

HÍRADÁS- TECHNIKA

8



XXVI. ÉVFOLYAM, 8. SZÁM, 225–256

AUGUSZTUS

HÍRADÁS- TECHNIKA

1975. augusztus XXVI. évfolyam 8. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. LAJTHA GYÖRGY—SZENTIRMAI ZSOLT: Előfizetőtől előfizetőig terjedő összeköttetés minőségi jellemzőinek felosztása a szakaszok között	225
DR. CSERNY LÁSZLÓ: Műsorszóró hírközlő rendszerek hatékonyságának vizsgálata a VHF/UHF sávban	233
DR. GÉHER KÁROLY: Számítógép programok katalógusa. 1974	240
NEMESSZEGHY GYÖRGY: LC négypólusok szimulálása aktív áramkörökkel	246
Egyesületi hírek	232, 254
Szemle	245, 253
Tartalmi összefoglalások	256
Обобщения	256
Zusammenfassungen	256
Summaries	256
Résumé	B/III

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL, DR. FLESCH ISTVÁN, MAY PÉTER, DR. RUPPENTHAL PÉTER, DR. SÁRKÖZY GÉZA. — Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLÖSI 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 75.3637 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25 375

LAJTHA GYÖRGY — SZENTIRMAI ZSOLT

Előfizetőtől előfizetőig terjedő összeköttetés minőségi jellemzőinek felosztása a szakaszok között

ETO 621.391.8:654.1

Egy összeköttetés szakaszai között tapasztalati adatok, nemzetközi ajánlások alapján lehet a minőségi követelményeket felosztani, és az egyes szakaszokra érvényes előírásokat elkészíteni. Az előírások felosztása az egyes szakaszok között a műszaki lehetőségek fejlődésével időnként megváltozhat. A követelmények szigorításának vagy enyhítésének nagy gazdasági kihatása van.

A következőkben ezért megnézzük, hogy milyen módon lehet gazdaságilag optimális felosztást biztosítani.

E cikkben csak olyan jellemzőkkel foglalkozunk, amelyek az összeköttetés mentén „lineárisan összegeződnek”, azaz az összeköttetés jellemzője egyenlő az egyes szakaszok jellemzőinek összegével. Ilyenek pl. a zajok, a torzítások és a csillapítás.

Matematikai modell

Általános eset

Tekintsünk egy n szakaszból álló összeköttetést és ennek ξ minőségi jellemzőjét, amely valószínűségi változó. Az összeköttetés annál jobb minőségű, minél kisebb ξ , pontosabban minél ritkábban vesz fel ξ nagy értékeket. Tehát egy összeköttetés akkor jó minőségű, ha ξ várható értéke és szórása kicsi (ilyen pl. a zajteljesítmény, a csillapítás stb.).

Tegyük fel, hogy a ξ jellemző az n egymás után köthető szakasz $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$ jellemzőinek összegeként áll elő, azaz

$$\xi = \sum_{i=1}^n \xi_i.$$

Legyenek a $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$ mennyiségek független, azonos eloszlású valószínűségi változók $m_1, m_2, \dots, m_n$ várható értékekkel és $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$ szórásokkal. Vezessük be az $m = (m_1, m_2, \dots, m_n)$ és $\sigma = (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n)$ jelöléseket és nevezzük ezeket minőségi paramétereknek.

Tegyük fel továbbá, hogy az összeköttetés létesítésének költsége az m és σ minőségi paraméterektől függ, vagyis adva van egy $2n$ változós, valós értékű $K(m, \sigma)$ függvény.

A ξ mennyiségtől azt követeljük meg, hogy egy X_0 értéket az eseteknek legfeljebb $100 \cdot \delta$ százalékában lépjen túl, azaz

$$P(\xi \geq X_0) \leq \delta \quad (1)$$

legyen, ahol X_0 és $\delta > 0$ adott, rögzített számok.

Az (1) feltétel természetesnek tűnik, ha ξ pl. zajt jelöl és X_0 a legfeljebb δ valószínűséggel túlléphető zajteljesítmény. (1) tehát egy minőségi előírást fejez ki. Hogy ez az előírás mennyire szigorú, az X_0 és δ értékétől függ.

Ha a $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$ változók eloszlástípusa ismert, és ξ eloszlásfüggvényének típusa ezek segítségével meghatározható, akkor egy $F(X_0; m, \sigma)$ függvényhez jutunk. Ennek segítségével az (1) feltétel a következőképpen írható:

$$1 - F(X_0; m, \sigma) \leq \delta, \quad \text{azaz} \\ F(X_0; m, \sigma) \geq 1 - \delta. \quad (2)$$

Célunk olyan m és σ értékrendszerek meghatározása, amelyekkel a (2) feltétel teljesül, és a $K(m, \sigma)$ költségfüggvény minimális.

A ξ mennyiségnek az összeköttetés szakaszai (vagy berendezésegységei) közötti optimális szétosztását tehát a

$$K(m, \sigma) \text{ legyen minimális és} \\ F(X_0; m, \sigma) \geq 1 - \delta \quad (3)$$

feltételes szélsőérték számítási feladat megoldása szolgáltatja, amely megadja azt az m_i, σ_i értéksorozatot, amelyet a szakaszokra elő kell írni.

Az, hogy egy ilyen (3) alakú feladat megoldható-e, illetve milyen módszerrel oldható meg, természetesen a K és F függvényektől függ.

A következőkben a gyakorlat szempontjából nem ésszerűtlen további feltételeket teszünk, hogy a (3) feladat megoldhatóságáról többet mondhassunk.

Normális eloszlás esete

Tekintsük az előző pontban vázolt modellt a következő megszorítással:

Tegyük fel, hogy $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$ független, normális eloszlású valószínűségi változók.

Ez esetben ξ is normális eloszlású valószínűségi változó $\sum_{i=1}^n m_i$ várható értékkel és $\left(\sum_{i=1}^n \sigma_i^2\right)^{1/2}$ szórással, vagyis a szakaszok minőségi paramétereinek összege az eredő.

A (3) feladat feltételi egyenletét most így írhatjuk:

$$\Phi\left(\frac{X_0 - \sum_{i=1}^n m_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2}}\right) \cong 1 - \delta, \quad (4)$$

ahol Φ a standard (0 várható értékű, 1 szórással) normális eloszlás eloszlásfüggvényét jelöli.

A Φ függvény szigorúan monoton növekvő, inverze zárt alakban nem adható meg. Azonban csaknem minden matematikai statisztikakönyvben megtalálható a Φ függvénynek egy elég részletes értéktáblázata, amelyből kikereshető az $(1-\delta)$ -hoz — vagy ahhoz közeli értékhez — az a C_δ szám, amelyhez Φ az $1-\delta$ értéket rendeli. Néhány, gyakorlatilag jelentős δ értékhez tartozó C_δ számot az 1. táblázatban adtunk meg. Ebből kiolvasható, pl. $\delta=0,0096$ esetén $C_\delta=2,34$.

1. táblázat

δ	$1-\delta$	C_δ
0,050 5	0,9495	1,64
0,0495	0,9505	1,65
0,0301	0,9699	1,88
0,0294	0,9706	1,89
0,0102	0,9898	2,32
0,0096	0,9904	2,34

Ezzel a (4) feltétel a következő alakot ölti:

$$X_0 - \sum_{i=1}^n m_i - C_\delta \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} \cong 0. \quad (5)$$

A vizsgált — (3)-nak megfelelő — feladat most tehát az alábbi:

$K(m, \sigma)$ legyen minimális, ha

$$X_0 - \sum_{i=1}^n m_i - C_\delta \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} \cong 0. \quad (6)$$

Látható, hogy ha ξ normális eloszlású, akkor a (3) feladat egyenlőtlensége egyszerű — jól kezelhetőnek látszó — alakot ölt.

A költségfüggvény

Eddig nem vizsgáltuk a minőségi paraméterek és a K függvény kapcsolatát.

Általános törvényként fogadhatjuk el, hogy a minőség javítása a költségek növekedésével jár. Más szóval: a költség egy adott technikai szinten csak a minőség rovására csökkenthető.

Mivel — mint említettük — a minőség a minőségi paraméterek monoton csökkenő függvénye, a fenti szabály értelmében ez a költségfüggvényre is igaz. Ilyen tulajdonságúak pl. a

$$K(m, \sigma) = \sum_{i=1}^n Q_i \left(\frac{a}{m_i^k} + \frac{b}{\sigma_i^k} \right) \quad (k \text{ természetes szám } Q_i \geq 0) \quad (7)$$

és a

$$K(m, \sigma) = \sum_{k=1}^l \sum_{i=1}^n Q_i \left(\frac{a_k}{m_i^k} + \frac{b_k}{\sigma_i^k} \right) \quad (8)$$

függvények.

Ebben az esetben a (6) feladat egyenlőtlensége egyenlőséggel helyettesíthető, azaz a probléma modellje most a

$K(m, \sigma)$ legyen minimális, ha

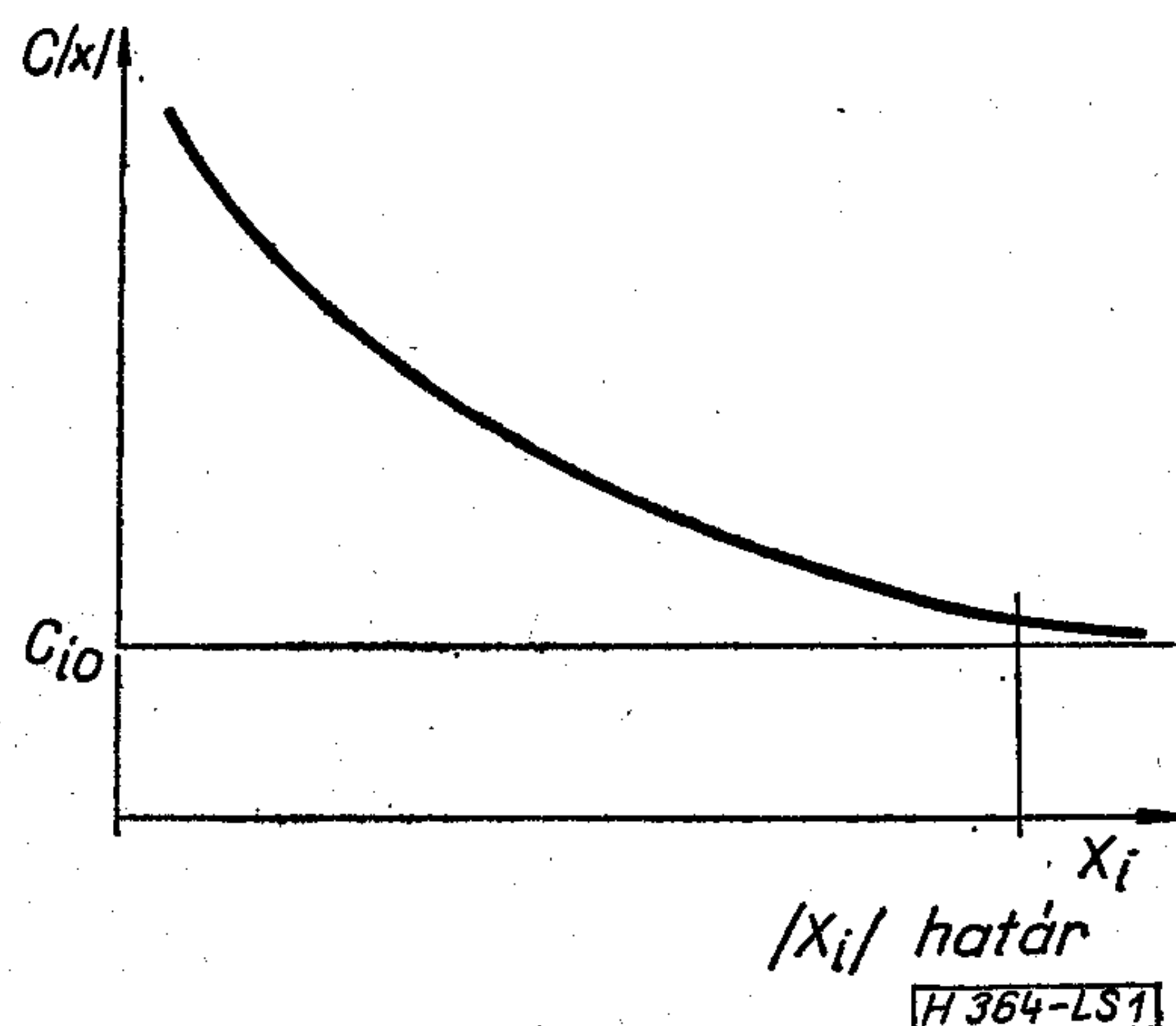
$$X_0 - \sum_{i=1}^n m_i - C_\delta \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} = 0 \quad (9)$$

feltételes szélsőérték-számítási feladat.

A tapasztalat szerint a valóságos költség és a minőségi paraméterek közötti kapcsolat akár (7), akár (8) alakú lehet.

A (7)-ben és (8)-ban szereplő a és b együtthatók vagy kísérleti vagy elméleti alapon meghatározhatók. A kísérleti meghatározás gazdasági műszaki feladatoknál azt jelenti, hogy különböző paraméterű berendezések, létesítmények árát meghatározva, a kapott pontokat monoton csökkenő görbével közelítve, az 1. ábrán láthatóhoz hasonló karakterisztikát kapjuk. A karakterisztikához tartozó együtthatókat az „ n -pontos” approximációval számíthatjuk. Az eljárás alkalmazását megnehezíti, hogy az árak különbözősége nem egyértelmű és nem kizárólag a minőségtől függ.

A függvény meghatározása néhány esetben egészen egyszerűen megoldható. Így pl. a forgalmi veszteség csökkentése az alkalmazott gép, egység vagy



1. ábra

áramkör darabszámának növelésével és így költség-növeléssel jár. Ha feltételezzük — a gyakorlatban nem helytálló — lineáris összegeződést, akkor a teljes $x_1=10$ Erlang-forgalom átviteléhez B veszteség esetén n egység (áramkör) kell. Nyilvánvalóan látszik, hogy a költség az egységek vagy áramkörök számával növekszik lineárisan, a forgalommal nincs lineáris kapcsolatban.

A gyakorlatban a forgalom adott, és a veszteséget lehet szétosztani. Ha a ξ_i minőségi jellemző arányos a B veszteséggel, akkor az egymás után következő szakaszok között kell a B -t optimálisan szétosztani. Lineáris összegeződést feltételezve $X_0=B_0=0,2$ veszteséget akarunk az egyes szakaszokon szétosztani. Nézzük meg, az egyes szakaszok költsége hogyan változik attól függően, hogy az egyes szakaszokon a veszteség hányad részét engedjük meg. Ehhez táblázatosan felírjuk 10 Erlang-forgalom eseteire a veszteség és az áramkörszám összefüggéseit:

$B=$	0,1	0,05	0,02	0,01	0,005	0,002	0,001
$N=$	14	16	17	18	19	20	21

A következő két példa még szemléletesebb, különösen a csillapításra vonatkozó példa, mert az ár és a minőség között ebben az esetben zárt formába foglалható összefüggést lehet találni.

Elsőként nézzük meg az átviteltechnika területén a modern berendezések zajkiosztását. Vegyük pl. hogy az elemszám négyzete arányos a csillapítással. A zajteljesítmény $W=e^{-a}$ összefüggés kapcsolódik a csillapításhoz. Ebből kifejezve:

$$W/W_0=e^{-rk^2},$$

ahol k az elemszám. A költségek $a_i=a_0+r_0k$ kifejezéssel írhatók fel, ahol r és r_0 az adott konstrukcióra jellemző tényező. A zajteljesítmény relatív értékének reciprokát írjuk fel, és közelítsük az exponenciális kifejezés sorának első tagjával:

$$\frac{W_0}{W}=e^{rk^2}=1+rk^2.$$

Ebből

$$k^2=\frac{1}{r}\left(\frac{W_0}{W}-1\right),$$

$$K_1(\bar{w})=a_0+\frac{r_0}{r}\cdot\sqrt{\frac{W_0}{W}-1}$$

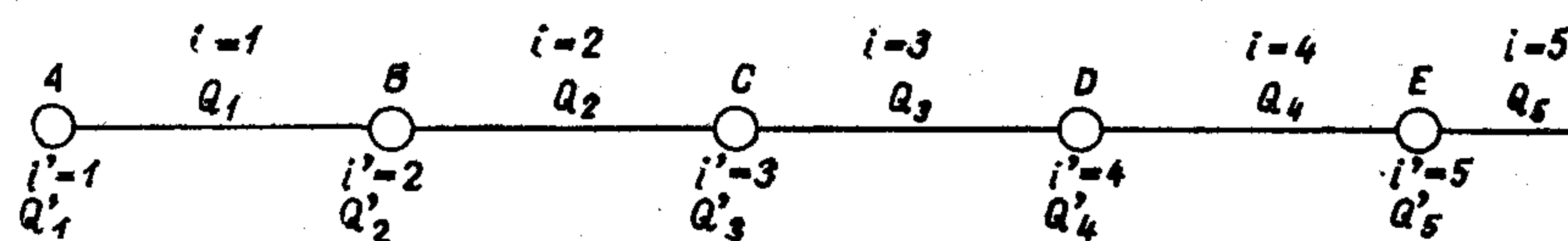
sorbafejtéssel a $K_1(\bar{w})$ függvény $\sum_{k=0}^i \frac{a_k}{w^k}$ alakra hozható. Az itt szereplő $\bar{W}$ megfelel az általános modell m -jének.

Itt kell megjegyezni, hogy a kiszámított a_i együtthatók adott berendezéstípusra állandóak, ezért azokat nem kell i indexszel ellátni, csak $a_0, a_1, a_2, \dots$ betűk szerepelnek az összefüggésekben.

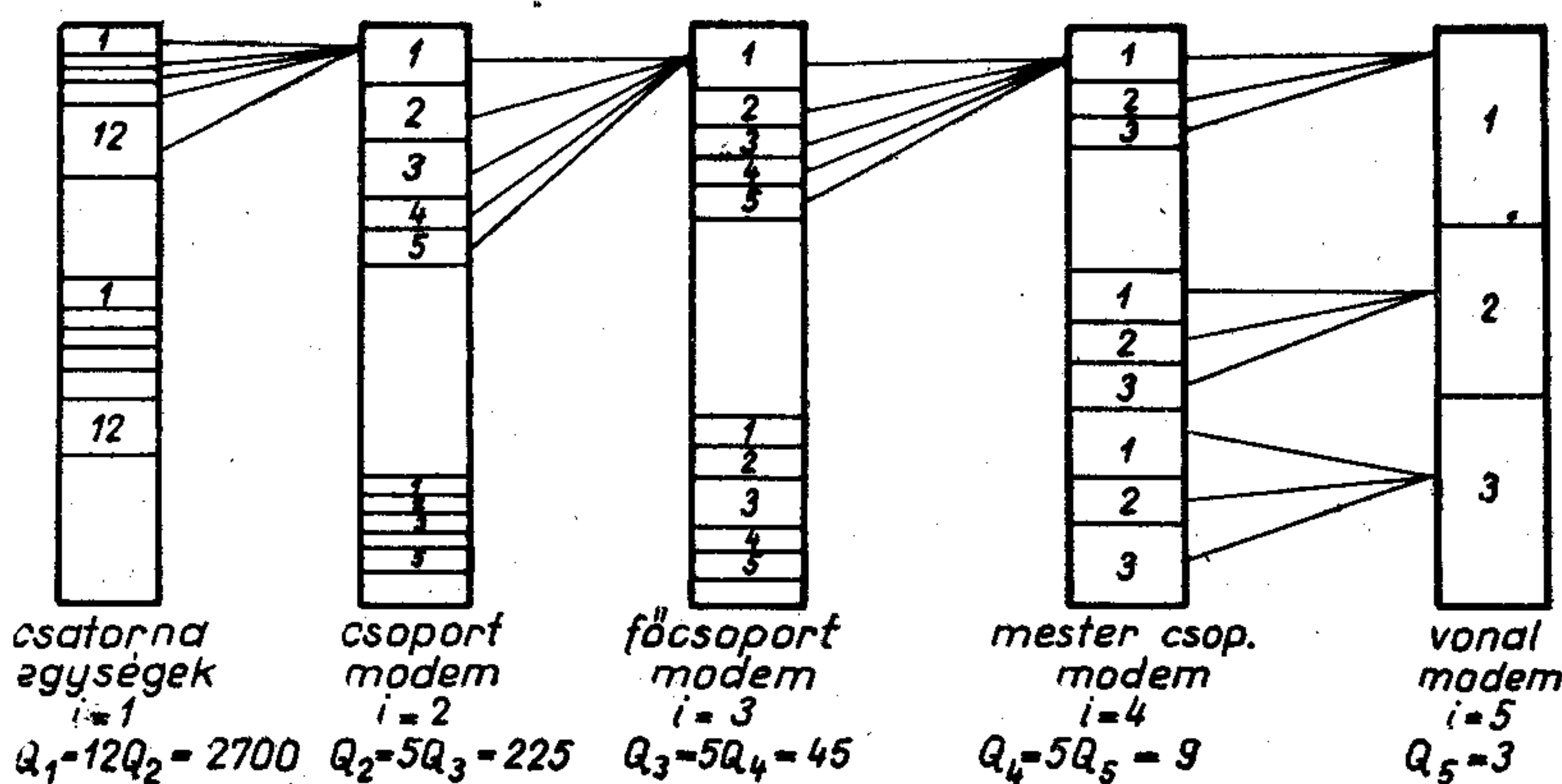
A legjellegzetesebb példa a helyi kábelek egyenérték-csillapítása, ami az érátmérővel közvetlen kapcsolatban van, és elég nagy kapacitású kábeleknél az érátmérő és a kábel ára között is törvényszerű a kapcsolat. Közelítőleg azt lehet mondani, hogy az egyenérték-csillapítás fordítva arányos az árral. Ebben az esetben a közelítés első tagja már kielégítő pontosságú eredményt ad.

A példák alapján látható, hogy a költség és a minőség között a kapcsolat felírható. Ennek általánosítása érdekében a 2. ábrán egy referencia áramkört rajzolunk fel, amelyre felírjuk annak főbb jellemzőit, és ezekre végezzük el a minőségi paraméterek gazdaságilag optimális felosztását. Ugyanezen az ábrán látható továbbá az átviteltechnikai berendezés vázlata is, ahol a berendezés egységei között hasonló elvek alapján oszthatók szét a minőségi jellemzők megengedett értékei.

A Q együttható az azonos típusú szakaszok (ill. berendezések) darabszáma a teljes hálózatban. Szemlélet alapján is nyilvánvaló, hogy azokat a szakaszokat kell legolcsóbban megvalósítani, vagyis a minőségi jellemzőkből arra a szakaszra kell a legenyhébb követelményt megengedni, amelyekből legtöbb van



Általános referencia áramkör



H 364-LS2

2. ábra

a hálózatban. A teljes hálózat létesítési költsége ugyanis

$$K(\mathbf{m}) = C + \sum_{k=1}^1 \sum_{i=1}^n Q_i \frac{a_k}{m_i^k},$$

ahol n vagy a referencia áramkör mentén levő szakaszok száma, vagy bármilyen átviteltechnikai vagy kapcsolástechnikai berendezés fokozatainak száma.

$K(\mathbf{m})$ megadja egy minőségi paraméter változásának a függvényében a teljes hálózat vagy berendezés költségeit. Mindazon költségtényezőket, melyek a vizsgált ξ_i jellemzőtől függetlenek, a C jelű tag foglalja magába.

A feladat megoldása

Az előző pontban szereplő (3) és (6) feladatok megoldásáról addig nem sokat mondhatunk, míg az F , illetve a K függvényekre további kikötéseket nem teszünk.

Látni fogjuk, hogy bizonyos konkrét esetekben az ilyen feladatok egzakt vagy numerikus módszerekkel megoldhatók.

Tiszta k -ad fokú költségfüggvény esete

Tekintsük a (9) feladatot a (7) költségfüggvénnyel:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n Q_i \left(\frac{a}{m_i^k} + \frac{b}{\sigma_i^k} \right) &\rightarrow \text{Min!} \\ X_0 = \sum_{i=1}^n m_i - C_\delta \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} &= 0, \quad \text{ahol} \quad (10) \\ 0 < \delta < 0,5, \quad C_\delta &= \Phi^{-1}(1-\delta), \\ a > 0, \quad b &\geq 0, \\ m_i > 0, \quad Q_i > 0, \quad \sigma_i > 0, \end{aligned}$$

k természetes szám.

Tekintettel arra, hogy a minimalizálandó függvény és a feltételi egyenlet baloldalán álló függvény folytonosan differenciálható, a (10) feladat megoldását kereshetjük az ismert Lagrange-féle módszerrel.

A Lagrange-függvény:

$$\begin{aligned} G(\mathbf{m}, \sigma, \lambda) &= \sum_{i=1}^n Q_i \left(\frac{a}{m_i^k} + \frac{b}{\sigma_i^k} \right) - \lambda X_0 + \lambda \sum_{i=1}^n m_i + \\ &+ \lambda C_\delta \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2}. \end{aligned} \quad (11)$$

A (11) függvény parciális deriváltjai:

$$\begin{aligned} \frac{\partial G}{\partial m_i} &= Q_i \cdot \frac{-ak}{m_i^{k+1}} + \lambda, \quad (i=1, 2, \dots, n) \\ \frac{\partial G}{\partial \sigma_i} &= Q_i \cdot \frac{-bk}{\sigma_i^{k+1}} + \lambda C_\delta \frac{\sigma_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2}}, \quad (i=1, 2, \dots, n) \\ \frac{\partial G}{\partial \lambda} &= - \left(X_0 - \sum_{i=1}^n m_i - C_\delta \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} \right). \end{aligned}$$

A keresett m, σ, λ értékrendszernek ki kell elégítenie a következő egyenletrendszert.

$$\begin{aligned} \text{I. } Q_i \cdot \frac{-a \cdot k}{m_i^{k+1}} + \lambda &= 0, \quad (i=1, 2, \dots, n) \\ \text{II. } Q_i \cdot \frac{-b \cdot k}{\sigma_i^{k+1}} + \lambda C_\delta \frac{\sigma_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2}} &= 0, \quad (i=1, \dots, n) \\ \text{III. } X_0 - \sum_{i=1}^n m_i - C_\delta \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} &= 0. \end{aligned} \quad (12)$$

(12) I. egyenleteiből következik, hogy

$$m_i = m_1 \sqrt[k+1]{\frac{Q_i}{Q_1}} \quad (i=1, 2, \dots, n). \quad (13)$$

Ennek felhasználásával írható, hogy

$$\sum_{i=1}^n m_i = m_1 \sum_{i=1}^n \sqrt[k+1]{\frac{Q_i}{Q_1}}.$$

Vezessük be az $A = \sum_{i=1}^n \sqrt[k+1]{\frac{Q_i}{Q_1}}$ jelölést.

Tehát:

$$\sum_{i=1}^n m_i = m_1 A. \quad (14)$$

(14) és a III. egyenlet felhasználásával kapjuk, hogy

$$\sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} = \frac{X_0 - m_1 A}{C_\delta}. \quad (15)$$

A II. egyenletekben a (15) egyenlőséget felhasználva, majd az egyenleteket rendre σ_i^{k+1} -nel megszorozva adódik:

$$-Q_i b k + \lambda C_\delta^2 \frac{1}{X_0(-m_1)A} \cdot \sigma_i^{k+2} = 0, \quad (i=1, \dots, n). \quad (16)$$

(16)-ból a $\lambda = Q_1 \cdot \frac{ak}{m_1^{k+1}}$ összefüggés felhasználásával és rendezéssel nyerjük, hogy:

$$\begin{aligned} \sigma_i^2 &= \sqrt[k+2]{\frac{b^2(x_0 - m_1 A)^2 \cdot m_1^{2(k+1)}}{C_\delta^4 \cdot a^2}} \\ &\cdot \sqrt[k+2]{\left(\frac{Q_i}{Q_1}\right)^2}, \quad (i=1, \dots, n). \end{aligned} \quad (17)$$

Vezessük be a

$$B = \left[\sum_{i=1}^n \left(\frac{Q_i}{Q_1} \right)^{\frac{2}{k+2}} \right]^{\frac{k+2}{2}}$$

jelölést.

Ennek és a (17) egyenletnek a felhasználásával jutunk a következő összefüggéshez:

$$\sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} = \sqrt{\frac{b(X_0 - m_1 A) \cdot m_1^{k+1}}{C_\delta^2 a}} \cdot \sqrt{B} \quad (18)$$

A (18) összefüggés alapján a III. egyenletből következik, hogy

$$X_0 - m_1 A = C_\delta \sqrt{\frac{b(X_0 - m_1 A) m_1^{k+1}}{C_\delta^2 a}} \cdot \sqrt{B} \quad (19)$$

Innen rendezéssel adódik, hogy

$$m_1 = \frac{X_0}{A + \sqrt{\frac{b}{a} \cdot C_\delta^k \cdot B}} \quad (20)$$

Végül (17)-ben felhasználva a (20) összefüggést, rendezés után nyerjük, hogy

$$\sigma_i^2 = m_1^2 \sqrt{\left(\frac{b}{a} \cdot \frac{1}{C_\delta}\right)^2} \cdot \sqrt{\left(\frac{Q_i}{Q_1}\right)^2} \cdot \sqrt{B^2} \quad (i=1, 2, \dots, n), \quad (21)$$

ahol a és b a költségfüggvény együtthatói és Q , A , B a hálózatban levő szakaszok számától függő számértékek.

Tekintettel arra, hogy a minimálandó függvény konvex az

$$\{(m, \sigma); \quad m_i > 0; \quad \sigma_i > 0 \quad (i=1, 2, \dots, n)\}$$

halmazon, a kapott egyetlen megoldás csak lokális minimum lehet, amely nyilvánvalóan globális minimum is.

A gyakorlatban a minőségi jellemzők, illetve paraméterek pozitív mennyiségek, tehát joggal szorítunk a szóban forgó halmazra.

Determinisztikus eset

Most tekintsük a (10) feladatnak azt a speciális esetét, amikor $b=0$. Ez gyakorlatilag azt jelenti, hogy a költség nem függ a σ_i ($i=1, 2, \dots, n$) paramétereiktől (a szórásoktól).

Ez olyankor fordul elő, amikor a ξ_i minőségi jellemző minden esetben az m_i értékkel egyenlő, és a gyártás vagy fenntartás során nem kell gondot fordítani σ_i kis értéken tartására. Ez esetben a (20), illetve (13) és (21) formulák szerint a minőségi paraméterek optimális szétosztása a következő:

$$\begin{cases} m_i = \frac{\sum_{i=1}^n \sqrt{Q_i}}{\sqrt{Q_i}} \cdot X_0, & (i=1, 2, \dots, n) \\ \sigma_i^2 = 0, & (i=1, 2, \dots, n). \end{cases} \quad (22)$$

$$(23)$$

A (23) egyenlőségek nem meglepőek, hiszen a költség akkor és csak akkor nem függ a szórástól, ha ξ determinisztikus (nem valószínűségi) változó.

(22) tehát a

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n Q_i \frac{a}{m_i^k} & \text{legyen minimális, ha} \\ \sum_{i=1}^n m_i = X_0 & (m_i > 0; \quad i=1, 2, \dots, n) \end{cases} \quad (24)$$

feladat megoldása.

Nem tiszta k -ad fokú költségfüggvény esete

Vizsgáljuk meg a következő esetet. Legyen a szétosztandó minőségi jellemző determinisztikus, X_0 előírt értékkel. Tegyük fel, hogy a költségfüggvény (8) alakú, de természetesen most $b_k=0$, ($k=1, 2, \dots, l$).

Tekintsük tehát a következő feladatot:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^l \sum_{i=1}^n Q_i \frac{a_k}{m_i^k} &\rightarrow \text{Min!} \\ \sum_{i=1}^n m_i &= X_0 \end{aligned} \quad (25)$$

$$m_i > 0, \quad Q > Q_i, \quad (i=1, 2, \dots, n).$$

Ez a (24)-hez hasonló, kicsit általánosabb költségfüggvényt.

Ha (25)-öt a Lagrange-féle módszerrel próbáljuk megoldani, akkor a következő egyenletrendszerhez jutunk:

$$\begin{aligned} \sum_{k=2}^{l+1} (k-1) a_k \left(\frac{Q_i}{m_i^k} - \frac{Q_{i+1}}{m_{i+1}^k} \right) &= 0, \quad (i=1, 2, \dots, n-1) \\ \sum_{i=1}^n m_i - X_0 &= 0. \end{aligned} \quad (26)$$

Ezt kell megoldanunk az $[m; m_i > 0, (i=1, 2, \dots, n)]$ halmazon.

A (26) egyenletrendszer egzakt megoldása nem látszik egyszerűnek, ezért numerikus módszerhez cél-szerű folyamodnunk.

Alkalmazhatjuk például a közismert általánosított Newton–Raphson-módszert.

Gyakorlatban el is végeztük a (25) feladat, illetve a (26) egyenletrendszer megoldását abban az esetben, amikor $l=3$. A Newton–Raphson-algoritmus elindításához szükséges induló értékeket a (22) formulákkal — $k=1$ választással — határoztuk meg.

Konkrét számításokat végeztünk — természetesen számítógéppel — különböző X_0 , n , $\{Q_i\}_{i=1}^n$ és $\{a_k\}_{k=1}^3$ értékekre.

A számítások eredményét rögzített Q_i értékekre a_2 és a_3 változtatásával a 2. táblázatban összesítettük. A függőleges tengelyre felírtuk Δm_i értékét, ahol

$$\Delta m_i = \frac{m_i(a_2=0, a_3=0)}{m_i(a_2, a_3)} \cdot 100,$$

vagyis Δm_i százalékában az első közelítés viszonyát adja a pontos értékhez. Ha $a_1 \cong 0$, akkor az első közelítés a másodfokú taghoz illeszkedik. Ezt tekintjük kiindulási alapnak. Ennek megfelelően az első és harmadfokú tagot elhanyagoljuk a zárt alakban végrehajtott számításnál, így $m_i(a_1=0, a_3=0)$ zárt alakban meghatározható érték. A különböző esetekre fel-

$$X_0 = 10\,000$$

$$N = 3, Q_1 = 1, Q_2 = 10, Q_3 = 100$$

2. táblázat

a_1	a_2	a_3	Δm_1	Δm_2	Δm_3
10 000	10 000	10 000	99,8885	99,9852	100,016
10 000	20 000	50 000	99,777	99,9704	100,032

a_1	a_2	a_3	Δm_1	Δm_2	Δm_3	Δm_4
10 000	10 000	10 000	99,5842	99,8953	99,9945	100,026
10 000	20 000	50 000	99,1686	99,7906	99,9886	100,051

$$N = 4, Q_1 = 1, Q_2 = 10, Q_3 = 100, Q_4 = 1000$$

$$N = 5, Q_1 = 1, Q_2 = 10, Q_3 = 100, Q_4 = 1000, Q_5 = 10\,000$$

a_1	a_2	a_3	Δm_1	Δm_2	Δm_3	Δm_4	Δm_5
10 000	10 000	10 000	98,6122	99,5909	99,9043	100,004	100,035
10 000	20 000	50 000	97,2389	99,1824	99,8086	100,008	100,071

rajzolt négy görbeseregéből egyöntetűen leolvasható, hogy a (22) szerinti induló értékek a berendezés- és hálózattervezési gyakorlatban előforduló X_0 , n , Q_i és a_k értékek esetén nem térnek el a realizáció során értelmezhető mértékben a numerikus eljárással kapható pontos m_i optimális értéktől. Nem követünk el tehát nagy hibát, ha a (22) zárt formulával meghatározható megoldást használjuk fel determinisztikus minőségi jellemzők felosztására.

Hasonló numerikus ellenőrzés alapján feltételezhetjük, hogy sztochasztikus minőségi jellemzők esetében a tervezéshez elegendő pontosságú közelítő megoldást kaphatunk a (20) és (21) összefüggések felhasználásával. Felhívjuk még egyszer a figyelmet, hogy (20) és (21) csak normális eloszlású ξ_i minőségi jellemzők esetén ad megoldást.

Példák

Zajkiosztás

Nagyvárosi hálózatban összesen $x_0 = 2000$ pW a megengedett maximális zajteljesítmény. Az előfizetői és trónkhálózati sík áramkörszámainak aránya $1:\sqrt{0,12}$. Ezeket az adatokat felhasználva, lineárisan változó költségtényezővel számolva a következőket kapjuk:

$$m_1 = \frac{\sqrt{Q_1}}{\sqrt{Q_1} [1 + \sqrt{0,12}]} X_0 \cong \frac{1}{1,35} X_0$$

és

$$m_2 = \frac{\sqrt{0,12 Q_1} X_0}{\sqrt{Q_1} [1 + \sqrt{0,12}]} \cong \frac{0,35}{1,35} X_0.$$

A kiindulásnál felvett $x_0 = 2000$ felhasználásával az előfizetői hálózatra 1480 pW, a trónkhálózatra pedig 510 pW maximális zaj engedhető meg.

Várakozási idők felosztása

Ugyancsak a nagyvárosi hálózatban akarjuk felosztani a kapcsolás felépítési és várakozási időket. Mivel az áramkör számok aránya nem változik, ezért az előző pontban megadott összefüggések alapján számítható m_1 és m_2 értéke. Ha X_0 a teljes megengedett várakozási idő 100 ms, akkor az első szakasz végén

$m_1 = \frac{1}{1,35} X_0 = 0,74 \cdot 100 \text{ ms} = 74 \text{ ms}$ a megengedett várakozás, ebből automatikusan adódik, hogy a második szakasz végén $m_2 = 26 \text{ ms}$ várakozási idő engedhető meg.

Ha a várakozási időket a helyközi áramkör mentén akarjuk felosztani, akkor a 3. táblázatban levő Q_i áramkörszámarányokat vesszük figyelembe. Legyen a teljes megengedett várakozási idő $X_0 = 20$ s. Tételezzük fel továbbá, hogy a várakozási idő és a költség között lineáris kapcsolat van, tehát elegendő továbbra is az elsőfokú taggal való közelítés.

A számításhoz meghatározzuk $\sqrt{Q} A = \sum_{i=1}^n \sqrt{Q_i}$ értékét:

$$\sqrt{Q} A = \sqrt{Q_1} [1 + \sqrt{0,2} + \sqrt{0,1} + \sqrt{0,04} + \sqrt{0,011}] \cong \sqrt{Q_1} [1 + 0,45 + 0,32 + 0,2 + 0,1] \cong 2,1 \sqrt{Q_1}.$$

Ezután rendre a következő időértékek adódnak:

$$m_1 = \frac{\sqrt{Q_1}}{2,1 \sqrt{Q_1}} \cdot 20 = 9,6 \text{ ms},$$

$$m_2 = \frac{0,45}{2,1} \cdot 20 = 4,4 \text{ ms},$$

3. táblázat

A hálózati sík	Az előző síkban levő ák. száma	Beérkező forgalom A_1	Helyi forgalom A_1	Továbbmenő hányad	A teljes forgalom	Az áramkörök teljes kihasználása	Q_i
1	1	0,12	—	—	—	0,12	Q_1
2	Q_1	$0,12 Q_1$	—	0,6	$0,12 \cdot 0,6 Q_1$	0,36	$0,2 Q_1$
3	$0,2 Q_1$	$0,072 Q_1$	$0,028 Q_1$	0,5	$0,05 Q_1$	0,5	$0,1 Q_1$
4	$0,1 Q_1$	$0,05 Q_1$	$0,025 Q_1$	0,4	$0,03 Q_1$	0,75	$0,04 Q_1$
5	$0,04 Q_1$	$0,03 Q_1$	$0,01 Q_1$	0,25	$0,010 Q_1$	0,9	$0,011 Q_1$

$$m_3 = \frac{0,32}{2,1} \cdot 20 = 3,1 \text{ ms,}$$

$$m_4 = \frac{0,2}{2,1} \cdot 20 = 1,9 \text{ ms,}$$

$$m_5 = \frac{0,1}{2,1} \cdot 20 = 1,0 \text{ ms.}$$

Itt feltételeztük, hogy a helyközi hálózat minden kapcsolási pontján azonos értékű elemekkel lehet az átlagos várakozási időket csökkenteni. A számítás nem veszi figyelembe a lefoglalt áramkörök értékét, melyek a várakozási idők alatt nincsenek kihasználva. Ezért az átlagos várakozási idők felosztására további forgalmi-gazdasági szempontok alapján kapunk eredményt. Itt csak mint számítási példa szerepel.

Vivőfrekvenciás berendezés zajainak felosztása

Vizsgáljunk egy 2700-csatornás vivőfrekvenciás végberendezést. A teljes referenciahálózathoz a végberendezésekre 2500 pW zajt engedhetünk meg. Egy homogén szakaszra közben levő csoport- és főcsoportmodulációkra és a hangfrekvenciás végponton levő berendezésekre 600 pW-öt engedhetünk meg. Ezeknek a kiindulási adatoknak a felhasználásával vivőfrekvenciás modem fokozatot kell tervezni. Ha a zajra egyáltalán nincs kikötés, akkor szűrőt nem kell alkalmazni, és a modulátort sem kell kiegyenlíteni. Szigorítva az előírásokat a költségek rohamosan növekszenek.

A tapasztalat szerint a költségek a

$$K_i = 15 + \frac{60000}{m_i} + \frac{25000}{m_i}$$

függvénnyel közelíthetők.

Fejezzük ki m_i értékét 100 pW-okban:

$$K_i = 15 + \frac{60}{m_i} + \frac{25}{m_i^3}.$$

Megjegyzendő, hogy a fix költségrész a minimumhelyet nem befolyásolja.

A közelítő szétosztási szabály szerint

$$m_i = X_0 \cdot \frac{Q_i}{\sqrt[3]{Q_i A}}.$$

Az ajánlások alapján egy végberendezésre $X_0 = 600$ pW. Egy végberendezésben levő egységek száma:

csatorna modem	$Q_1 = 2700$	$\sqrt[3]{Q_1} = 13,91615$
csoport modem	$Q_2 = 225$	$\sqrt[3]{Q_2} = 6,08220$
főcsoport modem	$Q_3 = 45$	$\sqrt[3]{Q_3} = 3,55688$
mestercsoport modem	$Q_4 = 9$	$\sqrt[3]{Q_4} = 2,08008$
vonali modem	$Q_5 = 3$	$\sqrt[3]{Q_5} = 1,44225$
		$\sqrt[3]{Q_1 A} = 78,4017$

A közelítő megoldások:

$$m_1 = 600 \cdot \frac{52}{78,4} = 397,656,$$

$$m_2 = 600 \cdot \frac{15}{78,4} = 114,793,$$

$$m_3 = 600 \cdot \frac{6,7}{78,4} = 51,3371,$$

$$m_4 = 600 \cdot \frac{3}{78,4} = 22,9587,$$

$$m_5 = 600 \cdot \frac{1,7}{78,4} = 13,2552.$$

Numerikusan elvégezve a pontos számítást kapjuk, hogy:

$$m_1 = 397,596,$$

$$m_2 = 114,781,$$

$$m_3 = 51,3413,$$

$$m_4 = 22,9822,$$

$$m_5 = 13,2999.$$

Az első közelítés és az optimum %-os aránya:

$$m_1 = 100,0150,$$

$$m_2 = 100,0100,$$

$$m_3 = 99,9918,$$

$$m_4 = 99,8977,$$

$$m_5 = 99,6639.$$

Ezek az értékek kisebbek a gyakorlatban szokásos biztonságnál, tehát az első közelítés elfogadható.

Zajfelosztás a gyártási költségek figyelembevételével

Legyen a berendezés egy egységének előállításának költsége

$$K_2 = 15 + \frac{60}{m_i} + \frac{100}{\sigma_i},$$

most tehát $a=60$, $b=100$ és $k=1$, vagyis a teljes költség:

$$K = \sum_{i=1}^5 Q_i \left[15 + \frac{60}{m_i} + \frac{100}{\sigma_i} \right],$$

ahol X_0 és Q_i értékei megegyeznek az előző példában szereplő modem számokkal. Ennek alapján:

$$A = \sqrt[3]{\frac{Q_1}{Q_1}} = \frac{78,4017}{51,9615} = 1,50884 \text{ és}$$

$$B = \left[\frac{Q_1}{Q_1} \right]^{2/3} = 1,46359.$$

Válasszuk a $\delta=0,0096$, meglehetősen szigorú értéket. Ekkor $C_\delta=2,34$.

Behelyettesítve a (20), illetve (13) és (21) egyenletekbe, rendre az alábbi eredményeket kapjuk:

$$\begin{aligned} m_1 &= 153,926 & \sigma_1 &= 138,42 \\ m_2 &= 44,4347 & \sigma_2 &= 60,4605 \\ m_3 &= 19,8718 & \sigma_3 &= 35,3575 \\ m_4 &= 8,88693 & \sigma_4 &= 20,6772 \\ m_5 &= 5,13087 & \sigma_5 &= 14,3368 \end{aligned}$$

Összefoglalás

A cikkben közölt számítással bebizonyítottuk, hogy azokat az egységeket kell legolcsóbban megvalósítani, amiből a legtöbb van a hálózatban. Ez egyben azt is jelenti, hogy a minőségi követelményeket ezekre az egységekre kell legenyhébben megszabni.

Az áramköri arányok és a költségfüggvények ismeretében végrehajtott számítások jelentős megtakarítást biztosítanak a hálózat kiépítése során. Célszerű ezért új hálózatok tervezésénél a minőségi paramétereket a gazdasági szempontok figyelembevételével szétosztani.

I R O D A L O M

- [1] Géher K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972.
- [2] Géher, K.: Theory of Network Tolerances. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1971.
- [3] P. Papantoni—Kazakos: Bayes Estimation with Asymmetrical Cost Functions. IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, January, 1975. pp. 93—95.
- [4] Broome, P. W.—Young, F. J.: The Selection of Circuit Components for Optimum Circuit Reproducibility. IRE Trans. on C. T. March, 1962. pp. 18—23.
- [5] Ralston, A.: Bevezetés a numerikusan alízisbe. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1969.

EGYESÜLETI HÍREK

A Konstruktív Szakosztály Klubnapja

Egyesületünk Konstruktív Szakosztálya, Gyártástechnológiai Szakosztálya és az ORION Rádió és Villamossági Vállalat június 13-án gyárlátogatással egybekötött klubnapot tartott az ORION gyárban. A klubnap célja az volt, hogy az érdeklődők megismerjék az ORION gyár mikrohullámú berendezéseinek konstrukcióját és technológiáját előadások, valamint gyakorlati bemutatás útján.

A rendezvény témája és az ORION gyár iránti érdeklődést a megjelentek nagy száma bizonyítja. A klubnapon több, mint 100 fő vett részt.

A Szakosztály Elnökének megnyitóját követően Köteles Zoltán, az ORION műszaki igazgatója ismertette a gyár műszaki és gazdasági helyzetét, célkitűzéseit. Tájékoztatást adott arról a jelentős fejlődésről, amely az ORION gyár professzionális híradástechnikai ágazatát az utóbbi években jellemezte, és ismertetést adott a tervezett vállalati rekonstrukcióról.

Jakubik Béla fejlesztési főosztályvezető ismertette a gyár termékeit. A gyár jelenlegi mikrohullámú gyártmányválasztékában analóg és digitális rendszerű, vezeték nélküli összeköttetések szerepelnek, amelyek rádiófrekvenciás csatornánként 6—300 egyidejű telefonbeszélgetés, fekete-fehér vagy színes televízióműsor, illetve légiforgalmi irányításhoz szükséges információk átvitelére alkalmasak. A jövő feladatai közül megemlítette a csatornapacitás bővítését 960 csatornára, tőkés exportra alkalmas 7 GHz-es rádiórelé berendezés kidolgozása, harmadik generációs, új berendezéscsalád létrehozása a Távközlési Kutató Intézettel és a Finommechanikai Vállalattal együttműködve, továbbá impulzus kódmodulált (PCM) 30 és 120 csatornás rádiórelé berendezések kidolgozása.

Denk Attila ismertetést adott a 7 GHz-es rádiórelé rendszeréről, melyet 960 telefoncsatorna, illetve színes tv-műsor átvitelére fejlesztettek ki. A berendezés jellemzője a jó hatásfokú, nagyszintű adókeverő és sokszorozó lánc, a kis zajtényezőjű vevő, valamint a nagy linearitású kis zajú modem.

Bors László tájékoztatást adott az ORION-ban kifejlesztett 6 és 32 csatornás delta kódmodulált berendezéscsaládról, amely a 400 MHz, 2 GHz és 8GHz sávokon működik. Az új berendezéscsalád 2 GHz-es változata a DRF 2/2 típus, amely 2048 Mbit/s jelátviteli sebességet tesz lehetővé kibővített szolgáltatásokkal. Ismertette a digitális jelátvitelből származó előnyös tulajdonságokat és a DRF berendezéscsalád főbb műszaki paramétereit. Tájékoztatást adott azokról a fejlesztési elképzelésekről, melyek a magasabb csatornaszám és a korszerűsített modulációs rendszer irányába vezetnek.

Peremiczky Antal részletesen ismertette az ORION mikrohullámú berendezéscsalád mechanikai konstrukciós rendszerét az egységes keretváz-rendszerrel a tipizált nyomtatott áramköri lapokig, és elmondta, hogy az elektronikus egységek nagymegbízhatóságú és hosszú élettartamú alkatrészekkel, nyomtatott áramkörös, dobozott, dugaszolható kivitelben készülnek. A csatlakozók kontaktusai aranyozottak. A berende-

zés mikrohullámú egységeinek egy része csőtápvonalas kivitelű. A mikrohullámú egységek törzsekbe foglalva, függőlegesen helyezkednek el egymás mellett. Ismertette azokat a konstrukciós problémákat, amelyek a kutatóintézeti dokumentáció és a gyárban honos gyártási módszerek különbözősége miatt felléptek és utalt ezek megoldására. Kitért a konstrukció és a technológia együttműködésére, illetve a fennálló problémákra.

Sarud Vilmos ismertette a bonyolult felépítésű, fokozott pontosságú és kis darabszámú forgácsolt alkatrészek gazdaságos gyártásának irányában tett intézkedéseket, a hagyományos és programvezérlésű automaták fokozott kihasználásának megoldásait, valamint a géppark korszerűsítésére vonatkozó törekvéseket. A kérdés az ORION szempontjából azért alapvető fontosságú, mert a mikrohullámú gyártmányok honosításakor jelentős mértékben módosult az alkatrészgyártás szerkezete és jelentősen megnőtt a forgácsoló és műszerész munkák aránya.

Dr. Haskó Ferenc ismertette azokat a felületvédelmi eljárásokat, melyeket az ORION a mikrohullámú berendezéseknél alkalmaz. A berendezések keretei és az előlapok beégetős matt fortamin és domborzománc bevonattal készülnek, foszfátózott és alapozott felületen. Az acél alkatrészek védelme passzivált horganyozással történik (belső térre 12 μ , külső térre 24 μ). A forrasztandó alkatrészek bevonata fényes ón-ólom réteg. A nyomtatott áramköri lemezek érintkezői nikkel arany bevonatúak, 0,7 μ vastagsággal (csúszó érintkezőknél 2 μ).

Szakács Péter ismertette azokat az eredményeket, amelyeket a gyár Technológiai Főosztályán egy automata végmérő berendezés fejlesztésében értek el. Az automata vizsgáló berendezés a nagy sorozatban gyártott 32 csatornás DM berendezések végméréseinél a hangfrekvenciás végződés közötti nagyszámú mérést automatikus programozással hajtja végre, és a berendezéshez kapcsolt kiíró berendezésen az eredményeket rögzíti.

Az előadások után a klubnap résztvevői megtekintették az elektronikus egység szerelő és bemérő műhelyt, és a helyszínen tanulmányozták a konstrukciós, illetve technológiai megoldásokat. Ezt követően megtekintették a szovjet és csehszlovák exportra kerülő GTT 8000/3000 gerinchálózati, telefon- és tv-átvitelre szolgáló 8 GHz-es berendezésláncokat mérés közben. A fenti berendezések egy-egy vonalszakasza a műhelyben úgy volt felépítve, hogy a vonalszakasz légköri csillapítását mesterséges csillapítással pótolták, és a rendszert a valóságos üzemi körülményekhez hasonló körülmények között ellenőrizték.

A gyárlátogatás után konzultációra került sor. A résztvevők az ORION berendezéseiben alkalmazott alkatrészek típusa, megbízhatósága és egyes konkrét kérdések megoldása iránt érdeklődtek, melyre a gyár szakemberei a helyszínen válaszoltak.

Műsorszóró hírközlő rendszerek hatékonyságának vizsgálata a VHF/UHF sávban

ETO 621.391.8:621.396.43:654.19

A hírközlési rendszerek célja információ továbbítása a forrástól (adótól) a nyelőig (vevőig). A rendszer hatékonyságának mérése, tehát annak mérése, hogy a rendszer ezt a célt milyen mértékben teljesíti, illetve ennek meghatározása pont-pont közötti összeköttetés esetén viszonylag egyszerű feladat. A műsorszóró hírközlési rendszereknél azonban egy adó és több, statisztikus elhelyezkedésű vevőről van szó és ebben az esetben a rendszer hatékonyságát meghatározni körülményes.

Az erre a célra alkalmazott számítási módszerek a hatékonyság mérőszámaként az ún. ellátott területet alkalmazták módszerként más-más (többé-kevésbé különböző) definícióval. Nemzetközi kapcsolatokban, az egységesség miatt, a CCIR által elfogadott meghatározásokat és számítási eljárásokat alkalmazzák [1] [2]. E módszernek a hibáit Kirby megkísérelte csökkenteni [3], azonban az ő módszere sem adott kielégítő eredményt.

A módszerek fő hibái, hogy nem adnak

- egyértelmű választ a vétel minőségéről egy adott pontban, és
- az alkalmazott mérőszámok (pl. ellátott terület) nem fejezik ki a cél megvalósítását, azaz azt, hogy a kívánt információ a lehető legnagyobb megbízhatósággal, minél több hallgatóhoz, nézőhöz jusson el.

A cikk célja a rendszerszemléletű tárgyalásmód segítségével egyértelmű matematikai alapot adni a hatékonyság vizsgálatához.

1. Műsorszóró hírközlő rendszerek

A műsorszóró hírközlő rendszereknél nem elegendő az üzenetek minimális redundanciájú továbbítása, mivel itt már ennél többről, speciális, esztétikai követelmények kielégítéséről van szó. Ez ideális esetben a valóság újraelőállítására lenne a vételi helyen, amely információelmélet szempontjából azt jelenti, hogy végtelen információmennyiséget kellene átvenni, amit megvalósítani nem tudunk. Szerencsére erre nincs is szükség, mivel az ember érzékelő képessége véges (a hallható hangok a látható fény tartománya, színbontás stb.) és így elegendő véges információmennyiség adott hibájú átvitelének megvalósítása.

Ezt a (látszólag) valóság-hű vételt az 1. ábrán látható rendszerrel kell megvalósítani.

Az átvitelt megvalósító eszközök korlátait úgy kell kialakítani, hogy azok illeszkedjenek az ember

érzékelési korlátaival, azaz csak azokat az információkat vigyék át, amelyek a látszólag valóság-hű vétel megvalósításához feltétlenül szükségesek. Ilyenkor beszélhetünk „tökéletes minőségű vétel”-ről (pontos meghatározás a 2.1. definícióban).

Egyetlen pont-pont közötti átvitel esetén a rendszer kialakításakor a feladat az, hogy a „tökéletes minőségű vétel”-t a lehető legnagyobb valószínűséggel biztosítsuk, miután a rendszer elemei csak adott valószínűséggel biztosítják a tökéletes átvitelt.

Műsorszóró hálózat esetén egy adó és több vevő van és a feladat az, hogy minél több vevőhöz, minél nagyobb valószínűséggel továbbítsák az információt.

Tehát lényeges valamilyen módon mérni ennek megvalósítását. A jelenleg alkalmazott becslési módszerek nem adnak kielégítő eredményt, mivel az alkalmazott mérőszám, az ellátott terület nagysága csak egyoldalú értékelésre nyújt módot. Ezért a mérhető és becsülhető paraméterek segítségével az ellátott terület mérőszámán kívül, más, komplexebb mérőszámot (mérőszámokat) kell kialakítani az átvitel hatékonyságának meghatározására.

2. Az ellátottság fogalma

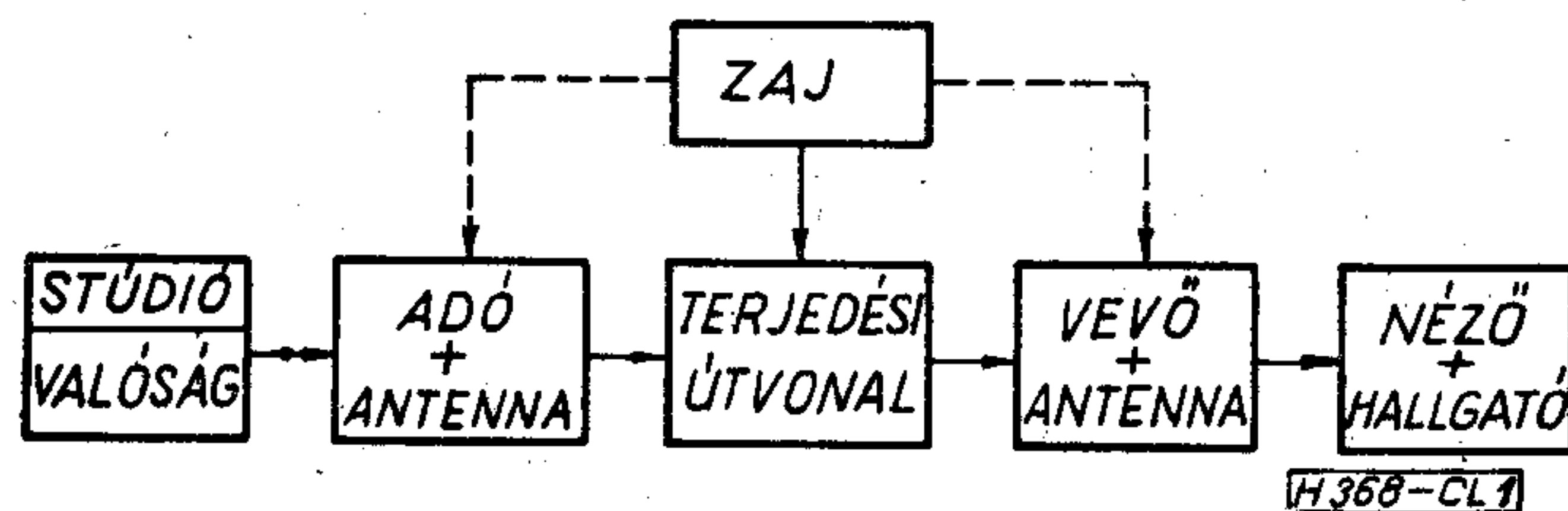
A hatékonyság vizsgálatához a következőkben néhány fogalom definícióját adjuk meg, amelyekre a továbbiakban, levezetéseinkben támaszkodunk és amelyek meghatározásával további megfelelő mérőszámok alakíthatók ki [4].

2.1. Definíció:

Tökéletes minőségű vételről a (továbbiakban: TMV) beszélünk akkor, ha az átviteli csatorna által okozott zajok az átvitelre, a berendezésekre előírt műszaki specifikációk által megengedett szint alatt maradnak és a nézőben, hallgatóban keltett szubjektív érzet a vett jelet hibátlanak érzi.

A definíció értelmezése: Az átviteli csatornába az adó + terjedési útvonal + vevő alrendszert értjük és az általa okozott zajok közé soroljuk a természetes és mesterséges eredetű zajokat, torzításokat stb.

Természetesen a TMV különböző adásmódoknál, rendszereknél (mono, sztereo-FM adás, színes tv stb.)



1. ábra

más és más konkrét előírásokat jelent, de rendszertechnikai szempontból ezek csak a definíció értelmezését jelentik az egyes esetekre. (Így ha egy rendszerre az egyedüli előírás az, hogy a hangfrekvenciás torzítás 1% alatt legyen, akkor minden rendszer, amelyre ez teljesül, TMV-t ad.) Nyilván a technika fejlődésével a TMV-t meghatározó kritériumok változnak.

Lényeges kiemelni a szubjektív ítélet jelentőségét, mert bár az ember szubjektív ítélete gyengébb kritérium (hiszen ezen alapul a sávhatárolt hangátvitel, illetve a korlátozott képfelbontás, színelbontás elégségsége), mint a berendezésekre előírt specifikáció, mégis sok esetben az ember érzékenyebb olyan hibákra, torzításokra (interferencia, reflexió), melyek műszeres ellenőrzése néha igen körülményes.

2.2. Definíció:

Ellátottnak nevezünk egy adott helyet (illetve adott helyen levő egyént), ha az ott felállított, a rendszer előírásai által meghatározott minőségű vevőkészülék minden időpontban TMV-t biztosít.

Nyilván a berendezések jellemzőinek statisztikus ingadozásai, a hullámterjedés sztochasztikus jellege miatt, a TMV csak bizonyos valószínűséggel következik be.

2.3. Definíció:

Egy adott hely (vagy egyén) ellátottságának valószínűségét, azaz $P(TMV)$ -t, *ellátottsági valószínűségnek* (a továbbiakban: ell. vsz.) nevezzük.

A továbbiakban az ell. vsz. rendszertechnikai értelmezésével és matematikai meghatározásával foglalkozunk.

3. A TMV és az ell. vsz. rendszertechnikai értelmezése

3.1. A TMV-t befolyásoló tényezők

A 2.1. definíció szerint a TMV-t az adó+terjedési útvonal+vevő alrendszerre előírt műszaki jellemzők és a szubjektív értékítélet határozzák meg, azaz

$$TMV = M \cdot S, \quad (1)$$

ahol

M az elemi események (állapotok) azon halmaza, amelyek teljesülése esetén az átviteli csatorna jellemzői az előírásoknak megfelelőek,

S az elemi események (állapotok) azon halmaza, amelyek bekövetkezése esetén a szubjektív értékítélet szerint a vétel tökéletes.

M kialakítására vonatkozóan fel kell tételezni azt, hogy ha tetszőleges ω elemi eseményre $\omega \in M$, akkor $\omega \in S$ is teljesül, azaz, ha a műszaki jellemzők előírásai teljesülnek, akkor a szubjektív ítélet is tökéletesnek találja a vételt. Ebből következik az, hogy

$$M \subseteq S \quad (2)$$

és így

$$TMV = M \cdot S = M. \quad (3)$$

Ellenkező esetben van $\omega \in M$ úgy, hogy $\omega \notin S$ és ez azt jelentené, hogy a rendszerre előírt paraméterek már nem felelnek meg az igényeknek (azaz a berendezés erkölcsileg elavult).

Ezek az események egy Ω eseménytér részhalmazai, melyeken értelmezhető egy A σ -algebra és hozzájuk rendelhető egy P valószínűségi mérték, melyek együttesen egy (Ω, A, P) valószínűségi mezőt alkotnak.

Így (3)-ból

$$P(TMV) = P(M). \quad (4)$$

Mivel a vizsgált alrendszer három egymástól független részből áll, ezért írható, hogy

$$M = A \cdot CS \cdot V. \quad (5)$$

ahol!

A , V az elemi események azon halmazai, melyek bekövetkezésekor az adó+antenna, illetve a vevő+antenna, a rá vonatkozó műszaki előírásokat teljesíti,

CS az elemi események azon halmaza, amelyek bekövetkezésekor a csatorna tökéletes minőségű, azaz az általa okozott csillapítás, torzítás stb., az előírásoknak megfelelő.

Így (4) és (5) alapján

$$P(TMV) = P(A) \cdot P(CS) \cdot P(V). \quad (6)$$

Mivel az ellátottság szempontjából feltételezhető, hogy

$$P(A) \simeq 1 \quad \text{és} \quad P(V) \simeq 1 \quad (7)$$

így az ellátottsági valószínűség

$$p = P(TMV) = P(M) \simeq P(CS). \quad (8)$$

Tehát elegendő a csatorna (terjedési útvonal) viselkedését vizsgálni, illetve arra vonatkozó méréseket végezni.

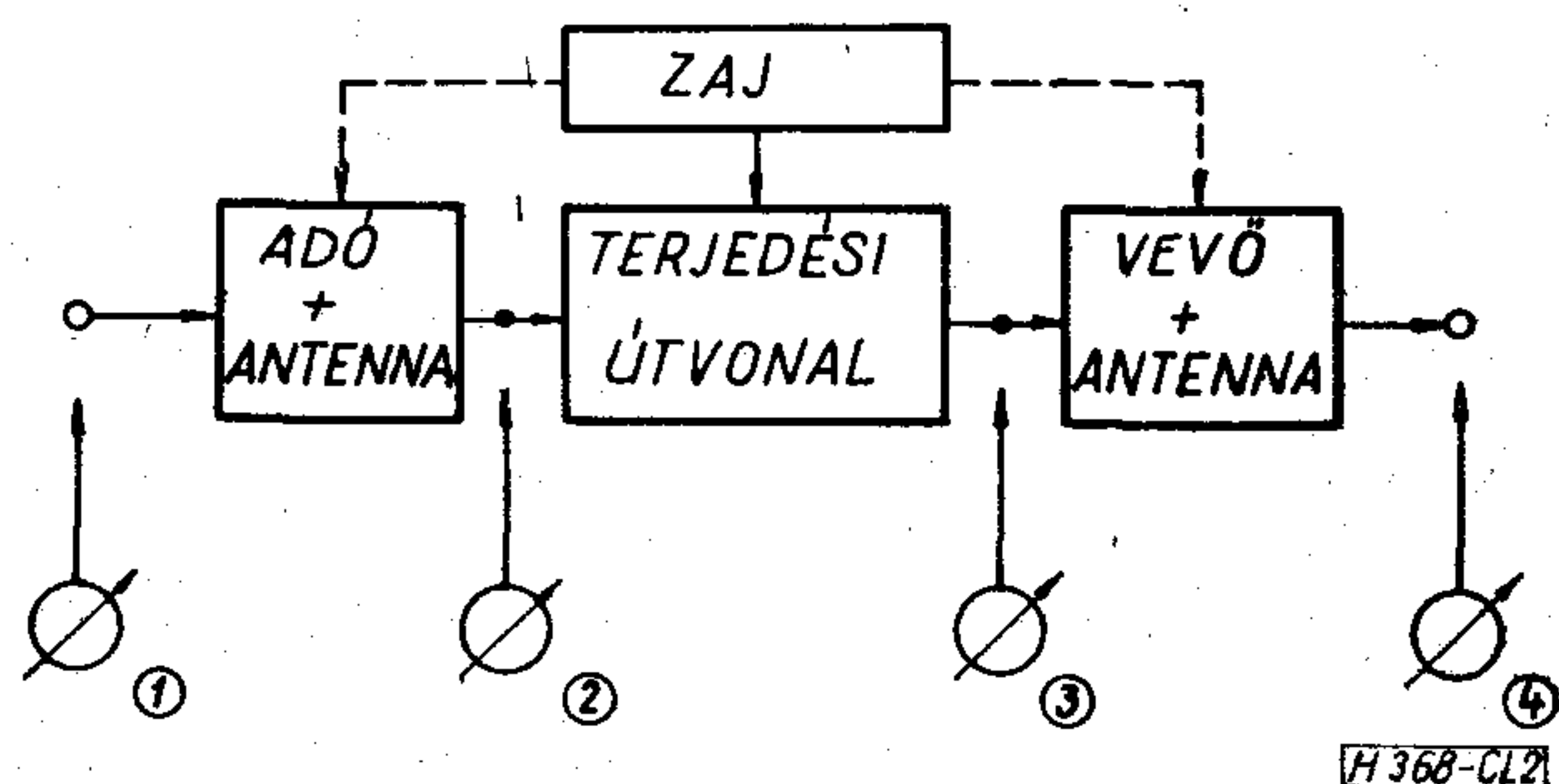
3.2. A rendszerbeli mérések lehetősége és helyei

A TMV, illetve az ell. vsz. meghatározásához szükséges azt ismerni, hogy a rendszerben hol és milyen paramétereket tudunk mérni. A 2. ábra jelzi azokat a pontokat, ahol mérni tudunk.

Az ①-es és ②-es pontokon végzett mérések segítségével, melyek viszonylag könnyen, állandóan elvégezhetők, biztosítani tudjuk azt, hogy

$$p_a = P(A) \simeq 1 \quad \text{legyen.}$$

(Meg kell jegyezni, hogy a ②-es pont tulajdonképpen az antennakábel bemenete, de a kábel és az



2. ábra

antenna jellemzői viszonylag jól meghatározhatók és becsülhetők és így nagy valószínűséggel lehet következtetni a kisugárzott jelre, azaz arra, hogy $p_a \approx 1$)

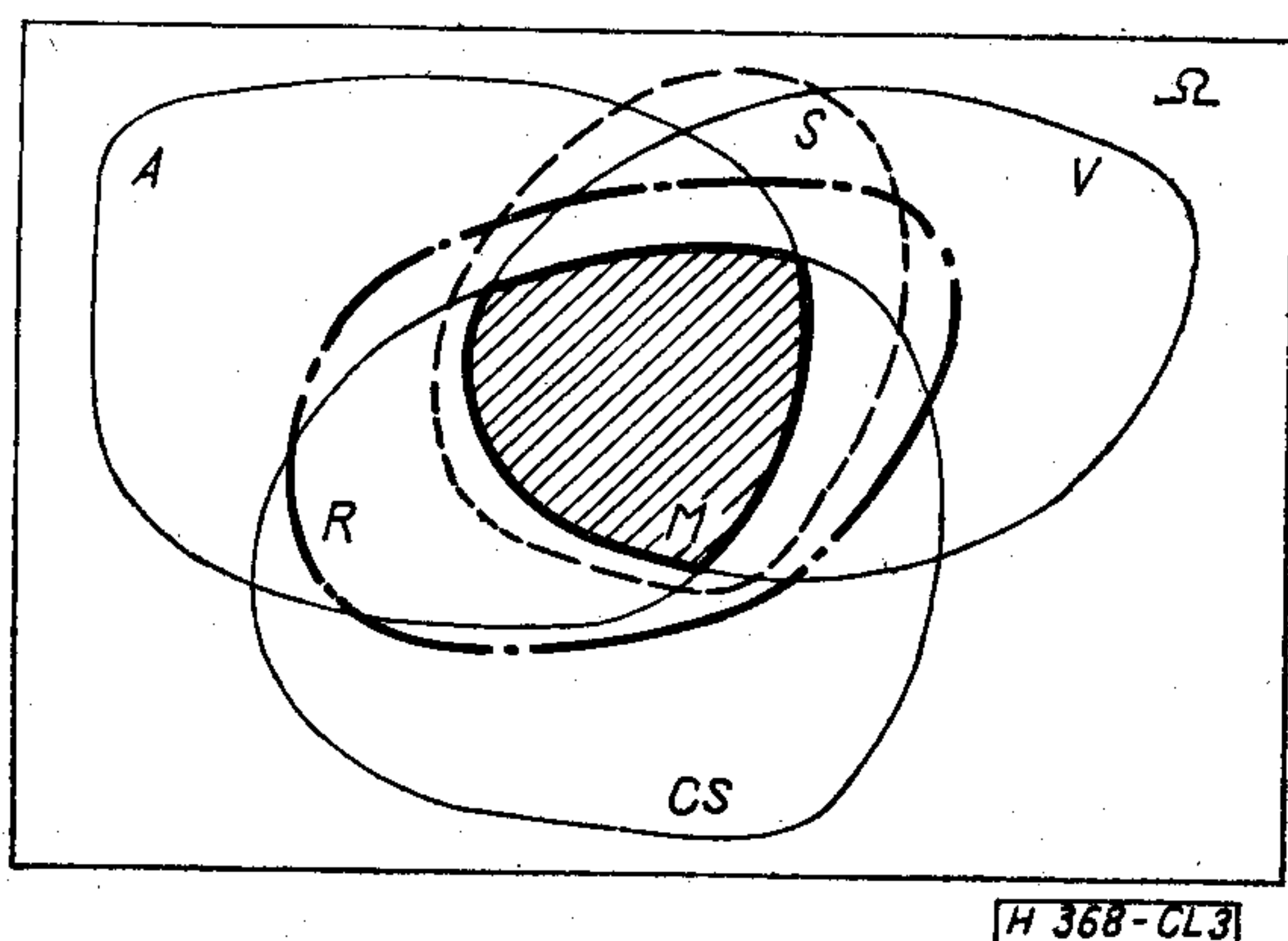
A *TMV* mérésre, mint lehetőség, a ③-as és ④-es ponton végzett megfigyelések szolgálhatnak. Azonban figyelembe kell venni azt, hogy a ③-as ponton végzett mérések (térrősség, polarizáció stb.) nem elegendők a *TMV* kielégítő meghatározásához. Ezért a *TMV* pontosabb becsléséhez a ④-es ponton kellene méréseket végezni. Itt azonban műszeresen mérni nem vagy igen körülményesen lehet és a szubjektív ítéletalkotás szórása elég nagy.

3.3. A *TMV* és az ell. vsz. kétféle értelmezése

A 3.1. pontban megállapítottuk, hogy

$$TMV = M = A \cdot CS \cdot V. \quad (9)$$

Ennek halmazelméleti reprezentálása a 3. ábrán látható.



3. ábra

A feladat az, hogy az *M* esemény bekövetkezését valamilyen módon mérni tudjuk a 3.2. pontban megállapított helyeken.

Az elvégzett mérések általában nem függetlenek egymástól és nem tudunk olyan méréseket végezni, hogy

$$M = \sum_{i=1}^{\infty} M_i \quad (10)$$

legyen, ahol

$M_i M_j = \emptyset$ minden i, j -re, ha $i \neq j$ és

$M_i \subseteq M$ minden i -re, olyan esemény (mérési eredmény), melynek bekövetkezéséből egyértelműen következik az, hogy $M_i \subseteq TMV$, azaz a vétel tökéletes minőségű.

Csak azt tudjuk biztosítani, hogy több esemény (mérési eredmény) együttes bekövetkezésekor teljesüljön a *TMV* is, azaz

$$M = \prod_{i=1}^{\infty} M_i. \quad (11)$$

ahol M_i az az esemény, hogy az i -edik szempont szerint a rendszerre megkövetelt előírás teljesül.

A gyakorlati mérések során csak véges számú szempont szerint tudunk vizsgálatot végezni, akár a ③-as, akár a ④-es ponton (2. ábra). Azaz írható az, hogy

$$R = \prod_{i=1}^k M_i \subseteq M \quad (12)$$

és

$$S = \prod_{j=1}^n M_j \subseteq M, \quad (13)$$

ahol

R az az esemény, amely a ③-as ponton végzett k számú vizsgálat együttes bekövetkezése esetén jön létre,

S az az esemény, amely a ④-es ponton végzett n -féle (szubjektív) vizsgálat együttes bekövetkezése esetén jön létre.

Az R és S eseményre vonatkozóan megállapítható, hogy általában

$$R \neq S$$

mert található $\omega \notin R$ úgy, hogy $\omega \in S$ és fordítva. Ez azt jelenti, hogy a szubjektív ítéletalkotás során felfedezhetünk olyan (elemi) eseményt, amit a ③-as ponton végzett mérésekkel nem. (Pl. idegen adó által okozott interferencia.)

Mivel (12) és (13) alapján

$$M \subseteq R \quad \text{és} \quad M \subseteq S, \quad (14)$$

akkor (11) felhasználásával az is igaz, hogy

$$M \subseteq R \cdot S. \quad (15)$$

Ennek alapján az ellátottsági valószínűség [8] [25]

$$p = P(TMV) = P(M) \leq P(R \cdot S). \quad (16)$$

A mérések során minél több szempontot vonunk be vizsgálataink sorába, annál biztosabban tudunk következtetni a *TMV* bekövetkezésére, illetve annál pontosabb az ell. vsz. becslése. Ezért célszerű a ③-as ponton végzett mérések mellett szubjektív vizsgálatot is végezni a ④-es ponton.

Az eddigiek alapján a *TMV*-t és az ell. vsz.-et kétféle módon értelmezhetjük, amelyek megfelelnek a ③-as, illetve a ④-es ponton végzett mérések eredményeinek.

Így a

$$p = P(TMV) \approx P(R) = P(TMV_1) \quad (17)$$

és a

$$p = P(TMV) \approx P(S) = P(TMV_2) \quad (18)$$

összefüggésekkel a *TMV* és az ell. vsz. első, illetve második alakját értelmezzük. (Pontos definíciók az 4.1.1. és 4.2.1. pontokban találhatók.)

3.4. A *TMV* és az ell. vsz. két értelmezése közötti kapcsolat

Az előző pont alapján megállapítható, hogy mind a ③-as, mind a ④-es ponton célszerű méréseket végezni. Ugyanakkor az így kapott eredmények egymástól nem függetlenek.

Az ell. vsz.-ről írható, hogy

$$p = P(TMV) = P(M \cdot S) = |P(S/M) \cdot P(M) = P(M), \quad (19)$$

ahol felhasználtuk a (13)-as összefüggés eredményét, azaz azt, hogy $M \subseteq S$.

(19) tovább írható (16) felhasználásával

$$P(M) \simeq P(R \cdot S) = P(S|R) \cdot P(R) = P(TMV_2 | TMV_1) \cdot P(TMV_1). \quad (20)$$

Tehát az ellátottsági valószínűség

$$p \simeq P(TMV_2 | TMV_1) \cdot P(TMV_1) \quad (21)$$

összefüggéssel adott közelítő értékét tudjuk meghatározni, ha mindkét ponton végzünk méréseket.

Ha csak egy ponton végzünk mérést, azt célszerű inkább a ④-es ponton megtenni, mivel az itt kapott eredmény jobban megközelíti a TMV -t. (Elsősorban tv-adásnál.)

4. Az ellátottsági valószínűség matematikai meghatározása

4.1. Az ell. vsz. első alakja

A TMV és az ell. vsz. első értelmezésénél a 2. ábra ③-as pontján mérhető jellemzőket vizsgáljuk.

A gyakorlatban a VHF/UHF sávban, műsorszóró adók esetén, ezek közé a jellemzők közé

- a hasznos jel térerőssége (és időbeli lefolyása),
- a zavaró adók térerőssége (és időbeli viselkedése), és esetleg
- a környezet általános zajszintje (természetes és mesterséges eredetű elosztott zajforrások szintje) tartoznak.

Általában ez utóbbinál előre feltételezett értékekkel dolgoznak, amelyekhez meghatározzák a minimálisan szükséges hasznos jeltérerősséget (nagyvárosi, vidéki stb. [1] [2] [5]).

4.1.1. Definíció:

Az első értelmezés szerint, *tökéletes minőségű a vétel* (továbbiakban: TMV_1) ha a 2. ábra ③-as pontján a jel – zaj viszonya a rendszerre előírt értéknél nagyobb, azaz a hasznos jel teljesítménye egy adott értékkel nagyobb a teljes zajteljesítménynél.

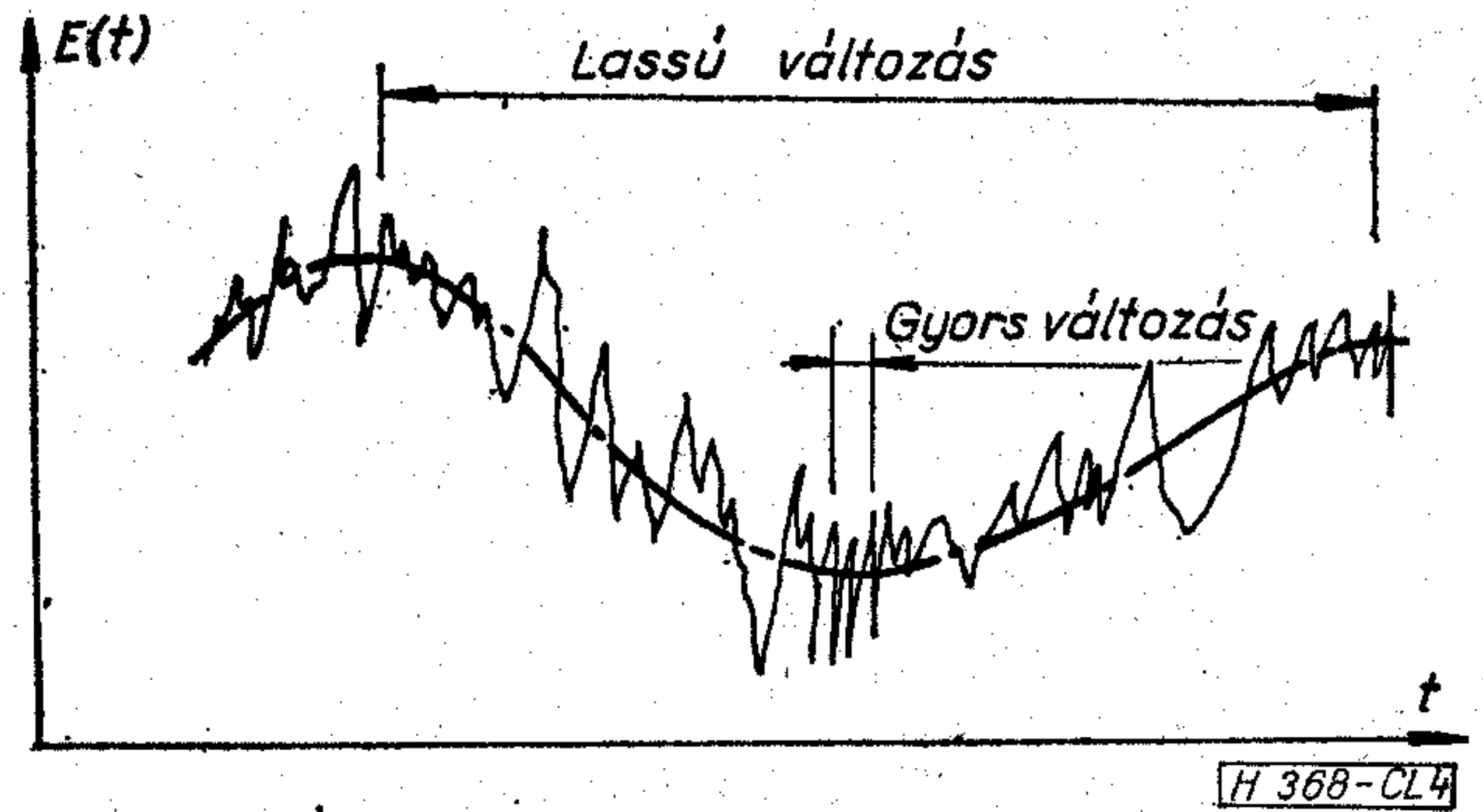
4.1.2. A TMV_1 -t befolyásoló jellemzők leírása

a) A térerősség mint sztochasztikus folyamat

Egy adott pontban a térerősség csak statisztikus értelemben írható le, mivel a hullámterjedést befolyásoló légkör törésmutatója mind hely-, mind időfüggő. Ez a függés a frekvenciával növekszik.

A térerősséget időben leíró $E(t)$ függvény, egy sztochasztikus folyamat valamely megvalósítása, amelynek létezik időbeli átlaga, azaz

$$\langle E(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T E(t) dt. \quad (22)$$



4. ábra

Ez a sztochasztikus folyamat stacionárius, mivel a folyamatot leíró statisztikus jellemzők időben változatlanok [6] [7] [8].

A térerősség középértéke, az adó és a vevő egymástól mért távolságától és a közbúlsó terep alakulásától függ. Az időbeli változások alapvetően gyors és lassú változásokra oszthatók (4. ábra).

A gyors időbeli változások néhány tized sec-tól néhány perc időtartamig terjednek és statisztikusan Rayleigh-eloszlással írhatók le [9] [10] [11].

$$P(E > E_0) = \exp(-E_0/\bar{E}), \quad (23)$$

ahol

E a pillanatnyi térerősség,

E_0 egy adott érték,

$\bar{E}$ az átlag térerősség.

A térerősség gyors változásai az ellátottság problémáját nem érintik és sokkal lényegesebb a lassú változások vizsgálata.

A lassú időbeli változások néhányszor tíz perc és néhány óra időtartam között mozognak és statisztikusan log-normális eloszlással írhatók le [10] [11] [12], azaz a dB-ben mért értékeik normális eloszlást követnek, amelynek sűrűségfüggvénye:

$$f(E) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(E-m)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (24)$$

ahol

E a térerősség dB-ben,

$m = 20 \log \bar{E}_{[\mu V/m]}$ a várható érték

σ a szórás.

A térerősség maga log-normális eloszlású, amelynek sűrűségfüggvénye, a (24)-es kifejezés alapján [13]:

$$g(E) = \frac{8,68}{E \sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(20 \log E - m)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (25)$$

ahol

E a térerősség $\mu V/m$ -ben,

m a várható érték,

σ a szórás.

b) A teljesítmény eloszlásfüggvénye

A jelteljesítmény sűrűségfüggvénye a (24)-es összefüggésből a következőképp származtatható. Jelölje a térerősséget, mint valószínűségi változót X , akkor tudjuk, hogy az

$$Y = 20 \log X = 20 \frac{\ln X}{\ln 10} = 8,68 \ln X \quad (26)$$

változó normális eloszlású, azaz

$$X = \exp\left(\frac{Y}{8,68}\right) \quad (27)$$

log-normális eloszlású. Mivel a teljesítmény a térerősség négyzetével arányos, így egy konstanstól eltekintve, a teljesítmény Z valószínűségi változója

$$Z = X^2 = \exp(2Y/8,68), \quad (28)$$

alakú, ahonnan

$$\ln Z = 2Y/8,68 \quad (29)$$

$$Y = 8,68 \ln \sqrt{Z} = 20 \log \sqrt{Z} = 10 \log Z \quad (30)$$

amelyről tudjuk, hogy normál eloszlású. A kapott eredményeket a normális eloszlás sűrűségfüggvényébe behelyettesítve, azt kapjuk, hogy

$$h(z) = \frac{4,34}{z\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(10 \log z - m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (31)$$

ahol

z a teljesítmény értéke,

m a várható érték

σ a szórás

c) A hasznos jel értéke

Egy adott pontban, mérések vagy számítások [9] [10] [14] [15] [16] [17] [18] [19] [20] segítségével a térerősség viszonylag könnyen megadható. A térerősség alapján az a teljesítmény, amely a 2. ábra ③-as pontján vehető, izotróp antennával, dB-ben [21] [22]:

$$P_h = E - 20 \log f_{\text{MHz}} - 107,21 \text{ [dB]}, \quad (32)$$

azaz

$$p_h = 10^{P_h/10} \text{ [W]} \quad (33)$$

d) A zajjelek értéke

A műsorszóró rendszer működési tartományát a zajok korlátozzák, befolyásolják. Megállapítható, hogy a zajforrásokat két fő csoportba sorolhatjuk

- minden irányban megosztott zajforrások (a zajforrásnak nincs határozott iránya),
- meghatározott irányú zajforrások.

Az előbbiek közé tartoznak az atmoszferikus, kozmikus és ipari zajok (kivételesen néhány erős ipari zajforrás), valamint ide sorolható a vevőkészülékek saját zaja, míg az utóbbi kategóriába az idegen adók sorolhatók. Mindkét kategóriabeli zavar ellen úgy védekezhetünk, hogy megadunk egy mérések, tapasztalati eredmények alapján kapott védelmi értéket (jel-zaj viszonyt), amelynek teljesülése esetén, a vétele várhatóan megfelelő minőségű lesz.

Ha az idegen adók jelétől eltekintünk, akkor a TMV-hez szükséges minimális hasznos jelteljesítmény [21] [22]:

$$p'_0 = r/kTB \text{ [W]} \quad (34)$$

ahol

r a minimálisan szükséges jel-zaj viszony,

f a bemenetre redukált effektív zajszám, amely magába foglalja a természetes és az ipari zajok értékét is a vevőkészülék zajszáma mellett,

k Boltzmann-állandó,

T a hőmérséklet K°-ban,

B a sáv szélesség Hz-ben.

Az effektív zajszám értéke [23]:

$$f = f_a - 1 + f_c/f_r \quad (35)$$

f_a a veszteségmentes antenna zajtényezője, amely a külső zaj szintjére vonatkozik,

f_c r'/r a vevőantenna veszteségtényezője,

r' a vevőantenna teljes ellenállása,

r a vevőantenna sugárzási ellenállása,

$f_t = p_r/p_i$ az antennakábel veszteségtényezője,

p_r a kábel bemenetén a teljesítmény,

p_i a teljesítmény a kábel kimenetén,

f_r a vevőkészülék zajszáma.

A (34)-es összefüggés két részre bontható:

$$p'_0 = r p_{z1} + r p_{z2} \text{ [W]} \quad (36)$$

ahol

$$p_{z1} = f_c/f_r kTB \text{ [W]} \quad (37)$$

amely a belső eredetű zajokat foglalja magában és

$$p_{z2} = (f_a - 1)kTB \text{ [W]} \quad (38)$$

amely a külső eredetű egyenletes eloszlású zajokat foglalja magába.

Ha a külső eredetű zaj ismert (zajtérkép) mindeütt, akkor pontosan meghatározható a TMV-hez szükséges jelteljesítmény. (A belső eredetű zajok megadhatók mérések alapján átlagos vevőre.)

Miután eddig még ilyen pontosságra nem volt szükség, mérések alapján különböző szervezetek (CCIR, FCC, TASO) minimálisan szükséges térerősséget adnak meg [1] [2] [5].

Diszkrét zajforrások (idegen adók) esetén, bevezetve a következő jelöléseket

p_{zi} az i -edik zavaró adó jelteljesítménye,

r_i az i -edik zavaró adóra vonatkozó minimális jel-interferencia viszony,

írható, hogy a teljes zajteljesítmény

$$p_z = p_{z1} + p_{z2} + p_{z3}, \quad (39)$$

ahol

$$p_{z3} = \sum_{i=1}^n p_{zi} \quad (40)$$

A TMV-hez minimálisan szükséges hasznos teljesítmény [21] [22]:

$$p_0 = r/kTB + \sum_{i=1}^n r_i p_{zi} \quad (41)$$

4.1.3. Az ell. vsz. első alakjának meghatározása

Az 4.1.1. definíció alapján $P(TMV_1)$ értékére a következő írható:

$$p \cong P(TMV_1) = P(p_h > p_0) = P(p_h - p_0 > 0) \quad (42)$$

ahol

p_h a hasznos jel teljesítménye,

p_0 a minimálisan szükséges jelteljesítmény.

A valószínűség meghatározásához ismernünk kell a két jel különbségének viselkedését.

Tehát, ha X és Y a két valószínűségi változó, akkor

$$Z = X - Y \quad (43)$$

sűrűségfüggvényét és eloszlásfüggvényét keressük. Mivel a hasznos jel és a zajjel, tehát X és Y , egymástól függetlenek, így együttes sűrűségfüggvényük

$$f(x, y) = f_1(x) \cdot f_2(y) \quad (44)$$

alakú lesz. Ekkor [8] [24] [25] [26] alapján

$$\begin{aligned} P(Z < z) &= P(X < z + Y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{x+z} f_1(x) f_2(y) dx dy = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f_2(y) \int_{-\infty}^{x+z} f_1(x) dx dy = \int_{-\infty}^{\infty} F_1(y+z) f_2(y) dy \end{aligned} \quad (45)$$

és sűrűségfüggvénye

$$g(z) = \frac{d}{dz} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(y+z) f_2(y) dy = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(y+z) f_2(y) dy \quad (46)$$

illetve eloszlásfüggvénye

$$\begin{aligned} G(z) &= P(Z < z) = \int_{-\infty}^z g(t) dt = \\ &= \int_{-\infty}^z \int_{-\infty}^{\infty} f_1(y+z) f_2(y) dy dz \end{aligned} \quad (47)$$

Ennek alapján, a fenti jelölésekkel, (42)-re írható, hogy

$$\begin{aligned} P(TM V_1) &= P(p_h - p_0 > 0) = 1 - P(p_h - p_0 \leq 0) = \\ &= 1 - P(Z \leq z), \end{aligned} \quad (48)$$

illetve

$$P(TM V_1) = \int_z^{\infty} g(z) dz = \int_z^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_1(y+z) f_2(y) dy dz \quad (49)$$

és mivel az integrálási határ, $z=0$, így

$$\begin{aligned} P(TM V_1) &= \int_z^{\infty} g(z) dz = \\ &= \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_1(y+z) f_2(y) dy dz \end{aligned} \quad (50)$$

itt

$f_1(x)$ a hasznos jel sűrűségfüggvénye, m_h , σ_h paraméterekkel, amely itt a jel időfüggését írja le, $f_2(y)$ az együttes zajteljesítmény sűrűségfüggvénye, m_z , σ_z paraméterekkel.

Így $g(z)$ paraméterei:

$$\begin{aligned} m &= m_h - m_z \\ \sigma^2 &= \sigma_h^2 + \sigma_z^2 \end{aligned} \quad (51)$$

Az (50)-nel megadott valószínűségérték helytől függő folytonos függvény, melynek segítségével egy A_i felületelemen az ell. vsz. átlagos értéke

$$p_{im} = \frac{\int_{A_i} p(A) dA}{\int_{A_i} dA} = \frac{\int_{A_i} p(A) dA}{A_i} \quad (52)$$

Az (52)-es kifejezésben a

$$T_i = \int_{A_i} p(A) dA \quad (53)$$

érték A_i azon területhányada, amelyre $P(TM V_1) = 1$. Az így definiált értéket ellátott területnek nevezzük [4].

4.2. Az ell. vsz. második alakja

A TMV és az ell. vsz. második értelmezése esetében a 2. ábra ④-es pontján mérhető jellemzőket vizsgáljuk. Az itt végzett mérések, mivel szubjektív ítéletalkotáson alapulnak, igen megbízhatatlanok, bár az irodalmi adatok szerint megfelelő gyakorlással ez elég kis értékre csökkenthető le [27].

A vétel minőségét legerősebben az idegen adók által okozott interferencia és a tereptárgyakon létrejött reflexió befolyásolja. A szubjektív ítéletalkotásra, illetve mérésre, a CCIR [1]-en kívül [27] [28] ad útmutatást.

4.2.1. Definíció:

A második értelmezés szerint, tökéletes minőségű a vétel (a továbbiakban: TMV_2), ha a 2. ábra ④-es pontján, a szubjektív ítéletalkotás szerint a vétel kifogástalan minőségű.

4.2.2. A szubjektív ítéletalkotás matematikai leírása

Az ell. vsz. második értelmezése esetén pontos matematikai leírásra nincs mód és a mérési eredményeket is csak empirikus eloszlásfüggvények alakjában kezelhetjük.

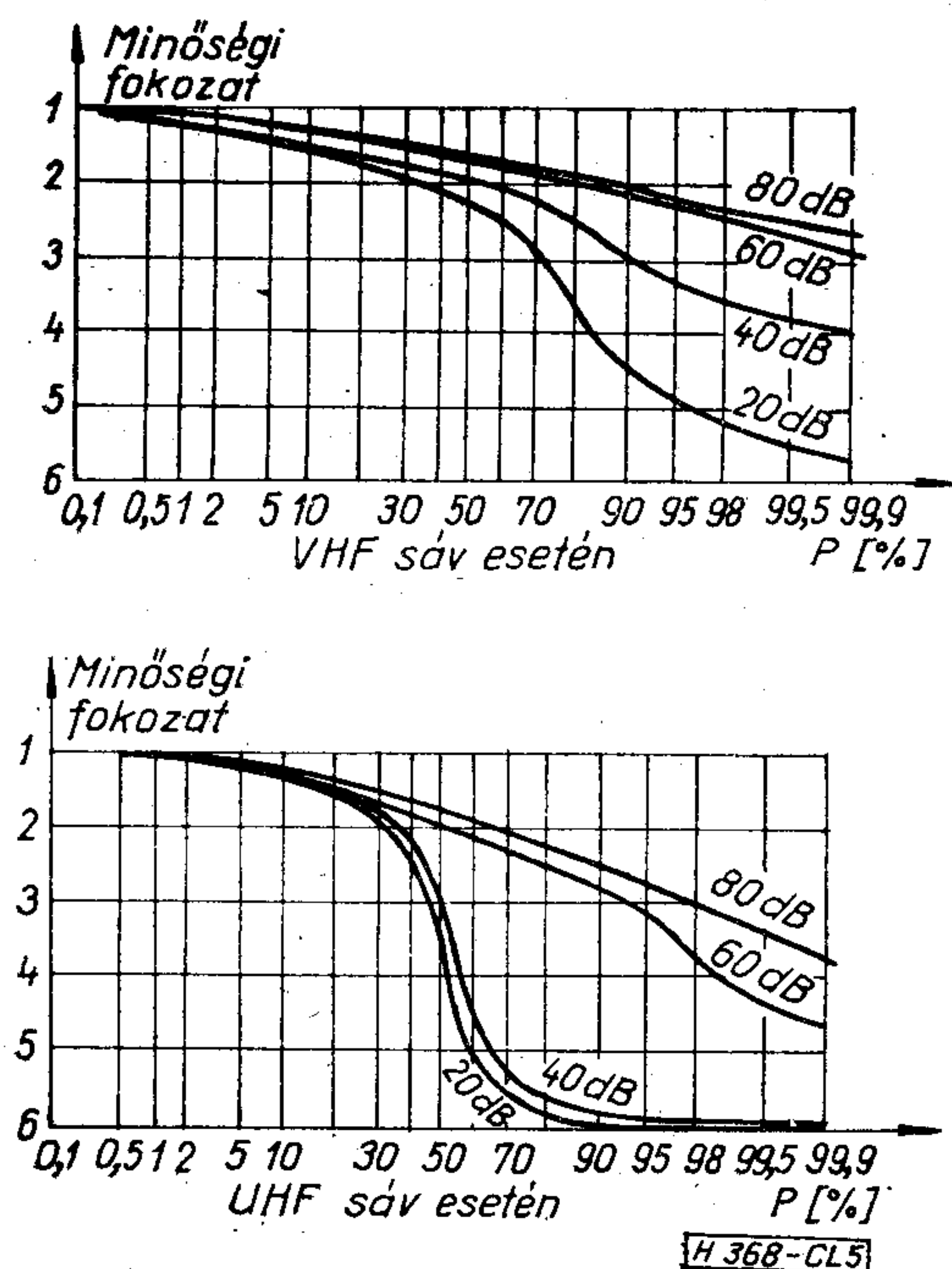
VHF/UHF sávon végzett mérésekből [29] kiértékelte empirikus eloszlás függvények láthatók, ún. Gauss-papíron ábrázolva, az 5. ábrán. A szubjektív ítéletalkotás nyomán kapott görbék láthatóan nem normális eloszlásúak.

Az 5. ábra az ell. vsz.-et tartalmazza, azzal a feltétellel, hogy a térerősség nagyobb vagy egyenlő az ábrában feltüntetett értéknél. (Tehát nem $P(TM V_2)$ értékét, hanem $P(TM V_2 | TM V_1)$ értékét.)

4.3. Az ell. vsz. teljes alakja

A 3.4. pontban az ell. vsz.-re (19), (20) alapján azt kaptuk,

$$p \cong P(TM V_2 | TM V_1) \cdot P(TM V_1) \quad (54)$$



5. ábra

és itt $P(TMV_1)$ értéke (50) alapján

$$P(TMV_1) = \int_0^{\infty} g(t) dt$$

és $P(TMV_2|TMV_1)$ az 5. ábra alapján meghatározható.

Az így kapott ell. vsz. érték már jól közelíti a torzítatlan értéke, ha szubjektív ítéletalkotás kellő pontosságú.

5. Összefoglalás

A cikk célja a műsorszóró hírközlő rendszerek hatékonyságának vizsgálata, illetve annak matematikai megalapozása volt. Az alapfogalmak (TMV , ell. vsz.) egyértelmű definiálásával, valamint a mérhető jellemzők által biztosított eredmények vizsgálatával, az eddig alkalmazott módszerek hibáit (a fogalmak nem kellő pontosságú definiáltságát, a levezetett eredmények pontatlanságát, meghatározatlanságát) kísérelte meg kiküszöbölni. Ez lehetőséget ad arra is, hogy a módszer alapján további összefüggések legyenek előállíthatók.

- [1] CCIR: Documents of the XIth Plenary Assembly, Vol. V., Oslo, 1966
- [2] TECHNICAL Data used by the European VHF/UHF Broadcasting Conference, Stockholm, 1961
- [3] Kirby: Measurement of service area for television broadcasting, Trans. IRE, PG BTS-7, 23, February 1957
- [4] Cserny: VHF/UHF sávú műsorszóró hírközlő rendszerek hatékonyságának mérőszámai (előkészületben)
- [5] NAB Engineering Handbook, McGraw-Hill, New York, 1960
- [6] Reza: Bevezetés az információelméletbe, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1966
- [7] Gihman—Szkorohod: Teorija szlucsajnuh processzov, I., Nauka, Moszkva, 1971
- [8] Borovkov: Kursz teorii verojatosztyej, Nauka, Moszkva, 1974.
- [9] Bullington: Radio propagation fundamentals, BSTJ, 36, 593—626, may 1957.
- [10] Bullington: Radio Transmission Beyond the Horizon in the 40- to 4000 Mc Band, Proc. IRE, 41, 132—135, 1953.
- [11] Bullington: Radio Propagation Variations at VHF és UHF, Proc. IRE, 38, 27—32, 1950.
- [12] Rice: Tropospheric Fields and Their Long Term Variability as Reported by TASSO, Proc. IRE, 48, 1021—1029, June 1960.
- [13] Cserny: TV, illetve URH—FM adók ellátott területének meghatározása számítógép segítségével, PRTMI tanulmány, 1972.
- [14] Jordan: Electromagnetic Waves and Radiating Systems, Prentice-Hall, New-York, 1950.
- [15] Matthews: Radiowave propagation VHF and above, Chapman és Hall, London, 1965.
- [16] Molnár—Túri—Kováts: Rádió-hullámterjedés és hálózat-tervezés, KÖZDOK, Budapest, 1969.
- [17] Túri Kováts: URH-rádióhullámok terjedése, BME Tov. Képz. Int., Budapest, 1973.
- [18] Epstein—Peterson: An experimental Study on Wave Propagation at 850 Mc, Proc. IRE, 41, 595—611, May 1953.
- [19] Bullington: Characteristics of Beyond-Horizon Radio Transmission, Proc. IRE, 43, 1175, october 1955.
- [20] Millington—Hewitt—Immirzi: Double knife-edge diffraction in field-strength predictions, Proc. IEE, 109C, 419—429, March 1962.
- [21] Norton: Transmission Loss in Radio Propagation, Proc. IRE, 41, 146—152, January 1953.
- [22] Norton: System Loss in Radio Wave propagation, NBS Journal of Research, Pt. D., 63D, 53—73, July 1959.
- [23] Friis: Noise Figures of Radio Receivers, Proc. IRE, 32, 419—429, July 1944.
- [24] Gnedenko: The theory of probability, Mir, Moszkva, 1969.
- [25] Prékopa: Valószínűségelmélet, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972.
- [26] Rényi: Valószínűség-számítás, Tankönyvkiadó, Budapest, 1968.
- [27] Waldo: Report on the analysis of measurements and observations New-York city UHF—TV Project, IEEE Trans. on Broadcasting, 7—36, August 1963.
- [28] Fredendall—Behrend: Picture Quality-Procedures for Evaluating Subjective Effects of Interference, Proc. IRE, 48, 1030—1034, June 1960.
- [29] Braum—Hughes: Studies of Correlation Between Picture Quality and Field Strength in the United States, Proc. IRE, 48, 1050—1058, June 1960.

Számítógépprogramok katalógusa, 1974

ETO 621.39:681.3.06 (085)

Az alábbi összeállítás az elektronikára vonatkozó, 1974-ben elkészült számítógép-programok katalógusát tartalmazza. A programok adatait az intézmények illetékes vezetői küldték be a BME Híradástechnikai Elektronika Intézet felkérésére.

A kialakult szokásoknak megfelelően az elektronikus eszközökre, elektronikus áramkörökre, híradástechnikai berendezésekre és híradástechnikai

rendszerekre vonatkozó programokat állítottuk össze. A programkatalógus a programokat a beérkezés sorrendjében közli.

A „Számítógép-programok katalógusa 1975” összeállításba azokat a programokat fogjuk felvenni, amelyeket 1976. január 31-ig a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetnek (1111 Budapest, Stoczek u. 2.) beküldenek.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
TESZTO	Beültetett nyomtatott kártyák TESZTO nyelven megírt bemérési utasítását lefordítja TESZTOMAT berendezést vezérlő lyukszalaggá	SLANG—1 TPA/i—1001	ORION Szigeti Ágnes	ORION Szigeti Ágnes	Híradástechnika 1974. 12. szám, Belső használati utasítás
HUZAL	Maximum 20 emeletes elektronikus berendezések hátoldali csatlakozóneveinek ismeretében gyártási huzalozási-, kábelforma fektetési-, teljes kidőngetési utasítást és dokumentációt készít	FORTTRAN—II/ SLANG—3 TPA/i—1001	ORION Szigeti Ágnes	ORION Szigeti Ágnes	Belső használati utasítás
SZIM	Kombinációs hálózatok szimulációja csak logikai szinten	FORTTRAN—II TPA/i—1001	ORION Szigeti Ágnes	ORION Szigeti Ágnes	
RAJZMAP	Postprocessor program ADMAP nyomtatott lap rajzoló berendezés vezérléséhez	SLANG—1 TPA/i—1001	ORION Szigeti Ágnes	ORION Szigeti Ágnes	
ESZTER 30AØ2P	Diszkrét elemeket és IC tokokat végyesen tartalmazó kétrétegű nyomtatott áramköri kártyák tervezése	FORTTRAN USERCODE	INFELOR Barthó László Hantos Imre	INFELOR Sikolya Zsolt	Kiegészítés az ESZTER3Ø fel- használói kézi- könyvhöz
ESZTER 40AØ2P	CW—400 hátlap-huzalozó automata bemeneti lyukszalagjának, valamint a leszá-bási listáknak és huzalozási doku-mentációknak el-készítése	FORTTRAN USERCODE	INFELOR Dénes György Petrovits István	INFELOR Dénes György	ESZTER40AØ2P felhasználói kézi- könyv
ESZTER 51AØ1P	STL szimbolikus tesztelési nyelv fordítóprogramja a METRIX RM14 teszter bemeneti adatainak elő-állításához	FORTTRAN USERCODE	INFELOR Csiky Mária Petrovits István Sikolya Zsolt	INFELOR Hantos Imre	ESZTER51AØ1P felhasználói kézi- könyv

Beérkezett: 1975. IV. 15.

DR. GÉHER K.: SZÁMÍTÓGÉP PROGRAMOK

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészítésének dátuma
IDLORT (IDentifikáció Laguerre ORTogonális rendszerrel)	Lineáris rendszer identifikációja Laguerre ortonormált felbontás alapján	RAZDAN—ALGOL	BME Automati-zálási Tanszék Bars Ruth	BME Automati-zálási Tanszék Bars Ruth	IDLORT User Manual
DSLSDT (Digital Simulation of a Linear System with Dead Time)	A program lineáris, holtidős rendszerek választásfüggvényét határozza meg tetszőleges bemenőjel esetére a fázisváltozók felhasználásával	RAZDAN—ALGOL	BME Automati-zálási Tanszék Dr. Kovács Tivadar Ifj. dr. Vajta Miklós	BME Automati-zálási Tanszék Dr. Kovács Tivadar Ifj. dr. Vajta Miklós	DSLSDT User Manual
NEBME (Nonlinear Equations using Brown Method)	Tetszőleges számú nemlineáris egyenlet megoldására szolgáló program a Brown módszer alapján	RAZDAN—ALGOL	BME Automati-zálási Tanszék Ifj. dr. Vajta Miklós	BME Automati-zálási Tanszék Ifj. dr. Vajta Miklós	NEBME User Manual
MOBME (Modified Broyden Method)	A program nemlineáris egyenletrendszer megoldására szolgál a módosított Broyden módszer alapján	RAZDAN—ALGOL	BME Automati-zálási Tanszék Ifj. dr. Vajta Miklós	BME Automati-zálási Tanszék Ifj. dr. Vajta Miklós	MOBME User Manual
SERKALE (Speech Recognition with Karhunen-Loeve Expansion)	Beszédfelismerő program a Karhunen-Loeve lényegkiemelés alapján	RAZDAN—ALGOL	BME Automati-zálási Tanszék Barát László Ifj. dr. Vajta Miklós	BME Automati-zálási Tanszék Ifj. dr. Vajta Miklós	SERKALE User Manual
DSDPS (Digital Simulation of Distributed Parameter Systems)	A program hiperbolikus és parabolikus egyenletekből álló parciális differenciálegyenlet rendszerek megoldására szolgál, így elosztott paraméterű rendszerek dinamikai vizsgálatára alkalmas	RAZDAN—ALGOL	BME Hőerőművek Tanszék Lengyel László	BME Hőerőművek Tanszék Lengyel László	DSDPS User Manual
PROGRAM	PROGRAM műszaki kiszolgáló programcsomag, PROM tokok beégetését vezérli. A beégetés utáni információk egy programkönyvtárban vannak. Az írógépen beadott parancsok hatására a programkönyvtárból egyes programokat törölhetünk, megváltoztathatunk vagy újakat fűzhetünk a már meglevőkhöz	MITRAS R—10	Számítástechnikai Koordinációs Intézet Iványi Gyuláné (HWL)	Számítástechnikai Koordinációs Intézet Hazay Csaba (HWL)	PROGRAM kezelési utasítás PROM TESZT—1 PROM TESZT—2 PROM égető teszt program
REPROGRAM RPRGOO	REPROMGRAM az R—10 bázisfigurációhoz csatlakoztatott REPROMSET periféria vezérlését végző program	MITRAS R—10	Számítástechnikai Koordinációs Intézet Iványi Gyuláné (HWL)	Számítástechnikai Koordinációs Intézet Iványi Gyuláné (HWL)	RPRGOO alkalmazói leírás Műszaki leírás Programozó kézikönyv Operátori kézikönyv

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
MICA	R—10 mikroprogram fordító és listázó	R—10 assembler	Számítástechnikai Koordinációs Intézet (HRL)	Kohó- és Gépipari Minisztérium	Alkalmazói leírás Programozói kézikönyv
MICROFLO	R—10 mikroprogram folyamatábrára rajzoló	IBM assembler R—20 assembler	Számítástechnikai Koordinációs Intézet (HRL)	Kohó- és Gépipari Minisztérium	Alkalmazói leírás Programozói kézikönyv
MCANAL	R—10 mikroprogram listázó	R—10 assembler	Számítástechnikai Koordinációs Intézet (HRL)	Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság	Software leírás
REPETA/1	ETA (logikai kártyákat ellenőrző on-line mérőautomata) vezérlő programja	R—10 assembler	Számítástechnikai Koordinációs Intézet (HRL)	Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság	Software leírás
OS11 OSzSz transzlátor 11. verzió	Digitális rendszerek különböző szintű szimulációjára alkalmas formális programnyelv transzlátora	Assembler	BME HEI Csopaki Gyula Filp András Varró László	OMFB—SzKI BME HEI Bohus Miklós SzKI Drasny József	Felhasználói dokumentumok jegyzéke Alkalmazói leírás Programozók kézikönyve Operátorok kézikönyve
KTP—3 Kártyatervező programrendszer	A programrendszer az ESZR szabványoknak megfelelő kétoldalas nyomtatású, integrált és diszkrét elemeket hordozó kártyák tervezésére alkalmas és a megtervezett kártyát dokumentáló elvi elektromos kapcsolási rajzot készít	FORTTRAN—IV Assembler	SzKI Börtsök Zoltán Csernó János Dániel József Koszó Gábor Merényi Pálné Váradi Tiborné	SzKI Koszó Gábor	Felhasználói dokumentumok jegyzéke Alkalmazói leírás Programozók kézikönyve Operátorok kézikönyve Alkalmazói kézikönyv
DIAG Áramköri tesztek számító program	Integrált áramkörös logikai TEZ kártyák tesztjeit számítja ki. A tesztelés végrehajtásához és kiértékeléséhez táblázatos formában közli az eredményeket	Assembler	Számítástechnikai Koordinációs Intézet Kárpáti László	OMFB—SzKI Kárpáti László	Felhasználói dokumentumok jegyzéke Alkalmazói leírás Programozók kézikönyve Operátorok kézikönyve
POWERS	Elektronikus készülékek tápegységét tervező programrendszer. A specifikáció alapján megtervezi a stabilizált, — stabilizálatlan tápegység részeit és a hálózati transzformátort	ICL—FORTRAN	Műszeripari Kutató Intézet Dr. Horváth Judit Szabó Zoltánné	Műszeripari Kutató Intézet Dr. Horváth Judit	Beszámolójelentés 1974.
POZAN	Pólus—zérus analízis (csillapítás, fázis, futási idő, időtartomány), transzformációk, polinom-műveletek stb.	ICL—FORTRAN	Műszeripari Kutató Intézet Dr. Herendi Miklós	Műszeripari Kutató Intézet Dr. Herendi Miklós	

DR. GÉHER K.: SZÁMÍTÓGÉP PROGRAMOK

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
LK2	A HIKI M346 típusú logikai kártyavizsgáló berendezését vezérlő interaktív, interpretatív rendszerprogram, mely a hozzátartozó programnyelven megírt kártyaprogramokat értelmezi és végrehajtja	SLANG—1 (TPA-i számítógépre)	Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Farkas Tamás	Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Farkas Tamás	HIKI Közleményei 1974. IV. szám
TRANZ—TRAN 3/A	Nemlineáris áramköranalízis program kisszámítógépes (TPA—I) változata. DC, transzfer karakterisztika, tranziens analízis, 30 csomópont, 60 ág	SLANG—3	BME Elektronikus Eszközök Tanszék Dr. Székely Vladimir Dr. Tarnay Kálmán Baji Pál Rencz Márta	BME — KFKI Dr. Székely Vladimir Dr. Tarnay Kálmán	TRANZ—TRAN 3/A használati utasítás (1974. december)
TRANZ—TRAN2	Nemlineáris áramköranalízis program. Az ICT—FORTRAN változat bővítése: transzfer karakterisztika az AC analízis, FET és MOS modell, új dokumentálási lehetőségek	FORTAN—IV.	BME Elektronikus Eszközök Tanszék Dr. Székely Vladimir Dr. Tarnay Kálmán Masszi Ferenc Fekete János Losonczy Sarolta	BME — KFKI Dr. Székely Vladimir Dr. Tarnay Kálmán	TRANZ—TRAN2 használati utasítás (1974. december)
PN — Junction	Programcsomag egydimenziós félvezetőstruktúrák (dióda, tranzistor stb.) vizsgálatához, a felhasználó által definiált adalékprofil transzport és generációs-rekombinációs összefüggések alkalmazhatók	FORTAN H (370/155)	BME Elektronikus Eszközök Tanszék Dr. Tarnay Kálmán	BME — Univ. of Uppsala Dr. Tarnay Kálmán	Használati utasítás UDTEK report, 1974. december
COMPACT CII/BSI — CDC	Négy szubrutint tartalmazó rutin-csomag, amely a CDC UT200 hardware vonali algoritmusát szimulálva a satellite és a host számítógépek közötti adatforgalmat bonyolítja le	ASTROL	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Király Norbert	MTA SZTAKI Digitális Oszt. Király Norbert MTA SZTAKI DIFI Lábadi Albert	MTA SZTAKI felhasználói ismertető 1973. november 1.
CDC TERM	CDC UT200 terminál részleges szimulációja a COMPACT CPI/BSI—CDC kommunikációs rutin-csomag felhasználásával. Alkalmas RES-POND és LOTUS terminálkezelő rendszerével való együttműködésre	ASTROL	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Király Norbert	MTA SZTAKI Digitális Oszt. Király Norbert MTA SZTAKI DIFI Lábadi Albert	MTA SZTAKI felhasználói ismertető 1974. október 1.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészítésének dátuma
SYNCAL	NYÁK lapok geometriai és technológiai leírását szintaktikázó, listázó, editáló és ADMAP optimalizált vezérlőszalagokat készítő és rajzoló programcsomag	ASTROL	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Király Norbert	MTA SZTAKI Digitális Oszt. Király Norbert	MTA SZTAKI felhasználói ismertető Utolsó változat 1974. augusztus 1.
LINORG	Tetszőleges formulájával megadott Boole-függvény diszjunktív vagy konjunktív normálformába fejtése és helyértékes reprezentációjának előállítása a LIDI listastruktúrában	FORTRAN	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Barcza Judit	MTA SZTAKI Barcza Judit Pásztor Endréné	Felhasználói leírás
MSI — TESTER POST PROCESSOR	MSI—TESTER felhasználói számára készült, segítségével MSI bonyolultságú integrált áramkörök mérési programját állítjuk elő	FORTRAN IV	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Gáspár János	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Gáspár János	MTA SZTAKI felhasználói leírás
FMV OSHZAJ	A mikrohullámú rádióösszeköttetések OVER—SHOOT zajszámításának és dokumentációjának elkészítése, a tervezett vonal paraméterei alapján	ICL SYSTEM 4—50 FORTRAN	Finommechanikai Vállalat Füzér Ferenc	Finommechanikai Vállalat Füzér Ferenc	
Gyors Fourier transzformáció	Gyors Fourier transzformáció a Cooley—Tukey eljárás alapján	FACOM—R Assembler	BME HEI Jozef Zoltanszky	BME HEI Balogh Pál Csopaki Gyula Dr. Sallai Gyula	BME HEI Diplomaterv 1974.
Digitális szűrők programcsomag 1.	Digitális szűrők karakterisztikáinak ábrázolása pólus—zérus elrendezésből vagy átviteli függvényből; Butterworth és Csebisev típusú rekurzív, szelektív szűrők szintézise bilineáris transzformációval	RAZDAN — — ALGOL	BME HEI Dr. Sallai Gyula	BME Osváth László	Tudományos diákköri dolgozat 1974.
Digitális szűrők programcsomag 2.	Nonrekurzív szűrő szintézise, Dolph—Csebisev ablakfüggvények. Elliptikus közelítésű, 2 ⁿ -ed fokszámú rekurzív szelektív szűrők szintézise	RAZDAN — — ALGOL	BME HEI Dr. Sallai Gyula	BME Bencze Júlia	Diplomaterv 1974.
TDF—3	Butterworth típusú nonrekurzív digitális aluláteresztő szűrő szintézise lineáris és minimálfázissal	RAZDAN — — ALGOL	BME HEI Dr. Sallai Gyula	BME Bencsáth Péter	Diplomaterv 1974.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
KEPAN—EDA	A program négy különböző felépítésű elosztott paraméterű aktív RC blokk esetén a kapcsolások ekvivalens domináns gyökeit táblázatosan megadja, melyekből tervezési diagramok rajzolhatók	RAZDAN—ALGOL	BME HEI Gefferth László Prónay Gábor	REMIX Rádiótechnikai Vállalat Udvarhelyi Gábor BME HEI Gefferth László Prónay Gábor	Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat részére
KEPAN—74	A program koncentrált és elosztott (háromrétegű, homogén RC vonal) paraméterű hálózatok frekvenciartománybeli és érzékenységtérképét végzi	RAZDAN—ALGOL	BME HEI Gefferth László	REMIX Rádiótechnikai Vállalat Udvarhelyi Gábor BME HEI Gefferth László	Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat részére
	Analóg és digitális, elektronikus és mikrohullámú áramkörök és rendszerek kapcsolási rajzának és rendszertervének tervezete (szimuláció, optimalítás stb.)			Távközlési Kutató Intézet Gépi Tervezési Szolgálat	
	Analóg- és digitális nyomtatott áramkörök (max. méret 300 × 300 mm) gyártásdokumentációjának elkészítése (kapcsolási rajzból)			Távközlési Kutató Intézet Gépi Tervezési Szolgálat	
	Monolit és hibrid integrált áramkörök fóliáinak (maszkjainak) elkészítése			Távközlési Kutató Intézet Gépi Tervezési Szolgálat	

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A Frost és Sullivan cég tanulmánya szerint Európában a kis-számítógépek éves forgalma az 1973. évi 157 millió dollárról tíz év múlva (1983-ban) az 1 milliárd fölé emelkedik.

A tanulmány szerzői megjegyzik, hogy a piaci igények egyre inkább a továbbfelhasználási célú (OEM) számítógépek eladására orientálódnak, melyek általában megbízható alapkonzfigurációkat kívánnak. Mindez nem zárja ki a polarizálódást, azaz az erősen komplex több célú számítógép-rendszerek iránti érdeklődést. Ennek következtében az ilyen rendszerek forgalma is emelkedőben van.

A tanulmány előrejelzései alapján megállapítható, hogy a kis-számítógépek alkalmazási területei között az elkövetkező évtizedben az adatátvitel, az iparifolyamat-irányítás, az ügyviteli és laboratóriumi rendszerek emelkednek ki.

1983-ra a kis-számítógépek alkalmazásai között első helyre az iparifolyamat-irányítás kerül, több mint 30%-os részesedéssel.

A laboratóriumi rendszerek forgalmazása várhatóan 1980-ban éri el csúcspontját, s azután (kb. 82 millió dollárról) csökkenni kezd. Az 1973-ban regisztrált értékesítés volumene 47 millió dollár volt.

A nagy számítógépekkel ellentétben az európai kis számítógéppiacot nem az amerikai cégek uralják. Sőt, kisebb cégek, néha csak a saját országukban forgalmazva — vagy nagy cégek leányvállalataként, mint pl. Philips, Siemens, AEG-Telefunken — általában domináns szerepet játszanak az európai piacon.

Mindennek ellenére néhány amerikai cég, így pl.: a Hewlett-Packard és a Varian számottevő részesedést szerzett Európában is. A tanulmány adatai szerint e két cég közvetlenül a DEC és a Data General után következik. (*Computer World*, 1974. szept. [85])

LC négypólusok szimulálása aktív áramkörökkel

ETO 621.372.54.001.57:621.372.57

Ebben a cikkben ismertetjük az aktív C szűrőket, az aktív R szűrőket és az LC szűrők szimulálását FEN (frequency emphasizing network) áramkörök segítségével.

Aktív C szűrők

Régóta ismeretes, hogy az induktivitás megvalósítható girátor segítségével. Amennyiben LC szűrőket tervezünk, és az induktivitásokat girátorral helyettesítjük, akkor áramkörünkben csak kapacitásokból és aktív elemekből felépített girátorok lesznek, ezért ezt a kapcsolást aktív C kapcsolásnak hívják.

A girátor Tellegen meghatározása szerint olyan kapcsolási elem, amelynek admittancia-mátrixa a következő:

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & g_1 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Amennyiben $g_1 = g_2$ valós, a fenti admittancia-mátrix olyan reciprok passzív elemet ír le, amit aktív áramkörökkel szokás megvalósítani. Ha g_1 nem egyenlő g_2 -vel vagy a g értékei nem valósak, az admittancia-mátrix nem reciprok aktív elemet definiál. Leginkább olyan girátort használunk, amelyben g_1 és g_2 egymástól különböző valós konstans.

A girátor admittancia-mátrixát átírtuk láncmátrixba:

$$L_g = \begin{bmatrix} 0 & 1/g_2 \\ -g_1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Reciprok hálózatok láncdeterminánsa egy. Látjuk, ez akkor teljesül, ha $g_1 = g_2$.

A láncparaméterekkel könnyen kiadódik a kondenzátorral lezárt girátor bemenő impedanciája:

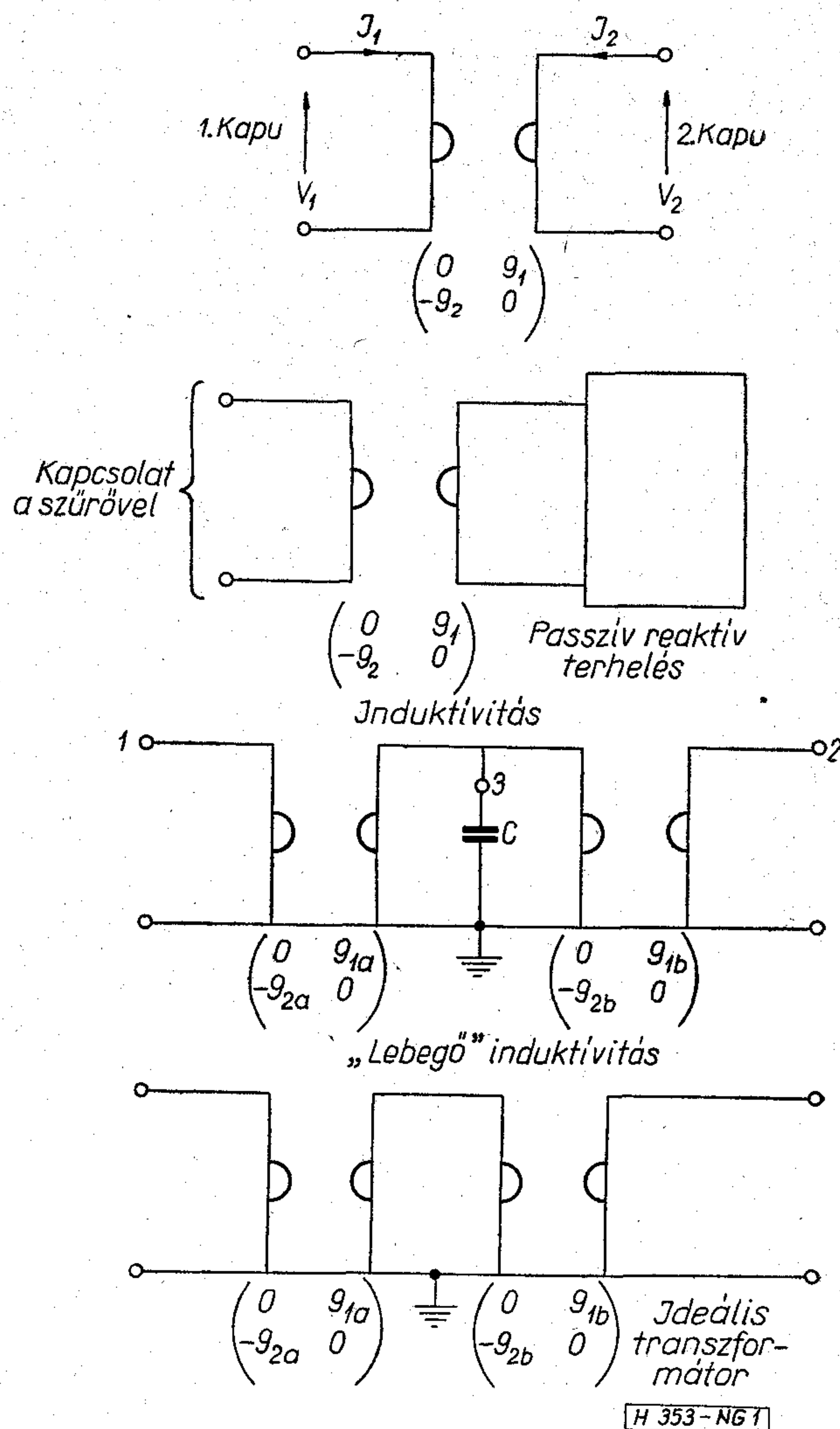
$$Z_{be} = \frac{s \cdot C}{g_1 \cdot g_2}. \quad (3)$$

A bemenő impedancia tehát $L = \frac{C}{g_1 g_2}$ induktivitás.

$$\begin{bmatrix} 0 & 1/g_{1,1} \\ -g_{1,2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1/g_{11,1} \\ -g_{11,2} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{g_{11,2}}{g_{1,1}} & 0 \\ 0 & -\frac{g_{1,2}}{g_{11,1}} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Látjuk, az ideális transzformátor láncmátrixa adódik, ha

$$g_{11,2} \cdot g_{1,2} = g_{11,1} \cdot g_{1,1}.$$



1. ábra

Kapcsoljunk láncba két girátort. Az eredő láncmátrixot mátrixszorzással számíthatjuk ki.

A girátor felhasználásának egyik legtöbbet ígérő módja az, ha az ohmos lezárási, veszteség nélküli LC szűrőkben az induktivitásokat girátorral helyettesítjük. Így olyan ideális szűrőket kaphatunk, amelyekben adott frekvenciákon a csillapítás zérus, és erősítés sem lép fel. Tudvalevő, hogy az aktív RC

szűrők megvalósításakor nehézséget okoz az amplitúdó-karakterisztika túlságos érzékenysége az elem-toleranciákkal szemben.

A fent ismertetett módon, girátor segítségével megépített aktív C szűrők érzékenysége az LC szűrőkéhez áll közel, amelyek érzékenység szempontjából előnyösebb tulajdonságúak, mint az aktív RC szűrők. Orchard kimutatta, hogy különösen kicsi az elem-tolerancia-érzékenység az ideális LC szűrőknél, amelyek csillapítása a lehető legtöbb frekvencián zérus. A reflexiómentes illesztési frekvenciákon ugyanis az amplitúdó-karakterisztika deriváltja zérus, azonkívül ezeken a frekvenciákon a csillapítás csak csökkenhet

és nem növekedhet az elemértékek megváltoztatásakor. Különösen előnyös a girátoros aktív C szűrő alkalmazása aktív RC szűrők helyett magasabb fokú, nagy q -jú szűrőknél. Külön kell szólnunk a lebegő és a földelt induktivitás girátoros realizálásáról.

Az egyik végén földelt induktivitás realizálását a (2) és (3) képlet alapján végezhetjük el. Ügyelni kell arra, hogy az áramkörre csak a kondenzátorral lezárt girátor bemenő impedanciájának legyen hatása. A lebegő induktivitás megvalósítása érdekében kössünk láncba egy girátort, egy kondenzátort, majd egy újabb girátort. Az eredő láncmátrixot mátrix-szorzással könnyen megkaphatjuk:

$$\begin{bmatrix} 0 & 1/g_{1,2} \\ -g_{1,1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1/g_{11,2} \\ -g_{11,1} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{g_{11,1}}{g_{1,2}} & \frac{sC}{g_{1,2}g_{11,2}} \\ 0 & -\frac{g_{1,1}}{g_{11,2}} \end{bmatrix}.$$

Látjuk, ha $g_{11,1} = g_{1,2}$ és $g_{1,1} = g_{11,2}$, akkor $L = \frac{C}{g_{1,2}g_{11,2}}$, így soros induktivitást tartalmazó négypólus láncmátrixát kaptuk meg.

Az 1. ábrán a girátor szimbolikus jelölését, a földelt induktivitás, a lebegő induktivitás és az ideális transzformátor girátoros megvalósítását vázoltuk fel.

Girátor és girátoros szűrő megvalósítása

A girátor megvalósítását az (1) admittancia-mátrix felbontásával szokták megoldani:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} 0 & g_1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix}.$$

A két admittancia-mátrix külön-külön egy-egy feszültségvezérelt áramgenerátor admittancia-mátrixa. A girátor tehát két feszültségvezérelt áramgenerátor párhuzamos kapcsolása.

A sokfajta és az irodalomban gyakran szereplő girátorok közül a Riordan-girátort választottuk ki, amelyet a 2. ábrán vázoltunk fel [1].

A 2. ábrán az 1-es kapu bemenő ellenállása induktív jellegű, a két műveleti erősítő erősítése legalább 60 dB, és a girátor-ellenállások 1–2 kohm nagyságrendűek. A két erősítő feszültségerősítése:

$$u_{be}/u_{ki} = e_i \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_i} \right), \quad \text{ahol } i=1,2,$$

e_i a kisfrekvenciás erősítés reciproka és ω_i a nyitott hurkú erősítés 3 dB-es pontjához tartozó frekvencia.

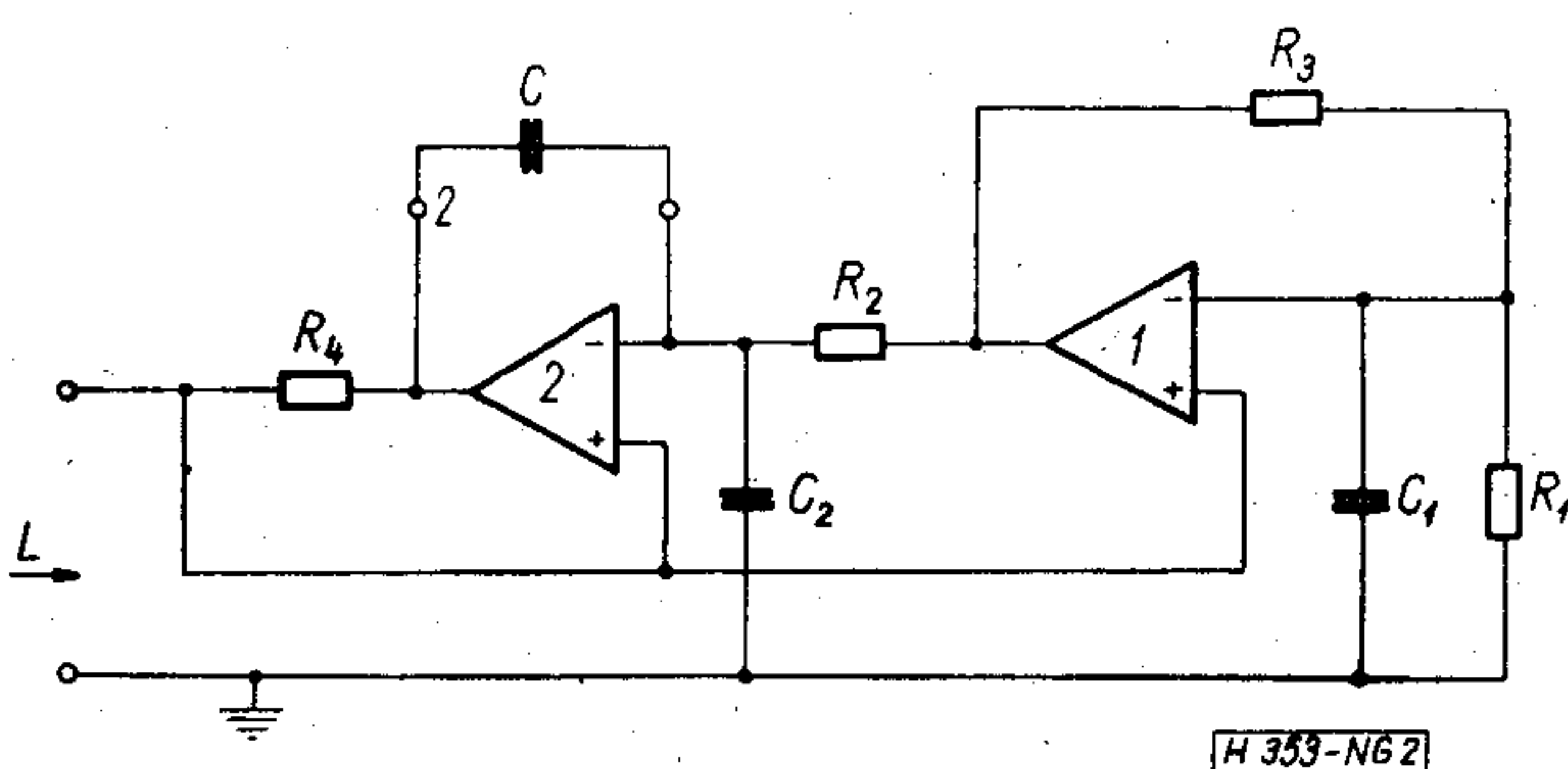
A felhasználás szempontjából az az érdekes, hogy a szimulált induktivitásra a 2. ábrán látható kapcsolás analízise révén milyen összefüggés adódik.

Ezenkívül még az induktivitás jósági tényezőjét (q) vagy annak reciprokát (D : disszipációs faktor) is ismernünk kell.

A számításokat elvégezve eredményül a következő kifejezéseket kapjuk:

$$L = \frac{R_1 R_3 R_4 C}{R_2} \left[1 + e_1 \frac{(R_1 + R_2)^2}{R_1 R_2} - e_2 \frac{R_1 - R_2}{R_2} + e_2 \frac{\omega}{\omega_2} \frac{1}{\omega C R_3} + \frac{\omega C R_3 R_1}{R_2} \right], \quad (5)$$

$$D = \omega C_1 R_1 - \frac{\omega C_2 R_3 R_1}{R_2} - e_1 \frac{\omega}{\omega_1} \frac{(R_1 + R_2)^2}{R_1 R_2} + e_2 \frac{\omega}{\omega_2} \frac{(R_1 - R_2)}{R_2} + e_2 \left(\frac{1}{\omega C R_3} + \frac{\omega C R_3 R_1}{R_2} \right). \quad (6)$$



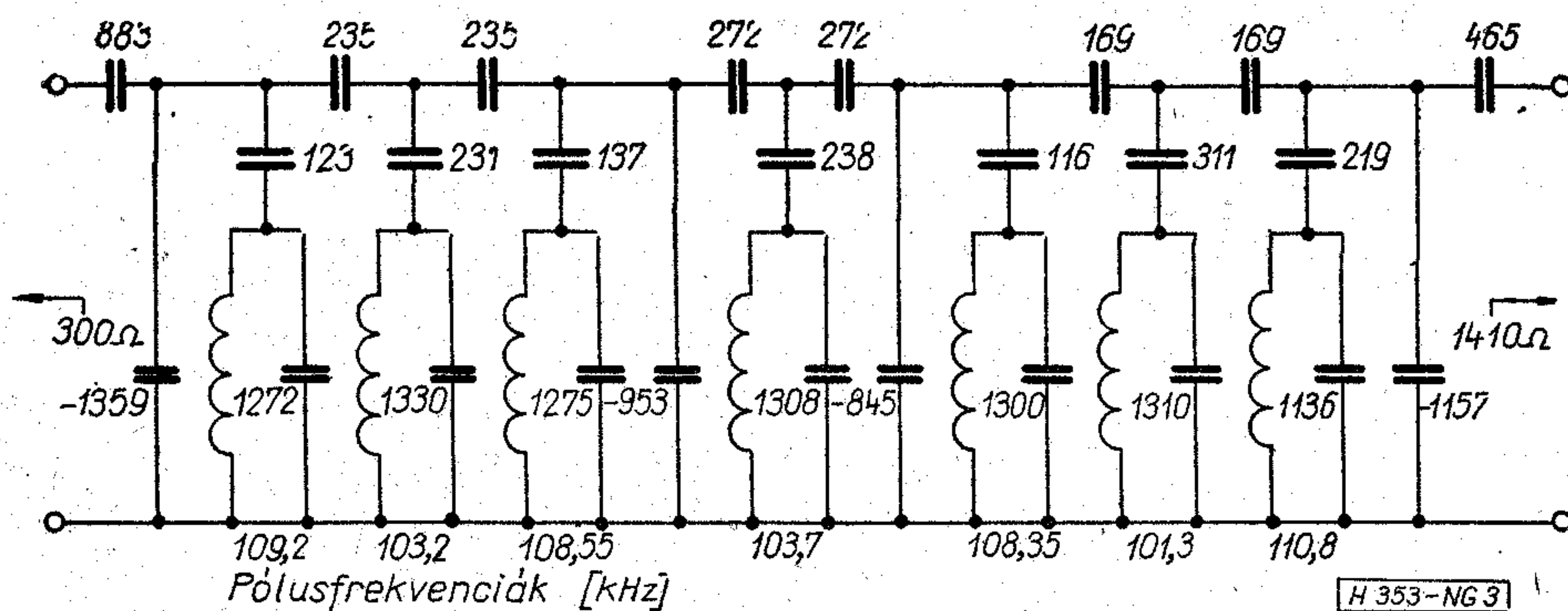
2. ábra

Ideális induktivitást végtelen erősítés ($e_1 = e_2 = 0$) és $C_1 = C_2 = 0$ esetben kapunk. Ilyenkor:

$$L = \frac{R_1 R_3 R_4 C}{R_2}, \quad D = 0.$$

A kisfrekvenciás tartományban a körfrekvencia kicsi az ω_1 -hez és ω_2 -höz képest, ezért azokat a tagokat, amelyekben ω/ω_i ($i=1,2$) szerepel elhagyhatjuk.

Amennyiben nem kötünk be külön C_2 és C_1 kondenzátorokat, és csak az erősítők néhány pF-os be-



3. ábra

menő kapacitásai jönnek számításba, akkor D kifejezésében az első két tagot elhagyhatjuk:

$$D = e_2 \left(\frac{1}{\omega C R_3} + \frac{\omega C R_3 R_1}{R_2} \right).$$

A zárójelben levő kifejezéseknek $\omega C R_3$ szerint akkor van minimuma, ha

$$\omega C R_3 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}.$$

D minimumának értéke:

$$D_{\min} = 2e_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}.$$

Végül felírjuk az $R_1 = R_2$ speciális esetet, amikor a következő egyszerű eredmények adódnak:

$$L = R_3 R_4 (1 + 4e_1),$$

$$D = \omega(C_1 R_1 - C_2 R_3) + e_2 \left(\frac{1}{\omega C R_3} + \omega C R_3 \right).$$

Az ismertett Riordan-girátorral egyik végén földelt induktivitást lehet szimulálni. Előnyös például sávszűrőből 7-ed rendű telefon-csatornaszűrőt készíteni, szimmetrikus terhelésnél ehhez 8 db girátor kell. Nagy zárócsillapítás elérése érdekében a párhuzamos rezgőkörökkel sorba kötött kapacitások pólusokat ültetnek be [1].

A 3. ábrán látható sávszűrő számítógépprogramok segítségével könnyen szintetizálható. Aszimmetrikus lezárás esetében a [2] irodalomban ismertett módszerünk szerint az egyik szélső alaptagot szimmetrikus-aszimmetrikus transzformációnak kell alávetni. Túl nagy impedanciáttranszformáció esetén a szimmetrikus-aszimmetrikus transzformáció negatív kapacitású kondenzátor beépítését teszi szükségessé. Aktív áramkörökkel azonban nem nehéz negatív kapacitást szimulálni.

Negatív kapacitás szimulálása

A negatív kapacitású kondenzátor felépíthető pozitív kapacitású kondenzátorból és negatív impedancia konverterből. A negatív kapacitású kondenzátor a 4. ábra szerint megépíthető két ellenállás, egy kapacitás és egy műveleti erősítő segítségével.

Amennyiben a 4. ábrán a szaggatott vonallal be-

rajzolt R_3 ellenállást és C_2 kapacitást nem kötjük be, a bemenő admittancia:

$$Y = -j\omega \frac{R_2 C_1}{R_1}.$$

A negatív kapacitás abszolút értéke: $R_2 C_1 / R_1$.

A stabil egyenszint biztosítására be kell kötnünk az R_3 ellenállást, ekkor a bemenő admittancia:

$$Y = -\frac{R_2}{R_1 R_3} - j\omega \frac{R_2 C_1}{R_1}.$$

Most negatív induktanciát kaptunk, amelynek jósági tényezője $C_1 R_3$. Végtelen q -t akkor kapunk, ha a bemenetre $\frac{R_2}{R_1 R_3}$ értékű vezetőképességet kapcsolunk,

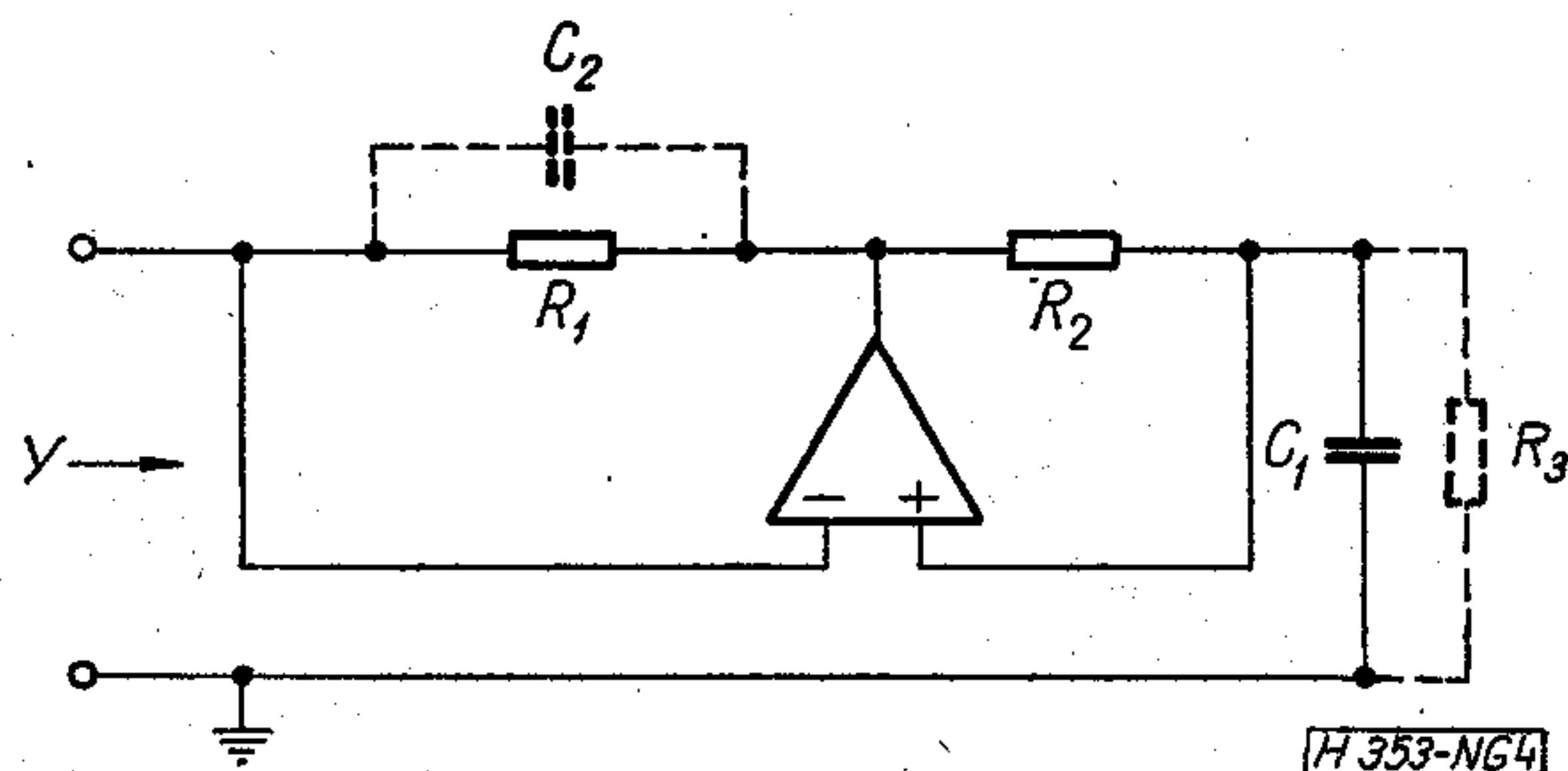
amely a bemenő admittancia valós részével zérust ad. Azonban sajnos, így a négy ellenállás hídát alkot, amelyet a C_2 bekötésével kell kompenzálni. Ekkor a bemenő admittancia:

$$Y = \omega^2 C_1 C_2 R_2 - \frac{R_2}{R_1 R_3} - j\omega \left(\frac{R_2 C_1}{R_1} + \frac{R_2 C_2}{R_3} \right).$$

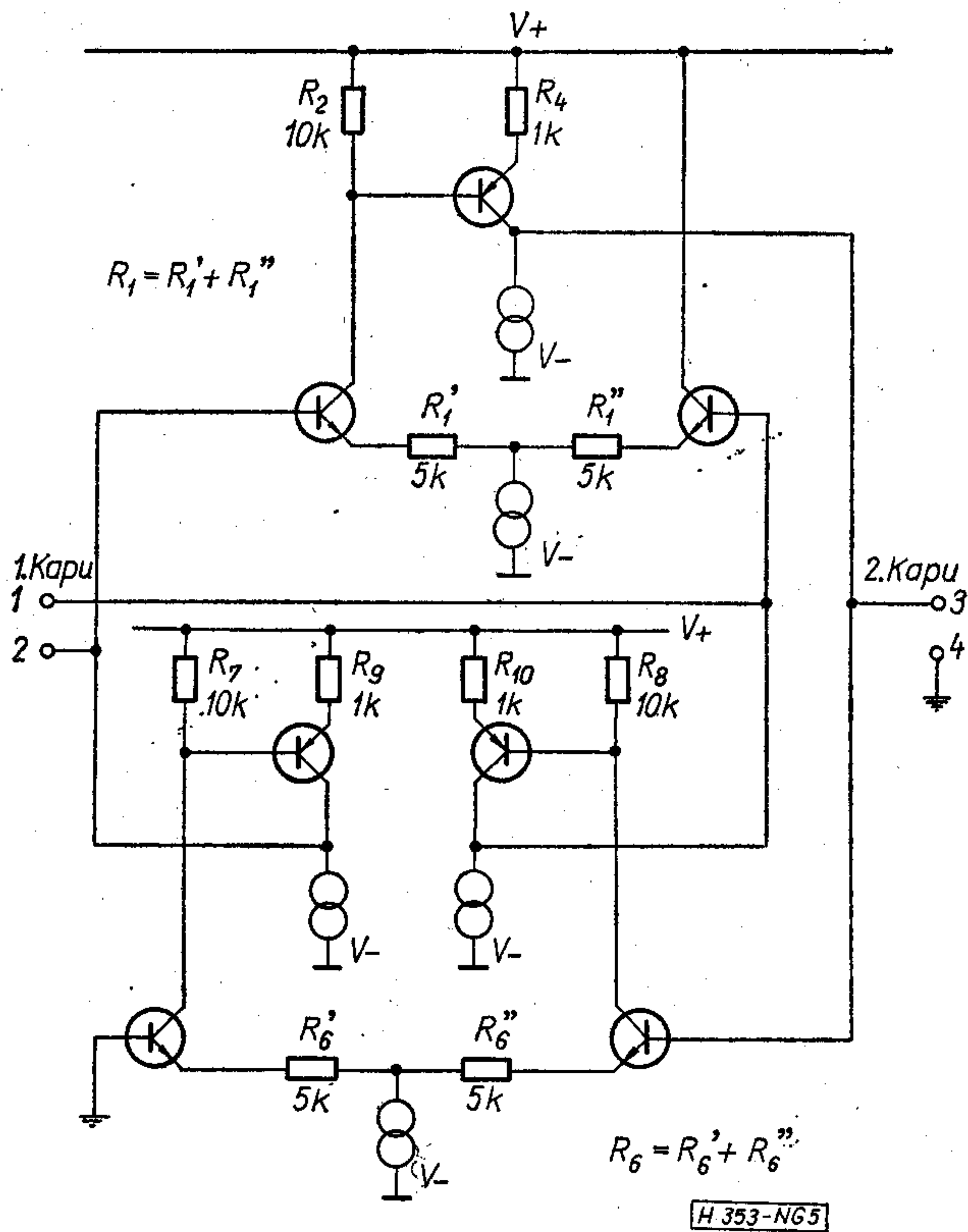
Amennyiben $\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_3 = 1$, akkor ezen a frekvencián végtelen q érhető el.

A lebegő induktivitás problémája

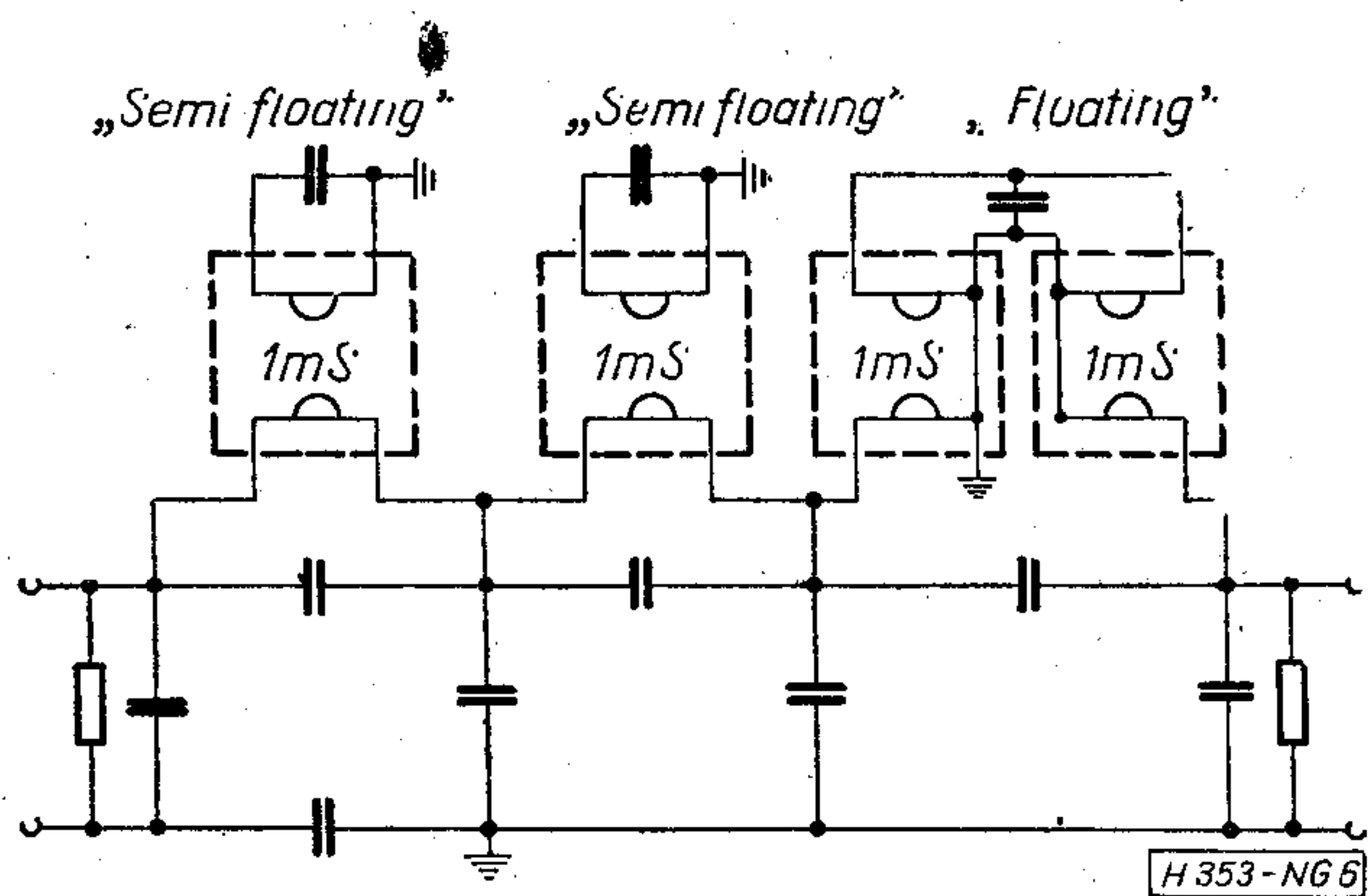
Említettük már, hogy ha kondenzátorral lezárt girátorral kaszkádba újabb girátort kapcsolunk, akkor lebegő (egyik végén sem földelt) induktivitást kapunk. A [3] irodalom tranzistorokból felépített, mintegy lebegő (semi floating) girátort ismertet, amely egymagában képes lebegő induktivitást szimulálni. Az 5. ábrán felvázoltuk a semi floating girátor kapcsolási rajzát. A 6. ábrán azt láthatjuk, hogyan lehet aluláteresztő LC szűrőt lebegő girátorral és semi floating girátorral szimulálni.



4. ábra



5. ábra



6. ábra

Előnyösebbnek látszik azonban, ha a lebegő induktivitás problémáját a következő fejezetben ismertetésre kerülő *FDNR* elemekkel oldjuk meg. Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a girátoros szűrő realizálásához minimális induktivitásszámú *LC* szűrők, illetve szűrőláncok szintézise szükséges.

LCR hálózatok szimulálása *FDNR* elemekkel

A pozitív immittancia konverter (*PIC*) megadható *FDNR* (Frequency-Dependent Negative Resistance) elemekkel.

Az *FDNR* elemek bevezetésekor olyan transzformációt adunk meg, amely az *LCR* hálózatot áttranszformálja ellenállásokból, kondenzátorokból és *FDNR* elemekből álló hálózatra. Az *FDNR* elemet az admittanciájával definiáljuk: $Y(s) = s^2 N$. Az időtartományban az *FDNR* elemen átfolyó áram és a

rajta eső feszültség között a következő összefüggést kapjuk:

$$i = N \frac{d^2 u}{dt^2}.$$

Az N -et, mivel negatív admittanciát eredményez, negadításnak neveztük el. A párhuzamos *LCR* rezgőkör admittanciája:

$$Y_{LCR}(s) = G + sC + \frac{1}{sL}.$$

A transzformáció legyen s -sel való szorzás:

$$Y_{NCR}(s) = sY_{LCR}(s) = sG + s^2C + \frac{1}{L}. \quad (7)$$

Az *LCR* hálózat és a *NCR* hálózat megfeleltetése a (7) összefüggésből leolvasható. Az *LRC* hálózat vezetőképeségéből kapacitás, kapacitásából negadítás, az induktivitás reciprokából vezetőképesség lesz.

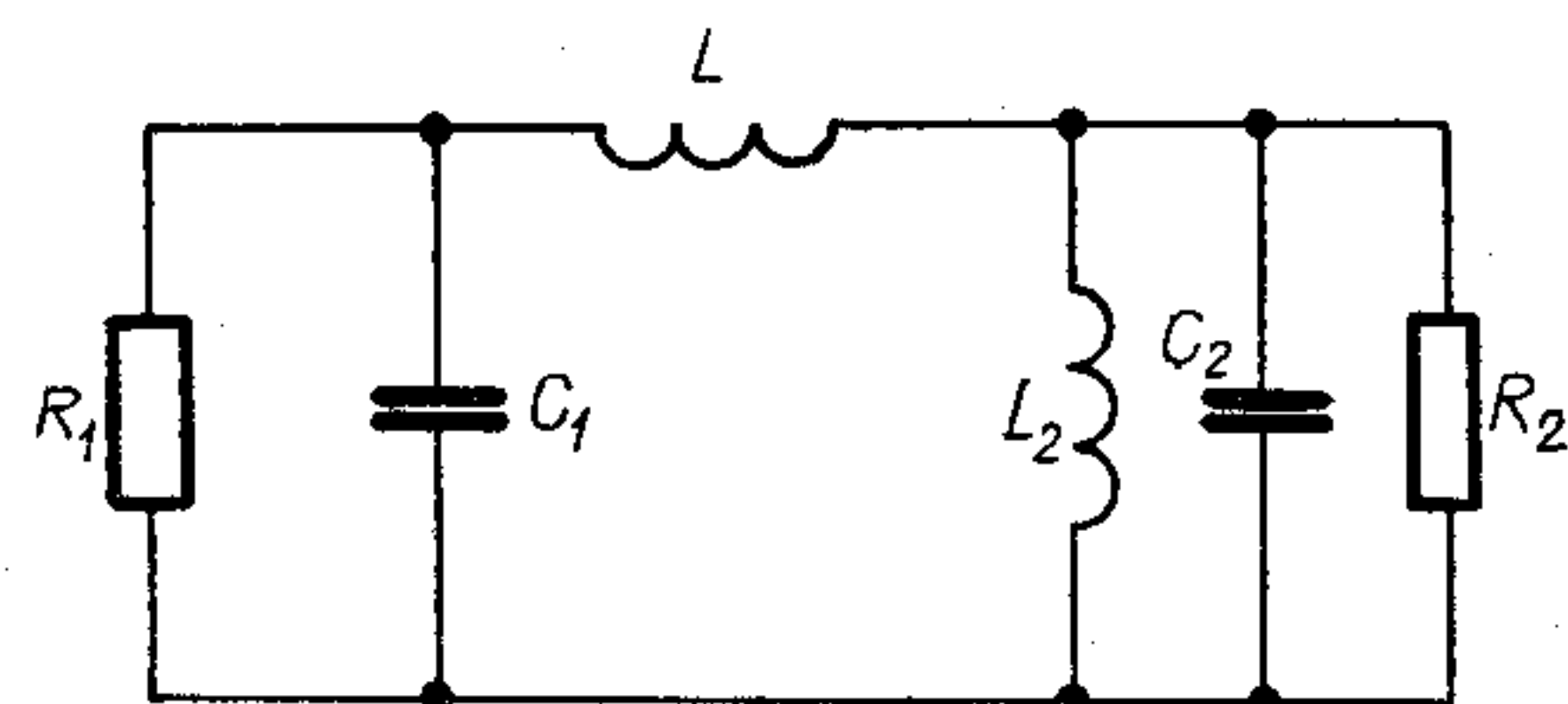
Írjuk fel a Z impedanciájú és Y admittanciájú szimmetrikus π tag láncmátrixát:

$$\begin{bmatrix} 1 + ZY & Z \\ 2Y + ZY^2 & 1 + ZY \end{bmatrix}.$$

A (7) összefüggésből látjuk, hogy $Y_{NCR} = sY_{LCR}$, viszont $Z_{NCR} = \frac{Z_{LCR}}{s}$, tehát $Z_{NCR} \cdot Y_{NCR} = Z_{LCR} \cdot Y_{LCR}$.

Az *LC* hálózatnak megfelelő *NR* hálózat a, d láncparamétere tehát szintén valós. A b, c láncparaméterek jellege más az *LC* és az *NR* hálózatokban. Vegyük azonban figyelembe, hogy a karakterisztikus függvény számításakor b -t az ohmos lezáró ellenállással osztani, c -t pedig szorozni kell. Mivel az ohmos lezáró ellenállás vezetőképességének az *NR* hálózatokban kondenzátor kapacitása felel meg, ezért az ohmos ellenállással lezárt *LC* π tag karakterisztikus függvénye azonos lesz a kondenzátorral lezárt *NR* π tag karakterisztikus függvényével.

Mindez természetesen a π tagokból összerakott, tetszős szerinti láncokra is igaz. Az elmondottakat T tagokra is kiterjeszthetjük. A 7. ábrán a [2] irodalomban Puskás-szűrőnek elnevezett, ohmos lezárású



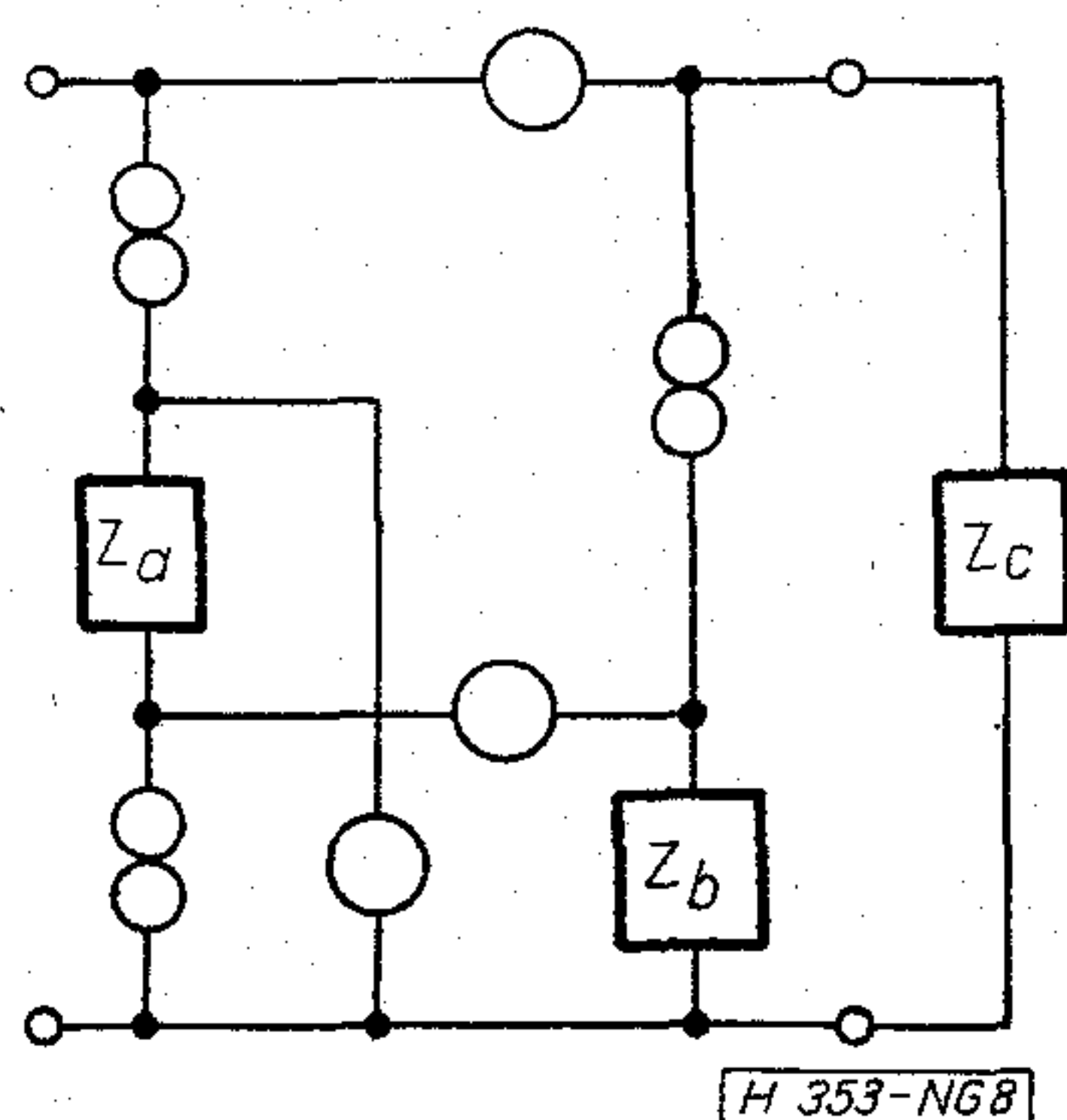
7. ábra

szűrőnek a transzformált alakját, az új *FDNR* elem jelölését és a kapcsolás *PIC* megvalósítását vázoltuk fel.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a lebegő induktivitás problémáját megoldottuk, hiszen az induktivitást áttanszformáltuk ohmos ellenállásba. Viszont előtérbe lépett a lebegő kapacitás problémája. Megállapítható az is, hogy az *FDNR* elemes realizációhoz minimális kapacitásszámra történő négy-pólusszintézis szükséges.

FDNR elem realizálása nullátorok és norátorok segítségével

Említettük már, hogy $FDNR$ elem előállítható pozitív immittancia-konverterrel (PIC). A PIC -et viszont a 8. ábra szerint könnyen felrajzolhatjuk nullá-



8. ábra

torok és norátorok segítségével. A 8. ábrán felvázolt kapcsolás bemenő impedanciája:

$$Z_{11}(s) = \frac{Z_1(s) \cdot Z_2(s)}{Z_3(s)} .$$

Z_3 legyen ohmos (R_3), Z_1 és Z_2 pedig kapacitív jelle-
gű, akkor a bemenő impedancia:

$$Z_{11}(s) = \frac{1}{s^2 C_1 C_2 R_3}.$$

Áttérve admittanciára:

$$Y_{11}(s) = s^2 C_1 C_2 R_3.$$

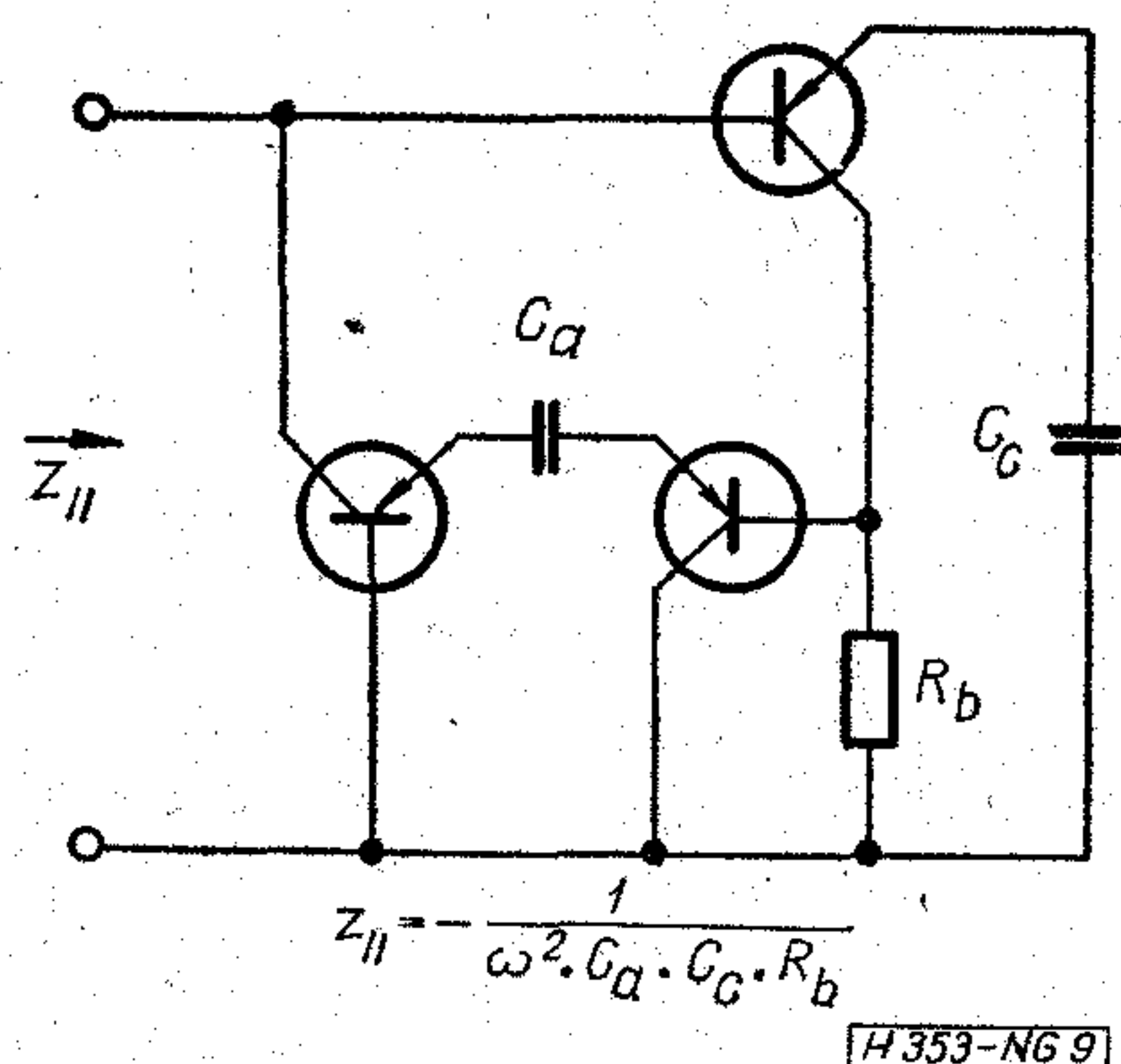
A pozitív immitancia-konverter bemenete így *FDNR* elemet állított elő: $N=C_1C_2R_3$. A 9. ábrán vázoltuk fel a 8. ábrán megadott *FDNR* elemek megvalósítását.

Az $s=j\omega$ helyettesítéssel:

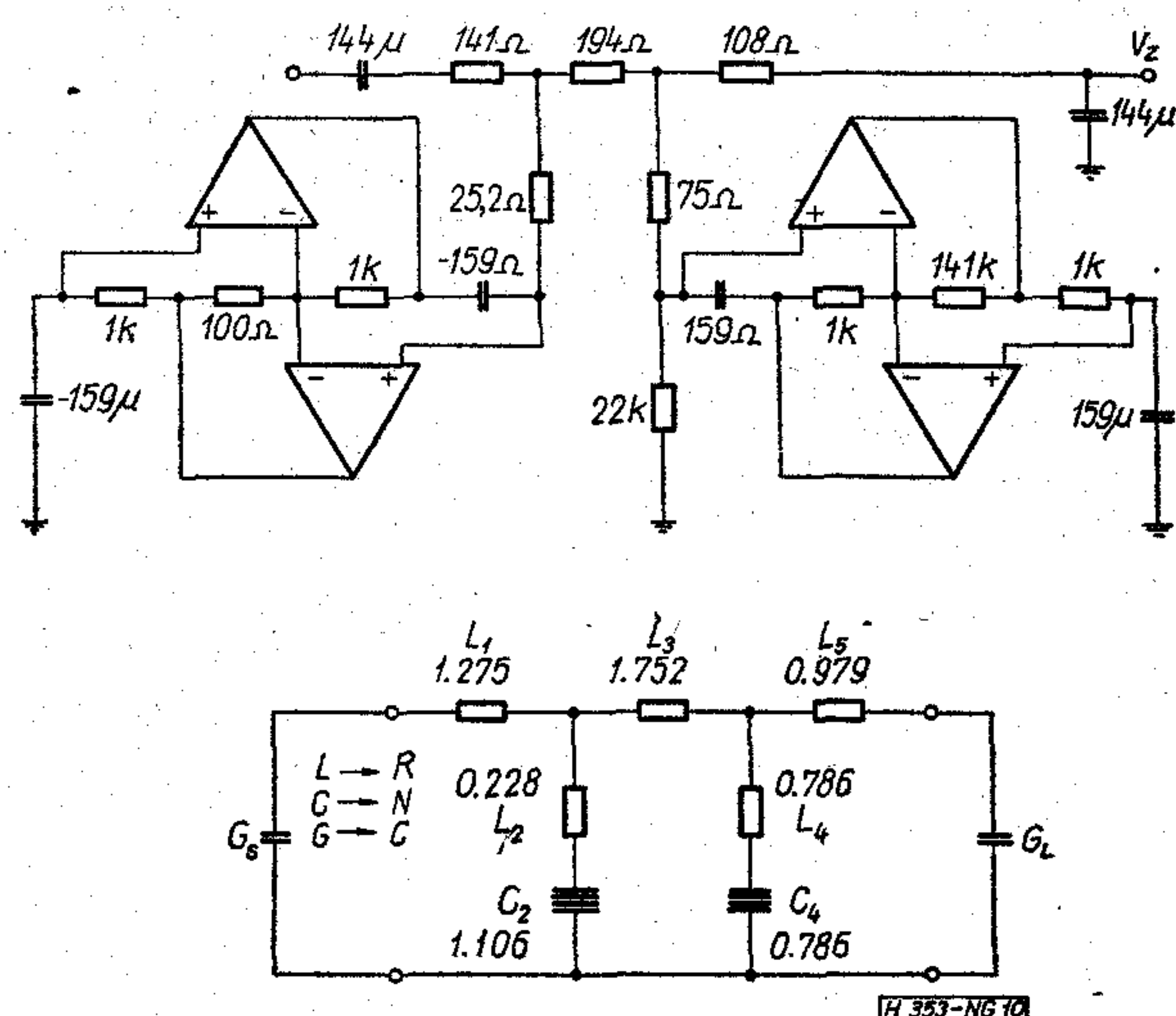
$$Z_{11}(j\omega) = -\frac{1}{\omega^2 N} \dots$$

A bemenő ellenállás tehát frekvenciafüggő negatív ellenállás lesz, amellyel ha pozitív R ellenállást kötünk párhuzamosan, akkor kapjuk:

$$Z_e(j\omega) = \frac{R}{1 - \omega^2 C_1 C_2 R_2 R}$$



9. abra



10. *άβγα*

Visszatérve az s síkra, a képzetes tengelyen $s = \pm j \frac{1}{C_1 C_2 R_3 R}$ pólushelyeket kapjuk. A negaditás (N) és ohmos vezetőképesség (G) párhuzamos kapcsolása az előző fejezetben tárgyalt megfeleltetés szerint párhuzamos rezgőkört alkot.

A 10. ábrán a [4] irodalom alapján közlünk egy gyakorlatban is megépített *FDNR* elemes kapcsolást.

LC szűrők amplitúdó-karakterisztikájának szimulálása FEN áramkörök segítségével

FEN a Frequency Emphasizing Network rövidítése, és olyan aktív hálózatot jelent, amely bizonyos frekvencián kiemelészt végez. Nevezhetjük a *FEN* áramköröket aktív amplitúdókorrektoroknak is. Az *LC* szűrő teljes szimulálása *FEN* áramkörökkel általában nehézségbe ütközik, hiszen az aktív áramkörök nem reciprok elemek, szemben az *LC* szűrők reciprok tulajdonságával.

Ezért a *FEN* áramkörökkel az *LC* szűrők valamelyik amplitúdó-karakterisztikáját szimuláljuk két lépésben. Először az *LC* szűrő amplitúdó-karakterisztikáját *RC* négyfólyussal approximáljuk, majd *FEN* áramkörrel beállítjuk ugyanazt az amplitúdó-karakterisztikát, ami az *LC* szűrőnek van [5].

A feszültségátviteli karakterisztikára elmondottakat másodfokú szűrőre a 11. ábrán szemléltetjük. A 11. ábrán felvázolt *LCR* szűrő feszültségátviteli karakterisztikáját a passzív *RC* négy-pólus transzfer admittancia-karakterisztikájából és az aktív korrektor transzfer impedancia-karakterisztikájából rakhatjuk össze.

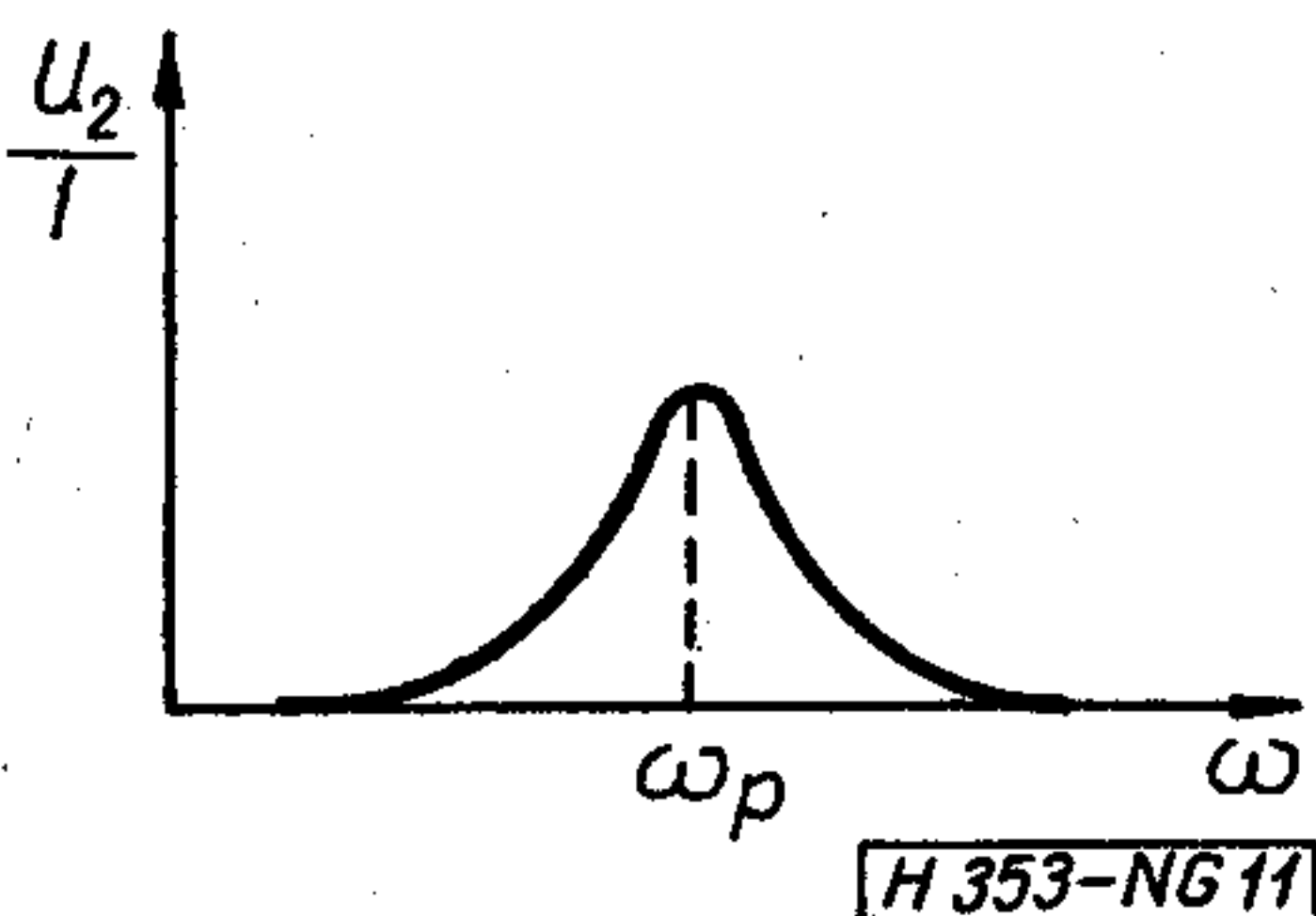
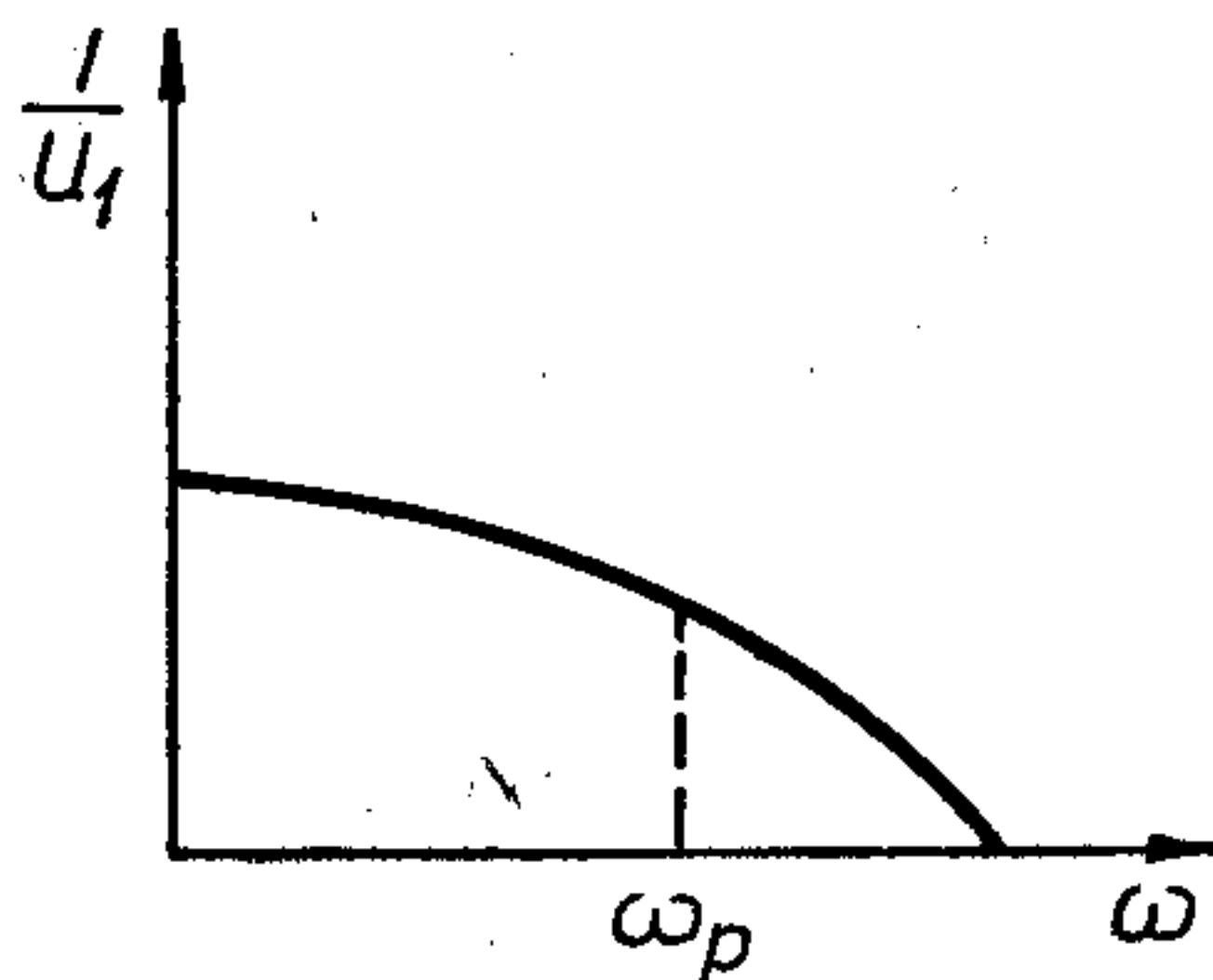
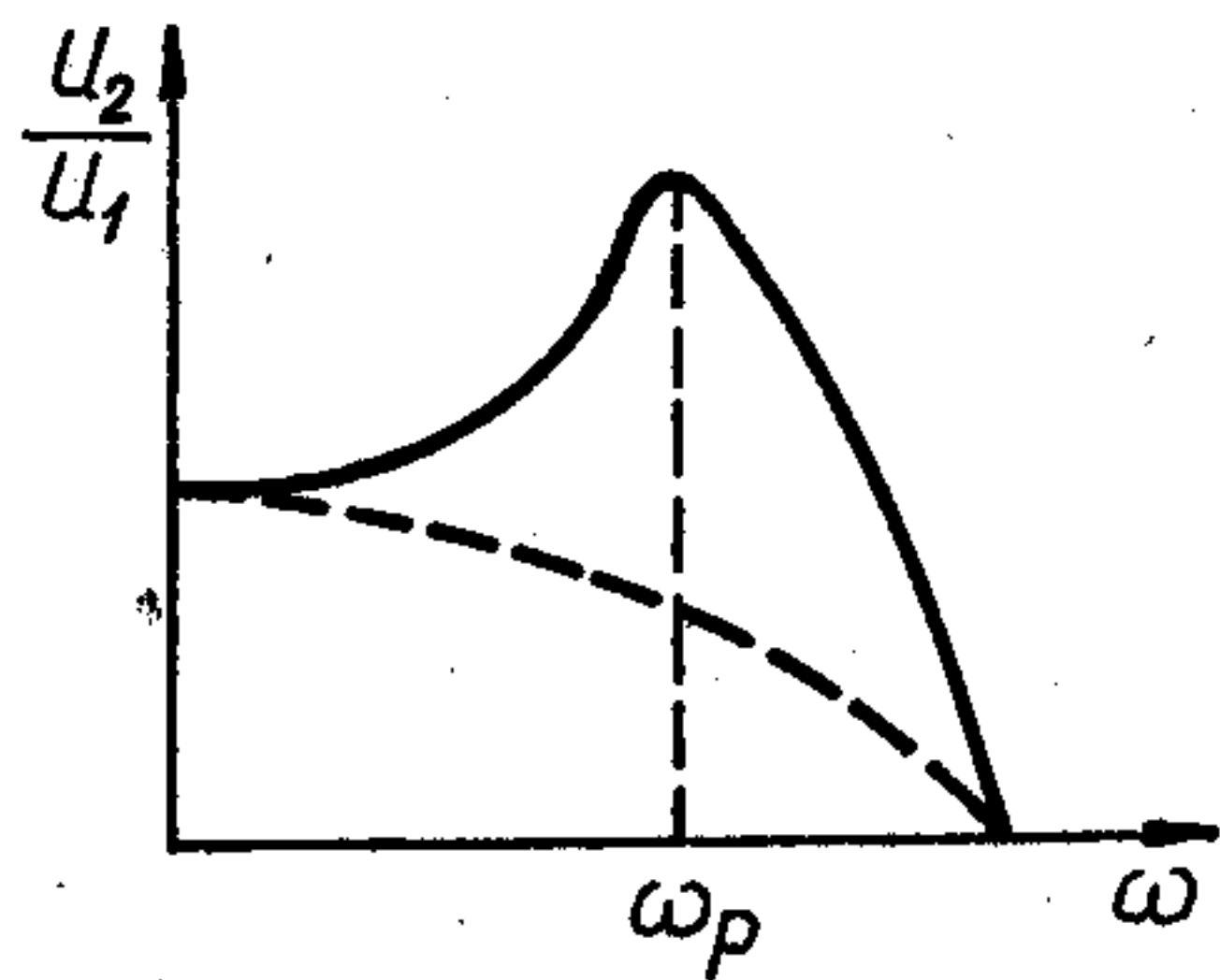
Magasabb fokú szűrők esetében első lépésként a szűrőket szét kell bontani másodfokú tagokra, majd ezek amplitúdó-karakterisztikáját a 11. ábrán vázolt módon *RC* négy-pólus és aktív korrektor segítségével realizálhatjuk.

Realizáljuk az *m*-ed fokú feszültségátviteli függvényt:

$$T_m(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}, \quad \text{ahol } n \geq m.$$

Az első lépés a fenti tört átalakítása másodfokú tényezőkre:

$$T_m(s) = \prod_{i=1}^{n/2} T_i(s) = \prod_{i=1}^{n/2} K_i \cdot \frac{s^2 + \frac{\omega_{zi}}{q_{zi}} s + \omega_{zi}^2}{s^2 + \frac{\omega_{pi}}{q_{pi}} s + \omega_{pi}^2},$$



H 353-NG 11

11. ábra

ahol q_i az i -edik jósági tényező, ω_i pedig az i -edik természetes körfrekvencia. Ezután a másodfokú feszültségátviteli függvény megvalósítása következik.

Külön érdemes foglalkozni a kis ($0,5 \leq q_p \leq 5$), a közepes ($5 \leq q_p \leq 50$) és a nagy ($50 \leq q_p \leq 500$) jósági tényezőjű áramkörökkel.

Közepes jósági tényezőjű áramkör

Először közepes q -jú másodfokú hálózattal foglalkozunk, amelyek q -ja 5 és 50 közé esik.

A szűrőt passzív *RC* tagból és aktív korrektorból állítjuk össze. A számba jöhető másodfokú transzfer admittanciákat realizáló *RC* négy-pólusok közül néhányat a 16. ábrán tüntettünk fel [5].

Az eredő feszültségátviteli függvény az *RC* négy-pólus transzfer admittanciájának és az aktív korrektor transzfer impedanciájának a szorzatából adódik.

Mivel eredőként is másodfokú függvényt akarunk kapni, ezért a transzfer admittancia nevezőjét és a transzfer impedancia számlálóját azonosra kell választani:

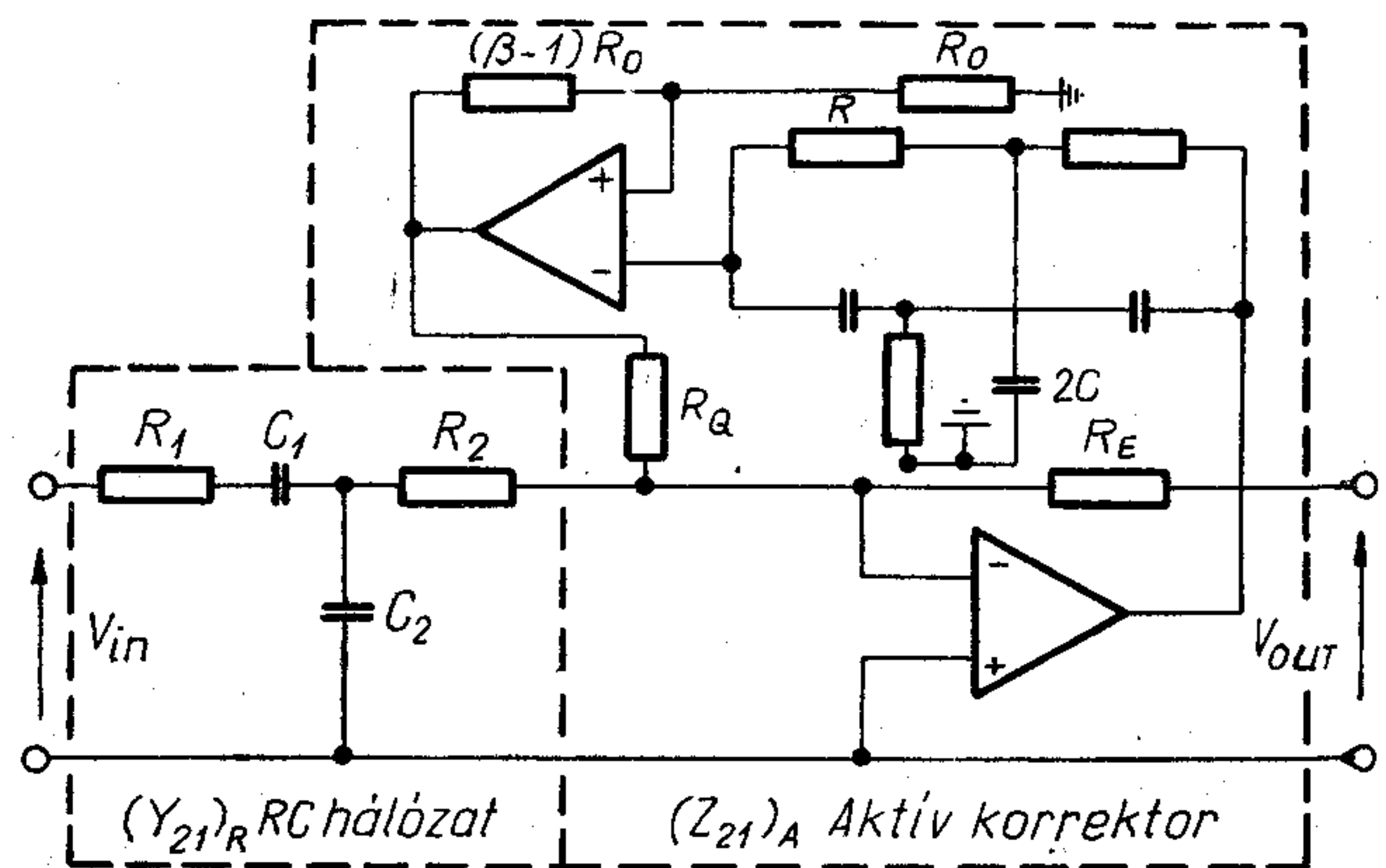
$$\frac{U_2}{U_1} = (Y_{21})_{RC} \cdot (Z_{21})_{KORR} = K_R \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{q_z} s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{q_p} s + \omega_p^2} \cdot K_{KORR} \frac{s^2 + \frac{\omega_p}{q_R} s + \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{q_p} s + \omega_p^2}.$$

Az első tényezőt az 16. ábrából aszerint választjuk ki, hogy sávszűrőt, alul- vagy felüláteresztő szűrőt kívánunk-e realizálni. Például sávszűrő esetében a 16b, aluláteresztő szűrő esetében 16a változat használható fel.

A második tényező, az aktív korrektor transzfer impedanciája előnyösen valósítható meg T vagy kettős T hiddal visszacsatolt aktív áramkörrel, amely bizonyos frekvencián elvégzi a kiemelését.

Például a 12. ábrán felvázolt sávszűrő aktív korrektorának transzfer impedanciája a következőképpen írható fel:

$$(Z_{21})_{KORR} = K_{KORR} \frac{s^2 + \frac{\omega_p}{q_R} s + \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{q_p} s + \omega_p^2},$$



H 353-NG 12

12. ábra

$$\text{ahol } K_{\text{KORR}} = \frac{q_R}{q_p} R_F, \quad \omega_p = \frac{1}{RC}, \quad q_R = \frac{1}{4},$$

$$q_p = \left(1 + \beta \frac{R_F}{R_q}\right) q_R.$$

A bemeneti RC négyfázist a 13. ábrából másoltuk át. Így:

$$K_R = \frac{1}{R_1 R_2 C_2}, \quad q_R = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{(R_1 + R_2) C_1 + R_2 C_2},$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

$$\text{Az eredő } K = K_R \cdot K_{\text{KORR}}, \text{ tehát: } K = \frac{q_R R_F}{q_p R_1 R_2 C_2}.$$

A zérus-pólus kiejtés miatt:

$$\frac{1}{(RC)^2} = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad \text{és} \quad \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{(R_1 + R_2) C_1 + R_2 C_2} = \frac{1}{4}.$$

Ezek után már könnyű olyan számítógépprogramot készíteni, amellyel a számítógép az adott specifikációs adatokból kiszámítja a kapcsolási paraméterek értékeit.

Az aktív korrektor két műveleti erősítője közül a μ invertáló, a β nem invertáló erősítő. Az ω_p körfrekvencián kiegyenlített kettős T híd a visszacsatoló hurok, amelynek a jósági tényezője q_R .

$$q_p = (1 + \beta \mu) q_R. \quad (8)$$

Ideális esetben $\mu = R_F / R_Q$.

q_p érzékenysége (8) alapján:

$$\frac{\Delta q_p}{q_p} = \left(1 - \frac{q_R}{q_p}\right) \left(\frac{\Delta \mu}{\mu} + \frac{\Delta \beta}{\beta}\right). \quad (9)$$

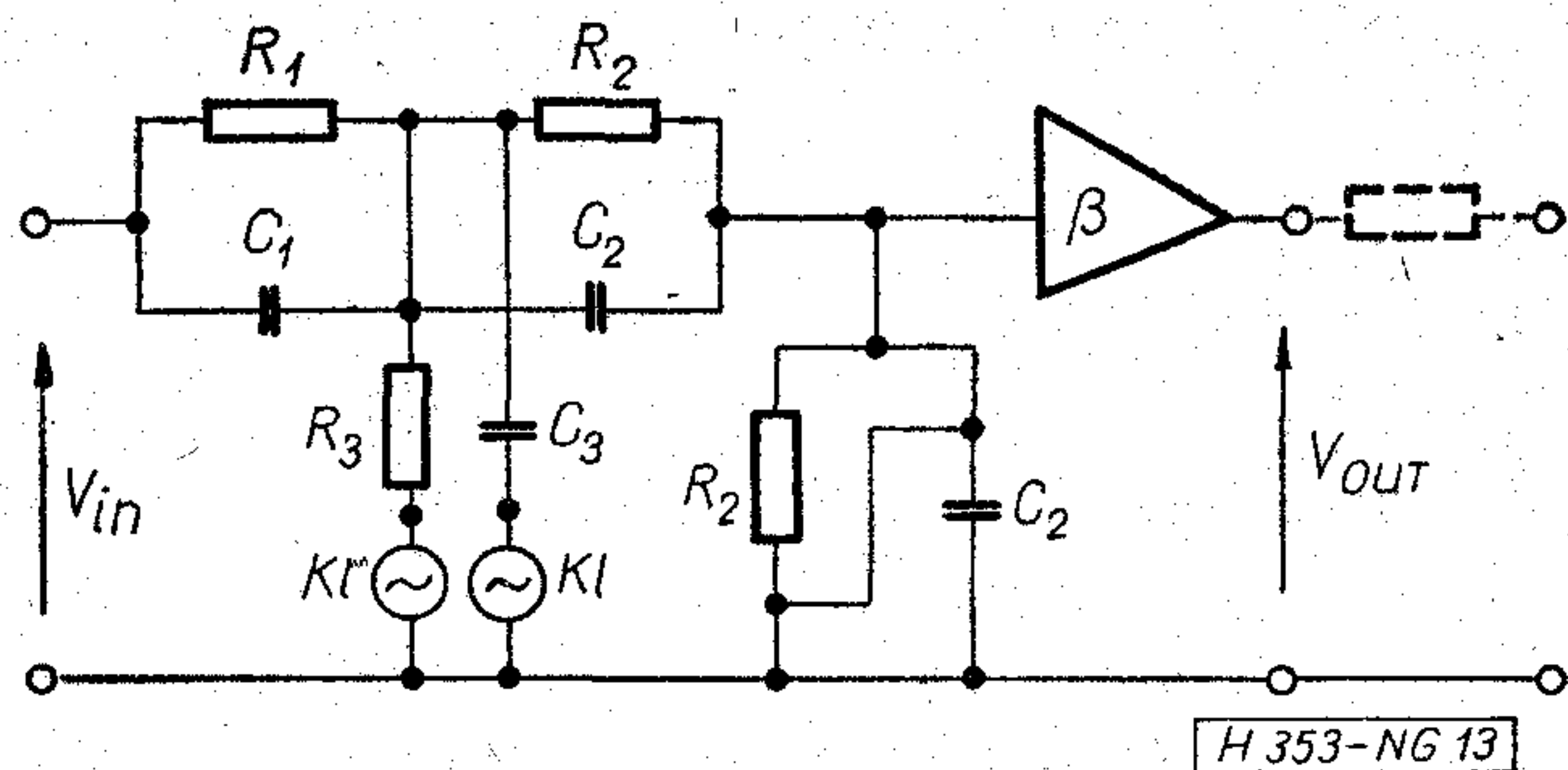
A (9) alapján kb. 5% stabilitás specifikálható 50-es q_p -nél. Nem célunk a konkrét megvalósítás részletes tárgyalása, csupán megemlítjük, hogy mint minden visszacsatolt aktív áramkört, ezt is kompenzálni kell a parazita oszcilláció kiküszöbölése érdekében. A kompenzált áramkör nyitott hurkú erősítésének a csökkenése beállítható 6 dB/oktávra.

Kis ($0,5 \leq q \leq 5$) és nagy ($50 \leq q \leq 500$) jósági tényezőjű áramkörök

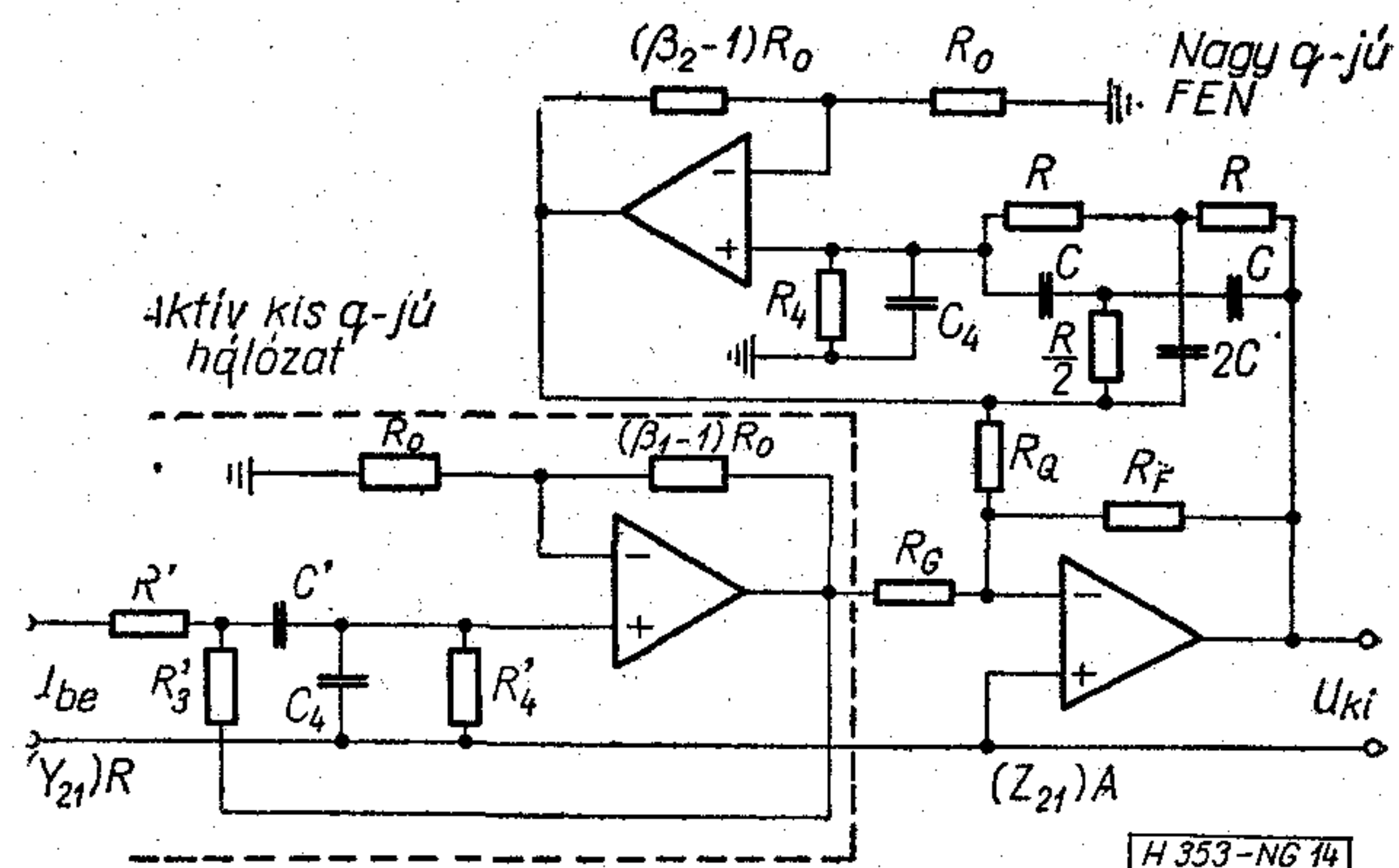
Kis q esetében egyetlen visszacsatolt hálózattal realizálható a másodfokú feszültségátviteli függvény.

Kis q -jú általános hálózatot a 13. ábrán tüntettünk fel. A 13. ábrán levő kapcsolás alapján kapjuk meg a speciális eseteket, különböző összekötések elhagyásával.

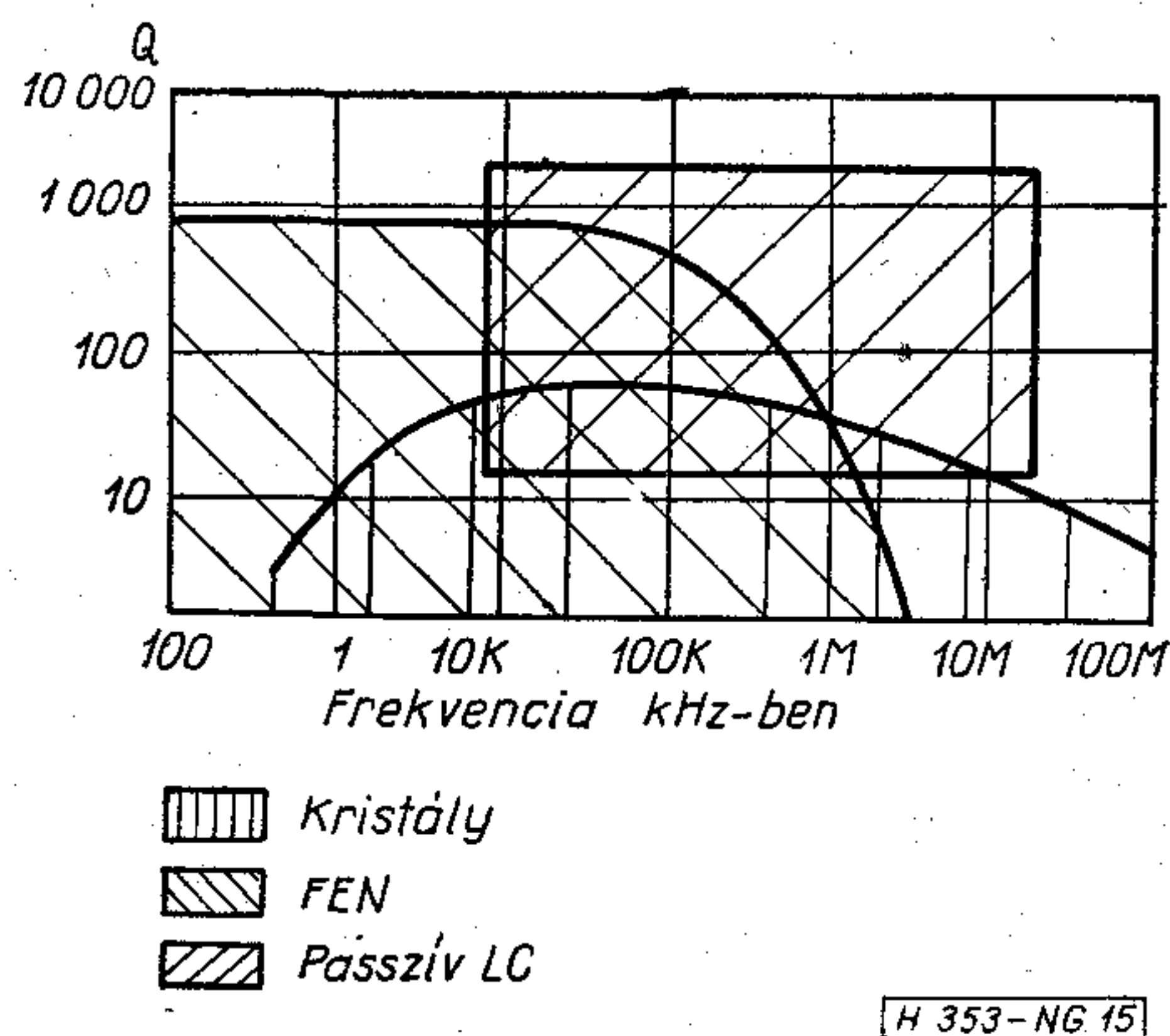
A nagy q -jú áramkört úgy realizálhatjuk, hogy a most ismertett kis q -jú aktív áramkört kiegészítjük egy aktív korrekttorral. A 14. ábrán látható a nagy q -jú aktív korrektor kapcsolása. A számítógépes szintézis a kis és nagy q -jú hálózatoknál sem ütközik nehézségbe.



13. ábra



14. ábra



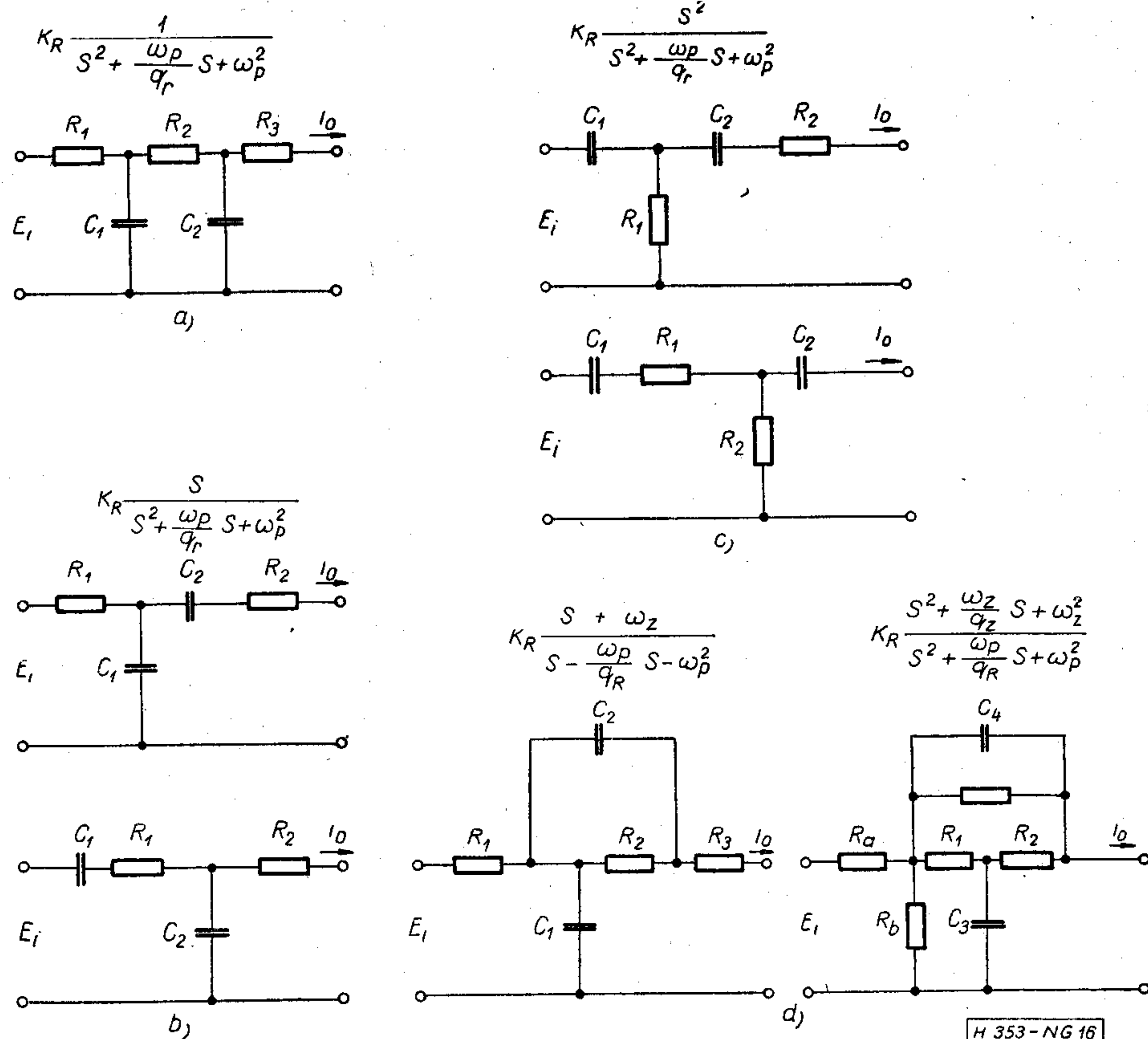
15. ábra

A FEN áramkörös realizálás előnyei és felhasználási területe

A FEN realizáció már átvezet az aktív RC szűrőkhöz. A sorozatgyártás szempontjából nagy előny a blokkos felépítés. A közepes q -jú áramköröknél ugyanazt az aktív korrektort többféleképpen is felhasználhatjuk, készíthetünk alul- és felüláteresztő szűrőt, valamint sávszűrőt is, csupán a passzív RC négyfázist kell változtatni.

A kis q -jú aktív hálózat önmagában is és a nagy q -jú hálózat előtagjaként is felhasználható.

Végül a 15. ábrán megadjuk a passzív LC szűrők, a kristálysűrők és FEN áramköri blokkok felhasználási tartományát.



16. ábra

IRODALOM

- [1] Orchard, H. J. — Desmond — Sheahan, F.: Inductorless Bandpass Filters. IEEE J. Solid-State Circuits, June 1970.
- [2] Nemesszeghy Gy.: Aszimmetrikus illesztő négypólusok számítógépes szimulációja. Híradástechnika, 1972. szeptember.
- [3] Harvey, Holmes, W. — Heinlein, E. — Grützmann.: Sharp-Cutoff Low-Pass Filters Using Floating Gyrators. IEEE J. Solid-State Circuits, Febr. 1969.

- [4] Bruton, L. T.: Frequency Selectivity Using Positive Impedance Converter-Type Networks. Proc. IEEE, Aug. 1968.
- [5] Moschytz, G. S.: FEN Filter Design Using Tantalum and Silicon Integrated Circuits. Proc. IEEE. Apr. 1970.
- [6] Bruton, L. T.: Network Transfer Functions Using the Concept of Frequency-Dependent Negative Resistance. IEEE, Trans. Circuit Theory, Aug. 1969.

SZEMLE

Az elektroncsövek még igen messze vannak a kihalástól. Amíg a vevőcsövek már főként csak a javításhoz kellenek, addig az ipari és különleges célra készült csövek piaca továbbra is fejlődik.

A híradástechnika, a műsorszórás és az ipari folyamatok azok a területek, ahol teljesítménycsöveket és mikrohullámú csöveket alkalmaznak. E területen az egyik legérdekesebb fejlesztés az új 200 W-os haladóhullámú cső, amelyet a kanadai szatellit program céljaihoz dolgoztak ki, s jövőre kerül felhasználásra.

A különleges célra készült csöveknek — mint fotósokszorozóknak, képérzékelőknek stb. — a piaca ugyan limitált, de növekvő piac. E területen az atomenergia növekvő alkalmazása az energiafejlesztésben és az orvosi gyakorlatban, kevés kétséget hagy afelől, hogy nőni fog az igény sugármérő- és és számláló berendezések iránt.

Másik nagy reményt keltő terület a mikrohullámú csövek számára, a fűtő és sütő berendezésekben való alkalmazás.

A kanadai elektroncsőpiacot kb. 150 millió dollárra becsülik, amelynek nagy részét a tv-készülékekben alkalmazott

csövek adják. (Electronics Engineering, 1974. 18. k. 5. sz [83])

*

A Hewlett-Packard cég kifejlesztette a 21 MX új kisszámítógép-családot, melynél az elterjedt ferritmegos memória helyett MOS félvezető memóriarendszert alkalmaznak. A legnagyobb memóriakapacitás 64 K-szó (ezt még ebben az évben megvalósítják). Figyelemre méltó, hogy az új memória alkalmazása 2...15-szörösére növeli a megbízhatóságot és 2...30-szorosra a gyorsaságot.

Az utóbbit a MOS félvezető memória 650 nanosecundumos ciklusideje és a teljesen mikroprogramozott működés biztosítja. Az új kisszámítógép-család elemeiből a felhasználói rendszer modulárisan építhető fel az igényeknek megfelelően. A régebbi, hasonló jellegű számítógépekre írt programok mindegyike futtatható az új gépcsaládon. Az új kisszámítógép-családot főleg műszaki tudományos alkalmazásra fejlesztették ki. (HP Measurement News, 1974. júl.—aug. [81])

EGYESÜLETI HÍREK

Vita a kapcsolástechnikai képzés hatékonyságáról

1975. május 28-án a Kapcsolástechnikai Szakosztály kezdeményezésére az érdekelt oktatási intézmények, a posta és iparvállalatok szakemberei megbeszélték a kapcsolástechnika felsőfokú oktatásának hazai helyzetét. Kiindulásként felkért hozzászólók írásban mondták el véleményüket, ezt a sokszorosított anyagot az érdeklődők már a vita előtt tíz nappal megkaphatták.

Az előzetes hozzászólások, ill. a vitában elhangzott vélemények részletes ismertetése nem célunk, csak a legfontosabb megállapításokat foglaljuk össze.

1. Hazánkban a kapcsolástechnikai képzést elsősorban a postának és az iparvállalatoknak kell megoldani saját szükségleteiknek megfelelően. A hazai felsőoktatási intézmények feladata az általános ismeretek szilárd megalapozása. Specializált képzésre legfeljebb külföldön van lehetőség.
2. A postai és vállalati továbbképzést jelenleg nem koordinálják, noha sok közös igény van (pl. LME technika oktatása). Megfelelő oktatási keretek és segédletek is hiányoznak. Távolitilag közös oktató központ létrehozása elkerülhetetlen.
3. A felsőoktatás elősegítheti a képzés iránti igények kielégítését azzal, hogy az utolsó egy vagy két évben a tananyagok tartalmában és szervezetiileg közelebb hozza a gyakorlathoz (külső előadók, laboratóriumi gyakorlat vállalata-

toknál, diplomatervezők bevonása az aktuális feladatok megoldásába stb.).

4. A kapcsolástechnikában rendszerváltás van folyamatban. A fejlesztés alatt álló rendszerek vezérlőberendezései pl. a folyamatirányító számítógépek csoportjába tartoznak. Korszerű rendszertechnikai és technológiai ismeretek nélkül a fejlesztés vagy új berendezések üzemeltetése nem oldható meg. Úgy tűnik, hogy a kapcsolástechnika megváltozott tartalmáról az egyetemisták, főiskolások nincsenek eléggé tájékoztatva és ez befolyásolja érdeklődésük alakulását.
5. A kapcsolástechnika-képzés azért érdemel különös figyelmet, mert a rendszerek bonyolultsága miatt a szükséges ismeretek elsajátítása hosszú időt vesz igénybe. Rossz képzési módszerek mellett a „beérés” különösen lassú, sok éves folyamat lehet. Ezt a tékozlást a népgazdaság nem engedheti, hiszen a képzés következményei a legfontosabb információs közszolgáltatás minőségét befolyásolják.

A megbeszélés résztvevői megállapodtak abban, hogy a vitán elhangzottakat és a következtetéseket írásos anyagban rögzítik és eljuttatják a kérdésben érdekelt intézmények vezetőihez.

G. G.

Megalakult a HTE—BHG Üzemi csoport

A BHG-ban május 16-án ünnepélyesen megemlékeztek a Távközlési Világnapról, amelyen mintegy 150 mérnök és technikus vett részt a BHG egész területéről. Ez alkalmat és megfelelő keretet adott arra is, hogy bejelentsek a Híradástechnikai Tudományos Egyesület BHG Üzemi Csoportjának megalakítását.

Az Üzemi Csoport megalakulását gondos előkészítés előzte meg. A BHG-ban a HTE több szakosztályának van erős bázisa, a szervezést — az Egyesülettől kapott általános irányelvek alapján — ezek indították meg. A Kapcsolástechnikai Szakosztály, a Környezetállósági Szakosztály és az Ifjúsági Bizottság vezetőinek összejövetelén megvitatták a csoport vezetőségének kialakítását, tevékenységi körét és várható feladatait. A megbeszélésen a következő szempontokat alakították ki:

- Az Üzemi Csoport, bár a HTE kezdeményezésére jön létre, nem csupán a híradástechnikusokat, hanem minden, szakmája iránt érdeklődő műszakit fogjon össze: technológusokat, konstruktőröket, számítástechnikusokat stb. egyaránt.
- Az Üzemi Csoport sem tevékenységében, sem vezetőségének személyi összetételében ne fedjen át működő szakosztályokat. A cél az, hogy a vállalathoz közelebb kerüljön a társadalmi munka és minél több új ember kapcsolódjék be abba.
- Számos olyan műszaki kérdés és feladat van a BHG-ban, amely jellegzetesen vállalati ügy, de a megoldáshoz a vállalati keretek elégtelenek. Ilyen például a fejlesztési vagy beruházási elképzelések társadalmi vitája, a gyors tájékoztatás a fejlesztési eredményekről, a szakmai utánpótlás biztosítása és a belső továbbképzés stb. Az Üzemi Csoportnak ezekre kell munkáját összpontosítania.

Kialakult a csoport szervezetére vonatkozó elképzelés is. Eszerint a csoport vezetőjét több, különböző szakterületet képviselő titkár, továbbá egy vezetőségnek nevezhető tanácsadó testület támogatná. Ez utóbbihoz tartoznak majd a BHG vidéki egységeiből a felkért összekötők is.

Az előkészítés során ellátogatott a BHG-ba és felkereste Iklódy Gábor vezérigazgatót Philipp Miklós MTESZ főtitkár-helyettes, dr. Almássy György HTE főtitkár, Mérey Imréné, a HTE főtitkár-helyettese és a VASAS Szakszervezet részé-

ről Kiss Károly, hogy támogatást adjon a csoport megalakulásához.

Iklódy Gábor szerint az Üzemi Csoport talán legfontosabb szerepe az lesz, hogy egy asztalhoz ülteti a különböző területek középszintű szakembereit. A vezetők ugyan hivatalból összejönnek, de érdemi műszaki megbeszélésekre vezetői döntések kapcsán nincs mód, ugyanakkor a szakértői munkát végző mérnökök gyakran homlokegyenest ellenkező meggyőződést sugallnak a vezetők számára. Az üzemi demokráciát ilyen, az élet által igényelt módszerekkel kell és lehet ki-
szélesíteni.

A Távközlési Világnap alkalmából rendezett ünnepi ülésen Mérey Imréné, a HTE főtitkár-helyettese bejelentette azt is, hogy az Egyesület Végrehajtó Bizottsága — egyetértésben az érintett egyesületi szervekkel és a vállalatvezetéssel — Horváth Imre főkonstruktőrt bízta meg az Üzemi Csoport vezetésével.

Mérey Imréné hangsúlyozta az Üzemi Csoportok és a Szakszervezet közötti együttműködés fontosságát, amit az Egyesület a Vasas Szakszervezettel már megállapodásban is rögzített. Megemlítette, hogy HTE BHG Üzemi Csoport az első budapesti csoport. Új erők bevonása szempontjából ezért példát mutathat a közeljövőben alakuló csoportok számára. Kérte, hogy minden műszaki támogassa az új csoportot és, hogy a BHG-ban működő HTE szakosztályok, főleg a kezdeti lépéseket mozdítsák elő tapasztalataikkal.

Horváth Imre megköszönte az iránta megnyilvánult bizalmat. Felszólalásában rámutatott arra, hogy a telefonközpont szakmában nemzedékváltás van, mind a szakemberek képzettsége, mind a rendszertechnika és gyártástechnológia szempontjából. Az áramkör-tervezők ma már nem egyeduralkodók, mert jól eladható és gazdaságos telefonközpontokat a konstruktőrökkel és a technológusokkal szorosan együtt dolgozva lehet csak létrehozni, ezért a széles alapokon álló együttműködésnek nagy fontosságot kell tulajdonítani.

A Távközlési Világnap ünneplésének résztvevői örömmel fogadták az Üzemi Csoport létrejöttének bejelentését, mind pedig a csoport elnökének szavait.

Reméljük, hogy a BHG vezetőségének és társadalmi szerveinek támogatásával a csoport tevékenységéből sok hasznos eredmény fakad majd.

Az MTESZ Egyesületi Fiatalok Bizottságának Országos Fórumáról

A Műszaki és Természettudományi Egyesületek Szövetsége 1975. május 15—16-án Győrött, a RÁBA Művelődési Házban rendezte meg a Fiatalok Bizottságának Országos Fórumát, — amelyen a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Ifjúsági Bizottsága is részt vett — „Tudományos Egyesületek szerepe a fiatalok továbbképzésében és tudatformálásában” című előadással.

A megnyitó plenáris ülésen, Valkó Márton, a Szervezési és Vezetési Tudományos Társaság főtitkára mondott megnyitót.

Megnyitó beszédében a XI. pártkongresszus határozatának tükrében vázolta a fiatal műszakiak szerepét,

- az ésszerű takarékosági
 - a szelektív iparfejlesztési
 - a demokratikusabb vezetési
 - új szervezési
- módszerek bevezetésében.

Philip Miklós, az MTESZ főtitkárhelyettese, bevezető előadásában az MTESZ, a KISZ, a szakszervezetek összefogásának szükségességére utalt. Beszélt a nők vezető szerepének erősítéséről és a fiatal műszakiak bekapcsolódásáról az egyesületek vezető testületeibe és ehhez vezető jó kezdeményezésként értékelte az üzemi csoportok megszervezését. Modellen érzékeltette az ismeretek szintjének, az elméleti és gyakorlati fejlődésnek az összefüggéseit.

Felhívta a figyelmet a nyelvtudás szükségességére. Véleménye szerint évi 60 órát kell rendszeres továbbképzésre fordítani. Ezzel szemben mint azt Neuwirt Gábor „A fiatal diplomások körében végzett szociológiai vizsgálat” című előadásából megtudtuk, a fiatal diplomásoknak átlagosan csak 36%-a képi magát rendszeresen tovább.

Az is megállapítható volt, hogy a fiatalok az egyetemi tanulmányok után néhány év szünetet hagynak, majd fokozatosan kapcsolódnak be a továbbképzésbe.

A felmérés tanúsága szerint a megkérdezetteknek 14%-a rendelkezik nyelvvizsgával, valamilyen nyelvből és 2% azoknak a száma, akiknek kettő vagy több nyelvvizsgálja van.

Fekete Tibor, a Fiatal Műszakiak és Közgazdászok Országos Tanácsának titkára, az FMKT szakdolgozat-pályázatok sorsát, értelmét, az akció legutóbb bekövetkezett hullámvázát vitte a plénum elé. A szakdolgozatok egyike, másika a későbbiekben komoly tudományos munkává, doktori értekezéssé szélesül. Az FMKT akció felgyorsította a műszaki élet fiatalabb rétegének vérkeringését.

A tudományos egyesületek ifjúsági bizottságai, az üzemi csoportok tovább éleszthetnék, erősíthetnék a létszámban is tekintélyes mozgalmat.

A Fórum munkáját a továbbiakban három témakörben végezte:

- A KISZ és a Tudományos Egyesületek közös ifjúságpolitikai feladatai.
- A fiatalok sajátos problémái az egyesületi munka tükrében.
- A fiatalok társadalmi megnyilvánulási lehetőségei, foglalkoztatásuk módszerei, kapcsolattartásuk formái az egyesületekben.

Domonkos József (SZVT) „A munkahelyi, egyetemi és irányítószervi KISZ-szervezetekkel kiépíthető együttműködési formák” címmel tartott vitaindító előadást.

A kérdés tárgyalásának aktualitását a KISZ 1974. december 16-i, a KISZ és a tudományos egyesületek, társaságok,

szövetségek 1975. évi közös ifjúságpolitikai feladatokról szóló határozata adja meg.

Az MSZMP ifjúságpolitikai határozata nyomán a tudományos egyesületek is mind jobban részt vesznek az ifjúság szocialista nevelésében.

Ádám József (GKE) „Egyesületi munka a fiatalokért” címmel tartott vitaindító előadást. Előadását 9 egyesület által (SZVT, GTE, MAE, SZTE, HTE, MKE, MFT, MATE, OMBKE) beküldött tanulmány alapján áhította össze. Az összegyűjtött anyagok alapján megállapítható, hogy az egyesületekben az ifjúsági munka színvonala, a fiatalok aktivitása és aktivizálása nem túl eltérő, célszerűnek látszó rendszeres kapcsolat kezd kibontakozni a fiatalokkal.

Az egyesületek túlnyomó többségében Ifjúsági Bizottságok (IB) alakultak, ezek szervezik, összefogják és irányítják az egyesülethez tartozó fiatalok munkáját.

Célszerűnek látszik, egy megfelelő irányító-koordináló szervezet létrehozása az MTESZ-ben, amely biztosítaná a fiatalok szakmai érdekvédelmét és irányítaná az egyes Ifjúsági Bizottságokat.

A fiatalokat az MTESZ szempontjából az alábbi négy csoportba sorolhatjuk:

- középiskolások csoportja (általában az egyesületek szakterületén található szakközépiskolások),
- főiskolások és egyetemi hallgatók,
- pályakezdés első éveit töltő fiatalok (5—6 éves gyakorlatig),
- 5—6 éves gyakorlat utáni fiatalok.

Célszerű, ha az egyesületek a tájékoztatási lehetőségek szélesítése érdekében, együttműködési szerződéseket kötnek a főiskolákkal és egyetemekkel.

Az együttműködés területei a következők lehetnek:

- az egyesület lapját, programfüzetét ingyenesen több példányban megküldeni,
- az egyesület tevékenységeinek, céljainak rendszeres ismertetése,
- diplomaterv, szakdolgozat, pályázatok meghirdetése,
- a TDK támogatása, témajavaslatok, konzultáció,
- hallgatói részvétel konferenciák, kiállítások rendezésében stb.

A már dolgozó fiatalok helyzetét a vállalatoknál nagymértékben segíti az ifjúsági törvény és a MSZMP KB. 1970. II. 18—19. Ifjúságpolitikai Határozata.

Célszerűnek látszana „Ifjúsági Díj” alapítása az 5—6 éven belül végzetek részére. Ez legyen anyagi, erkölcsi elismerés az addig elért szakmai eredményekért, de feltétlenül kössék aktív egyesületi munkához is.

A harmadik témakörben Szabó Zoltán (ETE) tartott a „Fiatalok társadalmi megnyilvánulási lehetőségei, foglalkoztatásuk módszerei az egyesületekben” c. vitaindító előadást.

Ebben a témakörben még 6 további konreferátum hangzott el.

A részletes ajánlásokat az újra összeülő Fórum Szervező Bizottság fogja megfogalmazni, amit azután az egyesületek és illetékes felső vezetők is megkapnak.

Prónay G.—Macskássy P.

Tartalmi összefoglalások

Обобщения

ETO 621.391.8:654.1

Lajtha Gy.—Szentirmai Zs.:

Előfizetőtől előfizetőig terjedő összeköttetés minőségi jellemzőinek felosztása a szakaszok között

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 8. sz.

A cikk az előfizetőtől az előfizetőig terjedő összeköttetés közötti felosztásra olyan matematikai modellt mutat be, amely a műszaki és gazdasági szempontokat egyidejűleg figyelembe veszi. Bizonyos esetekre ismerteti a matematikai feladat megoldását és néhány gyakorlati példát mutat be annak alkalmazására.

ETO 621.391.8:621.396.43:654.19

Cserny L.:

Műsorszóró hírközlő rendszerek hatékonyságának vizsgálata a VHF/UHF sávban

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 8. sz.

A cikk a VHF/UHF sávú műsorszóró rendszerek műszaki hatékonyságával, illetve annak meghatározásával foglalkozik. Az alkalmazott rendszerszemléletű tárgylásmód lehetővé teszi a matematikai alapok lefedtetésével a különböző rendszerek (monó-, sztereó FM adás; fekete-fehér, színes tv-adás), azonos elvi módon való egyértelmű vizsgálatát. Ez a „tökéletes minőségű vétel” (TMV), az ellátottság és az ellátottsági valószínűség (P/TMV) egyértelmű definiálásával és értelmezésével történik. E fogalmak bevezetésével és meghatározási módjának tisztázásával a hatékonyság mérőszámait egyértelműen levezetjük.

ETO 621.39:681.3.06.(085)

Dr. Géher K.:

Számítógép-programok katalógusa. 1974

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 8. sz.

Az összeállítás közli a Budapesti Műszaki Egyetem Híradástechnikai Elektronika Intézete által nyilvántartott híradástechnikai és elektronikai vonatkozású számítógépprogram-nyilvántartás 1974. évi szaporulatát.

ETO 621.372.54.001.57:621.372.57

Nemesszeghy Gy.:

LC négyfókusok szimulálása aktív áramkörökkel

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 8. sz.

A cikk ismerteti az LC négyfókusok szimulálását aktív áramkörökkel. Ennek során tárgyalja az aktív C, az aktív R szűrőket, valamint az LC szűrők amplitúdó karakterisztikáját előállító RC hálózatok és aktív amplitúdókorrektorok lánckapcsolását.

Zusammenfassungen

DK 621.391.8:654.1

Lajtha, Gy.—Szentirmai, Zs.:

Verteilung der Qualitätskennwerte der Verbindungen von Abonnent zu Abonnent unter den Abschnitten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr 8

In dem Aufsatz wird ein mathematisches Modell zur Verteilung unter den Abschnitten einer Verbindung von Abonnent zu Abonnent erörtert, welches die technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkte gleichzeitig in Acht nimmt. Für gewisse Fälle werden die Lösungen der mathematischen Aufgaben dargestellt und einige praktische Beispiele zur Anwendung desjenigen angegeben.

DK 621.391.8:654.1

Лайта, Г.—Сентирмаи, Ж.:

Распределение качественных параметров соединений от абонента до абонента между участками

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 8

Статья показывает математическую модель по распределению соединений от абонента до абонента, которая принимает во внимание одновременно технические и экономные точки зрения. В определенных случаях излагаются решения математической задачи и некоторые практические примеры по применению модели.

DK 621.391.8:621.396.43:654.19

Черни, Л.:

Испытание эффективности радиовещательных и телевизионных систем

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 8

Статья рассматривает техническую эффективность и ее определение радиовещательных и телевизионных систем в диапазонах очень высоких и ультравысоких частот. Метод дискуссии по теории систем дает возможность единого рассмотрения принципиально идентичным образом различных систем (моно и стерео радиовещание чм; телевизионная передача черно-белых и цветных сигналов), после создания математических основ. Этот т. н. «Прием совершенного качества», покрытие и вероятность покрытия определены однозначно. Введением этих понятий и выяснением их методов определения измеряемые величины эффективности выводятся единым образом.

DK 621.39:681.3.06(085)

Д-р Гехер, К.:

Каталог программ вычислительных машин 1974

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 8

Составление дает прирост в г. 1974 ведомости программ вычислительных машин касающихся техники связи и электроники, изготовленной Институтом Связи и Электроники Будапештского Технического Университета.

DK 621.372.54.001.57:621.372.57

Немешсеги, Г.:

Моделирование четырехполосников LC активными схемами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 8

Рассматривается моделирование четырехполосников LC активными схемами. В ходе этого трактуются активные фильтры R и C а также цепная емкость сетей RC образующая амплитудную характеристику фильтров LC и активных амплитудных корректоров.

Summaries

UDC 621.391.8:654.1

Lajtha, Gy.—Szentirmai, Zs.:

Distribution of the Quality Characteristics of Connections from Subscriber to Subscriber among the Sections

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No 8

The paper presents a mathematical model for the distribution among the sections of a connection from subscriber to subscriber, which takes into account both the technical and economic aspects. For certain cases the solutions of mathematical tasks are shown and some practical examples for its application are given.

DK 621.391.8:621.396.43:654.19

Cserny, L.:

Untersuchung der Wirksamkeit von Hörfunk und Fernseh-Rundfunksystemen in den VHF/UHF Bändern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr 8

In dem Artikel wird technische Wirksamkeit der Hörfunk und Fernseh-Rundfunksysteme in den VHF/UHF Bändern, sowohl deren Bestimmung erörtert. Die angewendete Diskussionsmethode nach den Gesichtspunkten der Systemtheorie ermöglicht — nach der Festsetzung der mathematischen Grundlagen — die einstimmige Untersuchung, auf einer identischen prinzipiellen Weise, der verschiedenen Systeme (Mono-, Stereo FM-Sendung, Schwarz-Weiss-Farbfersendungsung). Dieser „Empfang vollkommener Qualität“ erfolgt mit der einstimmigen Definition und Erklärung der Versorgung und Versorgungswahrscheinlichkeit. Mit der Einführung dieser Begriffe und mit der Erklärung deren Bestimmungsmethode werden die Messzahlen der Wirksamkeit einstimmig abgeleitet.

DK 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

Rechnerprogramm-Katalog, 1974

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr 8.

In der Zusammenstellung wird der Zuwachs der in den Rechnerprogramm-Karten des Instituts für Nachrichtentechnik und Elektronik der Technischen Universität Budapest registrierten Rechnerprogramme für Nachrichtentechnik und Elektronik bekanntgegeben.

DK 621.372.54.001.57:621.372.57

Nemesszeghy, Gy.:

Simulation von LC Vierpolen mit aktiven Stromkreisen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr 8

In dem Aufsatz wird die Simulation von LC Vierpolen mit aktiven Stromkreisen erörtert. Im Laufe dieser Erörterung diskutiert er den aktiven C-, aktiven R-Filter und die Kettenkapazität der RC-Netzwerke und aktiver Amplitudenkorrektoren, welche die Amplitudencharakteristik der LC-Filter gestalten.

UDC 621.391.8:621.396.43:654.19

Cserny, L.:

Examination of the Effectiveness of Sound and Television Broadcasting Systems in the VHF/UHF Bands

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No 8

The paper deals with the technical effectiveness of Broadcasting systems in the VHF/UHF bands and also the method of its determination. The method of discussion employing the principles of systems engineering enables — after establishing its mathematical basis — the unequivocal examination of the different systems (mono-, stereo FM transmission; monochrome and colour television transmission) on identical methods of principle. This reception of „perfect quality” is obtained by the unequivocal definition and interpretation of coverage and probability of coverage. By introducing these terms and clarifying the method of their determination the measuring quantities of the effectiveness are unequivocally derived.

UDC 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

1974 Computer Programme Catalogue

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No 8

The catalogue presents the increase of the register of the computer programmes regarding telecommunication and electronic engineering recorded by the Institute of Telecommunication and Electronics of the Technical University of Budapest.

UDC 621.372.54.001.57:621.372.57

Nemesszeghy, Gy.:

Simulation of LC Four-poles by Active Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No 8

In the paper the simulation of LC four-poles by active circuits is presented. In the course of this the active C, active R filters and the link capacity of RC networks and active amplitude correctors shaping the amplitude characteristics of LC filters are discussed.

Résumés

CDU 621.391.8:654.1

Lajtha, G.—Szentirmai, Z.:

Distribution des caractéristiques qualitatives parmi les sections des connexions d'un abonné à un autre abonné

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No 8

L'article présente un modèle mathématique pour la distribution des sections des connexions d'un abonné à un autre abonné, considérant les points de vue techniques et économiques simultanément. Pour certains cas les solutions des tâches mathématiques et quelques exemples pratiques pour l'application des résultats théoriques sont donnés.

CDU 621.391.8:621.396.43:654.19

Cserny, L.:

Examen de l'efficacité des systèmes de radiodiffusion et télévision dans les bandes de très hautes et ultra-hautes fréquences

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No 8

L'article expose l'efficacité et la définition de celle-ci des systèmes de radiodiffusion et télévision dans les bandes de très hautes et ultra-hautes fréquences. La méthode de discussion appliquée, basée sur la théorie des systèmes, permet l'examen univoque des différents systèmes (radiodiffusion MF mono et stéréo; émission de télévision des signaux noirs-blancs et en couleurs) par méthodes identiques, après la détermination des bases mathématiques. Des défini-

itions et interprétations univoques de la „réception parfaite”, de la zone couverte et de la probabilité de couverture sont données. En introduisant ces concepts et en éclaircissant leurs méthodes de définition on peut obtenir les valeurs de mesure de l'efficacité d'une manière non-équivoque.

CDU 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

Catalogue des programmes pour ordinateurs, 1975

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No 8

La composition donne l'augmentation en 1974 du registre des programmes pour ordinateurs, concernant la technique de la télécommunication et électronique compilé par l'Institut pour Télécommunication et Electronique de l'Université Technique de Budapest.

CDU 621.372.54.001.57:621.372.57

Nemesszeghy, G.:

Simulation des quadripôles LC par circuits actifs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No 8

L'article expose la simulation des quadripôles LC par circuits actifs. Au cours de la discussion les filtres actifs R et C, ainsi que la capacité en chaîne des réseaux RC donnant la forme de la courbe de réponse d'amplitude des filtres LC et des correcteurs d'amplitude actifs sont examinés.

MEGISMERTET

a mai szovjet írónemzedék
legtehetségesebb egyéni-
ségeivel; közli a szovjet
szellemi és irodalmi élet
vitacikkait a

SZOVJET IRODALOM CÍMŰ FOLYÓIRAT

