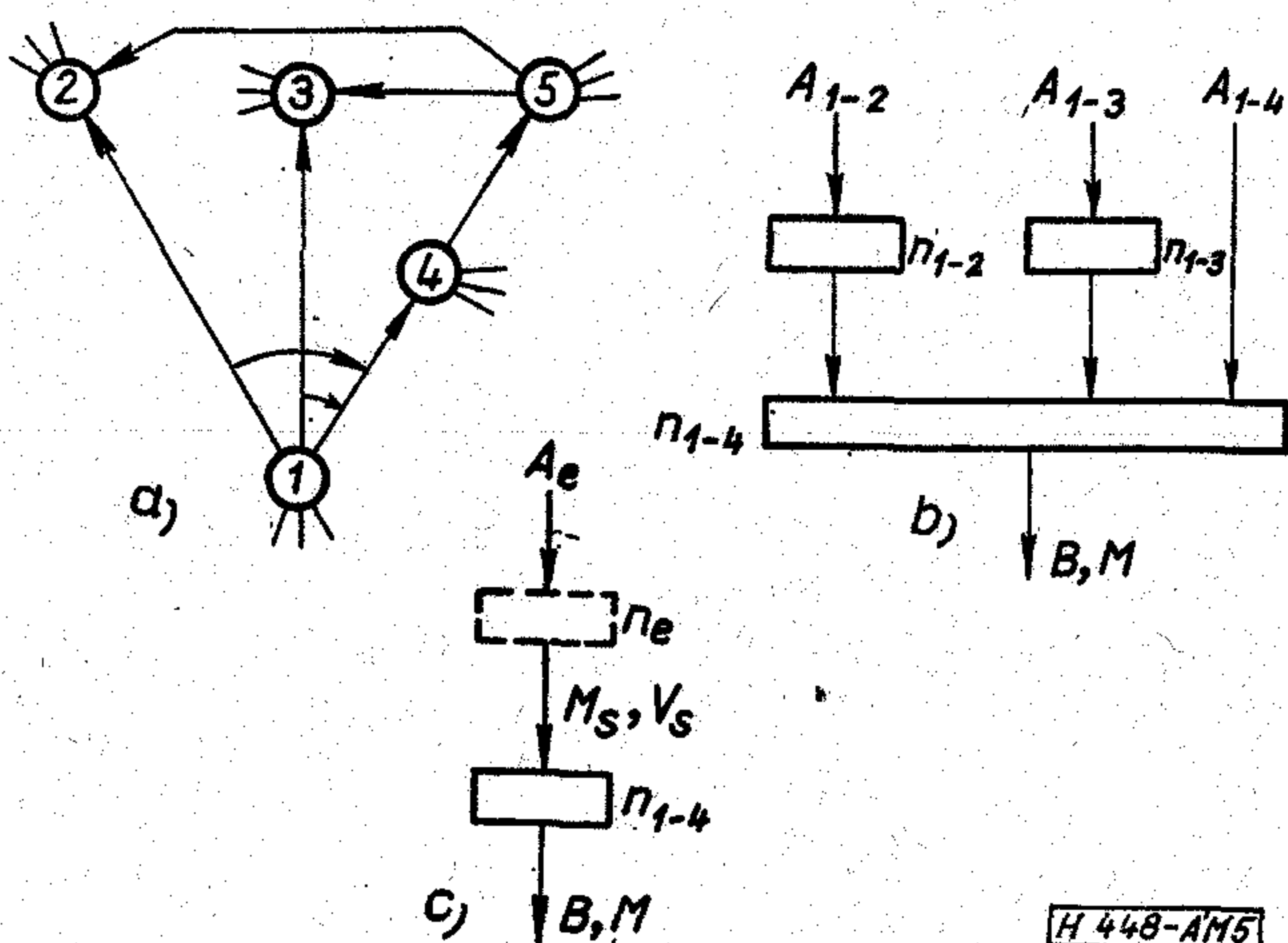
Alkalmas táblázatok hiányában a forgalomingadozás hatását a CCITT-ajánlások valamelyikével lehet számításba venni.

2. Méretezési eljárások

2.1 Wilkinson — Bretschneider-módszer teljes elérhetőségű vonalnyalábok méretezésére

A forgalom csomósodásának figyelembevételével történő méretezésre Wilkinson és Bretschneider egy időben, egymástól függetlenül dogoztak ki eljárást (továbbiakban W—B-módszer) [1, 2]. Az azóta eltelt csaknem 20 év alatt az eljárást világszerte elterjedten alkalmazzák. Viszonylagos egyszerűsége mellett megfelelőképpen pontosnak is bizonyult.

Az elvégzendő feladattípust az 5a ábra mutatja. A csomópontok telefonközpontokat, a nyilak pedig vonalnyalábokat jelölnek. Az 1—2, ill. 1—3 összeköttetési utakon visszautasított, túlcsonduló forgalom az 1—4 nyalábra kerül. Ez utóbbin tehát a saját,



5. ábra. Kerülőutas rendszer

tiszta véletlenszerű forgalmon kívül túlcsonduló, csomósodott forgalom is jelentkezik. A viszonyokat egyszerűsített formában az 5b ábra szemlélteti.

Feladatunk az A_{1-2} , A_{1-3} és A_{1-4} forgalomértékek és adott minőségi előírások (B veszteségi valószínűség vagy M elvesző forgalom mennyiség) mellett a vonalnyalábok szükséges vonalszámának (n_{1-2} , n_{1-3} és n_{1-4}) meghatározása.

A W—B-módszer alkalmazásának feltétele, hogy a vonalnyalábok teljes elérhetőségűek legyenek. Ez azt jelenti, hogy bármely forgalomforrás a kapcsolórendszeren keresztül elérheti a vonalnyaláb minden egyes tagját, és ha az szabad, akadálytalanul lefoglalhatja.

2.1.1 Első választású vonalnyalábok

Az 5a ábrán vázolt hálózatrészletben az 1—2, illetve 1—3 nyalábok csak az 1-es központhoz tartozó előfizetők, mint forgalomforrások által keltett forgalmat bonyolítják. Ez Poisson-forgalomnak tekinthető, tehát alkalmazható az Erlang-féle veszteségi képlet.

Az első választású nyalábokat ajánlatos úgy méretezni, hogy a vonalak kihasználtsági foka nagy legyen, a veszteség tehát elérheti pl. a 20%-ot. Az utolsó választású nyaláb ezzel szemben célszerűen legyen csekély veszteségű, például 1%-os. Ismért ezenkívül a három különböző irányba felajánlott forgalom:

$$A_{1-2} = 10 \text{ erl}$$

$$A_{1-3} = 15 \text{ erl}$$

$$A_{1-4} = 8 \text{ erl}$$

Az Erlang-táblázat felhasználásával $B=20\%$ -os veszteségi előírás esetén a következő vonalszámokat kapjuk:

$$n_{1-2} = 10$$

$$n_{1-3} = 14$$

Az első választású vonalnyalábok vonalszámainak ismeretében a túlcsonduló forgalom paraméterei meghatározhatók. (Az (1) képleteket táblázatosan feldolgozva megtalálhatjuk például az [I] kézikönyvben.)

$$M_{1-2} = 2,15$$

$$M_{1-3} = 3,30$$

$$V_{1-2} = 4,37$$

$$V_{1-3} = 7,41$$

Tiszta véletlen forgalomra $M=V$, tehát $M_{1-4} = V_{1-4} = 8 \text{ erl}$.

Az egymástól független forgalomrészek M és V értékei összegezhetőek. A túlcsonduló forgalomrészek soha nem függetlenek egymástól, ha ugyanattól a kiszolgáló szervtől származnak. Jelen esetben ilyen akadály nincs, tehát a 1—4 irány számára felajánlott forgalom jellemzői:

$$M_s = M_l = 2,15 + 3,30 + 8,00 = 13,45 \text{ erl}$$

$$V_s = V = 4,37 + 7,41 + 8,00 = 19,78.$$

Ezek a második választású, túlcsonduló forgalmat lebonyolító nyaláb méretezésének kiinduló adatai.

2.1.2 Túlcsonduló nyaláb méretezése

A W—B-módszer alap gondolata, hogy az M_s, V_s jellemzőkkel bíró túlcsonduló forgalmat, amely általában összetett (több nyalábtól származó túlcsonduló és ezenkívül esetleg tiszta véletlen forgalom), közeli-

tésképpen olyan fiktív túlsorduló forgalommal helyettesítjük, amely egyetlen tiszta véletlen forgalommal terhelt nyalábtól is származhatna, és amely ugyanolyan M_s, V_s jellemzőjű túlsordulást eredményezne (5c ábra). Ennek az ekvivalens rendszernek az A_e és n_e (fiktív felajánlott forgalom és fiktív vonalszám) jellemzői az M_s, V_s értékpár felhasználásával táblázatból vagy diagramból meghatározhatók:

$$A_e = 22 \text{ erl}$$

$$n_e = 8,9$$

A kezdeti előírásoknak megfelelően $B=1\%$ veszteséget engedhetünk meg a túlsorduló nyalápon.

$$B = \frac{M}{\sum A_i} = \frac{M}{10+15+8} = 0,01 \text{ összefüggésből}$$

$$M = 0,01 \cdot 33 = 0,33 \text{ erl}$$

forgalom veszhet el, összesen. Kérdés, hogy hány vonalas túlsorduló nyalábbal teljesíthető ez a feltétel? Összesen annyi vonalra van szükség, amennyin $A_e = 22$ erl véletlen forgalom $M=0,33$ erl elvesző forgalmat okoz. Méretezési diagram szerint ehhez $n^x = 31$ vonal szükséges. Ebből $n_{1-4} = n^x - n_e = 31 - 8,9 = 22,1$ vonal adódik. Felfelé kerekítve a túlsorduló nyaláb vonalszámaként $n_{1-4} = 23$ vonalat kapunk.

Összehasonlítás képpen érdemes megnézni, hány vonalas nyalábok adódnának, ha az adott forgalom-mennyiségeket $B=1\%$ veszteségi előírás mellett csak közvetlen úton kívánánk lebonyolítani. Az Erlang-táblázat szerint:

$A_{1-2} = 10$ erl	$n_{1-2} = 18$ vonal
$A_{1-3} = 15$ erl	$n_{1-3} = 24$ vonal
$A_{1-4} = 8$ erl	$n_{1-4} = 15$ vonal

Összesen 57 vonal lenne szükséges, míg kerülőutas megoldásban csupán $10 + 14 + 23 = 47$ vonal kell ugyanolyan minőségű szolgáltatás biztosításához. Ezt a vonalak nagyobb fokú kihasználása teszi lehetővé. Meg kell azonban jegyezni, hogy éppen a vonalak jobb kihasználása miatt a hálózat rosszabbul tűri az átmeneti forgalomcsúcsokat. Ezért túlsordulásos rendszerek méretezésekor a kiinduló adatokként szolgáló forgalomértékeket igen körültekintően kell megállapítani.

Természetesen ez a módszer tetszőleges bonyolultságú hálózatok számítására alkalmas. A második választású úton keletkező M túlsordulás további vonalnyalábra irányítható. Ilyen esetekben nemcsak az n^x -t kell kiolvasni, hanem a túlsorduló forgalom variancia-együtthatóját is, hogy a következő csoportnak felajánlott forgalom mindkét tényezője ismert legyen.

2.2 A Rapp-féle közelítés

A Riordan-féle képletek (1) használatát megnehezíti a bennük szereplő Erlang-képlet meglehetősen bonyolultsága. Ezért — ha nem áll rendelkezésre megfelelő táblázat — alkalmasabban használhatók a

Rapp által kidolgozott közelítő formulák:

$$A_e \cong V + 3 \frac{V}{M} \left(\frac{V}{M} - 1 \right) = V + 3z(z-1)$$

$$n_e \cong A_e \left(\frac{M+z}{M+z-1} \right) - M - 1.$$

Ezek empirikus formulák, amelyek megfelelően jó közelítést adnak az ekvivalens felajánlott forgalomra és vonalszámra M és V széles értékhatárai között.

3. A W—B-módszer továbbfejlesztett változatai

3.1 Korlátozott elérhetőségű vonalnyalábok méretezése

Korlátozott elérhetőségű csoportok veszteségének meghatározása az MPJ (Modified Palm-Jacobaeus) formulából, illetve annak feldolgozása útján készített táblázatokból történhet [III, VI]:

$$B = \frac{E_{1,n}(A_0)}{E_{1,n-k}(A_0)}$$

ahol

$$A_0 = \frac{y}{1 - E_{1,n}(A_0)}$$

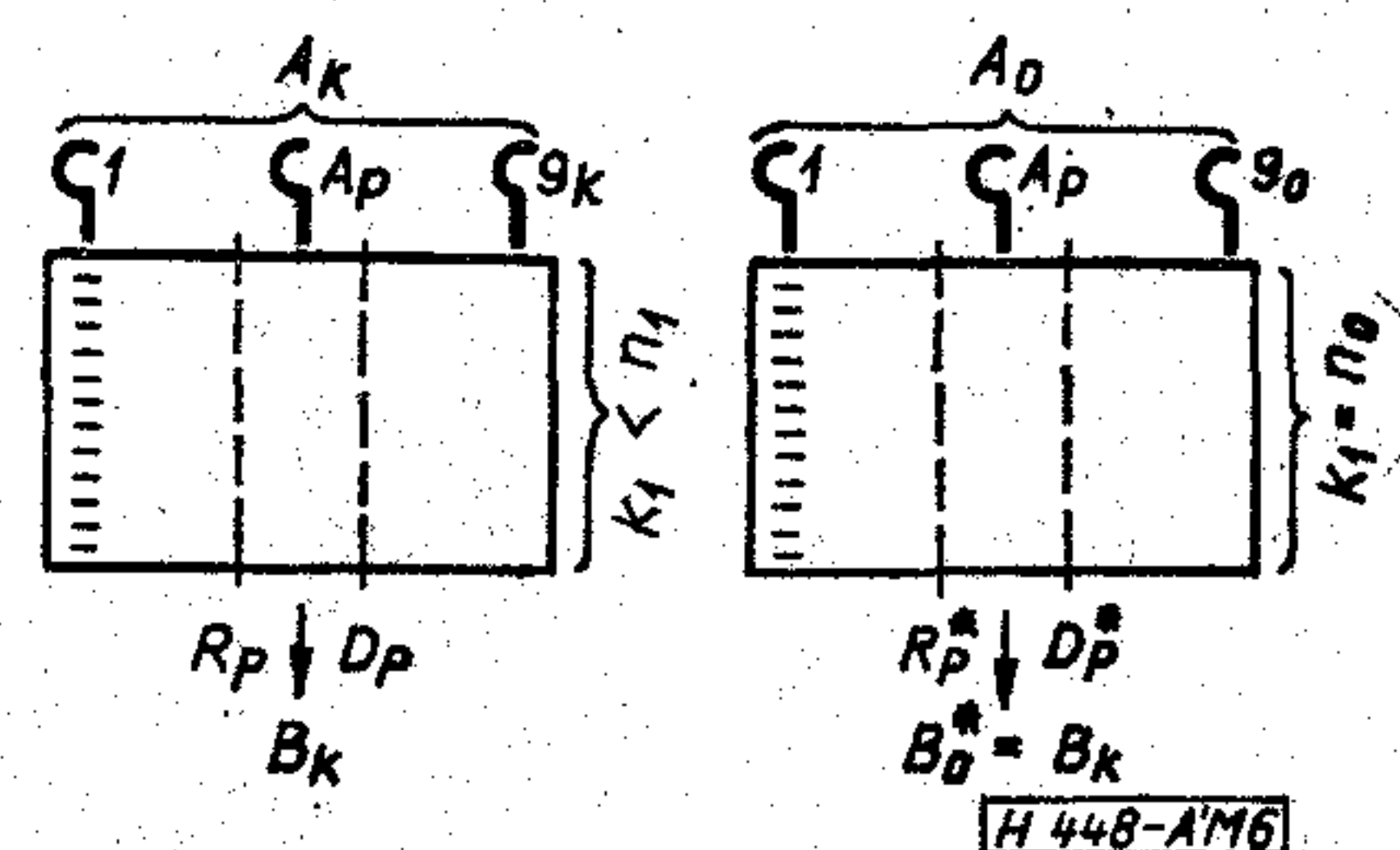
Itt y az n számú, k elérhetőségű csoport által átvitt forgalom.

Az MPJ-formula azonban nem mond semmit a visszautasított forgalom csomósodási tulajdonságairól. Pedig, ha ezt a különben elvesző forgalmat egy túlsorduló nyalábra kívánjuk irányítani, akkor a nyaláb méretezéséhez szükség van a túlsorduló forgalom szórásának ismeretére is.

A W—B-módszert 1964-ben A. Lotze általánosította korlátozott elérhetőségű rendszerekre. Eljárását a jellemző mennyiségek jelölései alapján RDA-módszernek nevezte el. (R=Restverkehr, A pedig a felajánlott forgalom). Az RDA-módszerrel tetszőleges típusú, lépcsőzött elrendezésekre meghatározhatók a túlsorduló forgalom jellemzői, így lehetővé válik a túlsorduló útként alkalmazott, szintén tetszőleges lépcsőzött nyaláb méretezése. A munka megkönnyítésére táblázatok készültek.

3.1.1 A túlsorduló forgalom varianciaegyütthatójának meghatározása

Tekintsünk egy n_1 vonalból álló, k_1 elérhetőségű és g_k csoportból álló lépcsőzést, és vessük össze egy $k_1 = n_0$ vonalból álló teljes elérhetőségű nyalábbal (6.



6. ábra. Lépcsőzött csoport és teljes elérhetőségű ekvivalense [7]

ábra)! Az utóbbinak akkora A_0 forgalmat ajánljunk fel, hogy a két esetben a „van túlcsordulás” és „nincs túlcsordulás” állapotok megegyezzenek. Belátható, hogy a két rendszerben az időtorlódás, a torlódásmentes állapot valószínűsége és a túlcsorduló forgalom középértéke is megegyezik. Fentiek alapján egy közelítő formula vezethető le a varianciaegyütthatóra:

$$D = \frac{1}{2} p R^2 \frac{k_1}{n_1} \left[2 + \frac{1}{g_k} \left(\frac{n_1}{k_1} - 1 \right) \right]$$

A B veszteség és a k_1 elérhetőség függvényében a p csúcossági tényező diagramból leolvasható (7. ábra).

3.1.2 A második választású lépcsőzés számítása

A fiktív elsődleges lépcsőzésről (jellemzői A_k^x , n_1^x , $k_1^x < n_1^x$) R , D paraméterű túlcsorduló forgalom jut a másodlagos lépcsőzésre. A teljes lépcsőzés torlódása ezek után a következő:

$$B_{\text{tot}} = \frac{R_2}{A_k^x} = \frac{E_{n_1^x+n_2}(A_0)}{E_{n_1^x+n_2-k_1^x-k_2}(A_0)}$$

Ha a másodlagos lépcsőzés B torlódását adott értékre kell beállítani, akkor a második választású lépcsőzés $n_2 = n_{20} + \Delta n_2$ vonalból kell álljon. Itt n_{20} a tiszta véletlen felajánlott forgalom esetén szükséges vonalszám, amelyet a forgalom csomósodott jellege miatt

$$\Delta n_2 = \frac{D}{R} [c_1(R-20) + c_2]$$

számú vonallal kell kiegészíteni. A képletben szereplő c_1 és c_2 értéke a 8. és 9. ábrából állapítható meg. Láthatóan annál több kiegészítő vonal szükséges, minél kisebb az elérhetőség.

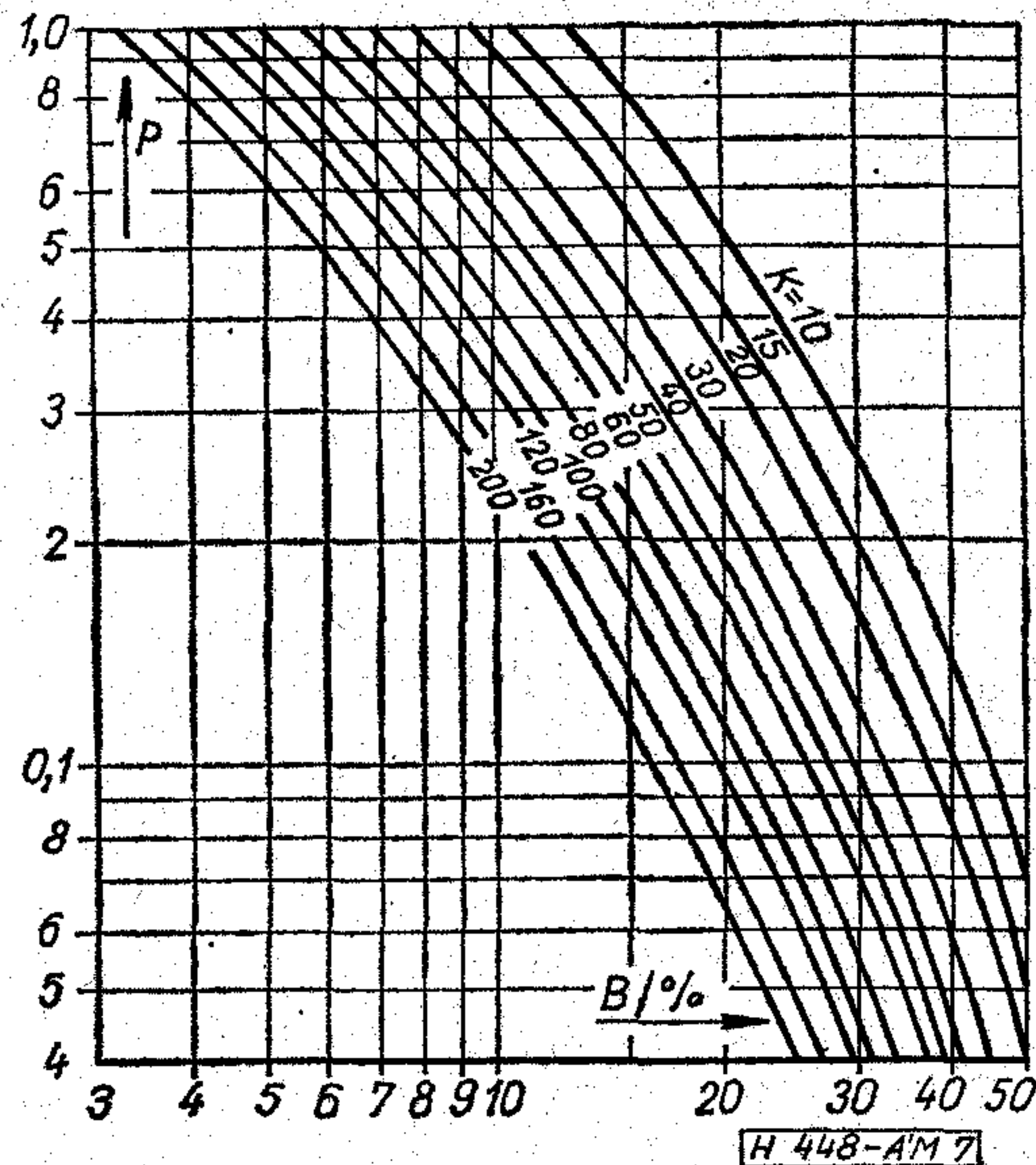
3.2. A nyugatnémet posta egyszerűsített számítási eljárása [6]

A Deutsche Bundespost a W-B-módszer egyszerűsített változatát használja a mindennapi méretezési gyakorlatban, amelyet teljes és részleges elérhetőségű csoportokra egyaránt kidolgoztak és a munka megkönnyítésére segédletek is készültek. Tervezési alapjaik a következők:

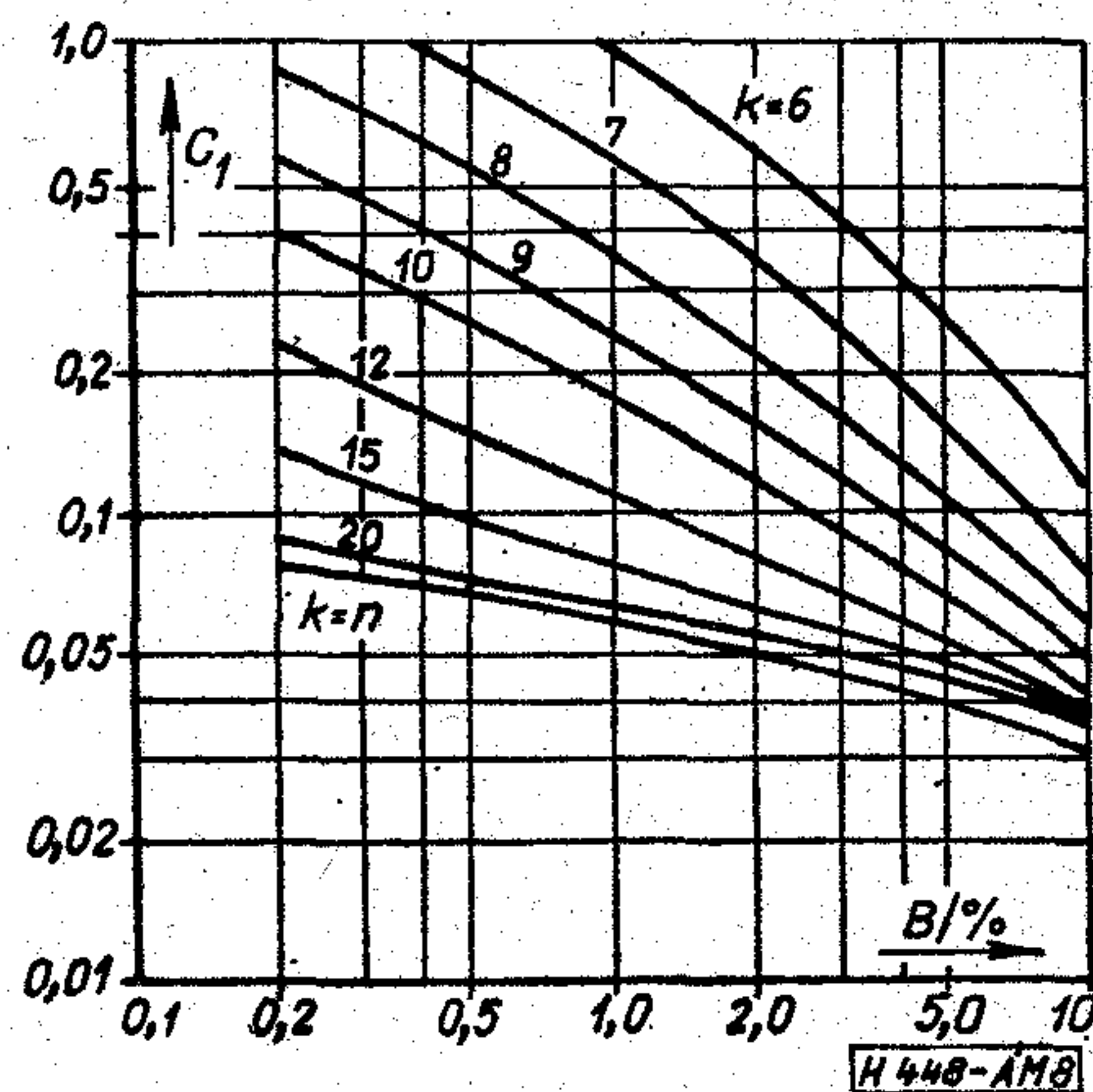
- minden első választású vonal legkevesebb 0,7–0,8 erl forgalmat vigyen át;
- az első választású csoportokat $B=20\%$ -os átlagos túlcsordulási veszteségre méretezik;
- a túlcsorduló nyálábok kisveszteségűek: $B=1\%$ elterjedt;
- a $z=1,6$ -os csúcossági tényezőt, mint egységes felső korlátot tekintik.

A felsorolt megfontolások a szükséges táblázatok számát jelentős mértékben csökkentik. Vizsgálataik szerint megfelelően választott egységes csúcossági tényező használata esetén a nyálábok zömét enyhén túlméretezzük. Ez ellensúlyozhat néhány olyan körülményt, amely a méretezett nyáláb későbbi túlterhelését okozná:

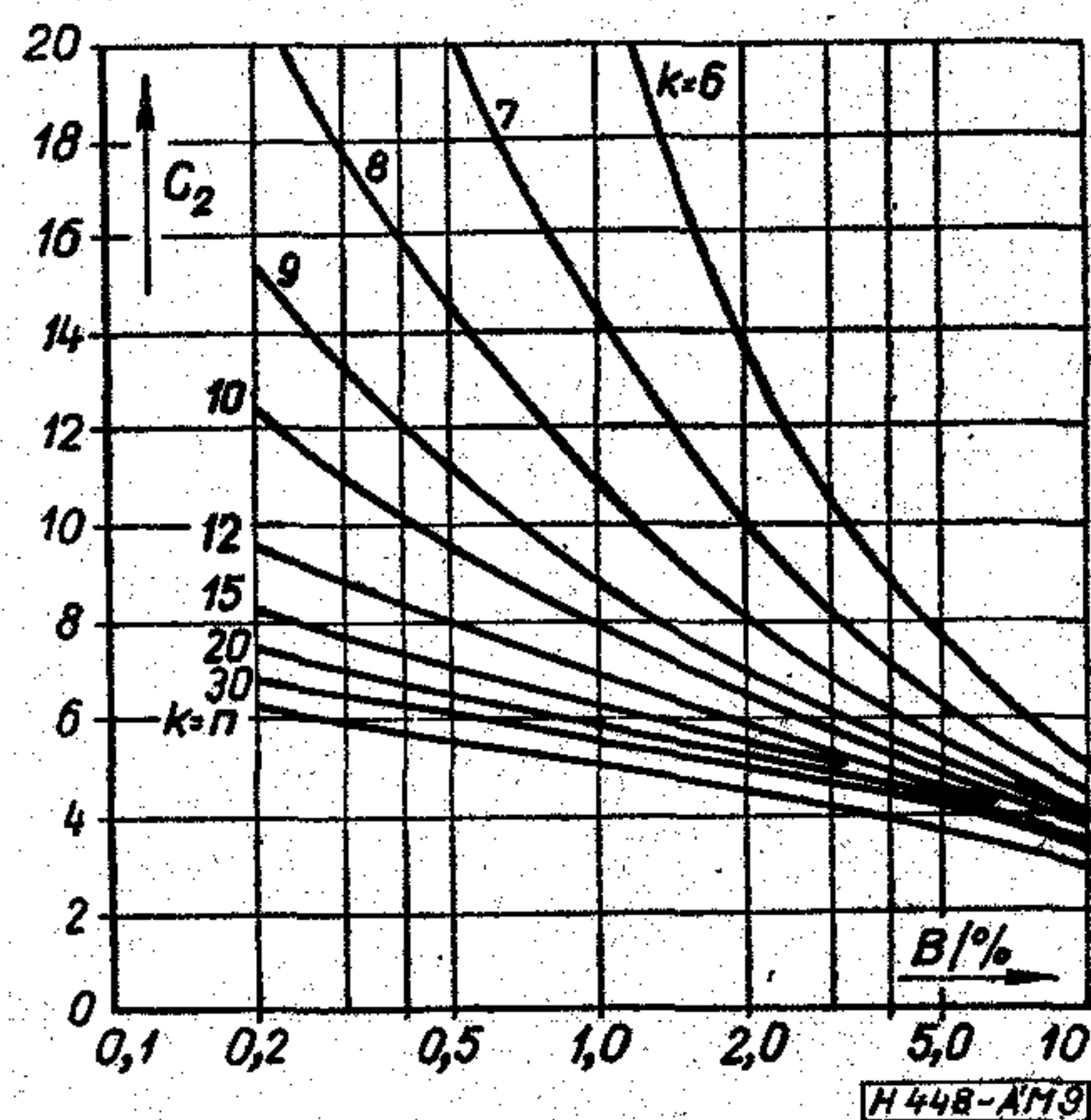
- a forgalommérés pontatlanságát;
- a napi ingadozások hatását;
- a jövőbeli növekedés hatását.



7. ábra. A p csomósodási tényező [7]



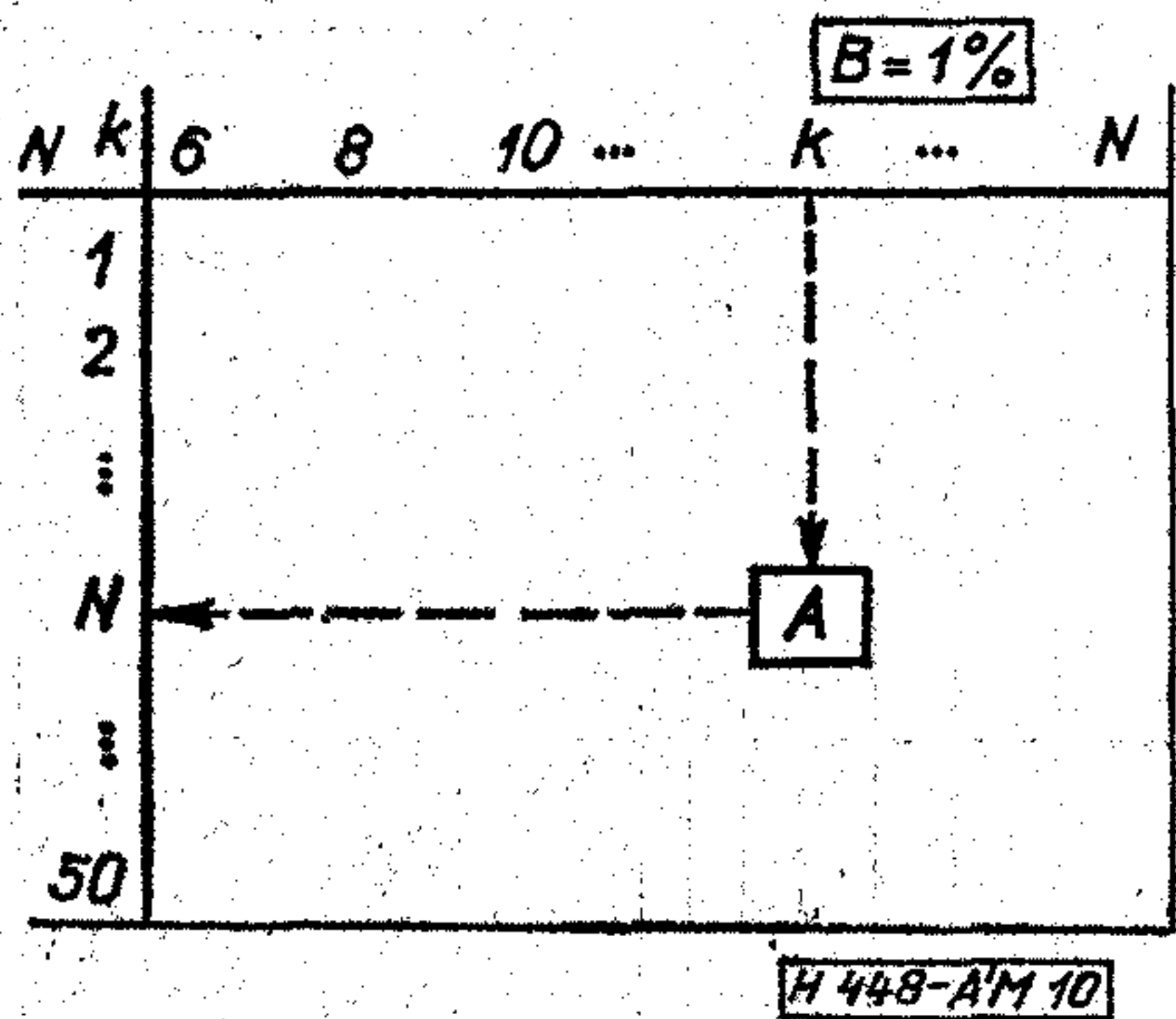
8. ábra. A többletvonalak számításához szükséges C_1 tényező [7]



9. ábra. A többletvonalak számításához szükséges C_2 tényező [7]

A méretezéshez összesen két táblázat szükséges:

- egy Erlang-, vagy MPJ-táblázat az első választású, és
- egy táblázat a túlcsorduló nyáláb méretezéséhez (10. ábra).



10. ábra. A W—B-módszer egyszerűsített változatához használt méretezési táblázat elrendezése

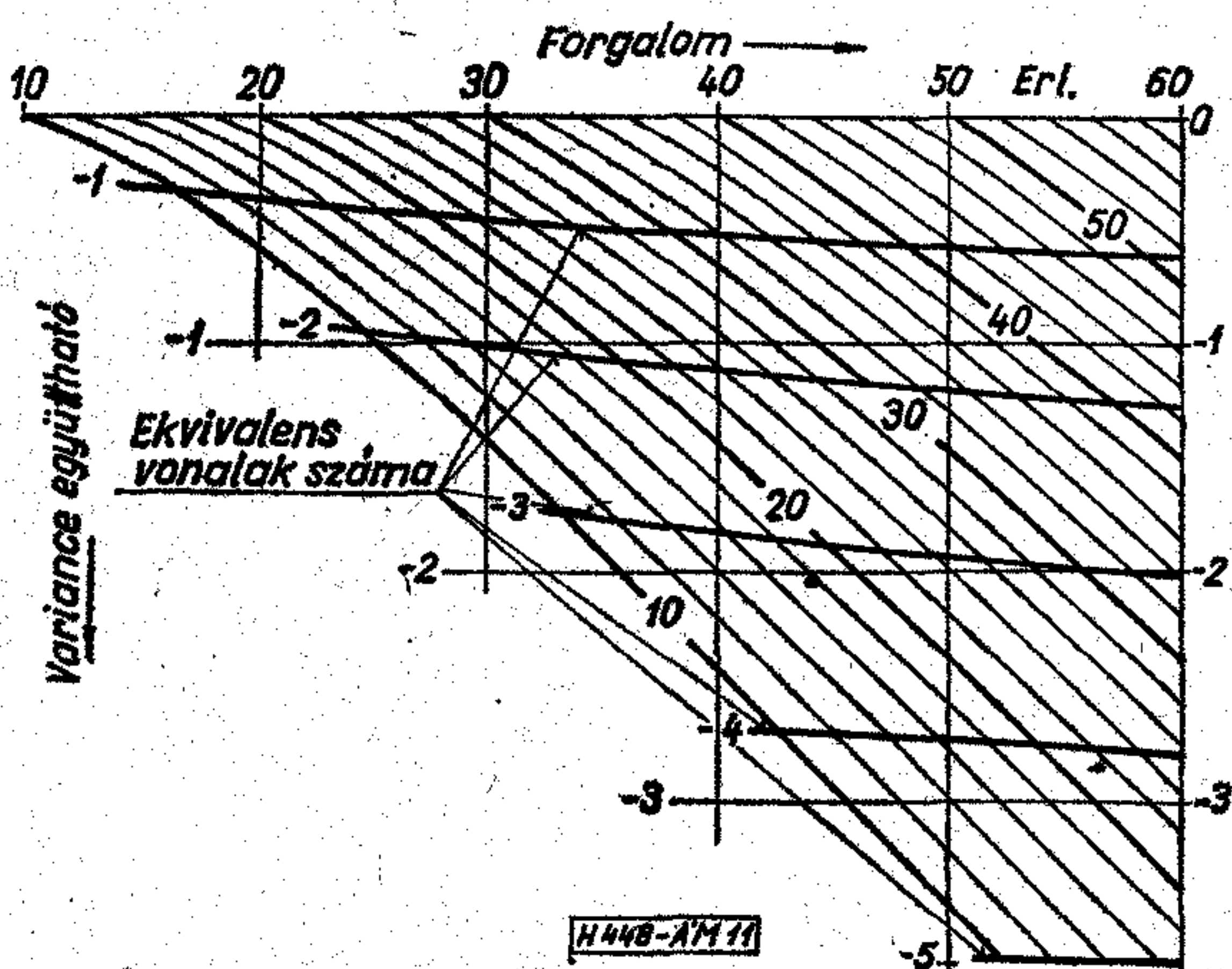
A táblázatból adott A túlsorduló forgalomhoz meghatározhatók a túlsorduló nyaláb N vonalszáma és k elérhetősége úgy, hogy 1% veszteség keletkezzék.

A nyugatnémet posta évek óta ezt a méretezési gyakorlatot folytatja. A CCITT szorgalmazására számos országban folynak mérések, vizsgálatok a módszer helyességének ellenőrzésére. A svéd posta mérései szerint például náluk a csúcsossági tényező értéke 2,4 körüli. Ez óvatosságra int az egységes csúcsossági tényező használata terén; úgy tűnik, hogy az egyes hálózatok szerkezete és a különböző méretezési gyakorlat nagy hatással van a tényező értékére.

3.3 A véletlennél simább felajánlott forgalom [3]

Egyes esetekben nem teljesül az a feltétel, hogy a forgalom szórása nagyobb vagy egyenlő a középértékével, tehát $V \geq M$, a forgalom véletlen, illetve csomósodott jellege szerint. Így például a rögzített, véges számú, de állandó intenzitású forrás által felajánlott forgalom simább a tiszta véletlennél, ennek megfelelően kevesebb vonalat igényel, mint amennyit az adott forgalomra az Erlang-képlet mutat. A W—B-módszer általános formája nem alkalmazható ilyen körülmények között, mert a fiktív vonalszám nem lehet negatív. Bretschneider matematikai átalakításokkal levezette az Erlang-képlet egy polinomos alakját negatív vonalszámokra. Így mínusz egy vonalra:

$$E_{1,-1}(A) \approx \frac{b_0 + b_1 A + b_2 A^2 + b_3 A^3 + b_4 A^4}{a_0 + a_1 A + a_2 A^2 + a_3 A^3 + a_4 A^4}$$



11. ábra. Méretezési diagram sima forgalomhoz [3]

A képlet alapján számítógéppel készítették egy segéd-görbe-sereget, amellyel a fiktív vonalszámok meghatározhatók (11. ábra).

A diagram használatát a következő példa világítja meg:

Hány vonalat kell biztosítani, ha a felajánlott forgalom $R=5$ erl, amely $M=25$ állandó intenzitású forrástól származik?

A fent említett levezetés szerint $D = -\frac{R^2}{M}$, tehát

jelen esetben $D = -\frac{5^2}{25} = -1$. A diagram szerint

$D = -1$ és $R=5$ erl jellemzőkkel bíró forgalomnak $A=3,6$ erl fiktív véletlen forgalom felel meg, amely $-1,65$ fiktív vonalról csordul túl. Ha tehát az adott sima forgalmat egy 10 vonalas nyalábra kívánjuk adni, akkor ez egyenértékű azzal, mint amikor az $A=3,6$ erl véletlen forgalmat $10 - 1,65 = 8,35$ vonalra adjuk. Ennek vesztesége már — igaz, hogy interpolációval, de közönséges Erlang-táblából meghatározható. Azt kapjuk, hogy a túlsorduló forgalom $R=0,051$ erl, tehát a veszteségi valószínűség $B=0,051/5 = 1,02\%$.

*

A fentiekben összefoglaltuk a túlsordulásos rendszerek méretezésével kapcsolatos kérdéseket. Tudomásunk szerint magyar nyelven ilyen tárgyban nem jelent még meg hasonló áttekintés, ezért ezzel remélhetően hasznos szolgálatot tettünk. Olyan módszereket ismertettünk, amelyek néhány, viszonylag könnyen hozzáférhető segédlet igénybevételével a gyakorlatban jó eredménnyel alkalmazhatók. Végül a szerző ezúton is köszöni Dr. Molnár Pál és Dr. Gosztony Géza támogatását a cikk megírásában.

I R O D A L O M

- [1] Wilkinson, R. I.: Theories for toll traffic engineering in the USA. BSTJ 35 (1956) pp. 421—514.
- [2] Bretschneider, G.: Die Berechnung von Leitungsgruppen für überfließenden Verkehr in Fernsprechanlagen (Calculation of groups of circuits for overflow traffics in telecommunication plants). NTZ 9 (1956) pp. 533—540.
- [3] Bretschneider, G.: Extension of the Equivalent Random Method to smooth traffics. 7th ITC Stockholm, paper No. 411.
- [4] Bretschneider, G.: The exact calculation of the variance of general Poisson overflow traffics. NTZ 27 (1947) H. 9. pp. 331—333.
- [5] Bridgford, J. N.: The geometric group concept and its application to the dimensioning of link access systems. 4th ITC London, 1964. Doc. 13.
- [6] Calculation of the number of circuits in a group carrying overflow traffic. CCITT Com. XIII-No. 118-E Oct. 1975.
- [7] Herzog, U.: A general variance theory applied to link systems with alternate routing. 5th ITC New York 1967 pp. 398—406.
- [8] Herzog, U.—Lotze, A.: Das RDA Verfahren, ein Streuwertverfahren für unvollkommene Bündel. NTZ 19 (1966) no. 11. pp. 640—646.
- [9] Holtzman, J. M.: The accuracy of the equivalent random method with renewal inputs. 7th ITC 1973 Stockholm, paper No. 414.
- [10] Jensen, R.: On arrival processes for overflow calls. 7th ITC 1973. Stockholm paper No. 416.
- [11] Lee, L.: Application of equivalent trunks technique to alternate route engineering. IEEE Transactions on Communications, Vol. Com—21, No. 7. 1973. pp. 809—820.
- [12] Lajtha György: Távközlő hálózatok elmélete és tervezése. Bp. 1971. Műszaki K. 463 p.

- [13] Lee, L.: Alternate route engineering charts. Bell Northern research, Technical Report TR 3GO2-1-73 p. 94.
- [14] Lotze, A. — A traffic variance method for gradings of arbitrary type. 4th ITC London, Doc. No. 8/80.
- [15] Lotze, A. — DDD network optimization in field engineering — from theory to applications. 7th ITC Stockholm, 1973 paper No. 521.
- [16] Lotze, A. — Verkehrstheoretische Fragen bei der Gestaltung internationaler Fernwahlenetze. NTZ 19/1966) H. 11. pp. 633—639.
- [17] Lotze, A., Schehrer, R. — Die streuwertgerechte Bemessung von Leitungsbündeln in Wahlenetzen mit Leitweglenkung. NTZ 19 (1966) H. 12. pp. 719—724.
- [18] Neal, S. — The equivalent group method for estimating the capacity of partial-access service systems which carry overflow traffic. BSTJ Vol. 51. (1972) No. 3. pp. 777—783.
- [19] Rapp, Y. — Planning of junction network in a multi-exchange area. Er. Techn. 20. 1964. 1. pp. 77—130.
- [20] Schehrer, R. — On the calculation of overflow systems with a finite number of sources and full available groups. Proceedings of the Symposium on Computer-communications networks and teletraffic. New York, 1972.
- [21] Schehrer, R. — Optimal design of alternate routing systems. 5th ITC New York, 1967 pp. 378—389.
- [22] Smith, N. M. H. — More accurate calculation of overflow traffic from crossbar group selectors. The Telecomm. Journal of Australia. 1973. Febr. pp. 472—475.
- [23] Smith, N. M. H. — More accurate calculation of overflow traffic from link trunked crossbar group selectors. Australian Telecomm. Monograph No. 1. (1963.)
- [24] Taange, I. — Optimum methods for the designing of routes and lines in telephone networks with alternative traffic routes. TELE 1959. No. 2. pp. 49—70.
- [25] Walström, B. — Survey of congestion studies in telephone systems with overflow facilities. 5th ITC New York, 1967. pp. 390—397.
- [26] Walström, B. — Congestion studies in telephone systems with overflow facilities. Ericsson Technics No. 3. 1966. pp. 308—351.
- [27] Wilkinson, R. I. — Some comparisons of load and loss data with current traffic theory. BSTJ 50(1971) No. 8. pp. 2807—2834.

Méretezési segédletek

- [I] Telephone traffic theory, tables and charts, Part 1. Siemens AG, Berlin-München, 1970. (Angol és német nyelvű) p. 420.
- [II] Tabellen zur Bemessung von Leitungsbündeln (Tables for the dimensioning of groups of circuits). Deutsche Bundespost.
- [III] Lotze, A. — Tabellen für Streuwert und Verlust von einstufigen Koppelanordnungen mit unvollkommener Erreichbarkeit (RDA-Tafeln). Inst. für Nachrichtenvermittlung und Datenverarbeitung der Techn. Hochschule. Stuttgart 1966. p. 202.
- [IV] Wilkinson, R. I. — Nonrandom traffic curves and tables for engineering and administrative purposes. Traffic Studies Center, Bell Telephone Laboratories, 1970. p. 211.
- [V] Palm, Conny — Table of the Erlang Loss Formula. Second Ed. Kungl. Telestyrelsen, Stockholm 1954. p. 39.
- [VI] Lotze, A. — Alternate Routing tables for the economic demensioning of telephone networks. Institut für Nachrichtenvermittlung und Datenverarbeitung, Universität Stuttgart, 1973. p. XIX + 156. (Angol és német nyelvű).

EGYESÜLETI HÍREK

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnökségi ülése
(1976. április 1.)

Az Elnökség ünnepi ülését *Komporday Aurél*, a HTE elnöke nyitotta meg. Az elnökségben helyet foglalt dr. Horgos Gyula, az MTESZ ügyvezető elnöke. Méltatta az ünnepi alkalmat, melyen átadják a kitüntetetteknek az 1975. évi Puskás Tivadar Díjakat és a Pollák-Virág Díjakat és a nyerteseknek a diplomát, valamint a szakdolgozat pályázat díjait, majd jóváhagyásra előterjesztette az egyesületnek a VB által már elfogadott 1976. évi munkatervét.

Az elnöki megnyitó után *dr. Szita Jánosné*, a HTE alelnöke mondott beszédet:

Az MTESZ és az Egyesület nemrég lezajlott közgyűlésén elhangzottak alapján — mondotta — joggal állapítható meg, hogy a Szövetség és tagegyesületei, közöttük a HTE is jól szolgálták a gazdaság- és tudománypolitikára vonatkozó állami határozatok végrehajtását. Idézte Fock elvtársnak az MTESZ közgyűlésén elhangzott szavait, melyek szerint az eddiginél is többet és sokkal határozottabban kell helyzet-elemzésekkel és javaslatokkal a felsőbb szervekhez fordulni.

Egyesületünk már a múlt év folyamán tett ilyen kezdeményezéseket — mondotta alelnökünk. Ezek közül kiemelte „A magyar elektronikai ipar fejlődési problémái” című tanulmányt, amely az alkatrészfejlesztéssel és -gyártással összefüggő kérdéseket elemezte. Ezt a tanulmányt az Egyesület az illetékes párt- és gazdasági szerveknek eljuttatta és széles körű visszhangot és intézkedéseket váltott ki vele.

Ezután rátért a társadalmi szervek közvélemény-formáló szerepére, amivel nagy horderejű feladatok teljesítésére képesek mozgósítani. A súlyponti feladatok, amelyekre ezt az erőt most összpontosítani kell, az V. ötéves tervből és azokból a távolabbi célkitűzésekből adódnak, amelyek már a VI. ötéves tervre is kirajzolódtak.

Alkatrésziparunk a tervtörvény szerint az 1976—1980-as időszakban 220%-kal fejlődik. Ezen belül kiemelt fontosságú

feladat az integrált áramkörök gyártásának bővítése. Ezt két lépcsőben tervezik: elsőként tőkéslicenc-vásárlással és kooperációban megvalósítják a szerelő- és mérőüzemet, a második lépcsőben az elemgyártást.

Ezután méltatta a vákuumtechnikai gép- és komplett berendezésgyártás, valamint a fényforrás gyártásfejlesztésének nagy népgazdasági jelentőségét, majd érintve a közszükségleti termékek gyártását, melynek jelentős szerepe van az alkatrészgyártás gazdaságosságának biztosításában, rátért a hírközléstechnika termékcsoportjaival kapcsolatos kérdésekre.

Ezen alágazatban (vákuumtechnika nélkül) átlagosan mintegy 150%-os fejlődést irányoztak elő, 1980-ra. Néhány területen, mint a kapcsolástechnika, a vezetékes átviteltechnika, amelyek hosszabb távon kapcsolódnak a KGST-integrációs célokhoz, a megfelelő rekonstrukciót biztosítani lehet, de a világgazdasági helyzetből eredő okok miatt nincsen lehetőségünk arra, hogy a hírközléstechnika minden perspektivikus termékcsoportjában megvalósítsuk a régóta aktuális általános ipari rekonstrukciót, amit a technológiai fejlődés megkívánna. A kapcsolástechnikai és vezetékes átviteltechnikai termékcsoportok gyártásbővítésének üteme messze meghaladja a hírközlés technika átlagos ütemét és lényegesen nagyobb a gépipari átlagnál is; 1980-ra eléri a 160—170%-ot.

A híradástechnika többi szakterülete — a mikrohullámú berendezések, URH adó-vevők, hangosító és stúdiótechnikai eszközök, adóberendezések — mérsékeltbb dinamikával fejlődik.

Jövönk egyik záloga a hírközlő berendezéseknek, s ezek között a mikrohullámú berendezéseknek is, egységes rendszerfelépítésben, korszerű konstrukciós megoldásokkal és technológiával való gyártása. Ennek elérése szemléletbeli változásokat és a közös ügyekért való nagyobb odaadást

követel. Rendkívül sokat tehetünk azzal, ha a jelenleg korlátozott mértékben rendelkezésre álló anyagi eszközöket olyan közös érdekeltségű technológiai bázisok létesítésére használjuk fel, amelyek több, hasonló vagy közel hasonló profil gondjait megoldják. Ugyanez vonatkozik tömémentelen részegységnek és szerelvénynek gyártására is.

Az előzőekben a nagyvonalakban felvázolt célok elérésében igen nagy segítséget nyújthatnak a társadalmi szervezetek, közöttük a Híradástechnikai Tudományos Egyesület.

Ennek igen számottevő tényezője az egyesület vállalati szervezeteinek létrehozása, az egyesület üzemi csoportjainak megszervezése.

A társadalmi munka szervezett bekapcsolása az üzemek, intézetek konkrét problémáinak megoldásába, növeli a társadalmi munka által nyújtott segítség hatékonyságát, kiszélesíti az üzemi demokráciát és elmélyíti az Egyesület és vállalatok, intézmények közötti eddig is igen jó kapcsolatokat.

Nagy szükség van a fiatal szakemberek mielőbbi bekapcsolására, a felelősségteljes feladatok ellátására. Az egyesület e téren is sokat tett és sokat tehet még. Ehhez kapcsolódik az egyesületnek az oktatásban, a továbbképzésben betöltött szerepe is. A rohamosan fejlődő elektronika oktatási követelményeit az állami oktatás csak bizonyos időközönként tudja követni. Ezt a társadalmi úton szervezett oktatással lehet áthidalni.

Fontos szerepet tölt be az egyesület az ipar és a hazai felhasználók közötti kapcsolatok elmélyítésében is, elsősorban a postai szervekkel, az érintett társegyesületekkel való együttműködés útján.

A koncepcionális tervezésben — mely egyre elmélyültebb munkát követel meg — sokat segíthetne az egyesület azzal is, ha a rendelkezésre álló világirodalmi adatokat valamely alkalmas rendszerben értékelni és a szakemberek rendelkezésére tudná bocsátani. Ezzel lehetőséget biztosítana a megalapozottabb koncepciók kidolgozásához.

A fentiekben felvázolt tennivalókat, módszereket és eszközöket az V. ötéves terv teljesítésének szolgálatába kell állítani mert most ez a legfontosabb feladat. Ami az ipar feladata, ugyanaz az Egyesületé — fejezte be beszédét dr. Szita Jánosné.

Ezután került sor az 1975. évi

Puskás Tivadar Díjak

Pollák—Virág Díjak, valamint a

diplomaterv- és szakdolgozat pályázat díjainak átadására. (Lásd folyóiratunk 1976. évi 5. számát).

Szünet után tartotta meg beszámolóját Dr. Almássy György, a HTE főtitkára:

Kapcsolódva dr. Szita Jánosné beszédében foglaltakhoz, hangsúlyozta, hogy a világpiacon lejátszódó változások különösen érzékenyen érintenek egy olyan gyorsan fejlődő iparágat, mint az elektronika, híradástechnika. E változások súlyos feladatokat rónak iparágunkra, amelyeket csak a rendelkezésre álló műszaki tudományos erőforrások maximális mozgósításával lehet teljesíteni. Egyesületünk alapszabályba foglalt célkitűzése és az MTESZ irányelvek szerinti legfontosabb feladata iparágunk gazdasági eredményességének, a termelésnek a támogatása. Iparágunk egyike azoknak, amelyekben legjobban haladt előre a tudományos eredményeknek közvetlen termelőerővé válása. Éppen ezért egyesületünknek számos területen van lehetősége ezt társadalmi munkával elősegíteni. A főtitkár a továbbiakban beszámolt arról, hogy az előző este dr. Horgos Gyula, az MTESZ ügyvezető elnöke és dr. Valkó Endre az MTESZ főtitkára vezetésével, a Szövetségbe tömörült tagegyesületek főtitkárainak részvételével, élénk vitával kísért értekezlet volt, amely — az Országos Elnökség határozatai alapján — meghatározta a tagegyesületekre, így a HTE-re váró legfontosabb feladatokat és a rendelkezésre álló eszközök és lehetőségek korlátait.

Ismételten hangsúlyt kapott az üzemi szervezetek kiépítésének fontossága. Egyesületünk e téren figyelemre méltó eredményeket ért el kísérleti mintaszervezeteinek létrehozásával. Két, készülék- és berendezés-orientált vállalatnál: BHG-nál és a Videotonnál és egy professzionális nagyberendezéskutatásra orientált nagy kutató intézetnél: a TKI-nál már a múlt évben létrehozta a HTE üzemi (intézeti) szervezetét. Ugyancsak megalakult a helyi szervezet oktatási intézményeknél: a Zrínyi Miklós Katonai Akadémiánál és a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolánál. Folyamatban van a HTE

üzemi szervezetének megalakítása egy alkatrészipari tröszt méretű nagyvállalatnál: az EIVRT-nél és egy alkatrész kutató intézetnél: a HIKI-nél.

Az MTESZ tagegyesületeinek üzemi szervezetei részére egységes irányelvek kidolgozására dr. Horgos Gyula MTESZ-SZOT közös bizottságot hozott létre, melynek vezetését a HTE főtitkára bízta. Az irányelvek kidolgozásánál nagy körültekintéssel kell eljárni és különös figyelmet kell fordítani arra, hogy e helyi szervezetek létrehozása az új aktívák széles körét mozgósítsa és ne okozza a hagyományos egyesületi tevékenység visszaesését. Az üzemi csoportoknak szorosan együtt kell működniük egyrészt a vállalatvezetéssel, a tömegszervezetekkel, másrészt az érintett egyesületi szakosztályokkal.

A HTE-nek az üzemi csoportok működésével kapcsolatos eddigi tapasztalatai kedvezőek.

Az MTESZ-értekezlet további témája a szigorú takarékoság volt. A megnövekedett feladatokat jobb szervezéssel kell ellátni, az apparátusok növelésére nincs lehetőség. A társadalmi aktívák igénybevétele ne menjen a hivatalos munkaidő rovására. A rendezvények határfokának javítása céljából ki kell terjeszteni a közös rendezvények rendszerét, mind a szakosztályok, mind az egyesületek körében.

A szelektív iparpolitikából következő oktatási feladatok gazdaságos megoldására új oktatási formát: a vándor oktatást vezetjük be, amelynek lényege az, hogy több oktató csoport gondosan kiválasztott témájú továbbképző előadás-sorozatot több vállalatnál, elsősorban vidéki vállalatoknál ad elő. Az előadás-sorozatok jegyzéke hamarosan elkészül és azt a vállalatok rendelkezésére bocsátjuk, hogy lehetőségük legyen a helyi továbbképzési igényeknek megfelelő előadás-sorozat kiválasztására. A vándor oktatási csoportok munkájának szervezését a titkárság az egyesület Oktatási Bizottságával karöltve intézi majd.

Nagy súlyt helyezünk ifjúsági politikánk aktivitásának fenntartására, aminek egyesületünk Ifjúsági Bizottsága a letéteményese. Ez a Bizottság szervezte meg többek között az FMKT ágazati csapatdöntőjét és vesz részt a most induló középöntő lebonyolításában.

Ezután a főtitkár áttért egyesületünk pénzügyi gazdálkodására. A HTE Végrehajtó Bizottsága megtárgyalta pénzügyi helyzetünket. Egyhangúan megállapította, hogy az egyesület az 1975. évi gazdálkodásban a takarékoság elvét messzemenően szem előtt tartotta. Ráfizetéses rendezvény nem volt. A reprezentációs költségeket, beleértve külföldi vendéglátást is, nagymértékben csökkentette. Az 1976. évre elkészített pénzügyi tervben, az új, gazdálkodásra vonatkozó rendelkezéseket figyelembe vette. Az egyesület célja a rendezvényekkel az, hogy a híradástechnikai ipar számára a szakemberek megfelelő továbbképzéséhez hozzájáruljon oly módon, hogy az ne menjen a munkaidő rovására.

A főtitkári beszámolót számos hozzászólás követte:

Kiss Károly a Vasas Szakszervezet Műszaki és Gazdasági Tanácsa nevében üdvözölte a HTE Elnökségi ülését. Utalt a Vasas Szakszervezet és a HTE között a múlt évben létrejött együttműködési megállapodásra, amellyel mind a Vasas Szakszervezet, mind a HTE munkássága jelentősen gazdagodott.

A Vasas Szakszervezet számítt az egyesület közreműködésére, többek között a műszaki-gazdasági szakemberek érdekvédelme tekintetében kialakított sajátos rétegpolitikája módszerének továbbfejlesztésében, ugyanakkor együttműködve segíti és patronálja az egyesület üzemi helyi csoportjainak megalakítását és tevékenységét.

Ezután részletesen elemezte az üzemi csoportok működésének alapelveit és feladatait, meggyőződésének adott kifejezést, hogy az üzemi helyi csoportok nagy segítséget nyújtanak a tudománypolitikai célkitűzések megvalósításában és a konkrét üzemi, intézeti feladatok megoldásában. Az üzemi csoportok azonban nemcsak saját vállalataik problémáinak megoldását segíthetik elő, hanem sokat tehetnek a vállalataikkal kooperációs kapcsolatban álló vállalatok közös feladatainak végrehajtásában is.

Itt megemlítette, hogy az MHE a közelmúltban koordinációs tanácskozásokat tartott, a híradástechnikai vállalatokkal kooperációs kapcsolatban álló főbb anyagszállítóknál. Így többek között, a Magyar Kábel Műveknél tartott tanácskozáson részt vett a HTE Alkatrész és Alapanyag szakosztályá-

nak képviselője, aki javasolta, hogy a HTE-ben rendezzenek műszaki kerekasztal konferenciát, amelyen megvitatnák a híradástechnikai vállalatok és a MKM jobb együttműködését elősegítő közös tennivalókat. Az üzemi csoportok csatlakozhatnak az ilyen természetű problémák közös megoldásához is.

Ezek után rátért az V. ötéves tervben foglalt feladatok végrehajtásának kérdéseire, amelyek különösen nagy követelményeket támasztanak a gépiparral, ezen belül a híradástechnikai ágazattal szemben. Elmondta, hogy a kohó- és gépipari miniszter rendeletére a vállalatoknak el kellett készíteniük az 1976. évi terv végrehajtásának komplex intézkedési tervét, egyeztetve azt az üzemi pártszervezettel, szakszervezettel és az üzemi demokrácia arra hivatott fórumain. A terv végrehajtásához a munkások, mérnökök, közgazdászok szoros együttműködésére van szükség. Ezt az együttműködést van hivatva elősegíteni a Vasas Szakszervezet és a HTE között kötött együttműködési megállapodás.

Befejezésül köszönetet mondott az elvtársi együttműködésért, melyet személy szerint a HTE főtitkára és főtitkárhelyettese nyújtottak az üzemi helyi csoportok szervezésében. Sok sikert kívánt az egyesület munkásságához és az üzemi helyi csoportok működéséhez.

Dr. Házman István az OMF B irodájának nevében üdvözölte az egyesületet és köszönte meg az eddigi segítséget, különösen azt, amelyet az egyesület az 1975. év folyamán kidolgozott tanulmányokkal nyújtott. Az OMF B és a HTE feladatai hasonlóak, bár eszközeikben különböznek, tevékenységük jól kiegészíti egymást. Számítanak a HTE további segítségére.

Horváth Imre (BHG), a HTE—BHG üzemi csoportjának elnöke, rámutatott arra, hogy a SZOT—MTESZ bizottság által az üzemi csoportok működése tárgyában kialakítandó irányelvek meghatározók lesznek az üzemi csoportok létét és eredményes működését illetően. Az üzemi csoportok tevékenységének egyik legfontosabb jellemzője az kell legyen, hogy itt nem főnökök és beosztottak ülnek le egymással tárgyalni, hanem műszaki kérdésekkel foglalkozó szakemberek vitatják meg a kérdéseket, akik egymást támogatják.

A továbbiakban hangsúlyozta a HTE fontos szerepét a híradástechnikai szakemberképzésben. Magyarországon ma gyakorlatilag nincsen kapcsolástechnikai és vezetékes átviteltechnikai szakemberképzés — mondotta —, ma mindenki számítógépes szakember akar lenni. Javasolja, hogy az egyesület Oktatási Bizottsága próbáljon a Kandó Kálmán VMF helyi csoportjával közös tervet kialakítani e probléma megoldására. Ha nem sikerül ezt a súlyos hiányosságot rövid időn belül pótolni, a szakma, s vele együtt a hazai kapcsolástechnikai és átviteltechnikai ágazat igen súlyos helyzetbe kerül.

Dr. Szalay Béláné dr. Sátor János vezérigazgató nevében bejelentette, hogy a Mechanikai Műveknél április hó folyamán megalakul a HTE üzemi csoportja. A vállalathoz az utóbbi időben, az új profilokkal kapcsolatban számos fiatal mérnököt vettek fel és rögtön a kezdet kezdetén — megindították az egyesületi munka szervezését. Az egyesület örömmel üdvözli ezt a kezdeményezést.

Az egyesületi ifjúsági politikáról elhangzottakkal kapcsolatban felhívta a figyelmet arra, hogy e téren is sok még a tennivaló. Az egyetemről kikerült fiatalok tanulmányaik folyamán munkamódszert alakítottak ki, erre is nevelték őket. Az iparban elhelyezkedve nem találkoznak a szervezethez, amit feltételeztek s amit szükségesnek tartanak. Ezt a véleményt tapasztalta a fiatalok egyik, néhány hónapja lezajlott klubdelutánján.

Segíteni kell a fiatalokat a beilleszkedésben — mondotta — merjünk többet rájuk bízni, a feladatokat úgy fogalmazzuk meg részükre, hogy az műszakilag kielégítse őket és próbáljuk megérteni azt a szemléletüket, hogy valami újat akarnak, és ezeket az „újakat” próbáljuk meg a helyi adottságoknak megfelelően beilleszteni az érintett vállalat munkájába.

Sugár Gusztáv, a HTE Pécsi Helyi Csoportjának elnöke felhívta a figyelmet a vidéki csoportok munkájának fontosságára, mert ezen keresztül az egyesület be tud kapcsolódni egy-egy terület műszaki tudományos tevékenységének fellendítésébe. Ezt tükrözi az egyesület 1976. évi munkaterve is.

Örömmel értesült arról, hogy oktatási intézményeknél, mint a ZMKA-nál és a KKVVMF-nél megalakult a HTE helyi csoportja. Felhívta a figyelmet arra, hogy a győri főiskolánál is helyi csoportot kellene létrehozni, ami szorosabbá tenné az

egyesület együttműködését a Postával, mivel a győri főiskola képezi ki a Posta szakember-utánpótlását.

Dr. Dékány Lászlóné (BHG): dr. Szita Jánosné előadásában elhangzott, hogy az egyesületnek többet kellene foglalkoznia az irodalom kutatásával és az irodalom összegyűjtésének kérdésével. Ezt a gondolatot támogatni kell. Az irodalomkutatást mindenki a maga erejéből és a maga kárán tanulja meg, hisz ezt nem tanítják sehol sem. Nemrégiben a HTE—BHG üzemi csoportjának ülésén nagy vita volt az INSPEC számítógépes irodalomkutatási módszerről. Ez a módszer pl. nagyon jó, de használatát meg kell tanulni. Javasolja, hogy az egyesület alakítson munkabizottságot, amely ezzel a témával igen hatáson és korszerűen foglalkozhatna.

Dr. Gosztony Géza (BHG): dr. Szita Jánosné bevezető előadásában hangsúlyozta a társegyesületekkel való együttműködés fontosságát. A Kapcsolástechnikai Szakosztály eljutott ahhoz, hogy a KTE Távközlési tagozatával nagyon jó együttműködés alakult ki, amely nemcsak az előadások kölcsönös meghirdetésében merül ki, hanem közös vitákban, a közös szakterület ápolásában gyümölcsöző együttműködést valósít meg. Ez az együttműködés nem kampányjellegű. A vándor oktatásban ugyancsak hasonló jelleggel kellene felvenni a kapcsolatot a Postás tagozat szakembereivel, tudományos előadások együttes szervezésére. Az üzemi csoportok, vidéki csoportok és a postaszervek oktatásában a HTE és a PSZA kölcsönösen részt vehetnének. A Postával való együttműködés országos jelentőséget biztosítana a vándor oktatásnak, mert nagy számú kihelyezett vidéki csoportja van.

A felszólaló ezután áttért az üzemi csoportokkal kapcsolatos egyes kérdésekre. Elmondta, hogy az üzemi csoportok megalakulásának gondolatával kapcsolatban igen szkeptikus volt, de aggodalmait eliminálódta. Sok olyan embert sikerült aktívabbá tenni és pl. azt a helyzeti előnyt kihasználni, hogy míg a Kossuth térre számosan enm jönnek be, de a gyári előadóba hajlandók bejönni. Az MTESZ elnökségében szorgalmazták a rendezvényeknek, előadásoknak a munkaidő utáni kezdését. Erre törekedni kell, de elég nagy nehézség elé nézünk, mert azok, akik egy témakörben érdekeltek a legkülönbözőbb munkakezdési, ill. befejezési időpontú gyárakban, intézetekben dolgoznak, tehát e kérdésben óvatosságra van szükség.

A jóváhagyásra előterjesztett 1976. évi egyesületi munkaterv-tervezettel egyetért, bár úgy tűnt, hogy az egyes fejezetek összeszerkesztése nem történt meg és ez nem vált a munkaterv előnyére.

Ezután *Dr. Almássy György* főtitkár válaszolt a hozzászólásokra:

- Megköszönte a Vasas Szakszervezet küldöttének üdvözlő szavait. Az együttműködést a jövőben is folytatjuk és elmélyítjük; az üzemi helyi csoportok általános működési alapelveinek kidolgozásánál figyelembe vesszük a Vasas Szakszervezet igen jó elgondolásait.
- Megköszönte az OMF B részéről elhangzott köszöntést. Az eddig kialakított jó kapcsolatokat a jövőben tovább erősítik.
- Megköszönte a BHG aktív és lelkes támogatását, melyet az Üzemi Csoport létrehozásában és munkájában kifejtett. Az oktatással kapcsolatban egyesületünk már többször végzett felméréseket és tett javaslatokat. Természetesen más az állami oktatás, más a mérnöki továbbképzés feladata és más az egyesület funkciója. A műszaki értelmiség kvázi szakmakész felkészítése inkább egyesületi munka. A BME kari ülésén azt hangoztatták, hogy felesleges a sokféle tanterv, az a fontos, hogy a hallgatók mérnöki módszerekkel ismerkedjenek meg. A szakmai részletekkel a gyakorlatban, az életben ismerkednek meg majd. Egyesületünkben — mondotta — éppen azt hangsúlyozzuk, hogy széles körű és termékeny vita alakuljon ki ezen a területen is. A vándor oktatás kialakításával éppen ezt kívánjuk elősegíteni.
- Örömet fejezte ki afölött, hogy a Mechanikai Műveknél előkészítették a HTE Üzemi Csoport létrehozását. Hasonló üzemi csoport szervezésére számos más vállalatnál is lehetőség nyílik.
- A vidéki csoportok működésére az idő rövidege miatt nem tudott kellőképpen kitérni, mint ahogy ezt a téma megkövetelte volna, de a munkatervben szerepel a vidéki csoportok gazdag terve is.

A győri főiskolával való kapcsolat felvételéről épp a napokban Philip Miklós, az MTESZ főtitkárhelyettesével beszélt. Ez az MTESZ elképzelésével is találkozott.

- Elektrotechnikai és elektronikai egyesületek között együttműködési megállapodás van és egy szűkkörű vezető tagság részére havonta tájékoztató jelenik meg, mely az egyesületek előadásairól, a külföldi kiküldetésekről és egyéb hasznos témáról ad információkat. A közös főtitkári ülések MEE-vel, MATE-val ezt az együttműködést szolgálják.

A munkaidő után rendezendő előadások kérdésében az MTESZ tegnapi főtitkári ülésén is nagy vita volt. Közölték a statisztikai adatokat, melyek szerint munkaidő után tartott előadásokon a látogatottság erősen lecsökken. Az MTESZ vezetőségének elképzelése az, hogy az előadásokat értelemszerűen kell figyelembe venni.

A munkaterv utólagos átszerkesztése nehézkes. Egységes munkaterv-úrlap kitöltésével talán jobban elősegíthető lenne az összeszerkesztés.

A takarékoság figyelembevételével megkíséreljük a jövőben egy jobban megszerkesztett, összezsírt munkaterv kialakítását. Reméljük, hogy az ideai munkaterv még így is értékes munkát fog eredményezni. Az előterjesztett tervezethez más észrevétel nem volt, így azt elfogadottnak tekinti.

Az informatikával és a vándor oktatási csoportokkal kapcsolatos felszólalásokra Mérey Imréné főtitkárhelyettes válaszolt.

- Az információ kérdésében az iparág 2 vállalatától (BHG, REMIX) és 1 intézetétől 2-2 szakember felkérésével munkacsoportot alakítottak, melyben Philip Miklós, MTESZ főtitkárhelyettes is részt vesz. A munkacsoport célja reprezentatív megvizsgálni azt, hogyan részesülnek a szakemberek az információból és hogyan segítené elő munkájukat egy jól megszervezett automatizált információs rendszer.

A Constronic '76 konferencián több külföldi előadás fog elhangzani ebben a témakörben. Érdekes lesz megvizsgálni e helyeken a konstruktőrök információellátását. Ezúton köszöni a munkacsoportban közreműködők segítségét.

Az INSPEC információs rendszer megismertetését a vállalatokkal az Egyesület szorgalmazta. A KFKI, mint az INSPEC szalagelőfizetője, különböző vállalatok témafigyelését vállalta el díjmentesen, hogy ezzel is elősegítse e módszer hazai elterjesztését. Az OMKDK most átvette ezt és reméljük sikerrel terjeszti. Egyesüle-

tünk ezután is figyelni fogja ezt a kérdést, különösen, hogy a KGM is előkészíti az automatizált információs rendszerét.

- A vidéki helyi csoportok által beküldött tematikai javaslatok alapján kialakult az előadók csoportja. Az előadások részletes tematikájának kialakítása folyamatban van. Ha ez meglesz, elkészítjük a vándor oktatási csoportok tematikai katalógusát, melyből minden vállalat igénye szerint rendelhet majd másfél-kétnapos tanfolyamot.

Komporday Aurél elnök a következő gondolatokkal zárta be az Elnökség ülését:

Az idősebb, tapasztalt kollegák mindig megtalálták a módját, hogyan segítsék egymást és vállalatukat. Az ő segítségüket az üzemi helyi csoportok létrehozásában és tevékenységében sem nélkülözhetjük. Az idősebbekéhez hasonló kollegiális kapcsolatoknak kell kialakulniok a fiatalabbak között is. Ehhez nyújt segítséget és gazdag lehetőségeket az „Egyesület”. Ez igen fontos szerepe az egyesületnek; akár üzemi szervezeteiről, akár vidéki csoportjairól van szó, a kollegialitásnak át kell sugározni az anyaegyesületre is.

Az Egyesületnek a szakszervezettel való kapcsolata kibővíti az érdeklődést a szélesebb tagság irányába; a fizikai dolgozók, a termelésben közvetlen érintett dolgozók igen jó javaslatokkal segíthetnek az üzemi csoporton keresztül az üzemi problémák megoldásában.

Dr. Szita Jánosné említette, hogy felsőbb szerveknek bizonyos javaslatokat tett az egyesület. Ez nagyon helyes volt, de figyelni kell arra, hogy nem szabad túl sok kezdeményezéssel a felső szervek érdeklődését elaltatni. Helyes volt, hogy alkatrész vonalon felvetettük a problémát, de most harcolni kell a megoldásért. Itt viszont az MTESZ és társegyesületek összefogása szükséges ahhoz, hogy az idevágó kormányzati döntések jó irányban haladjanak.

A felszólalások során felvetették az ágazati V. ötéves terv egyik igen fontos problémáját: az alapanyag-ellátás kérdését. Mindenekelőtt vizsgálat tárgyává kellene tenni, melyek e téren a legsúlyosabb problémák, amelyekkel foglalkozni kell, mint pl. a félvezető integráltáramkör-technika alapanyag problémái. Ezután összefogva az érintett társegyesületekkel javaslatokat kell kidolgozni az alapanyag-ellátás megoldására, figyelembe véve a nemzetközi kooperáció lehetőségeit. Az erre vonatkozó konkrét javaslatokat a kormányzat bizonyára felkarolná.

Végül az elnök köszönetet mondott az értékes előadásokért, felszólalásokért és az Elnökség ülését lezárta.

Balogh Pál

Megalakult a Mechanikai Műveknél a HTE Üzemi Csoportja

Az ünnepélyes alakuló ülésen Dr. Sátor János vezérigazgató üdvözölte a megjelenteket, közöttük a HTE főtitkárát és a Vasas Szakszervezet képviselőjét és ismertette az Üzemi Csoport első munkaterv tervezetét. Több hozzászólás után a jelenlevők elfogadták a munkatervet, majd megválasztották a vezetőséget:

Elnök: Dr. Sátor János
Titkár: Kovács Gyula
Vezetőségi tagok: Tóth János
Tóth Tibor
Halászné Kurdi Ilona

A mintegy 50 főt számláló HTE—MM Üzemi Csoport legfontosabb célkitűzése a vállalat különböző területein a gyártással és fejlesztéssel foglalkozó szakemberek társadalmi összefogása annak érdekében, hogy vállalati beosztásuktól függetlenül társadalmi műszaki-tudományos és gazdasági munkájukkal hathatósan elősegítsék egyes konkrét vállalati feladatok

megoldását, a vállalat V. ötéves tervének és az országos célprogramok sikeres megvalósítását és több más között a munka racionalizálását, a minőség javítását, az anyagtakarékosság fokozását. A munkába aktívan bekapcsolódnak a fiatal műszaki szakemberek is. A célok megvalósítása során a csoporttagjai közreműködnek a vállalati célkitűzések kidolgozásában és mozgósítják a vállalati szellemi erőforrásokat a tervek végrehajtására.

A HTE Ipargazdasági Szakosztálya, a MATE és a NJSZT közös rendezésében Dr. Kovács Magdolna és Saufert János villamos mérnökök 1976. május 28-án előadást tartottak „A nagybonyolultságú integrált áramkörök és a mikroprocesszorok műszaki és gazdasági kérdései”-ről. Az előadást követő élénk vitában a hallgatóság azt kérte, hogy az előadók által újszerűen tárgyalt — mind műszaki, mind gazdasági szempontból életközeli hozott — anyagot az egyesület az szakemberek széles köre számára tegye hozzáférhetővé. Ezt a kérdést Egyesületünk vezetősége támogatja és felkéri az előadókat, hogy előadásukat cikk formájában nyújtsák be a HÍRADÁSTECHNIKA szerkesztőségéhez.

Összeállította: BALOGH PÁL

Az IBM a kisszámítógépek alkalmazására ösztönzi a felhasználókat az 5100 típusú, hordozható, asztali szuperszámítógép kifejlesztésével. Az 50 font (cca. 25 kp) súlyú, asztalra helyezhető gép központi memóriája 64 K-s, amely kapacitás elegendő a fordítóprogramokhoz is. Az USA-ban és Kanadában már kapható gép Basis és APL fordítóprogramokkal rendelkezik. Csatlakoztatható hozzá az 5103-as nyomtató és/vagy az 5106-os szalagegység egy külső I/O adatper segítségével. Az 5100-as gép legnagyobb előnye nem a mintegy írógép méretű memória, nem a gyártási technológia, hanem az az ötlet, hogy a gépet felhasználói programokkal (célprogramokkal) adják el és így az nemcsak intelligens terminálként, hanem számítógépként is felhasználható. (*Electronics Weekly*, 802. sz. 1976. jan. 28. [165])

A Siemens új adatátviteli berendezését speciálisan kistávolságú adatátvitelre tervezték és ezért moduláció nélkül üzemel. Az N 10-es Modem galvanikusan kapcsolható a kéthuzalos és négyhuzalos vezetékre és 9600 bit/sec átviteli sebességig használható. A berendezése kódfüggetlenül dolgozik és üzemelhet Szimplex, Félduplex vagy Duplex üzemmódban A Duplex üzemmód kéthuzalos vezetéken is történhet. (*BTS Bütrotechnische Sammlung*, 252. 1975. dec. [166])

A Siemens Canada Ltd. olyan három MOS integrált áramköri chipből álló rendszert fejlesztett ki, amely televízió-vevőkészülékek és más berendezések vezeték nélküli távvezérlésére szolgál.

Az elemes ultrahang-adókészülék ujjnyomásra kibocsátja a 36 különböző ultrahang-frekvencia egyikét. (Ezek mindegyike egy-egy műveletet indít.) A tv-készülékbe épített vevő érzékeli, dekódolja a vett jelet és irányítja a kívánt funkció végrehajtását, így pl. a megfelelő csatorna kiválasztását, a kép-, ill. a hangerősséget, a kontrasztot, a hangszint stb. A harmadik különálló egység látja el az analóg feladatokat; ez négy 64-bites előre-hátra számlálót tartalmaz. (*Canadian Electronics Engineering*, 1976. jan. [167])

A Texas Instrument kb. 11 000 Schillingért olyan mágneskártyával programozható zsebszámológépet hozott forgalomba, amely több programozható és tárolókapacitással rendelkezik, mint a vele összehasonlítható modellek dupla árért. Az új „SR-52” kiegészíti a Texas Instrument tudományos-műszaki célokra készített zsebszámológép sorozatát. 20 x 70 mm-es nagyságú mágneskártya segítségével végzi el az azon rögzített programot, a felhasználó által írt eredeti programot felveszi és úgy dolgozik, mint a tudományos-műszaki zsebszámológépek legfiatalabb generációja. Átalakításokat és matematikai funkciókat lehetséges különválasztva vagy a programon belül használni. Az „SR-52”-nek algebrai bemenete van, egy mágneskártyán 224 programlépést és számot tud tárolni, 20 függetlenül címezhető tárolóregiszter teszi lehetővé az összeadást, a kivonást, az osztást és a szorzást minden megjeleníthető nagyságban anélkül, hogy a folyó számítás befolyásolnánk. (*Radio Elektronik Schau*, 1976. 1. sz. [168])

A Mullard azt tervezi, hogy az LSI logikai áramkörök piacára az új típusú chippel, a 16 bites FPLA (field programmable logic array = mezőprogramozású logikai tömb) kifejlesztésével tör be. A PLA eddig maszkiprogramozású volt, ami csak igen nagy sorozatok gyártása esetén volt kifizetődő. A két új modell kisebb sorozatgyártása esetén is gazdaságos (825 100, ill. 825 101 típusok). Jellemzőjük a belsőleg programozható dekódoló, melynek 16 bemenete 48 szó (kimenet) címzését teszi lehetővé. PROM esetén ez a dekódoló 2^{16} szó címzését (azaz 64 K kiépítését) tenné lehetővé. (*Guy Kewney — Electronics Weekly*, 802. sz. 1976. jan. 28. [169])

Az elektronika fejlődése lehetővé tette, hogy a Philips GmbH elkészítse a közvetlen program- és csatornakiválasztású digitális kezelő- és hangolórendszert. A teljes rendszer 10 integrált áramkörből áll, ezek különböző kombinációi választják ki a megfelelő funkciókat. A távvezérelt kivitelnél a TRM típusú adó ultrahang vagy infravörös tartományban továbbítja a mintegy 30 parancsot a vevőkészülékhez. A vevő a dekódolt utasításokat csak akkor hajthatja végre, ha 2 egymás után következő utasítás azonos. Az analóg utasításokat, mivel azok is digitálisan érkeznek, a D/A konverter megfelelő pontosságú utasításokká (analóg jelekké) alakítja át és hajtja végre. (*K. H. Scidler, R. v. Vignau — Funk Schau*, 48. k. 5. sz. 1976. febr. [171])

Már léteznek hatásos módszerek a bizalmas telefonbeszélgetések lehallgatásának megakadályozására. A Siemens olyan berendezést fejlesztett ki, amely a közvetlen lehallgatást lehetetlenné teszi, mert a lehallgató csak hangzavart észlel. A rendszer működési elve: a beszédcsövet (275...3025 Hz) 5 sávra osztja, az egyes sávokat előre meghatározott kombinációk szerint (összesen 10^8 lehetősége van) időben összekeverve viszi át, a vevőoldalon ugyanazt a kombinációt beállítva az eredeti 20...80 ms-mal késleltetett sávokat a helyére rakja. A beszélgetés előtt egy hangfrekvenciás jel átvitele biztosítja az adó és a vevő szinkronfutását. Mind álló, mind mozgó telefonállomásokhoz csatlakoztathatók. (*Funkschau*, 48. k. 5. sz. 1976. febr. [1970])

A Hewlett-Packard vállalat 1740 A típusú laboratóriumi oszcilloszkópjának függőleges erősítője két vastagréteg hibrid-integrált áramkört és kisszámú alkatrészt tartalmaz. Az egyik áramkör 31 vastagréteg ellenállást, 4 kondenzátort és 3 monolit chipet tartalmaz egy $25,4 \times 34,9$ mm méretű kerámia alapllemezen. A három chip közül kettő az A és a B csatornák előerősítőit tartalmazza. Ezek 27 tranzistorból, 23 diódából és 34 monolit-ellenállásból épülnek fel. A harmadik chipen található a szimmetrikus művonalat meghajtó differenciál erősítő. A másik hibrid integrált áramkör a függőleges erősítő végfokozatát tartalmazza. A 25×25 mm méretű kerámia alapllemezen 9 vastagréteg ellenállás, egy hattranzisztoros nagyfrekvenciás monolit chip és két diszkrét tranzisztor chip található. (*Millard, J. K. — Hewlett Packard Journal*, 27. k. 4. sz. 1975. dec [172])

A Cambion vállalat angliai részlege számjegyes vezérlésű szerzőgépekhez, mikroprocesszorral megvalósított vezérlőegységet hozott forgalomba. A vezérlőegységben az Intel vállalat (USA) MCS-4 típusú mikroprocesszor készletét alkalmazták, a program tárolása PROM rendszerű félvezető memóriákban történik. Az előtolási sebesség manuálisan választható ki 16 érték közül. A 255 főorsó sebességfokozatot lyukszalaggal lehet programozni. Az NC marógépek mellett a programozható vezérlőegység használható nyomtatott huzalozású lapok precíziós fűrőgépeinek vezérléséhez is. (*Ganderton, D. — Electronics Weekly*, 786. sz. 1975. okt. 8. [173])

A Racal Instruments (Anglia) 99-es sorozatjelzéssel, négy digitális frekvenciamérőt és három univerzális számláló típust hozott forgalomba. A sorozat műszereinek fő alkotóeleme a Ferranti (Anglia) vállalat által CDI (Collector Diffusion Isolation) eljárással gyártott speciális LSI integrált áramkör. A Racal Instruments igényei szerint kifejlesztett 24 kivezetésű, elektrosztatikus hatásokkal szemben érzéketlen integrált áramkörrel, nyolc mérési funkcióval jellemezhető, 4, 5, 6, 7 vagy 8 számjegyes kijelzővel felszerelt 50 MHz-es univerzális számláló készíthető. Az integrált áramkör ezeken túl, BCD vagy ASCII kódolású kimeneti jeleket is ad. (*Communications Int.*, 2. k. 9. sz. 1975. okt. [174])

Tartalmi összefoglalások

ETO 519.216:621.391.8

Pap, L.:

A Fokker—Planck—Kolmogorov egyenlet és alkalmazása a híradástechnikában

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 8. sz.

A cikk áttekinti a sztochasztikus folyamatokkal vezérelt dinamikus rendszerekre vonatkozó Fokker—Planck—Kolmogorov egyenlet elméleti alapjait és speciális híradástechnikai alkalmazásainak körét. Korábbi elméleti munkákra támaszkodva bemutatja az Ito és Sztratonovics által bevezetett sztochasztikus integrálok és a Fokker—Planck—Kolmogorov egyenlet kapcsolatát. Néhány kérdésben a korábbi irodalmi forrásokat kiegészíti, amennyiben a probléma általános megoldását a fehér Gauss-folyamatokból lineáris vagy nem lineáris szűréssel előállított folyamatokra is kiterjeszti. A híradástechnikai alkalmazások körében a kétfázisú oszcillátorra vonatkozó egzakt megoldás a szerző által feltett irodalomban szintén ismeretlen.

ETO 621.372.852.6

Fiala K.:

Rövidlépcsős transzformátorok komplex tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 8. sz.

A cikk a felváltva kis és nagy hullámellenállású rövid tápvonal-szakaszokból felépülő impedanciátranszformátor szintézisével foglalkozik, de az analízis egyes kérdéseit is vizsgálja. A szintézist a komplex feszültségi reflexiótényező pólus-zérus képe alapján tárgyalja. Az analízis az átviteli tényező, a fáziskarakterisztika és a futási idő számítására tér ki.

ETO 621.395.74:654.1.021.8

Ágostházi M.:

Túlesordulásos rendszerek forgalmi méretezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 8. sz.

A cikk összefoglalja a túlesordulásos rendszerű távközlő hálózatok méretezésével kapcsolatos kérdéseket és a nemzetközi irodalomban található megoldásokat. Az ismertetett módszereket néhány, viszonylag könnyen elérhető segédlet igénybevételével jó eredménnyel használhatják a forgalmi méretezéssel foglalkozó szakemberek.

Zusammenfassungen

DK 519.216:621.391.8

Pap, L.:

Die Fokker—Planck—Kolmogoroff'sche Gleichung und deren Anwendung in der Fernmeldetechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 8.

In dem Aufsatz werden die theoretischen Grundlagen der Fokker—Planck—Kolmogoroff'schen Gleichung bezüglich der dynamischen Systeme, die mit stochastischen Prozessen gesteuert sind und der Kreis ihrer speziellen fernmeldetechnischen Anwendung, erörtert. Auf der Basis der früheren theoretischen Arbeiten wird der Zusammenhang zwischen den durch Ito und Stratonovitsch eingeleiteten Integralen und der Fokker—Planck—Kolmogoroff'schen Gleichung dargestellt. In einigen Fragen werden die früheren literarischen Quellen dadurch ergänzt, dass die allgemeine Lösung des Problems auch auf die, aus den weissen Gaus-Vorgängen, auf Vorgänge, die durch lineare oder nicht lineare Filterung hergestellt worden sind, ausbreitet wird. In dem Anwendungskreis der Fernmeldetechnik ist die exakte Lösung bezüglich eines Zweiphasen-Oszillators auch in der, für den Verfasser zugänglichen Literatur unbekannt.

Обобщения

ДК 519.216:621.391.8

Пап, Л.:

Управление Фоккера—Планка—Колмогорова и его применение в технике связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 8.

Статья рассматривает теоретические основы и область специального применения в технике связи уравнения Фоккера—Планка—Колмогорова по динамическим системам, управляемым стохастическими процессами. Базируясь на прежние теоретические публикации показывается связь стохастических интегралов, введенных Ито и Стратоновичом, с уравнением Фоккера—Планка—Колмогорова. В некоторых вопросах дополняются преждевременные литературные источники, поскольку общее решение проблемы расширяется на процессы, произведенные из белых гауссовых процессов линейной или нелинейной фильтрацией. Точное решение по двухфазному осциллятору, в области применений техники связи, является неизвестным в литературе, доступный для автора.

ДК 621.372.852.6

Фиала, К.:

Комплексное проектирование трансформаторов с короткими участками

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 8.

Статья рассматривает синтез трансформаторов, построенных из коротких фидерных участков попеременно низкого и высокого волнового сопротивления, но некоторые вопросы анализа тоже испытываются. Синтез выполнен на основе изображения полюсов и нулей комплексного коэффициента отражения напряжения. Анализ содержит расчеты коэффициента передачи, фазовой характеристики и времени распространения.

ДК 621.395.74:654.1.021.8

Агостхази, М.:

Проектирование систем с избыточной нагрузкой

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)

XXVII. (1976) № 8.

Статья резюмирует вопросы, связанные с проектированием сетей дальней связи с избыточной нагрузкой, а также решения за рубежом. Изложенные методы могут быть употреблены, с помощью легко доступного пособия, специалистами проектирования нагрузки с хорошими результатами.

Summaries

UDC 519.216:621.391.8

Pap, L.:

The Fokker—Planck—Kolmogorov Equation and Its Application in the Telecommunication Engineering

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 8.

A review on the theoretical bases of the Fokker—Planck—Kolmogorov equation concerning dynamic systems controlled by stochastic processes and the domain of its special application in telecommunication engineering is presented. On the basis of earlier theoretical works, the relation between stochastic integrals introduced by Ito and Stratonovich, and the Fokker—Planck—Kolmogorov type equation is shown. In some questions the earlier literary sources are completed by extending the general solution of the problem from the white Gaussian processes to processes produced by linear or non-linear filtering. In the domain of application in telecommunication engineering the rigorous solution referring to a two-phase oscillator is also unknown in the literature accessible for the author.

DK 621.372.852.6

Fiala, K.:

Komplexer Entwurf von Transformatoren aus kurzen Abschnitten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 8.

In dem Aufsatz wird mit der Synthese der Impedanztransformatoren, welche aus kurzen Speiseleitungsabschnitten mit abwechselnd niedrigen und hohen Wellenwiderständen zusammengesetzt sind und ferner mit einzelner Fragen der Analyse, beschäftigt. Die Synthese wird auf dem Grund des Pol-Zerobildes des komplexen Spannungsreflexionsfaktors diskutiert. Ferner wird die Analyse auf die Berechnung des Übertragungsfaktors, der Phasencharakteristik und der Laufzeit eingehen.

DK 621.395.74:654.1.021.8

Ágostházi, M.:

Verkehrsentwurf mit überfließendem Verkehr

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 8.

In dem Aufsatz werden die Fragen bezüglich des Entwurfes von Fernmeldenetzwerke mit überfließendem Verkehr und die in der internationaler Literatur befindlichen Lösungen zusammengefasst. Die sich mit Verkehrsentwurf beschäftigenden Fachleute können die erörterten Methoden mit der Beanspruchung von einigen Relais leicht erreichbaren Behelfen mit guten Ergebnissen anwenden.

UDC 621.372.852.6

Fiala, K.:

Complex Design of Section Step Transformers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 8.

In the paper a synthesis of impedance transformers comprising short feeder sections of alternately low and high characteristic impedance is presented and also certain questions of the analysis examined. The synthesis is discussed on the basis of the pole-zero image of the complex voltage reflexion factor. The analysis extends to the calculation of the propagation factor, phase characteristic and the delay time.

UDC 621.395.74:654.1.021.8

Ágostházi, M.:

Traffic Engineering of Overflow Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 8.

In the paper the problems concerning the dimensioning of telecommunication networks of overflow systems and the solution available in the international literature are summarized. By using some easily accessible handbooks the present methods can be used with good results by the experts dealing with traffic engineering.

Résumés

CDU 519.216:621.391.8

Pap, L.:

L'équation Fokker—Planck—Kolmogoroff et son application dans la technique de télécommunication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 8.

L'article résume les bases théoriques de l'équation Fokker—Planck—Kolmogoroff concernant des systèmes dynamiques commandés par processus aléatoires, ainsi que le domaine de leurs applications dans la technique de télécommunication. Basant sur publications précédentes théoriques, la liaison entre les intégrales aléatoires, introduites par Ito et Stratonovitch, et l'équation Fokker—Planck—Kolmogoroff est présentée. En ce qui concerne quelques questions, les sources littéraires précédentes sont complétées de telle façon, que la solution générale du problème est étendue aux processus obtenus des processus blancs Gauss par filtration linéaire et non-linéaire. Dans le domaine des applications dans la technique de télécommunication la solution exacte concernant l'oscillateur biphasé est inconnue dans la littérature disponible pour l'auteur.

CDU 621.372.852.6

Fiala, K.:

Project complexe des transformateurs à sections courtes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 8.

L'article donne une synthèse des transformateurs d'impédance comprenant sections de lignes de transmission courtes à impédances caractéristiques basses et hautes alternativement. Les questions de l'analyse sont aussi examinées. La synthèse est basée sur l'image des pôles et zéros du facteur complexe de réflexion de tension. L'analyse comprend les calculs de la constante de transmission, de la caractéristique de phase et du temps de propagation.


CDU 621.395.74:654.1.021.8

Mlle Ágostházi, M.:

Projet du trafic des systèmes à surcharge

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 8.

L'article résume les questions concernant le projet des réseaux de télécommunication à système à surcharge et les solutions qui se trouvent dans la littérature internationale. Les méthodes exposées peuvent être employées avec succès par les spécialistes qualifiés qui s'occupent avec des projets du trafic utilisant quelques ouvrages de référence facilement accessibles.



Havonta kétszer
ÖNNEK SZÓL A

FÁJKLYA

SZÍNES, KÉPES
FOLYÓIRAT