

HÍRADÁS- TECHNIKA

6



XXVI. ÉVFOLYAM, 6. SZÁM, 161

1975. JÚNIUS

HÍRADÁS- TECHNIKA

1975. június XXVI. évfolyam 6. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. KOMARIK JÓZSEF: Időosztású analóg szorzók hibaanalízise	161
Egyesületi hírek	167
Szemle	168, 180, 184, 189, 190
GEFFERTH LÁSZLÓ: A nagyváltozású érzékenység és alkalmazása	169
A. A. VASZENKOV: A félvezetőalapú integrált mikroelektronika, mint a harmadik generációs elektro- nikai rendszerek elembázisa	177
DR. PÁVÓ IMRE: Immittancia számítása topológiai formulával	181
UJHÁZI LÁSZLÓ: Kvadrofon hangfelvételek mikrofontechnikai kérdései	185
1975. évi külföldi rendezvények (kiegészítés)	190
Tartalmi összefoglalások	191
Обобщения	191
Zusammenfassungen	192
Summaries	192
Résumés	B/III

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

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1906 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 75.3428 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25 375

DR. KOMARIK JÓZSEF
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

Időosztású analóg szorzók hibaanalízise

ETO 621.376.54:681.335.5

Az analóg szorzók egyik jól ismert típusa az impulzus-szélességmodulációt használja fel. Az elvi működés az 1. ábra segítségével vizsgálható. Az M impulzus-szélességmodulátor olyan négyszögjelet állít elő, amelynek amplitúdója konstans, és kitöltési tényezője az U_x feszültségtől lineárisan függ:

$$B = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = A U_x. \quad (1)$$

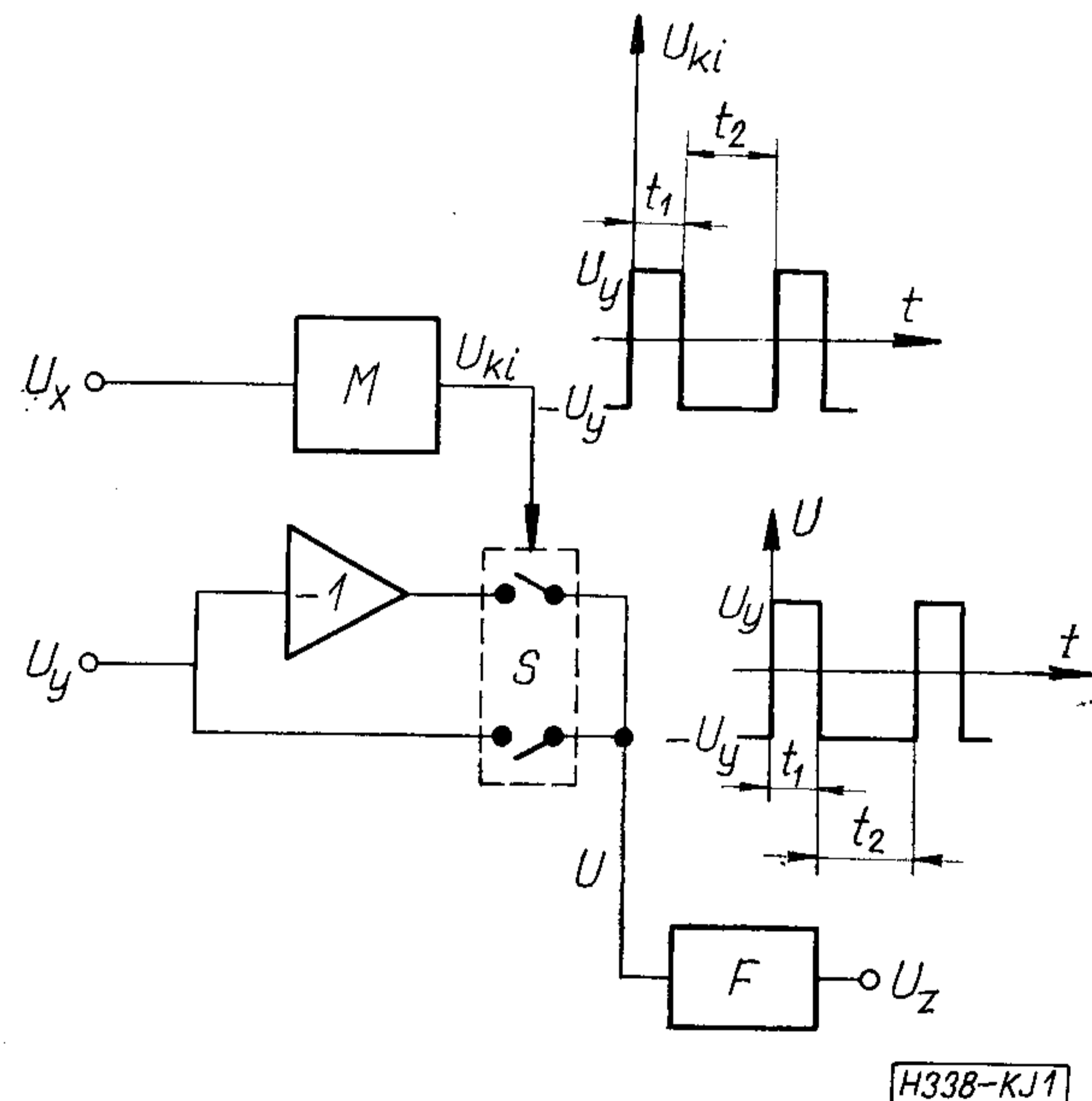
A egy dimenziós állandó. Ez a négyszögfeszültség vezérli az S kapcsolót oly módon, hogy t_1 időben az U_y , t_2 időben pedig a $-U_y$ feszültséget kapcsolja az F kimeneti aluláteresztő szűrőre. Ha a szűrő határfrekvenciája és csillapítása megfelelően van megválasztva, akkor kimenetén a szűrőre kapcsolt feszültség U_z átlagértéke jelenik meg:

$$U_z = \frac{U_y t_1 - U_y t_2}{t_1 + t_2} = B U_y = A U_x U_y. \quad (2)$$

U_z tehát az U_x és U_y feszültségek szorzatával arányos, azaz a fenti kapcsolás szorzó. Négy síknegyedes, mivel mindkét bemenő jel pozitív és negatív is lehet, és a kimeneti jel előjele a szorzat előjelének megfelelő.

Néhány esetben a megoldás eltér a fent ismertetettől, de az eltérés olyan jellegű, hogy a későbbiekben ismertetésre kerülő hibaanalízis értelemszerűen ezekre az esetekre is alkalmazható. Pl. ilyen eltérés lehet az, hogy t_1 vagy t_2 arányos U_x -szel, illetve a kapcsoló nem $+U_y$ és $-U_y$ között vált, hanem U_y és 0 között stb.

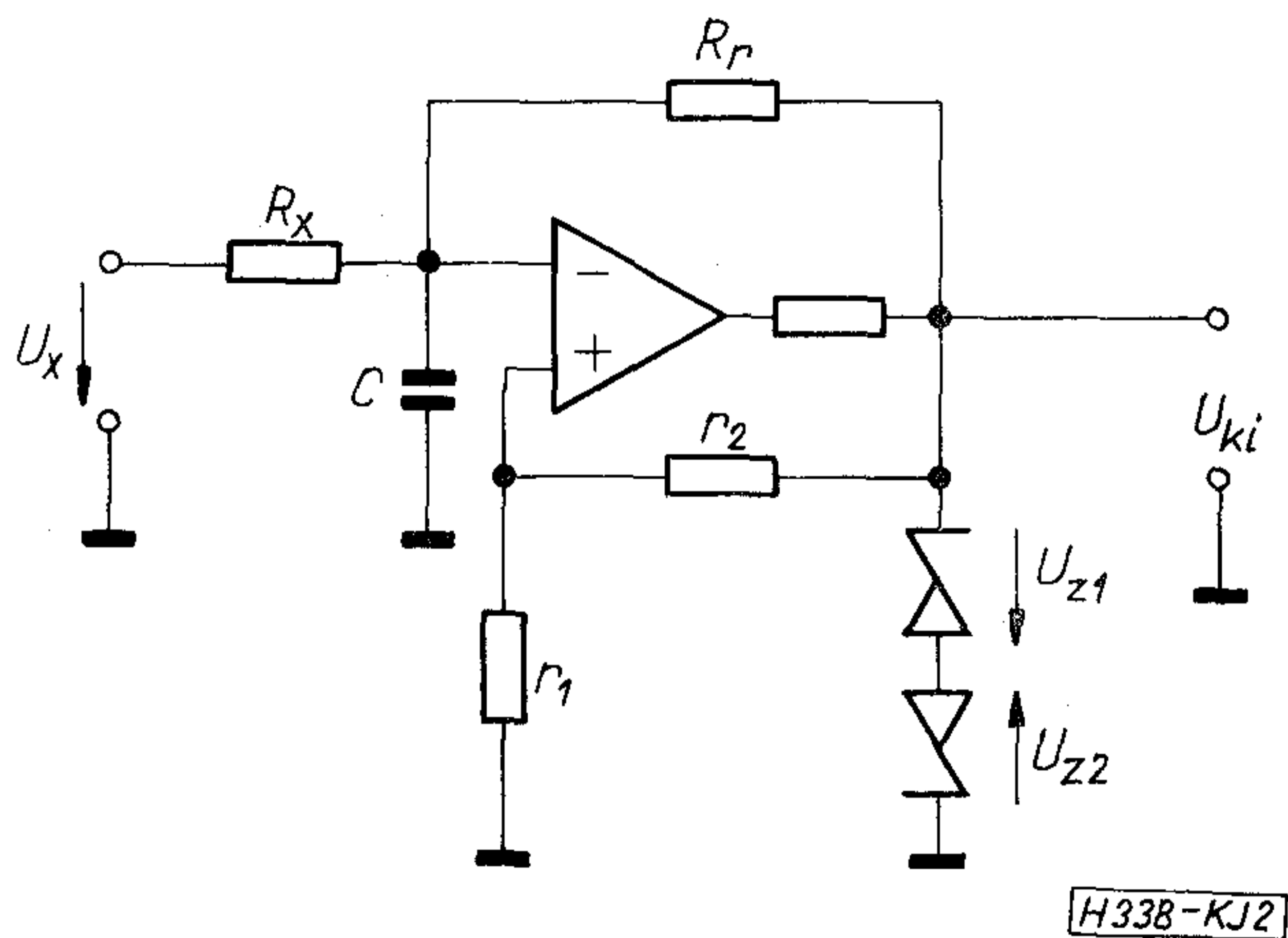
A fenti elven működő szorzókkal általában igen nagy pontosság és időbeni stabilitás érhető el, aránylag egyszerű felépítés esetén is. Egyetlen jelentős hátrányuk az, hogy határfrekvenciájuk általában jóval kisebb, mint az egyéb elektronikus szorzóké. Alkalmazásuk tehát olyan helyen indokolt, ahol a működési



1. ábra

sebességgel szemben támasztott követelmények nem jelentősek.

Az áramkör pontosságának egyik döntő tényezője az M modulátor. A továbbiakban megvizsgálunk egy modulátor kapcsolást (2. ábra). Ez a kapcsolás csak egy lehetőség, egyéb megoldásokat is felhasználnak, de a 2. ábrán bemutatott áramkör a leggyakrabban alkalmazott. Egyébként minden megoldásra jellemző az a fizikai alapelv, hogy az (1) egyenletben adott összefüggést egy időben lineárisan változó feszültség segítségével realizálják. A 2. ábrán látható kapcsolás lényegében egy hiszterézissel rendelkező komparátor, amelynek kimeneti feszültsége az R_f ellenálláson át tölti, illetve kisüti a C kondenzátort. Ily módon önrezgő rendszert kapunk, amelynek kimenetén U_{ki} szimmetrikus, négyszög alakú feszültség jelenik meg (ha $U_x = 0$). Az U_x feszültség által létrehozott áram a C kondenzátor töltő, illetve kisütő áramához hozzá-



2. ábra

adódik, így a kimeneti négyszögjel kitöltési tényezőjét megváltoztatja. Egyszerűen kimutatható, hogy az (1) egyenletben adott összefüggés akkor realizálható, ha a C kondenzátor feszültsége lineárisan változik az idő függvényében (C töltése és kisütése áramgenerátorokkal történik), és a komparátor végtelen gyorsan kapcsol, továbbá a komparátor feszültségei szimmetrikusak ($U_{z1} = U_{z2}$).

A valódi kapcsolásban ezek a feltételek nem teljesülnek. Ennek következtében az (1) egyenlettől eltérő (általában nem lineáris) összefüggés adódik. Ezek az eltérések a szorzó működésében hibát okoznak.

A továbbiakban azt vizsgáljuk, hogy a valódi kapcsolásban mekkora hibák lépnek fel.

A hibák legfőbb okai az alábbiak:

- R_x és R_r véges értéke miatt C feszültsége nem lineárisan, hanem exponenciálisan változik,
- $U_{z1} \neq U_{z2}$,
- a komparátorban alkalmazott műveleti erősítő offszet-feszültsége (U_0),
- a komparátor véges billenési ideje,
- a komparátorban alkalmazott műveleti erősítő véges erősítése,
- az U_{z1} és U_{z2} feszültségű Z diódák véges belső ellenállása,
- a műveleti erősítő invertáló pontján folyó bemenő áram.

A gyakorlatban a hibákat az a), b), c), és d) okok hozzák létre. Megfelelő méretezés esetén az e), f) és g) okok a legnagyobb pontossági követelmények esetében is messzemenően elhanyagolhatók. A továbbiakban a C kondenzátor töltési és kisülési folyamatát vizsgáljuk, ily módon meghatározzuk az a), b) és c) okok által létrehozott hibát. A véges billenési idők (d) kérdésével később külön foglalkozunk.

A Z diódás vágóval kiegészített műveleti erősítő transzfer karakterisztikáját feltételeinknek megfelelően a 3. ábra szerint vesszük figyelembe.

A C kondenzátor töltése és kisütése két forrásból történik (U_x , ill. U_{ki}). Az áramkör helyettesítő képét a 4. ábra mutatja. A komparátor állapotától függően az U_{ki} feszültség pozitív (U_{z1}), illetve negatív ($-U_{z2}$).

Ennek megfelelően a helyettesítő kép forrásáramai:

$$I_1 = \frac{U_x}{R_x} + \frac{U_{z1}}{R_r},$$

$$I_2 = -\frac{U_r}{R_x} + \frac{U_{z2}}{R_r}.$$

A C kondenzátor feszültségét az idő függvényében az 5. ábra mutatja. A komparátor billenési szintjei:

$$U_1 = \frac{r}{r_1 + r_2} U_{z2} + U_0,$$

$$U_2 = \frac{r}{r_1 + r_2} U_{z1} - U_0.$$

Jelöljük az exponenciális töltődési, illetve kisülési függvényt $f(t)$ -vel:

$$f(t) = 1 - e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (3)$$

Ezt felhasználva a t_1 , illetve t_2 időkre az alábbi összefüggések írhatók fel:

$$(U_2 + I_2 R) f(t_1) - U_2 = U_1,$$

$$(U_1 + I_1 R) f(t_2) - U_1 = U_2. \quad (4)$$

Vezessük be a következő jelöléseket.

$$X = \frac{U_x}{U_{z1}} \cdot \frac{R_r}{R_x}, \quad (5)$$

$$\alpha = \frac{U_{z1} - U_{z2}}{U_{z1}}, \quad a = \frac{r_1}{r_1 + r_2}, \quad (6)$$

$$\beta = \frac{U_0}{U_{z1}}, \quad b = \frac{r_1}{r_1 + r_2} \cdot \frac{R_r}{R} = \frac{r_1}{r_1 + r_2} \left(1 + \frac{R_r}{R_x}\right).$$

Ezeket (4)-be helyettesítve és rendezve:

$$f(t_1) = \frac{2b \left(1 - \frac{\alpha}{2}\right)}{1 - X + b \left(1 - \frac{\beta}{a}\right) - \alpha} = F_1(X), \quad (7)$$

$$f(t_2) = \frac{2b \left(1 - \frac{\alpha}{2}\right)}{1 + X + b \left(1 - \alpha + \frac{\beta}{a}\right)} = F_2(X).$$

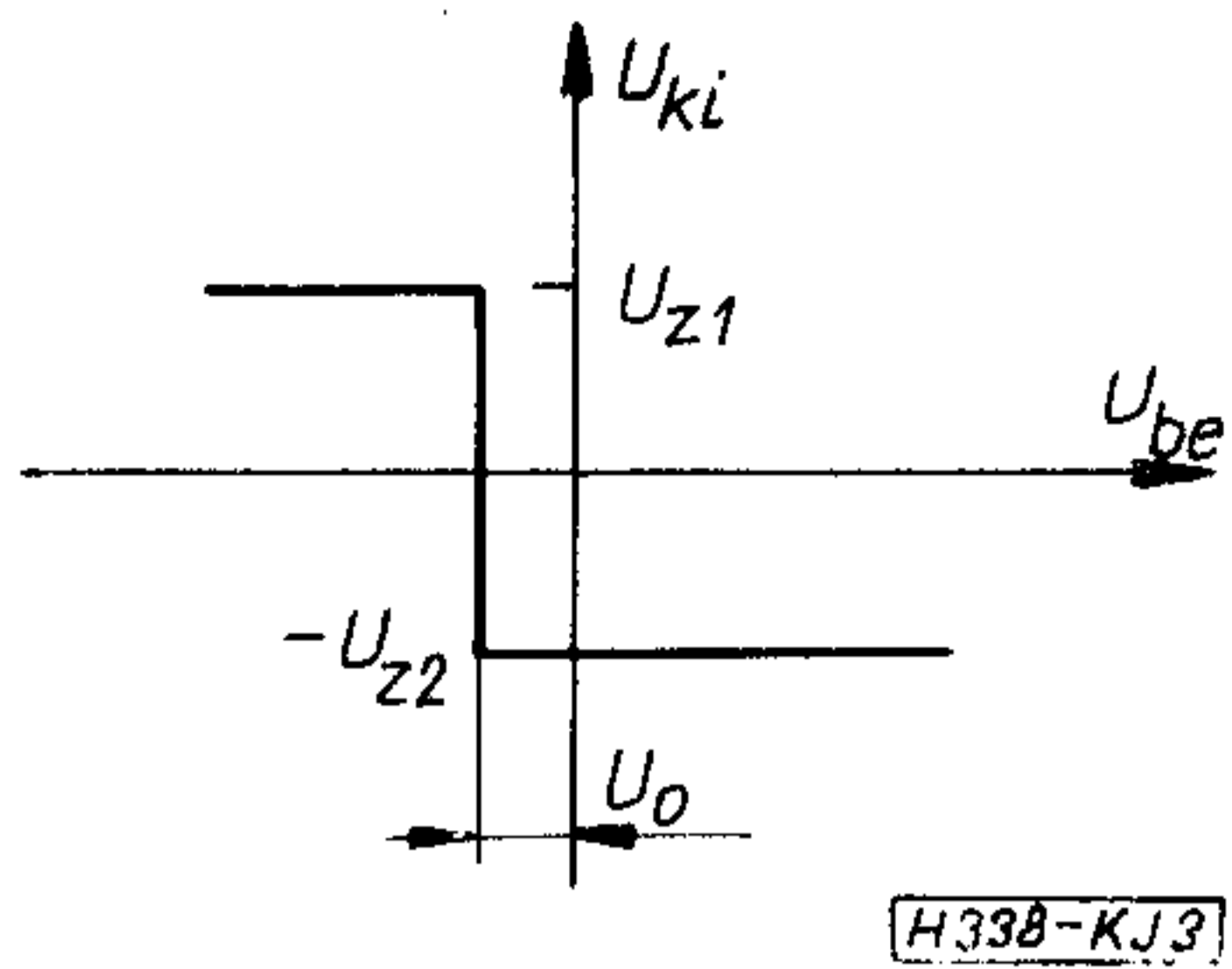
A (3) egyenletet t -re megoldva kapjuk:

$$\frac{t_1}{RC} = \ln \frac{1}{1 - F_1(X)},$$

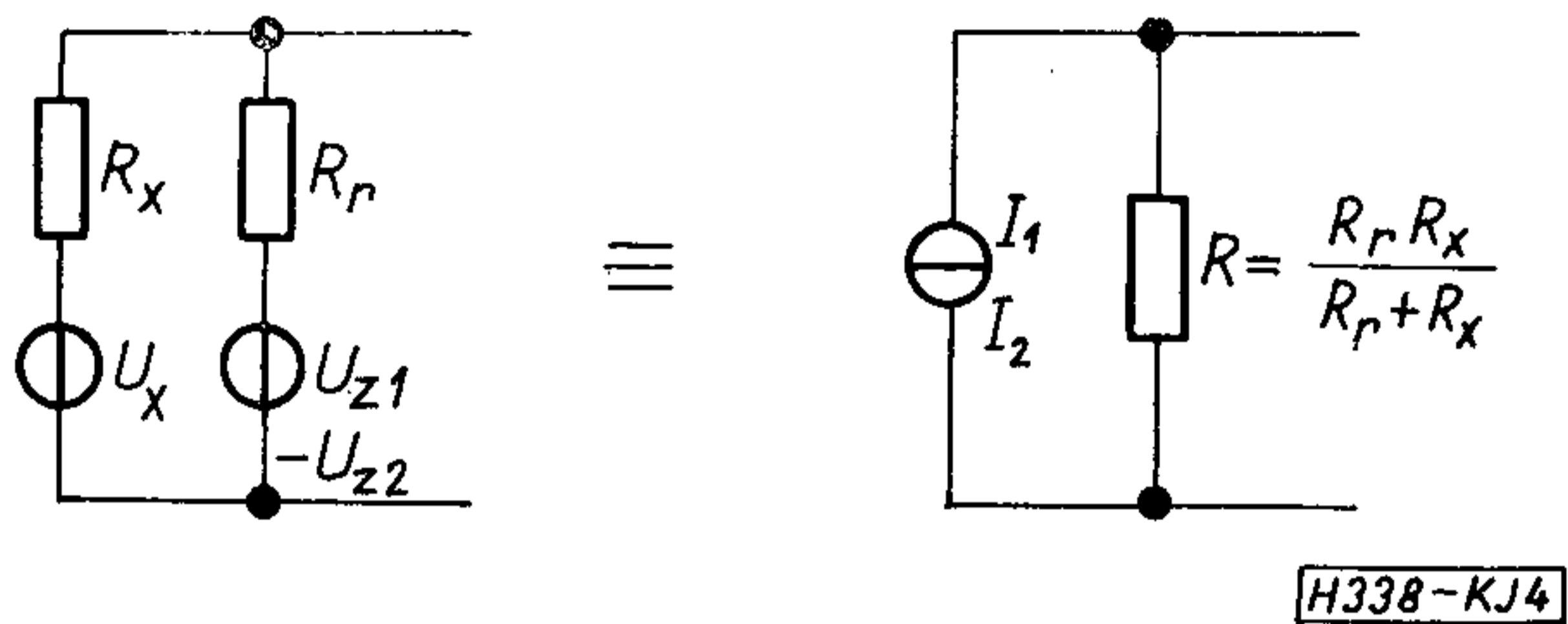
$$\frac{t_2}{RC} = \ln \frac{1}{1 - F_2(X)}.$$

Az (1) egyenletnek megfelelően előállítjuk az alábbi függvényt:

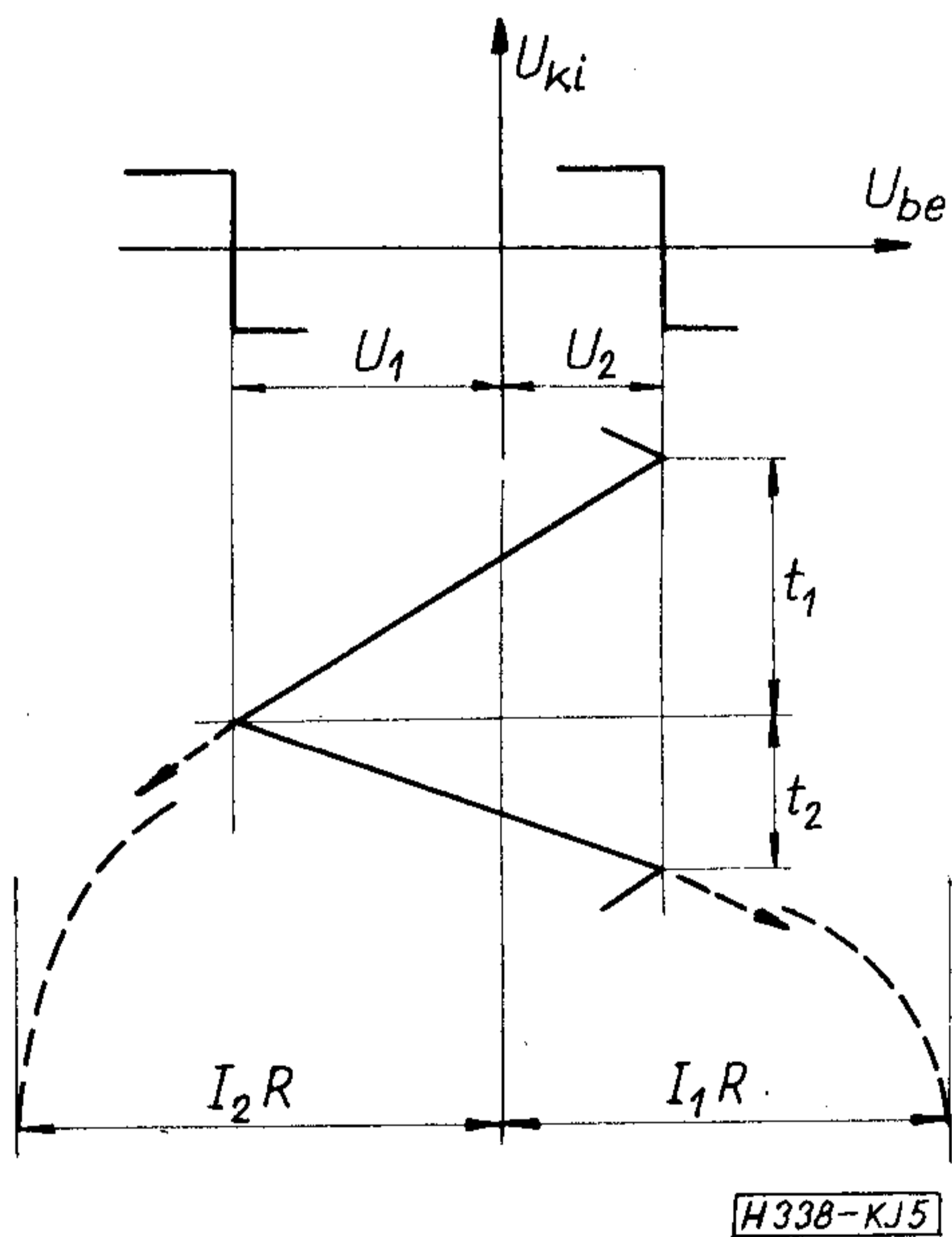
$$B = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = \frac{1 - \frac{\ln [1 - F_2(X)]}{\ln [1 - F_1(X)]}}{1 + \frac{\ln [1 - F_2(X)]}{\ln [1 - F_1(X)]}}. \quad (8)$$



3. ábra



4. ábra



5. ábra

A (8) egyenlet alapvető fontosságú a szorzó működése szempontjából, mivel lényegében a szorzónak az X bemenetre vonatkoztatott transfer karakterisztikája. Ha torzításmentes működést kívánunk, akkor a (8) egyenletben B és X között lineáris kapcsolat szükséges.

Tételezzük fel, hogy a (7) egyenletben

$$2b \ll 1$$

és

$$X \leq 0,5.$$

Ez utóbbi feltétel azért is indokolt, mert ha X megközelíti 1-et, az ismétlődési frekvencia igen erősen

lecsökken. Ebben az esetben B -re az alábbi közelítő összefüggés írható fel:

$$B' = \frac{F_1(X) - F_2(X)}{F_1(X) + F_2(X) - F_1(X)F_2(X)}. \quad (9)$$

$F_1(X)$ és $F_2(X)$ értékeit (7)-ből helyettesítve:

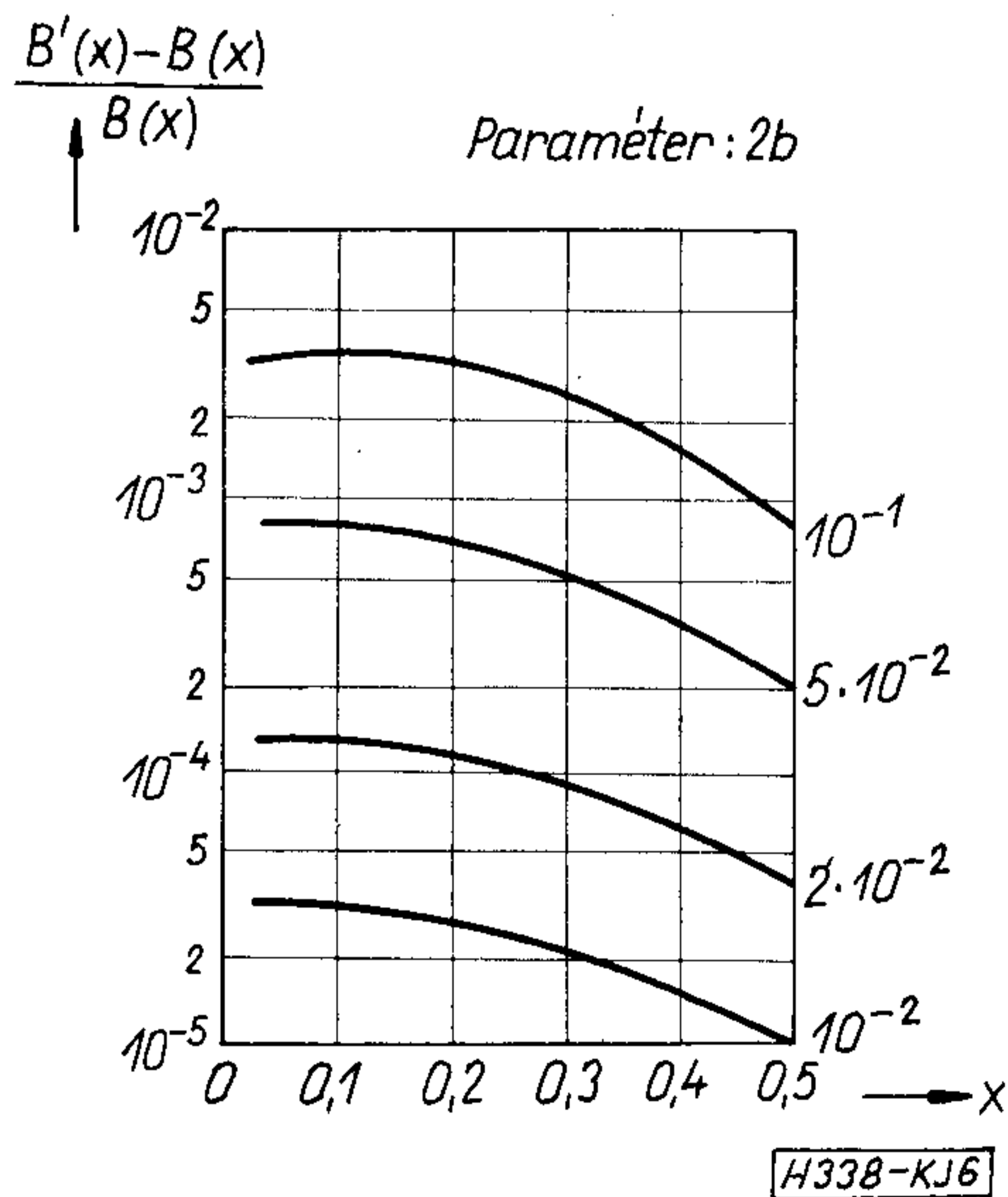
$$B' = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = \frac{X + \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{R_r}{R} \beta\right)}{1 - \frac{\alpha}{2}}. \quad (10)$$

B' és X között összefüggés azonban csak közelítőleg lineáris, mivel a (10) egyenletet közelítéssel kaptuk. Feltétlenül meg kell tehát vizsgálni, hogy a pontos (8) egyenlet mennyire tér el a lineáristól. Ezt adja meg a 6. ábra (csak pozitív X értékeket adtunk meg, mert a hiba X előjelétől független). Az ábrán jól látható, hogy ha $2b$ értékét elegendően kicsire választjuk, a linearitáshiba elhanyagolható. Általában

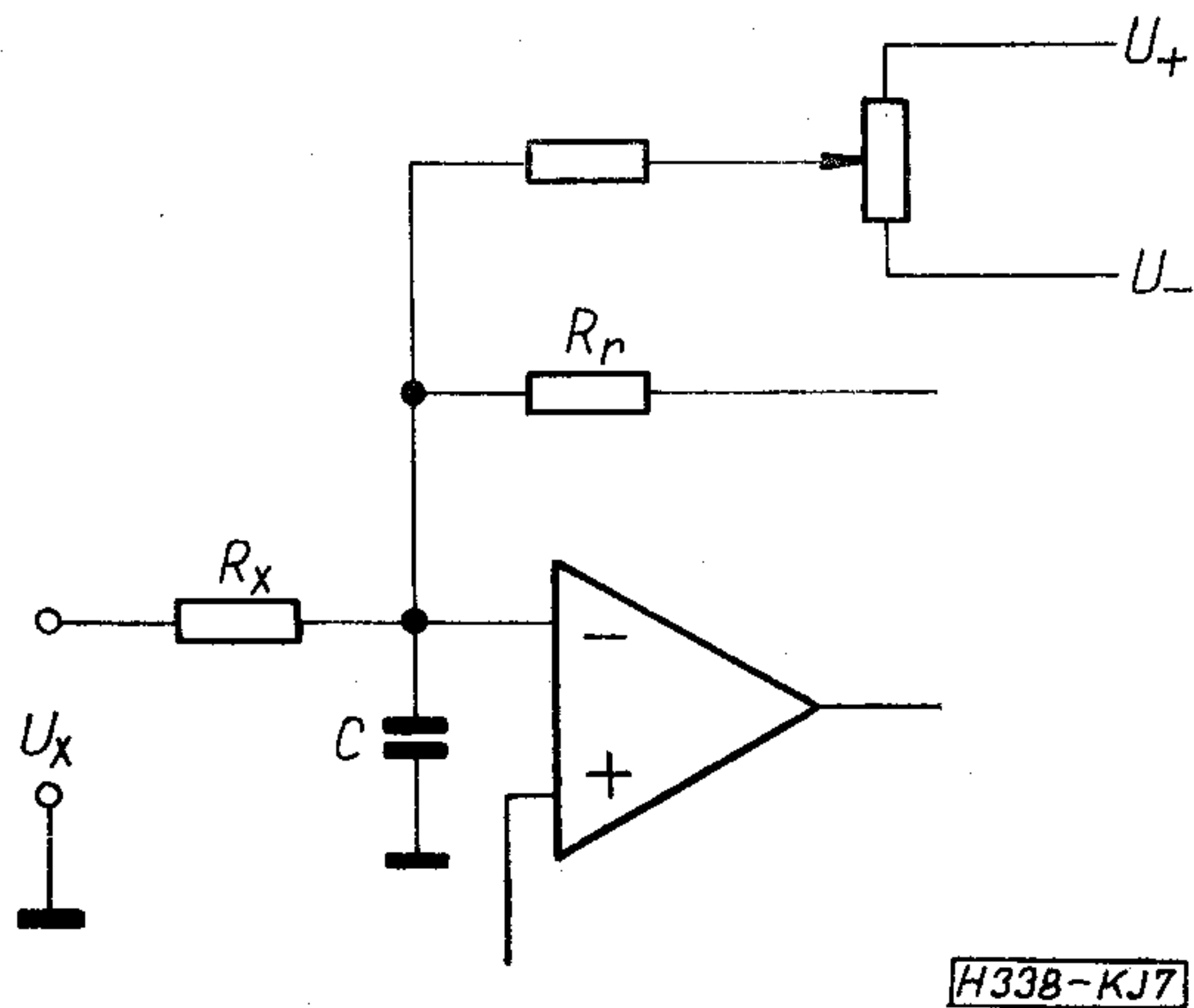
$$2b \ll 2 \cdot 10^{-2}, \quad (11)$$

ezért linearitáshiba gyakorlatilag nincs, és a (10) egyenlet minden további nélkül alkalmazható. A (10) egyenletből kiolvasható legfontosabb eredmény az, hogy a műveleti erősítő összefeszültsége (β) és Zener-feszültségek egyenlőtlensége (α) nem befolyásolja a linearitást. Mindkettő nullponteltolódást okoz, ami egy nullpontbeállító potenciométerrel kiegyenlíthető (7. ábra). A Zener-feszültségek egyenlőtlensége (α) X együtthatójában is jelentkezik, ez a (10) egyenlet segítségével ugyancsak figyelembe vehető.

Analóg szorzók igen fontos adata a skálatényezőnek és a nullpontnak a stabilitása. A (10) egyenlet segítségével ez is számítható, ha az összefeszültségnek és a Zener-diódák feszültségének a stabilitása ismert. Ennek különösen a hőmérséklet-stabilitás vizsgálata



6. ábra



7. ábra

szempontjából van jelentősége. Ha feltételezzük, hogy $\alpha = \beta = 0$, akkor

$$B' = B = X = \frac{U_x}{U_1} \frac{R_r}{R_x} \quad (12)$$

A (2) egyenlet szerint:

$$U_z = BU_y = \frac{U_x}{U_1} \frac{R_r}{R_x} U_y = AU_x U_y.$$

A szorzó A skálatényezője:

$$A = \frac{R_r}{U_1 R_x} \quad (13)$$

A rezgő rendszer rezgési frekvenciája jó közelítéssel számítható a (7) egyenletből, ha a (11) egyenletben rögzített feltételt szem előtt tartjuk:

$$\frac{t_1}{RC} \cong \frac{2b}{1-x},$$

$$\frac{t_2}{RC} \cong \frac{2b}{1+x}.$$

A periódusidő:

$$T = t_1 + t_2 = \frac{4bRC}{1-x^2} = \frac{T_0}{1-x^2} \quad (14)$$

Legyen

$$\frac{1}{T_0} = f_0 = \frac{1}{4bRC} = \frac{1 + \frac{r_2}{r_1}}{4R_r C} \quad (15)$$

ezzel a frekvencia:

$$f = f_0(1 - X^2). \quad (16)$$

A frekvencia tehát nem állandó, hanem X-szel (tehát U_x -szel) változik. Ha betartjuk a korábban már említett feltételt ($X \leq 0,5$), akkor a frekvencia változása nem jelentős. A megengedhető frekvencia-változás mértéke az alkalmazástól is függ, és a kimeneti szűrő méretezésénél is figyelembe kell venni.

Az eddigiekben nem vizsgáltuk a véges kapcsolási idők hatását. A 2. ábrán megadott kapcsolásban a vé-

ges kapcsolási időt a műveleti erősítő szabja meg. Mivel átkapcsoláskor a műveleti erősítő az egyik irányú telítési állapotból a másik irányú telítésbe kapcsolódik át, az átkapcsolási idő gyakorlatilag a jelváltozási sebességtől (slew-rate) függ. Amennyiben az átkapcsolási idő a periódusidőhöz képest nem hanyagolható el, a C kondenzátor töltési-kisülési folyamata jelentősen megváltozik, és t_1 , illetve t_2 megnő. Ilyenkor természetesen az eddig levezetett összefüggések nem érvényesek. Részletes vizsgálattal kimutatható, hogy ha a slew-rate következtében létrejött átkapcsolási folyamat mindkét irányban azonos törvényszerűség szerint megy végbe, akkor a B és X mennyiségek közötti kapcsolat lineáris marad függetlenül a slew-rate mértékétől. Ezt a mérések is igazolták. Olyan esetben, amikor a slew-rate miatt a t_1 és t_2 idő kb. kétszeresére nőtt, a linearitás jelentősen nem romlott. Ennek ellenére nem célszerű a periódusidővel összemérhető kapcsolási időkkel dolgozni. Ennek főként az az oka, hogy a véges kapcsolási idő csak akkor nem okoz hibát (nemlinearitást), ha a kétirányú (oda és vissza) kapcsolási folyamat megegyezik. Ezt általában nem lehet biztosítani, ezért a legcélszerűbb az átkapcsolási időket a periódusidőhöz képest kis értéken tartani. Az átkapcsolási idők különbségéből származó hibára később adunk összefüggést. Itt még csak azt kell megjegyezni, hogy a 2. ábrán megadott kapcsolásban a műveleti erősítő nem negatív visszacsatolt erősítőként van alkalmazva. Így kompenzálás nélküli erősítő használható fel erre a célra, ami a megfelelő típus megválasztásával igen gyors kapcsolási folyamatot tesz lehetővé. A mérőkapcsolásban alkalmazott $\mu A 709$ -es erősítővel az U_{ki} kimeneti ponton a négyszögfeszültség átkapcsolási ideje kb. $0,1 \mu s$ volt.

A véges átkapcsolási idők hasonló problémákat okoznak az S kapcsoló esetében is. Hibát a véges átkapcsolási idő itt is csak akkor okoz, ha a két kapcsolási folyamat különböző. A hibák becslésére a 8. ábra segítségével írjuk fel a jel középértékét:

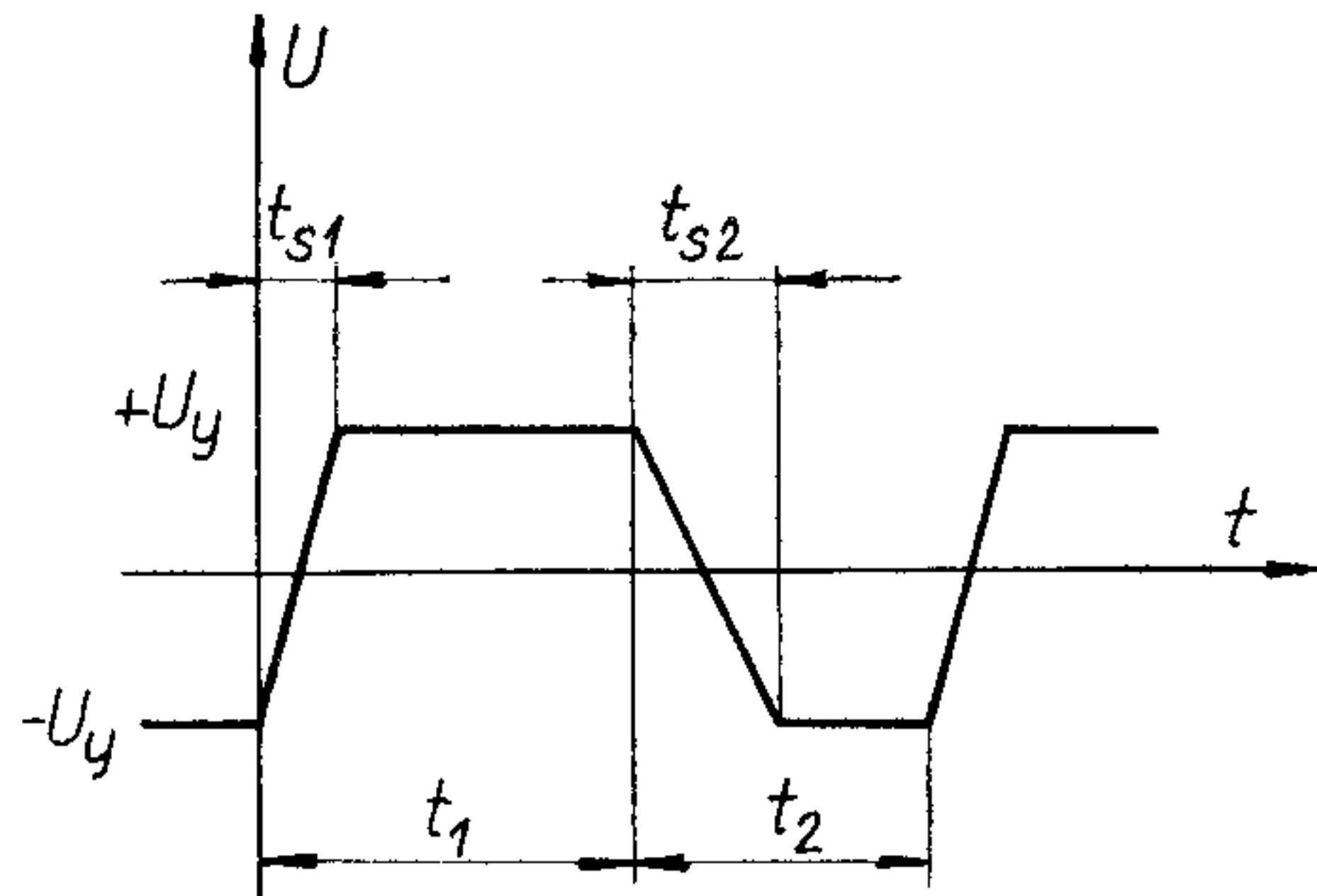
$$U_z = U_y \left(\frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} - \frac{t_{s1} - t_{s2}}{t_1 + t_2} \right).$$

Ha a (2), (12) és (14) egyenleteket figyelembe vesszük):

$$\frac{U_z}{U_y} = X - \frac{\Delta t_s}{T_0} (1 - X^2), \quad (17)$$

ahol

A (17) egyenletben a hibát a második tag képviseli. Ez a hiba két részből áll: egy állandó és egy X-től



8. ábra

függő részből. Az állandó rész a kiegyenlítés során kompenzálható, így hibaként megmarad a második tag:

$$\frac{U_z}{U_y} = X + \frac{\Delta t_s}{T_0} X^2 = X \left(1 + \frac{\Delta t_s}{T_0} X \right). \quad (18)$$

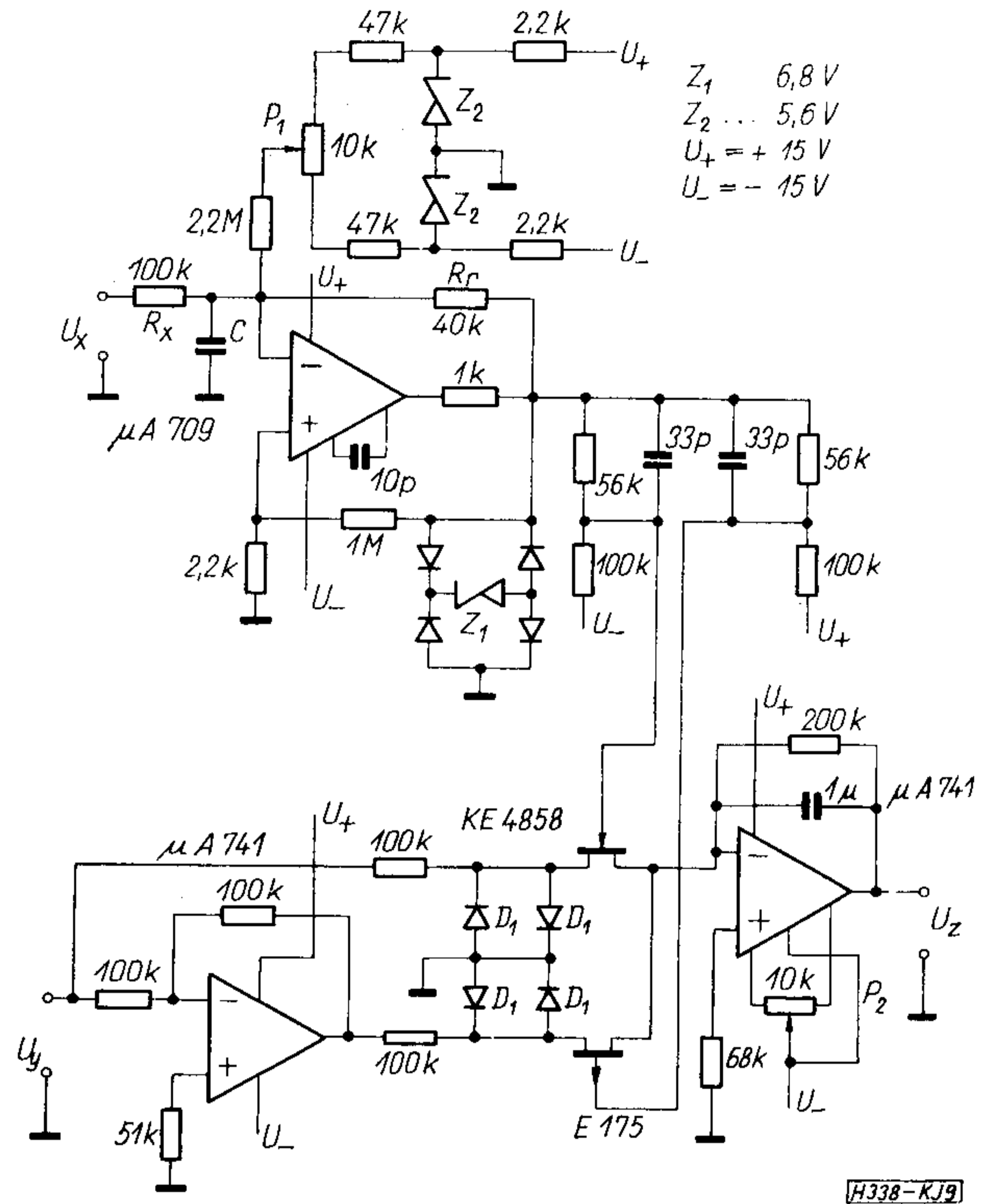
Az átkapcsolási idők különbözőségéből származó relatív hiba tehát:

$$f_{rs} = \frac{\Delta t_s}{T_0} X. \quad (19)$$

A (19) egyenlet csak becslési célokra alkalmas, mivel lineáris átkapcsolási folyamatot tételez fel. A valóságban az átkapcsolási folyamat nem lineáris, így módon a tényleges hiba az átkapcsolás időbeli lefolyásától is függ. Az azonban egyértelműen következtethető, hogy célszerű az áramkört úgy kiképezni, hogy a kétirányú kapcsolási folyamat lehetőleg azonos lefolyású legyen.

Az 1. ábra alapján felépített szorzók U_x és U_y bemeneteire vonatkozó frekvenciamenetét gyakorlatilag az F szűrő határozza meg. Bizonyítható, hogy amennyiben a kapcsolási idők hatása elhanyagolható (végtelen gyors kapcsolási folyamatok) és a fázis fordító erősítő frekvenciafüggetlennek tekinthető (ez gyakorlatilag könnyen elérhető), akkor az U_x és U_y bemenetekre vonatkoztatott frekvenciamenetet kizárólag a szűrő határozza meg. A szűrő méretezése tehát két követelmény alapján történik: az egyik az, hogy a kapcsolási frekvencián megfelelő csillapításúnak kell lennie, ettől függ ugyanis, hogy a kimeneten a négyszögjelből mekkora hullámosság jelenik meg. Általában a kapcsolási frekvencián 60–80 dB csillapítás szükséges. A második követelmény az, hogy az U_x U_y jelek számára az átvitelnek frekvenciafüggetlennek kell lennie (áteresztő tartomány). Ez utóbbi akkor jelent különösen szigorú megkövetelést, ha a szorzóknál általában lényeges fázisvektorhibának kicsinek kell lennie. Az említett két szempont alapján a szűrővel szemben támasztott követelmények megállapíthatók, és a szűrő méretezhető. Ha a szűrőre olyan szigorú követelmények adódnak, amelyek teljesítése nehéz vagy nem lehetséges, akkor a kapcsolási frekvenciát kell növelni. Ezzel azonban a kapcsolási idők kérdése válik kritikussá. Természetesen megfelelő kapcsolástechnikával a kapcsolási idők is igen kis értékre szoríthatók le, ehhez azonban általában bonyolultabb felépítésű, így költségigényesebb áramkörök szükségesek.

A vizsgált kapcsolat működésének ellenőrzése céljából mérőkapcsolást építettünk fel (9. ábra). Az impulzus-szélességmodulátor $\mu A 709$ -es műveleti erősítővel a kimeneten kb. $0,1 \mu s$ kapcsolási idejű négyszögjelet szolgáltat. U_1 és U_2 előállítására ugyanaz a Z_1 Zener-dióda szolgál. Ily módon biztosítható U_1 és U_2 egyenlősége, illetve az, hogy a Zener-feszültség megváltozása esetén U_1 és U_2 együtt változik. További előnye ennek a kapcsolási megoldásnak, hogy Z_1 állandóan a letörési tartományban van, nem kapcsol át, ami a kapcsolási idők szempontjából előnyös. A modulátor kimenőjele leosztás után vezérli a FET kapcsolókat. A leosztással elérhető, hogy a FET kapcsolók vezérlőelektródája soha nem kap nyitó irányú feszültséget.



9. ábra

A kapcsolók source elektródájához csatlakozó D_1 diódák a lezárt kapcsolón kis értéken tartják a feszültséget. Ezáltal a kapcsolt feszültség nagyságától függetlenül válik a szükséges vezérlőelektróda feszültség és a kapcsolási idő. A kapcsolt jelek összegezését és a szűrő feladatát egy integrátorként működő műveleti erősítő látja el.

A kapcsolat kiegyenlítésére két potenciométer szolgál. Mindkét bemenetet rövidre zárva, a P_2 potenciométerrel kiegyenlíthetők a fordító erősítő és az integrátor hibafeszültségei. A következő lépésben az U_y bemenetre maximális egyenfeszültséget kapcsolva (az U_x bemenetet változatlanul rövidre zárva) a P_1 potenciométerrel kiegyenlíthetők a modulátor offszethibái. A kiegyenlítési folyamatot célszerű többször megismételni (U_y pozitív és negatív értékei mellett is).

A szorzó skálatényezője a (13) egyenlet szerint:

$$\frac{R_r}{U_1 R_x}$$

A 9. ábra kapcsolásában:

$$\begin{aligned} R_r &= 40 \text{ kohm,} \\ R_x &= 100 \text{ kohm,} \\ U_{z1} &= 8 \text{ V.} \end{aligned}$$

Figyelembe veendő még az a tény, hogy az integrátor erősítése kétszeres (A_i). Ezzel a skálatényező:

$$A = \frac{A_i R_r}{U_1 R_x} = 0,1/\text{volt.}$$

A szorzó kimeneti feszültsége:

$$U_z[\text{V}] = \frac{U_x[\text{V}] U_y[\text{V}]}{10}. \quad (20)$$

A linearitás szempontjából alapvetően fontos tényező a (6) egyenlet szerint:

$$2b = \frac{2r_1}{r_1 + r_2} \left(1 + \frac{R_r}{R_x} \right).$$

Mivel: $r_1 = 2,2 \text{ kohm}$,

$r_2 = 1 \text{ Mohm}$,

$2b = 6,14 \cdot 10^{-3}$

Ez a (11) egyenlet, illetve a 6. ábra szerint megfelelő. A szorzó maximális bemenő feszültsége 10 V. Ezzel az (5) egyenlet szerint:

$$X = \frac{U_x}{U_1} \cdot \frac{R_r}{R_x} = 0,5.$$

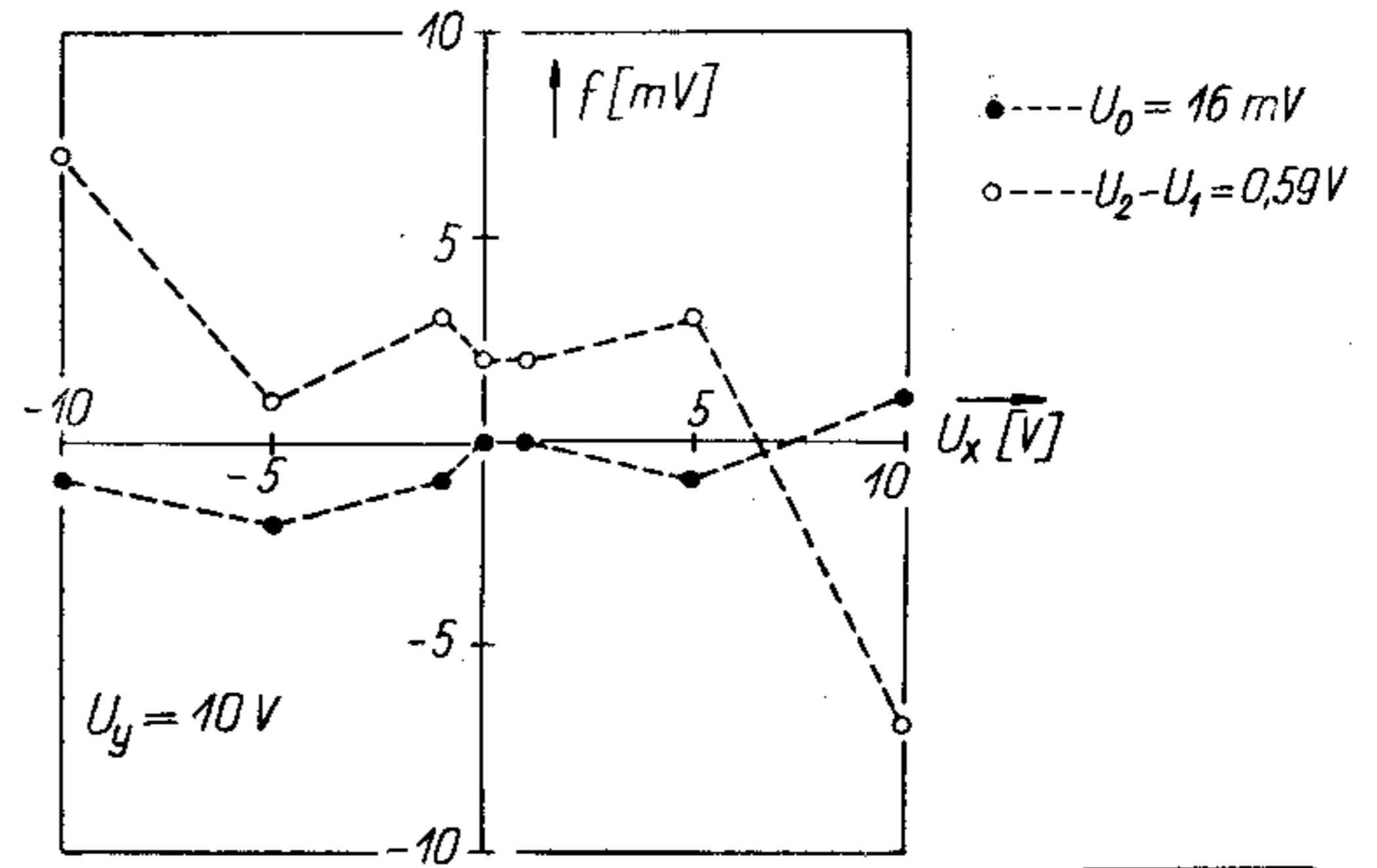
A szorzó pontosságára vonatkozó mérések eredményeit az 1. táblázat mutatja. Az első két oszlopban az 5 kHz kapcsolási frekvenciával működő ($C = 0,47 \mu\text{F}$) szorzó mV-ban megadott hibái találhatóak 25 °C és 50 °C hőmérsékleten. Az eredményből következtetni lehet a hőmérsékletfüggésre. A harmadik oszlop megnövelt kapcsolási frekvencia ($f_0 = 10 \text{ kHz}$, $C = 0,22 \mu\text{F}$) esetén adja meg a hibákat.

A (10) egyenlet szerint a modulátor működését jelentősen befolyásolja az erősítő offszetfeszültsége (β) és a Zener-feszültségek egyenlőtlensége (α). α és β hatásának ellenőrzésére két mérést végeztünk el. Külső forrásból $U_0 = 16 \text{ mV}$ offszetfeszültséget kapcsoltunk az erősítő bemenetére. A (10) egyenletből kiszámítottuk a megváltozott karakterisztikát, majd az eredményt méréssel ellenőriztük. A számított és mért eredmények közötti eltérés a 10. ábrán látható.

A Zener-feszültség hatásának vizsgálatára U_{z2} értékét 0,59 V-tal megnöveltük. A (10) egyenletből számított, valamint a mért eredmények közötti eltérés ugyancsak a 10. ábrán látható.

I R O D A L O M

[1] Holt: A two quadrant analog multiplier integrated circuit. IEEE Journal of Solid-state Circuits. Vol. SC-8, No. 6. Dec. 1973. pp. 434-439



H338-KJ10

10. ábra

[2] Fairchild Book One (The Complete Linear Book) Applications Brief 51: Analog to Pulse-Width Converter, Applications Brief 54: Four quadrant analog multiplier

1. táblázat

U_x [V]	U_y [V]	f [mV]			
		1.	2.	3.	
10	10	-2	20	-3	1. $f_s = 5 \text{ kHz}$ $T = 25 \text{ °C}$
10	-10	2	-23	5	
-10	-10	1	17	-3	2. $f_s = 5 \text{ kHz}$ $T = 50 \text{ °C}$
-10	10	-1	-21	1	
1	1	0	-1	0,3	3. $f_s = 10 \text{ kHz}$ $T = 25 \text{ °C}$
1	-1	-0,2	-2	0	
-1	-1	-0,3	-2	-0,3	
-1	1	0	-2,6	0,5	
0	10	-0,4	0,7	0,9	
0	-10	1	4,7	1,1	
10	0	0,1	2,5	0,5	
-10	0	0,3	2,8	1	
0	0	0,1	1,8	0	

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnökségi ülése

Elnökségünk f. évi március hó 24-én ünnepélyes ülést tartott.

Komporday Aurél, az Egyesület elnöke, megnyitó szavaiban hangsúlyozta, hogy az elnökségi ülés összehívására nevezetes időpontban került sor. Az elmúlt héten zajlott le a Párt XI. Kongresszusa, amely a soron következő évekre megszabta hazánk fejlődésének fő irányait és néhány nap múlva ünnepeljük felszabadulásunk 30. évfordulóját. Ezek az események több és hatékonyabb munkára indítanak és ezalól a társadalmi műszaki tudományos munka sem kivétel.

A megnyitó szavak után az Elnökség néma felállással emlékezett meg Nádas Tiborról, aki a közelmúltban bekövetkezett váratlan haláláig, évtizedeken keresztül Egyesületünk vezető testületeinek egyik legaktívabb tagja volt.

Ezután

Dienes Béla, Egyesületünk alelnöke, ünnepi beszédének keretei között néhány impresszióját és gondolatát foglalta össze a Párt XI. Kongresszusával és felszabadulásunk 30. évfordulójával kapcsolatban. Kifejtette, hogy Egyesületünk egyik legfontosabb feladata segítséget nyújtani a tárcának a szelektív iparpolitika legjobb kialakításához, társadalmi munkássággal elősegíteni termékeink gazdasági és műszaki színvonalának emelését, hogy a nyersanyagárak emelkedése és a világ-gazdaság helyzetének egyre fokozódó kiéleződése mellett világpiaci versenyképességüket fokozhassuk.

Az ünnepi beszéd után került sor az 1974. évi

Puskás Tivadar Díjak,
Pollák—Virág Díjak,
Diplomaterv Pályázat, valamint a
Szakdolgozat Pályázat díjainak átadására.

Ezt követte *dr. Almásy György* főtitkár beszámolója az Egyesületnek a legutóbbi elnökségi ülés óta eltelt időszakban végzett munkásságáról.

A beszámoló keretében jóváhagyásra előterjesztette az Egyesületnek a meghívó mellékleteként szétküldött 1975. évi munkaterv tervezetét, amelyet a Végrehajtó Bizottság előzetesen megvizsgált és elfogadott.

Az Elnökség a Főtitkár beszámolóját tudomásul vette, az előterjesztett munkaterv tervezetét jóváhagyta.

Az ülés az elnök zárószavaival ért véget.

Puskás Tivadar Emlékermeseink

A f. évi március hó 24-én tartott elnökségi ülésen *Komporday Aurél*, a HTE elnöke átadta a kitüntetetteknek az 1974. évi **Puskás Tivadar Emlékermeket** és díjakat.

Egyesületünk e legnagyobb kitüntetésében részesültek:

BRÁDA FERENC

elnökségi tag, az Alapanyag és Alkatrész Szakosztály elnöke.

A megbízhatóság, a minőség és a szabványosítás témakörében számos klubdelután, kerekasztal-megbeszélés, ankét és nemzetközi részvételű hazai szimpózium szervezője.

Széles alapokra helyezett társadalmi munkássága mindenkor az iparág legégetőbb problémái optimális megoldásának segítésére irányul. Ezt szolgálják az általa szervezett rendezvények témaköreinek kiválasztása és határozati javaslatainak előkészítése.

Szakmai tevékenysége során jelentős munkásságot fejtett ki, többek között a megbízhatósági vizsgálatok hazai megvalósítása terén.

DR. ERDÉLYI JÁNOS

a műszaki tudományok doktora, elnökségi tag.

Mint a Vákuumtechnikai Szakosztály volt elnöke, hosszú évek során át aktív társadalmi szervező és műszaki tudományos tevékenységet fejtett ki, és mint elnökségünk tagja, vál-

tozatlanul értékes támogatást nyújt Egyesületünk vezetésében.

Szakmai tevékenysége során sikeres munkásságot végzett a mikrohullámú csövek hazai kifejlesztésében, és fontos szerepet tölt be az integrált áramkörök hazai kifejlesztésében és gyártásának megvalósításában.

DR. DÉKÁNY LÁSZLÓNÉ

a műszaki tudományok kandidátusa, a MTESZ és a HTE elnökségi tagja, a Környezetállósági Szakosztály titkára.

A MTESZ és Egyesületünk vezetésének egyaránt aktív és eredményes társadalmi munkása.

Jelentős eredményeket ért el az Egyesület nemzetközi kapcsolatainak fejlesztésében és több nemzetközi részvételű nagy rendezvényünk — mint a REKO és a Megbízhatósági Szimpóziumok — egyik legaktívabb szervezője.

A Környezetállósági Szakosztály titkaraként nagyszámú klubdelután és kerekasztal-megbeszélés szervezésével, előadások tartásával, publikációival kiemelkedő munkásságot folytat. Szakmai tevékenysége során igen értékes tudományos munkásságot fejt ki, többek között a gyengeáramú érintkezők területén.

KÉRI LÁSZLÓNÉ

elnökségi tag.

Az iparág elsőik között létrehozott, legsikeresebb vidéki gyáregységének vezetője. Nagy szerepet töltött be Egyesületünk első vidéki csoportja, a Szombathelyi Csoport megalakításában. A helyi csoport működését azóta is gondos figyelemmel kíséri és jelentős segítséget nyújt mind a helyi csoport, mind az Alapanyag és Alkatrész Szakosztály munkásságához.

A fiatal műszaki gárda aktivizálásával jól működő műszaki klubot hozott létre, mely sikeresen mozditja elő a fiatal szakemberek nyelvi és műszaki továbbképzését. Kezdeményezésére jött létre a helyi Gépipari Technikumban az elektronikai szak, amely biztosítja a rendszeres szakember utánpótlást.

MÉSZÁROS SÁNDOR

elnökségi tag, a Vákuumtechnikai Szakosztály elnöke.

Elnökké történt megválasztása előtt, hosszú időn keresztül a Szakosztály titkaraként működve, jelentős társadalmi szervező és műszaki tudományos munkásságot fejtett ki. Mint a Szakosztály elnöke, elsőik között ismerte fel a népgazdaságnak a társadalmi munkásság iránti korszerű igényeit és Szakosztályát úgy szervezte meg, hogy ma már magvát képezi az iparág egyik legjelentősebb vállalatánál alakítandó HTE Üzemi Helyi Csoportnak.

Szakmai tevékenysége során jelentős munkásságot fejtett ki a hazai vákuumtechnikai kutatás, fejlesztés és gyártásbevezetés terén.

VÖLGYI JÁNOS

elnökségi tag, a Rádió és Televízió Szakosztály elnöke.

Már elnökké történt megválasztása előtt tekintélyes részt vállalt magára a Szakosztály munkásságából, mind a szervezés, mind előadások tartása terén.

Elnökké választásával — a Szakosztály iránt megnyilvánuló széles körű érdeklődéssel összhangban — megszervezte a Szakosztály 4 osztályát és ezek magas színvonalú tevékenységének biztosítására bevonta a Szakosztály ifjabb aktivistáit.

Rendszeres kapcsolatokat épített ki és tart fenn az Egyesület vidéki és helyi csoportjaival és az érintett iparági vállalatokkal.

Szakmai tevékenysége során jelentős munkásságot fejtett ki többek között a rádió és televízió szervizhálózat színvonalának emelésében, nemzetközi kapcsolatainak kiépítésében.

Pollák—Virág Díjasaink

A f. évi március hó 24-én tartott elnökségi ülésen adta át *Komporday Aurél* elnök az 1974. évi **Pollák—Virág Díjakat**.

A HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) évfolyamában megjelent kiemelkedő értékű cikkükért a következő szerzők részesültek az Egyesületnek ezen, 1960-ban alapított oklevelében és díjában:

BLUM ENDRE
Távközlési Kutató Intézet

„PCM végállomások jelzésátviteli és csatlakozási kérdései” (8. szám)

KOPERNICZKY KÁROLY—DR. LAJTA GYÖRGY
Posta Kísérleti Intézet

„Rendszerváltozás gazdasági feltételei a távbeszélő hálózatban” (1. szám)

RIPKA GÁBOR—PAPP KÁROLY—ALBRECHT MIKLÓS
BME Elektronikai Technológia Tanszék

„Vastagréteg integrált áramkörök tervezése” (12. szám)

SZABÓ ZOLTÁN—DR. SZÉKELY VLADIMIR
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet,
BME Elektronikus Eszközök Tanszék

„Analog léptetőregiszterek és vastagréteg megvalósításuk” (6. szám)

Az 1974. évi „Diplomaterv Pályázat” díjnyertesei

I. díjban részesült:

BERNUS PÉTER

„Interaktív áramkörtervezés” című diplomaterve.

II. díjban részesült:

CZÉKMÁNY TIBOR

„Nagy pontosságú frekvenciaszintetizer tervezés” és

EGRI RÓBERT GYÖRGY

„Elsőfajú integrálegyenletek numerikus megoldásánál fellépő instabilitások vizsgálata” című diplomaterve.

III. díjban részesült:

BORÓKAY FERENC

„Sokmódusú csőtápvonal összekötések rendszertechnikai problémái”

CLEMENT JÁNOS

„Nyomtatott huzalozású kártyák gyártásához alkalmas rajzdigitalizáló rendszer vizsgálata” és

BENCZE JÚLIA

„Digitális szűrők szintézise” című diplomaterve.

Az 1974. évi Szakdolgozat Pályázat díjnyertesei

I. díjban részesült:

FERKÓ LAJOS

Alkatrésztechnológiai Tanszék

„Gázok áramlási sebességeinek hatása a diffúzióra”

II. díjban részesült:

TÖMPE ZOLTÁN

Számítástechnikai Tanszék

„Gazdaságos sorozat nagysága”

ALLER GÉZA

Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

„Kiegészítő egység tervezése TV komplex generátorokhoz”

III. díjban részesült:

DARÓCZY GÁBOR—NAGY JÁNOS—KOVÁCS PÉTER

Számítástechnikai Tanszék

„A TPAi mikroprogramozott vezérlésének kidolgozása”

VARGA LÁSZLÓ

Alkatrésztechnológiai Tanszék

„Gépjármű-fényszórólámpák fényárammérését befolyásoló tényezők hatásának elemzése és a hibákat kiküszöbölő mérési előírás elkészítése”

DÁVID ZOLTÁN

Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

„Kristállyal stabilizálható frekvencia modulátor tervezése”

SZEMLE

Összeállította: **BALOGH PÁL**

Taiwanon 1973-ban több mint 4 millió db tv-készüléket gyártottak, ebből 600 edb színes berendezés volt.

A belföldi képcsőgyárak az elmúlt évben 4,2 millió db fekete-fehér tv-képcsövet állítottak elő, ennek nagy része exportra került. Színes tv-képcsőgyártás még nem folyik Taiwanon. (*Funkschau*, 1974, 46. k. 3. sz. [74])

*

A General Electric 250 W-os Lucalox-lámpával jelentkezett a piacon; az új nagynyomású nátriumgőzlámpa fényhasznosítása 120 lm/W, a korábbi 102 lm/W-os érték helyett. (*Industrial World*, 1974. 194. k. 6. sz. [75])

A General Electric piacra hozta az Energiesaver márkájú új fénycsövet, amely — az energiatakarékosság jegyében — azonos előtét felhasználásával 20%-kal kisebb teljesítményt vesz fel. (*Industrial World*, 1974. 194. k. 6. sz. [76])

*

A Sylvania cég Supersaver 60 márkajelzéssel — elsősorban belső téri megvilágításokhoz — olyan fénycsövet fejlesztett ki, amelynek fényerőssége egyenértékű a 75 W-os fénycsövekével.

A 20% körüli energiamegtakarítást új katódkonstrukcióval és kriptont tartalmazó új gáztöltéssel érték el. (*Industrial World*, 1974. 194. k. 6. sz. [77])

(Folytatás a 180. oldalon)

A nagyváltozású érzékenység és alkalmazása

ETO 621.372.089.52

Egy megépített áramkör különbözik a megtervezettől, mert az áramköri paraméterek értéke eltér a számítottól. Az eltérések okai különfélék lehetnek: gyártási pontatlanság, öregedés stb. Az eltérések hatásának vizsgálatával a toleranciaszámítás foglalkozik.

A differenciális érzékenységgel való számítások feltételezzük, hogy az áramköri paraméterek tényleges értéke a névlegestől csak kis mértékben tér el [1]. Ha azonban az elemek értéke a névlegestől lényegesen eltér, akkor a differenciális érzékenységmódszerek már nem alkalmazhatók.

A tervezőnek gyakran kell olyan eseteket vizsgálnia, amikor az elemek megváltozása többé már nem tekinthető kicsinek. Éppen ezért az utóbbi időben egyre több szerző foglalkozik azzal, hogy az érzékenység fogalmát és számítását kiterjessze véges megváltozások esetére is [2–15]. Az 1. fejezetben összefoglaló jelleggel ismertetjük a különböző szerzők által használt nagyváltozású érzékenység fogalmakat.

A cikk további részében a Butler által definiált nagyváltozású érzékenység fogalmát, számítási módját és alkalmazásait fogjuk részletesen tárgyalni [8].

1. Érzékenységdefiníciók ismert nagy megváltozások esetén

Az utóbbi időben több szerző vizsgálja azt, hogyan lehet pontosan kezelni az áramköri paraméterek nagy megváltozásának a hálózatfüggvényre gyakorolt hatását. Ezzel kapcsolatban több olyan érzékenységdefiníciót vezettek be, amely az áramköri paraméter (ismert) nagy megváltozását veszi figyelembe.

Az első olyan érzékenységdefiníció, amely már a nagy megváltozások figyelembevételén alapult [2, 3, 4]:

$$S_{iA} = \frac{\Delta F_i}{\Delta x_i}, \quad \text{ill.} \quad (1)$$

$$S_{iA}^r = \frac{x_{i0}}{F_0} \frac{\Delta F_i}{\Delta x_i},$$

ahol S_{iA} az abszolút, S_{iA}^r a relatív érzékenység, x_{i0} az i -edik áramköri paraméter névleges értéke, Δx_i az i -edik áramköri paraméter értékének megváltozása, $F_0 = F(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0})$ a hálózatfüggvény névleges értéke, n a paraméterek száma, ΔF_i a hálózatfüggvény megváltozása az i -edik paraméter megváltozásának hatására.

Az így definiált nagyváltozású érzékenység megegyezik a differenciális érzékenységgel, ha $\Delta x_i \rightarrow 0$, és abból az alábbi módon számolható ki:

$$S_{iA} = \frac{S_i}{1 + \Delta x_i N' / N}, \quad (2)$$

ahol $S_i = \frac{\partial F_i}{\partial x_i}$ a differenciális érzékenység, N a hálózatfüggvény nevezője, N' a nevező x_i szerinti deriváltja.

A (2) képlet csak akkor alkalmazható, ha a hálózatfüggvény bilineárisan függ az elemtől [5].

A nagyváltozású érzékenységet több paraméter együttes megváltozása esetén az előbbtől eltérő módon definiálták [6, 7]:

$$S_n = \frac{\Delta F}{F_0} \quad \Delta x_i \neq 0 \quad i=1, 2, \dots, n \quad (3)$$

ahol ΔF a hálózatfüggvény megváltozása az áramköri paraméterek megváltozásának hatására, n a változó paraméterek száma.

A többváltozós nagyváltozású érzékenység számításánál előnyös, ha a hálózatfüggvényt szimbolikus alakban ismerjük, mert egyszerű behelyettesítéssel S_n számítható. A [7] cikkben szellemes módszert közölnek n változó paraméter esetében a hálózatfüggvény szimbolikus felírására.

Az előzőekben ismertetett érzékenységeknél az áramköri paraméter ismert megváltozásához tartozó hálózatfüggvény-megváltozást számították ki, és ezekkel fejezték ki az érzékenységet. Az így definiált nagyváltozású érzékenységek az analízis során használhatók előnyösen, tekintve, hogy a paraméter megváltozását ismertnek tételezik fel.

Jelen cikk további részében nagyváltozású érzékenységnek az előbbiektől eltérő értelmű érzékenységet fogunk nevezni, melynek pontos definícióját, számítási módját és alkalmazását ismertetjük részletesen.

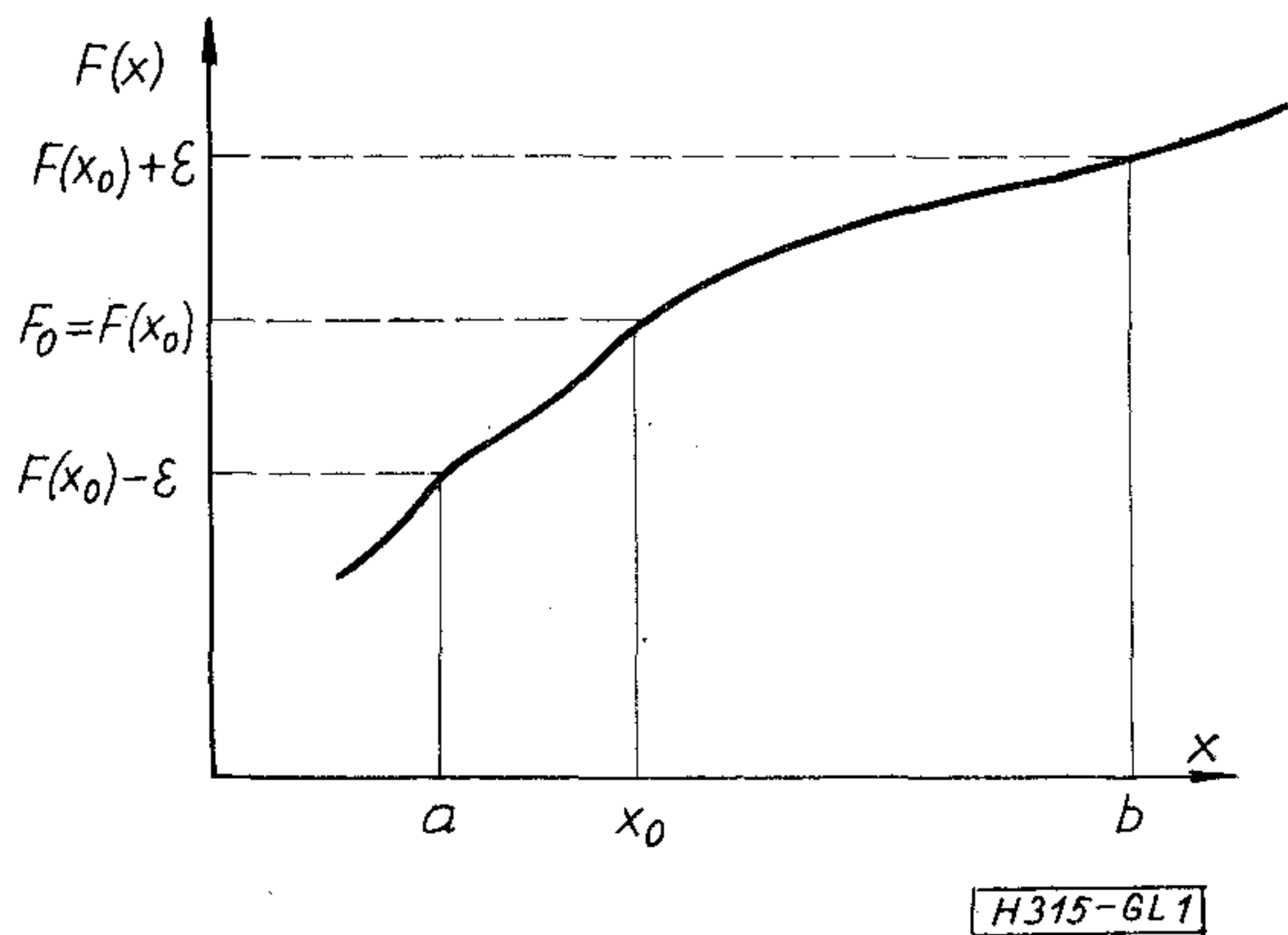
2. A nagyváltozású érzékenység Butler szerinti értelmezése

2.1. Kiinduló feltételezések

A módszer [8] az alábbi feltételezéseken alapszik.

1. Létezik az áramköri paramétereknek olyan függvénye, F hálózatjellemző, mely egyértelműen utal az áramkör „jóságára”.

— Az F hálózatjellemző megválasztható pozitív értékű hibafüggvényként, pl. egy hálózat-



1. ábra. A megengedett tartomány

függvény tényleges és névleges értéke közötti eltérés abszolút értékeként.

- F lehet valós hálózatfüggvény is, pl. bemeneti impedancia valós része.
- Egyidejűleg több hálózatjellemező is felvehető.

2. Jónak nevezzük a hálózatot akkor, ha a hálózatjellemező tényleges értéke legfeljebb egy adott ε értékkel tér el a névleges értékekhez tartozó értéktől, F_0 -tól. Az áramköri paraméterek terében azt a tartományt, amelyhez tartozó hálózatjellemező érték jó, megengedett tartománynak nevezzük. Bármely realizáció, amelynél az áramköri paraméterek értéke a megengedett tartományba esik, egyformán jó. A fentieket egyetlen áramköri paraméter esetében az 1. ábrán illusztráljuk. Az áramköri paraméter névleges értéke x_0 . A kritériumfüggvény névleges értéke F_0 , a megengedett eltérés F_0 -tól $\pm\varepsilon$. Az ábrából leolvashatóan a megengedett tartomány $a \leq x \leq b$.

2.2. A nagyváltozású érzékenység definíciója

Az összes áramköri paraméter értéke legyen névleges. Növeljük x_k értékét a névlegesről egészen addig, míg az F hálózatjellemező értéke még éppen elfogadható. Az áramköri paraméter névlegestől való eltérését százalékosan fejezzük ki. Jelöljük x_k százalékos megváltozását Δx_k^+ -val. Az 1. ábra jelöléseinek értelemszerű alkalmazásával

$$\Delta x_k^+ = \frac{b - x_{k0}}{x_{k0}} \cdot 100[\%]. \quad (4)$$

Csökkentsük most x_k értékét a névlegesről egészen addig, míg az F hálózatjellemező értéke még éppen elfogadható. Jelöljük x_k százalékos megváltozását Δx_k^- -val:

$$\Delta x_k^- = \frac{a - x_{k0}}{x_{k0}} \cdot 100[\%]. \quad (5)$$

A k -adik paraméterre vonatkoztatott nagyváltozású érzékenység [8]:

$$L_k = \max \left(\frac{1}{\Delta x_k^+}; \frac{-1}{\Delta x_k^-} \right), \quad (6)$$

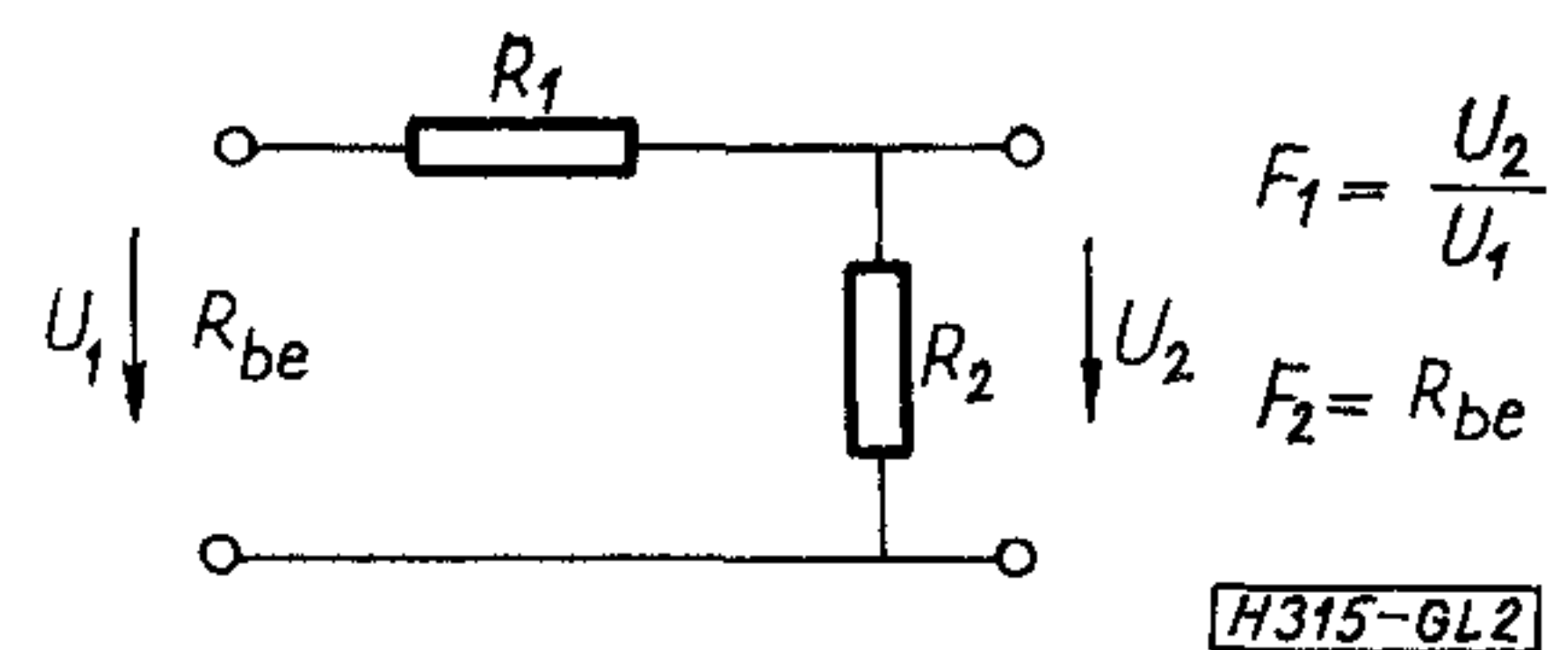
ahol a max azt jelenti, hogy a két mennyiség közül a nagyobbikat kell venni.

A nagyváltozású érzékenység értéke függ az F hálózatjellemezőtől, annak megengedett eltérésétől, ε -tól, az áramköri paraméterek névleges értékétől. Látható, hogy a nagyváltozású érzékenység fogalma jól egyezik az érzékenységről alkotott elképzelésünkkel: Ha egy paraméter kis megváltozása is már ε -nál nagyobb megváltozást okoz a hálózatjellemezőben, akkor az nagy érzékenységet jelent. Ezért célszerű a paraméterváltozás reciprokát definiálni érzékenységgént.

2.3. A függvénykontúr fogalma

Az előző pontban azt írtuk le, hogy mennyire térhet el egyetlen paraméter értéke a névlegestől, amíg az áramkör az előírást még teljesíti. Most azt fogjuk megvizsgálni, hogyan terjeszthetők ki az előbbiekre arra az esetre, ha egyszerre két paraméter változhat meg.

A függvénykontúr az áramköri paraméterek két-dimenziós alterében az elfogadható tartomány határa [9]. A függvénykontúr fogalmát legjobban egy példán keresztül világíthatjuk meg.



2. ábra. Mintapélda

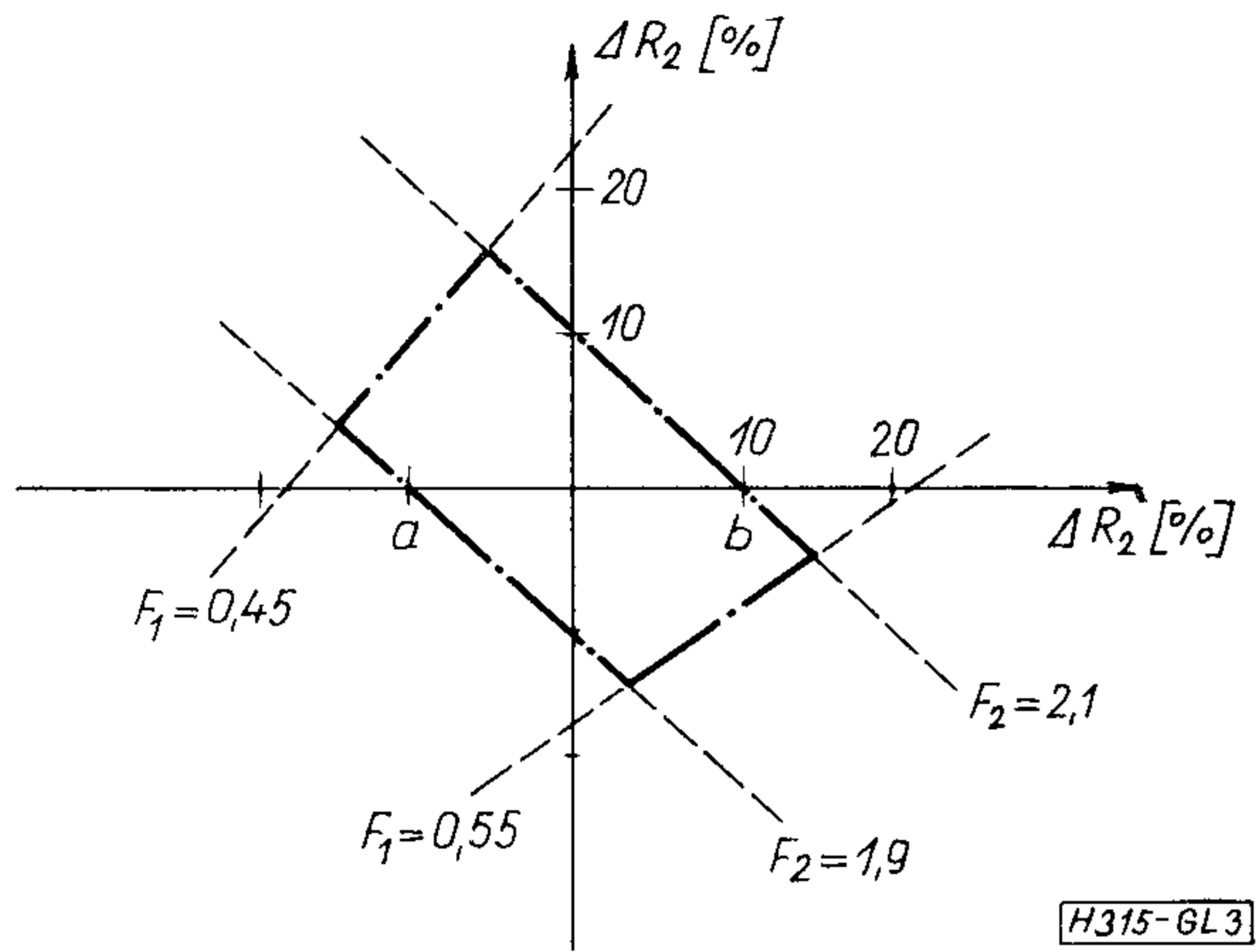
Tekintsünk egy egyszerű feszültségosztót (2. ábra). Legyen az egyik kritériumfüggvény a feszültségtranszfer függvény, a másik kritériumfüggvény pedig a bemeneti ellenállás:

$$F_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (7)$$

$$F_2 = R_1 + R_2. \quad (8)$$

Legyen mindkét ellenállás névleges értéke 1. Így $F_{10} = 0,5$ és $F_{20} = 2$. A kritériumfüggvények megengedett eltérése $\pm 10\%$, ill. $\pm 5\%$.

Ábrázoljuk a két paramétert (R_1 és R_2) a 2.2 pontban leírt módon, a névleges értéktől való százalékos eltéréssel, egy derékszögű koordinátarendszerben (3. ábra). Ha csak egy kritériumfüggvény volna, pl. F_1 , akkor az elfogadható tartomány határa a szaggatott vonal lenne. Mivel most két kritériumfüggvény van, ezért az eredő elfogadható tartomány a két elfogadható tartomány közös része lesz (a pont-vonallal határolt terület). Közös rész biztosan lesz, hiszen a névleges értékeknek mindegyik tartományban benne kell lennie (2.1. pont 2. feltétel). A függvénykontúr fogalmát úgy is felfoghatjuk, mint kétparaméteres nagyváltozású érzékenységet, hiszen azt mutatja meg, hogy mennyire változhat meg egy paraméter értéke egy másik paraméter értékének változásakor.



3. ábra. A mintapélda függvénykontúrja

A függvénykontúr meglehetősen jó képet ad az áramkörrel, mert az áramkör elektromos tulajdonságai nagyrészt paraméterpároktól függenek, pl. RC-szorzatok, ellenállásarányok.

A függvénykontúrról leolvasható az egyparaméteres nagyváltozású érzékenység is. Mivel az összes elem értékének névlegesnek kell lennie (kivéve azt, amelyiknek az érzékenységét keressük), a nagyváltozású érzékenységet a tengelymetszések reciprokai adják. Pl. az R_1 -re vonatkozó nagyváltozású érzékenység:

$$L_{R_1} = \max(1/a, -1/b). \quad (9)$$

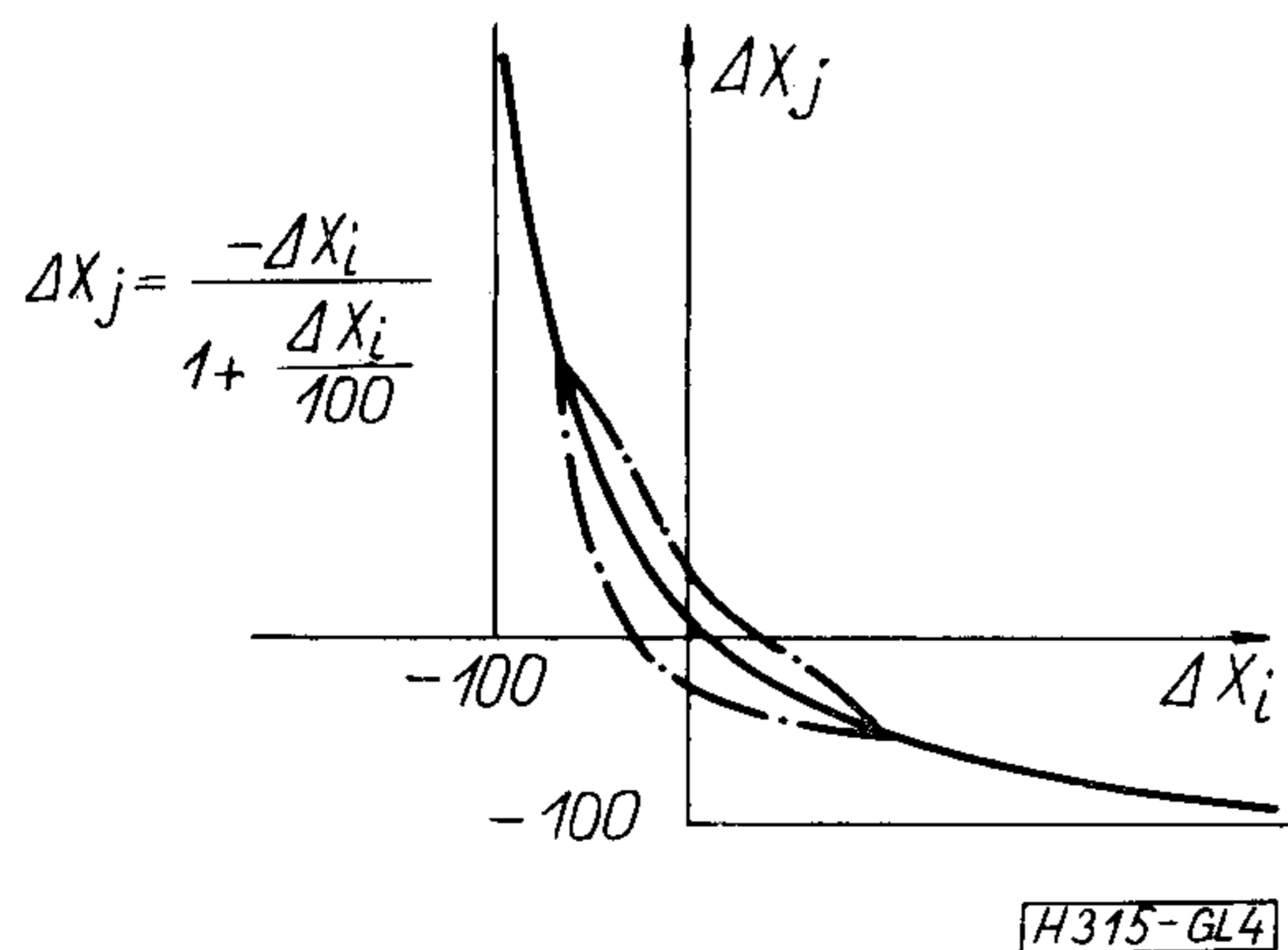
2.4. A függvénykontúr tulajdonságai

Jelöljük $K_{i,j}$ -vel az x_i és x_j paraméterekhez tartozó függvénykontúrt.

Az F hálózatjellemzőt akkor mondjuk szingulárisan érzékenynek két paraméter (x_i, x_j) egy kombinációjára (pl. szorzatára), ha F ezen paraméterektől csak ezen kombináción keresztül függ [8]. Ha a paraméterek úgy változnak meg, hogy pl. a szorzat értéke változatlan, akkor F is változatlan.

2.4.1. Szorzattulajdonság

Ha F szingulárisan érzékeny két paraméter (x_i, x_j) értékének szorzatára, akkor:



4. ábra. A szorzattulajdonság illusztrálása

a) $K_{i,j}$ (4. ábra pont-vonal) rásimul a

$$\Delta x_j = \frac{-\Delta x_i}{1 + \frac{\Delta x_i}{100}} \quad (10)$$

görbére (4. ábra folytonos vonala) abban az esetben, ha $\varepsilon \rightarrow 0$.

Bizonyítás: Legyen $X_{sz} = x_i \cdot x_j$, a paraméterek tényleges értékének szorzata. A szorzat tényleges és névleges értékének különbsége:

$$\begin{aligned} \Delta X_{sz} &= X_{sz} - X_{sz0} = x_i \cdot x_j - x_{i0} \cdot x_{j0} = \\ &= \frac{x_{i0} \cdot x_{j0}}{100} \left(\Delta x_i + \Delta x_j + \frac{\Delta x_i \cdot \Delta x_j}{100} \right), \end{aligned} \quad (11)$$

innen:

$$\Delta x_j = \frac{-\Delta x_i}{1 + \frac{\Delta x_i}{100}} + \frac{100 \Delta X_{sz}}{x_{i0} \cdot x_{j0} \left(1 + \frac{\Delta x_i}{100} \right)}. \quad (12)$$

Ha F a névleges értéktől csak kicsit térhet el, $\varepsilon \rightarrow 0$, akkor ez egyben azt is jelenti, hogy $\Delta X_{sz} \rightarrow 0$. A szorzat értékének megváltozása tart nullához, ami nem egyenlő azzal, hogy a két paraméter értékének megváltozása tart külön-külön nullához. Ekkor visszkapjuk a (10) képletet.

Ebből azt a következtetést vonhatjuk le, hogy ha a függvénykontúr a 4. ábrán pont-vonallal ábrázolt görbe alakú, akkor nem a két paraméter névleges értékét kell külön-külön betartani, hanem a két paraméter értékének szorzatát.

b) $K_{i,k} = K_{j,k}$ minden k -ra. (13)

Bizonyítás: A (11) egyenlet alapján

$$\Delta X_{sz} |_{\Delta x_i=0} = \frac{x_{i0} \cdot x_{j0}}{100} \cdot \Delta x_j, \quad (14a)$$

$$\Delta X_{sz} |_{\Delta x_j=0} = \frac{x_{i0} \cdot x_{j0}}{100} \cdot \Delta x_i. \quad (14b)$$

Látható, hogy ugyanakkora Δx_i és Δx_j megváltozások ugyanakkora ΔX_{sz} -t okoznak, ha mindkét esetben az összes többi paraméter értéke (a k -adik is) ugyanazon az értéken szerepel. Ez pedig azt jelenti, hogy a két függvénykontúr teljesen egyforma.

2.4.2. Aránytulajdonság

Ha F szingulárisan érzékeny két paraméter (x_i, x_j) értékének hányadosára, akkor

a) $K_{i,j}$ rásimul a $\Delta x_i, \Delta x_j$ síkon a 45°-os egyenesre, ha $\varepsilon \rightarrow 0$.

Bizonyítás: Legyen $X_a = x_j/x_i$, a tényleges értékek hányadosa. Így

$$\Delta X_a = X_a - X_{a0} = \frac{x_{j0}}{x_{i0}} \left(\frac{1 + \frac{\Delta x_j}{100}}{1 + \frac{\Delta x_i}{100}} - 1 \right), \quad (15)$$

innen

$$\Delta x_j = \left(1 + \frac{x_{i0}}{x_{j0}} \Delta X_a \right) \Delta x_i + 100 \frac{x_{i0}}{x_{j0}} \Delta X_a. \quad (16)$$

Ha F a névleges értéktől csak kicsit térhet el,

$$\begin{aligned} \text{akkor } \Delta X_a &\rightarrow 0, \\ \text{így } \Delta x_j &= \Delta x_i, \end{aligned} \quad (17)$$

ami a $\Delta x_i, \Delta x_j$ síkon a 45° -os egyenesnek felel meg.

b) A $K_{i,k}$ és $K_{j,k}$ kontúr egymásnak tükörképe a Δx_k tengelyre.

Bizonyítás: A (15) egyenletből

$$\Delta X_a|_{\Delta x_i=0} = \frac{X_{a0}}{100} \Delta x_j, \quad (18a)$$

$$\Delta X_a|_{\Delta x_j=0} = X_{a0} \left(\frac{1}{1 + \frac{\Delta x_i}{100}} - 1 \right). \quad (18b)$$

Ha $\Delta x_i \ll 100$ és $\Delta x_j \ll 100$ akkor

$$\Delta X_a|_{\Delta x_j=0} \approx -\frac{X_{a0}}{100} \Delta x_i. \quad (19)$$

Tehát (18a)-ból és (19)-ből

$$\Delta X_a|_{\Delta x_i=0} \approx -\Delta X_a|_{\Delta x_j=0} \quad (20)$$

Látható, hogy ugyanakkora Δx_i és Δx_j megváltozások ellentétes előjelű, de ugyanakkora ΔX_a -t okoznak, ez pedig éppen Δx_k tengelyre vonatkoztatott tükörképnek felel meg.

2.4.3 Súlyozott összeg tulajdonság

Ha F szingulárisan érzékeny két paraméter (x_i, x_j) súlyozott összegére ($X_0 = mx_i + x_j$), akkor:

a) $K_{i,j}$ rásimul a

$$\Delta x_j = -m \frac{x_{i0}}{x_{j0}} \Delta x_i \quad (21)$$

egyenesre, ha $\varepsilon \rightarrow 0$.

Bizonyítás: $\Delta X_0 = mx_i + x_j - mx_{i0} - x_{j0} =$

$$= m(x_i - x_{i0}) + (x_j - x_{j0}) = \quad (22)$$

$$= m \frac{\Delta x_i}{100} x_{i0} + \frac{\Delta x_j}{100} x_{j0}.$$

Ha $\Delta X_0 \rightarrow 0$, akkor megkapjuk a (21)-et.

b) A $K_{i,k}$ és $K_{j,k}$ függvénykontúrok teljesen hasonlóak, ha a Δx_i tengelyt egy megfelelő konstanssal megszorozzuk.

Bizonyítás: A (22) egyenletből

$$\Delta X_0|_{\Delta x_j=0} = \frac{m \Delta x_i x_{i0}}{100}, \quad (23)$$

$$\Delta X_0|_{\Delta x_i=0} = \frac{\Delta x_j x_{j0}}{100}. \quad (24)$$

Látható, hogy egy konstanstól eltekintve a két megváltozás egyenlő.

2.4.4. Szimmetriatulajdonság

Ha F x_i -nek és x_j -nek szimmetrikus függvénye, azaz $F(x_i = \alpha, x_j = \beta) = F(x_i = \beta, x_j = \alpha)$,

akkor $K_{i,j}$ szimmetrikus a

$$\Delta x_j = \frac{x_{i0}}{x_{j0}} \Delta x_i + 100 \frac{x_{i0} - x_{j0}}{x_{j0}} \quad (25)$$

egyenesre. Speciálisan, ha $x_{i0} = x_{j0}$, akkor a szimmetriatengely a 45° -os egyenes.

Bizonyítás: Ha egy adott x_i és x_j paraméter értékpárhoz tartozó pont a $\Delta x_i, \Delta x_j$ síkon kontúrpontra, akkor az x_i és x_j értékpárhoz tartozó pont is kontúrpontra a szimmetria miatt. Ez megfelel a 45° -os egyenesre való tükrözésnek az x_i, x_j síkon. Ha ezt a 45° -os egyenest az eltérésekkel írjuk fel, akkor a

$$\left(1 + \frac{\Delta x_i}{100}\right) x_{i0} = \left(1 + \frac{\Delta x_j}{100}\right) x_{j0} \quad (26)$$

egyenletet kapjuk. Az x_i, x_j síkról áttérve a $\Delta x_i, \Delta x_j$ síkra megkapjuk a (25) egyenletet.

2.5 Összehasonlítás a differenciális érzékenységgel

A nagyváltozású érzékenység és a differenciális érzékenység egy paraméter esetében annyiban hasonlít egymáshoz, hogy mindkét esetben egyetlen paraméter értéke változik, míg az összes többi paraméter értéke változatlan, a névleges.

A differenciális érzékenység az áramkört a paraméterek névleges értékének kis környezetében többé-kevésbé pontosan jellemzi. A nagyváltozású érzékenység ezzel szemben nagy megváltozások esetében is pontosan kezeli az áramkört; a differenciális érzékenység ekkor már nem pontos.

A függvénykontúr fogalma jó segítség az áramkörök tervezésében. A függvénykontúr alakjából az előző fejezetben felsorolt tulajdonságok felismerhetők, és ennek alapján behangolási, beállítási utasítások írhatók elő.

A módszerrel egyidejűleg több specifikáció is figyelembe vehető.

3. A nagyváltozású érzékenység számítása

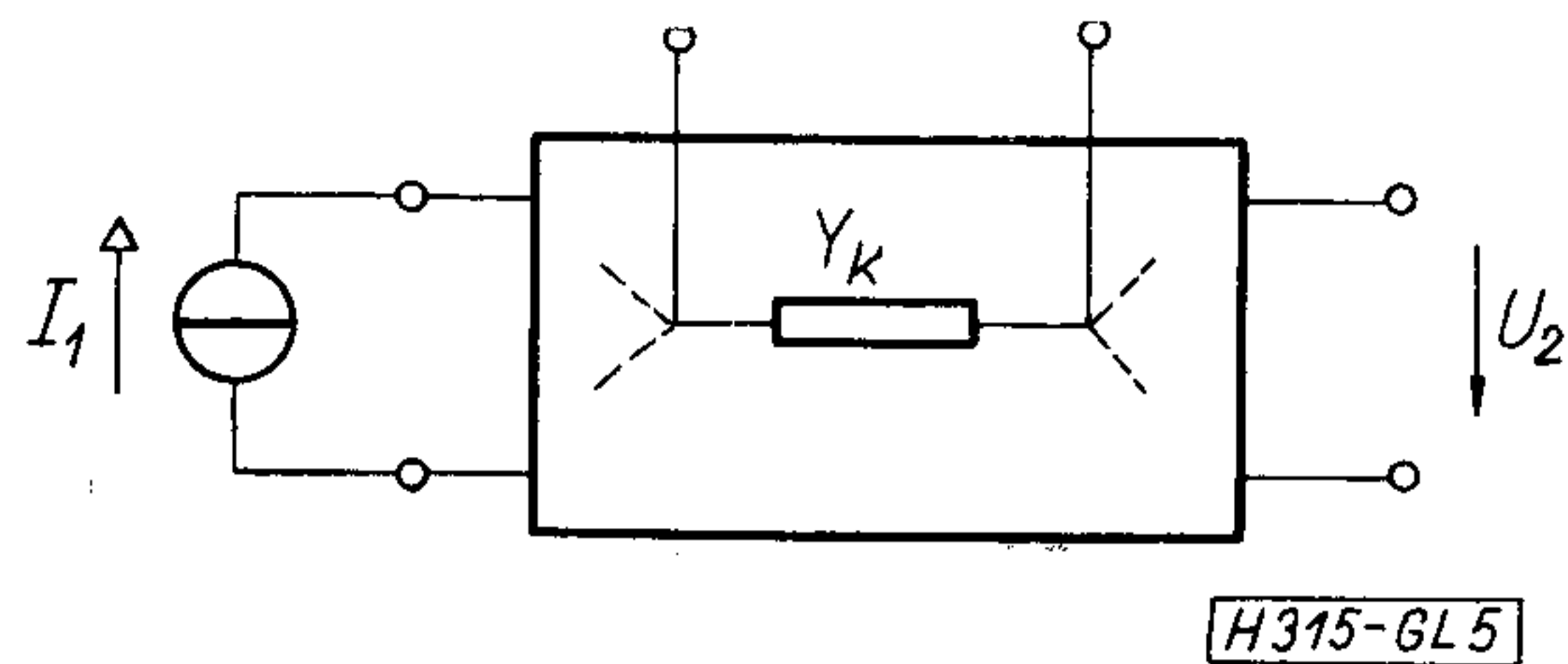
Az alább ismertetendő számítási módszer abban az esetben alkalmazható, ha az áramkör megengedett elemei ellenállások, induktivitások, kapacitások és feszültségvezérelt áramgenerátorok. Ha az áramkör egyéb elemeket is tartalmaz, akkor megfelelő transzformációval úgy kell ezeket átalakítani, hogy az eredő áramkörben csak a megengedett elemek szerepeljenek. A módszerrel tetszőleges hálózatfüggvény érzékenysége számítható.

A vizsgálandó hálózatfüggvényt impedancia dimenziójú függvényekből számítjuk ki. Így elegendő csak az impedanciafüggvények érzékenységét számolni. Az impedanciafüggvények kiszámításánál egységnyi áramú áramgenerátor legyen a gerjesztés a megfelelő kapun. Ezzel azt érjük el, hogy elegendő csak a feszültség érzékenységét számolni.

3.1 A nagyváltozású érzékenység számítása egy paraméter esetében

Tekintsünk egy lineáris, időinvariáns kétkaput (5. ábra). A kétkaput a kapu impedancia mátrixszal írjuk le:

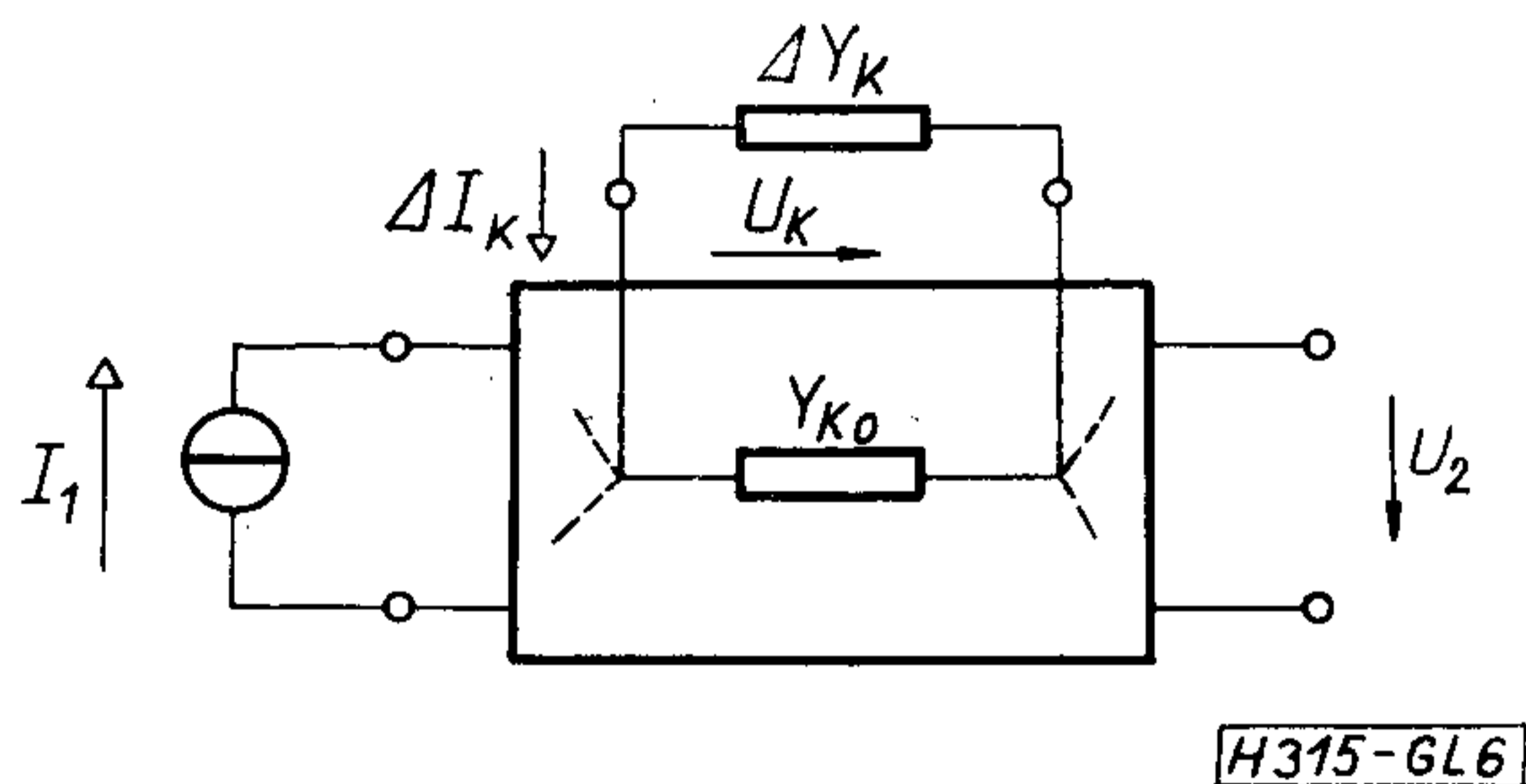
$$U = ZI, \quad (27)$$



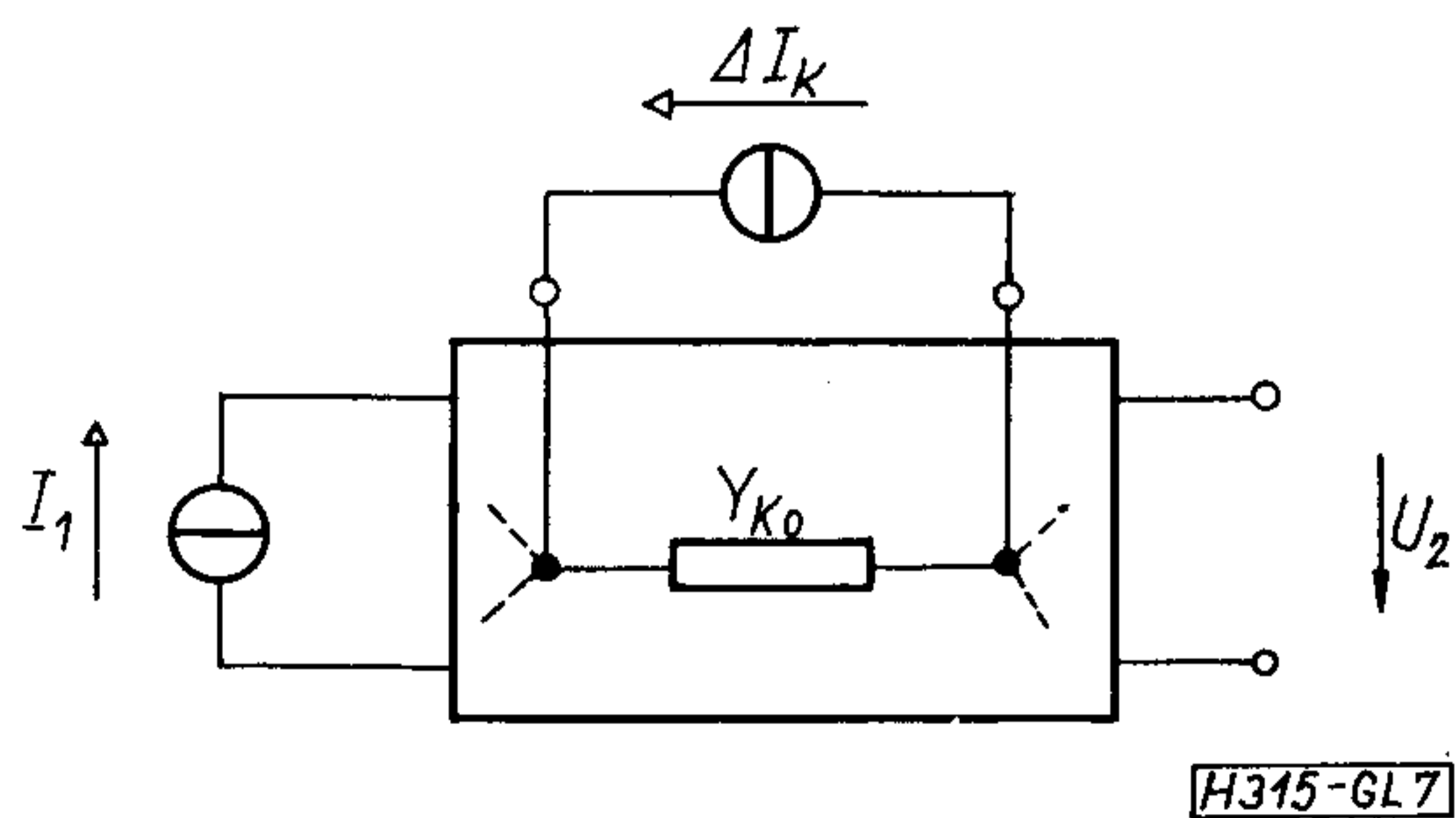
5. ábra. Új kapu létesítése admittancia esetén

ahol I a gerjesztő kapuáramok vektora, Z a kapu impedanciamátrix, U a kapufeszültségek vektora.

Először megvizsgáljuk, hogy egy áramköri paraméter értékének változása hogyan jelentkezik a feszültség értékében. Az így nyert összefüggéseket használjuk fel a nagyváltozású érzékenység számításához. Az összes áramköri paraméter értéke legyen névleges, kivéve az Y_k admittanciáét. Állandó gerjesztés esetén az U_2 feszültség megváltozását keressük, abban az esetben, ha az Y_k admittancia változik. Vezessük ki az Y_k admittancia két végpontját az 5. ábrán látható módon. Így egy újabb kaput, a k -adikat kapjuk. Az Y_k admittancia névlegestől való eltérését (ΔY_k) emeljük ki (6. ábra). Így egy háromkaput kapunk, melyben az összes paraméter értéke változatlanul a névleges, beleértve Y_k -t is. A háromkapuban a feszültségek és áramok nem fognak megváltozni, ha ΔY_k -t egy olyan áramgenerátorral helyettesítjük, melynek árama egyenlő az előzőleg ΔY_k -n átfolyó árammal (7. ábra) [10]. Ily módon az eredeti háromkapu változatlanul a névleges marad, csupán az eddigi egy áramgenerátor helyett most két áramgenerátor hajtja meg a háromkaput. Ha ez újabb áramgenerátor árama nulla, visszkapjuk az eredeti áramkört.



6. ábra. Admittancia megváltozásának kezelése



7. ábra. Új áramgenerátor bekötése admittanciánál

A megváltozott szekunderoldali feszültséget (U_2) a szuperpozíció tétel alapján számíthatjuk ki:

$$U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{2k}\Delta I_k, \quad (28)$$

ahol Z_{21} és Z_{2k} az indexben jelölt kapuk közötti üresjárású transzfer impedanciák.

A kérdés most az, hogy mekkora legyen ennek a helyettesítő áramgenerátornak az árama, ha ΔY_k -t ismerjük.

Az Y_k admittancián a feszültség:

$$U_k = Z_{k1}I_1 + Z_{kk}\Delta I_k, \quad (29)$$

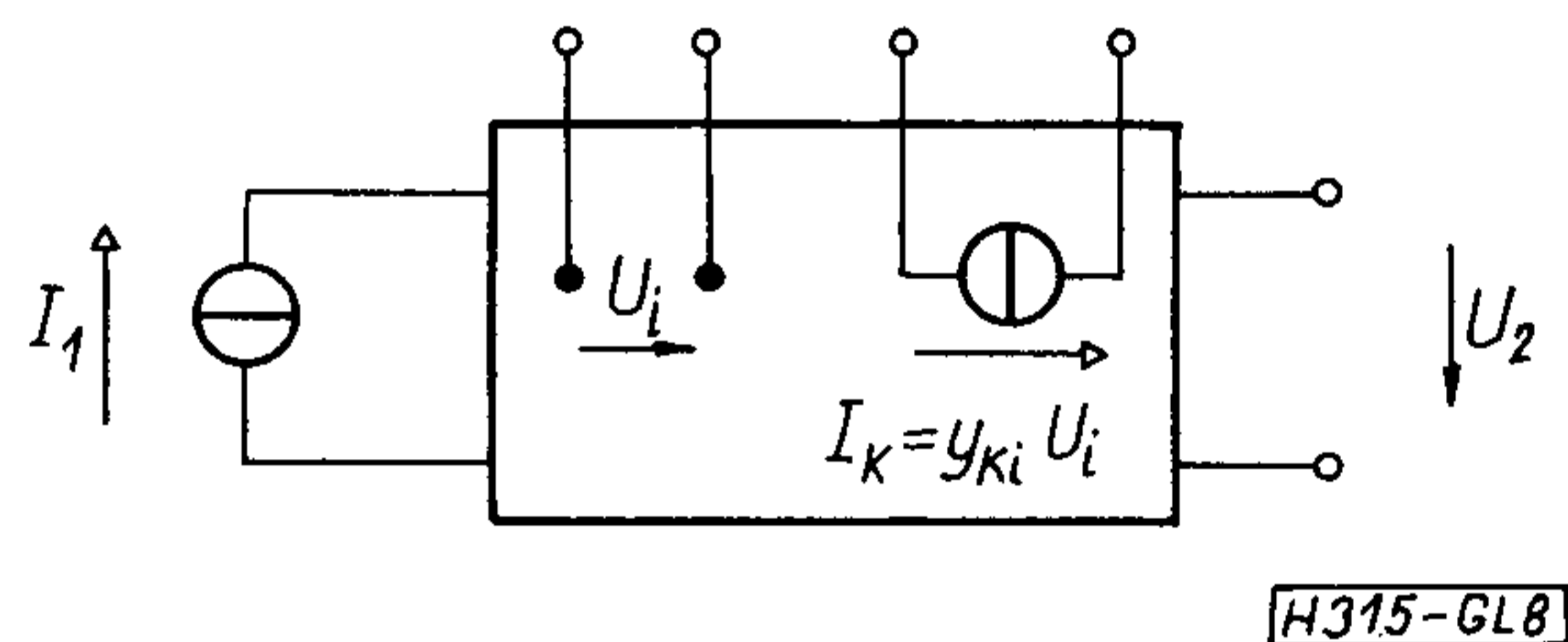
ahol Z_{k1} az indexben jelölt kapuk közötti üresjárású transzfer impedancia, Z_{kk} a k -adik kapu üresjárású bemeneti impedanciája.

A ΔY_k -n átfolyó áram az Ohm törvény alapján:

$$\Delta I_k = -\Delta Y_k U_k = -\Delta Y_k (Z_{k1}I_1 + Z_{kk}\Delta I_k), \quad (30)$$

ahonnan

$$\Delta I_k = \frac{-\Delta Y_k Z_{k1} I_1}{1 + Z_{kk} \Delta Y_k}. \quad (31)$$



8. ábra. Új kapuk létesítése vezérelt generátor esetén

A jobb oldal összes eleme ismert, ezért tetszőleges ΔY_k -hoz kiszámolható a helyettesítő áramgenerátor árama.

Ha a kétkapu feszültségvezérelt áramgenerátort is tartalmaz, akkor a vezérlési tényező megváltozásának hatása szintén egyszerűen számítható. Képezzünk az eredeti kétkapun két újabb kaput. Így egy négykaput kapunk. Legyen kivezetve a vezérelt generátor két végpontja (k -adik kapu), és legyen kivezetve az a két csomópont, melyek közötti feszültség vezérli az áramgenerátort (i -edik kapu) (8. ábra).

A megváltozott generátoráramot úgy is felfoghatjuk, mint két generátor áramának összegét. Az egyik generátor az eredeti áramot adja (I_{k0}), a másik pedig a megváltozást (ΔI_k).

A második generátor árama:

$$\Delta I_k = -\Delta Y_{ki} U_i, \quad (32)$$

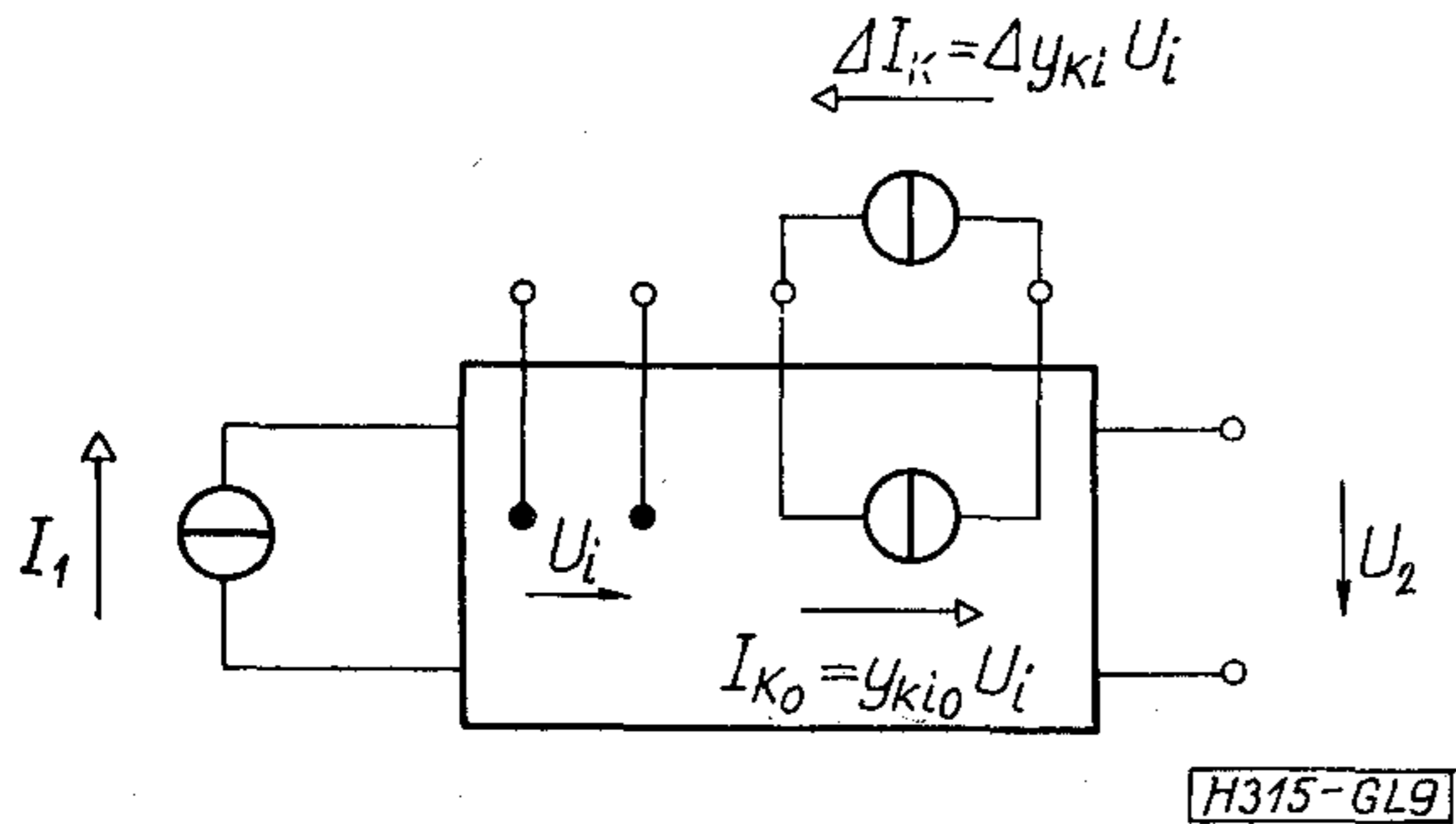
ahol ΔY_{ki} az áramgenerátor vezérlési tényezőjének a megváltozása.

Az előzőekhez hasonlóan:

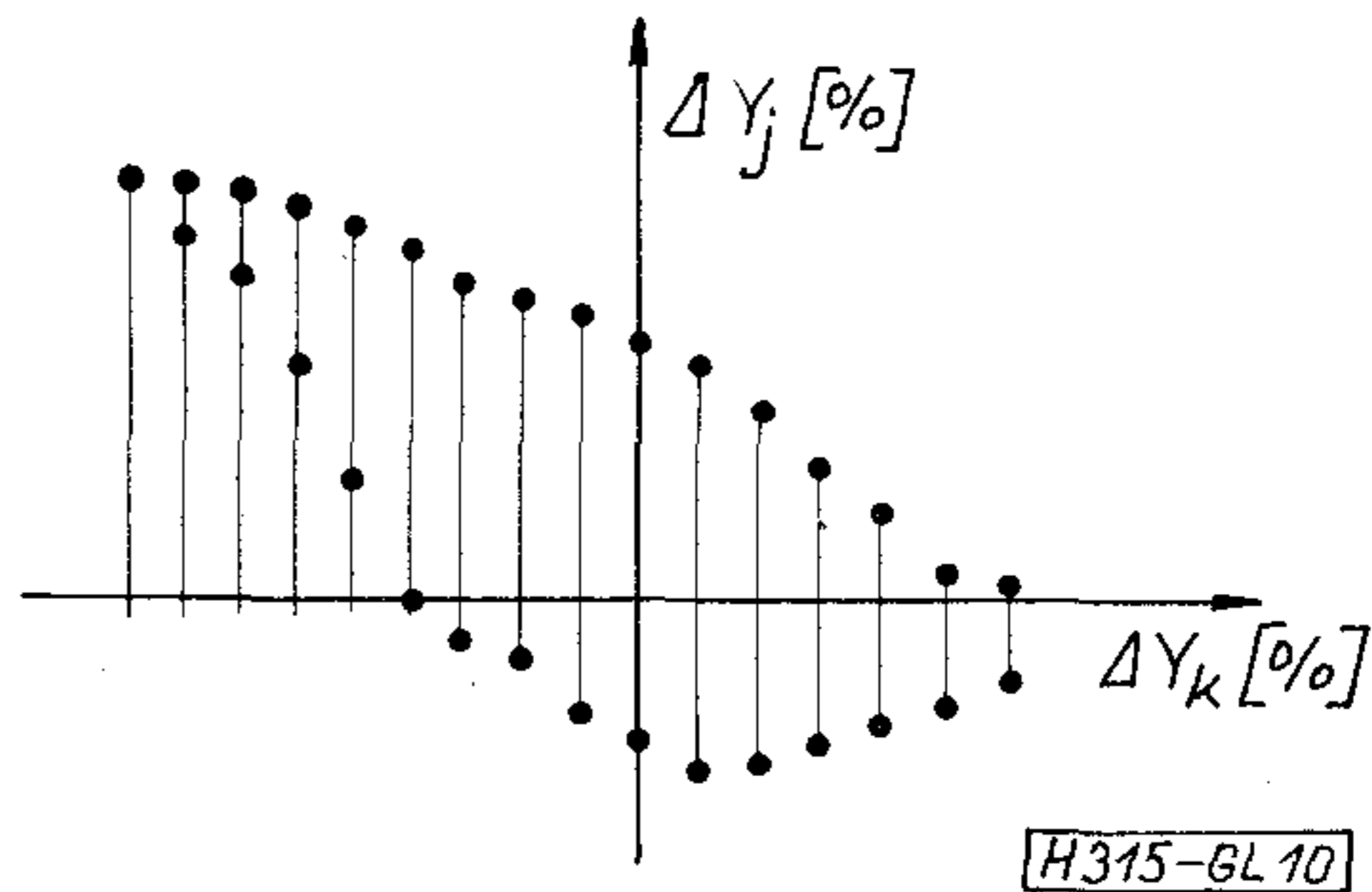
$$\Delta I_k = \frac{-Z_{i1} I_1 \Delta Y_{ki}}{1 + Z_{ki} \Delta Y_{ki}}, \quad (33)$$

és U_2 a (28) képlet alapján számítható.

A nagyváltozású érzékenység ezek után úgy számítható, hogy az előbbieken leírt műveleteket for-



9. ábra. Új áramgenerátor bekötése vezérelt generátornál



10. ábra. A függvénykontúr számítása

dított sorrendben végezzük el. A szekunderoldali feszültség megengedett eltéréséhez ΔI_k számolható a (28) képletből, innen pedig ΔY_k , ill. ΔY_{ki} értéke a (31), ill. a (33) képletből adódik. ΔY_k , ill. ΔY_{ki} ismeretében a (6) képlet alapján a nagyváltozású érzékenység számítható.

3.2. A függvénykontúr számítása

A függvénykontúr, mint a 2.3 pontban láttuk, a nagyváltozású érzékenység két áramköri paraméter egyidejű változása esetén. Az előző pontban leírt módszer erre az esetre is kiterjeszhető [12]. A függvénykontúr általában nem írható fel zárt alakban. Ezért a folytonos görbének csak pontjait tudjuk számolni. A pontokat elegendő sűrűn felvéve a függvénykontúr jól közelíthető.

A ΔU_2 feszültség két paraméter (Y_k ; Y_i) megváltozása esetén

$$-\varepsilon \leq \Delta U_2 = Z_{2k} \Delta I_k + Z_{2i} \Delta I_i \leq \varepsilon \quad (34)$$

képlettel számítható, ahol az indexek jelentése megegyezik az előző pontban leírtakkal.

Az Y_k és Y_i admittancián a feszültséget most három generátor árama határozza meg, az eredeti áramgenerátoré (I_1), és az admittanciák megváltozását reprezentáló két járulékos áramgenerátoré (ΔI_k ΔI_i). Így ΔI_k -ra és ΔI_i -re egy kétismeretlenes egyenletrendszert kapunk, melyben szerepel az admittanciák megváltozása (ΔY_k , ΔY_i). Növeljük meg Y_k értékét elegendően kis $r\%$ -kal. A 4.1. pontban leírt gondolatmenetet követve, felhasználva a (34) egyenlőtlenséget, ΔY_i értéke számítható. Két értéket fogunk kapni ΔY_i -re, az egyik érték U_2 növekedéséhez, a másik a csökkenéséhez tartozik. Feltételezve, hogy a függvénykontúr zárt görbe, Y_k értékét addig növeljük lépésről lépésre $r\%$ -kal, míg a két ΔY_i érték közel azonos lesz. A fentieket Y_k értékének $r\%$ -os fokozatos csökkentésével is el kell végezni. Egy feltételezett esetet ábrázoltunk a 10. ábrán.

A fentiekben leírt módszernek az az előnye, hogy csak egy mátrixinverzióra van szükség ahhoz, hogy a (27) egyenletben levő Z mátrixot a kapu admittancia mátrixból megkapjuk. Ily módon bármely elem tetszőleges nagyságú megváltozásának hatása egyszerű algebrai műveletekkel számítható. A nagyváltozású érzékenység és függvénykontúr szintén egyszerű algebrai műveletekkel számítható.

A nagyváltozású érzékenységet és a függvénykontúrt a csomóponti admittancia mátrix invertálásából kapott impedancia mátrixból is számíthatjuk. Ekkor ennek a mátrixnak az elemei szerepelnek a (31), (33) képletekben [11].

Ez a módszer az (1) és (3) képlettel definiált nagyváltozású érzékenységek számítására is alkalmazható.

4. Alkalmazás

4.1. Modellegyszerűsítés

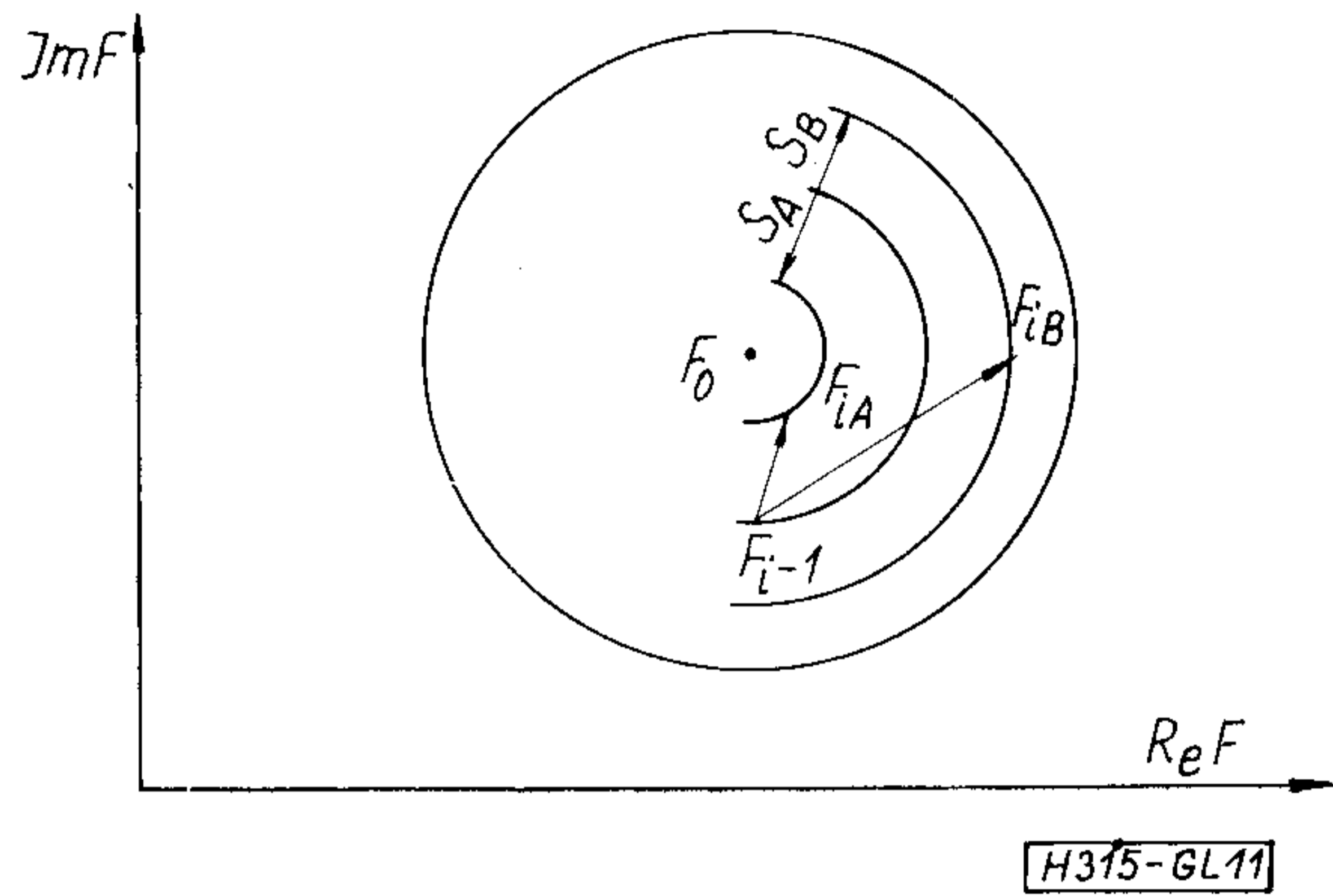
Ahhoz, hogy egy áramkör analízisét a leggyorsabban elvégezhessük szükséges, hogy az áramköri elemek olyan legegyszerűbb modelljét alkalmazzuk, amelyik az adott analízisfeladatnak legjobban megfelel. A modellegyszerűsítési feladatnál az áramköri elem legbonyolultabb modelljéből indulunk ki. Ennek hálózatfüggvényét ismerjük. Az egyszerűsített modellt akkor tekintjük jónak, ha hálózatfüggvénye a legbonyolultabb modell hálózatfüggvényétől előírt toleranciánál többel nem tér el. Ezt a toleranciát a teljes áramkör analízisének pontossága szabja meg.

A modellegyszerűsítés első lépéseként meg kell keresni azokat az elemeket, amelyek értékét 0-ra vagy ∞ -re változtatva nem viszik ki a hálózatfüggvényt a toleranciahatárok közül. Ebben a lépésben az elemeket egyesével vizsgáljuk, míg az összes többi elem értékét a névlegesen tartjuk. Az előző fejezetben leírt módon ez gyorsan elvégezhető.

Miután meghatároztuk azokat az elemeket, amelyek mint eltávolítandó elemek számításba jöhetnek, ki kell választani azokat, amelyeket ténylegesen is el lehet távolítani. Egyszerre csak egy elemet távolítsunk el, és addig ismételjük az eljárást, amíg a hálózatfüggvény a toleranciahatárok között marad [13].

Tekintsük először az egyszerűsítést egyetlen frekvencia esetén. Tételizzük fel, hogy a hálózatfüggvény (F) toleranciája a komplex síkon ábrázolva kör alakú, a kör középpontja a névleges érték F_0 (11. ábra).

A hálózatfüggvény értéke az i -edik elem eltávolítása előtt (F_{i-1}) általában nem egyezik meg a névleges értékkel. Jellemezzük az eltávolítás



11. ábra. Modellegyszerűsítés egy frekvencián

jóságát azzal, hogy a hálózatható függvény értéke az eltávolítás után milyen közel maradt a névleges értékhez.

Az elmozdulás mértéke:

$$s = |F_{i-1} - F_0| - |F_i - F_0|, \quad (35)$$

azaz s pozitív, ha a függvény értéke a névlegeshez közeledett, és negatív, ha tőle távolodott.

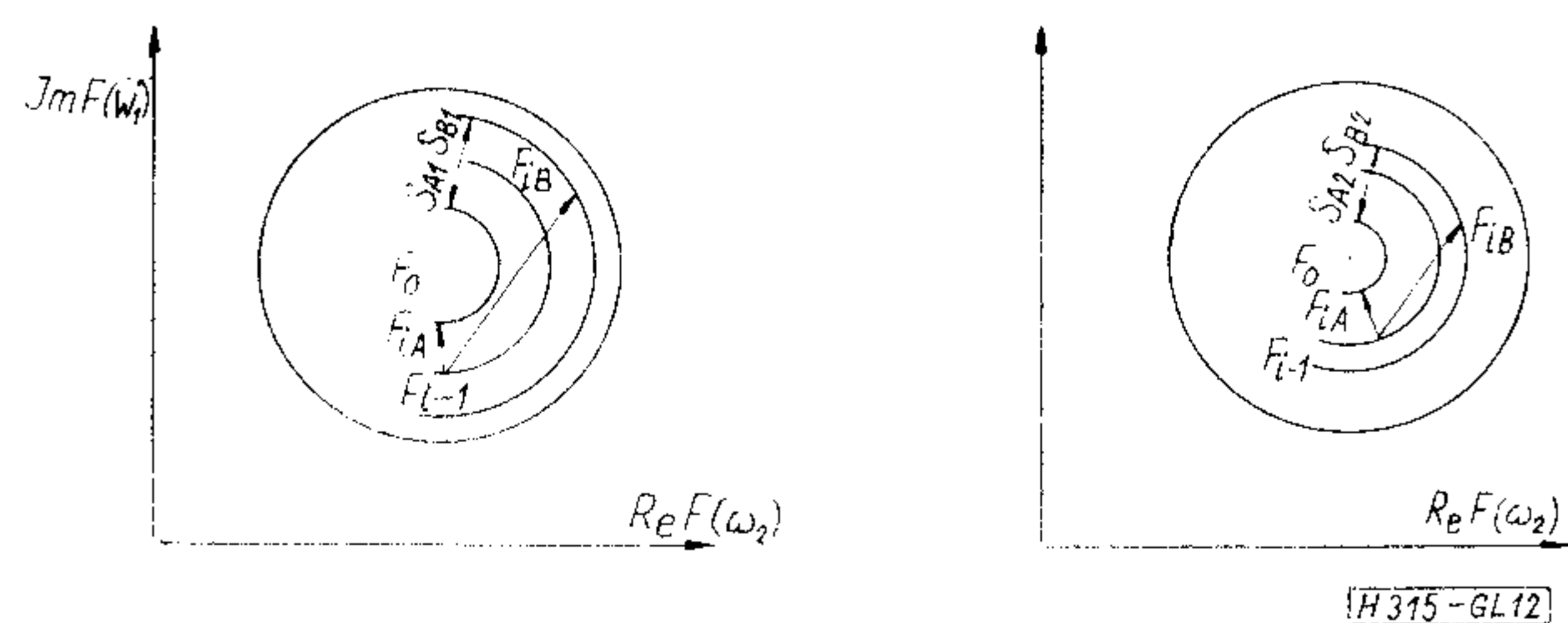
Az eltávolítható elemek közül azt távolítjuk el, amelyikhez tartozó s érték a legnagyobb pozitív, ill. ha ilyen nincs, akkor a legkisebb negatív szám. Tehát amelyik elem eltávolítása után a hálózatható függvény értéke a legközelebb lesz a névleges értékhez.

Példánkban az i -edik lépésben két elem jöhet számításba, A és B . A 11. ábrán látható, hogy s_A pozitív, s_B negatív. Tehát az A elemet fogjuk ebben a lépésben eltávolítani.

Több frekvencia esetén az összes frekvencián meg kell vizsgálni, hogy a hálózatható függvény értéke a tolerancián belül marad-e, ha az egyes elemek értékét nullára vagy végtelenre változtatjuk.

Az eltávolítható elemek ismeretében az eltávolítandó elem meghatározásához válasszuk ki az egyes elemekhez tartozó különböző frekvencián számolt s -ek közül azt, amelyiknél a hálózatható függvény értéke a legmesszebb lesz a névlegestől. Azt az elemet fogjuk eltávolítani, amelyiknél az így kiválasztott legrosszabb esetben a hálózatható függvény értéke a legközelebb lesz a névlegeshez.

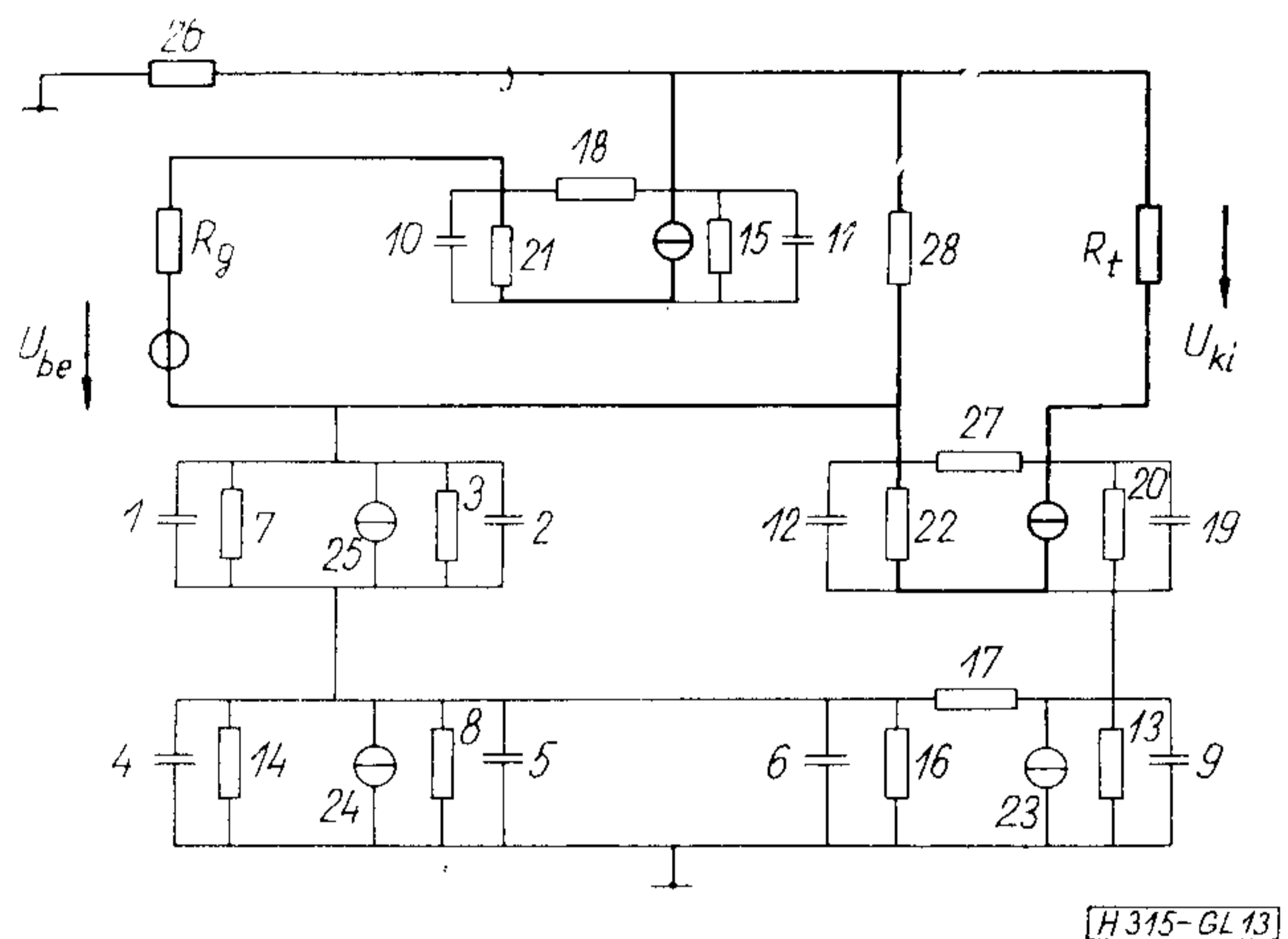
Példánkban az i -edik lépésben két elem jöhet számításba A és B , és két frekvencián (ω_1 és ω_2) van előírás (12. ábra).



12. ábra. Modellegyszerűsítés két frekvencián

Az A elemnek a rosszabb elmozdulásmértéke az ω_1 frekvencián van, s_{A1} (Az ω_2 frekvencián közelebb lesz a függvény értéke a névlegeshez az A elem eltávolítása után). A B elemnek a rosszabb elmozdulásmértéke szintén az ω_1 -en van, s_{B1} . Azt az elemet kell eltávolítani, amelyiknek jobb, azaz nagyobb, az elmozdulásmértéke. Mivel $s_{A1} > s_{B1}$, az A elemet kell ebben a lépésben eltávolítani.

A 13. ábrán egy műveleti erősítő helyettesítő képe látható. A vastag vonallal rajzoltak a leegyszerűsített áramkört mutatják, az elemek mellé írt számok az eltávolítás sorrendjét. Három frekvencián az U_2 feszültség maximum 4% megváltozása volt az előírás [13].



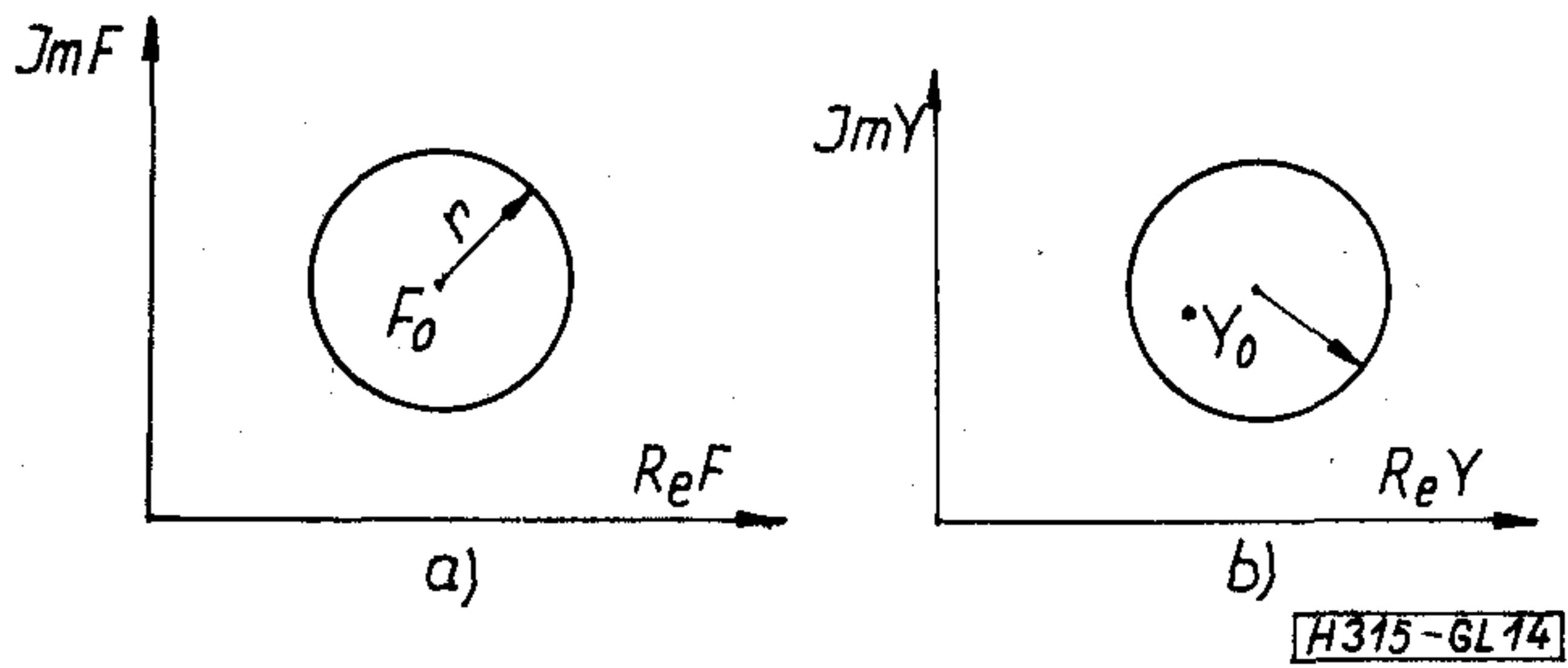
13. ábra. Műveleti erősítő egyszerűsítése

4.2. Toleranciakiosztás

Egy áramkör megtervezése még nem ér véget az áramköri paraméterek névleges értékének meghatározásával. Az áramköri paraméterek toleranciájának kiosztása hozzátartozik a tervezéshez. A toleranciakiosztás sokféleképpen oldható meg. Differenciális érzékenység módszerrel például úgy, hogy a paraméterek toleranciáit az elsőrendű érzékenységek reciprokával arányosan osztják ki. Most azt mutatjuk be, hogyan lehet a nagy megváltozások figyelembevételével megoldani a toleranciakiosztást.

Tételezzük fel, hogy a hálózatható függvény toleranciája a komplex síkon körrel van megadva (14a ábra). Ha az áramkörben csak olyan elemek vannak, melyekre a kapcsolat bilineáris, akkor két csomópont közötti ágadmittancia eltérését ábrázolva szintén kört fogunk kapni (14b ábra). E kör középpontja általában nem egyezik meg a névleges értékkel. Az F síkon ábrázolt kör belseje az Y síkon ábrázolt kör belsejébe vagy külsejébe transzformálódik. Külsejébe csak akkor, ha a (31), ill. (33) egyenletnek pólusa van [10].

Az Y síkon kapott körök a toleranciakiosztáshoz szükséges hasznos információt adják. Ha az admittanciában a paraméterek névleges értéke a kör széléhez közel helyezkedik el, akkor szükség van a névleges érték megváltoztatására. A cél az, hogy a névleges értékek lehetőleg a kör középpontjában legyenek, ha

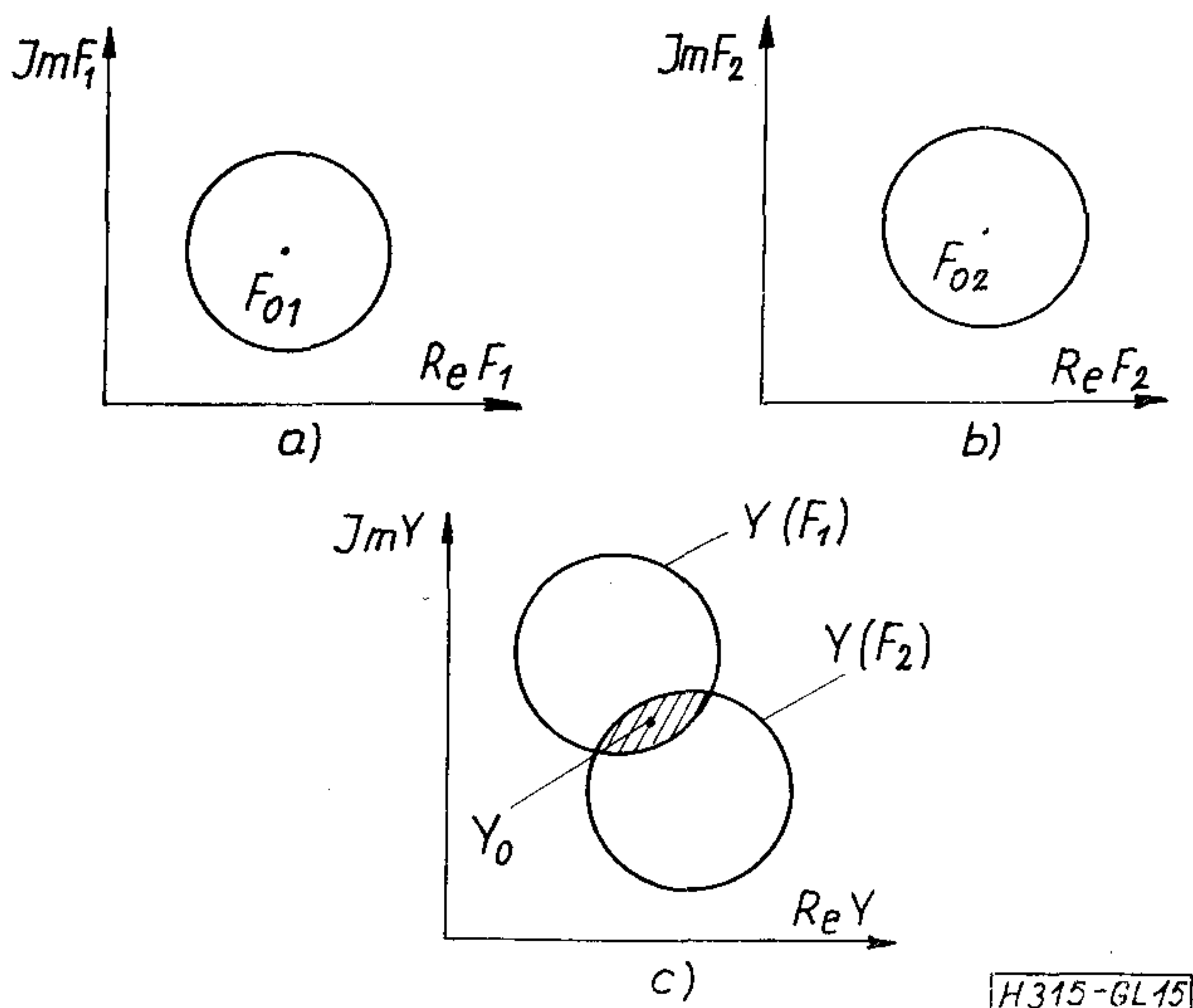


14. ábra. Összefüggés egy hálózatfüggvény és egy ágadmittancia között

a paraméterek tényleges értékei a névleges körül szimmetrikusan szórnak. Ha a névleges értékek megváltoznak, akkor a hálózatfüggvény névleges értéke is megváltozik. Természetesen a hálózatfüggvény megváltozott névleges értéke sem kerülhet ki az ε sugarú körből. Előfordulhat, hogy ha minden ágadmittancia névleges értékét a saját köre középpontjába választanánk, akkor a hálózatfüggvény névleges értéke kikerülne az ε sugarú körből. Ekkor sor kerülhet a névleges értékek újbóli megváltoztatására. A lépést néhányszor ismételve jó eredményre juthatunk.

Ez a módszer egyszerre több hálózatfüggvény specifikációjának figyelembevételére is alkalmas. Ha a hálózatfüggvények toleranciái most is körök a komplex síkon, akkor az Y síkra transzformálva a köröket, egymást metsző köröket fogunk kapni, feltételezve, hogy a kör belsejét a kör belsejébe transzformálja a (31), ill. (33) egyenlet. Az elfogadható tartomány a körök metszéke lesz. A fentieket egyetlen admittanciára és két hálózatfüggvényre a 15. ábra szemlélteti.

A nagyváltozású érzékenységre és a függvénykontúrra alapozva a toleranciakiosztás tetszőleges biztonsággal is elvégezhető [14]. Ez természetesen jóval bonyolultabb annál, semhogy itt néhány szóban ismertethetnénk.



15. ábra. Összefüggés két hálózatfüggvény és egy ágadmittancia között

5. Összefoglalás

Ebben a cikkben olyan módszert közöltünk, amelylyel az áramköri paraméterek véges megváltozásának hatása pontosan kezelhető. A módszer használható az áramkörök gyártásában az elemek névleges értékének és toleranciájának meghatározásában. Használható az áramkörök analizésében és szintézisében is, mert az elemek modellje az adott feladatnak megfelelően leegyszerűsíthető. Az áramköri paraméterek nagy megváltozása iránti érdeklődést a különböző folyóiratokban növekvő számban megjelenő cikkek mutatják.

Végül köszönetet mondok *Dr. Géher Károlynak*, a műszaki tudományok doktorának azért, hogy felkeltette a téma iránti érdeklődésemet. Külön köszönöm a munkámhoz nyújtott hasznos segítségét. *Dr. Trón Tibornak* a kézirat gondos átnézéséért tartozom köszönettel.

I R O D A L O M

- [1] *K. Géher*: Theory of Network Tolerances. Akadémiai Kiadó, Budapest 1971.
- [2] *S. R. Parker, E. Peskin, P. M. Chirlan*: Application of a Bilinear Theorem to Network Sensitivity. IEEE Tr. on CT vol CT-12 No. 3. September 1965. pp. 448-450.
- [3] *E. V. Sorensen*: General relations governing the exact sensitivity of linear networks. Proc IEE vol 114. No. 9. September 1967. pp. 1209-1212.
- [4] *T. Downs*: A Note on the Computation of Large-Change Sensitivities. IEEE Tr. onCT vol CT-20. No. 6. November 1973. pp. 741-742.
- [5] *J. K. Fidler, C. Nightingale*: Differential-incremental-sensitivity relationship. Electronics Letters vol 8. 1972. pp. 626-627.
- [6] *W. J. Troop, E. Peskin*: The Transfer Function and Sensitivity of a Network with n Variable Elements. IEEE Tr. on CT vol CT-16 No. 2. May. 1969. pp. 242-244.
- [7] *K. Singhal, J. Vlach, P. R. Bryant*: Efficient Computation of Large Change Multiparameter Sensitivity. International Journal of Circuit Theory and Applications. Vol 1. No. 3. September 1973. pp. 237-247
- [8] *E. M. Butler*: Realistic Design Using Large-Change Sensitivities and Performance Contours. IEEE Tr. on CT vol CT-18 No. 1. 1971. January pp. 58-66.
- [9] *E. M. Butler*: Large Change Sensitivities for Statistical Design. The Bell System Technical Journal vol 50. No. 4. 1971. April pp. 1209-1224.
- [10] *P. A. Villalaz, P. J. Goddard, R. Spence*: A Tool for Predicting Allowed Spreads in Network Elements and Parameters. NTZ Heft 10. 1971. S. 526-528.
- [11] *P. J. Goddard, P. A. Villalaz, R. Spence*: Method for the Efficient Computation of the Large-Change Sensitivity of Linear Nonreciprocal Networks. Electronics Letters 1971. February, vol 7. No 4. pp. 112-113.
- [12] *R. Spence*: Large-Change Network Sensitivity and its Practical Significance. NATO Advanced Study Institute on Network and Signal Theory, 1972. September
- [13] *P. A. Villalaz, R. Spence*: Scheme for the Elimination of Redundant Model Complexity. Electronics Letters 1972 January, vol 8. No 2. pp. 38-40.
- [14] *B. J. Karafin*: The Optimum Assignment of Component Tolerances for Electrical Networks. The Bell System Technical Journal vol 50. No 4. 1971. April pp. 1225-1242.
- [15] *R. N. Gadenz, M. G. Rezai-Fakhr, G. C. Temes*: A Method for the Computation of Large Tolerance Effects. IEEE Tr. on CT vol CT -20 No. 6. November 1973. pp. 704-708.

A félvezetőalapú integrált mikroelektronika, mint a harmadik generációs elektronikai rendszerek elembázisa

ETO 621.3.049.77:681.3

A tudomány és technika, valamint az ipari és mezőgazdasági termelés hatékonyságának további növelése érdekében az emberi tevékenység minden területén szükség van az elektronikai rendszerek széles körű alkalmazására.

A mikroelektronika megszületését és fejlődését jelentősen elősegítette a kisméretű rádiótechnikai berendezések és rendszerek létrehozásának szükségessége. Az integrált áramkörök alkalmazása a megbízhatóság növelése mellett lehetővé teszi elektronikai berendezések méretének és teljesítményfelvételének csökkenését is.

Az integrált mikroáramkörökön alapuló elektronikai berendezések említett tulajdonságai jelentősen kiszélesítik az elektronikai berendezések felhasználási területét. Ugyanakkor a mikroelektronika hosszútávú forradalmi szerepe nem annyira a technikai mint inkább a gazdasági szempontok következménye. A félvezetők mikroelektronikai technológiájával gyártott integrált áramkörök tömeggyártás esetén sokkal olcsóbbak, mint a diszkrét elektronikai elemekből összeállított ekvivalens áramkörök.

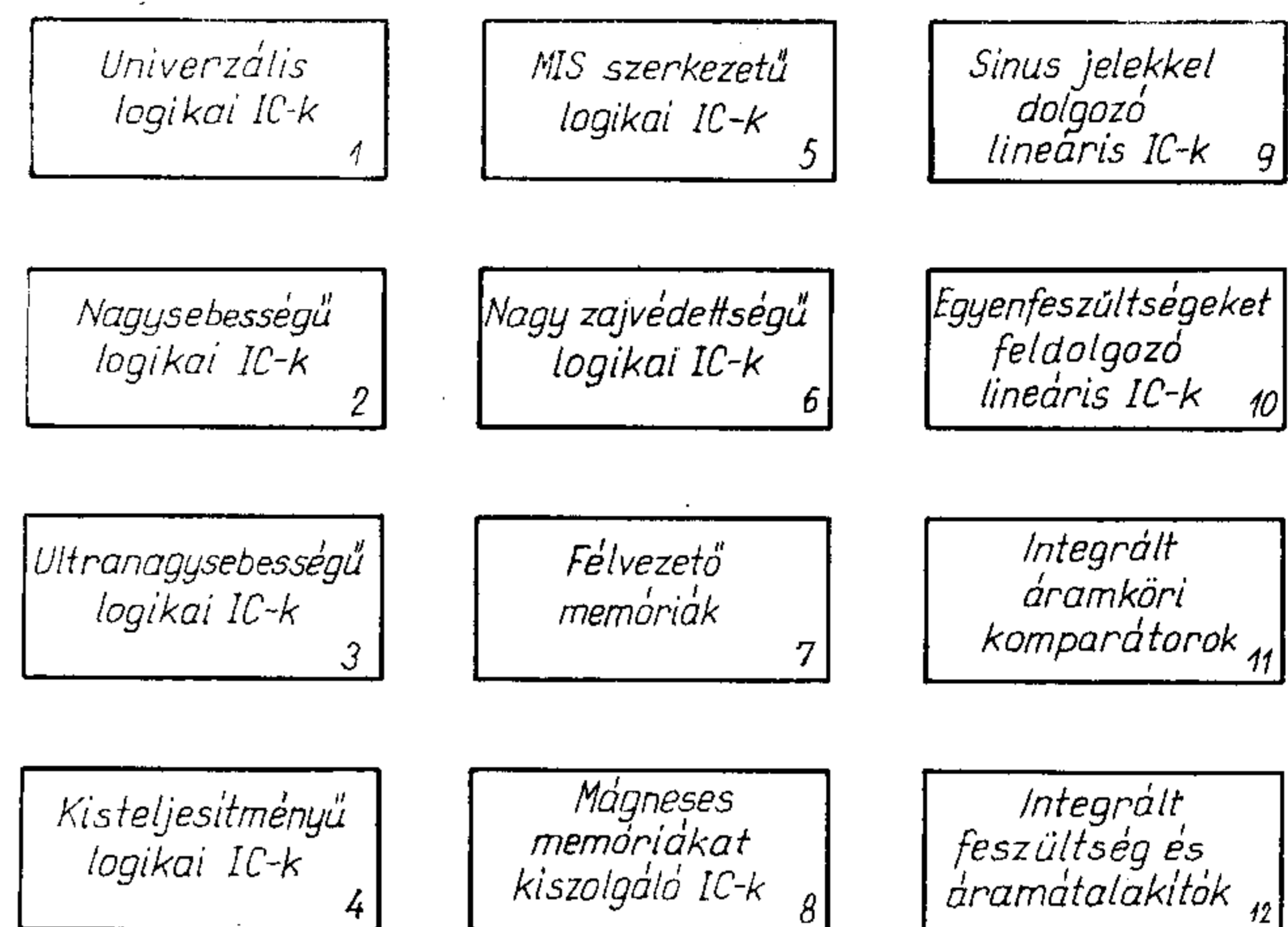
A félvezetőalapú mikroelektronikának jelenleg nincs olyan vetélytársa, amely hasonlóan eleget tudna tenni a nagy szériában gyártott elektronikai berendezések által az elemkészlet területén támasztott követelményeknek.

Az egy elektronikai áramkör létrehozására fordított idő 1 perc körül kell hogy legyen. Ilyen mutatók csak a félvezetők mikroelektronikai technológiájával érhetők el, amelynek legjelentősebb tényezője a csoportos jelleg. Valóban, pl. 50 milliárd elem elkészítése integrált áramköri formában, ha feltételezzük, hogy egy chipen 100 elem helyezkedik el, mindössze 500 millió fizikai egység vagyis áramkör elkészítését jelenti.

A mikroelektronikai eszközök integrált jellege a korszerű társadalmak ipari tevékenységének nagyfokú kibernetizálódását biztosítja. Meg kell azonban jegyeznünk, hogy az elektronikai eszközök nem minden típusa állítható elő a korszerű mikroelektronika segítségével, így itt elsősorban a digitális vagy analóg információt feldolgozó, viszonylag kisteljesítményű kapcsoló eszközökről lesz szó.

1. A félvezetőalapú integrált áramkörök főbb jellemzői

Jelenleg a félvezetőalapú integrált áramköröknek széles nómenklatúrája áll rendelkezésre amelyet a



1. ábra. A félvezetőalapú integrált áramkörök osztályozása

működési sebesség, a felhasználás, a feldolgozandó információ jellege stb. szerint csoportosíthatunk (1. ábra).

A digitális jelfeldolgozó rendszerek integrált áramkörei a következő működési sebességekkel (késleltetési időkkel) és teljesítményfelvételekkel rendelkeznek (az adatok egy kapu egységre vonatkoznak): 300 ns, 0,5 mW; 100 ns, 1 mW; 50 ns, 3 mW; 20 ns, 10 mW; 10 ns, 20 mW; 3–5 ns, 40 mW; 2–3 ns, 40–60 mW.

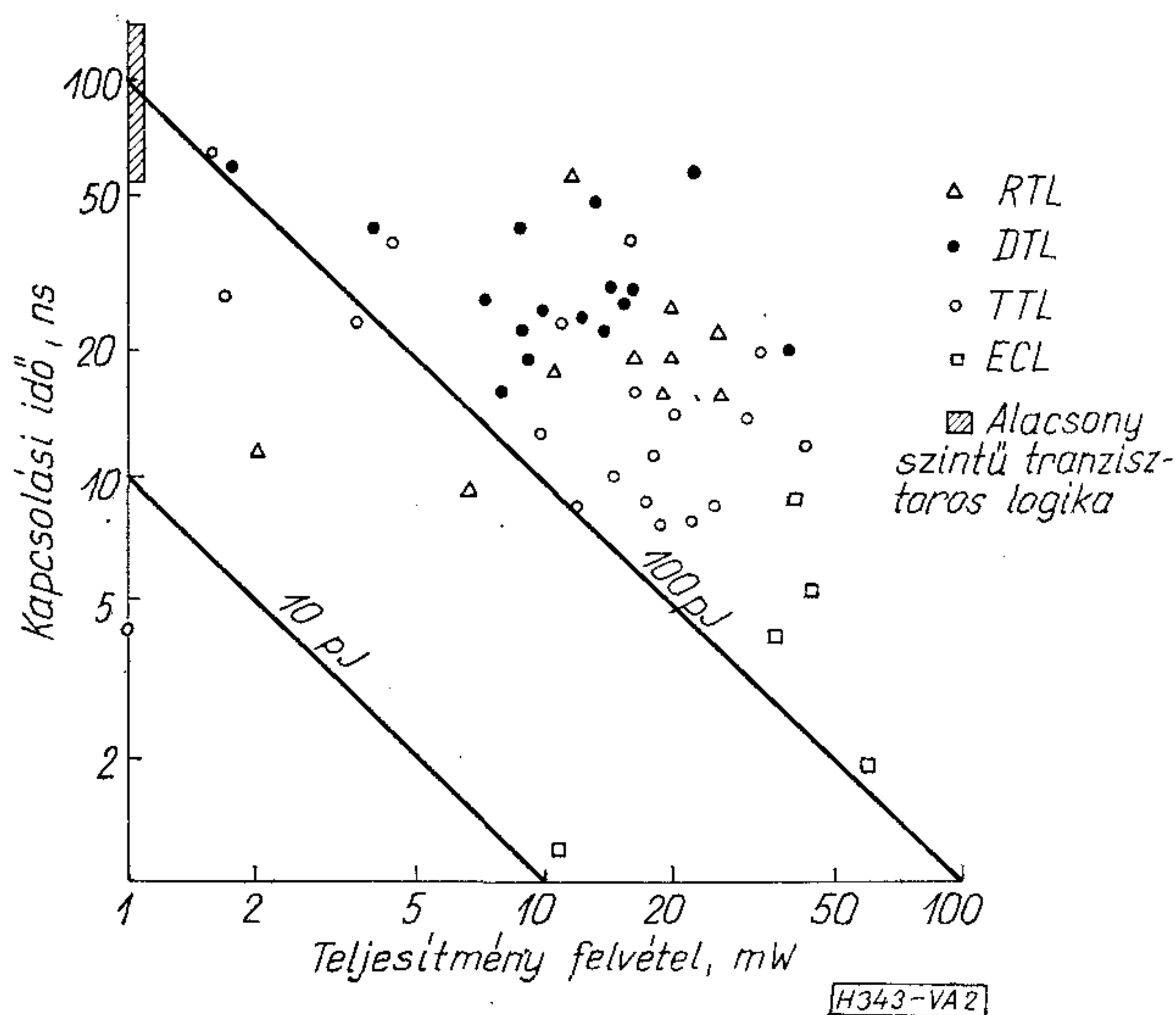
Az integrált áramkörök minőségi együtthatójának ($\tau \cdot P = Q$, a késleltetési idő és a teljesítményfelvétel szorzatának) alakulása különböző megmunkálási technológiák és áramköri kialakítás mellett a 2. ábrán látható.

A TTL típusú integrált áramkörsorozat 26 funkcionálisan különböző áramkörből áll (1. melléklet).

Nagysebességű számítógépek felépítésére 38 funkcionálisan különböző bonyolultabb felépítésű ultranagysebességű ECL integrált áramkört használnak (2. melléklet).

Az integrált áramkörök fontos osztályát képezik a számítógépek memóriaegységét kiszolgáló integrált áramkörök; így a beíró és kiolvasó áramkörök, valamint az olvasó erősítők. A számítógépek memóriaegységeiken használt mikroáramkör sorozat hozzáférési ciklusideje 1 μ s, árama pedig 500 mA-ig terjedhet.

A félvezetőalapú integrált áramköröknek új osztálya, a számítógépek aktív és fix memóriaegységeiként felhasználható integrált áramkörök. A viszonylag egyszerű áramköri felépítés következtében ezeknél az áramköröknél figyelhetők meg leginkább a félvezető



2. ábra. A logikai egység teljesítményfelvétele, mint a kapcsolási idő függvénye

alapú mikroelektronikában elért eredmények; léteznek 16, 64, 128, 256, 1024 bites bipoláris aktív, fix és programozható memória-áramkörök egy chipen, a hozzájuk tartozó dekódoló, kiolvasó, beíró egységekkel, valamint készülnek 10 kbites MIS memória-áramkörök. Ez azt jelenti, hogy egy chipen bipoláris áramköröknél 2,5–5 ezer elem, MIS szerkezeteknél pedig 5–10 ezer elem helyezhető el.

2. Integrált áramkörök tervezésének és technológiájának fejlesztési problémái

A félvezetőalapú integrált áramkör olyan összetett szerkezet, amely több száz vagy több ezer nem szét szerelhető és nem javítható elemből áll. Az integrált áramköri chip meghatározott határfeltételek mellett működő, egységes félvezető szerkezetnek tekintendő.

Az integrált áramkörök sikeres tervezése és gyártása lehetetlen olyan hatékony gépi tervező rendszer nélkül, amely lehetővé teszi a rövid időtartamú integrált áramkörtervezést és az áramköri elemek geometriai méreteinek, valamint fizikai szerkezetének gyakorlati célokra megfelelő pontossággal történő meghatározását. Az ilyen rendszerek a leghatékonyabb, korszerű elektronikus számítógépeket használják és a tervezés elvégzése után rajzokat és táblázatokat készítenek.

Integrált áramkörök tervezésénél kiindulásul a félvezetőkben a töltéshordozók viselkedését — adott határfeltételek mellett — leíró egyenlet szolgálhat. Az IC-k kivezetéseiben megjelenő áram függ az IC-re kapcsolt feszültségektől és a félvezető anyag alapvető fizikai tulajdonságaitól, mint például a hordozók rekombinációjának sebességétől, a hordozók mozgékonyaságától, a diffúziós együtthatótól stb.

Az egyenletrendszer megoldásához a parciális differenciál egyenleteket közönséges differenciál egyenletekké alakítják. Meghatározzák a tranzistorok és más áramköri elemek elektromos paramétereit a geometriai méretek és a fizikai szerkezet alapján. Az áramköri elemek paramétereit olyan formában kell

hogy megkapjuk, amely alapján az adott elemekből álló mikroáramkör jellemzőit számítani tudjuk. A tranzistorok ilyen jellegű elektromos helyettesítése a módosított Ebers-Moll modellen alapszik.

Az IC paramétereinek számítása a hálózatelméletből ismert módszerek segítségével történik. A legmunkaigényesebb számítás az IC-k optimalizálása, ahol az adott IC műszaki előírásainak legteljesebben megfelelő áramköri paraméter rendszert igyekeznek elérni az elemek geometriai méreteinek és fizikai szerkezetének változtatásával. Az optimalizáláshoz szükséges számítások mennyiségét felbecsülhetjük, ha figyelembe vesszük, hogy az IC elemek geometriájához hozzárendelt feltételes koordináta pontok mennyisége, amelyek helyzetét megadják és változtatják az optimalizálás során, néhányszor tízezres nagyságrendben van, sőt bonyolultabb integrált áramköröknél (memóriák) eléri a 250 ezret.

A tervezésre alkalmas számítógép rendszerekre feltétlenül szükség van az integrált mikroelektronika fejlesztéséhez, ezért kidolgozásukra nagy figyelmet kell fordítani.

Általában az integrált áramköri sorozatok alapvető paraméterének tekintik a sorozat logikai egységének késleltetési idejét, vagyis azt az időt, amely a logikai egység „0” állapotából „1” állapotba (vagy fordítva) történő átváltásához szükséges.

$$\tau_{\text{kapcs}} = \tau_{01} + \tau_{10}$$

A késleltetési idő meghatározza, hogy az adott áramkörsorozat felhasználható-e egy bizonyos ismétlődési frekvenciával dolgozó elektronikus számítógépben. A logikai egység adott kapcsolási ideje mellett arra kell törekedni, hogy az egység a lehető legkisebb teljesítményt vegye fel.

Az analízis azt mutatja, hogy a jelenlegi technológiai szintre a kapcsolási idő és a teljesítményfelvétel sorozata, amely annak az energiának felel meg, amit a külső feszültségforrás egy logikai egységnek átad egy átkapcsolási ciklus alatt ($\tau_{\text{kapcs}} \cdot P = Q$), 100 pJ körüli értéknek felel meg. A következő típusú logikai egységek ezen energiája között nincs jelentős eltérés: dióda-tranzisztor logikai egység (DLT), ellenállás-tranzisztor logikai egység (RTL), tranzisztor-tranzisztor logikai egység (TTL), emitter csatolású, telítésgátolt logikai egység (ECL), komplementer MIS szerkezetű logikai egység (K—MIS), injekciós logikai egység (IIL). A technológia és áramkörtechnika fejlődésével ezen átkapcsolási energia fokozatosan csökkenthető.

Így a logikai egységek sebessége általában csak a felvett teljesítmény növelése árán javítható. Az elektronikai berendezésekben a nagysebességű és ezáltal nagy teljesítményfelvételű integrált áramkörök felhasználása következtében egész sor nemkívánatos hatás lép fel: növekszenek a tápegységgel szemben támasztott követelmények, nő a vezetékek keresztmetszete, bonyolulttá válik a hőelvezetés mind a logikai egységen, mind pedig a berendezésen belül.

Ezért a félvezetőalapú mikroelektronikában sarkalatos kérdésnek látszik a teljesítményfelvétel csökkentési lehetőségeinek vizsgálata a sebesség változatlanul tartása mellett.

Ha a jelszintet V -vel, a Z impedanciájú logikai egység teljesítmény disszipációját pedig P -vel jelöljük, akkor:

$$P = V^2/Z$$

Ez a képlet figyelemre méltó információt tartalmaz. Feltételezhető, hogy a V jelszint összemérhető a feszültségforrásról a logikai egységre jutó feszültség-szinttel. Akkor pedig a teljesítmény disszipáció mértékét azok a tényezők határozzák meg, amelyek a logikai egység tervezőjét arra kényszerítik, hogy éppen olyan impedanciájú logikai egységet és éppen azt a feszültséget válassza. A logikai egység konstrukciója az aktív és passzív részek impedanciája között kapcsolatot határoz meg. Az impedancia nagysága pedig közvetlen kapcsolatban van a logikai egység egyik állapotból a másikba történő átváltásakor lejátszódó átmeneti jelenségek sebességével; minél nagyobb az impedancia, annál inkább lelassulnak az átmeneti jelenségek, ami azt jelenti hogy lecsökken az egység működési sebessége.

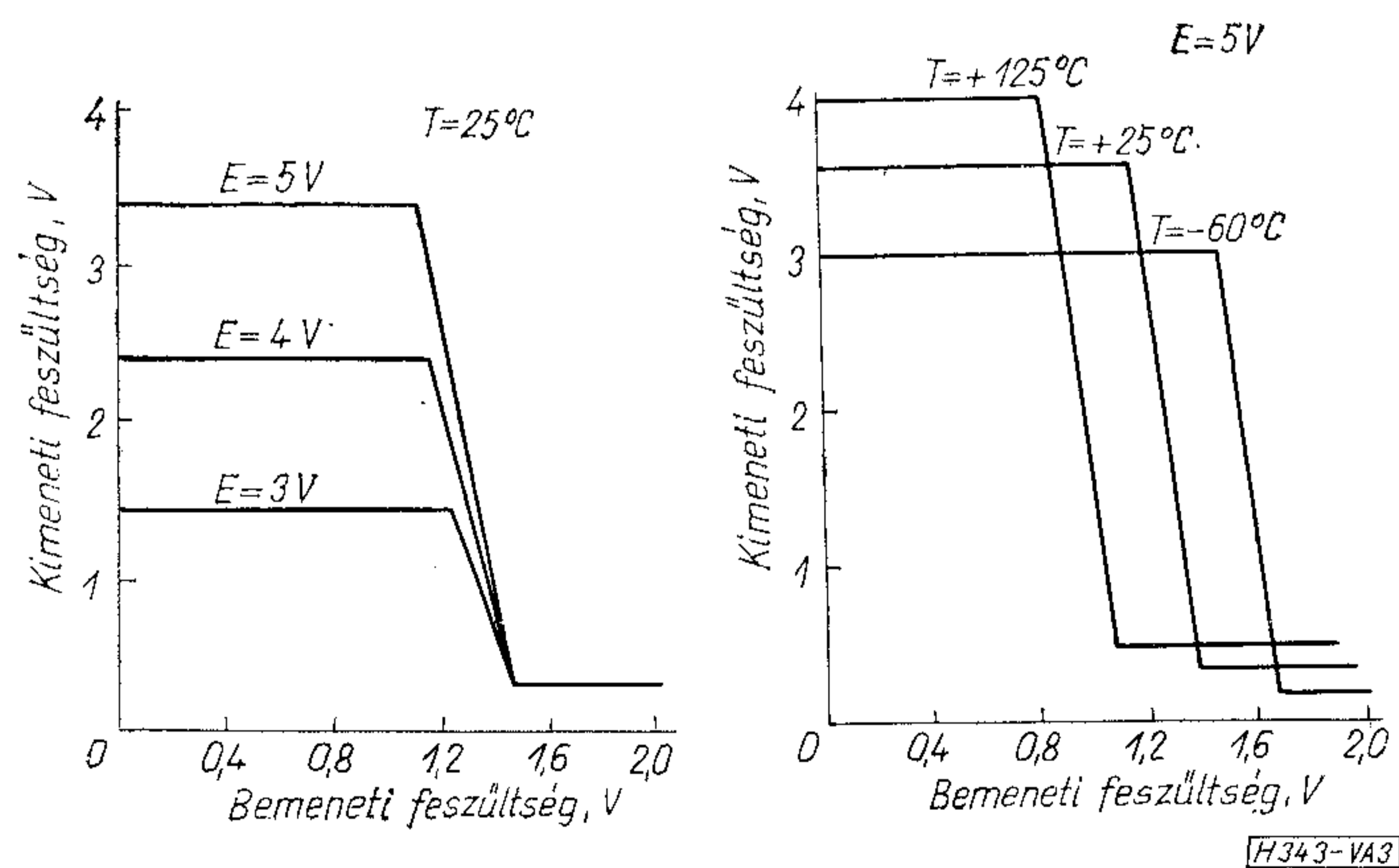
A tápfeszültség megválasztása a logikai egység megengedett paraméter tűrései és működési feltételei figyelembevételével, az egységre előírt zajtartalékok alapján történik.

Mivel az integrált áramkörökre megengedett hőmérséklettartomány szélessége majdnem $200\text{ }^\circ\text{C}$ ($-60\text{ }^\circ\text{C}$ -tól $+125\text{ }^\circ\text{C}$ -ig terjed), a tápfeszültség értékére pedig $\pm 5\%$ vagy $\pm 10\%$ eltérés engedhető meg, feltételezve, hogy az áramköri elemek fizikai méretei, illetve a fizikai szerkezet paraméterei (adalek koncentráció stb.) maximálisan $\pm 10\%$ -kal térnek el a névleges értéktől, az IC paraméterek és a működési feltételek szórása következtében meglehetősen nagy szórástartományú átviteli karakterisztika-családot kapunk (3. ábra).

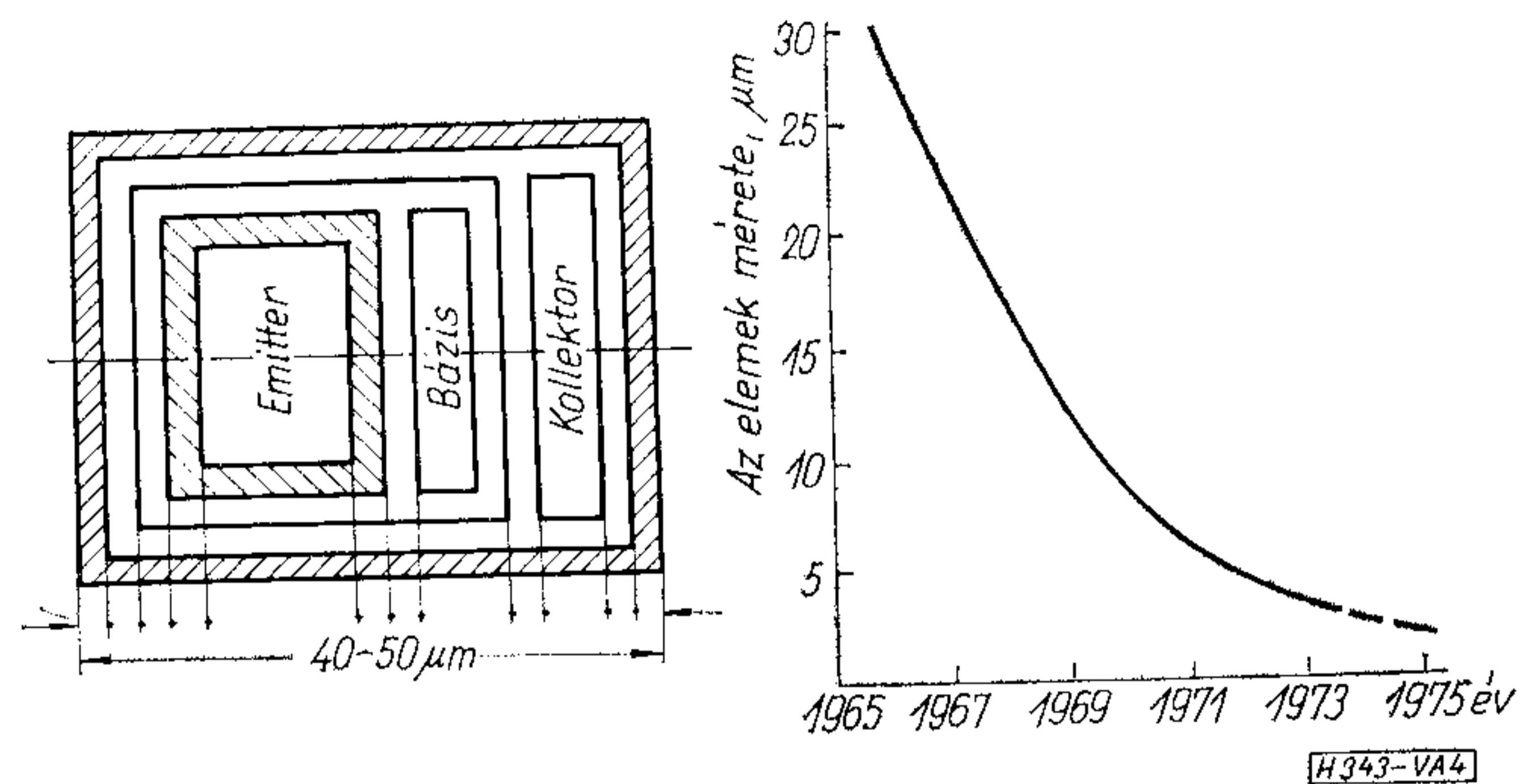
Első közelítésben azt mondhatjuk, hogy egy logikai egység kapcsolási idejét az egység RC időállandója határozza meg.

$$\tau_{\text{kapcs}} = RC$$

Ebből következik, hogy a mikroelektronikában a félvezető eszközök méreteinek csökkentése az adott műveleti teljesítménnyel (például számítógépeknél a hatékonyság, amely 1 s alatt elvégezhető műveletek



3. ábra. Integrált áramkör átváltási karakterisztika család. Az átváltási karakterisztika változása a környezeti hőmérséklet változásának hatására



4. ábra. A szabványos raszter-távolság fejlődése a félvezető technológiában

számából számítható) bíró elektronikus teljesítmény felvételének csökkenésével jár.

Képzeld el, hogy az áramutak mentén felosztjuk a félvezető eszközt n -részre úgy, hogy a tranzisztor átmeneteinek területe n -szer csökkenjen, miközben a többi méretek változatlanok maradnak. Ezáltal az átmenetek kapacitása n -ed részre csökken, és bár a logikai egység időállandója (vagyis a működési sebesség) változatlan marad, a teljesítményfelvétel n -ed részre csökken:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{V^2}{nR}$$

Így a mikroelektronika fejlődése az IC komponensek méretcsökkenésének irányában az adott funkcionális teljesítőképességgel rendelkező elektronikai áramkörök teljesítményfelvételének csökkenéséhez vezet.

Az adott IC technológiai színvonalra, és szabványosított tápfeszültségekre a

$$\tau_{\text{kapcs}} \cdot P = V^2 \cdot C$$

egyenlet azt mutatja, hogy a logikai egység kapacitásértéke állandó és egyenlő 4 pF ($Q = 100\text{ pJ}$ esetében).

Ha a logikai egység fizikai szerkezetét képező $p-n$ átmenetek átlagos fajlagos kapacitását 250 pF/mm^2 -nek fogadjuk el, az elem átmeneteinek felülete $1,6 \cdot 10^{-2}\text{ mm}^2$ -re, lineáris méretei pedig $1,3 \cdot 10^{-1}\text{ mm}$ -re adódnak. Így a logikai egységben egy tranzisztor által elfoglalt terület $100 \times 100\text{ }\mu\text{m}^2$ körül lesz.

Feltételezve, hogy a maximális raszterszám a tranzisztor topológiáján eléri a $10-20$ -at, azt kapjuk, hogy a raszter-távolság értéke egyenlő lesz $5-10\text{ }\mu\text{m}$ -rel (4. ábra).

Az integrált áramkörök merőben különböző tulajdonságokkal rendelkező területeit egymástól elválasztó lépéstávolság szokványos értéke állandó egy adott tömeggyártásban alkalmazott technológiai színvonalra. Az integrált áramkörök megmunkálási technológiájának fejlődése a szabványos raszter-távolság értékének fokozatos csökkenésével jár. A „félvezető korszak” kezdetén a technológiai fejlődés folyamán mintegy 100 -szoros raszter-távolság csökkenés ment végbe (4. ábra). A legnagyobb sebességű IC sorozatok technológiájánál a szabványos raszter-távolság értéke $2,5-5\text{ }\mu\text{m}$; a kidolgozandó technológiáknál pedig $2\text{ }\mu\text{m}$ -nél kisebb raszter-távolság gyakorlatilag a

fizikai felbontóképesség határán van, ami csak látható fényben, precíziós fotografiai módszerekkel érhető el. $1 \mu\text{m}$ -nél kisebb szabványos rasztértávolságot pedig valószínűleg csak elektronsugaras megmunkálással kaphatunk.

A mikroelektronikai eszközök méreteinek csökkenése és az ezzel együttjáró átváltási frekvencianövekedés lehetővé tette, hogy mintegy 10^{-9} s (1 ns) nagyságrendű kapcsolási időt érjünk el. Eddig 2–3 ns kapcsolási idejű félvezetőalapú integrált áramköröket dolgoztak ki és kerültek a gyártásba.

1. melléklet

A TTL típusú IC sorozat funkcionális alapáramkörei

- „8 ÉS-NEM” kapu
- „4 ÉS-NEM” kettős kapu
- „3 ÉS-NEM” kapu hármas
- „2 ÉS-FEM” kapu négyes
- „4 ÉS-NEM” kettős kapu nagy kimeneti terhelhetőséggel
- „2–2 ÉS—2 VAGY—NEM” kettős kapu
- „2–2—2—3 ÉS —4 VAGY/NEM” kapu
- „4–4 ÉS —2 VAGY—NEM” kapu
- S—K tár
- Kettős D-tár
- D-tár négyes
- kettős 4-bemenetű „VAGY” típusú bővítő egység
- kettős 4-bemenetű „ÉS—NEM” típusú áramkör, nyitott kollektoros kimenettel és megnövelt kimeneti terhelhetőséggel (kijelző rendszerekhez)
- négy egybeépített 2-bemenetű „ÉS—NEM” típusú áramkör nyitott kollektoros kimenettel (ellenőrző rendszerekhez)
- decimális számlánc fázis-impulzus jelfeldolgozással
- kettős-tizes 4-bites számlánc
- 12-es számlánc — osztó
- kettős 4-bites számlánc
- kettős-tizes reverzív számlánc
- frekvencia osztó változtatható osztási együtthatóval
- 4-bites univerzális léptető tároló
- 1-bites teljes összeadó
- 2-bites teljes összeadó
- 4-bites teljes összeadó
- 2 címző bemenet meghajtó
- memória meghajtó: szorzó erősítő: null beállító áramkör stb.

Az ECL típusú, ultranagysebességű, számítástechnikai IC sorozat funkcionális alapáramkörei

- „VAGY/VAGY—NEM” négyszer kétbemenetű kapu
- „ÉS—NEM” négyszer kétbemenetű kapu
- „VAGY/VAGY—NEM” kapu hármas
- „VAGY—NEM” kapu hármas
- „VAGY/VAGY—NEM” kettős kapu
- „VAGY” kettős kapu nagyteljesítményű kimenettel
- „VAGY—NEM” kettős kapu nagyteljesítményű kimenettel
- „VAGY—ÉS/VAGY—ÉS—NEM” kettős kapu
- „VAGY—ÉS” kettős kapu
- „(3—3—3—4) VAGY—4 ÉS” kapu
- „(2—2) ÉS—2 VAGY) (2—2) ÉS—2 VAGY—NEM” kettős kapu
- „VAGY—ÉS/VAGY—ÉS—NEM” kapu
- összeadó hármas
- vonalvevő négyes
- vonalvevő hármas
- gyors továbbító áramkör
- kettős összeadó-számító egység
- kettős D-tár
- kettős tárkiolvasó
- D tár négyes
- négyszer 2-bemenetű D tár
- kettős S—K tár
- 3-bites dekódoló
- 8 csatornás multiplexer
- univerzális kettős számlánc
- univerzális decimális számlánc
- 12-es bemenetű paritás vizsgáló
- 4-bites aritmetikai egység
- 4-bites univerzális léptető tároló
- 64-bites memória véletlen hozzáférésű memória
- 16-bites memória véletlen hozzáférésű memória
- 4-bites memória asszociatív kiválasztással
- 256-bites PROM (programozható fix memória)
- 1024-bites PROM
- 64-bites operatív memória
- 256-bites operatív memória
- tranzisztor négyes TTL-ről ECL-re és ECL-ről TTL-re szintekkel
- vonalmeghajtó stb.

SZEMLE

(Folytatás a 168. oldalról)

A változtatható utánvilágítási idővel rendelkező katódcsövek tárolórácsának továbbfejlesztése a Hewlett-Packardnál a beégéssel szembeni biztonság és az írássebesség tökéletesítéséhez vezetett. Új anyagokkal és előállítási eljárásokkal jutottak ide. Az új tárolócső-változattal gond nélkül lehet dolgozni, a csövek csaknem elérik a hagyományos tárolócsövek erőteljességét. Az új csövek a Hewlett-Packard új, szögletes ernyőjű tároló oszcilloszkópjainak szokványos kiviteleként készülnek, de korábbi modellekbe is beépíthetők különösebb módosítások nélkül. A cég képviselője hangoztatta, hogy nem kell a vásárlásnál hátrányokkal számolni; az írás sebességét és a világosságot ugyan megnövelték, az ár azonban nem emelkedett. Az írássebesség 100-szorosa az előző típusokéinak (maximum $100 \text{ cm}/\mu\text{s}$). Ezzel egy egyszeri, 1 cm magasságú, valamint 10 ns-os emelkedési és esési idővel rendelkező jel ábrázolására nyílik lehetőség. Ennél sokkal fontosabb azonban az, hogy rendkívül csekély ismétlődési gyakoriságú jelek is felfoghatók. (KGM-MTTI inf. a Hannoveri Vásárról, 1974. [79])

A szilárdtest mikrohullámú oszcillátorok és erősítők előretörése a csőgyártókat arra készítette, hogy igyekezzenek növelni eszközeik hatásfokát, sávzélességét, s ugyanakkor olcsóbban állítsák elő termékeiket.

Az utóbbi idők eredményei ezen a területen:

- a haladóhullámú csövek hatásfokát 18...20%-ról 50%-ra emelték. A mikrohullámú frekvenciatartomány alsó határán a közeljövőben 90%-os hatásfokú csöveket akarnak előállítani,
- jelentős minőségi javulást értek el a kettős üzemű haladóhullámú csövek gyártása területén,
- a mikrohullámú csöveknél is bevezetett nyomtatott áramköri technika az előállítási költségeket 10-es faktoral csökkentette,
- a jobb hűtési módszerek lehetővé tették a mikrohullámú csövek magasabb teljesítményszinten való működését.

(Elektronik Design, 1974. 22. k. 7. sz. [80])

(Folytatás a 184. oldalon)

Immittancia számítása topológiai formulával

ETO 519.54:621.372.5.049.61

Lineáris hálózatok bemeneti immittanciájának számolása elvi és gyakorlati szempontból megoldottnak tekinthető, e számítások lényegében véve a klasszikus hálózatanalízis módszereiből adódnak [1]. Ilyen hálózatok számítógépes tervezése azonban e már lezártnak tekinthető módszerek felülvizsgálását, kiegészítését, illetve új módszerek kidolgozását teszi szükségessé. Így napjainkban sokszor lehetővé és célszerűvé válik egy összetettebb tervezési probléma konkrét megoldásánál a hálózat operátoros immittanciáját is topológiai formulák felhasználásával számolni [6].

Topológiai formulák alkalmazását részben azok könnyen programozhatósága, részben pedig „bonyolultabb hálózatok” esetén betűegyütthetős függvénykapcsolatok számítógépen való felírása teszi célszerűvé [3]. A mechanikus munkák tetemes megnövekedése számítógép alkalmazásánál számos esetben nem jelent problémát, mert a többletmunka árán (amelyet a számítógép „végez” el) gyakran lehetővé válik elvileg és számítástechnikailag igen bonyolult matematikai módszer felhasználásának elkerülése.

Az eddig elmondottakból az tűnne ki, hogy a topológiai formulák alkalmazása számítógépes felhasználásánál előnyös, tehát például „kézi számolásra” nem alkalmas. Ez azonban távolról sem így igaz. E cikkben bemutatunk egy eljárást, amelynek felhasználásával RCL-hálózat operátoros immittanciája topológiai módszerrel számolható, és konkrét példát adunk rá, hogy e módszer még „kézi számolásra” is legalább olyan alkalmas, mint a klasszikus eljárások.

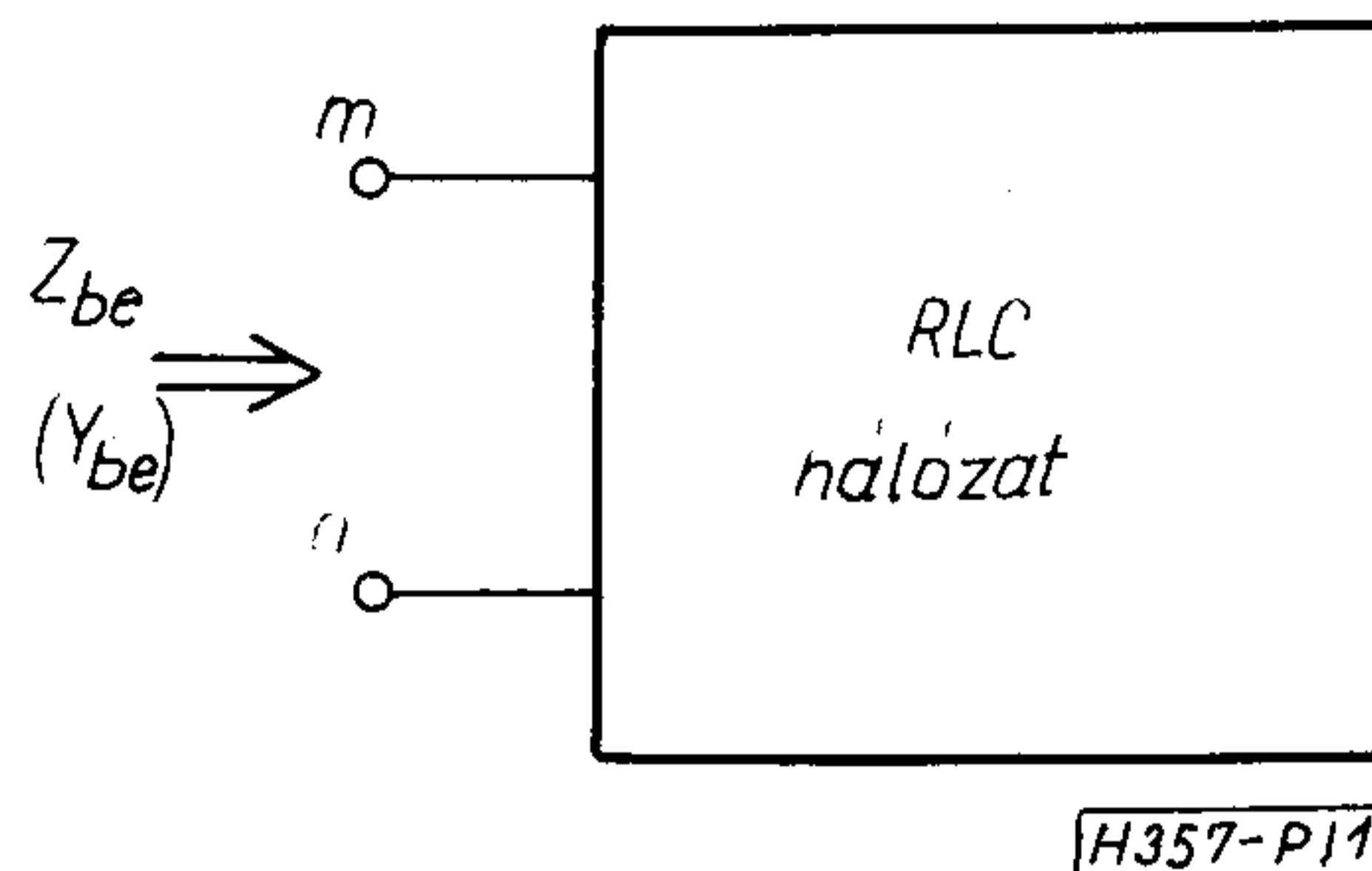
Topológiai formula immittancia előállításához

Mint ismeretes [5], RCL kétkapú hálózat transzfer impedanciája írható a következő formában:

$$Z_T = \frac{2'_T}{1_T}, \quad (1)$$

ahol (1) számlálója a hálózatgráf be- és kimeneti pontjait szétválasztó (előjeles) 2-fák, nevezője pedig a hálózatgráf fái szerint képzett (operátoros) éladmittanciák szorzatösszege. Speciálisan, ha a be- és a kimeneti pontpárok egybeesnek (1), formula megadja a tekintett hálózat (operátoros) bemeneti impedanciáját:

$$Z_{be} = \frac{2_T}{1_T}. \quad (2)$$



1. ábra

illetve (operátoros) bemeneti admittanciáját:

$$Y_{be} = \frac{1_T}{2_T}, \quad (3)$$

(2) és (3) formula számlálójának és nevezőjének részletes felírásához tekintsük az 1. ábrán látható hálózat rajzát, ahol a hálózat bemeneti pontjai m , illetve n számozást nyerték. [3] figyelembevételével írhatjuk:

$$1_T = \sum_{\forall F} \left(\pi_{(i,j) \in F} Y_{ij} \right) \quad \text{és} \quad (4)$$

$$2_T = \sum_{\forall^2 F} \left(\pi_{(i,j) \in^2 F} \right) Y_{ij}. \quad (5)$$

(4) és (5)-ben F a hálózatgráf fája, F^2 a bemeneti pontokat szétválasztó 2-fája, Y_{ij} pedig a kapcsolat i . és j . számozású pontja közötti áramköri elem (operátoros) admittanciája. (Most az összes 2-fa előjele nyilvánvalóan pozitív).

A következőkben (2) és (3) formulák felhasználását tárgyaljuk a gráfelméleti fa előállítási módszer [4] alkalmazásával. (2) és (3) formulákban szereplő részgráfok generálása lényegében elintézett (fa és 2-fa generálások, lásd [4]). Vissza lehetne vezetni a 2-fa generálást is fa generálásra, mégpedig oly módon hogy az m . és az n . pont között egy ún. „ál-hálózati” elemet veszünk fel. Ezután tekintjük a hálózatgráf összes olyan fáját, mely tartalmazza az új elemnek megfelelő élet. Ezekből az „ál-hálózati” elemnek megfelelő élet törölve, éppen (2) számlálójában, illetve (3) nevezőjében szereplő részgráfok állanak elő.

Lehetséges azonban a szóban forgó topológiai formulákkal való számítástechnikai szempontból célszerűbb eljárást kidolgozni. Ehhez jelöljük G -vel a tekintett hálózat gráfját, M_G -vel pedig a hálózatgráf módosított adjacencia mátrixát. A hálózatgráf fát most célszerű $v(u^{-1}(M_n))$ alakban keresni. A fák előállítása közben a szükséges teljes ciklusvizsgálatokat érdemes úgy szervezni, hogy azokkal együtt (2) számlálójában, ill. (3) nevezőjében előforduló $F_{n,n}^2$ 2-fák is „előadódjanak”.

E célból tekintsük M_G -ből képezhető, a hálózatgráf fáji előállításához szóba jöhető összes $(s_1, s_2, \dots, s_{n-1}, 0)$ alakú soros reprezentációkat, ahol s_i az $1, 2, \dots, n$ természetes számok valamelyike ($i=1, \dots, n-1$). Soroljuk osztályokba e soros reprezentációkat. Két soros reprezentáció kerüljön ugyanabba az osztályba, ha az m -edik elemükben megegyeznek. Nyilván az így definiált osztályozás egyértelmű, az osztályok maximális száma n , továbbá az egyes osztályok elemeinek száma azonos. Az így definiált osztályok bármelyike felhasználható a 2-fák előállítására, nem kell mást tennünk csupán, mint egy osztály elemeiben az $s_m=0$ helyettesítést elvégeznünk, és a 2-fák felkutatásához szükséges teljes ciklusvizsgálatot az így módosított soros reprezentációkon végrehajtunk.

Lehetőség nyílik a teljes ciklusvizsgálat olyan szervezésére is, hogy a soros reprezentációkon végighaladva egyetlen vizsgálatsorozat kiadja a fákat is és a 2-fákat is. Evégből az osztályokba sorolt reprezentációkon az egyik osztály elemein (pl. az első osztályán) „tüzetesebb” teljes ciklusvizsgálatot végzünk. Ez a következőképpen történik:

Legyen az egyik (első) osztály egy eleme $(s_1, \dots, s_m, \dots, 0)$. Ha a reprezentáción végrehajtott teljes ciklusvizsgálat véges kimenetelű, akkor az a hálózatgráf egy fáját reprezentálja, továbbá nyilván az $(s_1, \dots, s_{m-1}, 0, s_{m+1}, \dots, 0)$ egy alkalmas 2-fa soros reprezentációja.

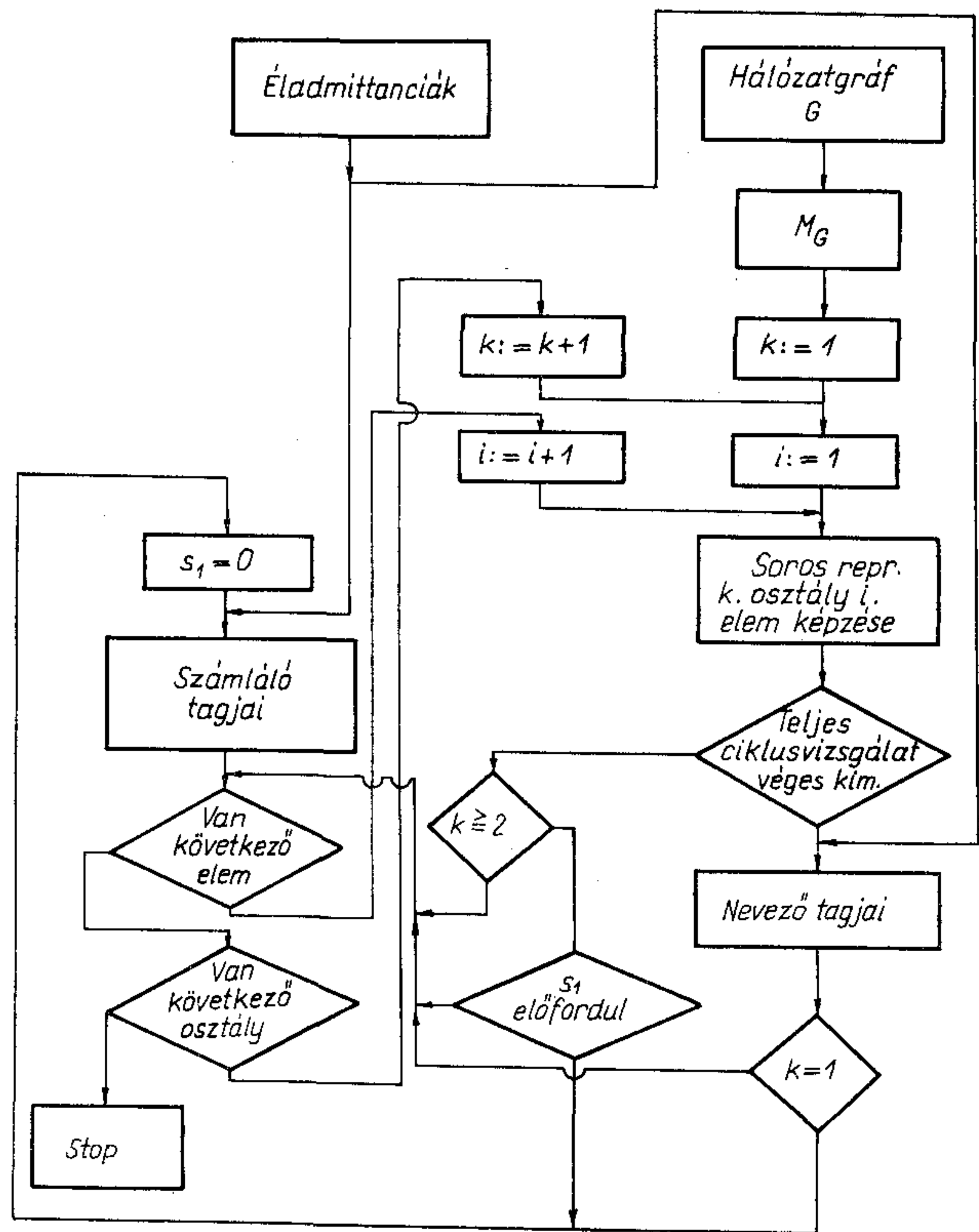
Ha a teljes ciklusvizsgálat kimenetele nem véges, akkor a szóban forgó soros reprezentáció nem állít elő fát, de 2-fát még nyerhetünk belőle. Evégből csak azt kell megfigyelnünk, hogy a nem véges kimenetelű ciklusvizsgálatokban az s_m elem előfordul-e. Ha igen, úgy a soros reprezentáció „módosítása” (ti. $s_m=0$ helyettesítéssel nyert soros reprezentáció) éppen egy alkalmas 2-fát jelöl.

A többi osztály elemein ezután a szokásos teljes ciklusvizsgálatot hajtjuk végre a fák előállítása céljából, mert a korábban elmondottak alapján az összes $F_{m,n}^2$ típusú 2-fa már az elsőnek tekintett osztály elemeinek „átvizsgálása” során előállt.

Természetesen az így szervezett „tüzetesebb” teljes ciklusvizsgálat a fa előállítási folyamatot lelassítja; ez az ára annak, hogy a 2-fa előállítást a fa előállítással összevontuk.

A szükséges részgráfok előállítása után az éleknek megfelelő paraméterértékek behelyettesítése következik, amelynek eredményeként előállnak a (2), ill. (3) formulák számlálói, ill. nevezőinek tagjai.

A 2. ábrán láthatunk egy, számítógépi program készítésére is alkalmas blokkvázlatot kétpólus impedancia előállításához. A blokkvázlatból kitűnik, amit már korábban is jeleztünk, hogy ilyen feladatok megoldásához a soros reprezentációkat általában nem természetes sorrendben célszerű képezni (amint azt a [4] módszernél láttuk), hanem osztályokba sorolva. A blokkvéma feltüntet két „számláló regisztert” is; az egyik (a k paraméterrel) az osztályokat, a másik (az i paraméterrel) pedig a k -adik osztályba sorolt reprezentációkat számolja. Megjegyezzük azonban, ha a kapcsolatban élünk az $m=1$ választással ami az általánosság megsértése nélkül megtehető, úgy az



H357-P12

2. ábra

osztályokba sorolás lehetséges a soros reprezentációk természetes sorrendben való felsorolásával.

Példa

Tekintsük a 3. ábrán látható ohmos ellenállással lezárt, kettős T kapcsolást, és feladatul tűzzük ki a bemeneti impedancia számítását.

Az ábrán a kapcsolási pontokat úgy számoztuk, hogy most $m=1, n=5$ teljesüljenek. A kapcsolatban szereplő paraméterértékeket relatív egységekben az áramköri elemek közelében tüntettük fel.

A 3. ábrából az M_G módosított adjacencia mátrix közvetlenül felírható:

$$M_G = \begin{bmatrix} 0 & 2 & 0 & 4 & 0 \\ 1 & 0 & 3 & 0 & 5 \\ 1 & 0 & 3 & 4 & 5 \\ 1 & 0 & 3 & 0 & 5 \\ 0 & 2 & 3 & 4 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

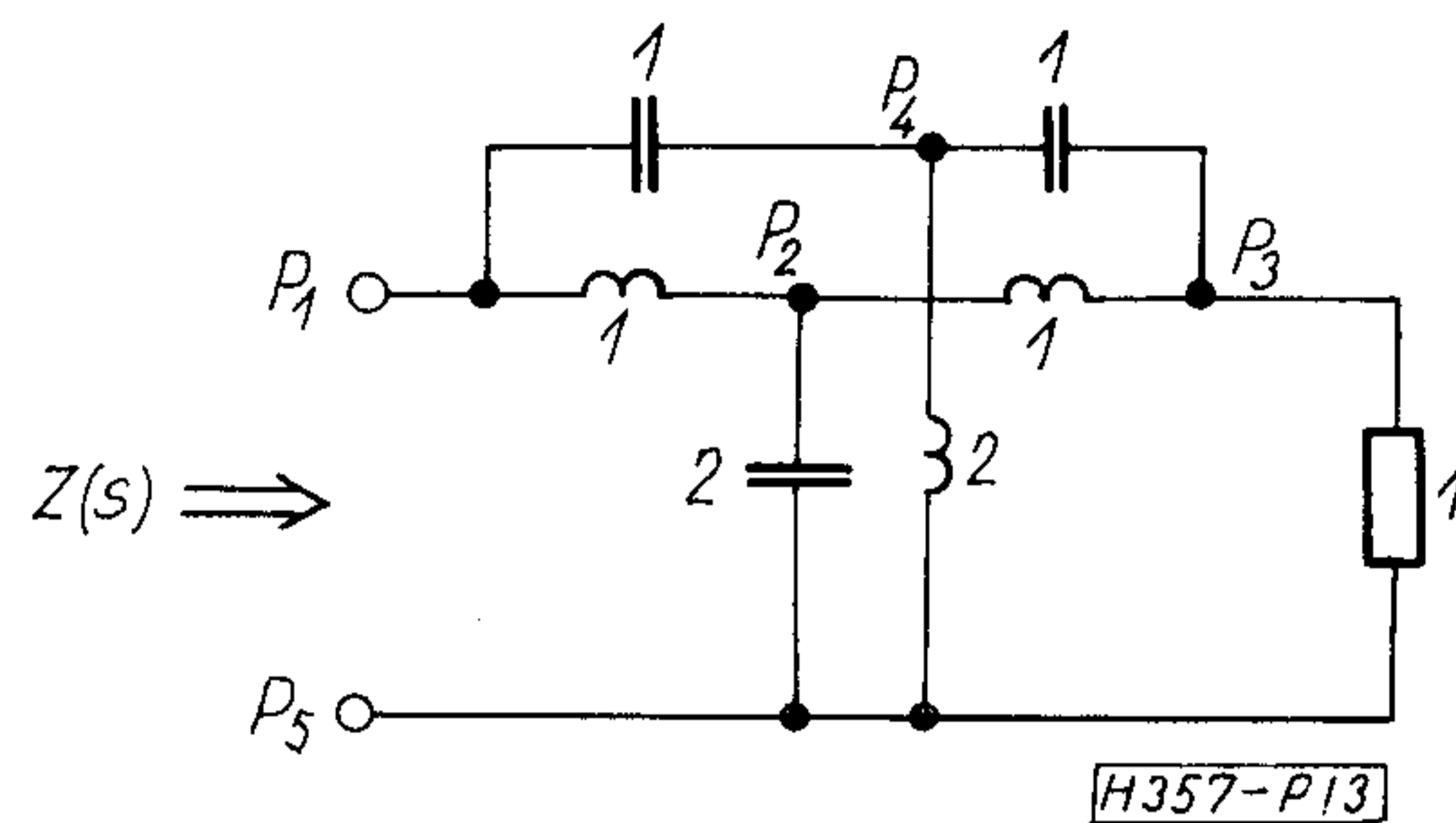
Az 1. táblázaton feltüntettük, az $s_5=0$ választással, a ciklusvizsgálatok számára szóba jöhető soros reprezentációkat, amelyeket (6)-ból képeztünk. A korábban tett megjegyzés értelmében a soros reprezentációk felírásánál a természetes sorrendet tarthattuk be.

A soros reprezentációk közül eleve kihagytuk azokat, amelyek biztosan nem szolgáltatnak alkalmas fát, ill. 2-fát. Ilyenek az 1. osztályban azok a soros reprezentációk, amelyekben sem az 5-ös, sem az 1-es szám nem fordul elő, továbbá a 2. osztályban azok a

1. táblázat

k	i	Soros reprezentáció	Fa	2-fa	Számoló tagja		Együtth.	"s"	Együtth.	"s"	
					Együtth.	"s"					
1	1	21210		+	1	-1					
	2	21230		+	1	-1					
	3	21250		+	1/2	-3					
	4	21410		+	1	1					
	5	21430									
	6	21450			+	1/2	-1				
	7	21510			+	1	0				
	8	21530			+	1					
	9	21550			+	1/2	-2				
	10	23210									
	12	23250									
	13	23410		+		1	1				
	15	23450		+	+	1/2	-1	1/2	-2		
	16	23510		+	+	1	0	1	-2		
	17	23530		+	+	1	0	1	-1		
	18	23550		+	+	1/2	-2	1/2	-3		
	19	25210		+	+	2	1	2	0		
	20	25230		+	+	2	1	2	0		
	21	25250		+	+	1	-1	1	-2		
	22	25410		+	+	2	3	2	2		
	23	25430									
	24	25450		+	+	1	1	1	0		
	25	25510		+	+	2	2	2	1		
	26	25530		+	+	2	2	2	1		
	27	25550		+	+	1	0	1	-1		
	2	3	41250		+			1/2	-2		
		6	41450		+			1/2	0		
7		41510									
8		41530		+			1	1			
9		41550		+			1/2	-1			
12		43250									
15		43450		+			1/2	0			
16		43510									
17		43530		+			1	1			
18		43550		+			1/2	-1			
19		45210									
20		45230		+			2	2			
21		45250		+			1	0			
22		45410									
23		45430									
24	45450		+			1	2				
25	45510										
26	45530		+			2	3				
27	45550		+			1	1				

soros reprezentációk, amelyekben az 5-ös nem fordul elő. Az 54 lehetséges reprezentáció közül így eleve kimaradt 10 soros reprezentáció. Különben a soros reprezentációkat számoztuk („i” paraméter); a kihagyott soros reprezentációk sorszáma hiányzik. A táblázatban összesen 44 soros reprezentáció szerepel, 2 osztályba sorolva. A szükséges ciklusvizsgálatokat elvégezve közvetlenül a soros reprezentációkon a fának megfelelőket „+” jellel jelöltük meg. Minkét osztályban 12 fának megfelelő soros reprezentációt találtunk, amelyek közül az 1. osztályban kerültek egyben $s_1=0$ helyettesítéssel 2-fának is megfelelnek. Az első osztály elemei közül még 9 esetben találtunk 2-fának megfelelő soros reprezentációt. A táblázat két utolsó oszlopában feltüntettük a talált fa, ill. 2-fának megfelelő éladmittancia szorzatokat. E szorzatok szolgáltatják a bemeneti impedancia számláló-jának, ill. nevezőjének tagjait.



3. ábra

2. táblázat

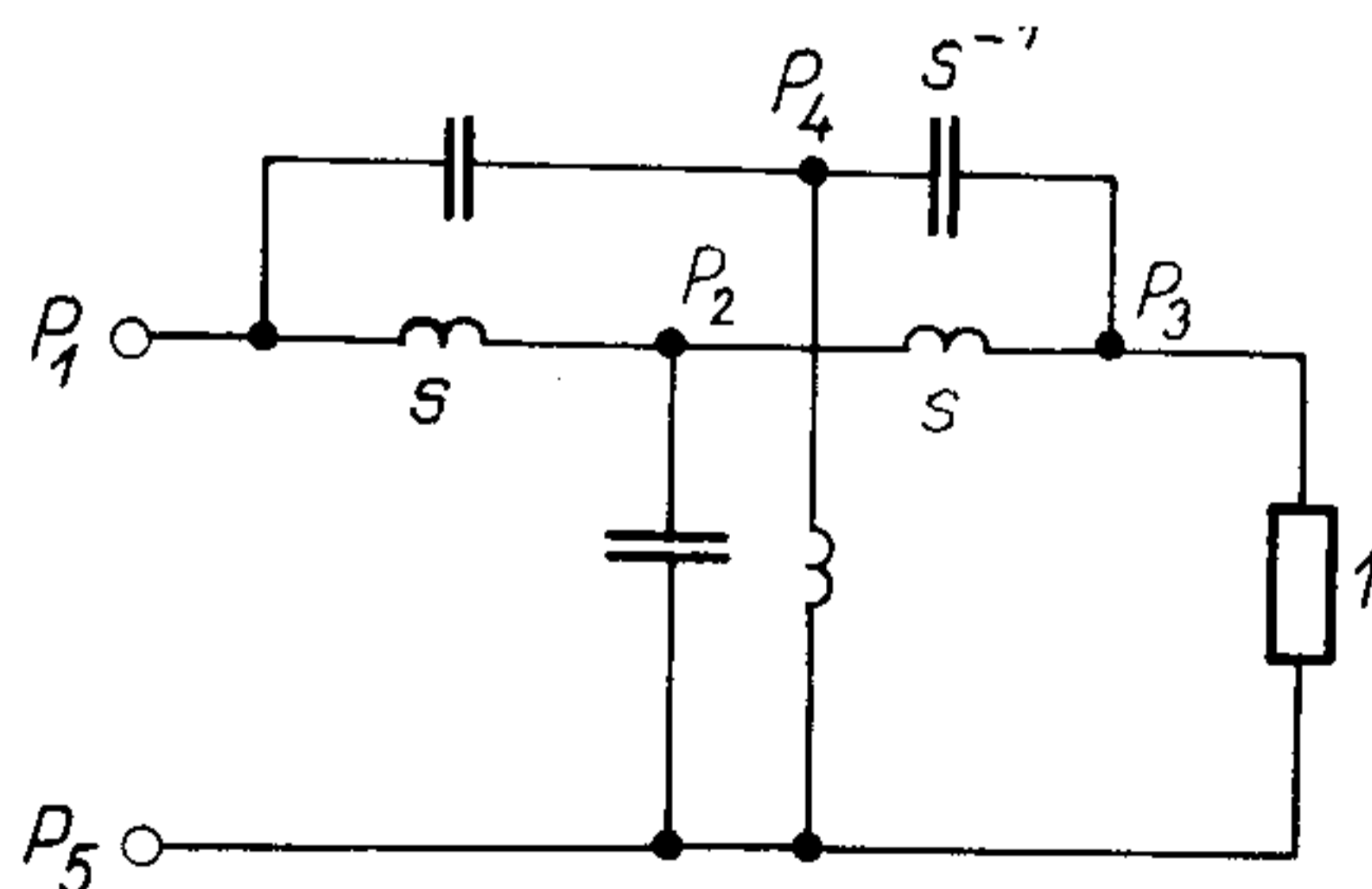
A soros reprezentáció														
1.	2.	3.	4.	helyén található										
				2	4	1	3	5	2	4	5	1	3	5
számjel megfelel az														
s^{-1}	s	s^{-1}	s^{-1}	$2s$	s^{-1}	s	1	s	s	$\frac{1}{2}s^{-1}$				
szorzótényezőnek														

A megfelelő éladmittanciák helyettesítését megkönnyíti a 3. ábráról tett következő közvetlen megfigyelés a 2. táblázat szerint.

Végül a számláló és a nevező azonos fokszámú tagjainak összevonása, valamint a tört $2s^3$ -vel történő bővítése után nyerjük a bemeneti impedancia képletét:

$$Z(s) = \frac{4s^6 + 8s^5 + 14s^4 + 10s^3 + 8s^2 + 2s + 1}{4s^6 + 10s^5 + 14s^4 + 14s^3 + 8s^2 + 4s + 1}$$

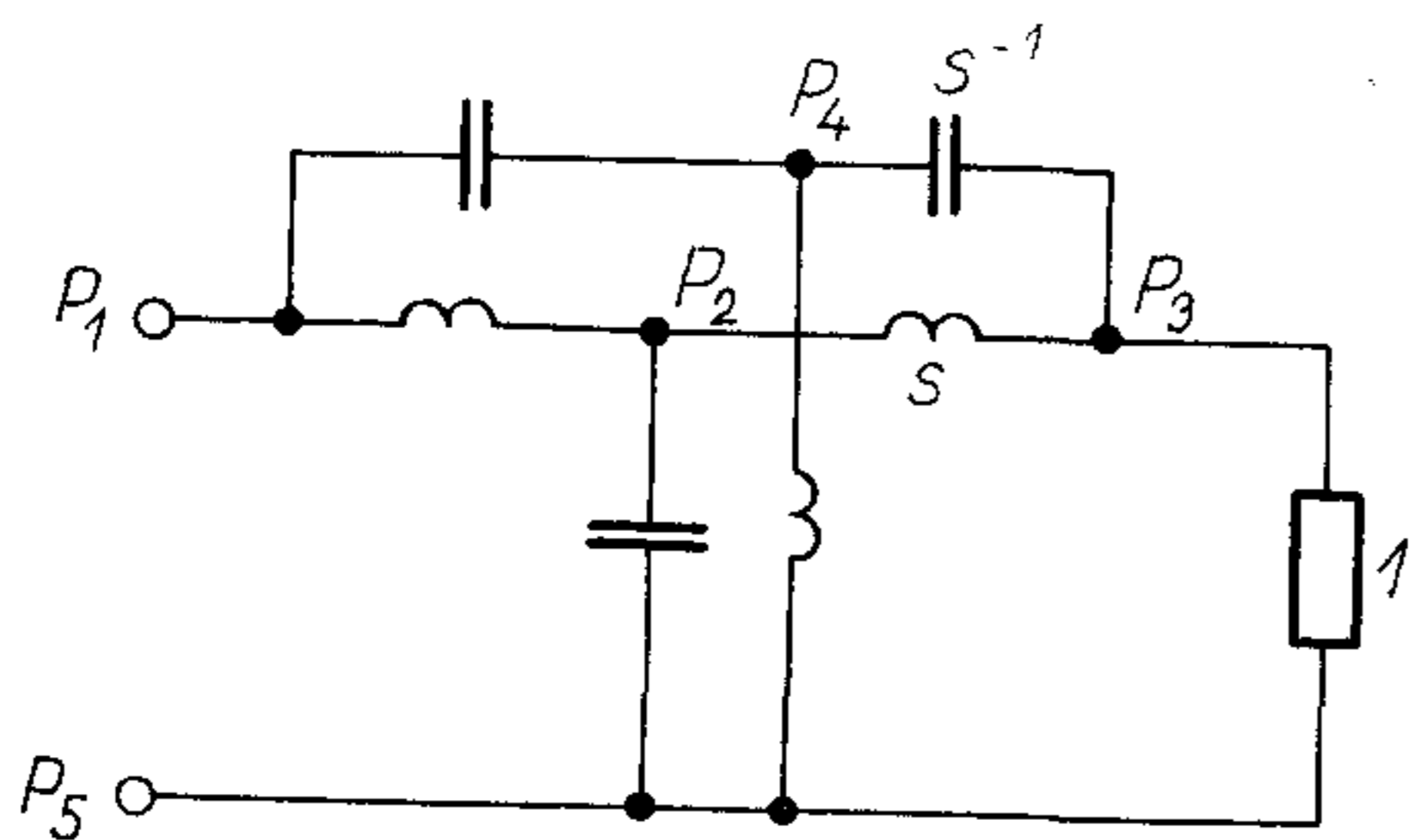
Megjegyezzük, hogy a számolást más módon elvégezve akár a csomóponti potenciálok módszerével. [2] akár elemi úton, pl. kétszeres delta-csillag átalakítással [2], akár szimmetrikus négy-pólus paraméterek meghatározásával [1], a számítási munka annyira tetemes, hogy a topológiai formulával történő „kézi



Soros reprezentáció: (23530)
Megfelelő nevező tag: $s^{-1} \cdot s^{-1} \cdot 1 \cdot s = s^{-1}$

H357-P14

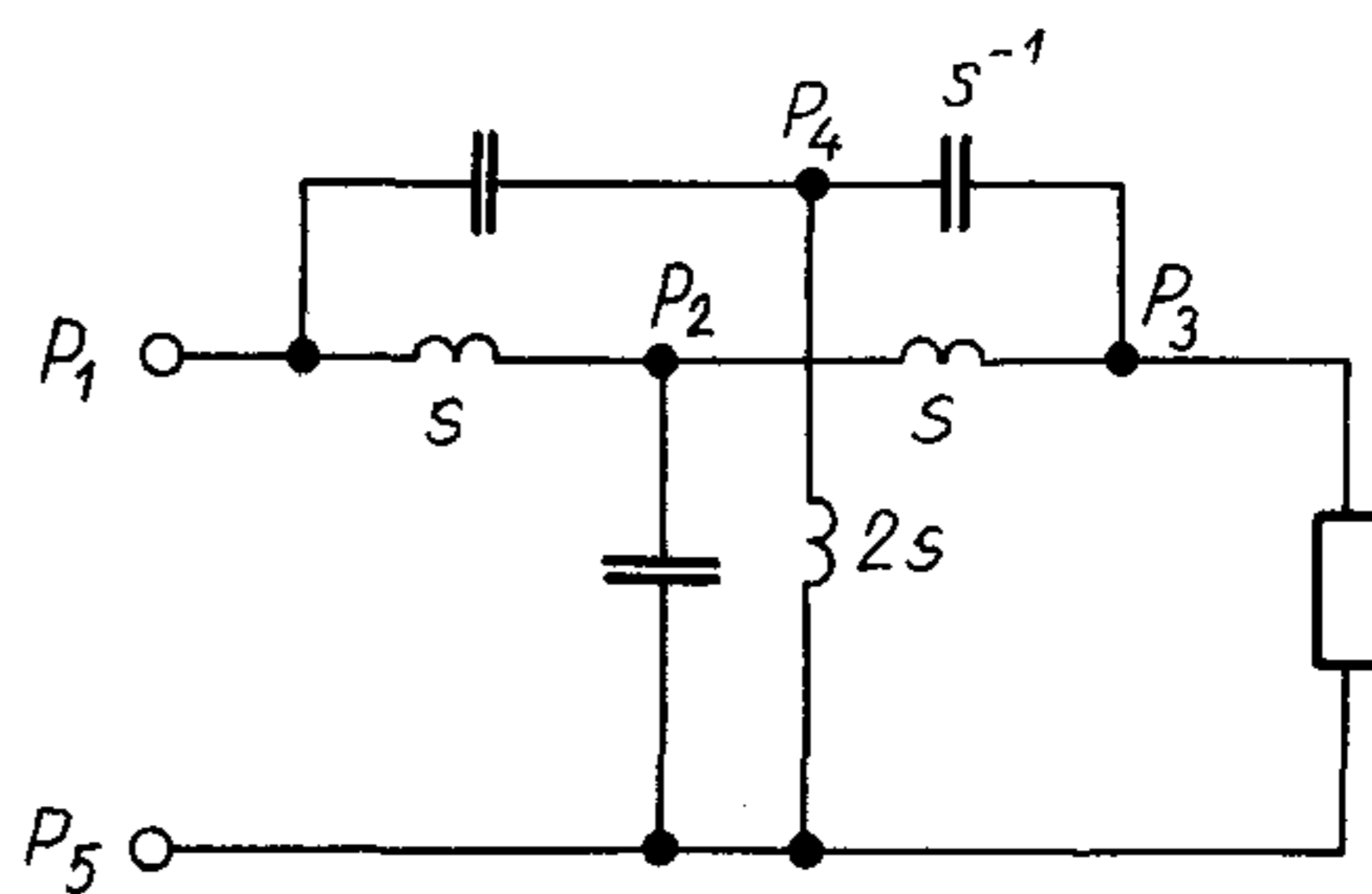
4. ábra



Soros reprezentáció: (03530)
Megfelelő számláló tag: $s \cdot 1 \cdot s^{-1} = 1$

H357-P15

5. ábra



Soros reprezentáció: (01250)
Megfelelő nevező tag:
 $s^{-1} \cdot s^{-1} \cdot \frac{1}{2} s^{-1} = \frac{1}{2} s^{-3}$

H357-P16

6. ábra

számítás nehézkessége” is vitatható. Bonyolultabb hálózatoknál gépi számolásra pedig a kidolgozott módszer igen elegáns.

A topológiai módszerrel történő számolás után illusztrációként kirajzolunk egy talált fát és két 2-fát, az egyszerűség kedvéért mindjárt az eredeti kapcsolási rajzon.

A 4. ábrán láthatjuk a táblázat $k=1, i=17$ jelű (23 530) soros reprezentációnak megfelelő fát, mégpedig úgy, hogy mindjárt ellenőrizhető hogy e fa a (2) formula nevezőjében éppen egy „s” értékű tagot eredményez.

Ugyanez a soros reprezentáció $s_1=0$ helyettesítéssel 2-fát szolgáltat ($k=1$), mégpedig egyik komponens izolált pont. A 2-fát és a megfelelő számlálóbéli „1” tag kiadódását az 5. ábrán szemlélhetjük.

A 6. ábrán viszont a $k=1, i=3$ jelű (01250) soros reprezentációnak megfelelő 2-fát rajzoltuk ki, annak

a feltüntetésével, hogy e talált 2-fa a számlálóba egy $1/2 s^{-3}$ tagot eredményez. E reprezentáció „átvizsgálása” nem eredményezett fát.

I R O D A L O M

[1] Géher, K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
[2] Vágó, I.: Villamosságatan II. Tankönyvkiadó, Budapest, 1968.
[3] Pávó, I.: RLC-hálózatok transzfer impedancia függvényének felírása digitális számológépen. Mérés és Automatika, XVII. évfolyam, 1969. 4. szám.
[4] Pávó, I.: Generation of the k-Trees of a Graph. Acta Cybernetica, Tom. 1., Fasc. 2, Szeged, 1971.
[5] Pávó, I.: Hálózatérzékenység meghatározás topológiai formulával. Híradástechnika, XXIII. évf., 5. szám, 1972. május.
[6] Pávó, I.: Lineáris hálózatok tervezése topológiai formulával, Kandidátusi értekezés, 1973.

S Z E M L E

(Folytatás a 180. oldalról)

Az elektronikus ipari szabályozóberendezések felhasználásának gyors expanzióját a műszereknek és automatáknak egyre növekvő, kedvező lehetőségei és alkalmazási tartományai eredményezik.

Így egyre több szabályozóberendezést és műszert fognak használni a gyártási folyamatokban. A gyártásszabályozó berendezések 1985-re valószínűleg fontosabbakká válnak a folyamatszabályozó berendezéseknél. Alkalmazásaik kiterjednek a szerszámgép-vezérlő berendezéseken túl az anyagmozgatás, a speciális „robot”-eszközök és az automata áruházakhoz tervezett egyéb másfajta berendezések területeire.

A számítógépek árcsökkenése gyorsítani fogja a gyártási területek automatizálását, árcsökkenések megismétlődnek majd a következő tíz év alatt is. A számítógép ára egyre kisebb akadályt jelent majd az automatizálásnak és a szabályozásnak.

A légszennyezés csökkentése és ellenőrzése a következő évtizedben lényegesen hozzá fog járulni az ipari szabályozóberendezések felhasználásának átlagos növekedéséhez mind az USA-ban, mind Európában. A szennyezőanyagok detektálására és a nukleáris erőművektől származó sugárzás figyelemmel kísérésére szolgáló kifinomult érzékelőeszközök felhasználása várhatóan gyorsan elterjed a közeljövőben.

A tömegközlekedési rendszerek és eszközök számítógépes irányítása jelentősen hozzá fog járulni az ipari szabályozó-

berendezések felhasználásához, feltehetőleg több, mint 25 milliárd dollár összértékben, amelyben durván 2,5 milliárd dollár lesz az elektronika. A különleges gépjárművek számítógép vezérlésű modelljei már szintén fejlesztési stádiumban vannak.

Hamarosan, valószínűleg már valamennyi gépkocsit ellenőrizni kell időszakosan annak meghatározása érdekében, hogy a kipufogó gáz szennyezőanyag-tartalma elfogadható szinten belül van-e.

A világ összes ipari szabályozóberendezésének (beleértve a számítógépeket is) elektronika-tartalma a fő termékcsoportok szerint várhatóan (milliárd dollárban):

Termékcsoport	1960	1965	1970	1975	1980	1985
folyamatszabályozó berendezések	—	0,9	1,8	2,6	3,8	5,5
gyártásszabályozó berendezések	0,4	0,4	0,8	1,8	3,4	5,4
ipari, termelésirányító számítógépes rendszerek	0,2	0,1	0,3	0,7	1,5	3,0
Összesen:	0,6	1,4	2,9	5,1	8,7	13,9

(„Electronics Industry in 1985” c. EIA prognózis adatai alapján, 1974. [51])

(Folytatás a 189. oldalon)

Kvadrofon hangfelvételek mikrofontechnikai kérdései

ETO 621.395.61:681.84.087.7

Közel öt esztendeje folynak a Magyar Rádióban a kvadrofon hangfelvételekkel kapcsolatos kísérletek, elsősorban a zenei, hangjáték, de újabban a riport műfajokban is. A kísérletek során számos technikai és esztétikai kérdés nyert tisztázást, de minden eredmény újabb és újabb kérdések sorát veti fel, s így leszűrődött eredményekről még korai lenne beszélnünk.

Az elmondottak érvényesek a kvadrofon mikrofonrendszerekre vonatkozóan is: anélkül, hogy általános érvényű szabályokról beszélhetnénk, a szóba jöhető rendszerek körvonalai már halványan meghúzhatók.

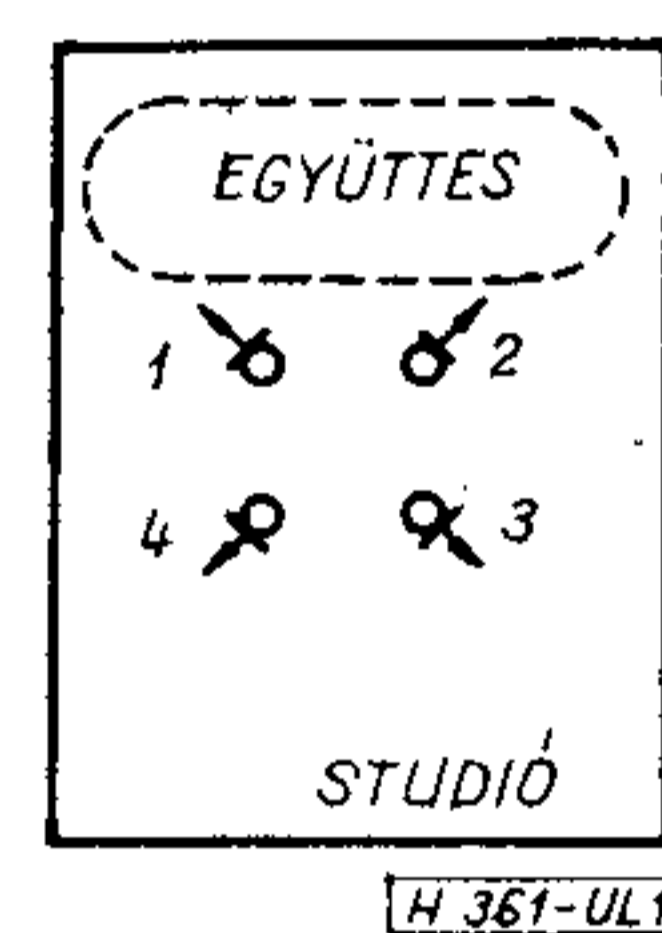
A cikk az ez ideig végzett hangfelvételi kísérletek mikrofontechnikai tapasztalatait tárja az olvasó elé, érintve az ún. komolyzenei, könnyűzenei, valamint hangjátékfelvételeket, továbbá kitér a kvadrofon mikrofonokkal kapcsolatos kérdésekre, és a kvadrofon mikrofonrendszerek mozgására.

A kvadrofóniában alkalmazott mikrofonrendszerek alapja minden esetben egy mikrofonnégyes, mely a négy csatorna jeleit szolgáltatja. Mivel a lehallgatáskor a hangszórók elhelyezése legtöbbször szabályos négyzet alakban történik, ennek megfelelően a mikrofonok elrendezése is a négyzet geometriáját követi. Ha tehát a hallgató számára valamely természetes hangtér térélményét kívánjuk felidézni, akkor ezt a mikrofonnégyest kell az adott helyszínen felállítanunk. A térélmény „felidézése” helyett tér-leképzésről vagy tér-átvitelről is gyakran teszünk említést a kvadrofóniával kapcsolatban, e meghatározások azonban nem pontosak, hiszen egy hangtér leképzéséhez elméletileg végtelen számú átvivő csatorna szükséges, s ehhez képest a négy kvadrofon csatorna csak szerény minimumnak tekinthető. De hogy a hallgató még e négy csatorna által is kitűnő térérzetet, jelenlétérzetet kap, azt a lehallgatások egyértelműen bizonyítják. Ez egyben azt is igazolja, hogy a kvadrofónia négycsatornás megoldása milyen szerencsés optimumot jelent az egycsatornás monó és a végcsatornás „totális” térátvitel között.

A négy irányított mikrofon felállításának módja, a mikrofonok egymástól és a hangforrásoktól mért távolsága, valamint a szükség esetén felhasznált esetleges kiegészítő mikrofonok alkalmazása szorosan összefügg azzal, hogy milyen műfajban, milyen akusztikai körülmények között, milyen esztétikai célkitűzésekkel készül a kérdéses felvétel. Tekintsünk át az alábbiakban néhány lehetséges mikrofonelrendezést.

A szimfonikus, oratórikus, kamarazenei és kórus felvételeknél — egyszóval mindazon zenei műfajok esetén, amelyeket a köznyelv egyszerűen komolyze-

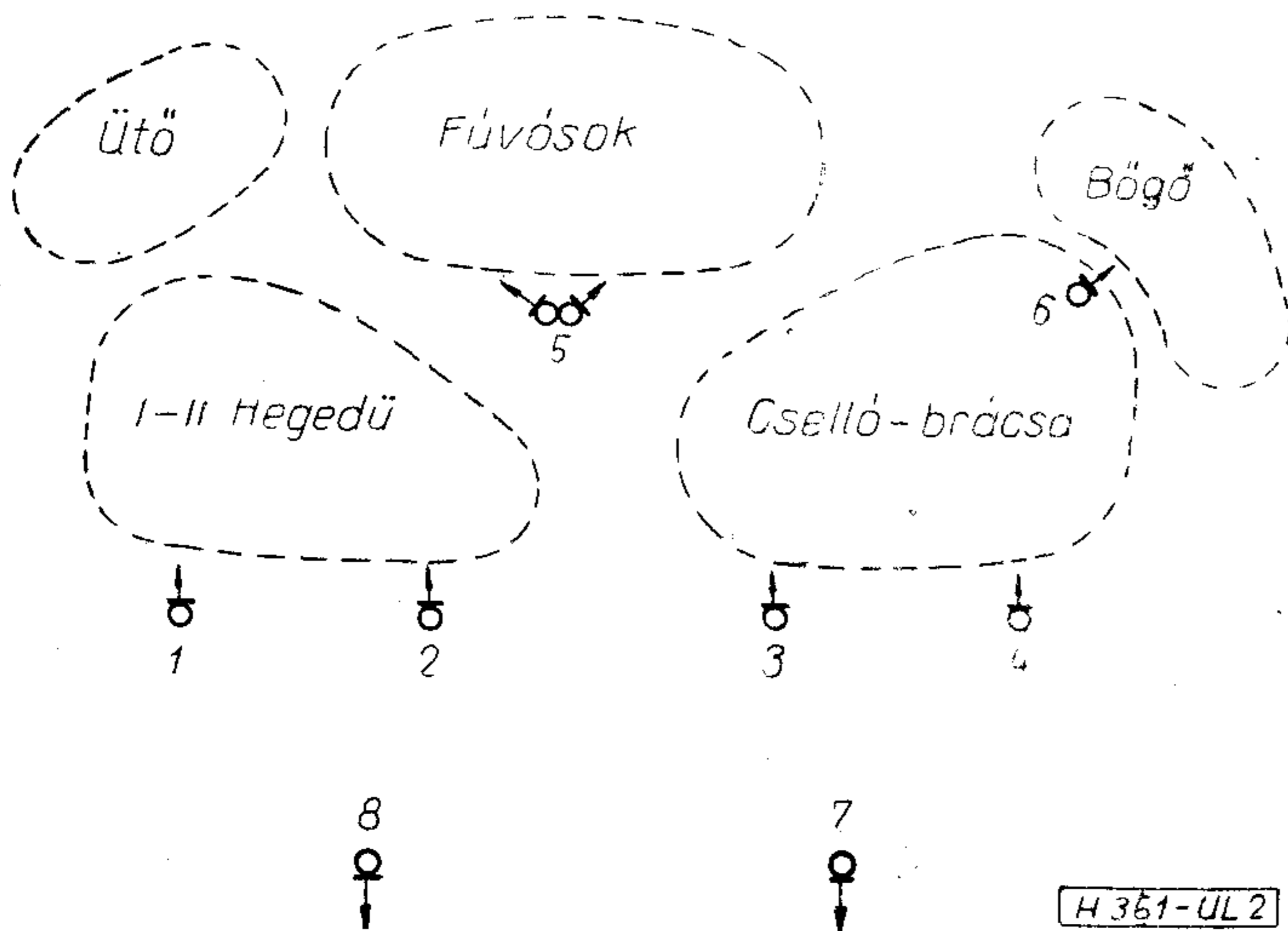
nének nevez — a kvadrofónia célkitűzése elsősorban a jelenlétérzet felkeltése, s ezzel együtt egy plasztikusabb hangzás létrehozatala. Az utóbbi fogalom nem szorul bővebb magyarázatra, a jelenlétérzet pedig egyszerűen annyit jelent, hogy a hallgatót behelyezzük a hangfelvétel atmoszférájába. Ha a hangfelvételi stúdió hangzása kiegyenlített, s a felvétel nem kíván különösebb beavatkozást, a felvételhez elegendő az alap mikrofonnégyes, melynek két első mikrofonja többnyire a direkt, a két hátulsó pedig az indirekt térjeleket érzékeli (1. ábra). A mikrofon-



1. ábra. Mikrofonnégyes felállítása a stúdióban

négyes felállítási helye — azaz a hangforrásoktól való távolsága — a kvadrofóniában éppúgy kötött, mint a monó vagy sztereó felvételeknél. Nem igaz tehát, hogy ha például a hallgatót egy koncertterem 10. sorába kívánjuk akusztikailag „behelyezni”, akkor a mikrofonokat is itt kell felállítani. Ez az elmélet ugyanis a hetvenes évek kezdetén eléggé elterjedt volt, s a nyomában készült — elsősorban kazettás — felvételek többször ártottak a kvadrofónia ügyének, mint használtak. Egy kvadrofon mikrofonrendszer sem rendelkezik ugyanis azzal a differenciált, intelligens, szelektálásra képes hallással, ami az emberi hallás jellemzője, s amelynek segítségével még egy koncertterem utolsó sorában is maradéktalan akusztikai élményben lehet részünk. A hangforrásoktól 10–15 méteres távolságban felállított mikrofonok kvadrofon felvételek esetén is éppen olyan elmosódott hangzást adnak, mint a monó vagy sztereó technikában. A mikrofonnégyes két első mikrofonja tehát nem lehet lényegesen távolabb a hangszerektől, mint a sztereófelvételeknél.

A mikrofonok közötti távolság — azaz a négyzet oldalélének hossza — néhány cm-től 4–5 méterig is terjedhet, a nagyobb távolság azonban nem kedvez a hangtér folyamatosságának: a hangszórók között „lyukak” keletkeznek, melyek irányában megszűnik a határozott lokalizáció, a hangtér négy sarokpontra szakad szét. A túlságosan kis mikrofontávolságok esetén viszont a leképzett tér szűkül le, s a felvétel egyre inkább egy kvadrofon-hangszórónégyesre kapcsolt monohangfelvételhez hasonlít.



2. ábra. Sztereó mikrofonelrendezésről kiegészített mikrofonrendszer: 1—2—3—4 mikrofonfüggöny a vonósoknak, 5 sztereó mikrofon a fúvósok előtt, 6 mikrofon a nagybölgőknek, 7—8: kvadrofón termikrofonok

A legtöbb esetben nem elegendő az egyetlen mikrofonnégyes — vagy a stúdió kiegyenlített hangzásviszonyai, vagy az előadói együttes kiegyenlítetlensége következtében — s ilyenkor elengedhetetlen a felvétel belső arányainak keverése, azaz további kiegészítő mikrofonok alkalmazása. Ez a kvadrofónia egyik legkényesebb kérdése, hiszen legtöbbször arról van szó, hogy egy nagyon korrekt, szimmetrikus mikrofonnégyest teljesen rendszertelen geometriai elrendezésben járulékos mikrofonokkal egészítünk ki, melyek felvételbeni hangerőssége (bekevertsége) a felvétel folyamán állandóan változik. Ilyenkor már nem a mikrofonnégyesből indulunk ki, hanem ehelyett megkeressük a felvételhez szükséges ideális sztereomikrofonelrendezést, melyet kiegészítünk a kvadrofón átvitelhez szükséges két hátsó mikrofonnal. A kiegészítésnél elsőrendű követelmény a szimmetria, valamint az, hogy a hátsó ténnyed az első ténnyedtől „ne szakadjon le”, azaz a hangtér leképzése folyamatos legyen (2. ábra). Kétségtelen, hogy ha tisztán matematikai alapon tekintjük az ábrán látható egyik lehetséges megoldást, akkor az nem tekinthető teljesen korrektnek. Mégis, a hangfelvételkészítés művészi újjáteremtő folyamata, valamint az elengedhetetlen művészi kompatibilitás — tehát a kvadrofónfelvétel sztereó és monó minősége — megköveteli az ilyen és hasonló „csalásokat”. Az ábra szerinti mikrofonelrendezés esetén pl. a négy mikrofonból álló, ún. mikrofonfüggöny széles és tömör vonóhangzást eredményez. A fúvósok előtt felállított sztereómikrofonnal azok hangzásbeli mélysége (távlat) tág határok között szabályozható. E mikrofont viszonylag magas szintre bekeverve az intim fafúvós szólások is kiemelhetők, közelbe hozhatók, míg teljes lekevert állapotában a fúvósok nagy távlattal szólalnak meg. A nagybölgők mikrofonja a leghalkabb basszus pizzicatót is olyan szintre emeli, mely a felvételen nem engedi meg annak zajszintbe olvadását. De túl a kompatibilitáson, sajnos tudomásul kell vennünk, hogy az elmúlt 2—300 év alatt a hangszerek

olyan nagymérvű változásokon mentek keresztül, melyen a klasszikus zene korabeli arányait jelentősen módosították. Ezt nap mint nap hallhatjuk a hangversenytermekben. A hangfelvétel-technika a helyesen alkalmazott polimikrofonos eljárással e változásokat még részben helyrehozhatja. A kvadrofónia „klasszikus” mikrofonnégyese tehát önmagában csak nagyon ritkán elegendő; egyszerű szólóhangszer, kórus, kamarazenei felvételek esetén.

Az eddigiekben a kvadrofón hangtér felépítése „elől direkt — hátul indirekt” rendszerben történt, azaz a két hátsó hangszóró kizárólag térjeleket sugárzott. Elképzelhető azonban olyan felépítés is, melynél a hallgatót az előadói együttesbe helyezük. Ennek a módszernek egyik kitűnő alkalmazási lehetősége az ún. velencei iskola, azaz a többkórusos technika, melynek szembenálló kórusai szinte követelik a kvadrofóniát. Itt már a két hátsó hangszóró is sugároz direkt jeleket, s az előadói együttes szinte körülöleli a hallgatót. E zeneművek realizálására még a sztereotechnikában sincs igazán mód, kifejezetten kvadrofón műfajjal állunk szemben.

Hasonló a helyzet a hangjátékok kísérő (aláfestő) zenéjénél is, melynél a hangszereket felosztjuk az egyes irányok között, anélkül, hogy bármely irányt kitüntetnénk. E megoldások mikrofontechnikai szempontból csupán annyit jelentenek, hogy a mikrofonok kivétel nélkül az együttesen belül helyezendők el, de lehetőleg a kvadrofónia geometriai követelményei szerint. Ha egy hangszert igen erősen megközelítünk egy mikrofonnal — tehát a mikrofon lényegében csak e kérdéses hangszert érzékeli — csak akkor tekinthetünk el a hangszerek stúdióbeli és hangképbeli helyzetének egyeztetésétől. Főleg a rendkívül polimikrofonikus hangjáték- és effekt zenei felvételek esetén keverhetjük e kiegészítő mikrofonok jeleit tetszőleges irányba, függetlenül a stúdióban elfoglalt helyüktől. Ilyenkor azonban további feltételt jelent, hogy e hangszereket lehetőleg csak a saját mikrofonjuk érzékeldje.

Ezzel már el is jutottunk a könnyűzenéhez, melynek kvadrofón mikrofontechnikája valójában nincsen. A könnyűzene kifejezetten „keverőasztal” műfaj, s főleg modern és valóban művészi irányzataiban a zene és a technika annyira elválaszthatatlan, hogy el sem képzelhető keverőasztal nélkül. A technikához való szoros kötődése egyben a technikai lehetőségek korlátlan szabadságát is jelenti: egy könnyűzenei felvételnél szinte minden megvalósítható, ami technikai szempontból meghökkentő, újszerű. Nem véletlen, hogy egy sor stúdiótechnikai berendezés létét, vagy felvirágzását éppen a könnyűzenének köszönheti; gondoljunk csak a különböző késleltető és visszhangosító berendezésekre, többsávú magnetofonokra, automatikus dinamikasabályzókra, szintetizátorokra. Sajnálatos, hogy a technikai lehetőségek eme bőségével a könnyűzene nagymértékben vissza is él: igénytelen, zenei mondanivaló nélküli, már-már a giccs határát súroló „termékek” gyakran teljesen azonos akusztikai megjelenéssel rendelkeznek, mint egy értékes, modern kamarazenei mércével is mérhető, könnyűzenei felvétel.

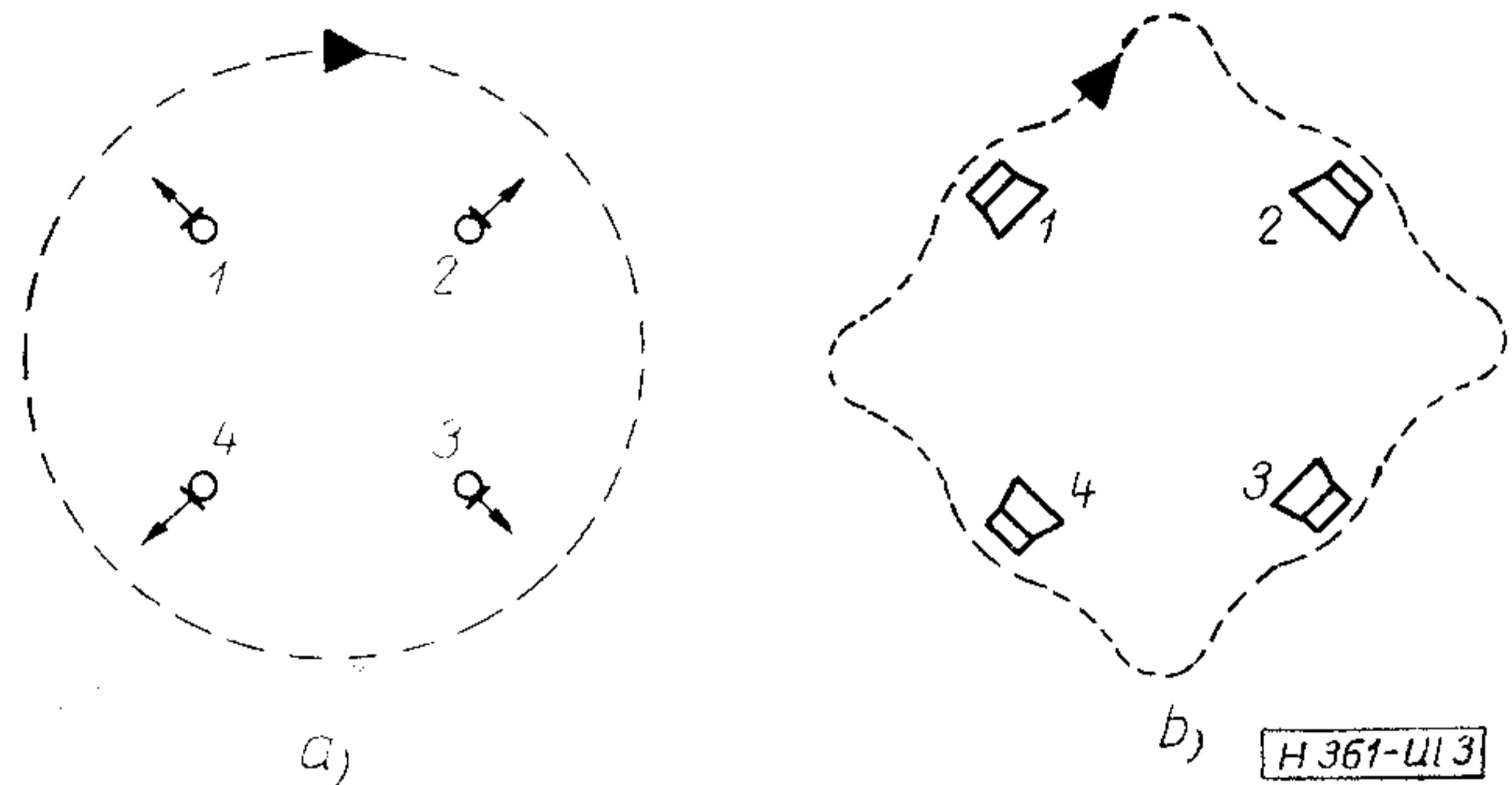
A könnyűzene a kvadrofóniát sem hagyta érintetlenül, s a monó play-back technikát a sztereózáson keresztül átmentette a kvadrofónia területére is. A sztereóban ez egy többnyire monó elemekből szintetizált hangképet, a kvadrofóniában pedig egy szintetizált hangteret jelent, a „hangtér” megjelölés természetesen itt már erősen vitatható, de nem is ez a cél. A kvadrofon könnyűzene nem reális hangtérérzet, jelenlétérzet igényével készül, hanem a play-back következtében különböző időben felvett hanganyagokat ízlésesen keveri a kvadrofon hangtér különböző irányába, miközben a panorámaszabályzóval történő körkörös mozgatástól vagy a hallgató feletti, ún. ötödik főiránytól sem riad vissza. A váratlan, a meg-hökkentő az uralkodó stílusjegye, melyben — egy bizonyos határig — még a legharsányabb technikai megoldások sem kifogásolhatók.

A play-back eljárás nem igényel kvadrofon mikrofont, a monó mikrofon a külön-külön történő felvételekhez általában elegendő, s sztereó mikrofon is csak a kiterjedt hangforrások vagy hangszercsoportok felvételéhez szükséges. S ha véletlenül kvadrofon mikrofonnégyes is felállításra kerül, annak alkalmazása sem a megszokott módon történik, hanem például úgy, hogy a mikrofonnégyes egy hangszercsoportot fog közre, s ezt nagyítja fel a hallgató számára. Így helyezhető a hallgató a „dobszerelésbe”, zongorába stb.

Ha a play-back módszer sztereó vagy kvadrofon elemeket is tartalmaz, akkor a többsávós rögzítéstechnika sávigénye nagymértékben megnő, többek között ez is indokolja a 16-sávú magnetofonok létjogosultságát, melyek a mai felvételtechnikai célkitűzések és megoldások közepette már nem tekinthetők maximalista vágyálomnak.

Mikrofontechnikai szempontból a hangjáték-felvételek jelentik a legnagyobb nehézséget, ugyanis ebben a műfajban kell a lehető legtökéletesebb irányítást biztosítanunk. Ennek oka egyrészt dramaturgiai természetű: a kvadrofon hangjátékban az egyes irányoknak dramaturgiai funkciójuk van, s ha a technikai forgatókönyvben „megtervezett” irányoktól eltérünk vagy azok rosszul lokalizálhatók, akkor ez kedvezőtlen esetben a megértés rovására mehet. Másrészt tisztán technikai kérdés, de korántsem elhanyagolható a hangjátéki mozgások korrekt átvitel, a mozgások folyamatossága. S ha még meggondoljuk, hogy egy kvadrofon mikrofonrendszer a néhány szereplős intim jelenetektől a hatalmas tömegjelenetekig csaknem minden esetben akusztikailag rendkívül kiegyensúlyozatlan „hangforrásokkal” áll szemben, azonnal világossá válik a kérdés összes nehézsége.

Tételezzük fel, hogy egy hangjáték jelenete körmozgást tartalmaz. (Meglehetősen ritka eset, de igen alkalmas a mikrofonrendszerek leképzésének vizsgálatára.) Ha a szokásos, kb. 2 m × 2 m-es mikrofonnégyest állítjuk fel, mely körül egy hangforrás körmozgást végez (3a ábra), akkor a felvételen körpálya helyett a 3b ábrán látható pályát kapjuk, mely a mikrofonok irányában horpadt, tehát közeli megszólalást ad, míg a mikrofonok köztes irányában a hangforrást távolra lokalizáljuk. Ez érthető, hiszen a mozgó hangforrásnak a mikrofonoktól mért távolsága perio-

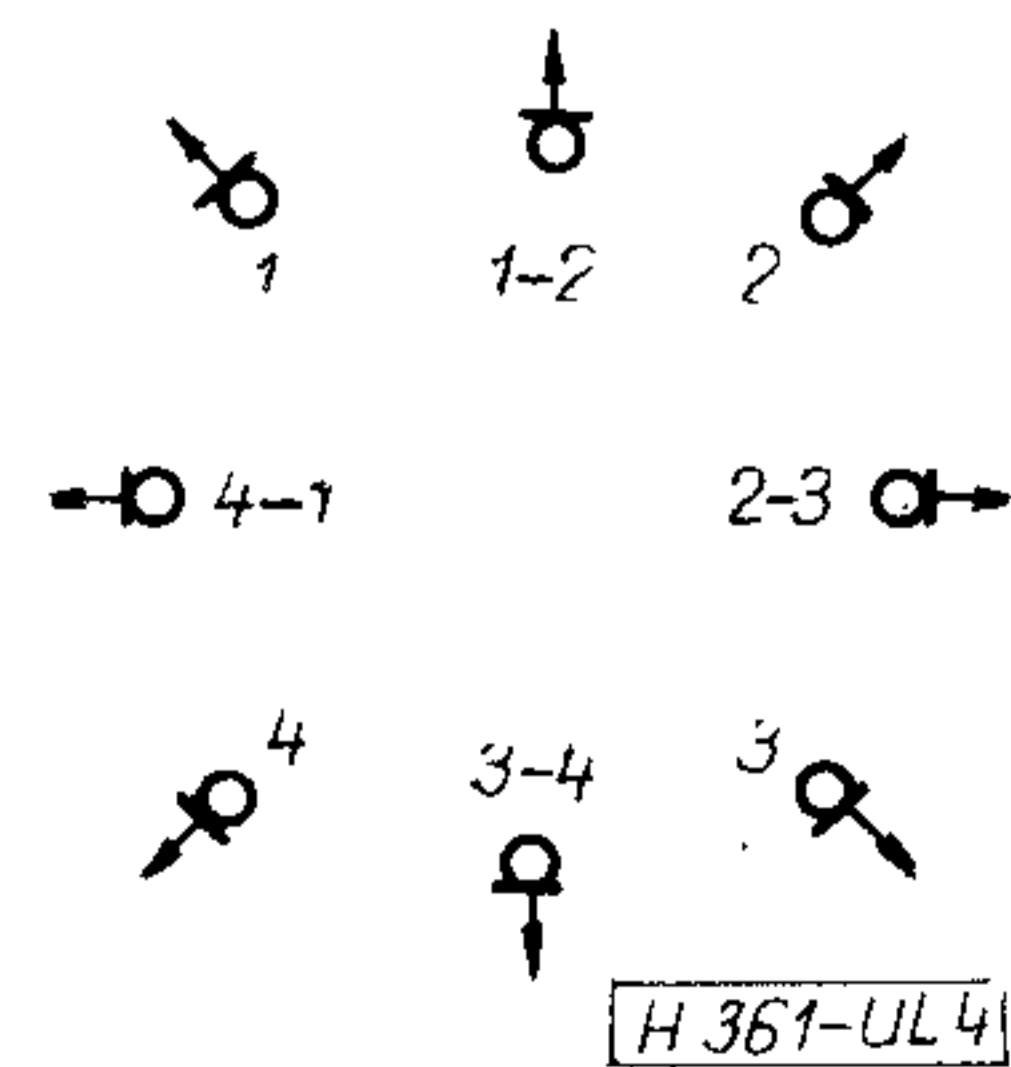


3. ábra. Hangforrás valóságos mozgása a mikrofonnégyes körül (a) és a felvétel „látszólagos” mozgásbenyomása a hangszórókon (b)

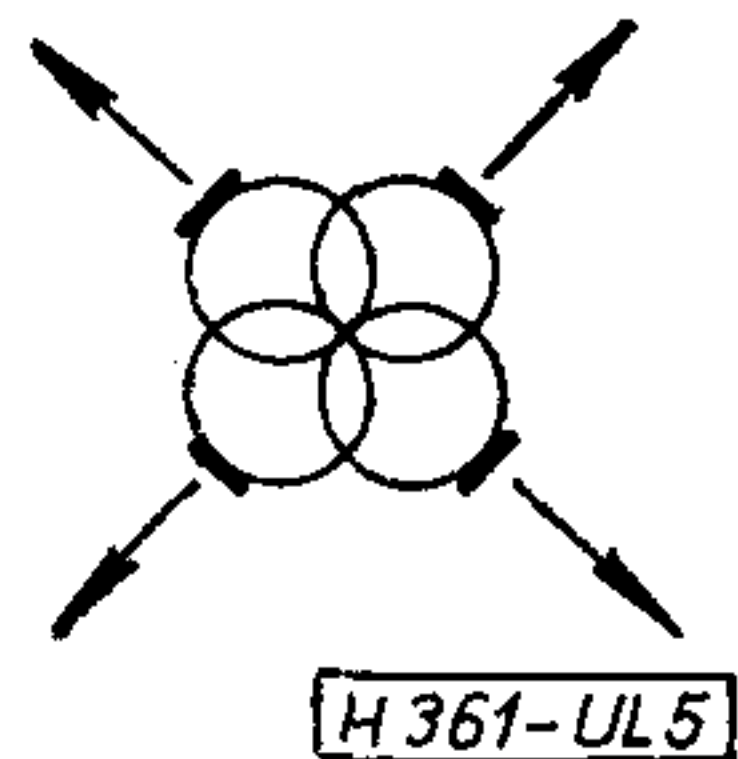
dikusan változik, s ez mindaddig így lesz, amíg a körpálya sugarát oly nagyra nem választjuk, hogy e változás elhanyagolhatóvá válik. Ez azonban — főleg zárttermi felvétel esetén — a zengő információk túlsúlya következtében már olyan távoli megszólalást adna, mely használhatatlan.

Folyamatosabbá tehető a felvétel mozgása, ha a mikrofonok közötti „lyukakat” kitöltendő, köztes mikrofonokat is alkalmazunk, melyek jeleit a közrefogó két csatornába azonos arányban keverjük be. Egy ilyen kiegészített mikrofonrendszer látható a 4. ábrán, lényegében ez tekinthető a realiztikus hangjátéki jelenetek általános mikrofontechnikájának.

A viszonylag nagyszámú mikrofonból álló mikrofonrendszer láttán valószínűleg felmerül a kérdés: a sztereotechnikához hasonlóan használhatók-e a kvadrofóniában az egyetlen mechanikai egységet képező intenzitáskülönbségen alapuló mikrofonok? Ilyen mikrofon már kereskedelmi forgalomban kapható (Neumann QM 69 típus), s mint mikrofon, egyike a legkitűnőbbeknek. Mint kvadrofon mikrofon, kétségtelen előnyt jelent, hogy pl. a fenti esetben nem nyolc, hanem csak egy mikrofon kerül felállításra, s ez az egy mikrofon is folyamatos mozgásleképzést ad. Másrészt azonban nehézséget jelent, hogy a kvadrofon mikrofon két-két szomszédos mikrofon-szektorának fő iránya 90—90 fokos szöveget zár be, ami a mikrofonok közötti áthallást megnöveli, csökkentve ezzel a leképzett bázis szélességét, s egyben a mikrofon által szolgáltatott térérzetet (5. ábra). Emiatt a kvadrofon mikrofon ugyanúgy monó mikrofonokkal történő kiegészítést igényel, mint a sztereó mikrofon, azonban a kiegészítés módja a kvadrofóniában korántsem olyan egyértelmű.



4. ábra. Kiegészített kvadrofon mikrofonnégyes hangjáték-jelenetek felvételében



5. ábra. Kvadrofon mikrofon

De fellép egy másik nehézség is a kvadrofon mikrofon prózai alkalmazásánál: ha a színész mikrofonközelben van (pl. intim hangzás, belső monológ esetén), akkor fejének már egészen apró mozgásai is nagy irányváltozásokat okoznak a kvadrofon hangtérben. E mozgás a színészi játék része, s mint ilyen, nem küszöbölhető ki.

A térszűkülés és a fenti jelenség kövekeztében a kvadrofon mikrofon sohasem fog olyan szerepet betölteni a hangfelvétel-technikában, mint a sztereó mikrofon, még talán akkor sem, ha a térleképzésen megfelelő iránykarakterisztika alkalmazásával a gyártó cégek javítanak.

A hangjátékfelvételek még egy lényeges szempontra rávilágítanak, nevezetesen a térleképzés arányaira. Amíg egy felvétel ugyanis nem tartalmaz mozgásokat, addig nem nagyon merül fel az eredeti és a lehallgatási tér közötti lépték kérdése. Egy szimfonikus mű hallgatása közben sem zavaró, hogy pl. a zenekart kicsinyítve hallgatjuk. A kamarazenénél ez a kicsinyítés már ritkán lép fel, egy vonósnégyest 3–4 méteres bázistávolsággal hallgatva kb. 1:1 méretarány biztosítható, sőt néha szólóhangszerek dimenzióinak felnagyítása is előfordul, de ezek a kérdések a sztereó vagy kvadrofon zenei felvételek esetében valóban nem túl lényegesek. Egy olyan prózai felvétel esetében viszont, mely mozgási elemeket is tartalmaz, amint valamelyik szereplő egyet lép, lépésének a hangszórók között jelentkező távolsága abban a pillanatban meghatározza a hangfelvétel méretarányait. Azt pedig, hogy a színész egy lépéssel jusson-e el a hangtér valamely térszögétől a másikig vagy pl. 10 lépéssel, az tisztán a választott mikrofonrendszer nagyságától függ.

Egy kvadrofon hangjátéknál tehát a következő szempontok szabják meg az alkalmazandó mikrofonrendszer felépítését:

- az előadók száma, azaz a mikrofonrendszer közelében egyidejűleg szereplő „szólisták” és a statisztéria létszáma,
- a jelenetben szükséges mozgáselemek,
- a térleképzés méretaránya,
- a felvételi helyszín és a megvalósítandó helyszín akusztikai viszonyai,
- a felvétel folyamán a rendező és az előadók közötti maximális kapcsolat biztosítása.

A felsoroltak alapján talán érthetőbb, hogy világviszonylatban miért indul olyan nehezen a kvadrofon hangjátékok készítése.

A korábban már említett „ötödik fő irány”, mely a négy csatornában azonos fázisban, időben, azonos intenzitással megszólaló jelek esetén jön létre, a szubjektív vizsgálatok szerint elég nagy valószínűséggel

felülről történő megszólalást ad, anélkül természetesen, hogy ott valóban hangsugárzó lenne. Bár a mikrofonrendszert körülvevő hangtérben mindig vannak olyan jelkombinációk, melyek a fenti követelményt teljesítik, a felülre lokalizált jelek megerősíthetők egy olyan mikrofonnal, melyet a mikrofonnégyes középpontjában, célszerűen felfelé irányítva helyezünk el, s amely mikrofon a négy kvadrofon csatornát azonos fázisban és azonos intenzitással táplálja. A kísérletek még nem döntötték el, de elképzelhető, hogy a kvadrofónia alap-mikrofonrendszere nem mikrofonnégyes, hanem mikrofonötös lesz, elősegítve ezzel a hangtér felső „lezárását”. Keveréstechnikai szempontból az ötödik mikrofon bekevertsége — azaz a teljes hangtérben elfoglalt aránya — rendkívül kényes. Kis relatív szint esetén ugyanis a mikrofon hatástalan, túlságosan nagy szint esetén viszont a hangteret felül pontszerűen összehúzza, s a felvétel inkább egy négy hangszórón hallgatott monó felvételhez hasonló.

Különleges szerepet töltenek be a mozgatható kvadrofon mikrofonrendszerek. Alkalmazásukra két esetben van mód: egyrészt különböző akusztikai tulajdonságokkal rendelkező hangterek folyamatos átmeneteinél, másrészt a hangtér forgatásánál.

Egy realista hangjátéknál ugyanis két, egymást követő jelenet között — eltekintve az ún. átkötő zenék alkalmazásától — kétfajta átmenet lehetséges: vagy az A jelenet leűszása után keverjük be a B jelenetet (esetleg úszás helyett hirtelen vágást alkalmazunk), vagy a két jelenetet az átmenetnél egymásba úsztatjuk. Már a sztereofónia is, de főként a kvadrofónia egy olyan átmenetformát is lehetővé tesz, melynél a két jelenet közötti váltást a mikrofon mozgásával oldjuk meg. Ha a forgatókönyv szerint pl. az A jelenet egy utca, melyről a szereplők a B helyszínt jelentő épületbe mennek be, akkor a mikrofonnal folyamatosan követhetjük a szereplőket. Ha mindezt kvadrofon technikával készítjük, a hallgatónak különleges élményt szolgáltatunk, hiszen akusztikai szempontból mozgásélményben lesz része. A terek közötti átmenet, a mozgás érzékelése annál tökéletesebb, minél eltérőbb az A és B helyszín akusztikai atmoszférája (pl. szabadter zajjal — zártter zaj nélkül), illetve hogy a mozgás folyamán milyen jellegzetes hanggal rendelkező, álló „tereptárgyak” mellett haladunk el (pl. ketyegő falióra). Erősen zengő terekben (pl. templomokban) a mozgás alig érzékelhető.

Különleges követelmény a hangtér forgatása, pörgetése, mely kizárólag a kvadrofóniában lehetséges. Könnyűzenei, effektzenei és hangjáték felvételek hatásos pontja, amikor egy hangszer vagy bármilyen hangforrás, esetleg a teljes hangtér a hallgató körül mozogni, forogni kezd.

A forgatás két módon hozható létre: iránykeverőkkel és a mikrofon valóságos forgatásával. Az iránykeverős mozgatás inkább szimbolikus jellegű, mesterséges voltát fokozza, hogy az irányváltozáson kívül semmilyen más elemet nem tartalmaz, ami a mozgásra utalna, tehát hangszínváltozás, gyors mozgás esetén Doppler-hatás okozta hangmagasság-változás ilyenkor nem hallható. A mikrofonrendszer tengelye körüli forgatáskor viszont mindezek a ha-

tások fellépnek, s a hallgató valóban úgy érzi, mintha a „világ körülötte forogna”. Hangjátékok tetőpontjainak egy rendkívül hatásos eleméről van szó.

A forgatáshoz és a mozgatáshoz különleges, kisméretű, de tökéletes térleképzést nyújtó mikrofonrendszer szükséges, mely könnyen mozgatható, nem szélérzékeny. Forgatásnál a rendszer saját kábeleire függeszthető be több méteres magasságból, s a rendszer a kívánt forgatási iránytól függően előzetesen „felcsavarva”, s az adott pillanatban elengedve, az a kábelekben felhalmozott rugalmassági energiától forgásba jön. Jelenleg ez a legegyszerűbb módszer a hangtér forgatására. Érdekes megfigyelés, hogy ha a forgás egy adott fordulatszámot meghalad, akkor forgásérzetünk megszűnik, és csak az első térnegyedben észlelünk bal-jobb ingamozgást. Feltehetően a hátsó lokalizáció leromlásáról van szó, annak következtében, hogy a nagy fordulatszám miatt keletkező rendkívül rövid hangimpulzusokat elől még igen, hátul már nem érzékeljük.

A megfelelő forgásérzet akusztikai követelményei az egyszerű mikrofonmozgatással azonosak: minél csillapítottabb a felvételi helyszín, a forgás annál jobbnak érzékelhető. Továbbá, ha a forgó hangtérhez álló hangot keverünk (pl. forgó zenéhez álló szöveget), akkor a forgási érzet romlik.

A mikrofonrendszerek fenti — helyenként talán kissé általános — tárgyalása is bizonyítja, hogy a kvadrofóniában kettős célt kell elérnünk: egyrészt minél tökéletesebb térérzetet, másrészt minél korrektebb irányátvitelt. A két célkitűzés lényegében azonos, hiszen megfelelő irányátvitel nélkül nincs elfogadható térélmény sem, s ha térélményünk nem tud létrejönni, akkor az irányátvitellel biztosan bajok vannak. Célkitűzéseink azonban hiábavalók lesznek,

ha az átviteli láncban bárhol gazdasági, kényelmi vagy elvi okokból a csatornák közötti áthallási csillapítást lecsökkentjük. A 4—2—4 mátrixokról van itt szó, amelyek — bár célkitűzésük nemes szándéka egy pillanatig sem vitatható —, valahol mégis csak a korrekt kvadrofónia megkerülésének tekinthetők. Dicséretes az a törekvés is, hogy a kvadrofónia kezdeti lépéseként a hallgatóknak valami olcsóbb megoldást adjunk, hogy ezen keresztül később a drágábbat is elfogadják. Kérdés csak, hogy ez nem fordul-e az ellenkező irányba: a mátrix nem okoz-e olyan csatlódást, amely a hallgatókat végérvényesen más irányba tereli, s nem a magasabb hangkultúra irányába.

Minden újdonság bevezetésekor a reklám inkább a szélsőséges hatásokat alkalmazza, a lehető legtökéletesebb meggyőzés érdekében. Gondoljunk csak az első sztereó hanglemezek túlhajszolt „térhatására” a manapság már csak egyszerűen „ping-pong effekt”-ként emlegetett sztereó hangképekre, melyekben minden kétoldalt szól, középen hatalmas „lyukkal”, melyből legfeljebb tűzörej hallatszott! Majdnem hasonlót kellene tennünk a kvadrofón reklám esetében is, de beláthatjuk, hogy a 4—2—4 mátrix ennek pontosan az ellenkezője. A mátrix eljárások hanglemeztechnikai alkalmazása is meglehetősen vitatható, adástechnikai alkalmazásuk pedig nem veszi figyelembe, hogy az európai rádiószervezetek nemcsak zenei, hanem prózai műsorokat is sugároznak, s az utóbbi műfajok mátrixolása nem szerencsés. A rádiószervezetek kultúrpolitikai célkitűzéseiket csak akkor teljesíthetik maradéktalanul, ha a magasabb hangkultúrát minél korrektebb műszaki eljárással juttatják el hallgatóikhoz. A kvadrofónia esetében pedig ennek útja a diszkrét rendszer vagy az azt kielégítően megközelítő 4—3—4 mátrix.

SZEMLE

(Folytatás a 184. oldalról)

A szocialista országok közül elsőnek Lengyelországban létesült távadatátviteli hálózat. A Távközlési Minisztérium a Singer cég aktív közreműködésével hozta létre a hálózatot. Ez jelenleg három csomóponttal rendelkezik, és kapcsoló számítógépként Singer System Teneket alkalmaznak. Az Odra 1305, és System-4, valamint 1900-as típusú számítógépek töltik be a fogadók szerepét. Singer 1500-as intelligens terminálok is kapcsolnak a hálózatba.

A Singer cég előzőleg szervezett már adatátviteli hálózatot az USA-ban is. A lengyel megbízást versenytárgyalás során kapta meg. A hálózat csomópontjai: Varsó, Gdansk, és Katowice. Gdanskra, mint a hajógyártás központjára, és Katowicére pedig mint az egyik legnagyobb iparvárosra esett a választás. Egyelőre sem az üzenetforgalom természetét (azt, hogy az üzenetforgalmat milyen elv szerint optimálták), sem a bekapcsolandó vállalatok nevét nem hozták nyilvánosságra. Valószínű, hogy a hálózat feladata statisztikai adatgyűjtés és elosztás lesz.

Új vonás a lengyel számítástechnikai szakemberek, s a Singer

számára is, hogy a Varsói Tudományos Orvosi Információs Központ 8K szavas 1501-es intelligens terminálját on-line üzemmódban összekapcsolják a Stockholmban székelő és egész Skandináviára kiterjedő Medline hálózattal.

A Medline az amerikai Medicine Medlars orvosi információs rendszer könyvtárának on-line leágazása. Ezt a könyvtárat Washingtonban egy nagy IBM számítógéprendszer szolgálja ki. A mágnesszalagokat légi úton juttatják Stockholmba, ahol az amerikai könyvtár megbízásából a Karolinska Institute vezeti az összes skandináv orvosi lap katalógusát, s viszont ingyen jut a Medline szolgálathoz. Ezt a munkát egy IBM 360/75 típusú számítógép végzi a Stockholmi Egyetemen, s Oslo, Helsinki, Koppenhága, valamint számos holland és svéd központ terminállal kapcsolódik az említett központi számítógéphez.

A varsói könyvtár is bekapcsolódik a Medline hálózatba. A Singer 1501-es intelligens terminálja az információs szolgáltatón kívül a helyi könyvtári katalógizálást is elvégzi.

(Computer Weekly, 1974. augusztus 8. [73].)

(Folytatás a 190. oldalon)

1975. évi külföldi rendezvények

(Kiegészítés*)

Konferenciák, vásárok:

Időpont	Helyszín	Téma	Dátum	Helyszín	Téma
Május—június	Novoszi-birszk	4. Symposion — Wachstum und Synthese von Halbleiterkristallen und Schichten Félvezetőkristályok és rétegek növesztése és szintetizálása — 4. szimpózium Szerv.: Akademie der Wissenschaften der UdSSR, Moskau A 219, Baltiskaja 14. SZU	Október 20—26.	London	Int. Audio Festival and Fair Nemzetközi Audio-fesztivál és vásár. Szerv.: Industrial and Trade Fairs Ltd., Radcliffe House Blenheim Court, Solihull, B 91 2 BG, UK
Június	Brighton	Microwave Conference and Exhibition Mikrohullámú Konferencia és Kiállítás Szerv.: P. Gordon Saville, Esq. 21 Victoria Road, Surbiton Surrey, UK	November 25—27.	Karl-Marx-Stadt	Kolloquium—Vakuumelektronik Vakuumelektronikai Kolloquium Szerv.: Weiterbildungszentrum Elektronische Bauelemente, 90 Karl-Marx-Stadt, Strasse der Nationen 62, NDK
Augusztus	Harrogate	Northern Int. Hi-Fi Festival, AUDIO Északi Nemzetközi Hi-Fi Fesztivál, AUDIO Szerv.: Exhibition and Conference Services Ltd., Claremont House, Victoria Avenue, Harrogate, UK	November	Drezda	Symposion—Prüftechnologie der Elektronik Az elektronikai vizsgálati technológiája — szimpózium Szerv.: Technische Universität Dresden, Sektion Elektronik, Technologie und Feingeräte-technik, 8027 Dresden, Mommsentstrasse 13, NDK
Október 8—12.	Bécs	Hi-Fi STEREO 75—5. Int. Fachausstellung für Unterhaltungselektronik in Hi-Fi Qualität Hi-Fi STEREO 75—5. Hi-Fi minőségű szórakoztató elektronikai berendezések nemzetközi szakkiállítása Szerv.: Österreichisches Bauzentrum und OFFERTA GmbH, Fürstengasse 1., A—1090 Wien, Ausztria	1975	Kiev	Allunionskonferenz — Halbleitertheorie Össz-szövetségi félvezető elméleti Konferencia Szerv.: Akademie der Wissenschaften der UdSSR, Moskau A 219, Baltiskaja 14, SZU
Október 19—22.	Karl-Marx-Stadt	Kolloquium — Grenzflächenphysik Dünne Schichten Határfelületek fizikája, vékonyrétegek kollokvium Szerv.: Weiterbildungszentrum Elektronischer Bauelemente, 90 Karl-Marx-Stadt Strasse der Nationen 62. NDK	1975	Leningrád	6. Internationale Konferenz Amorphe und flüssige Halbleiter Amorf és folyékony félvezetők 6. nemzetközi Konferencia Szerv.: Akademie der Wissenschaften der UdSSR, Moskau A 219, Baltiskaja 14., SZU

* Kiegészítés a 2. pótkötet alapján (I. f. évi 2. sz. 56. old.)

SZEMLE

(Folytatás a 189. oldalról)

Észak-Szibériában a jakutföldi Aldenban, amely 8500 km-re van Moszkvától, a lakosság élvezheti a moszkvai tv-program műsorát, mind a fekete-fehér, mind pedig a színes adást, egy időben a moszkvaival. Az Orbita ismétlőállomás hírközlő műholdak segítségével biztosítja a program továbbítását. Az ország különböző részein 50 Orbita ismétlőállomást állítottak már fel.

A közeljövőben „tv-híd” létesül kilenc szocialista ország között. Adó-vevő állomások épültek már Mongóliában, Kubában és Csehszlovákiában. Ezeket a rendszereket sokcsatornás távbeszélő és távíró összeköttetésre is fel fogják használni. (*Wireless World*, 1974. szept. [82])

*

Az RCA 2001-es típusjelzéssel 500 MHz...2 GHz frekvencia-

tartományban működő mikrohullámú tranzisztort fejlesztett ki. Az új tranzistorok 28 V-os tápfeszültség és 2 GHz esetén 1 W-os kimenőteljesítményt szolgáltatnak.

Alkalmazási területek: mikrohullámú távközlés, L és S sávú telemetria. (*Elektronik Components*, 1974. május 21. [89])

*

Becslések szerint az elektronikai ipar az Egyesült Államokban 1976-ra 800 millió dollár értékű berendezést és felszerelést állít majd elő az autóiipar számára, elsősorban a kényelem és az üzembiztonság növelése céljából. A hibridáramkörök megbízhatósága, rázás- és nedvességállósága miatt alkalmazhatók a járművekben. Már is egész sor különböző áramkör áll rendelkezésre, főleg vastagréteg-áramkörökből. (*Electronics Weekly*, 1974. július 24. [90])

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.376.54:681.335.5

Dr. Komarik J.:

Időosztású analóg szorzók hibaanalízise

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 6. sz.

A cikk az impulzus-szélességmoduláció elvén működő analóg szorzó áramkörök felépítését ismerteti. Részletesen tárgyalja a szorzási pontatlanság okait, valamint azokat a módszereket, amelyekkel a pontosság növelhető. Végül egy kísérleti áramkör mért és számított paramétereit hasonlítja össze.

ETO 621.372.089.52

Gefferth L.:

A nagyváltozású érzékenység és alkalmazása

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 6. sz.

A cikk összefoglaló jelleggel ismerteti az érzékenység különböző definícióit az áramköri paraméterek véges megváltozásának esetére, részletesen foglalkozik a nagyváltozású érzékenység (Butler szerinti) definíciójával egy és két paraméter esetére. Tárgyalja a számítás módját is, mely az áramköri paraméter megváltozását járulékos áramgenerátor alkalmazásával veszi figyelembe. Így bármely elem szerinti nagyváltozású érzékenység a névleges áramkörön végzett egyszeri analízissel számítható. Végül a cikk alkalmazási példaként a modellegyszerűsítést és a toleranciakiosztást mutatja be.

ETO 621.3.049. 77:681.3

A.A. Vaszenkov:

Félvezető alapú integrált mikroelektronika, mint a harmadik generációs elektronikai rendszerek elembázisa

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 6. sz.

A szerző cikkében a félvezetőalapú integrált mikroelektronikának, mint a harmadik generációs elektronikai rendszerek elemi bázisának helyzetével és fejlődési lehetőségeivel, valamint különböző típusú integrált áramkörök tervezésével foglalkozik, továbbá vizsgálja az integrált áramkörök energiaviszonyait, paramétereit és technológiai megvalósítását.

ETO 519.54:621.372.5.049.61

Dr. Pávó I.:

Immittancia számítása topológiai formulával

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 6. sz.

A szerző ismerteti egy topológiai eljárást, amellyel RLC hálózatok bemeneti immittanciájának számítása lehetséges. E számítási eljárás nem függ a hálózat topológiájának bonyolultságától. Módszeréhez felhasználja a k-fák egy korábbi dolgozatában (4) ismertett előadását. Eredeti módszerét továbbfejleszti és rámutat arra, hogy a szóbanforgó topológiai formulák alkalmazásához szükséges fák és 2-fák generálása egyszerre is lehetséges, ami számítógépes felhasználáshoz egyszerű algoritmus kidolgozását teszi lehetővé. Végül konkrét példán bemutatja, hogy a módszer még kézisámolás céljára is alkalmas.

ETO 621.395.61:681.84.087.7

Újházi L.:

Kvadrofon hangfelvételek mikrofontechnikai kérdései

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 6. sz.

A szerző a Magyar Rádiónál ez ideig végzett hangfelvételi kísérletek mikrofontechnikai tapasztalatait ismerteti. Ezek során komolyzenei, könnyűzenei és hangjáték felvételekre került sor. Foglalkozik a kvadrofon mikrofonokkal kapcsolatos kérdésekkel, továbbá a mikrofontechnikai rendszerek mozgásával.

Обобщения

ДК 621.376.54:681.335.5

Д-р Комарик, Й.

Анализ ошибок аналоговых множителей с временным разделением

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 6

Статья излагает построение аналоговых множительных схем работающих по принципу широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Подробно рассматриваются причины неточности умножения, а также методы увеличения точности. Наконец сравниваются измеряемые и вычисляемые параметры опытной схемы.

ДК 621.372.089.52

Гефферт, Л.:

Чувствительность большого изменения и ее применение

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 6

Статья резюмирует различные определения чувствительности в случае конечного изменения параметров схемы, подробно излагает определение чувствительности большого изменения (по Батлеру) в случае одного и двух параметров. Дан метод расчета, приняв во внимание изменение параметров схемы дополнительным генератором тока. Таким образом чувствительность большого изменения по любому элементу может быть вычислена одним анализом номинальной схемы. Наконец показаны примеры применения по упрощению модели и распределению допусков.

ДК 621.3.049.77:681.3

А. А. Васенков:

Интегральная полупроводниковая микроэлектроника как база элементов электронных систем третьего поколения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 6

Автор в статье рассматривает следующие темы: положение и возможности развития интегральной полупроводниковой микроэлектроники, как база элементов электронных систем третьего поколения; проектирование интегральных схем различного типа; энергетические условия, параметры и технологическое осуществление интегральных схем.

ДК 519.54:621.372.5.049.61

Д-р Паво, И.:

Расчет иммиттанса топологической формулой

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 6

Автор излагает топологический метод для расчета входного иммиттанса сетей RLC. Этот метод расчета не зависит от сложности топологии сети. К методу используются графики деревьев, изложенные в предыдущем докладе. Как дальнейшая разработка первоначального метода, показывается, что генерация деревьев и деревьев-2 необходимых к применению данных топологических формул является возможным одновременно, обеспечивая способность разработки простого алгоритма при использовании ЭВМ. Наконец показывается конкретным примером, что метод пригоден тоже в целях ручного расчета.

ДК 621.395.61:681.84.087.7

Уйхазы, Л.:

Вопросы микрофонной техники квадрофонической звукозаписи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 6

Автор излагает опыты микрофонной техники экспериментов звукозаписи исполненных до сих пор Венгерским Радио. В ходе этих сделаны звукозаписи классической и легкой музыки и радиопьес. Рассматриваются вопросы микрофонов для квадрофонии а также передвижения микрофонов.

Zusammenfassungen

DK 621.376.54:681.335.5

Dr. Komarik J.:

Fehleranalyse von analogen Multiplikatoren mit Zeitmultiplex

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 6.

In dem Aufsatz wird Aufbau der Analogmultiplikatorstromkreise, welche auf dem Prinzip der Impuls-Breitenmodulation funktionieren, erörtert. Es werden die Ursachen der Multiplikationsgenauigkeiten und jene Methoden, mit welchen die Genauigkeit gesteigert werden kann, eingehend diskutiert. Zuletzt werden die gemessenen und berechneten Parameter eines Versuchsstromkreises verglichen.

DK 621.372.089.52

Gefferth, L.:

Empfindlichkeit grosser Änderung und deren Anwendung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 6.

In dem Aufsatz werden in zusammenfassender Weise die verschiedenen Begriffe der Empfindlichkeit im Falle einer endlicher Änderung der Stromkreisparameter erörtert. Es wird die Definition der Empfindlichkeit grosser Änderung im Falle eines oder zwei Parameter untersucht. Die Methode der Berechnung, welche die Änderung des Stromkreisparameters mit Anwendung eines zusätzlichen Stromgenerators in Acht nimmt, wird auch diskutiert. Auf dieser Weise kann die Änderung grosser Empfindlichkeit nach jedem Element mit einer einmaliger auf dem nominalen Stromkreis ausgeführten Analyse berechnet werden. Zuletzt wird die Vereinfachung des Modells und die Austeilung der Toleranzen mit Anwendungsbeispielen illustriert.

DK 621. 3.049.77:681.3

Vaszenkov, A. F.:

Integrierte Halbleiter Mikroelektronik, als Elementenbasis elektronischer Systeme dritter Generation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 6.

In dem Aufsatz beschäftigt sich der Verfasser mit der Situation und Entwicklungsmöglichkeiten der integrierten Halbleiter—Mikroelektronik als Elementenbasis der elektronischen Systeme dritter Generation. Ferner beschäftigt er sich mit dem Entwurf der integrierten Stromkreise von verschiedenen Typen und untersucht die Energieverhältnisse, Parameter und technologische Realisierung der integrierten Stromkreise.

DK 519.54:621.372.5.049.61

Dr. Pávó, I.:

Berechnung von Immittanz mit einer topologischen Formel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 6.

Ein topologisches Verfahren welches die Berechnung des Eingangsimmittanzes von RCL Netzwerke ermöglicht, wird erörtert. Dieses Berechnungsverfahren hängt nicht von der Kompliziertheit der Topologie des Netzwerkes ab. Zu dieser Methode wird die Erzeugung der k-Bäume benützt, welche derselbe Verfasser in einem früheren Aufsatz ausgearbeitet hat. Die originale Methode wird weiter entwickelt und darauf hingewiesen, dass die Erzeugung der Bäume und 2-Bäume die zu der Anwendung der vorliegenden topologischen Formeln notwendig sind, gleichzeitig ausgeführt werden kann. Diese ermöglicht die Ausarbeitung eines einfachen Algorithmus zur Anwendung für die Rechenmaschine. Zuletzt zeigt er mit einem Beispiel, dass diese Methode auch zur Handberechnung geeignet ist.

DK 621.395.61:681.84.087.7

Újházi, L.:

Mikrophontechnische Fragen der Quadruphontonaufnahmen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 6.

Der Verfasser erörtert in seinen Aufsatz jene mikrophontechnische Verfahren, welche er während seiner bisherigen Tonaufnahmenerfahrungen bei dem Ungarischen Rundfunk errungen hat. Im Laufe dieser Aufnahmen wurden klassische und leichte Musik, ferner Hörspiele aufgenommen. Er beschäftigt sich mit den Fragen bezüglich der Quadruphontonaufnahmen und mit der Verschiebung der Mikrophonsysteme.

Summaries

UDC 621.376.54:681.335.5

Dr. Komarik, J.:

Error Analysis of Time-Division Analogue Multipliers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 6.

In the paper the design of circuits operating on the principle of pulse-width-modulation is presented. It discusses in detail the cause of the inaccuracy of multiplication and those methods by which the accuracy may be increased. Finally measured and calculated parameters of an experimental circuit are compared.

UDC 621.372.089.52

Gefferth, L.:

Large Change sensitivity and its Application

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 6.

In the paper the different definitions of sensitivity in case of finite change of circuit parameters are briefly presented. The definition of large change sensitivity for the case of one and two parameters (due to Butler) is dealt with in detail. The method of calculation is discussed which takes into account the variation of the circuit parameter by using an additional current generator. Thus the sensitivity of high variation due to any element can be calculated with a single analysis made on the nominal circuit. Finally as an example of application the modelpessimization and tolerance assignment is presented.

UDC 621.3.049.77:681.3

Vaszenkov, A. A.:

Integrated Microelectronics on Semiconductor Substrates as the Element Basis of the Third-Generation Electronic Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 6.

In the paper the author deals with the situation and the possibility of development of the integrated microelectronics on semiconductor substrates, as the element basis of the third-generation electronic systems. The planning of integrated circuits of different types and finally the energy conditions of the integrated circuits its parameters and technological realization are examined.

UDC 519.54:621.372.5.049.61

Dr. Pávó, I.:

Calculation of immittance by means of topological formulas

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 6.

A topological method is presented for the calculation of the driving-point immittance of RCL networks. The calculation does not depend on the complexity of the network topology. In the course of the procedure the generation of k-trees, elaborated by the same author in an earlier paper is used. This original method is extended and it is pointed out that the generation of trees and 2-trees needed for the use of topological formulas in question are generated at the same time which enables us to construct a simple algorithm for computers. An illustrative example is also presented to show the applicability of the method in manual calculation.

UDC 621.395.61:681.84.087.7

Újházy, L.:

Problems of Microphone Techniques of Quadruphonic Sound Recording

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 6.

The author presents his experiences with microphone techniques obtained during his sound recording experiments made up to now at the Hungarian Radio. In the course of these experiments classical music, light music and radio plays were recorded. He deals with the problems in connection with the quadruphonic microphones and with the displacement of the microphone systems.

Résumés

CDU 621.376.54:681.335.5

Dr. Komarik, J.:

Analyse des erreurs des multiplicateurs analogiques à partage de temps

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 6.

L'article expose la disposition des circuits multiplicateurs analogiques fonctionnant à la base du principe de la modulation par impulsions de largeur variable. Les causes de l'imprécision de multiplication, ainsi que les méthodes pour l'augmentation de la précision sont discutées en détail. Enfin les paramètres mesurés et calculés d'un circuit expérimental sont comparés.

CDU 621.372.998.52

Gefferth, L.:

Application de la sensibilité à grand changement

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 6.

L'article résume les différentes définitions de la sensibilité pour le cas d'un changement fini des paramètres de circuit, expose en détail la définition de la sensibilité à grand changement (selon Butler) pour les cas d'un et deux paramètres. La méthode de calcul est aussi donnée, tenant compte du changement des paramètres de circuit par un générateur de courant additionnel. De cette manière on peut calculer la sensibilité à grand changement après d'un élément quelconque par une analyse seule du circuit. Enfin l'article présente, par exemple d'application, la simplification du modèle et la distribution des tolérances.

CDU 621.3.049.77:681.3

Vasankov, A. A.:

Microélectronique intégrée à substrat semi-conducteur comme la base des éléments des systèmes électroniques de troisième génération

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 6.

L'auteur discute dans son article la situation et les possibilités de développement de la microélectronique intégrée à substrat semi-con-

ducteur comme la base des éléments des systèmes électroniques de troisième génération. Le projet des circuits intégrés de types différents, ainsi que les relations d'énergie, paramètres et réalisation technologiques sont aussi examinés.

CDU 519.54:621.372.5.049.61

Dr. Pávó, I.:

Calcul d'immittance par une formule topologique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 6.

L'auteur expose une méthode topologique pour le calcul des immittances d'entrée des réseaux RLC. Cette méthode ne dépend pas de la complexité de la topologie du réseau. Cette méthode utilise les arbres-k interprétés dans un article précédent. Par un développement progressif il est démontré, que la génération des arbres et arbres-2, nécessaires pour l'utilisation des formules topologiques mentionnées, est possible simultanément, permettant la mise au point d'un algorithme simple pour un calculateur. Enfin un exemple concret illustre que le calcul manuel est aussi possible par la méthode décrite.

CDU 621.395.61:681.84.087.7

Újházy, L.:

Questions de la technique des microphones pour enregistrements sonores quadraphoniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 6.

L'auteur expose les expériences de la technique des microphones obtenues en faisant des essais d'enregistrements sonores achevés par la Radio Hongroise jusqu'à présent. Au cours de ceux-ci il y avait des enregistrements de musique classique et légère, ainsi que des pièces radiophoniques. Les questions des microphones pour quadraphonie et du déplacement des microphones sont examinées.

