

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

7

HÍRADÁS- TECHNIKA

1974. július, XXV. évfolyam 7. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAITUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

PRÓNAY GÁBOR: Elosztott paraméterű csillapítók számítógépes modellezése	193
Egyesületi hírek	200
ALEKSZANDR D. MENJAJLO: Mikrohullámú oszcillátorok FM- és AM-zajának mérése a kettős TE_{111} módon működő diszkriminátor segítségével	201
25 éves a Villamosmérnöki Kar	206
Szemle	206
DR. GÉHER KÁROLY: Számítógépprogramok katalógusa, 1973	207
DR. SIMON GYULA – FÜLÖP TAMÁS: Műveleti erősítők kapcsolások frekvenciakompenzálása	215
Kerekasztal a minőségről (Mérey Imréné)	222
Tartalmi összefoglalások	223
Обобщения	223
Zusammenfassungen	223
Summaries	223
Résumés	224

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

Lapunk példányonként megvásárolható

az V., Váci u. 10. és V., Bajcsy-Zsilinszky út 76. szám alatti Hírlapboltokban

PRÓNAY GÁBOR

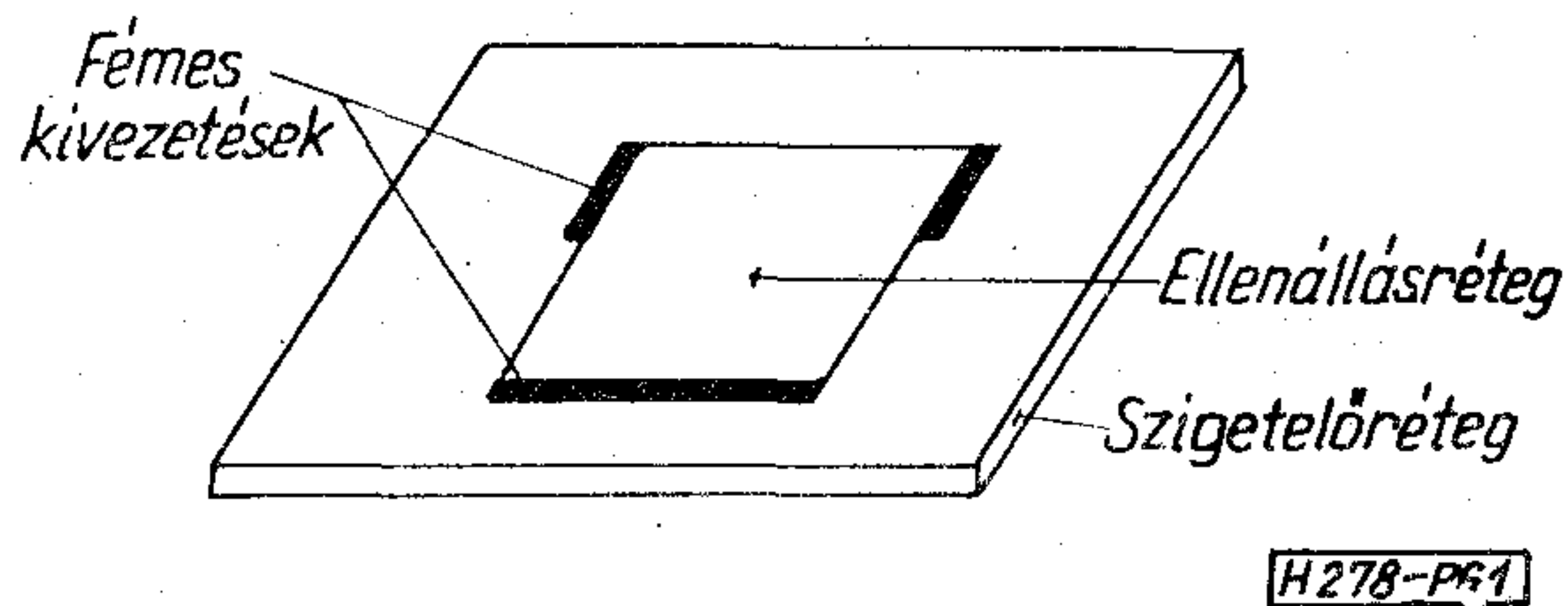
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

Elosztott paraméterű csillapítók számítógépes modellezése

ETO 621.372.56:001.24:681.32

A szigetelő és félvezető alapú integrált áramkörök előretörésével különösen fontos szerepet töltenek be az elosztott paraméterű RC és R hálózatok. Jelen cikk célja az elosztott paraméterű ellenállásból kialakított csillapító vizsgálata az analízistől a tervezésig.

Az ellenállásréteg derékszögű paralelogramma alakban kerül a szigetelő anyagú (üveg vagy kerámia) lemezre (1. ábra).



1. ábra

A kivezetések jó vezetőképességű fémből készülnek, az ellenállásréteget homogénnek tételezzük fel. Az elosztott paraméterű csillapítóknak számos előnyük van koncentrált paraméterű ekvivalenseikhez képest:

1. a teljesítménydisszipáció nagyobb felületen, egyenletesebben oszlik el, így a hőmegfutás valószínűsége kisebb;

2. az elektródák közötti végtelen sok áramút elosztott esetben kevésbé okoz hibákat az ellenállásrétegben és a szigetelőben, mint koncentrált kivitel esetén;

3. elosztott esetben kevesebb összekötésre van szükség, ami az élettartamot növeli, azaz a meghibásodás valószínűségét csökkenti;

4. elosztott csillapító maszk-készítése és gyártása egyszerűbb.

Az ellenállásréteg és az elektródák geometriájának ismeretében a feladat egy elektrosztatikai kerületérték-probléma megoldása. Ilyen feladatok megoldására több módszer ismert [1]: Laplace-egyenlet meg-

oldása véges differenciák módszerével, variációszámítás, Schwartz—Christoffel-transzformáció. A három módszer kísérleti összehasonlítása azt mutatta, hogy a legkisebb gépidő-felhasználás és legnagyobb pontosság a Schwartz—Christoffel-transzformációs módszerrel adódott, ezért ebben a tanulmányban ezt ismertetjük.

1. Elosztott paraméterű csillapító analízise

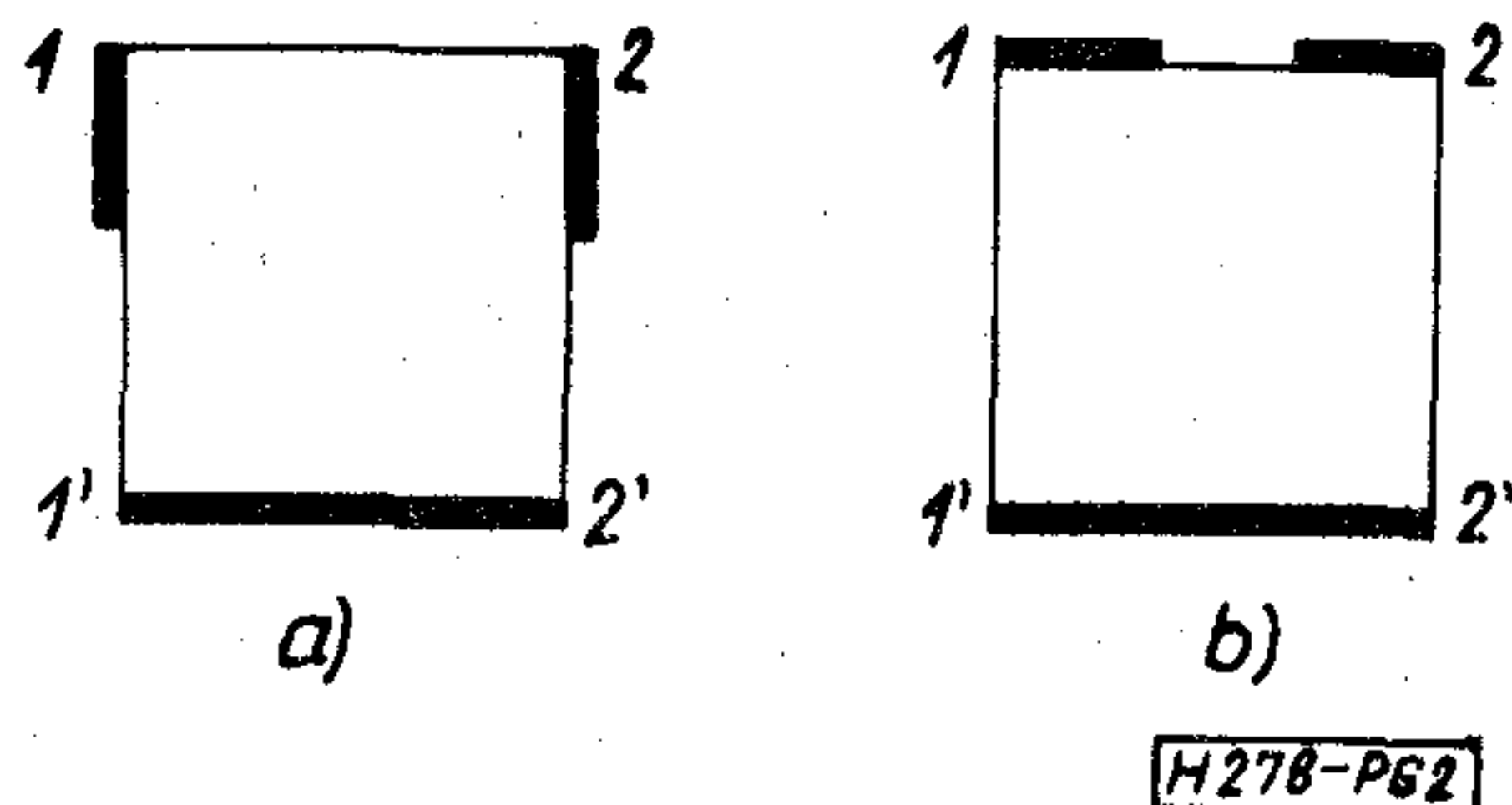
1.1 Geometriai elrendezések, koncentrált paraméterű helyettesítő képek

Két alapvető elrendezésű elosztott paraméterű csillapító kerül vizsgálatra. A háromelektrodás elrendezések (2a és 2b ábra) földaszimmetrikus kapcsolások, ami a 3. ábrán látható koncentrált paraméterű helyettesítő képből is jól látható.

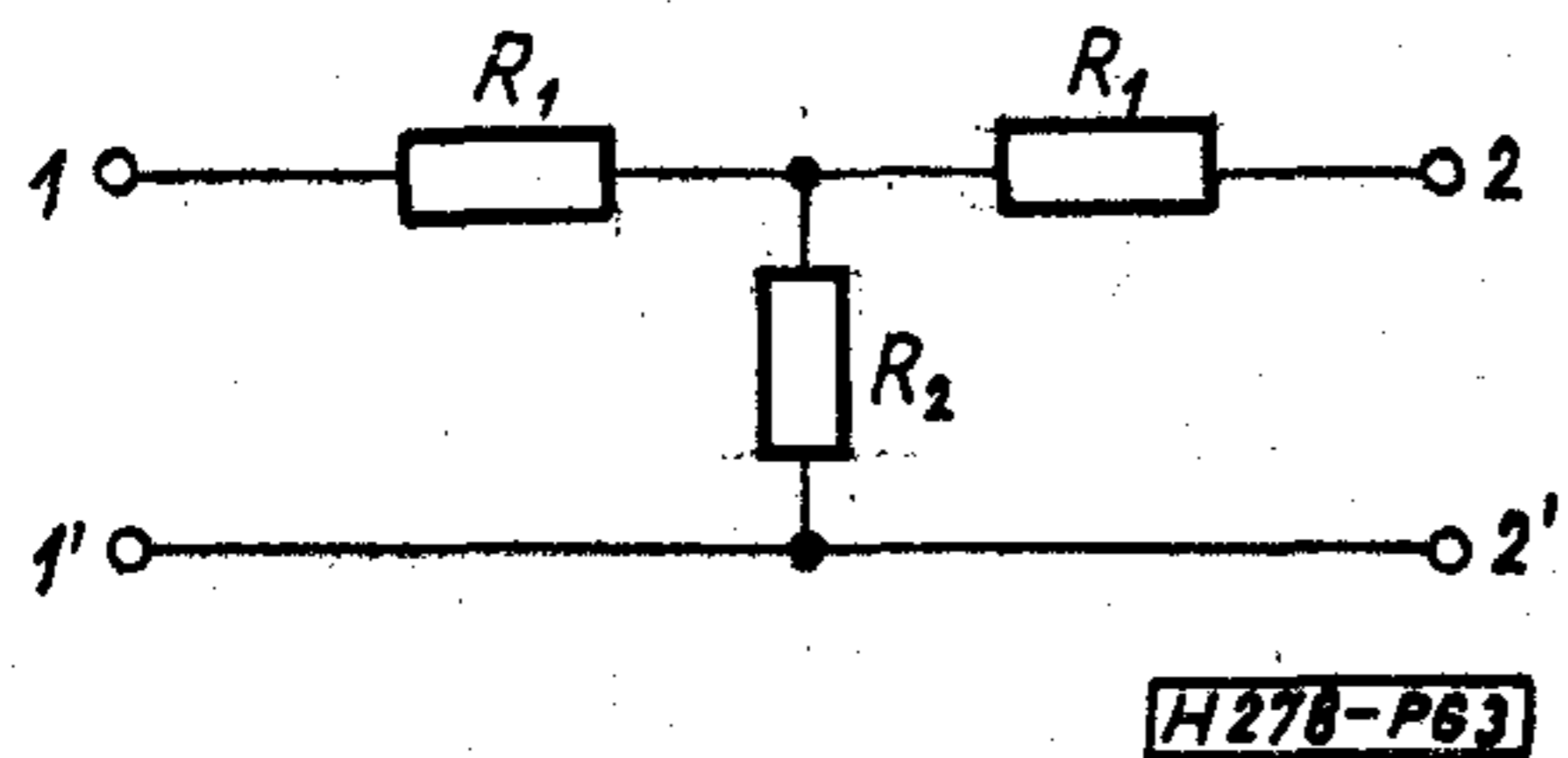
Megfigyelhető a geometriai szimmetria is, amiből következik a villamos szimmetria [2]. A villamos szimmetria később látható módon lényegesen egyszerűsíteni fogja a számításokat.

A négyelektrodás elrendezések (4. ábra) lényeges közös tulajdonsága a földszimmetria és a geometriai, illetve villamos szimmetria, amit az 5. ábrán látható koncentrált paraméterű helyettesítő kép is jól mutat.

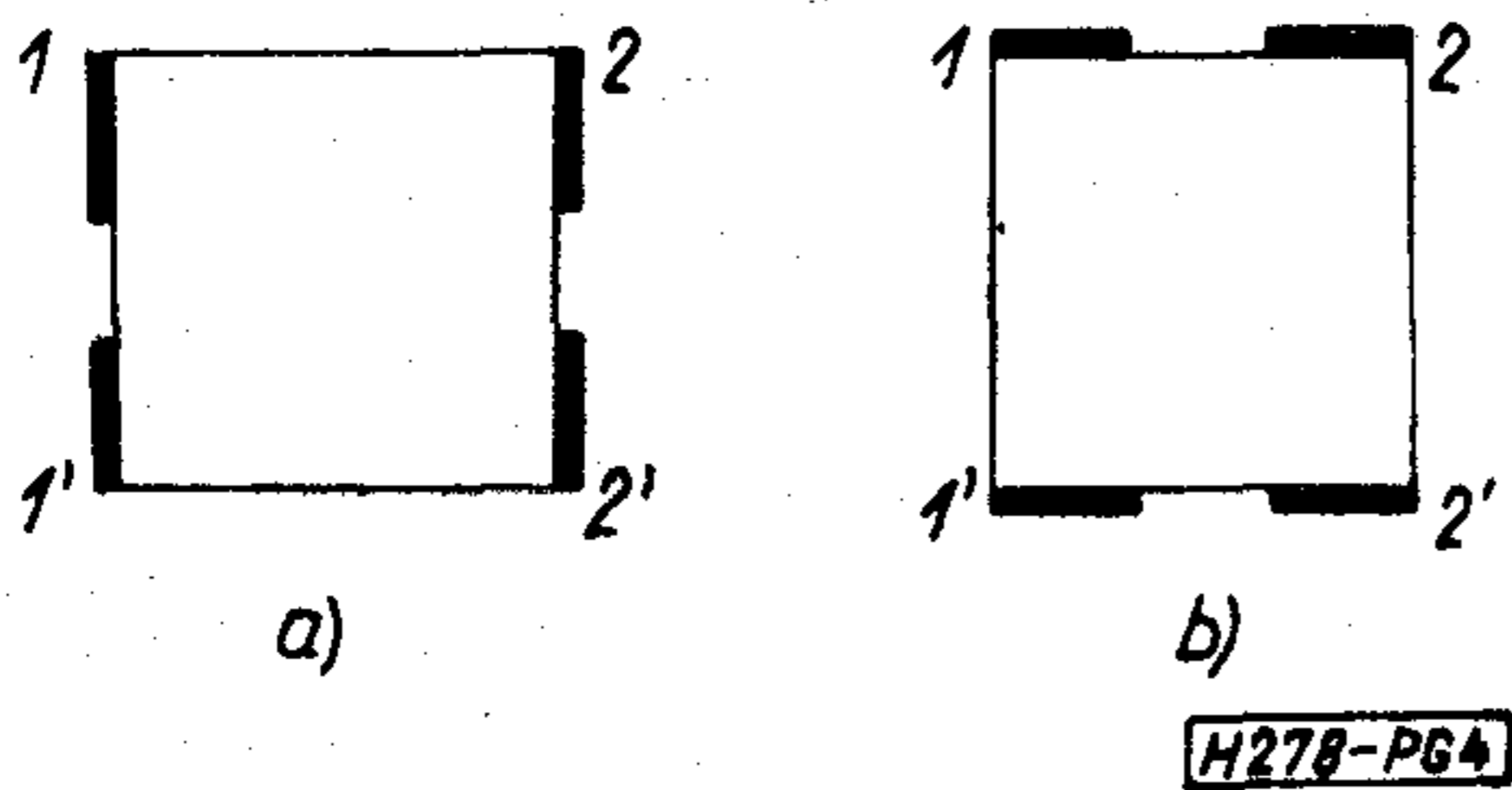
A koncentrált paraméterű helyettesítő képek segítségével a koncentrált paraméterű négy-pólusok tételei alkalmazhatók az elosztott paraméterű csillapítókra.



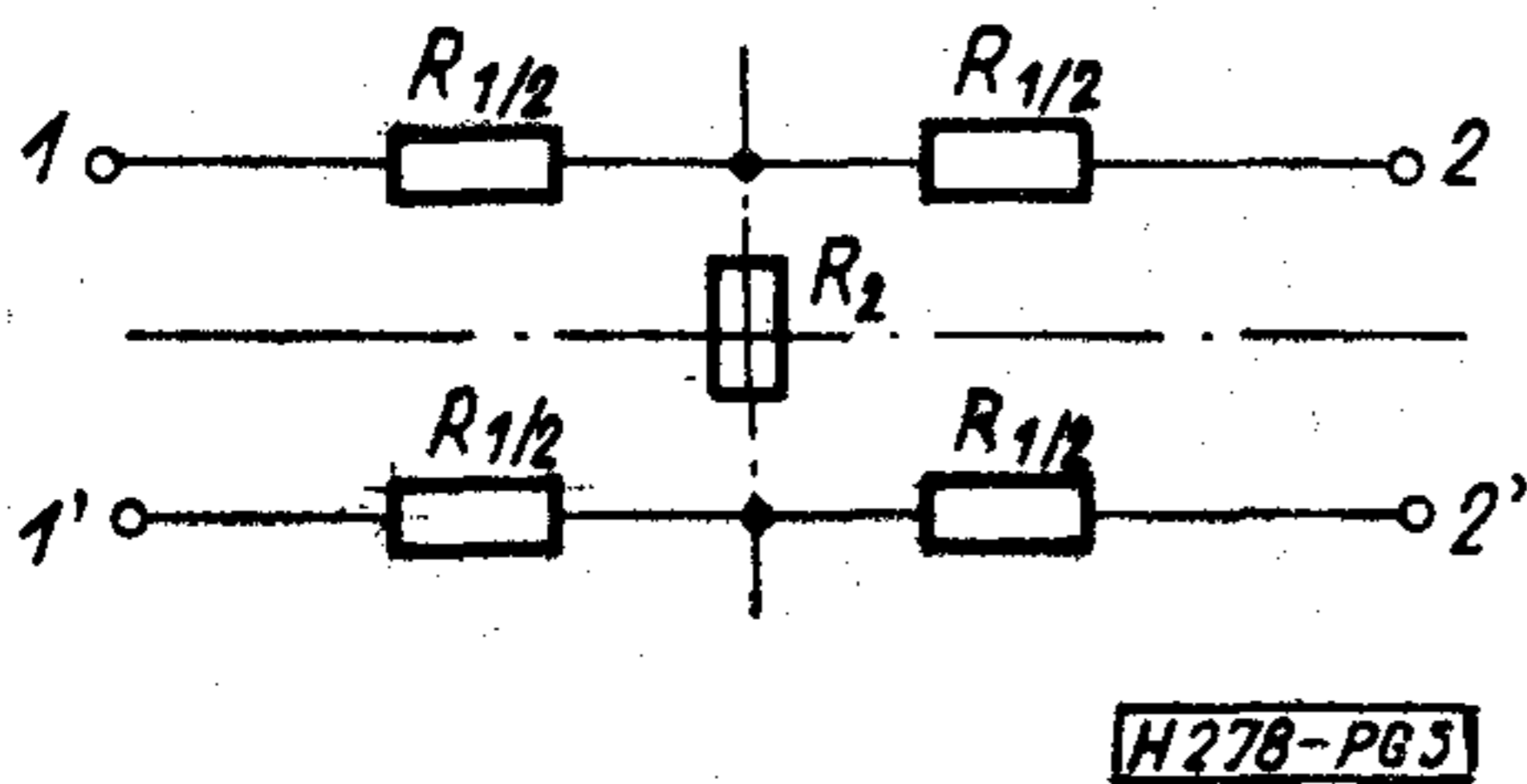
2. ábra



3. ábra



4. ábra



5. ábra

1.2 Hullámparaméterek számítása Bartlett—Brune-tétellel

A csillapítótervezés hullámparamétereiből kiindulónan történik, így az analízis során is a hullámparaméterekkel (hullámimpedancia, hullámcsillapítás) írjuk le a hálózatot.

A Z_0 hullámellenállás és a_0 hullámcsillapítás egyértelműen jellemzi a geometriailag és így villamosan is szimmetrikus hálózatokat [2].

A hullámcsillapítás egyszerűen értelmezhető mint a 6. ábrán látható lezárások között definiált üzemi csillapítás:

$$a_0 = a = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} \quad (1)$$

Ez a csillapításérték impedanciák segítségével is meghatározható:

$$a_0 = 10 \lg \frac{1 + \sqrt{\frac{Z_{1r}}{Z_{1ü}}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_{1r}}{Z_{1ü}}}} \quad (2)$$

ahol Z_{1r} a primer oldali rövidzárási impedancia és $Z_{1ü}$ a primer oldali üresjárású impedancia.

Ugyanezen két impedancia segítségével a Z_0 hullámimpedancia is meghatározható:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{1ü} Z_{1r}} \quad (3)$$

Ezek után a probléma tulajdonképpen a $Z_{1ü}$ és a Z_{1r} impedanciák (illetve itt ellenállások) meghatá-

rozása, ami nehézségekbe ütközik. A konform leképezés csak két elektróda közötti impedancia meghatározását teszi lehetővé és így a 7. ábrán látható elrendezés harmadik elektródájának létezését figyelmen kívül hagyja.

Így például $Z_{1ü}$ számításakor, amikor az 1. és 2. elektródák között kell az impedanciát számítani, a konform leképezés nem veszi figyelembe a 3. elektródát. Nem létezik olyan leképezés, amelynek segítségével ez a probléma megoldható lenne. A 3. elektróda figyelmen kívül hagyása különösen akkor csökkenti a megoldás pontosságát, amikor az elektróda igen hosszú és így erősen befolyásolja az 1. és 2. elektródák között kialakuló elektromos teret. A vizsgált elosztott paraméterű csillapítók szimmetriáját kihasználva a Bartlett—Brune-tétel alkalmazásával [2] a probléma kiküszöbölhető. Ugyanis geometriailag szimmetrikus négy-pólusok esetén a 8. ábrán definiált Z_I és Z_{II} hídimpedanciák segítségével is meghatározhatók a hullámparaméterek.

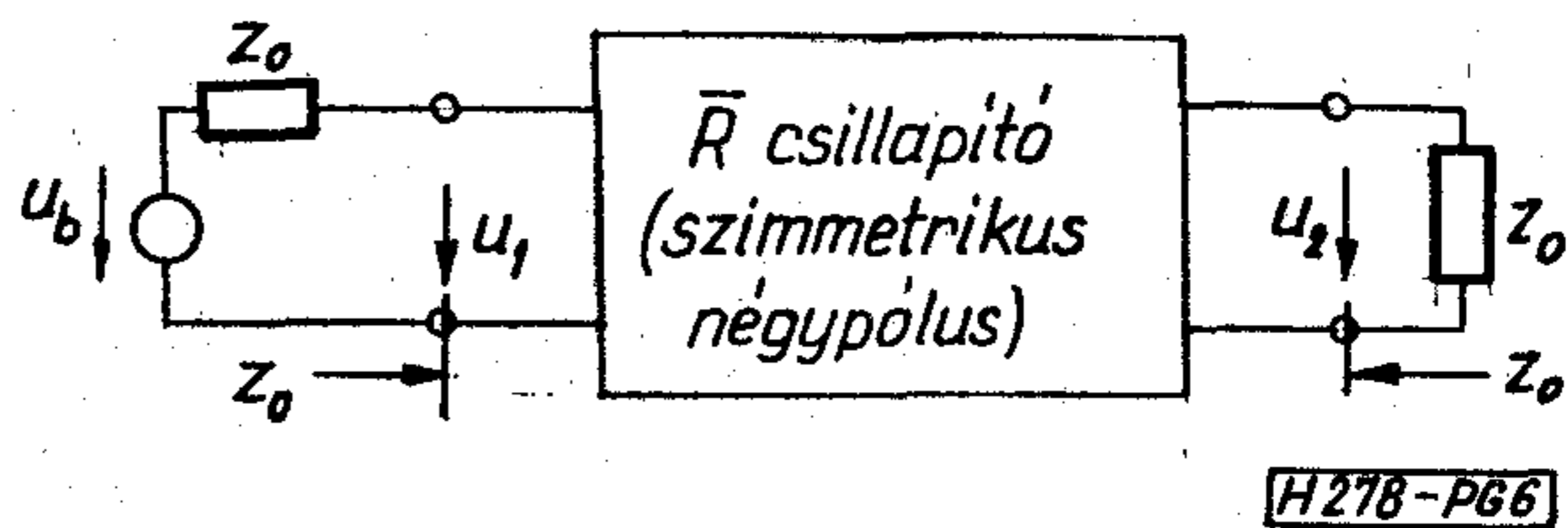
A hullámcsillapítás:

$$a_0 = 20 \lg \frac{1 + \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}}} \quad (4)$$

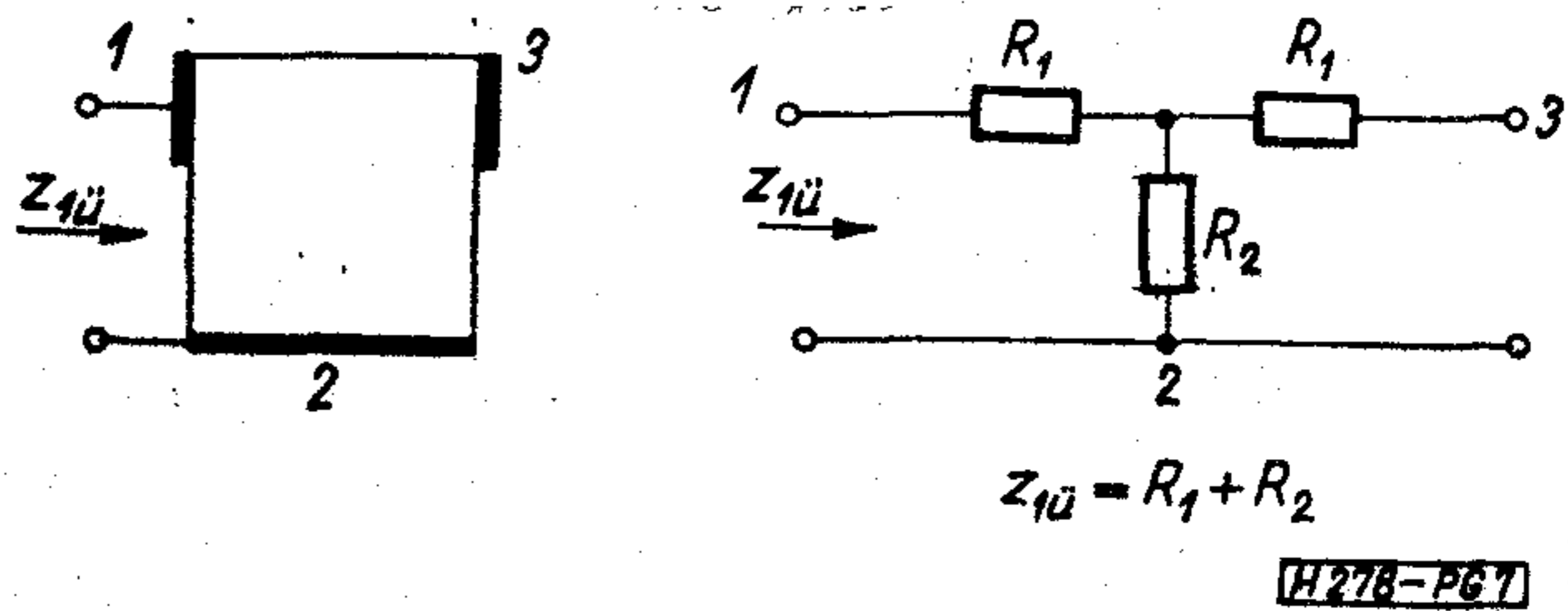
a hullámellenállás

$$Z_0 = \sqrt{Z_I Z_{II}} \quad (5)$$

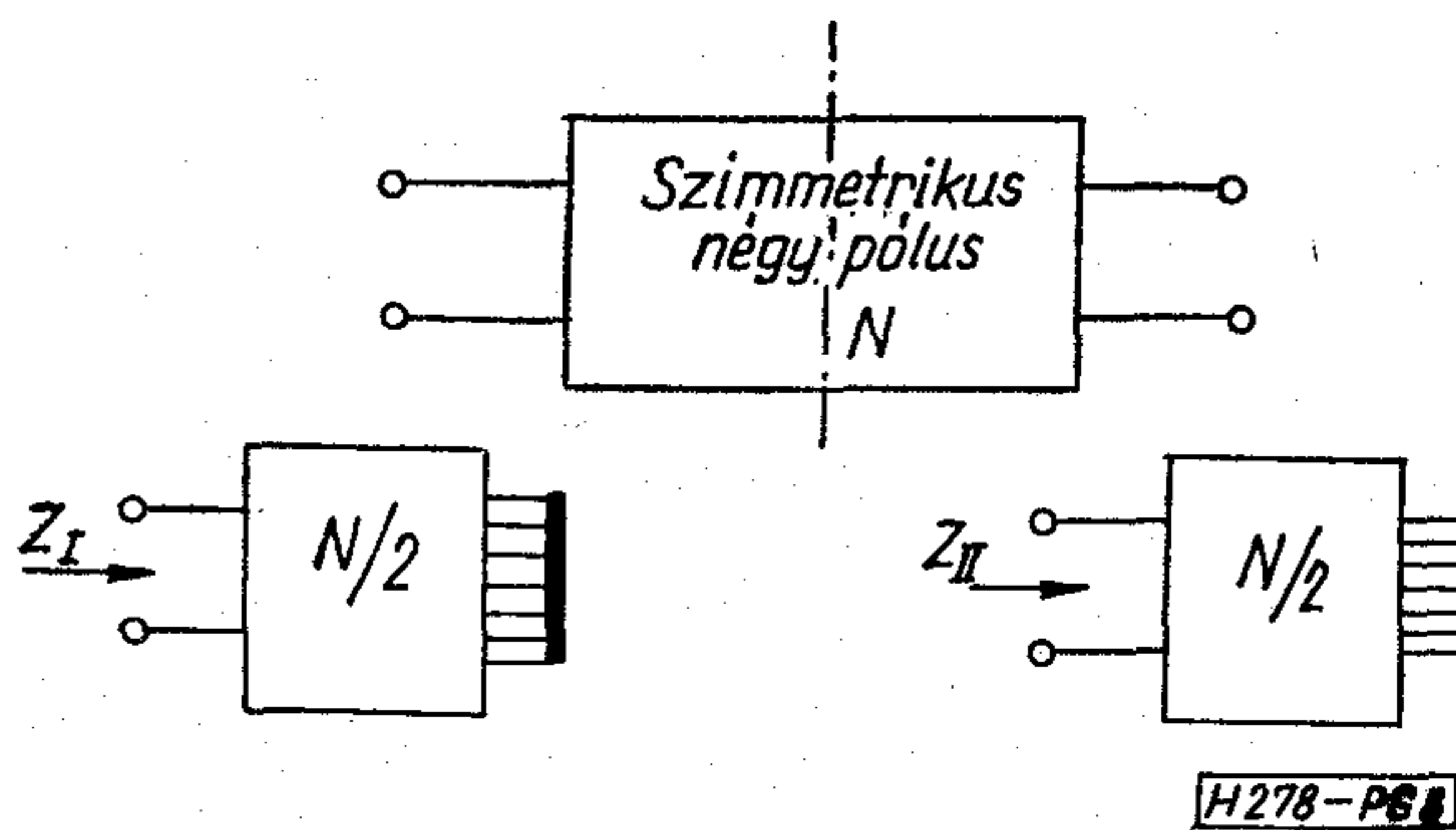
alakban írható fel.



6. ábra



7. ábra

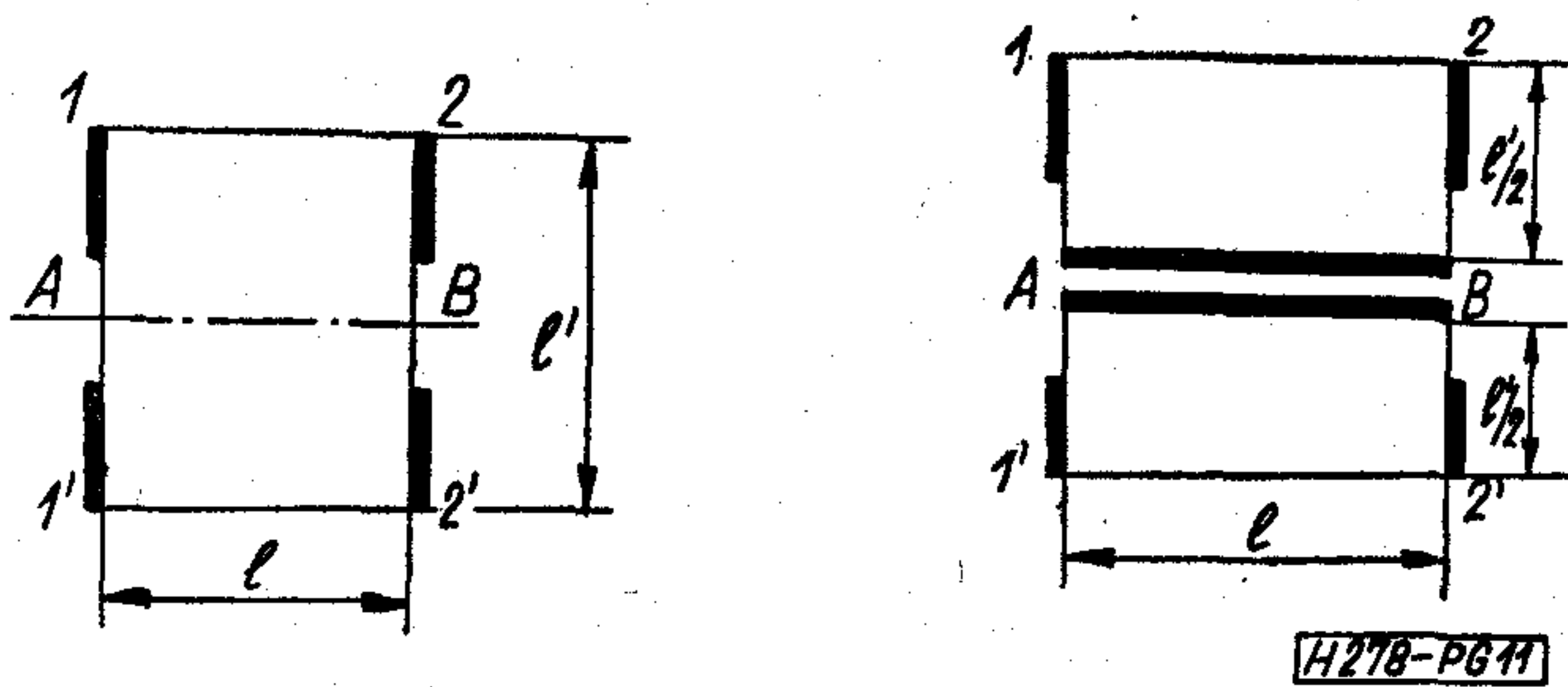


8. ábra

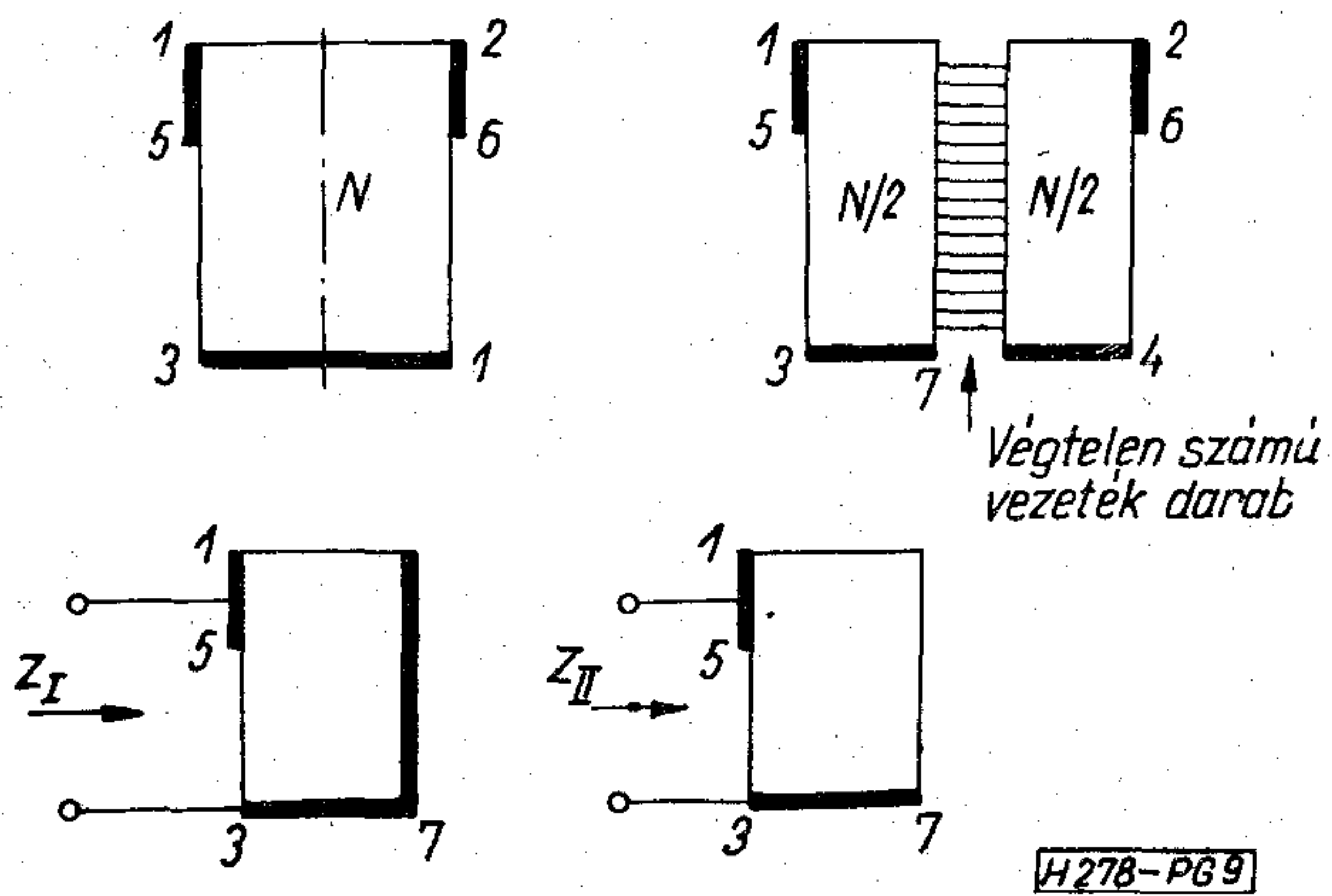
Ezt a módszert alkalmazva az elosztott paraméterű csillapító számításánál, a hullámparaméterek meghatározása Z_I és Z_{II} hídimpedanciák meghatározására vezethető vissza (9. ábra).

Háromelektrodás elrendezések (2. ábra) esetén a Bartlett–Brune-tétel alkalmazása azt eredményezi, hogy Z_I és Z_{II} számításához csak két elektróda közötti ellenállás meghatározására lenne szükség, ami a konform leképzéssel megvalósítható.

Egyetlen probléma marad a konform leképzés megkötöttségéből következően a Bartlett–Brune-tétel alkalmazása ellenére is, ez pedig a négyelektro-



11. ábra

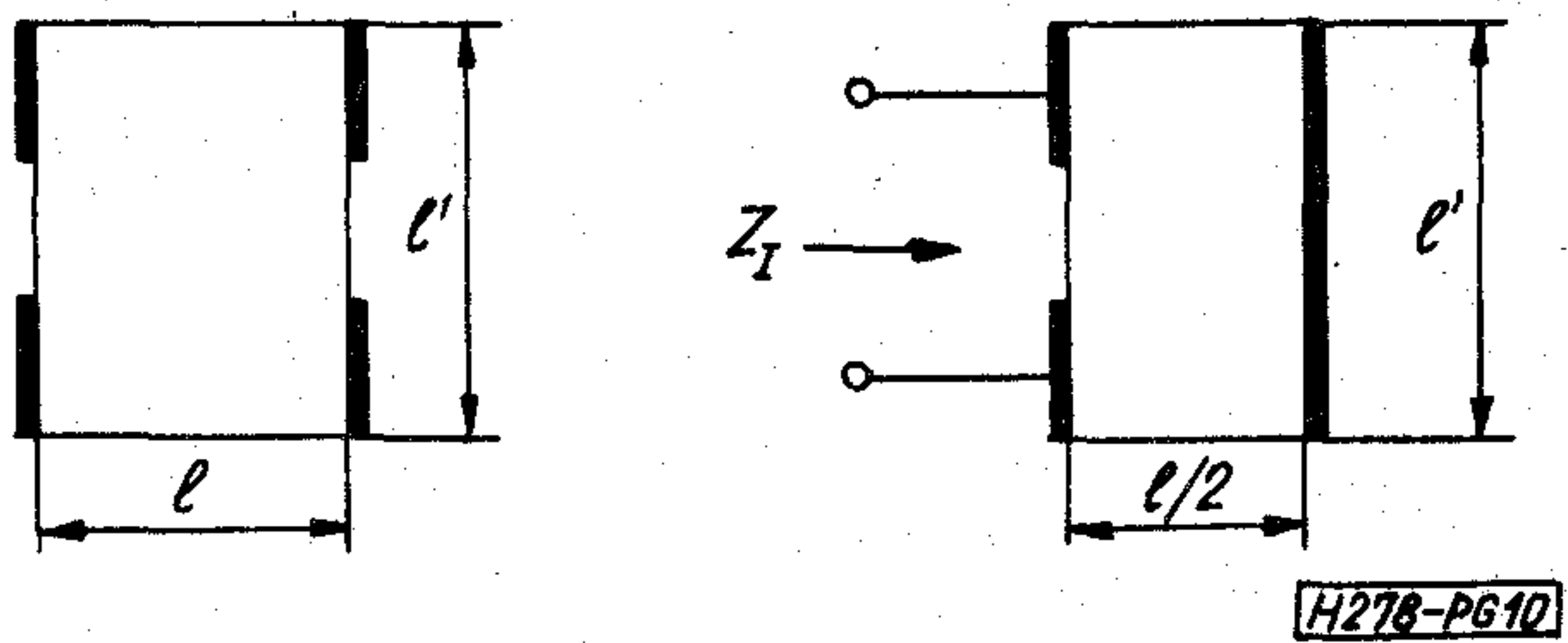


9. ábra

dás elrendezések (4. ábra) Z_I -ének számítása. Itt ugyanis a 10. ábra látható módon még mindig három elektróda között kellene az impedanciát meghatározni.

Ez a probléma a négyelektrodás elrendezések földszimetriájának (azaz a vízszintes tengelyre vonatkoztatott szimetriájának) kihasználásával oldható meg.

A 11. ábrán az A és B pontok közé rövidzár tehető, mert ezek a pontok ekvipotenciálisak. Az így keletkezett két rész közül az egyiket tekintve, a négyelektrodás eset számítása a 2. ábrán látható háromelektrodás esetre vezethető vissza.



10. ábra

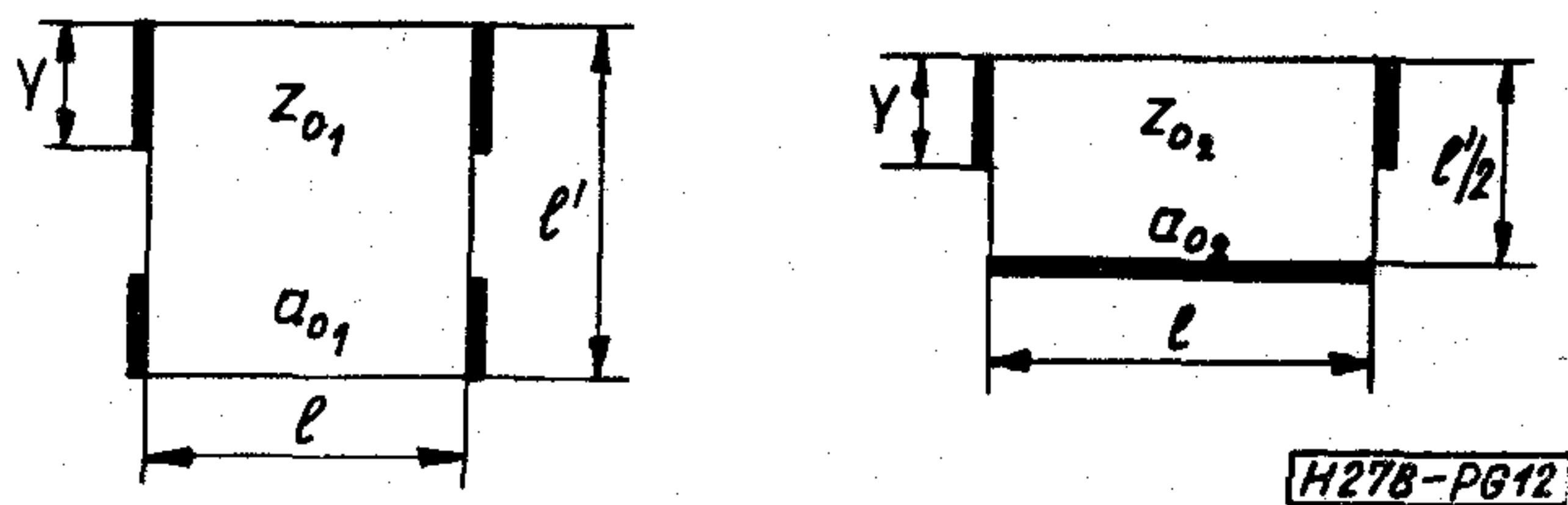
A teljes négy-pólus Z_I és Z_{II} -je kétszerese a vízszintes félbevágással keletkezett négy-pólus Z_I és Z_{II} -jének. Így a 12. ábra jelöléseinek megfelelően:

$$Z_{02} = \frac{1}{2} Z_{01}, \quad (6)$$

$$a_{02} = a_{01}. \quad (7)$$

Ehhez az eljáráshoz teljesen hasonlóan vezethető vissza a másik négyelektrodás elrendezés (4b ábra) háromelektrodás négy-pólus (2b ábra) számítására.

A továbbiakban mind a négy elrendezés, Z_I és Z_{II} impedanciája két elektróda között határozható meg. A harmadik elektróda kiküszöbölése teszi a módszert egzakttá. Z_I és Z_{II} hídimpedanciák számítása ebben az esetben egy elektrosztatikai kerületérték-probléma megoldását jelenti, amit e tanulmány konform leképzés segítségével old meg.



12. ábra

1.3 Konform leképezés és Schwartz–Christoffel-transzformáció

1905-ben Moulton [3] volt az első, aki meghatározta derékszögű paralelogramma alakú kontúr esetén, tetszőleges két elektróda között a geometriai ellenállást, amit a ρ [ohm/□] négyzetes ellenállással szorozva a tényleges ellenállás adódik. Ez a módszer kerül alkalmazásra az előbbieken bemutatott három- és négyelektrodás elosztott paraméterű csillapítók esetén is.

Ha egy tartományban megoldjuk az elektrosztatika problémáját, tehát ismerjük az ekvipotenciális görbék és az erővonalak rendszerét, akkor konform leképzés segítségével ezek ismét ekvipotenciális görbék és erővonalak egymásra merőleges rendszerébe mennek át.

A feladat olyan konform leképzés felírása, amely a Z_I és Z_{II} -nek megfelelő kételektrodás elrendezéseket (9. ábra) olyan geometriába viszi át, ahol ezek közvetlenül meghatározhatók.

Sokszög alakú geometria és sarkos elektródák esetén a leképzést a Schwartz–Christoffel-transzformáció valósítja meg:

$$z = A \int_c^w \prod_{i=1}^n (w - \alpha_i)^{(\alpha_i/\pi) - 1} dz + C. \quad (8)$$

Ez olyan konform leképezés, amely a 13. ábrán látható sokszöget a valós tengelybe képezi le.

Amikor a sokszög derékszögű paralelogramma a z síkon, akkor a (8) kifejezés az elsőfajú elliptikus integrálba megy át:

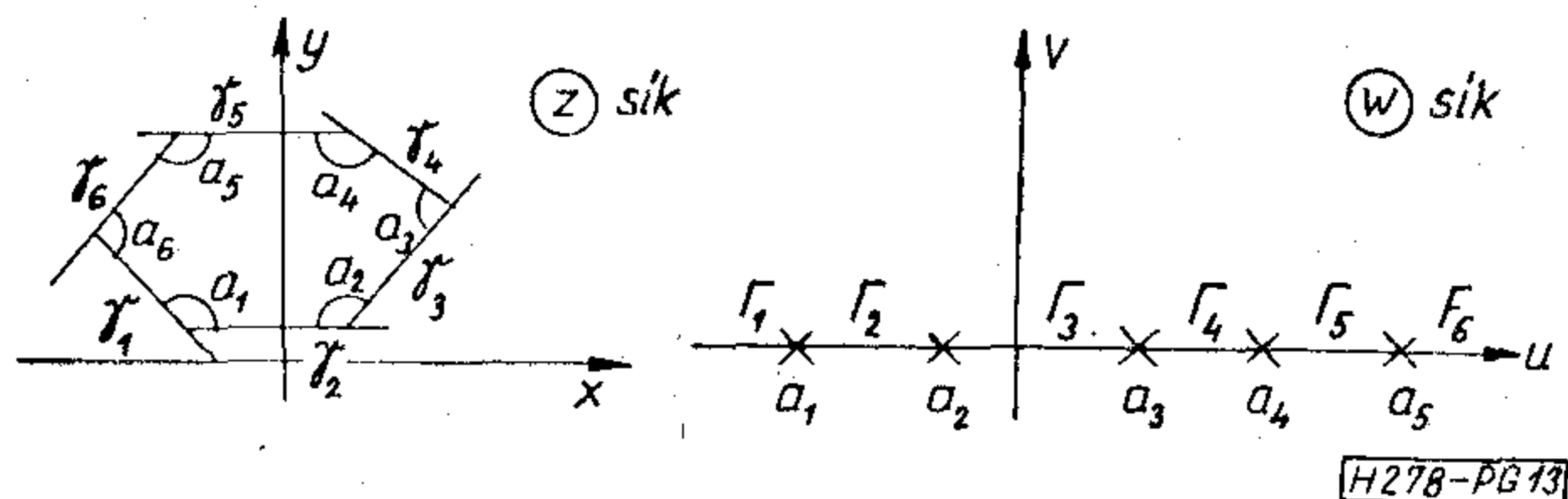
$$z(\Phi, k) = \int_0^\Phi (1 - k^2 \sin^2 \varphi)^{-1/2} d\varphi, \quad (9)$$

ahol $0 \leq k \leq 1$ a modulus, ennek jelölésére egyes irodalmak m , illetve Θ paramétert használnak, ezek azonban kölcsönösen és egyértelműen meghatározzák egymást az $m = k^2 = \sin^2 \Theta$ összefüggés szerint.

Ha a (9) kifejezésben $\Phi = \pi/2$, akkor az elsőfajú teljes elliptikus integrál adódik:

$$z\left(\frac{\pi}{2}, k\right) = K(k) = \int_0^{\pi/2} (1 - k^2 \sin^2 \varphi)^{-1/2} d\varphi. \quad (10)$$

Látható, hogy K csak a modulustól függ. Határesetben $k=0$ -nál $K = \pi/2$, míg $k=1$ -nél $K = \infty$.



13. ábra

Az elsőfajú teljes elliptikus integrál komplementét akkor kapjuk, ha a k modulus helyett a $k' = \sqrt{1 - k^2}$ komplement modulusal számolunk:

$$K' = K(k') = K(\sqrt{1 - k^2}) = z\left(\frac{\pi}{2}, \sqrt{1 - k^2}\right). \quad (11)$$

A (9) egyenletet mint az Φ transzformációját a z változóba tekintve, k állandó értéke mellett, definiálhatók a Jacobi-elliptikus függvények:

$$\operatorname{sn} z = \sin \Phi \quad (\text{elliptikus szinusz}) \quad (12)$$

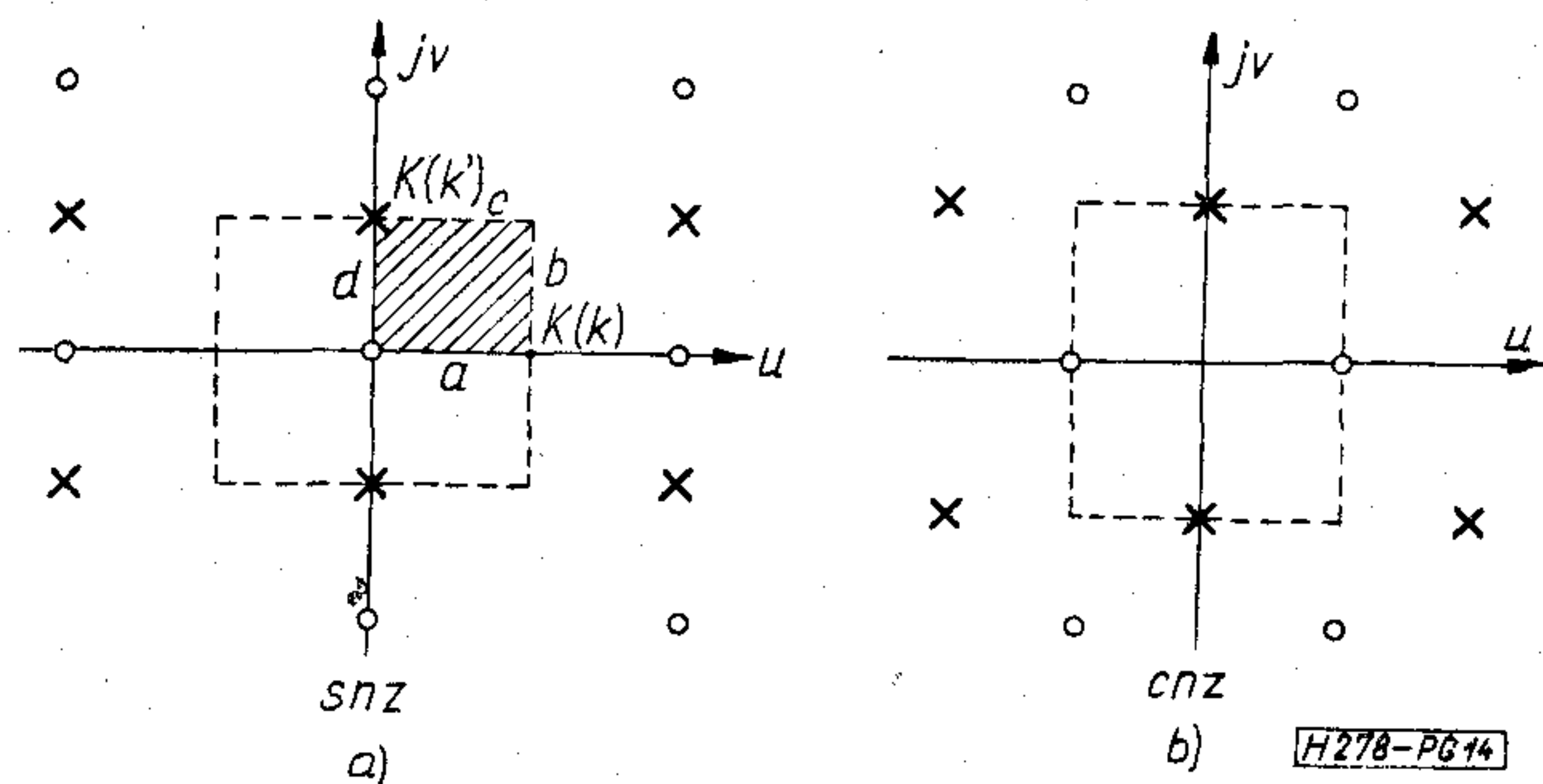
$$\operatorname{cn} z = \cos \Phi \quad (\text{elliptikus koszinusz}) \quad (13)$$

Az sn és cn függvények periodikusak a komplex z sík valós és képzetes tengelye mentén.

A 14. ábrán összefoglalva láthatók az sn és cn függvények pólusai és zérusai. A 14a ábrát tekintve megfigyelhető a valós tengely (u) menti periodicitás. A zérusok $2K$ -ként következnek, közöttük a maximum helyek helyezkednek el. Az első maximum hely K -nál van. A képzetes tengelyen (v) zérusok és pólusok váltogatják egymást.

A derékszögű paralelogramma alakú csillapító esetén csak a 14a ábra $K \times K'$ tartományára van szükség a Schwartz—Christoffel-transzformációhoz.

Érdeemes megvizsgálni, hogy a 15a ábrán látható $K \times K'$ tartomány hogyan transzformálódik az sn függvény segítségével.



14. ábra

Az AB egyenes mentén $z = u$ valós és $0 \leq u \leq K(k)$, ekkor az sn függvény valós tengely menti viselkedéséből következik, hogy $0 \leq \operatorname{sn} u \leq 1$, valós értékű.

A BC egyenes mentén $z = K(k) + jv$, ahol $0 \leq v \leq K(k')$. A C sarokpont koordinátái $z = K(k) + jK(k')$. Az sn függvényre alkalmazva az addíciós összefüggéseket [4] adódik:

$$\operatorname{sn}[K(k) + jv] = \frac{1}{\sqrt{\operatorname{cn}^2(v, k') + k^2 \operatorname{sn}^2(v, k')}} \quad (14)$$

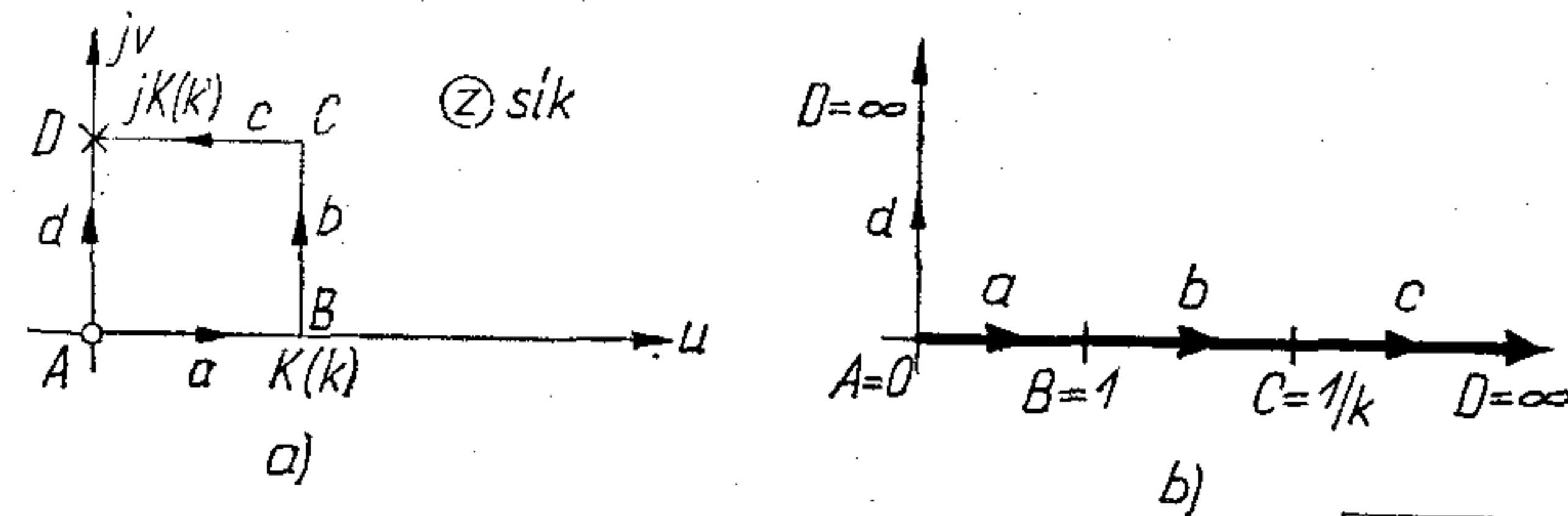
ahol $v \leq K(k') = K'$.

A (14) összefüggésből jól látható, hogy sn transzformációval a komplex BC szakasz is a valós tengelybe megy át.

A CD egyenes mentén $z = u + jK(k')$. Az sn transzformációt és az addíciós összefüggéseket alkalmazva:

$$\operatorname{sn}[u + jK(k')] = \frac{1}{k \operatorname{sn} u} \quad (15)$$

ahol $u \leq K(k)$, $u = K(k)$ a z sík C pontjának felel meg. Mivel $\operatorname{sn}[K(k)] = 1$, így a C pont transzformáltjának értéke $\operatorname{sn}[K + jK'] = 1/k$. (15)-ből látható, hogy a CD szakasz is a valós tengelybe képződik le.



15. ábra

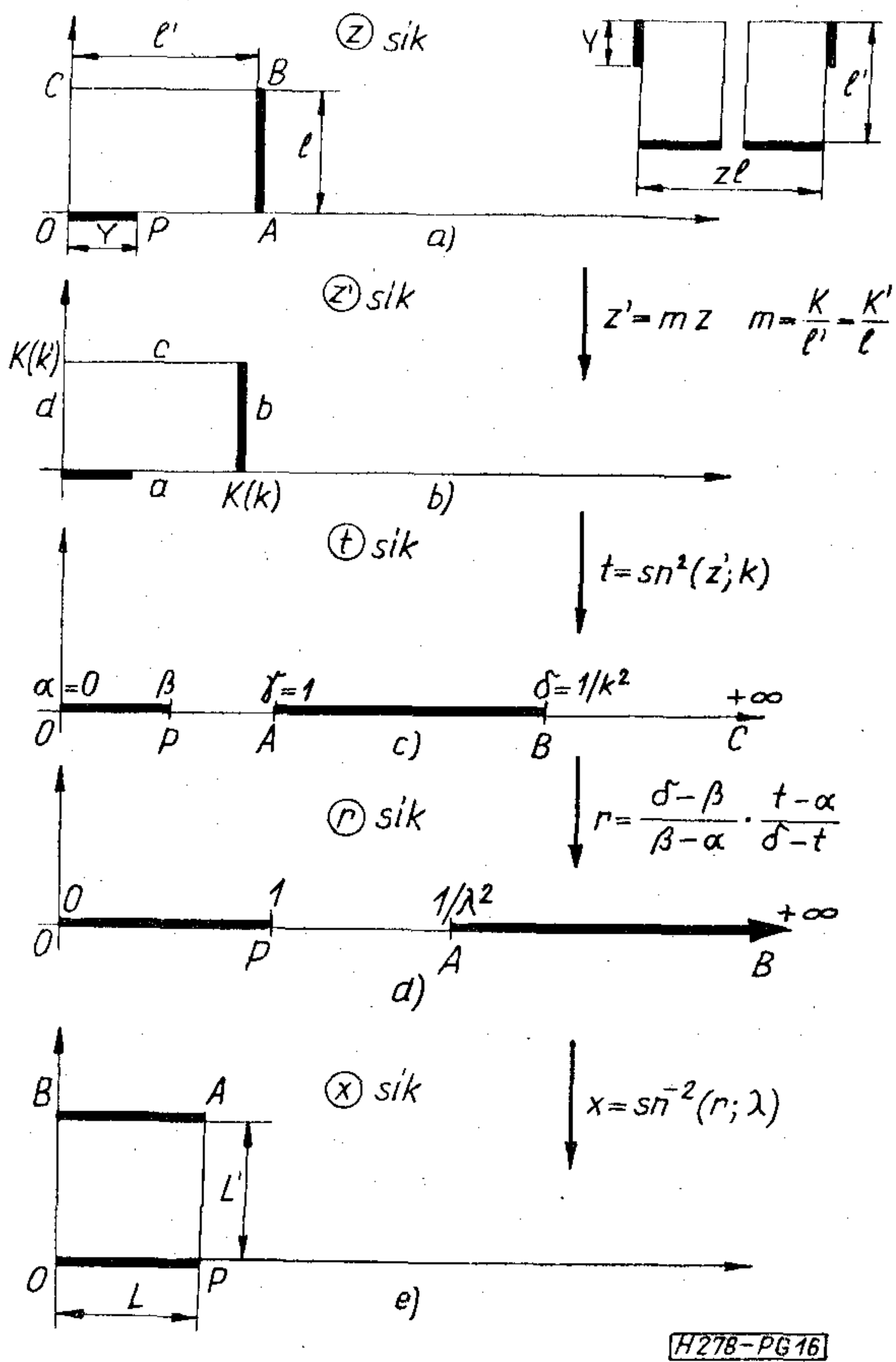
AD mentén $z = jv$, tiszta képzetes értékű. Az sn függvényre vonatkozó összefüggéseket kihasználva [4, 5]:

$$\operatorname{sn}[jv, k] = j \frac{\operatorname{sn}(v, k')}{\operatorname{cn}(v, k')} \quad (16)$$

Ez a kifejezés a z sík képzetes tengelyének egy szakaszát az sn z sík pozitív képzetes tengelyébe viszi át.

1.4 Kételektródás elrendezések impedanciájának számítása Schwartz—Christoffel-transzformációval

A 16. ábra jól szemlélteti azt a folyamatot, ahogy a z síkon levő (16a ábra) kételektródás derékszögű



16. ábra

elrendezés az x síkon egyszerűen számítható geometriai ellenállású elrendezéssé transzformálódik. A 16a ábrán látható elrendezés a 2a vagy a 4a ábra elrendezéseinek Z_{II} -jét ábrázolja. A négyszög csúcsait O, A, B, C pontok alkotják, P egy tetszőleges pont a határon.

OP és AB szakaszok tökéletes vezetőket jelentenek. Az $OABC$ négyszög állandó négyzetes ellenállású anyaggal van bevonva (ρ [ohm/□]). A feladat ezek után az OP és az AB elektródák közötti geometriai ellenállás meghatározása. Ezt ρ -val szorozva kapható az elektródák közötti ellenállás értéke ohmban.

A z síkból a t síkba Schwartz–Chirostoffel-transzformációval jutunk. Derékszögű paralelogramma esetén a transzformációt elliptikus függvény valósítja meg.

$$t = \operatorname{sn}^2(mz, k), \quad (17)$$

ahol $m = K/l' = K'/l$, K a k modulusú komplett elliptikus integrál, míg K' ennek komplemente. A (17) kifejezésben az m szorzó azért szükséges, hogy az adott derékszögű paralelogrammát a transzformáció a $K \times K'$ téglalapba vigye át a z' síkon (16b ábra). A (17) transzformáció ebben az esetben mind a négy oldalt a t sík valós tengelyébe viszi át az 1.3 fejezetben leírtaknak megfelelően. Az $l'/l = K/K'$ arány a feladat kitűzésekor ismert, ebből kell a k moduluszt meghatározni.

Legyenek O, P, A és B pontok rendre z_1, z_2, z_3 és z_4 -gyel jelölve, akkor a t síkon levő $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ pontok

az előzőekben K/K' arányból meghatározott modulus ismeretében a következőképpen számíthatók:

$$\alpha = \operatorname{sn}^2 m z_1, \quad (18)$$

$$\beta = \operatorname{sn}^2 m z_2, \quad (19)$$

$$\gamma = \operatorname{sn}^2 m z_3, \quad (20)$$

$$\delta = \operatorname{sn}^2 m z_4. \quad (21)$$

A t tartományból az r -be való áttérés lineáris transzformációval történik:

$$r = \frac{\delta - \beta}{\beta - \alpha} \frac{t - \alpha}{\delta - t}. \quad (22)$$

Könnyen ellenőrizhető pl., hogy a t síkon levő α pont ($t = \alpha$) az r síkon $r = 0$ -ba, a β pont ($t = \beta$) az $r = 1$ -be, a δ pont ($t = \delta$) $r = \infty$ -be megy át. A γ pont ($t = \gamma$) az $r = 1/\lambda^2$ -be transzformálódik, ebből az új λ modulus meghatározható:

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{\delta - \beta}{\beta - \alpha} \frac{\gamma - \alpha}{\delta - \gamma}. \quad (23)$$

Itt látható a (22) lineáris transzformáció szükségessége, ugyanis z -ből t -be való transzformáláskor a B pont (16a ábra) a $\delta = \frac{1}{(\text{modulus})^2}$ pontba ment át, amiből következik, hogy az r -ből x -be való visszatranszformáláskor (sn^{-2} transzformáció) az r síkon az A pontot (16d ábra) $\frac{1}{(\text{modulus})^2}$ -re kell felvenni, hogy az x síkon (16e ábra) az A sarokpontba transzformálódjon.

Nyilvánvaló ezek után, hogy a t -ből r -be történő lineáris transzformáció a z síkon levő geometriától teljesen független. Ezt az l'/l arányhoz meghatározott modulus biztosítja, ugyanis a z' síkon (16b ábra) a téglalap éleinek hossza $K(k)$, illetve $K'(k)$, azaz csak k függvénye.

Az r síkon egy adott elektródaelrendezés esetén mindig azonos képet kapunk a hossz méretektől függetlenül. Az r síkon az elektródák úgy helyezkednek el, hogy a (17) transzformáció inverzét alkalmazva, az x síkban a kívánt elrendezés adódik (16e ábra).

$$r = \operatorname{sn}^2(x, \lambda). \quad (24)$$

A geometriai ellenállás (Z_{II}) az x síkon már egyszerűen meghatározható:

$$\frac{Z_{II}}{\rho} = \frac{L'}{L}, \quad (25)$$

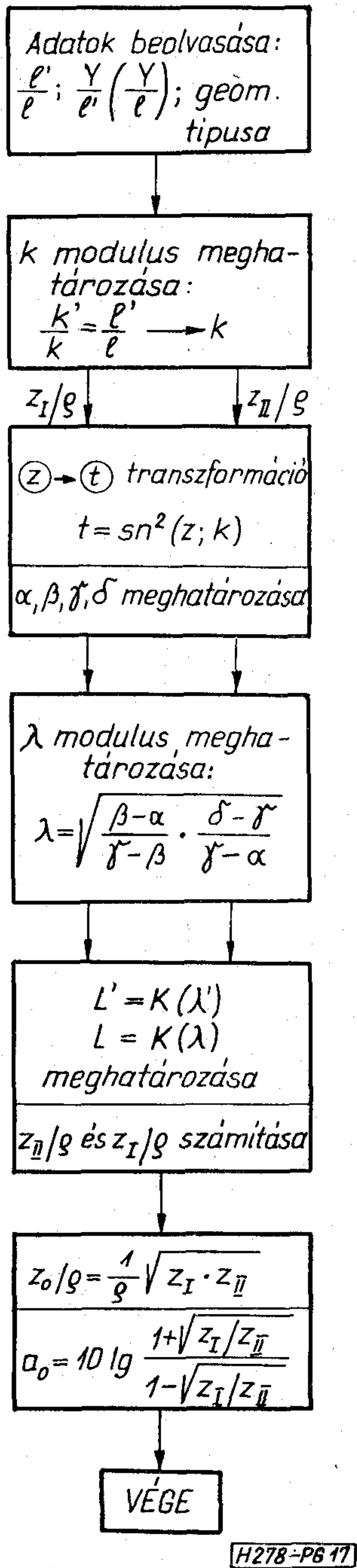
ahol

$$L' = K(\lambda' = \sqrt{1 - \lambda^2})$$

és

$$L = K(\lambda). \quad (26)$$

Jelen esetben Z_{I}/ρ -t és Z_{II}/ρ -t kell a fenti módon meghatározni, majd ezekből Z_0/ρ és a_0 számítható a (4) és (5) kifejezéseknek megfelelően. Behelyettesítés után látható, hogy az a_0 hullámcsillapítás független a ρ -tól, azaz csak a geometriai méretektől függ. Z_0 természetesen a geometria mellett a ρ anyagjellem-



17. ábra

H278-P6 17

zőnek is függvénye. Ezek után elméletileg a probléma bármilyen derékszögű paralelogramma esetén megoldható.

1.5 Csillapítók paramétereinek meghatározása a geometriai — és anyagjellemzőkből számítógép segítségével

Az 1.4 fejezetre épülő analízis-program tömbvázlata (a 16. ábra jelöléseit használva) [6] a 17. ábrán látható.

A program számítási pontosságának korlátját az l'/l arányból történő modulusmeghatározás szabja meg. $l'/l > 6$ arány esetén ugyanis a k modulus 0-hoz,

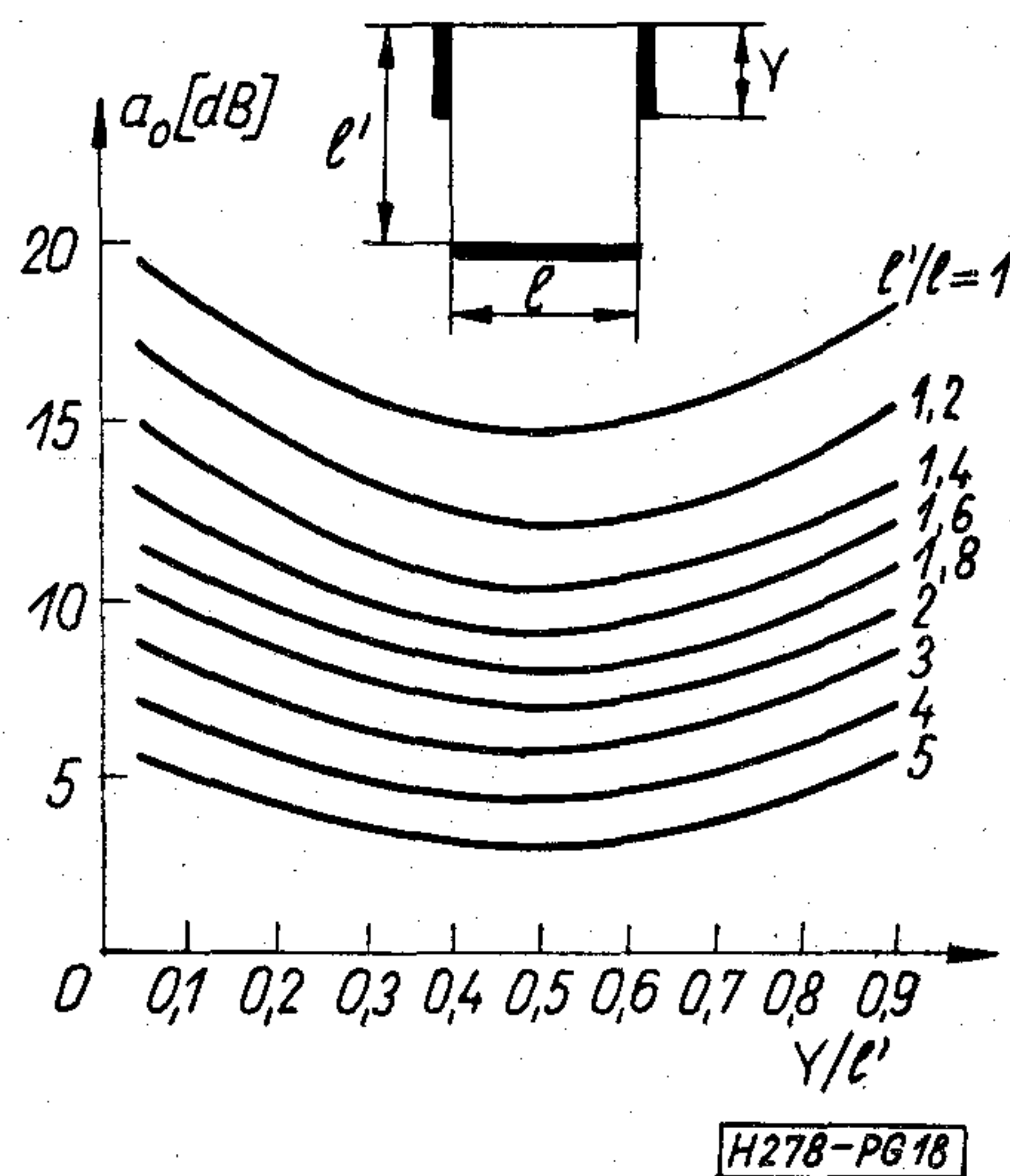
a k' pedig az 1-hez tart olyannyira (1. táblázat), hogy ebben a tartományban csak dupla pontosságú számítás esetén érhető el értékelhető eredmény.

1. táblázat

Modulusmeghatározás l'/l -ből

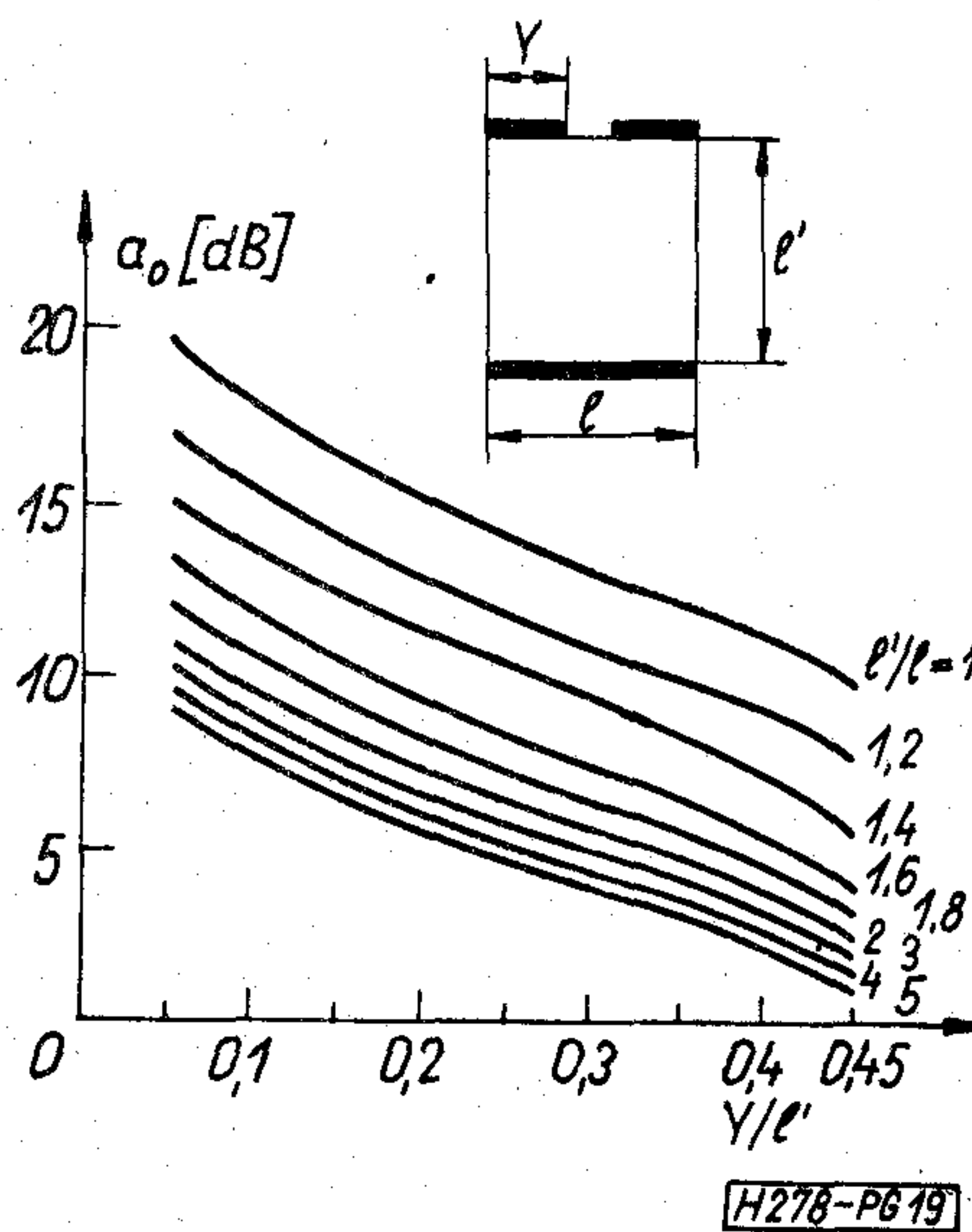
l'/l	k	k'
2,0	0,171 571 875 2	0,985 171 431 0
3,0	0,035 9215 68 2	0,999 354 612 2
4,0	0,074 696 667 2	0,999 972 101 6
5,0	0,001 552 811 8	0,999 998 794 38
6,0	0,000 322 798	0,999 999 947 9
7,0	0,000 067 103 1	0,999 999 997 7
8,0	0,000 013 949	0,999 999 999 9
9,0	0,000 002 899 7	0,999 999 999 9
10,0	0,000 000 602 8	0,999 999 999 9

Számítógéppel végzett analízis eredményeit három-elektrodás esetben a 18. és 19. ábrák mutatják.



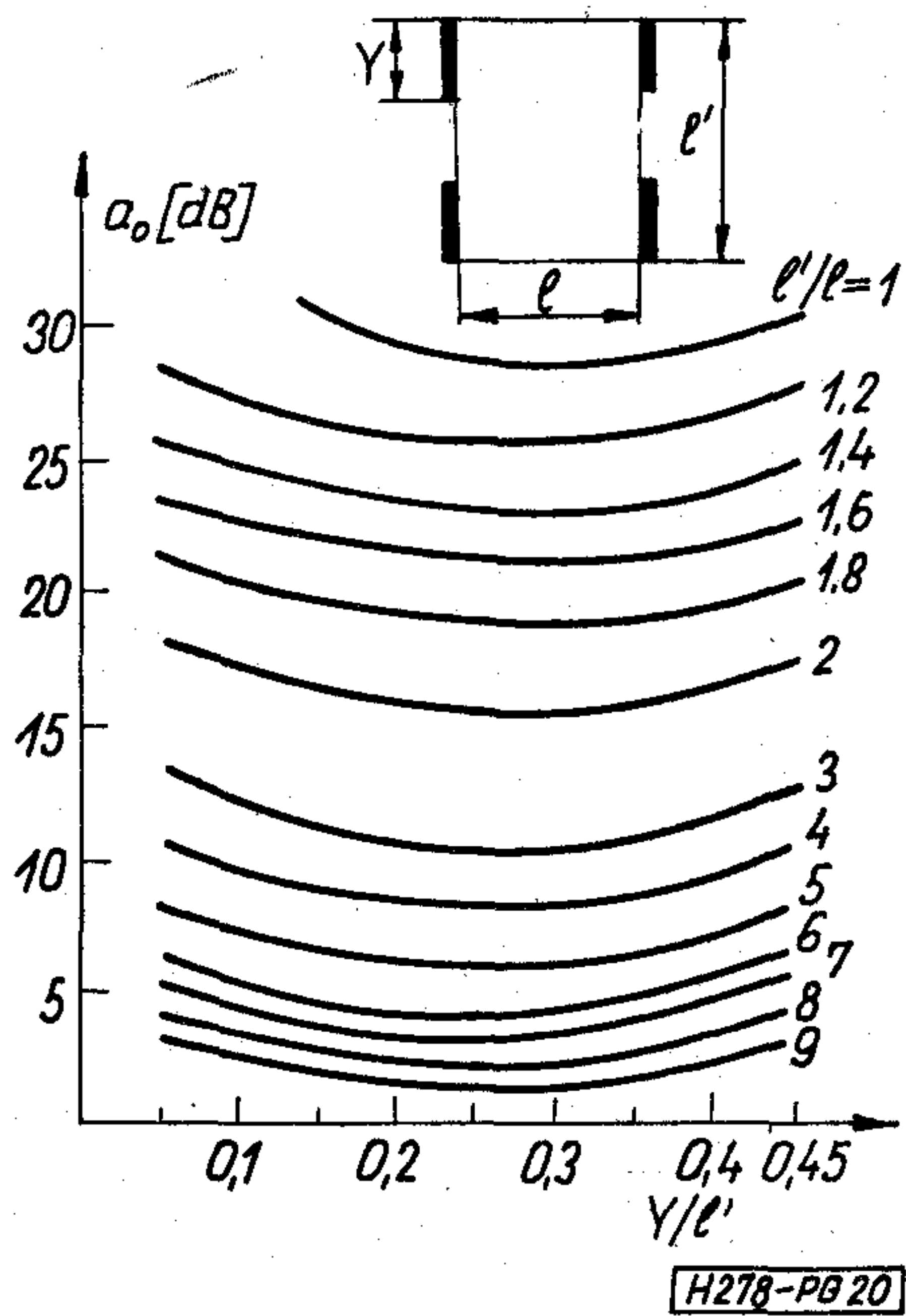
18. ábra

H278-P6 18



19. ábra

H278-P6 19

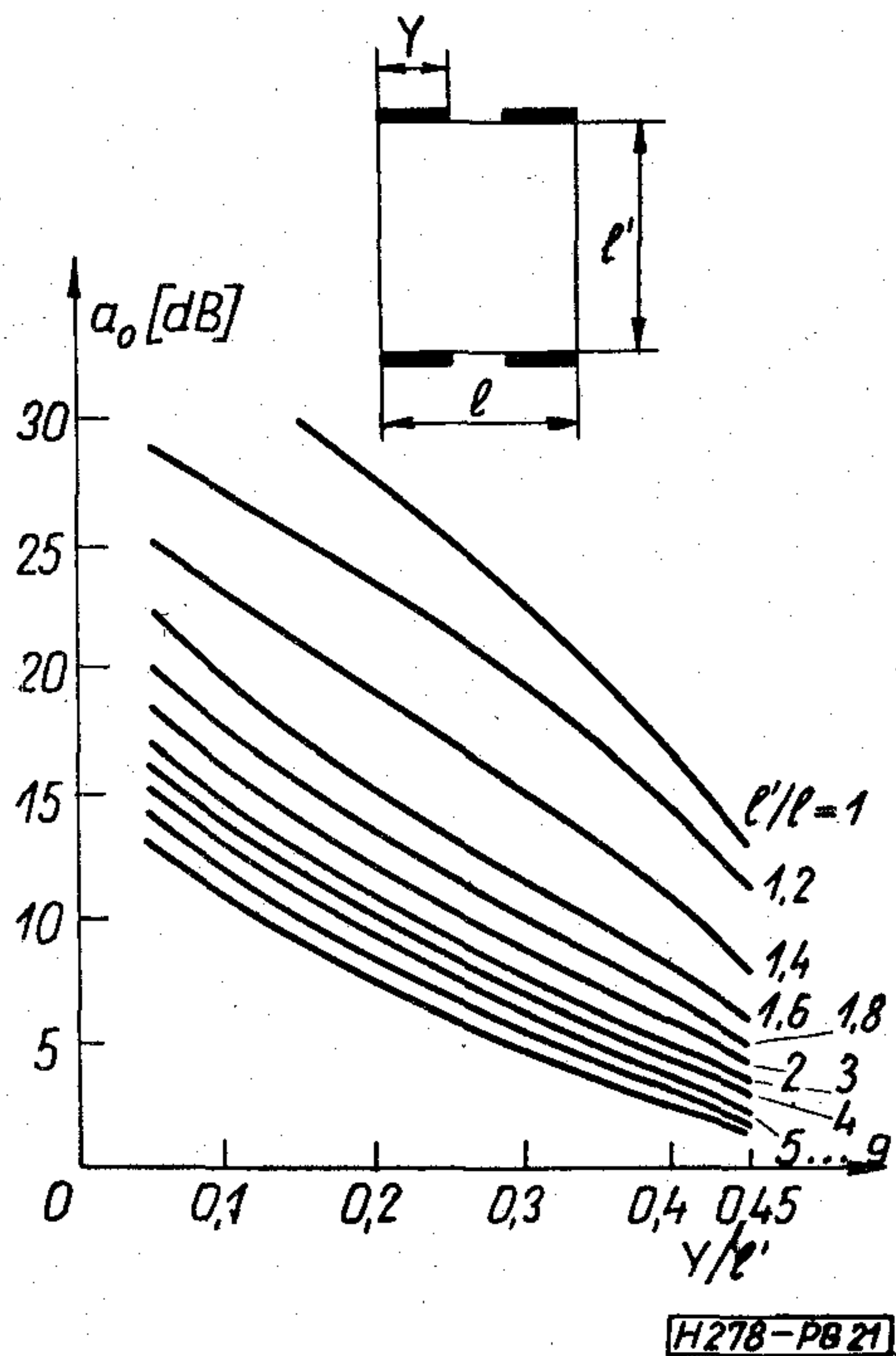


20. ábra

Négyelektrodás elrendezés esetén, ami földszimmetrikus csillapítót jelent, a csillapításmenet a be- és kivezető elektródák elhelyezkedésének függvényében a 20. és 21. ábrákon látható.

A diagramokból néhány érdekes következtetést vonhatunk le, amelyek a későbbi tervezés során felhasználhatók:

1. a hullámcsillapítás független a ρ négyzetes ellenállástól, ez már a képletekből is látható;
2. a hullámcsillapítás független az aktuális méretekéntől, csak az oldalak, illetve az oldalak és elektródák arányától függ;



21. ábra

3. a 18. és 20. ábrákon jól látható, hogy bizonyos geometriáknál a csillapításgörbéknek minimuma van. A minimumhelyek szomszédságában a csillapítás majdnem állandó a be- és kivezető elektródák y hosszának változtatása ellenére. Itt található a tervezés szempontjából optimális méretek, amelyek a geometriai méretváltozásokra a legkevésbé érzékenyek;

4. látható, hogy a szintézisproblémának nem egyetlen megoldása van, azaz különböző oldal-, illetve elektróda- és oldalarányokkal valósítható meg ugyanaz a hullámcsillapítású csillapító.

A hullámimpedanciát vizsgálva az látható, hogy Y/l , ill. Y/l' növelésével a Z_0/ρ jelentősen csökken, míg l/l' változásának hatása nem ilyen jelentős. Nagy hullámimpedanciák a 19. és 21. ábrákon látható elrendezésekkel valósíthatók meg könnyen, míg kis hullámimpedanciák a 18. és 20. ábrák elrendezéseivel.

2. Elosztott paraméterű csillapítók számítógépes tervezése

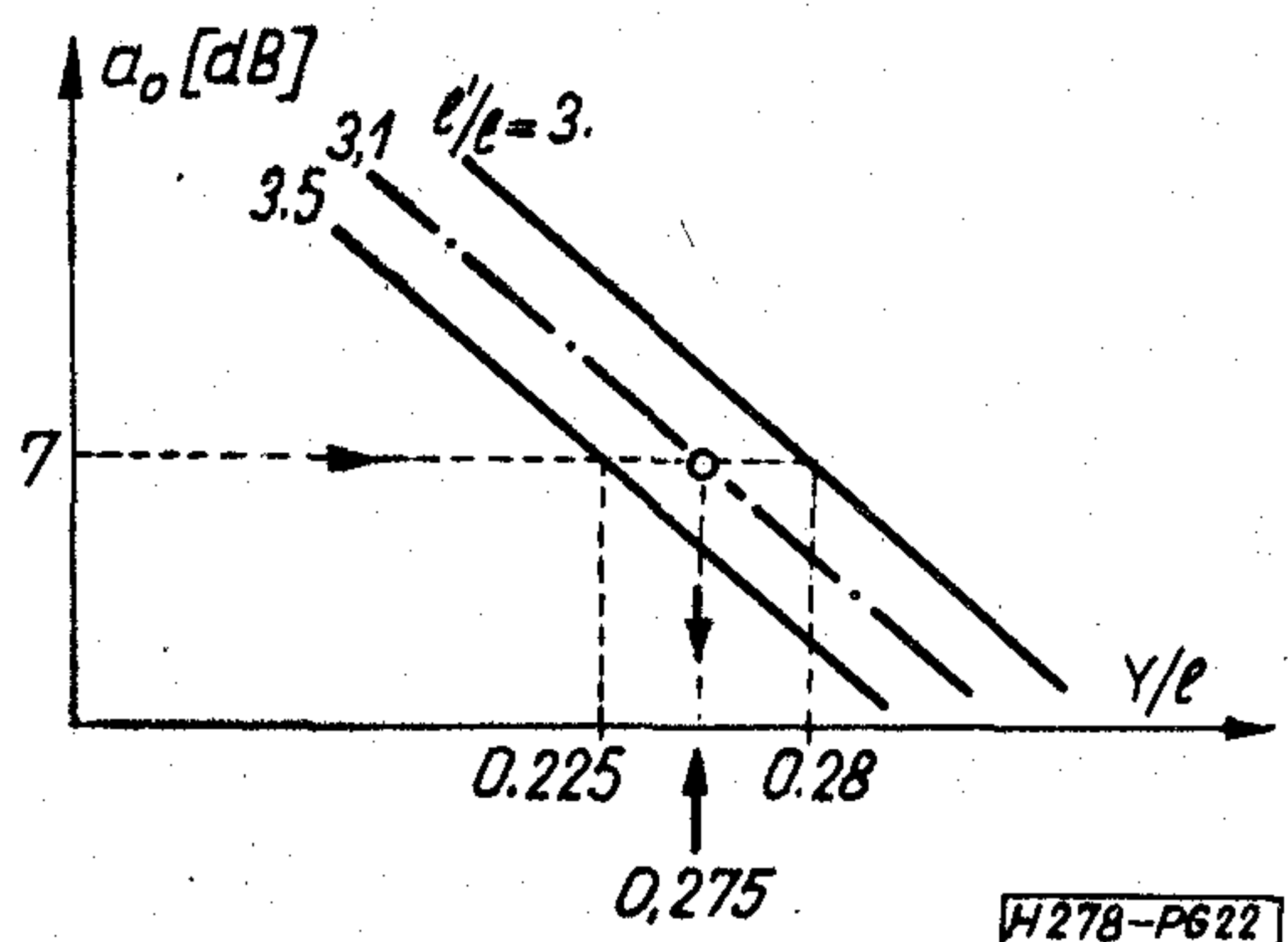
A tervezés az analízis segítségével történik. A számítógép által végzett részletes analízis [7] eredményei alapján kiválasztható az a tartomány, ahol a tervezendő csillapító található.

A különböző tervezési módszerek közül itt az kerül ismertetésre, amikor a ρ négyzetes ellenállás csak a technológia által meghatározott határok között változhat.

A tervezés menete:

A részletes számítógépes analízis által szolgáltatott táblázatokban megkeressük a tervezendő csillapításértékekhez közel eső értékeket, és leolvassuk a hozzájuk tartozó l/l' , Y/l' , illetve Y/l és Z_0/ρ értékeket. Ha a tervezendő csillapításértékek körülvevő csillapításértékekhez tartozó Z_0/ρ is a megfelelő tartományba esik, akkor a programot változatlan l/l' -el az adott Y/l , ill. Y/l' határok között megfelelő számú pontban lefuttatva kiadódik a keresett Y/l , ill. Y/l' .

Ha a tervezendő csillapításértékek körülvevő értékeknél a Z_0/ρ nem megfelelő, akkor l/l' -et úgy kell megváltoztatni, hogy a kívánt csillapításérték az előbbinél kisebb vagy nagyobb Y/l -nél álljon elő attól függően, hogy Z_0/ρ kisebb vagy nagyobb volt-e a kívántnál.



22. ábra

Ez a tervezési módszer jól nyomon követhető a következő számpéldán:

Tervezendő 7 dB-es, 600Ω -os csillapító földaszimmetrikus kivitelben ($50\Omega/\square \leq \rho \leq 250\Omega/\square$).

A feladat háromelektrodás elrendezéssel oldható meg a földaszimmetria miatt. A két háromelektrodás elrendezés közül a nagy hullámimpedanciák megvalósítására a 19. ábrán látható elrendezés alkalmasabb.

A részletes analízis eredményeiből látható, hogy $Z_0/\rho > 2,4$ mellett (ami $\rho_{\max} = 250 \frac{\Omega}{\square}$ -ből következően a 600Ω -os hullámimpedancia megvalósításához szükséges geometriai ellenállás) a 7 dB-es csillapításérték $3 \leq l'/l \leq 3,5$ között van. A hullámimpedancia ugyanis Y/l csökkenésével nő, és ha l'/l ugyanakkor megfelelően megnő, a csillapítás változatlan értékű marad (22. ábra).

Az analízisprogramot $3 \leq l'/l \leq 3,5$ és $0,225 \leq Y/l \leq 0,28$ között részletesen lefuttatva adódik a megoldás, amit a 21. ábra is mutat:

$$\begin{array}{ll} l'/l = 3,1 & a_0 = 6,99 \text{ dB} \\ Y/l = 0,275 & Z_0/\rho = 2,435. \end{array}$$

Hasonló módszerrel végezhető el bármely csillapítótag geometriájának a tervezése.

Olyan elrendezéseknél, amelyeknek csillapításminimumuk van (16., 18. ábra), célszerű arra törekedni, hogy a kívánt csillapítót $0,4 \leq \frac{Y}{l'} \leq 0,6$ értékkel valósítsuk meg a már említett kedvező tolarenciaviszonyok miatt. Itt Y -t a fenti kedvező tartományban tartjuk, és l'/l -t változtatjuk addig, amíg a kívánt csillapításérték a megadott Y/l' tartományba nem esik.

A program az Egyetemi Számítóközpont RAZDAN számítógépére készült ALGOL nyelven. A futtatási eredmények azt mutatják, hogy ez a tervezési módszer 1–1,5'-es gépidő felhasználásával 10^{-2} pontossággal adja egy a kívánt csillapítással rendelkező csillapító geometriai adatait.

3. Befejezés

Az elosztott paraméterű csillapító analízisének és tervezésének ismertetett módszerei új termék gyártását teszik lehetővé. Különösen a szigetelőlappú vékonyréteg-technológiával gyártott csillapítók esetén jelentős az elosztott paraméterű szemlélet, amely lehetővé teszi a miniatürizálást és a fémes összekötések számának csökkentésével a megbízhatóság növelését.

A téma tanulmányozása és a tervezési módszer kidolgozása, a számítógépprogram készítése a REMIX Rádiótechnikai Vállalat megbízásából történt.

Köszönetemet fejezem ki Farkas Elemérnek (REMIX) támogatásáért és értékes gyakorlati tanácsaiért.

Ezúton mondok köszönetet kollégáimnak, dr. Géher Károlynak és dr. Solymosi Jánosnak a szakmai vitákban adott tanácsaikért, melyek nagyban megkönnyítették munkámat.

I R O D A L O M

- [1] Dr. Simonyi K.: Elméleti villamosságtan. Tankönyvkiadó, Budapest, 1958.
- [2] Dr. Géher K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
- [3] Moulton H. F.: Current Flow in Rectangular Conductors. Proc. London Math. Soc., Ser 2, Vol. III.
- [4] Calahan D. A.: Modern hálózatszintézis. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1969.
- [5] Pattantyús: Gépész- és villamosmérnökök kézikönyve. Matematikai képletek, táblázatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1959.
- [6] Prónay G.: Elosztott paraméterű csillapítók számítása (programleírás). A program a REMIX Rádiótechnikai Vállalat megbízásából készült, 1972. június.
- [7] Prónay G.—dr. Solymosi J.: Elosztott paraméterű csillapítók tervezési diagramjai. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, Budapest, 1972 június.
- [8] Dow R. J.: Synthesis of Multiple Resistance Networks from single Resistive Films. IEEE Trans. on Component Parts, Vol. 10. No. 4. pp. 147–155. December 1963.
- [9] Wyndrum, R. W. Jr.: Computer-aided Synthesis of Distributed Resistive and RC networks. Herskowitz G. J.: Computer-aided integrated circuit design. McGraw — Hill Book Co. 1968. 10. fejezet, pp. 362–394.

EGYESÜLETI HÍREK

Folyó év május 21-én ünnepélyes keretek között megalakult a Híradástechnikai Tudományos Egyesület pécsi csoportja. Az alakulóülésen egyesületünk vezetőségének képviselőjében Dr. Almássy György, az egyesület főtitkára, Mérey Imréné, főtitkárhelyettes és S. Tóth Ferenc titkár jelentek meg.

A plenáris ülés alkalmából Dr. Almássy György elmondta, hogy Pécsen igen időszerű volt már a helyi csoport megalapítása, mert a pécsi műszaki értelmiségnek be kell kapcsolódnia az országos szakmai vérkeringésbe.

A köszöntő szavak után főtitkárunk kitért arra, hogy a Pécsi TV-adó; a Mechanikai Labor pécsi gyáregysége; a megyei GELKA-hálózat; a Mecseki Ércbányászati Vállalat; a Pécsi Orvostudományi Egyetem szakembereire épülő csoportnak minden reménye megvan arra, hogy hatékony munkát végezzen az elkövetkező időszakban.

Az alakulóülés megválasztotta a Csoport Vezetőségét is, amely szerint: az elnöki tisztség betöltésére Sugár Gusztávot, a Pécsi TV-adó vezetőjét, a titkári feladatok ellátására Király Lászlót, a MECHLABOR dolgozóját kérték fel.

A további vezetőségi tagok: Marosy István (GELKA)
Bágyi István (Posta)
Erdősy Lászlóné (Posta)
Steindl Ernő (DÉDÁSZ)
Fulmer István (MECHLABOR)

A vezetőség megválasztása után S. Tóth Ferenc (GELKA) előadást tartott a színes tv-rendszerek elvi felépítéséről. Az előadást színes tv-bemutató követte.

Egyesületünk részéről örömmel üdvözljük a Pécsi Csoport megalakulását, és sok sikert kívánunk működésükhöz.

Mikrohullámú oszcillátorok FM és AM zajának mérése a kettős TE_{111} módon működő diszkriminátor segítségével

ETO 621.373.029.6:621.391.822.08

Oszcillátor zajmérésének technikájával sokan foglalkoztak [1], [2], [3], [4], [7] stb. A CW magnetron oszcillátort vizsgálva még D. Middleton [1] mutatta be, hogy az oszcillátor zajvizsgálatának legjobb útja — a zaj szétbontása AM és FM komponensekre.

1. A zaj mérési elve

Az oszcillátor zajmodulációja jól leírható a komplex analitikus jel segítségével. A mikrohullámú CW oszcillátor kimenő jele kifejezhető, mint egy zajjal amplitúdó- és frekvencia-modulált vivőhullám. Vagyis

$$U(t) = \text{Re}\{A(t) \cdot e^{j\theta(t)}\} \quad (1)$$

ahol $A(t)$ és $\theta(t)$ valamely sztochasztikus folyamat időfüggvényei.

Általában $A(t)$ és $\theta(t)$ korreláltak és ezenkívül a kettő között ϑ időkésés létezhet. Vagyis

$$U(t) = \text{Re}\{A_0[1 + \lambda_1 z_1(t + \vartheta)] \cdot e^{j[\omega_v t + \lambda_2 z_2(t)]}\} \quad (2)$$

ahol

$z_1(t)$ és $z_2(t)$ a modulációt okozó zajok.

λ_1 és λ_2 — a moduláció mélységére jellemző állandók. A korreláltságból következik, hogy a (2) képlet szerinti jel teljesítménysűrűség spektruma ω_v -re nézve aszimmetrikus. Az aszimmetria mértéke annál nagyobb, minél nagyobb λ_1 és minél kisebb ϑ . Ily módon egy, zajjal vegyesen modulált szinuszos vivő spektruma az 1. ábra folytonos vonala szerinti lehet.

Ha $z_1(t)$ és $z_2(t)$ modulációt okozó zajok Gauss-

folyamatok, λ_1 pedig kicsi, akkor a korreláció elhanyagolható, ami a spektrum szimmetriájához vezet (1. ábra, szaggatott vonal). Ekkor az oldalsávok teljesítménye független AM és FM zajkomponensekből tevődik össze.

Az amplitúdómoduláció méréséhez a jelet amplitúdódemodulátorra kell adni. Ha a demodulátor karakterisztikájának a munkapont körüli meredeksége (mely függvénye lehet a vivőhullám teljesítményének)

$$K_{AD} = \left. \frac{dU_{ki}}{dA_{be}} \right|_{A=A_0}$$

akkor a demodulátor kimenetén megjelenő jel:

$$a(t) = K_{AD} \cdot A_0 \cdot \lambda_1 \cdot z_1(t)$$

Ennek megfelelő teljesítmény:

$$P_{AM} = \frac{1}{r} R_a(0) = \frac{A_0^2}{r} \lambda_1^2 K_{AD}^2 R_1(\tau) \Big|_{\tau=0} \quad (3)$$

ahol $R_a(0)$ a $a(t)$ sztochasztikus folyamat autokorrelációs függvénye a $\tau=0$ helyen. $R_1(\tau)$ a $z_1(t)$ folyamat autokorrelációs függvénye, r a demodulátor terhelő ellenállása.

P_{AM} — azt a teljesítményt jelenti, amely kizárólag az AM miatt lép fel a demodulátor kimenetén.

$\frac{A_0^2}{r}$ vivő teljesítményt jelent, és ekkor a zaj/vivő viszonya:

$$\beta = \frac{P_{AM}}{P_v} = \lambda_1^2 K_{AD}^2 R_1(\tau) \Big|_{\tau=0} \quad (4)$$

Ha most a (2) képlet szerinti jelet frekvenciademodulátorba vezetjük, amelynek karakterisztikameredeksége a munkapontnál

$$K_{FD} = \left. \frac{dA(f)}{df} \right|_{f=f_0}$$

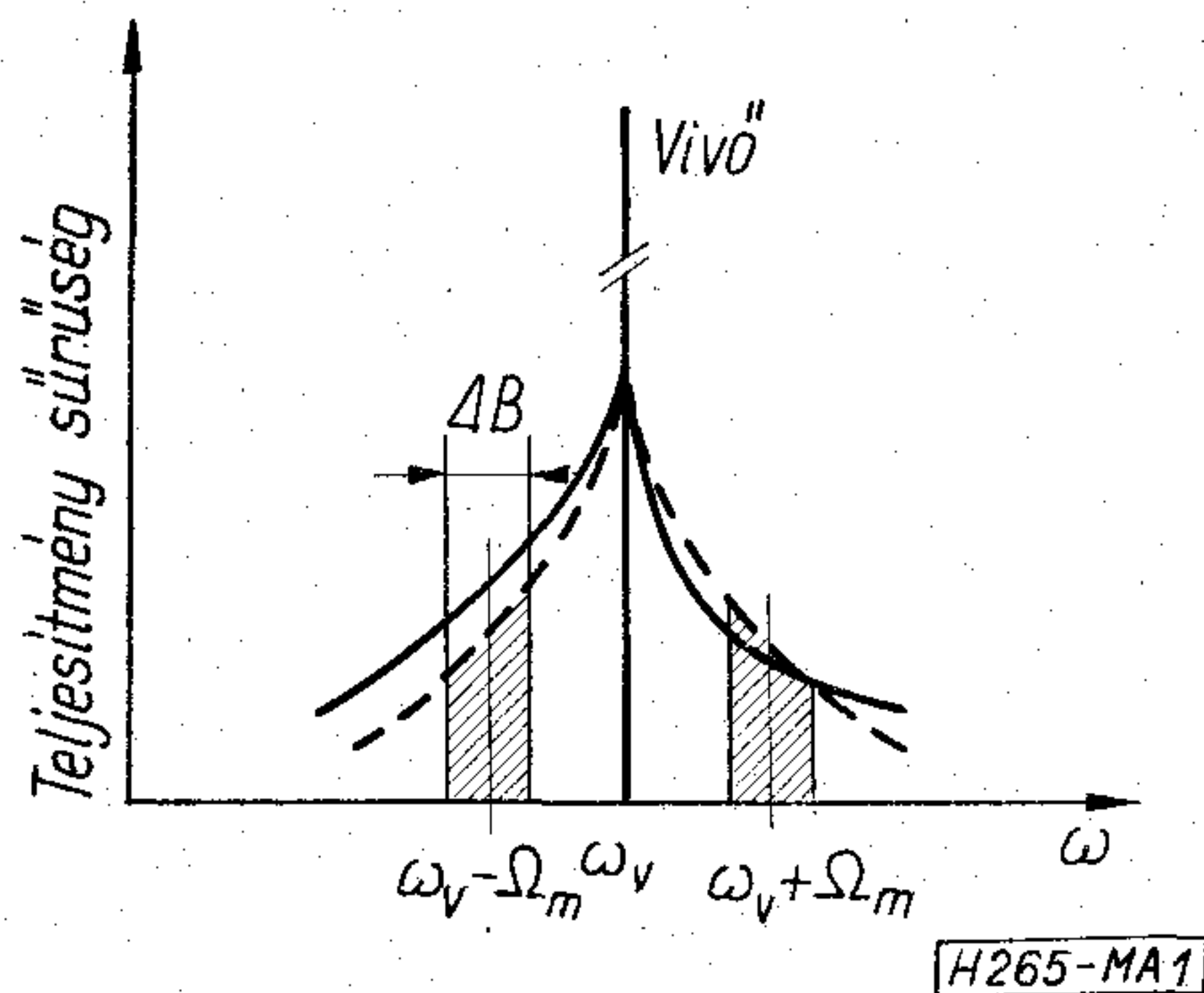
ahol $A(f)$ a diszkriminátor a vivő-teljesítménytől függő karakterisztikája, akkor a demodulátor kimenetén megjelenő jel

$$b(t) = K_{FD} \cdot \lambda_2 \cdot \frac{dz_2(t)}{dt}$$

Ahol $b(t)$ sztochasztikus függvény, melynek megfelelő teljesítmény:

$$P_{FM} = \frac{1}{r} R_b(0) = \frac{\lambda_2^2}{r} K_{FD}^2 \left[\frac{d^2}{d\tau^2} R_2(\tau) \right]_{\tau=0} \quad (5)$$

r — demodulátor terhelő ellenállása,



1. ábra. Zajjal vegyesen modulált szinuszos vivő spektruma (folytonos vonal korreláció esetén, szaggatott vonal a korreláció elhanyagolása esetén)

$R_b(0)$ a $b(t)$ sztochasztikus folyamat autokorrelációs függvénye, a $\tau=0$ helyen.

$R_2(\tau)$ a $z_2(t)$ sztochasztikus folyamat autokorrelációs függvénye.

A demodulátor kimenetén megjelenő effektív zajfrekvencia-lököt az (5) egyenletből határozható meg.

$$\Delta f_{z.eff} = \lambda_2 \left| \frac{d^2}{d\tau^2} R_2(\tau) \right|_{\tau=0} \quad (6)$$

P_{FM} azt a teljesítményt jelenti, amely kizárólag az FM miatt lép fel a detektor kimenetén. Valóságban, vegyes moduláció esetén, a frekvencia demodulátor kimenetén λ_1 -től függő zajteljesítmény is fellép.

A gyakorlati esetekben azonban λ_1 nagyon kicsi, és ezért az AM zaj hatása FM zaj mérése közben elhanyagolható. Ily módon, mint a (6) képletből látható, az FM zajból eredő $\Delta f_{z.eff}$ lököt, a P_{FM} teljesítményt mérve határozhatjuk meg.

Szemléletes ábrázolást tesz lehetővé, és a mérőrendszer hitelesítéséhez közvetlenül felhasználható összefüggésekre vezet, ha az egész zaj spektrumát szétbontjuk ΔB szélességű sávokra és ezekben a sávokban külön-külön vizsgáljuk a zajt. (Feltételezzük, hogy a spektrumkomponensek függetlenek.) A zajteljesítmény a ΔB szélességű sávban szinuszos feszültséggel helyettesíthető, aminek ugyanolyan teljesítménye van, mint a ΔB szélességű sávban levő zajnak.

A vivő és egy elemi szinuszos jel (pl. $\omega_v + \Omega_m$) a következő formában fejezhető ki:

$$U(t)_1 = \text{Re} \{ U_v e^{j\omega_v t} + U_m e^{j[(\omega_v + \Omega_m)t + \Theta_m]} \}$$

ahol Θ_m — kezdeti fázis.

Ha $U_m \ll U_v$ (kis jel közelítésben), akkor

$$U(t)_1 = U_v \left[1 + \frac{U_m}{U_v} \cos(\Omega_m t + \Theta_m) \right] \cdot \cos \left[\omega_v t + \frac{U_m}{U_v} \sin(\Omega_m t + \Theta_m) \right]$$

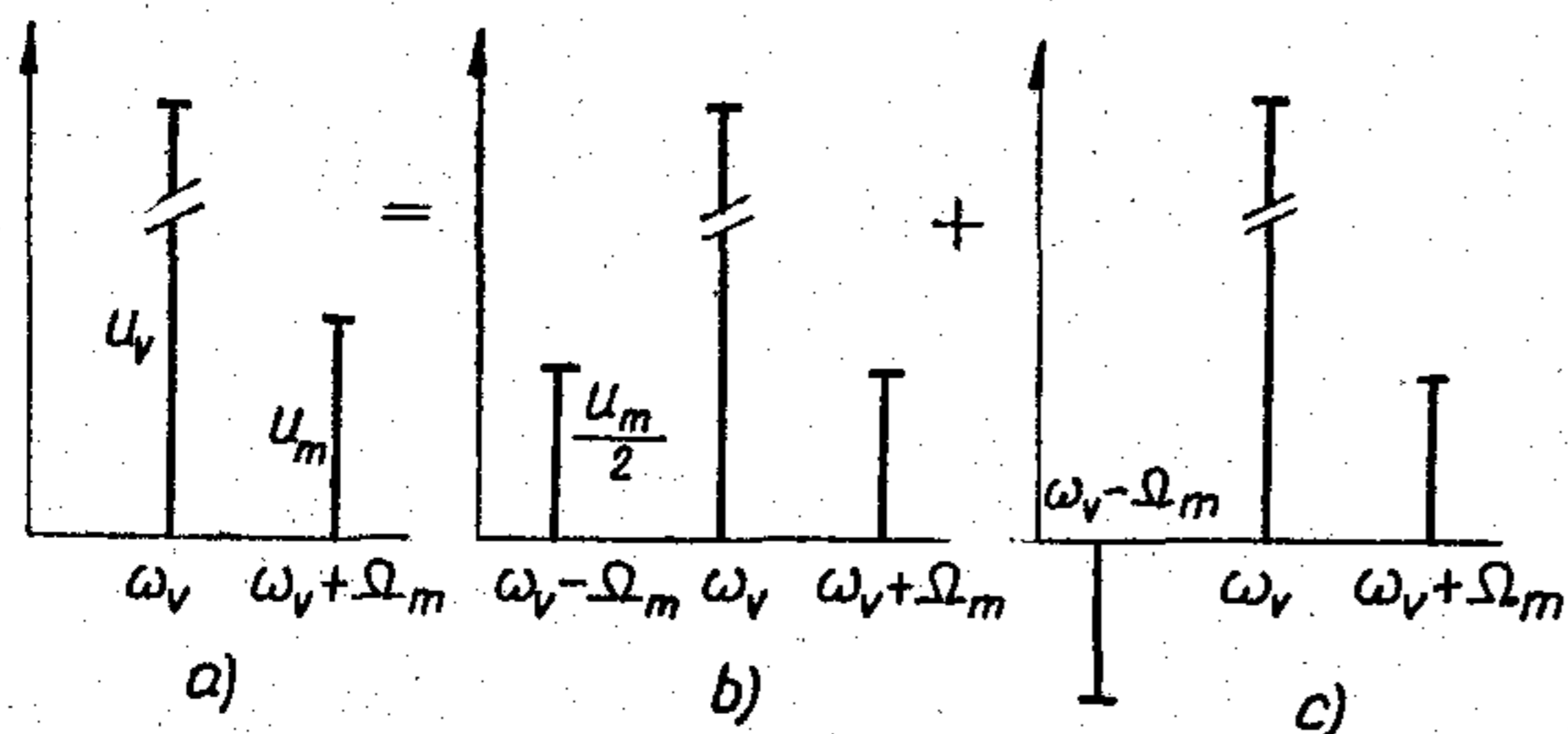
vagy a másik formában:

$$U(t)_1 = U(t) \cdot \cos \varphi(t), \quad (7)$$

ahol

$$U(t) = U_v \left[1 + \frac{U_m}{U_v} \cos(\Omega_m t + \Theta_m) \right] \quad (7a)$$

$$\varphi(t) = \omega_v t + \frac{U_m}{U_v} \sin(\Omega_m t + \Theta_m) \quad (7b)$$



H 265-MA2

2. ábra. Vivő és egy oldalsáv vektor ábrázolása vegyes szinuszos moduláció esetén, a) Egy oldalsáv és egy vivő, b) AM komponensek, c) FM komponensek

Az $U(t)_1$ jelnek $U(t)$ tagja amplitúdómodulációt, a $\varphi(t)$ pedig szögmodulációt mutat.

Ezt a jelet vektor formában úgy ábrázolhatjuk, mint egy pár szimmetrikus (amplitúdómoduláció) és egy pár antiszimmetrikus (frekvenciamoduláció) oldalsáv eredője (2a, 2b, 2c ábra).

Ha a (7) képlet szerinti jel AM demodulátorra jut, akkor annak kimenetén az egy oldalsávból megjelenő teljesítmény a (3) képlet szerint a következő lesz:

$$P_{AM1} = \frac{U_v^2}{r} \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 K_{AD} \cdot R_1(\tau) \Big|_{\tau=0}$$

$R_1(\tau)$ a $z_1(t)$ folyamat autokorrelációs függvénye. Definíció szerint:

$$R_1(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T z_1(t) \cdot z_1(t + \tau) dt \Big|_{\tau=0} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T z_1^2(t) dt$$

Esetünkben:

$$P_{AM1} = \frac{1}{2} \frac{U_v^2}{r} \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 K_{AD}^2 \quad (8)$$

Két oldalsávon levő teljesítmény

$$P_{AM} = \frac{U_v^2}{r} \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 K_{AD}^2 \quad (9)$$

Zaj/vivő viszonya pedig

$$\beta = \frac{P_{AM}}{P_v} = K_{AD}^2 \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 \quad (10)$$

Hasonló módon, ha a (7) képlet szerinti jelet frekvenciademodulátorra adjuk, akkor a kimeneten megjelenő teljesítmény:

$$P_{FM1} = \frac{\lambda_2^2}{r} K_{FD}^2 \left[\frac{d^2}{d\tau^2} R_2(\tau) \right]_{\tau=0} = \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 \frac{1}{r} K_{FD}^2 \frac{1}{2} \Omega_m^2$$

A két oldalsávból származó kimenő teljesítmény

$$P_{FM} = \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 \frac{1}{r} K_{FD}^2 \Omega_m^2 \quad (11)$$

A modulációból létrejövő effektív lököt:

$$\Delta f_{z.eff} = \lambda_2 \sqrt{\left[\frac{d^2}{d\tau^2} R_2(\tau) \right]_{\tau=0}} = \left(\frac{U_m}{U_v} \right) \frac{1}{\sqrt{2}} f_m \quad (12)$$

2. A zaj mérési módszerei

Az oszcillátor zaj mérésére különböző módszerek ismeretesek [4]. Ezek között legrégebbi a teljes zaj mérése. A módszer lényege, hogy a zajspektrumot kisfrekvenciás (100–200 MHz) tartományba transzformáljuk, ahol a mérés már sokkal egyszerűbb. A transzformáció stabil helyi oszcillátor segítségével történik. E módszernek az a hátránya, hogy a helyi oszcillátornak nagyon stabilnak kell lennie, és speciális módszereket kell alkalmazni, hogy a helyi oszcillátor zaja a mérést ne zavarja. Ez a módszer ezenkívül kevés információt ad a zaj természetére.

Az AM zaj mérésére lehetőséget ad, hogy egy keverő kimenetén az oldalsávok és a vivő kikeveredése folytán csak az AM produktumok jelennek meg, feltéve, hogy az FM modulációs index kicsi. Ilyen módon az AM zajkomponensek az FM-től szétválaszthatók, majd amplitúdódemodulátor után kisfrekvenciás módszerekkel vizsgálhatók.

A mikrohullámú oszcillátoroknál általában az FM zaj dominál, ezért érdemes olyan rendszert tervezni, amely mindkét, AM és FM zajkomponens mérésére alkalmas.

Modern mikrohullámú zajmérő módszereknek az alapja Marsh és Wiltshire [7] javasolt módszere. Módszerük lényege, hogy a vizsgálandó jel két részre oszódik szét. Egy rész referens jelként, a másik – frekvenciától függő körön (pl. üregrezonátor) visszaverődve, – fázisérzékeny demodulátoron összehasonlításra kerül. A fázisdemodulátorban az összehasonlítás kisebb frekvencián általában könnyebb, ezért a referens és a visszaverődött jeleket kisebb frekvenciára keverik. Erre a célra nagyon stabil (autonom) generátort és kiegyenlített keverőket használnak. A módszer blokk-sémája a 3. ábrán látható.

Az üregrezonátort az oszcillátor frekvenciáján illesztjük az iránycsatolóhoz, így a róla visszaverődött vivőhullám teljesítménye elvileg nulla.

Az AM és FM zajvektor ábrázolásából láthatjuk, hogy ha az FM jel oldalsáv vektorai egy adott fázisnál a vivőre merőlegesek, akkor az AM oldalsávvektorok a vivő irányába mutatnak. Ily módon az oldalsávvektorok fázisait a referens jel fázisával fázisdemodulátoron összehasonlítva az oszcillátor AM zaját az FM zajtól szét lehet választani.

A módszer érzékenysége – bizonyos módosításokkal [3], [5], [7] – elég nagy lehet. Pl. FM zaj esetén Schottky barrier diódákkal 1 kHz vivőtől való eltérés, 400 mW bemenő teljesítmény esetén, a legkisebb mérhető zajlöket 1 Hz sávszélességben 0,05 Hz. Az érzékenység csökken a vivőhöz közeleltve.

Mint az előbbi módszernek, ennek a módszernek is hátránya az, hogy a helyi oszcillátornak igen nagy stabilitásúnak kell lennie, ami mikrohullámon nem mindig érhető el egyszerűen. Az üregrezonátort minden mérés előtt illeszteni kell (ettől lényegesen függ a rendszer érzékenysége), ami sokszor elég nagy idővesztést jelent.

3. TE₁₁₁ kettős módon működő üregrezonátor alkalmazása zajmérésre

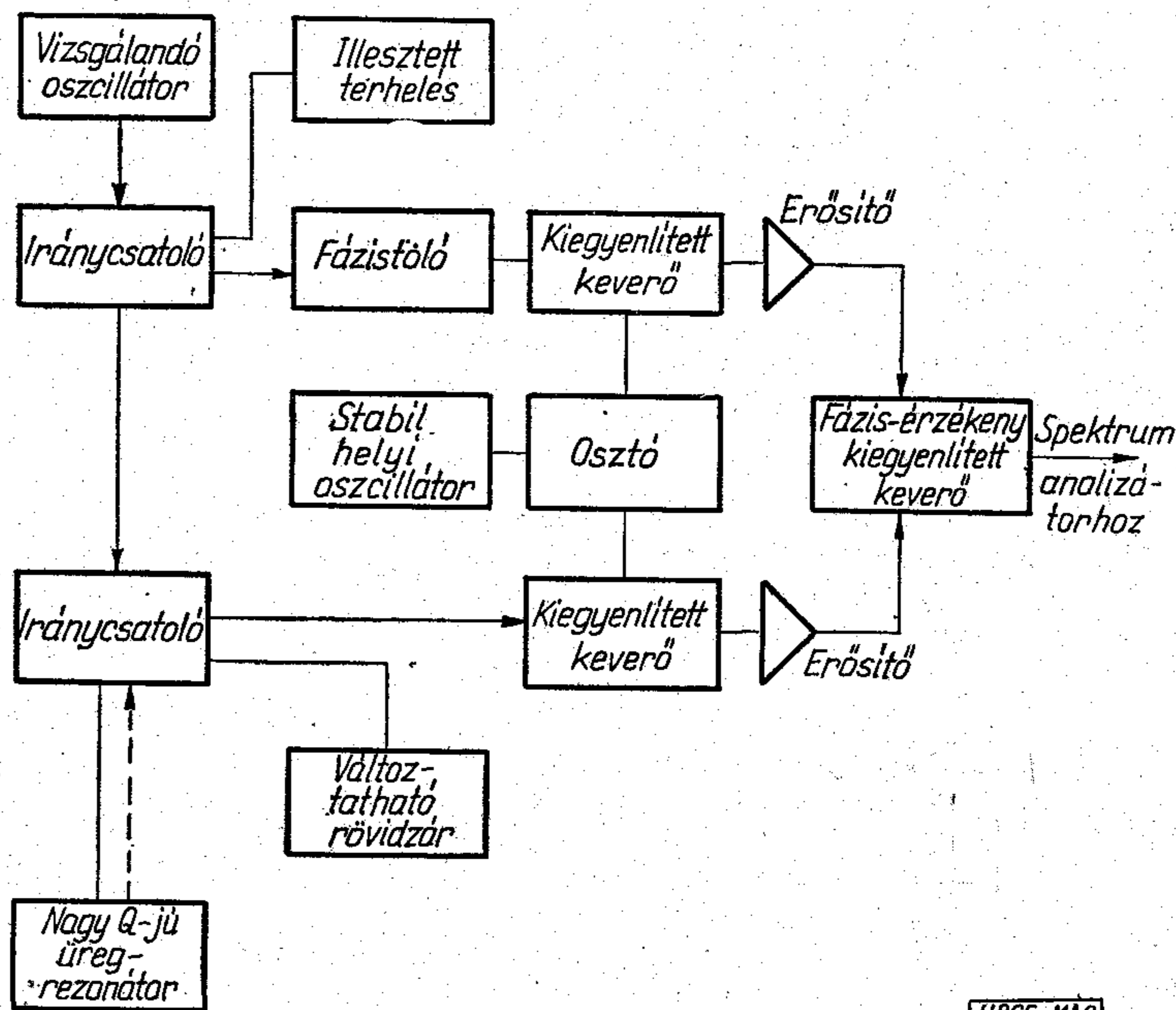
AM és FM zajmérésre úgynevezett kettős TE₁₁₁ módon működő üregrezonátorral épített rendszer használható.

A hengeres üregrezonátor TE₁₁₁ módusának hullámegyenletei a (hengeres, r, α, z koordináta-rendszerben) az alábbiak [6].

$$\left. \begin{aligned} H_{mz} &= H_0 I_1(xr) \frac{\cos \alpha \sin X_z z}{\sin \alpha} \\ H_{mr} &= H_0 \frac{X_z}{x} I_1'(xr) \frac{\cos \alpha \cos X_z z}{\sin \alpha} \\ H_{m\alpha} &= H_0 \frac{X_z}{x^2} \frac{I_1(xr)}{r} \frac{-\sin \alpha \cos X_z z}{\cos \alpha} \\ E_{mr} &= -jH_0 \frac{\omega_0 \mu}{x^2} \frac{I_1(xr)}{r} \frac{-\sin \alpha \sin X_z z}{\cos \alpha} \\ E_{m\alpha} &= jH_0 \frac{\omega_0 \mu}{x} I_1'(xr) \frac{\cos \alpha \sin X_z z}{\sin \alpha} \end{aligned} \right\} (13)$$

ahol $I_1(xr)$ első rendű Bessel-függvény,

$$\left. \begin{aligned} X_z &= \frac{\pi}{l}, \quad x = \frac{2\pi}{\lambda_c}, \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{A_{111}}{R}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{l}\right)^2} \end{aligned} \right\} (14)$$



3. ábra. Marsh és Wiltshire javasolt módszernek blokk-sémája

ahol $A_{11} - I_1'(xr)$ Bessel-függvény differenciálhányadosának gyöke,

R az üreg sugara,
 l az üreg hossza.

(14)-ből látható, hogy a frekvenciát két módon változtathatjuk: l és R változtatásával. A TE_{111} típusú hullám mező-eloszlása a 4. ábrán látható.

Megfigyelhető, hogy a rezgésnek adott polarizációja van, ami azt jelenti, hogy ha pl. a 4. ábra szerinti polarizációt hozunk létre, akkor az elektromos vonalak az „A” síknál a legsűrűbbek.

Az „A” síkban elhelyezkedő csavar befolyásolja a rezonáns frekvenciát, ugyanakkor a „B” síkban levő kis hangolócsavar nem hat a frekvenciára. Ily módon, ha ezt a rezgést két egymással merőleges komponensre bontjuk szét, akkor bizonyos helyeken elhelyezkedő hangolócsavarokkal külön-külön befolyásolhatjuk a rezonáns frekvenciát a két komponensre.

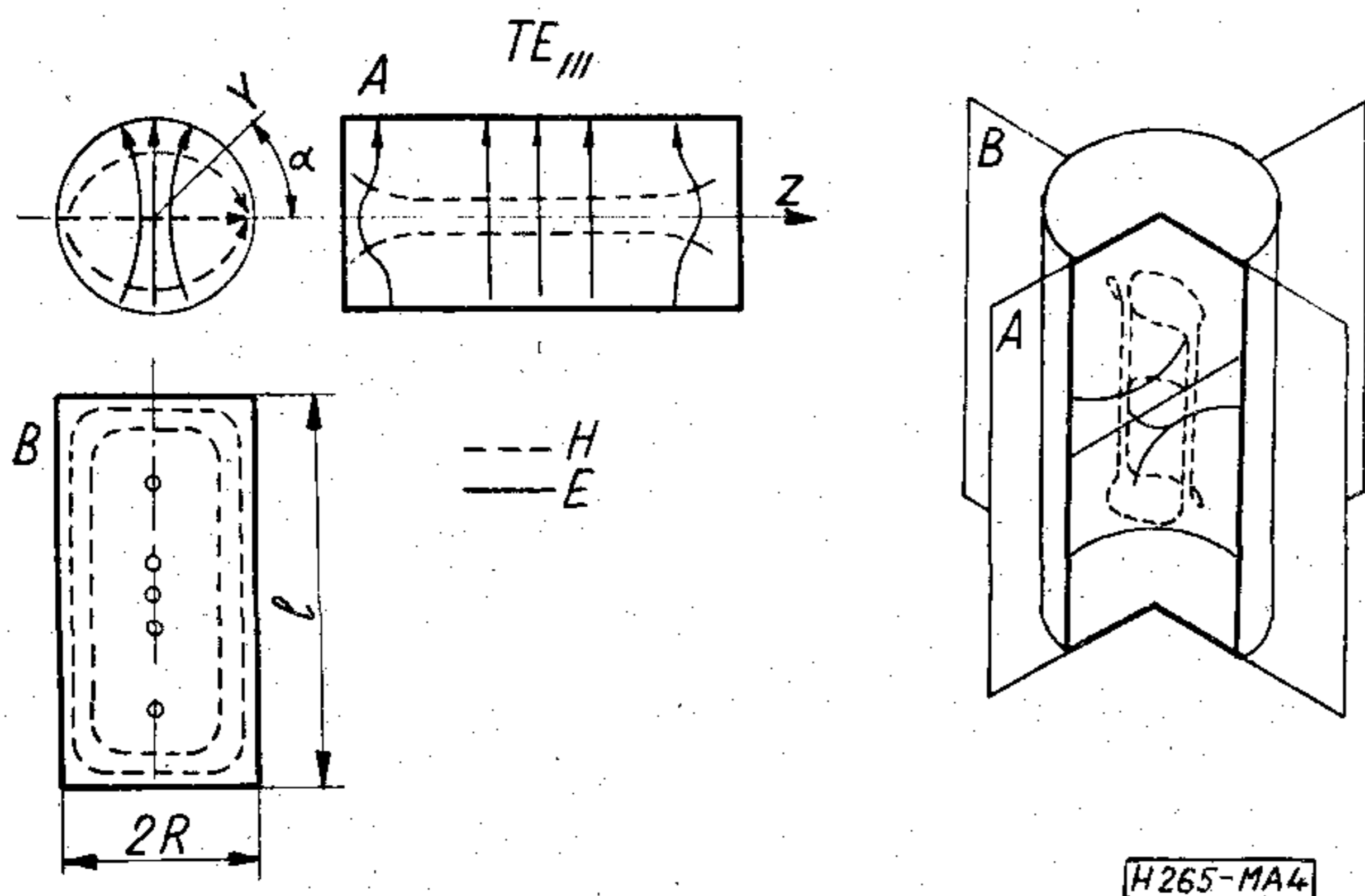
A (13) egyenletrendszerből $\pm \frac{\pi}{4}$ szögre elfordult síkra vonatkozó komponenseket kaphatunk. Ezek:

$$\left. \begin{aligned} H_{mz} &= H_0 I_0(xr) \frac{\cos\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)}{\sin\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)} \sin X_z z \\ H_{mr} &= H_0 \frac{X_z}{x} I_1'(xr) \frac{\cos\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)}{\sin\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)} \cos X_z z \\ H_{m\alpha} &= H_0 \frac{X_z}{x^2} \frac{I_1(xr)}{r} \frac{-\sin\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)}{\cos\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)} \cos X_z z \\ E_{mr} &= -jH_0 \frac{\omega_0 \mu}{x^2} \frac{I_1(xr)}{r} \frac{-\sin\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)}{\cos\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)} \sin X_z z \\ E_{m\alpha} &= jH_0 \frac{\omega_0 \mu}{x} I_1'(xr) \frac{\cos\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)}{\sin\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)} \sin X_z z \end{aligned} \right\} (15)$$

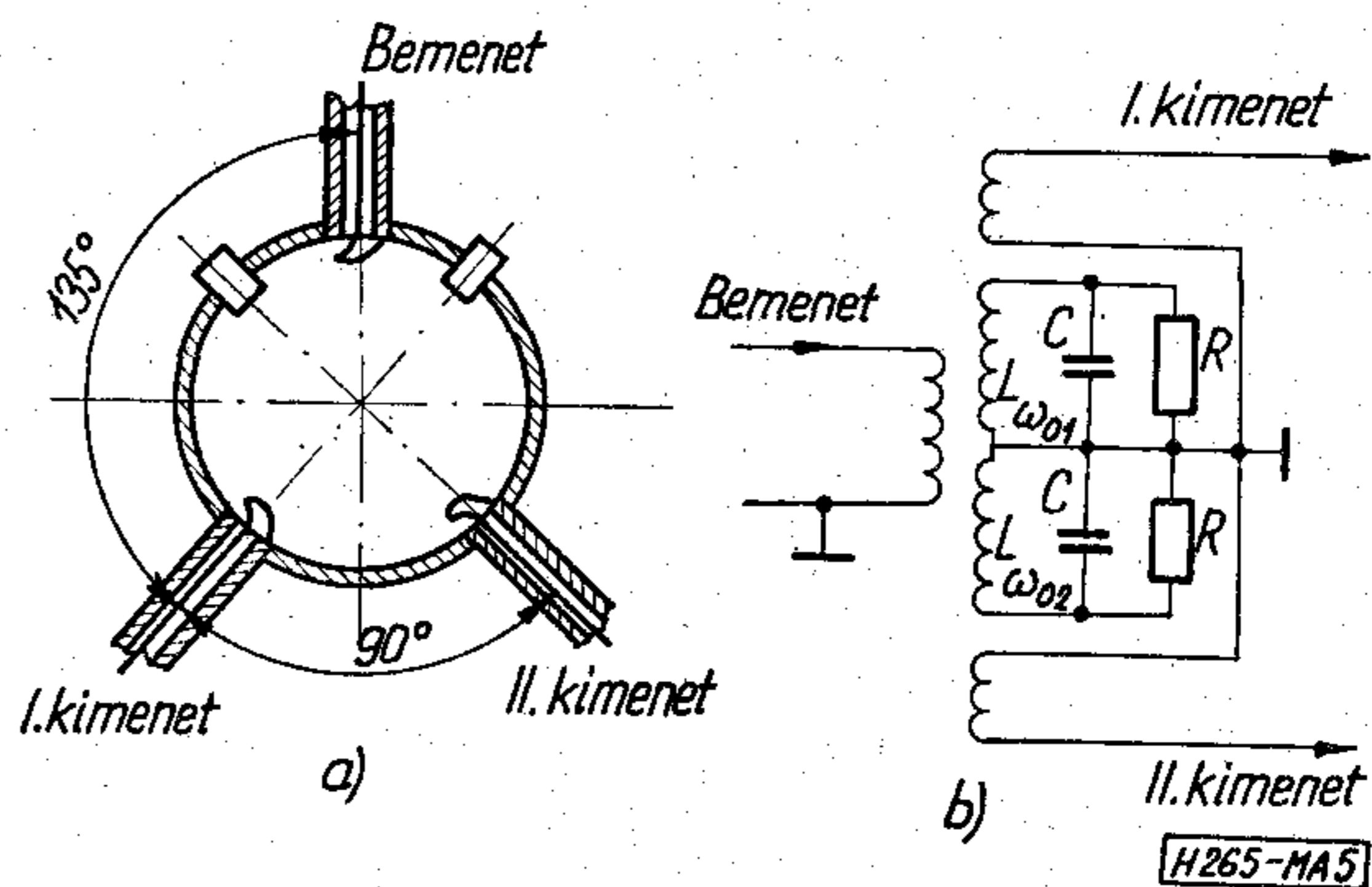
A (15) egyenletek rendszere két egymással merőleges síkban levő rezgést fejez ki.

Ha a gerjesztőhurkok és hangolócsavarok az 5a ábra szerint helyezkednek el, akkor a két rezgésnek a rezonáns feltételei külön-külön biztosíthatók. Ez pedig azt jelenti, hogy egy üregrezonátorban a két rezgésre más-más ω_{01} és ω_{02} rezonáns frekvencia létezik.

Ha az energia kivezetése úgy történik (pl. hurkokon keresztül), hogy a csatoló hurkok csak egy-



4. ábra. A TE_{111} típusú hullám mezőeloszlása



5. ábra. Kettős TE_{111} módon működő üregrezonátor (a) és helyettesítő képe (b)

egy módushoz csatlakoznak, akkor ennek az üregrezonátornak a helyettesítő képe az 5b ábra szerinti.

A két kimenetet mikrohullámú diódákon keresztül differenciálerősítő két bemenetére csatlakoztatva, és az erősítő kimeneti jelét kisfrekvenciás spektrumanalizátorral vizsgálva, az FM zajra vonatkozó eredmények kaphatók.

Az FM zajt mérő rendszer bloksémája a 6. ábrán látható.

4. Gyakorlati eredmények leírása

A 6. ábrán látható rendszert készítettük el és vizsgáltuk meg a mikrohullámú X sávban. Az üregrezonátor adatai a következők:

Az átmérő-hosszúság viszonyát $2R/L=0,496$ -ra választottuk [8]. Az átmérő a (14) képlet alapján ekkor

$$2R = \frac{0,586}{f_c \sqrt{\mu \epsilon}} \quad \lambda_{c(TE_{111})} = 3,412R,$$

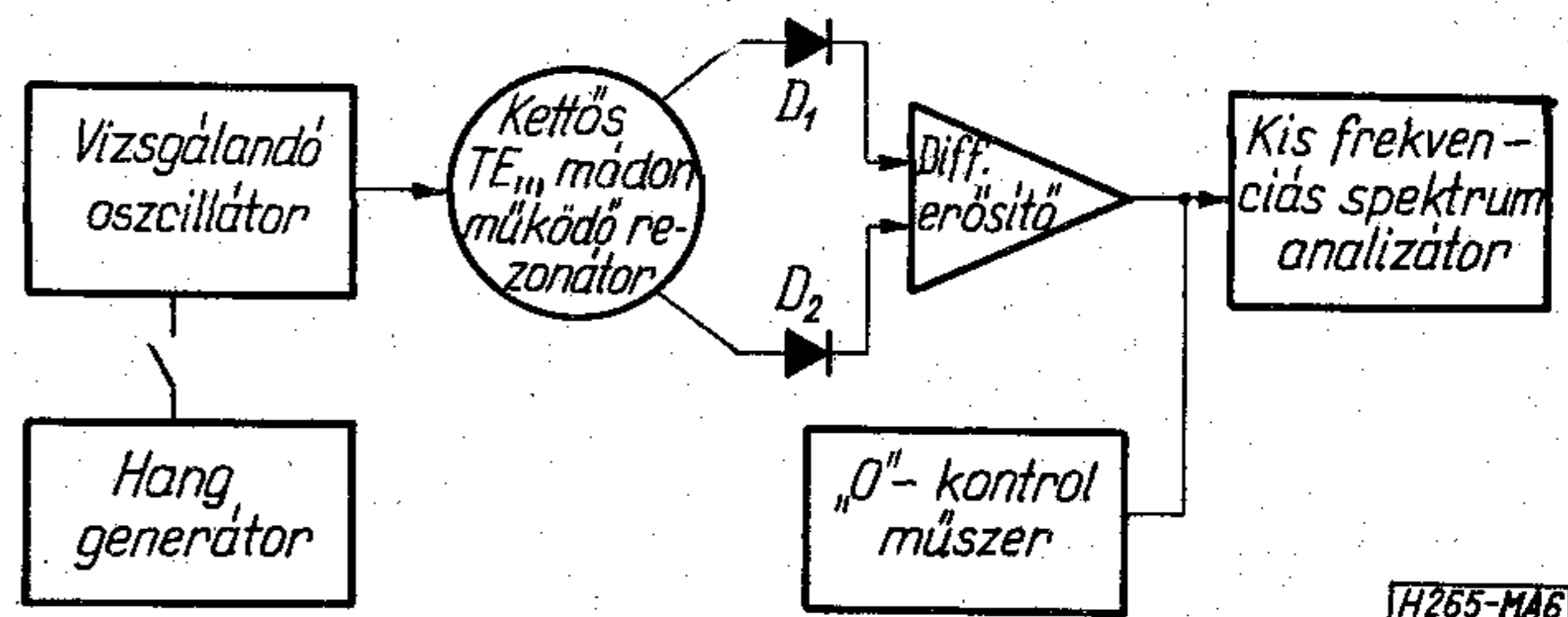
amiből 10 GHz-re $2R=19$ mm $L=39$ mm adódik. Az energia be- és kicsatolása kis átmérőjű hurkokon keresztül jött létre.

A differenciálerősítő kimenetén a karakterisztika a 7. ábra szerint adódott.

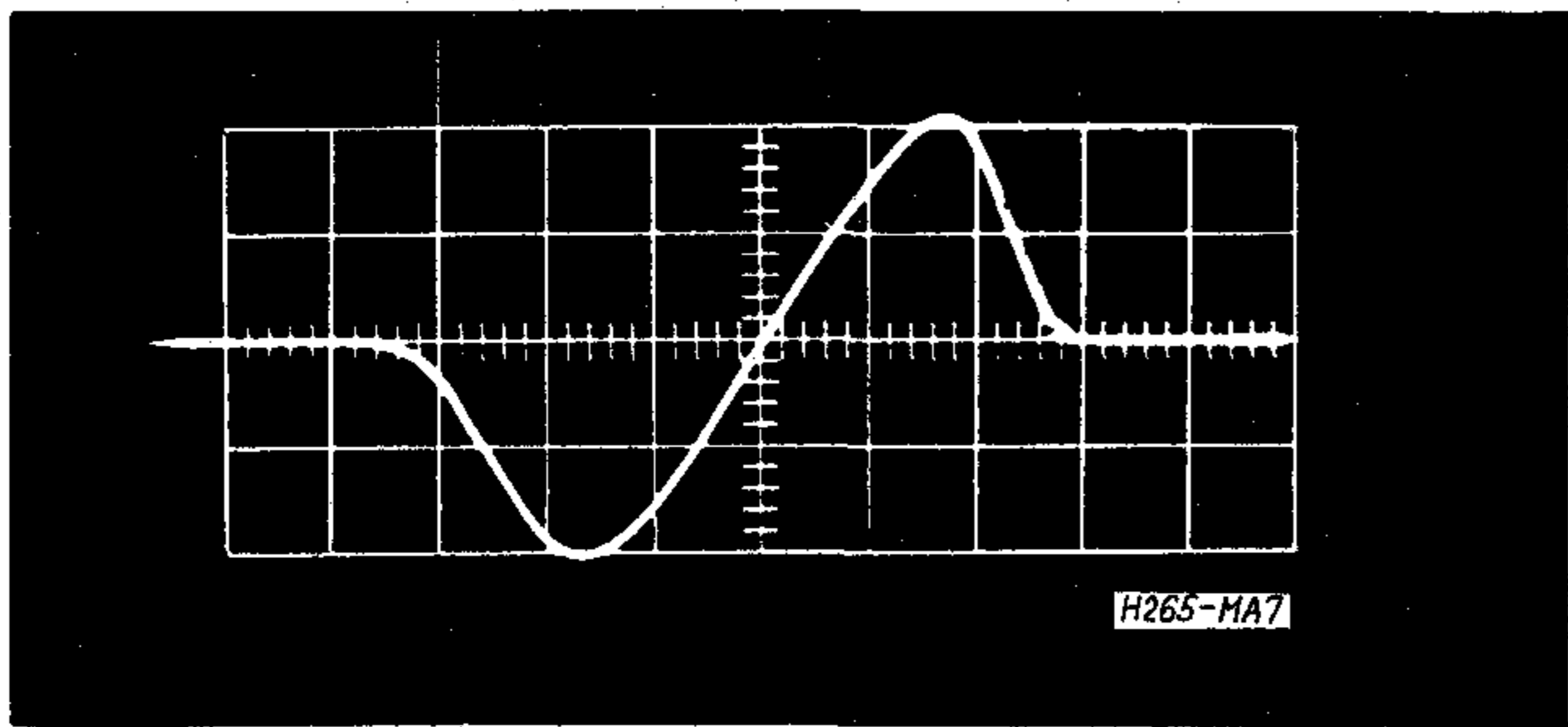
A rendszer kalibrációja céljából a vizsgálandó oszcillátort hanggenerátorral frekvenciamoduláltuk és a kimenő spektrumot mikrohullámú spektrumanalizátorral figyeltük meg.

Felhasználva a frekvenciamodulátor azon tulajdonságát, hogy tiszta szinuszos moduláció esetén a vívó bizonyos modulációs indexnél eltűnik, az első eltűnéshez tartozó frekvencialöket csúcsértéke:

$$\Delta f_{csúcs} = 2,405 f_{mod}$$



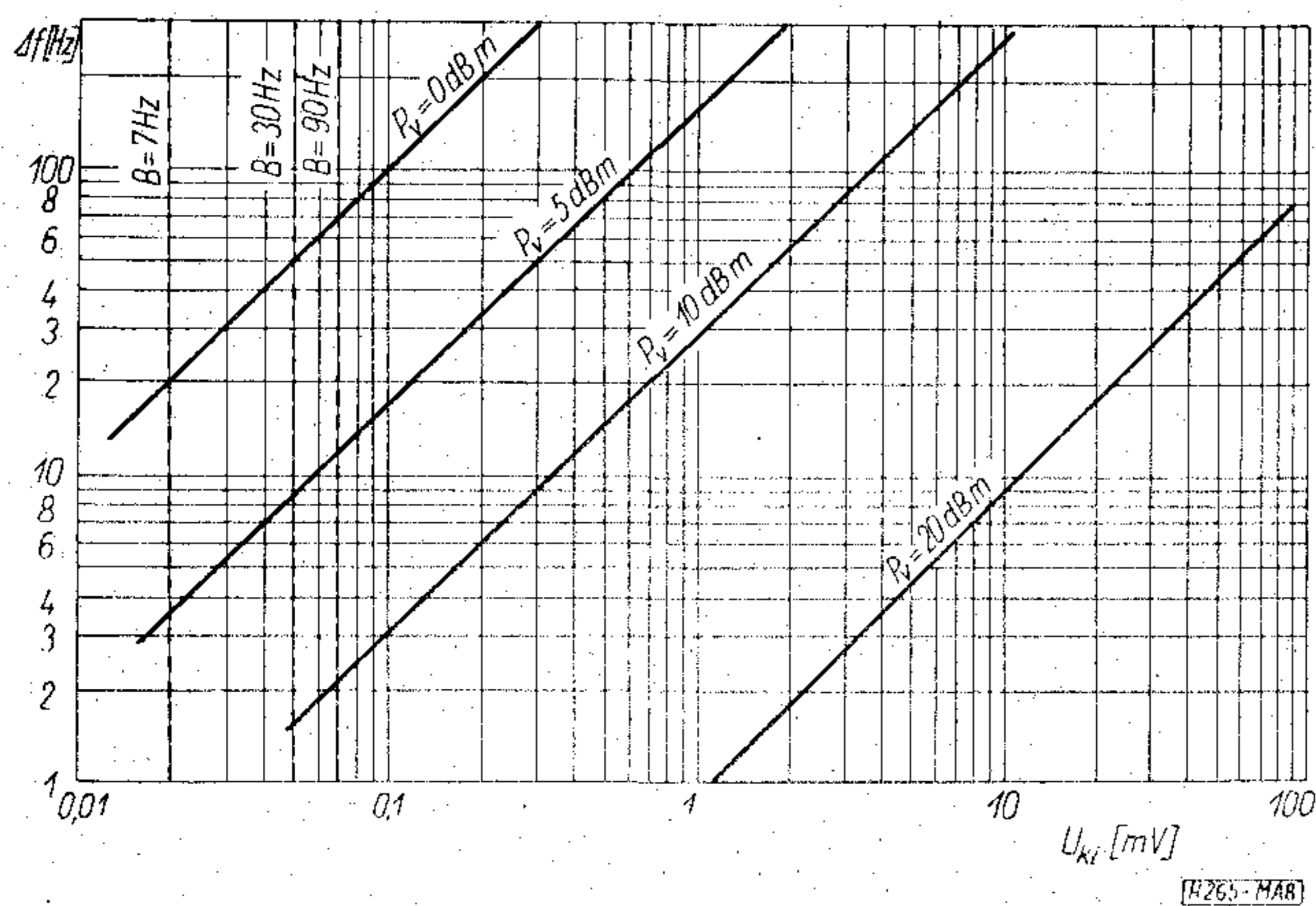
6. ábra Az FM zajt mérő rendszer bloksémája



7. ábra. Differenciális erősítő kimeneti karakterisztikája.
 (Vízszintes lépték $5 \frac{\text{MHz}}{\text{cm}}$, függőleges $2 \frac{\text{V}}{\text{cm}}$)

Az így meghatározott csúcslöketekhez tartozó spektrumanalizátor kimenő feszültség a rendszer hitelesítési görbét adja az adott oszcillátor vivőteljesítményre. Erre vonatkozó adatok a 8. ábrán találhatóak.

A rendszer alapérzékenysége a saját zajtól és a bemenő jel teljesítményétől függ. A használt kisfrekvenciás analizátorban (C4-12 szovjet típus), három sáv szélességben ($B=90, 30, 7 \text{ Hz}$) lehet vizsgálni a jelet. Ezekhez a sáv szélességekhez tartozó analizátor kimenő feszültségeket (8. ábra) bejelölve, a rendszer alapérzékenysége leolvasható. Ezt az 1. táblázatban külön is összefoglaltuk. Említésre



8. ábra. Analizátor kimeneti feszültsége az FM zaj-löket függvényében

érdemes, hogy a 0, 5, 10 dBm görbék mért eredmények, a 20 dBm-re érvényes görbét extrapolálással kaptuk.

1. táblázat

P_v [dBm]	10			5			0		
B [Hz]	90	30	7	90	30	7	90	30	7
Δf [Hz]	2,3	1,6	0,7	12	8,5	3,2	70	50	20

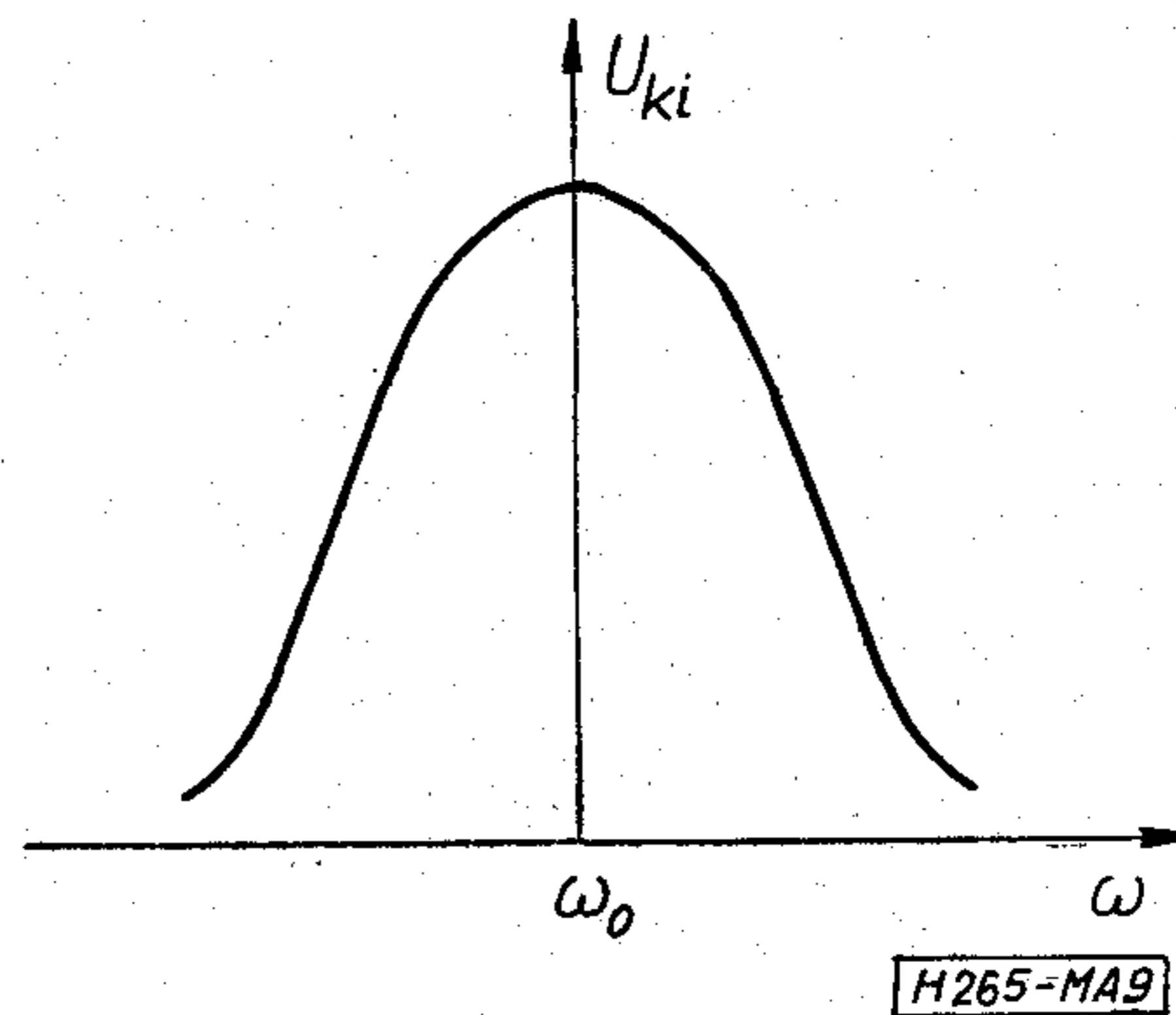
A rendszer FM zajra vonatkozó alapérzékenysége

Ily módon, ha például a bemeneti jel teljesítménye $P_v=10 \text{ dBm}$ és a spektrumanalizátornak a sáv szélessége $B=7 \text{ Hz}$, a minimális megfigyelhető csúcslöket $f=0,7 \text{ Hz}$.

A rendszer AM zaj mérésére is alkalmazható. Ehhez az szükséges, hogy a két diódáról jövő jelet összeadjuk. Ekkor az erősítő kimenetén mérve a 9. ábra szerinti frekvencia-amplitúdó karakterisztika alakul ki.

Ha a munkapontot a görbének a csúcsán választjuk meg, akkor a rendszer amplitúdó demodulátorként működik. Ily módon AM zaj méréséhez elegendő átkapcsolni a két dióda kimeneteit úgy, hogy az azokból jövő jelek összeadódjanak.

AM hitelesítés céljára speciális amplitúdómodulátort alkalmaztunk. Egy csőtápvonalban diódával összekapcsolt hurok helyezkedik el. A diódát hang-

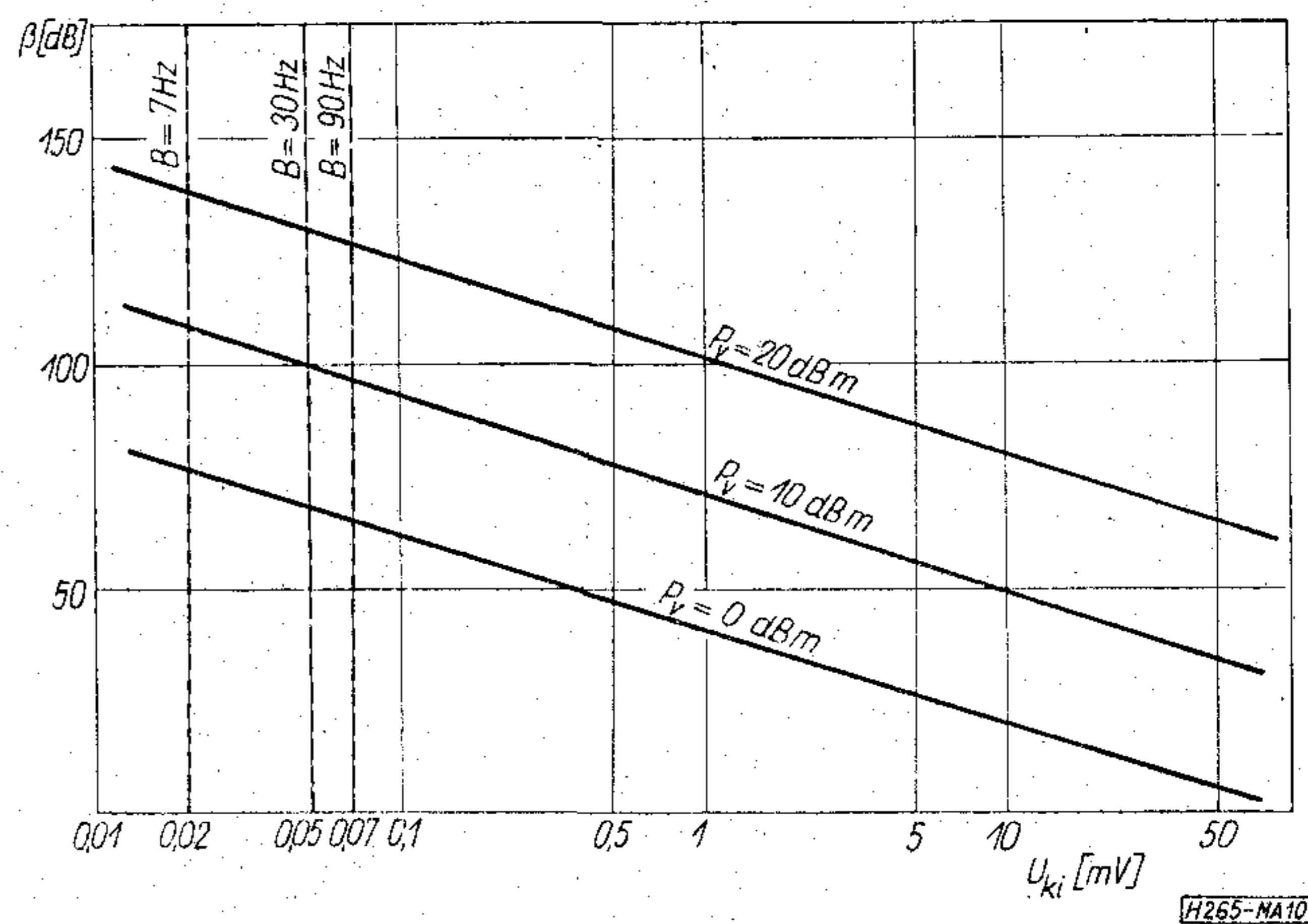


9. ábra. Erősítő kimeneti frekvencia-amplitúdó karakterisztikája

generátorral vezéreltük. Mikrohullámú spektrumanalizátorral az AM moduláció mélységét meghatároztuk. Az ismert modulációs mélységű jelet az AM zajmérő rendszerbe adtuk. E mérés eredményei a 10. ábrán láthatók.

Mint az FM zaj esetén, a rendszer alapérzékenysége a saját zajtól és a bemenő jel teljesítményétől függ. Különböző sáv szélességekre a rendszer AM érzékenysége a 2. táblázatban látható.

Ily módon ha pl. a bemeneti jel teljesítménye $P_v=20 \text{ dBm}$ és a spektrumanalizátor sáv szélessége $B=7 \text{ Hz}$, a minimális megfigyelhető zaj/jel viszony: -138 dB .

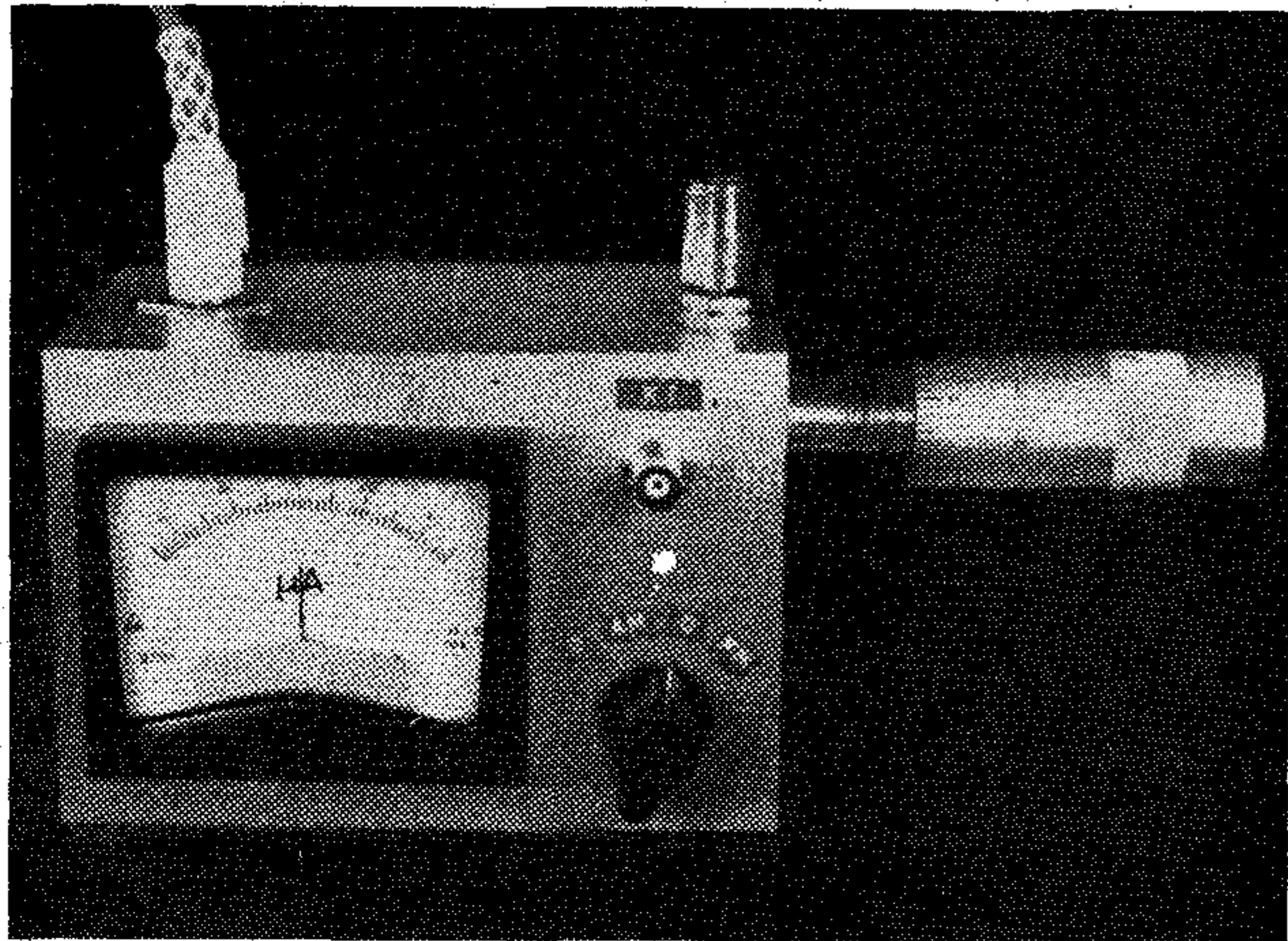


10. ábra. Analizátor kimeneti feszültsége az AM zaj/vivő viszony függvényében

2. táblázat

P_v [dBm]	20			10			0		
B [Hz]	90	30	7	90	30	7	90	30	7
β [dB]	-126	-129	-138	-96	-99	-108	-65	-68	-77

A rendszer AM zajra vonatkozó alapérzékenysége



11. ábra. A mérőrendszer fényképe

A mérőrendszer (üregrezonátor, detektorok, erősítő, üzemmódkapcsoló, beállító műszer) fényképe a 11. ábrán látható.

I R O D A L O M

- [1] D. Middleton: "Theory of phenomenological models and measurements of fluctuating output of CW magnetrons" IRE Trans. Electron Devices, vol. E D-1 pp. 56-89 February 1954.
- [2] B. G. Bosch and W. A. Gambling: "Techniques of microwave noise measurement" J. Brit. Inst. Radio Eng. vol. 21. June 1961. pp. 503-515
- [3] J. G. Ondria: "A microwave system for measurements of AM and FM noise spectra" IEEE Trans. Microwave Theory Techn. Vol. MTT-16 Sept. 1968. pp. 767-781
- [4] Musztács István: „Mikrohullámú oszcillátorcsövek zajának mérése. Híradástechnika XVIII. évf. 8. sz.
- [5] J. Ashley-C. B. Searles-F. M. Palka: "The measurement of oscillator noise at microwave frequencies" IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-16. No. 9. Sept. 1968. pp. 753-760
- [6] В. В. Никольский «Теория электромагнитного поля» Высшая школа, Москва 1961 г.
- [7] Marsh, S. B.-Wiltshire, A. S.: "The use of a microwave discriminator in the measurement of noise modulation on CW transmitters" Proc. IEEE vol. 109. pt. B. suppl. 23, pp. 665-667 May 1962.
- [8] Roger L. Fjerrstad: "A Compact Wide-Tuning Range, Dual TE₁₁₁ Mode Preselector" IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. Vol. MTT-14 No. 9. September 1966.

25 éves a Villamosmérnöki Kar

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kara 25 évvel ezelőtt alakult meg. Ebből az alkalomból a Kar a MTESZ Híradástechnikai Tudományos Egyesülete, Magyar Elektrotechnikai Egyesülete és a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesülete közreműködésével

1974. október 15-18. között ünnepi tudományos ülészakot rendez.

A Kar oktatói és kutatói előadássorozatban számolnak be a tudományos kutatásban és oktatói munkában elért legújabb eredményeikről.

Ezzel párhuzamosan kerül sor a hallgatók tudományos diákköri dolgozatainak előadására.

A részletes programot lapunk a későbbiekben fogja ismertetni.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Az AEG-Telefunken BYX 82 és BYX 86 típusjelzéssel igen nagy feszültségű diódákat fejlesztett ki, amelyek 4,6 mm hosszú és 3,8 mm átmérőjű, szinterelt üvegből készült, hermetikus tokokban kerülnek forgalomba. A diódák nagy áramlökésekkel képesek elviselni, jó a hőelvezetésük és még magas hőmérsékleteken, ill. nagy relatív nedvességtartalom esetén is megtartják „feszültségellenálló” tulajdonságukat. Zárófeszültségük: 200...1000 V, egyenirányított áramuk: 1,7...1,25 A.

A környezet hatásaival szembeni nagy ellenállóképesség és a nagy nyitóirányú áram a diódákat univerzális felhasználásúvá teszi: alkalmazhatók hálózati tápegységek nagy megbízhatóságú egyenirányító diódáiként, mosógépekben vezérlési feladatokhoz, vagy védődiódákként 1,5 A-es áramokhoz. (Electronik, 1973. 22. köt. 4. sz. [11])

A Varian Associates-nél olyan miniatűr, nagy fényerejű lámpát találtak fel, amelynek hatásfoka 3-4-szerese a piacon kapható bármely más lámpáénak. A mindössze 2 köbhüvelyk térfogatú VIX-150 olyan xenon-ívlámpa, amely csupán 150 W elektromos teljesítményt fogyaszt, fényereje azonban közel 200 000 Cd - a közönséges izzólámpáénál kb. 1000-szer nagyobb.

*

A VIX-150-et orvosi műszerekben, fényképezési rendszerekben és egyéb tudományos területeken való felhasználásra tervezték. Minthogy az új lámpa által kibocsátott fény spektruma azonos a Napéval, a lámpa vizsgálati laboratóriumokban is felhasználható a napfény műanyagokra, festékekre, textíliákra és egyéb anyagokra gyakorolt hatásának kiértékelésére. (News Week, 1973. jul. 9. [14].)

Számítógép programok katalógusa, 1973.

ETO 621.39:681.3.06 (085)

Az alábbi összeállítás az elektronikára vonatkozó, 1973-ban elkészült számítógép-programok katalógusát tartalmazza. A programok adatait az intézmények illetékes vezetői küldték be a BME Híradástechnikai Elektronika Intézet felkérésére.

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

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

A „Számítógép-programok katalógusa 1974” összeállításba azokat a programokat fogjuk felvenni, amelyeket 1975. január 31-ig a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetnek (1111 Budapest, Stoczek u. 2.) beküldenek.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
FMV TV ZAJ	A mikrohullámú rádióösszeköttetések TV-kép és kísérő hangcsatornák zajsámítását végzi el és dokumentálja a tervezett vonal paramétereit alapján	ICL SYSTEM 4—50 FORTRAN	Finommechanikai Vállalat Füzér Ferenc	Finommechanikai Vállalat Füzér Ferenc	
FMV BIZHAT	A tartalékoltt berendezések megbízhatósági analíziséhez használjuk, a program kondenzátorok, diódák és relé kontaktusok elemenkénti tartalékolásának 14 különböző kapcsolási elrendezésére a megbízhatóság mennyiségi mutatóit számolja	ICL SYSTEM 4—50 FORTRAN	Finommechanikai Vállalat Hernyes Istvánné	Finommechanikai Vállalat Hernyes Istvánné	
Többkimenetű primimplikánsok meghatározása a Quine—McCluskey módszerrel	Kimenetenként mintermjeivel és don't care-ivel adott többkimenetű kombinációs hálózat két-szintű ÉS—VAGY realizációjához tartozó többkimenetű primimplikánsok meghatározása a Quine—McCluskey módszerrel	ODRA 1204 és 1013 MOST autokód	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Kőrösi István Langer László Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Mérési útmutató

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
SUPERCOVER	Kimenetenként mintermjeivel és don't care-eivel adott többkimenetű kombinációs hálózat esetén a kapubemenetekre nézve minimális kétszintű ÉS—VAGY realizáció meghatározása. A program a „Többkimenetű primimplikánsok meghatározása a Quine—Mc Cluskey módszerrel” programhoz csatlakozik	ODRA 1204 és 1013 MOST autokód	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Kőrösi István Langer László Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Mérési útmutató
Többkimenetű kombinációs hálózat kimenetenkénti házármentes realizációja	Kimenetenként mintermjeivel és don't care-eivel adott többkimenetű kombinációs hálózat esetén a kapubemenetek szempontjából minimális kétszintű házármentes ÉS—VAGY realizáció meghatározása kimenetenként	ODRA 1204 és 1013 MOST autokód	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Kőrösi István Langer László Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Mérési útmutató
Maximálisan kompatibilis halmazok generálása állapottáblából	Maximálisan kompatibilis halmazok generálása állapottáblából a lépcsős tábla felhasználásával	ODRA 1013 MOST autokód	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Mérési útmutató
HT-partíció keresés állapottáblából	Szinkron sorrendi hálózat kódolásához az összes HT-partíció generálása az állapottábla alapján	ODRA 1013 MOST autokód	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Mérési útmutató
Realizáció + házárkeresés	Szinkron, illetve aszinkron sorrendi hálózatok vezérlési pontjaihoz tartozó mintermek és don't care-ek generálása és aszinkron sorrendi hálózatok lényeges házárjainak kiküszöbölését biztosító késleltetések kijelzése. A program csatlakozik a „Többkimenetű primimplikánsok meghatározása a Quine—Mc Cluskey módszerrel”, illetve a „Többkimenetű kombinációs hálózat kimenetenkénti házármentes realizációja” programhoz	ODRA 1013 MOST autokód	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Mérési útmutató

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Hardware Testing Language (HTL)	Folyamatábrával jellemezhető digitális rendszer bemérésére szolgáló szimbolikus nyelv. A bemérendő digitális rendszer a számítógép egy speciális perifériájára csatlakozik. Az ellenőrzés a szimbolikus nyelven megírt program futtatása révén történik meg	ODRA 1013 gépi kód	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Kőrösi István	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Kőrösi István	Információ, Elektronika, 1972/4.
Kombinációs hálózatok ellenőrzése	Kombinációs hálózat bemérésére szolgáló program. A kombinációs hálózat képlettel adható meg. A bemérendő kombinációs hálózat a számítógép speciális perifériájára csatlakozik	ODRA 1013 MOST autokód	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Lantos Béla	BME Folyamat-szabályozási Tanszék belső használatra készült leírás
ESZTER 22	Digitális rendszer funkcionális leírásának értelmezése, a rendszer felépítése integrált áramköri alapelemekből, terhelésellenőrzés	ICL SYSTEM 4-50 FORTRAN USERCODE	INFELOR Rendszertехnikai Vállalat Dénes György	INFELOR Rendszertехnikai Vállalat Dénes György	ESZTER 22 Felhasználói kézikönyv 1974. január
ESZTER 24	Digitális rendszer integrált áramköri alapelemeinek szétosztása konstrukciós egységekre (kártyákra)	ICL SYSTEM 4-50 FORTRAN USERCODE	INFELOR Rendszertехnikai Vállalat Petrovits István	INFELOR Rendszertехnikai Vállalat Dénes György	ESZTER 24 Felhasználói kézikönyv 1974. január
ESZTER 30	Nyomtatott áramköri kártya tervezése, ültetési és klisérajz, anyaglista, valamint fűrógépvezérlő lyukszalag készítése	ICL SYSTEM 4-50 FORTRAN USERCODE	INFELOR Rendszertехnikai Vállalat Barthó László Dénes György Hantos Imre Lambert Terézia Petrovits István Sikolya Zsolt Takács Gábor	INFELOR Rendszertехnikai Vállalat Sikolya Zsolt	ESZTER 30 Felhasználói kézikönyv 1974. január
ESZTER 40	Szekrények hát-laphuzalozásának (kártyaelrendezés, huzalozási sorrend) tervezése, hát-laphuzalozó automata vezérlő lyukszalagjának elkészítése	ICL SYSTEM 4-50 FORTRAN USERCODE	INFELOR Rendszertехnikai Vállalat Álló Géza Dénes György Hantos Imre	INFELOR Rendszertехnikai Vállalat Hantos Imre	ESZTER 40 Felhasználói kézikönyv 1974. január

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
CSOPT (Continuous System OPTimi- zator)	A program line- áris koncentrált paraméterű foly- tonos rendszerek parametrikus op- timalizálását vég- zi el a rendszer bármely kijelölt paramétereire vo- natkozóan a négy- zetes integrálkri- tériumot hasz- nálva célfügg- vényként	ALGOL	BME Automati- zási Tanszék Keviczky László	BME Automatizá- lási Tanszék Keviczky László	CSOPT USER MANUAL
DSOPT (Discrete System OPTimizer)	A program line- áris koncentrált paraméterű diszk- rét idejű rend- szerek paramet- rikus optimalizá- lását végzi el a rendszer bármely kijelölt paraméte- reire vonatkozóan a négyzetes hi- baösszeget hasz- nálva célfügg- vényként	ALGOL	BME Automati- zási Tanszék Keviczky László	BME Automati- zási Tanszék Keviczky László	DSOPT USER MANUAL
TAPSO (Transient Ana- lyzator for Pur- pose of Simula- tion and Opti- mization)	A program egy hibrid üzemi analóg számoló- gépet szimulál egy blokkorien- tált digitális szim- ulátor és egy ve- zérő, optimali- záló egység ösz- szekapcsolásaként. A program az interaktív terve- zéshez szükséges számos lehetőség- gel rendelkezik (rajzoló, para- méter léptetés, üzemmódváltás, belső vezérlés stb.)	MOST	BME Automati- zási Tanszék Keviczky László	BME Automati- zási Tanszék Keviczky László	TAPSO USER MANUAL
INVLAP (INVerse LAPlace transformation)	A program racionális törzfügg- vénnyel adott át- viteli függvény inverz Laplace transzformáltját határozza meg tet- szőleges multipli- citás esetén	RAZDAN— ALGOL	BME Automati- zási Tanszék Kovács Tivadar ifj. Vajta Miklós	BME Automatizálási Tanszék Kovács Tivadar ifj. Vajta Miklós	INVLAP USER MANUAL
NOSIBRO (NONlinear SIMultaneous equations using BROyden method)	A program tet- szőleges számú nem lineáris egyenlet megoldá- sát határozza meg a Broyden-mód- szer segítségével	RAZDAN— ALGOL	BME Automati- zási Tanszék ifj. Vajta Miklós	BME Automatizálási Tanszék ifj. Vajta Miklós	NOSIBRO USER MANUAL
Ferritmátrix szimuláció	Ferritmátrix me- móriásíkok frek- vencia- és idő- tartománybeli mo- dellezése	ICT— FORTRAN	BME Elektronikus Eszközök Tanszék	KFKI Tarnay Kálmán Masszi Ferenc	—

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
TRANZ—TRAN	Az 1972. évi programkatalógusban leírt TRANZ—TRAN—2 áramköranalízis-program DC és tranziens szegmensének FORTRAN változata	FORTRAN	BME Elektronikus Eszközök Tanszék Székely Vladimir Tarnay Kálmán	BME—KFKI Székely Vladimir Tarnay Kálmán	Felhasználói kézikönyv 1973. aug.
Közfogyasztású IC-k modelljei	8 darab integrált áramkör áramköri modellje a TRANZ—TRAN áramköranalízis-programhoz	TRANZ—TRAN	BME Elektronikus Eszközök Tanszék Gärtner Péter Török Sándor	BME Elektronikus Eszközök Tanszék Gärtner Péter Török Sándor	
Programcsomag tranzistorok elektromos és technológiai vizsgálatához	Elektromos paraméterek (kapacitások, letörési feszültségek, átszűrődési feszültség stb.) meghatározása geometriai és diffúziós adatokból	RAZDAN— ALGOL	BME Elektronikus Eszközök Tanszék Baji Pál	BME Elektronikus Eszközök Tanszék Baji Pál	—
Rajzgépi szubrutinesomag erőterek, áramlási teretek ábrázolásához	Potenciáalterek, és erővonalak, szintvonalak megjelenítése (síkbeli, axonometrikus, perspektivikus)	FORTRAN ALGOL	BME Elektronikus Eszközök Tanszék Székely Vladimir Benkő Tiborné	BME—KFKI Székely Vladimir Benkő Tiborné	—
BOARD	Berendezés hátlapcsatlakozóinak optimális elrendezése	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Kovács György	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Kovács György	Felhasználói leírás
CONEX	Hátlaphuzalozás megvalósítása minimális összevetékhosszal	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Kovács György	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Kovács György	Felhasználói leírás
POSTWI	Post-processor-program a TSK (japán) hátlaphuzalozó félautomata számára	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Kovács György	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Kovács György	Felhasználói leírás
MOTHER	Post-processor program a SZTAKI-ban készült MANU—WRAP hátlaphuzalozóhoz	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Kovács György	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Kovács György	Felhasználói leírás
MANUWRAP	Post-processor program a SZTAKI-ban készült MANU—WRAP hátlaphuzalozóhoz	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Franta Lászlóné	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Kovács György	Felhasználói leírás
WIRECONN	Post-processor program a TSK (japán) hátlaphuzalozó félautomata számára	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Franta Lászlóné	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Kovács György	Felhasználói leírás
MSHAZARD	Kombinációs hálózatok logikai házardjainak megkeresése és kiküszöbölése. (Memóriaigénnyel takarékoskodó változat)	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Máté Levente	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Máté Levente	TM. 182. CSL. Washington Univ., St. Louis, MO. USA 1973. márc. 12.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
TSHAZARD	Kombinációs hálózatok logikai hazárdjainak megkeresése és kiküszöbölése. (Gépidővel takarékoskodó változat)	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Máté Levente	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Máté Levente	TM. 182. CSL. Wasington Univ, St. Louis, MO. USA 1973. márc. 12.
FOFIF	φ -Boole-függvénynyel kompatibilis teljesen meghatározott f függvény előállítása f_0 és f_1 függvények alapján	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Pálmai Lászlóné	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Pásztor Endréné Pálmai Lászlóné	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete belső felhasználási dokumentáció
KNFKF	Konjunktív normálformában adott Boole-függvények kifejtése diszjunktív normálformában	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Pálmai Lászlóné	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Pásztor Endréné Pálmai Lászlóné	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete belső felhasználási dokumentáció
DNFSZ	Diszjunktív normálformában adott Boole-függvények összeszorzása	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Pálmai Lászlóné	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Pásztor Endréné Pálmai Lászlóné	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete belső felhasználási dokumentáció
SQSIM	A program szinkron sorrendi hálózatok szimulációját végzi. A hálózat a szokásos TTL alapelemekből építhető fel. A maximális elemszám 500 (bővíthető). A bemenősorozat lehet periodikus vagy aperiodikus. A leállítás történhet időhatárra vagy előírt állapotra	FORTRAN IV.	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Tarján Mihály	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Tarján Mihály	Használati utasítás az SQSIM programhoz
KTP-3 programrendszer	Nyomtatott áramköri kártyák tervezése (IC-tokba gyűjtés, elhelyezés, nyomvonalak megtervezése, lyukszalagok készítése, kapcsolási rajz készítése)	FORTRAN Siemens 4004/45	Számítástechnikai Koordinációs Intézet Börtsök Z. Csernó J. Dániel J. Koszó G. Kovács M. Merényi Pálné Sziray J. Váradi Tiborné	Számítástechnikai Koordinációs Intézet Drasny József	—
TAL-51	Kombinációs logikai hálózatok komplett hibadetektáló teszt készletének számítása, egyszeres logikai elakadási hibákhoz	FORTRAN Siemens 4004/45	Számítástechnikai Koordinációs Intézet Tóth József	Számítástechnikai Koordinációs Intézet Tóth József	—
OSZSZ transzlátor, 3. verzió	OSZSZ nyelven leírt automaták modellezése	Assembler Siemens 4004/45	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Bohus Miklós SZKI Drasny József	OSZSZ transzlátor 3. verzió Használati utasítás. SZKI kiadvány 1973.

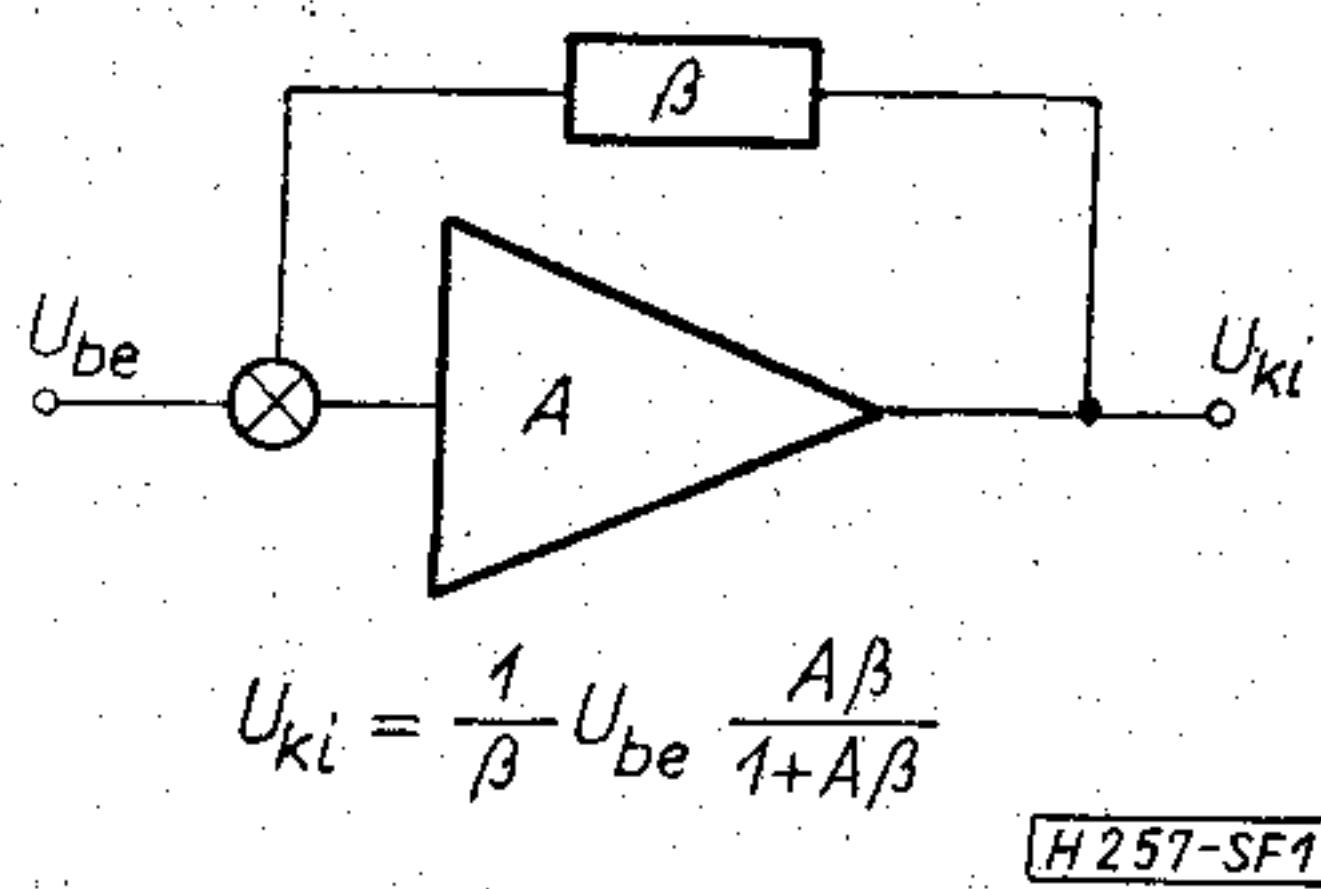
Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
GILDA	Analízis: Pólusz- zérus képpel meg- adott hálózat csil- lapítása, fázisa, csoportfutási ide- je, súly- és átme- neti függvénye; Kapcsolási ele- meivel megadott létrakapcsolású hálózat, csillapí- tása, csoportfu- tási ideje, érze- kenységgörbéi, súly- és átmeneti függvénye, Monte Carlo analízise. Tervezés: P, T1, T2 standard app- roximációk p-z képe; aluláteresz- tők és általános sávszűrők transz- fer függvényei max. lapos és csebisevi áteresztő- résszel; létra- hálózat kapcsolá- sának meghatá- rozása; aktív RC hálózat tervezése különböző opti- mumfeltételekkel; stb.	ICL FORTRAN	Műszeripari Kutató Intézet Herendi Miklós Horváth Judit Borszéki Attila Rózsahegy László Horváth Tiborné	Műszeripari Kutató Intézet Herendi Miklós Scultéty László	Program- ismertető
	Elektromos és konstrukciós adattárak			Távközlési Kutató Intézet Gépi tervezési szolgálat	
	Analóg áramkö- rök DC, AC, tor- zítás, zaj, tole- rancía és tran- ziens vizsgálata (lineáris és nem lineáris, koncent- rált és elosztott paraméterű mo- dellek)			Távközlési Kutató Intézet Gépi tervezési szolgálat	
	Digitális áramkö- rök vizsgálata			Távközlési Kutató Intézet Gépi tervezési szolgálat	
	Monolit és hibrid integrált áramkö- rök tervezését se- gítő programrend- szerek			Távközlési Kutató Intézet Gépi tervezési szolgálat	
	Analóg és digi- tális nyomtatott áramkörök terve- zése a paraziták figyelembevételével			Távközlési Kutató Intézet Gépi tervezési szolgálat	
	Postprocesszorok: nyomtatott áram- köri kártyák film- jeinek, dokumen- tációs rajzainak, NC-szalagjainak, valamint integ- rált áramkörök maszkjainak elő- állítás			Távközlési Kutató Intézet Gépi tervezési szolgálat	

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
NET FUNC	Zérus-pólusaival vagy Bode-együtthetőkkel adott hálózatfüggvény amplitúdó és fázis karakterisztikáját számítja adott frekvenciatartományban legsűrűbben 1.12. relatív frekvencia lépésben. Az eredmény sornyomtatón táblázatosan és diagramban jelenik meg	ALGOL 1204	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Bencze Júlia Sági Katalin	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Takács Ferenc	—
NOISY	Zérus-pólusaival és zajparamétereivel adott, bemenetén koncentrált (induktív) impedanciával lezárt erősítő zajtényezőjét és jel-zaj viszonyát, valamint a minimális zajtényezőhöz tartozó ideális bemeneti feszültségáttételt számítja a program. Eredmények táblázatosan, kimeneti zajspektrum diagramban sornyomtatón jelenik meg	ALGOL 1204	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Krémer Péter Sági Katalin	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Takács Ferenc	—
BICOL	Előmágnesezett tekercs tervezése előírt anyagon legkisebb méretű vasmagra	ALGOL 1204	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Karácsonyi György Mannó Sándor	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Takács Ferenc	—
SLTA	Színusz függvény lineáris töréspontos approximációja, színoszósító áramkörök tervezése és analízise	RAZDAN— ALGOL	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Singer György	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Sallai Gyula	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Diplomaterv 1973.
311386/K1081 Kábelillesztő négy-pólus tervezése	Különböző típusú terheletlen kábeleket egymáshoz, illetve berendezéshez illesztő négy-pólus tervezése	RAZDAN— ALGOL	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Halász Edit	Posta Kísérleti Intézet Farkas Vilmos BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Solymosi János	Tanulmány a Posta Kísérleti Intézet számára 1973.
KEPAN	A program koncentrált és elosztott (háromrétgű, homogén RC-vonal) paraméterű hálózatok frekvenciatartománybeli analízisét végzi	RAZDAN— ALGOL	BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Gefferth László	REMIX Rádiótechnikai Vállalat Farkas Elemér BME Híradástechnikai Elektronika Intézet Gefferth László	Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat részére

Műveleti erősítők kapcsolások frekvencia kompenzálása

ETO 621.375.13:681.335

Minden visszacsatolt kapcsolásnál fennáll a begerjedés veszélye, mivel a negatív visszacsatolás a hurokerősítés fázisforgatása miatt pozitívvá válhat (1. ábra). Ha a frekvenciafüggő hurokerősítés $A\beta = -1$, a kimenő feszültség a végtelenhez tart, a rendszer begerjed. A rezgés amplitúdóját az átviteli karakterisztika nemlinearitása határozza meg.

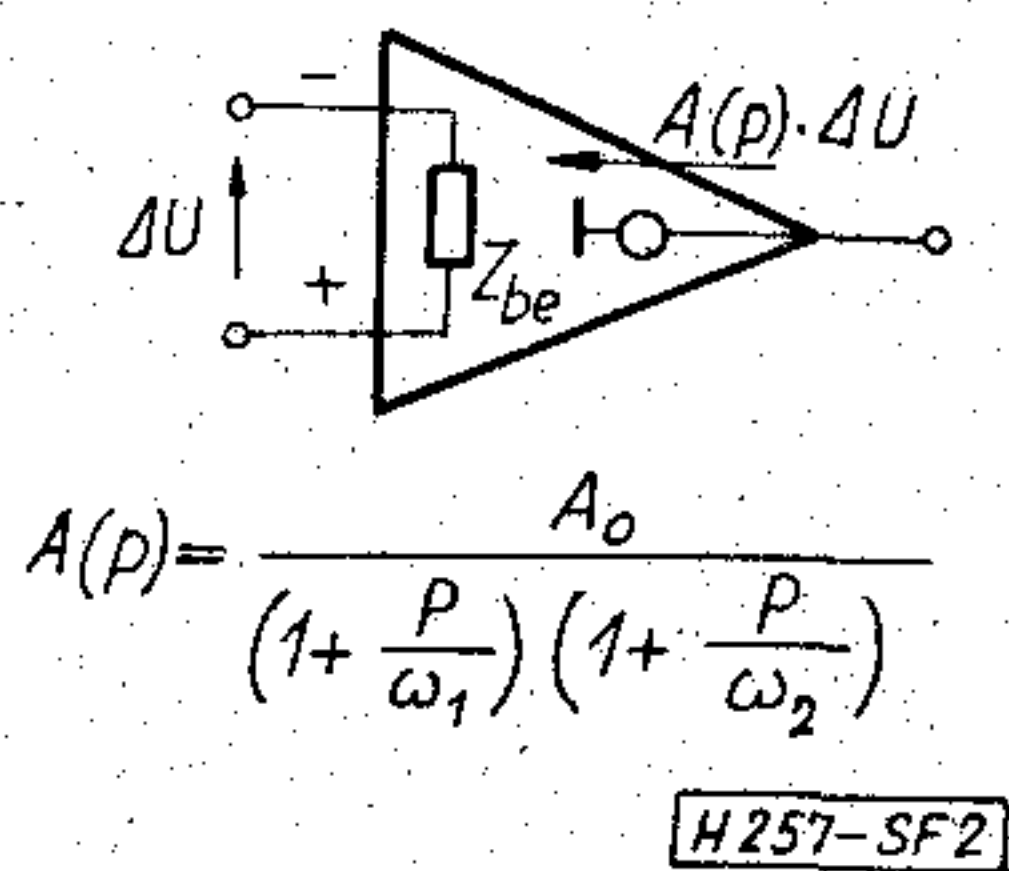


1. ábra

A cikkben a műveleti erősítők erősítésének frekvenciafüggő viselkedéséből adódó frekvencia-stabilitási probléma megoldását tárgyaljuk. Ezért az alábbi feltételezésekkel élünk:

- a bemenő offset feszültség nulla,
- a bemenő áram nulla,
- a kimenő ellenállás nulla,
- a közösmódusú feszültségerősítés nulla,
- a közösmódusú bemenő ellenállás végtelen,
- a műveleti erősítő lineáris működésű és zajtalan.

Az alkalmazott műveleti erősítő modellt a 2. ábra mutatja.



2. ábra

Az 1. táblázat az alapvető műveleti erősítők kapcsolásokat és azok kimenő feszültségét tartalmazza. Az áramkörök kimenő feszültsége (1–6.) megfogalmazható az alábbi formában:

$$U_k = (K_p U_p - K_n U_n) \frac{A\beta L}{1 + A\beta L}, \quad (7)$$

ahol K_p és K_n a kapcsolás megfelelő bemeneteiről értelmezett átviteli függvény ideális műveleti erősítő esetén.

A $H = A\beta L$ hurokerősítést bevezetve a műveleti erősítők kapcsolások átviteli függvénye mindig felírható

$$(\text{valóságos átvitel}) = (\text{ideális átvitel}) \frac{H}{1 + H}$$

formában.

Az átvitel ilyen formában való megfogalmazása a következő előnyökkel jár:

- A $\frac{H}{1 + H}$ hibatenyező a valóságos műveleti erősítő tulajdonságaiból adódó hibát adja, segítségével az ideálistól való eltérés közvetlen kiértékelhető.
- A frekvencia stabilitás szempontjából elegendő a $\frac{H}{1 + H}$ hibatenyezőt vizsgálni. A zárt formában megfogalmazott hurokerősítésre a visszacsatolt áramkörök elméletének ismert stabilitási vizsgálati módszerei közvetlenül alkalmazhatók.
- Frekvenciafüggetlen visszacsatolás esetén a $\frac{H}{1 + H}$ hibatenyezővel alakítható ki a kapcsolás nagyfrekvenciás átvitele.

Stabil visszacsatolt erősítést biztosító hurokerősítés-karakterisztika kialakítása

A frekvencia-kompenzálás célja a hurokerősítés karakterisztikát úgy kialakítani, hogy ahol a hurokerősítés fázisforgatása eléri a 180° -ot a nulla frekvencián felvett értékhez képest, abszolút értéke biztosan 1 alá csökkenjen. A hurokerősítés módosítására három lehetőség van:

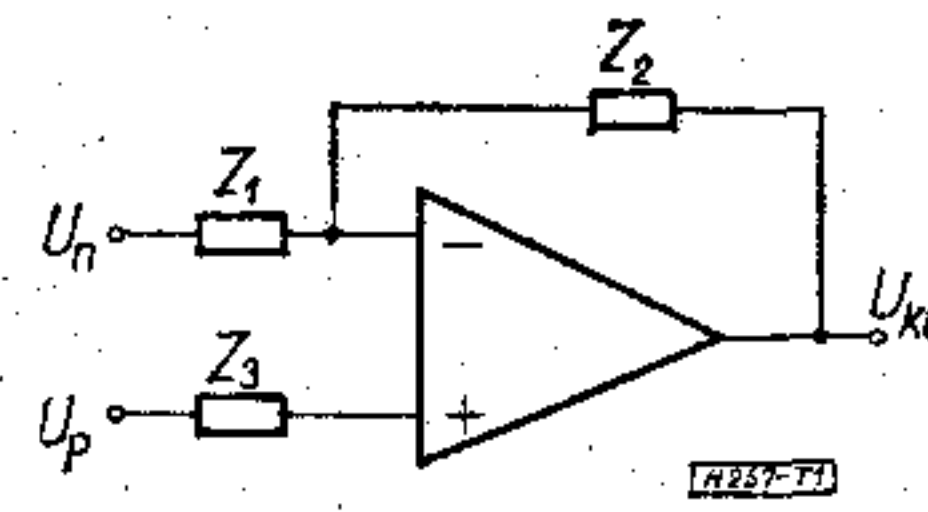
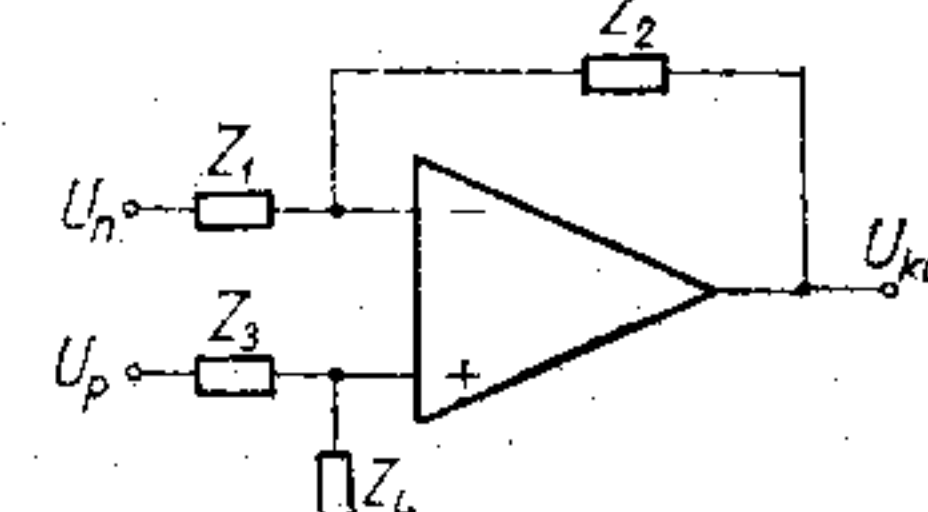
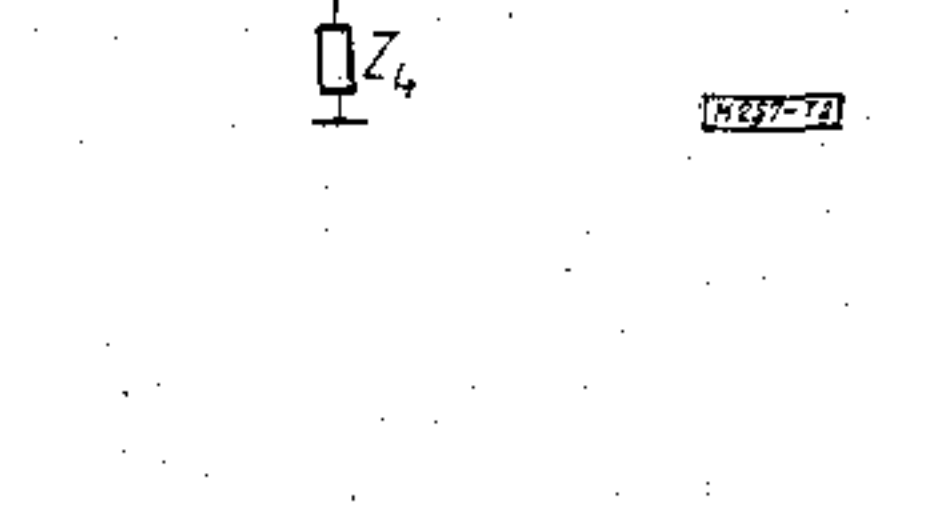
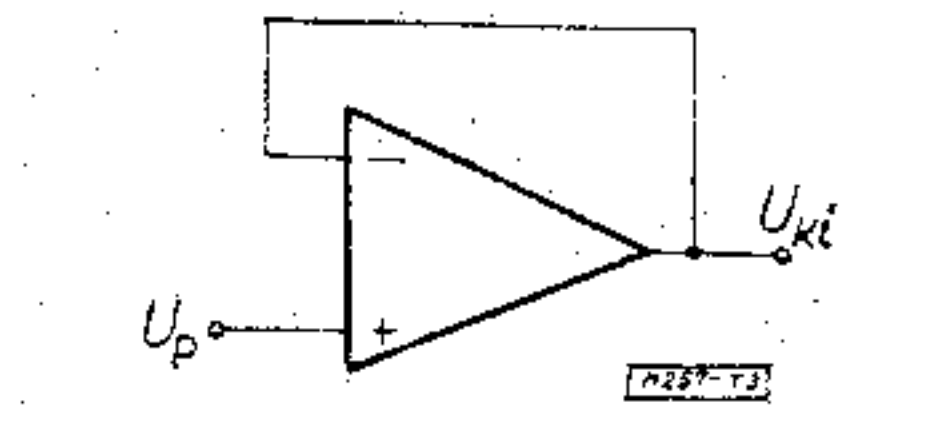
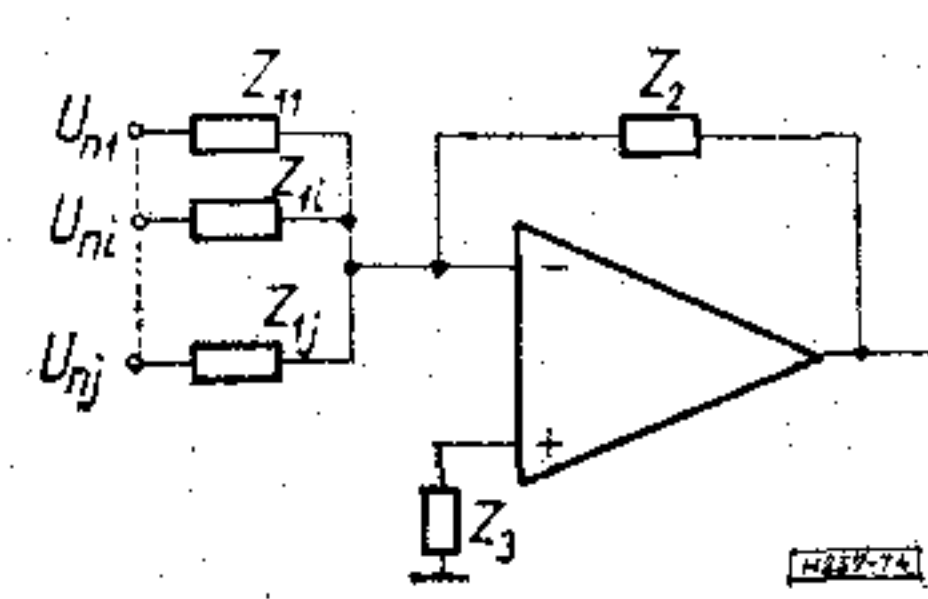
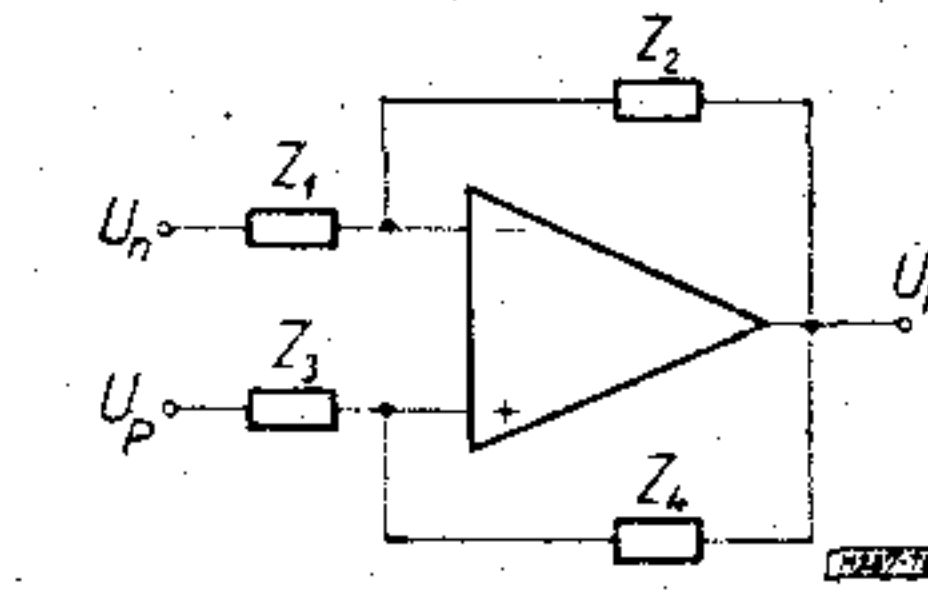
a) Erősítéskompenzálás. A nyílt hurkú erősítés $A(\omega)$ menetét változtatjuk.

b) Kompenzálás a visszacsatolásban. A $\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$ megfelelő kialakítása. A módszer alkalmazása egyben frekvenciafüggő visszacsatolt átvitelt jelent.

c) Bemeneti kompenzálás. Az $L(\omega)$ menetét állítjuk be $Z_{be}(\omega)$ megfelelő kialakításával.

d) Az a), b) és c) esetek értelemeszerű együttes alkalmazása.

A műveleti erősítőkkel realizált kapcsolások stabilitás vizsgálatára a műveleti erősítő specifikációs adataihoz (széles tartományra toleráltak) jól illesz-

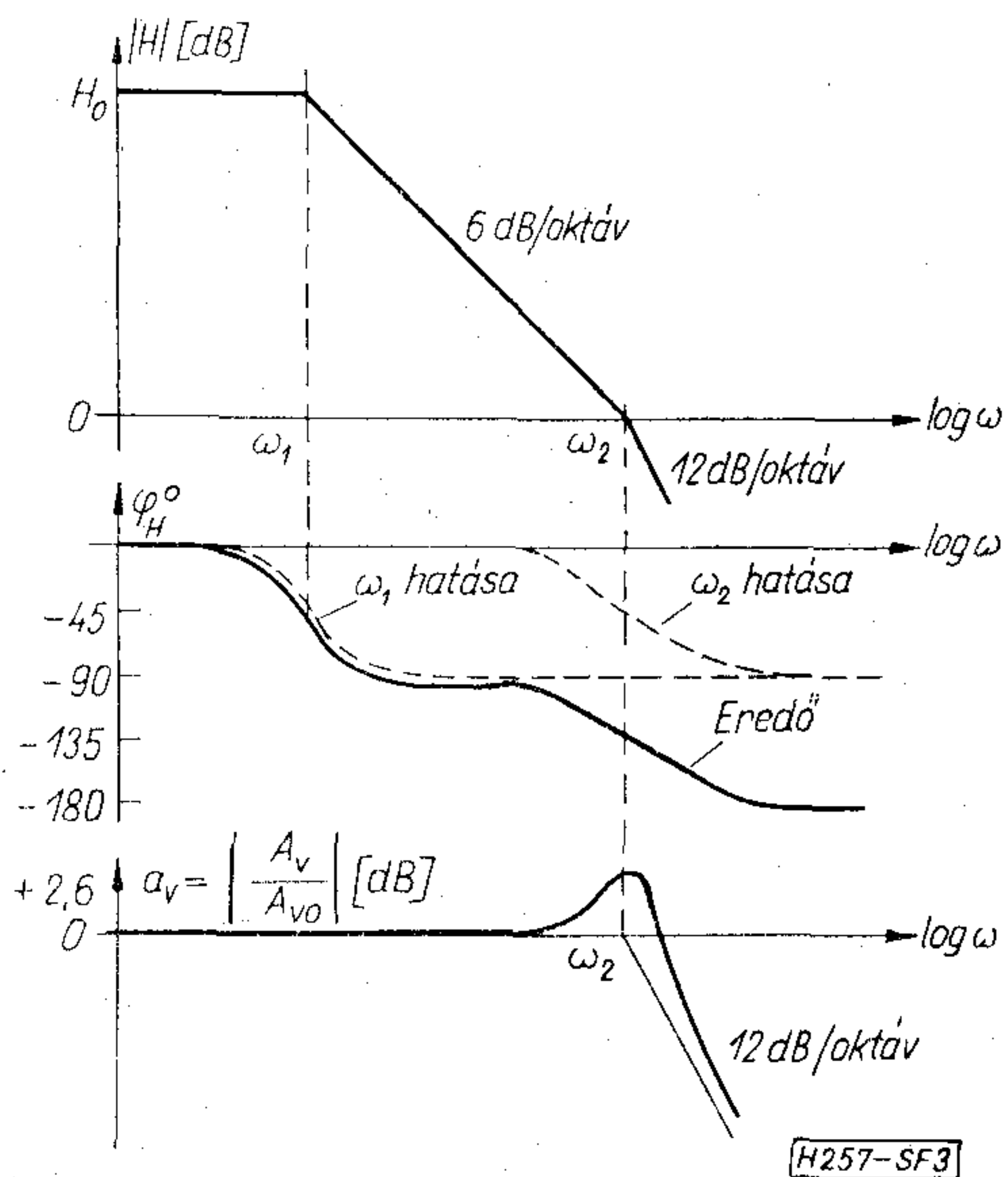
A kapcsolás megnevezése	Kimenő feszültség	
Fordító ($U_p=0$) Nem fordító ($U_n=0$) Kivonó Integráló ($U_p=0$) Differenciáló ($U_p=0$)	$U_{ki} = \left[\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) U_p - \frac{Z_2}{Z_1} U_n \right] \frac{A \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2+Z_3}}{1 + A \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2+Z_3}} \quad (1)$	
Súlyozott kivonó	$U_{ki} = \left(\frac{1 + \frac{Z_2}{Z_1} U_p - \frac{Z_2}{Z_1} U_n}{1 + \frac{Z_3}{Z_4}} \right) \frac{A \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2+Z_3 \times Z_4}}{1 + \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2+Z_3 \times Z_4}} \quad (2)$	
Differenciál erősítő $Z_1=Z_3, Z_2=Z_4$	$U_{ki} = \frac{Z_2}{Z_1} (U_p - U_n) \frac{A \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+2(Z_1 \times Z_2)}}{1 + A \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+2(Z_1 \times Z_2)}} \quad (3)$	
Feszültségkövető	$U_{ki} = U_p \frac{A}{1+A} \quad (4)$	
Összegző	$U_{ki} = - \sum_{i=1}^j \frac{Z_2}{Z_{1i}} U_{ni} \frac{A \frac{Z_e}{Z_e+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_e \times Z_2+Z_3}}{1 + A \frac{Z_e}{Z_e+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_e \times Z_2+Z_3}}$ $Z_e = \frac{1}{\sum_{i=1}^j \frac{1}{Z_{1i}}}$	
Pozitív visszacsatolású	$U_{ki} = \left[\frac{\frac{Z_4}{Z_3+Z_4}}{\frac{Z_1}{Z_1+Z_2} - \frac{Z_3}{Z_3+Z_4}} U_p - \frac{\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}}{\frac{Z_1}{Z_1+Z_2} - \frac{Z_3}{Z_3+Z_4}} U_n \right] \cdot \frac{A \left(\frac{Z_1}{Z_1+Z_2} - \frac{Z_3}{Z_3+Z_4} \right) \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2+Z_3 \times Z_4}}{1 + A \left(\frac{Z_1}{Z_1+Z_2} - \frac{Z_3}{Z_3+Z_4} \right) \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2+Z_3 \times Z_4}} \quad (6)$	

kedő, méretezéshez közvetlen eredményt szolgáltató, egyszerű és könnyen kezelhető a Bode-diagramos vizsgálat.

Méretezés 45°-os fázistartalékra

A stabilitás feltétele, hogy a hurokerősítés fáziszöge (φ_H) a $|H|=1$ -nek megfelelő frekvencián -180° -nál pozitívabb legyen. Amennyivel kisebb a fáziszög abszolút értéke 180° -nál, annyi a fázistartalék. Igen könnyen kezelhető a 45° -os fázis-

tartalékra való méretezés. Ebben az esetben a hurokerősítés megengedett fázistolása -135° . Ha töréspont helyén fellépő 3 dB-es amplitúdóhibától eltekintünk, akkor a 3. ábra segítségével belátható, hogy a hurokerősítés-karakterisztikát oly módon kell kialakítani, hogy annak a sorrendben második ω_2 töréspontjához képest az első (ún. domináns) pólus az $\omega_1 = \frac{\omega_2}{H_0}$ frekvencián legyen. Ekkor a domináns pólus fázistolása közelítőleg -90° , a második pólus fázistolása -45° , összesen tehát -135° . A domináns



3. ábra

pólus fázistolása max. 6° hibával megközelíti a -90° -ot, ha a töréspontok elegendően messze (legalább 1 dekád) vannak egymástól, ami $H_0 \geq 10$ megkötést jelent. Ez a feltétel az alkalmazások során szinte mindig fennáll.

Az előzőekben leírt méretezési módszer két töréspontot vesz figyelembe, a valóságban azonban a H hurokerősítésnek kettőnél több pólusa (esetleg zérusa) van. A további pólusok a hurokerősítés abszolút értékének menetét általában nem befolyásolják érdemben, azonban az ω_2 frekvencia környezetében a fázistolást jelentősen módosíthatják, ha ω_2 -höz egy dekádnál közelebb vannak. Ilyenkor a méretezés menete: megkeressük azt az ω' frekvenciát, amelyen $\omega_2 \dots \omega_n$ töréspontok hatására az együttes fázistolás -45° (ez ω_2 -nél kisebb), és ω_1 -et olyan értékre választjuk, hogy $|H|$ ezen a frekvencián 0 dB legyen.

Ekkor

$$\omega_1 = \frac{\omega'}{H_0} < \frac{\omega_2}{H_0};$$

vagyis azt is mondhatjuk, hogy a járulékos töréspontok miatt az ω_1 domináns pólusfrekvenciát a két töréspontos esethez képest kisebbre kell választani.

A 3. ábrán feltüntettük az így módon kialakított visszacsatolt erősítés relatív amplitúdókarakterisztikáját is. A sávszélesség közelítőleg ω_2 , itt a kiemelés 2,6 dB.

Előírt menetű amplitúdókarakterisztikára való méretezés

Ha a hurokerősítés első két töréspontjához képest a továbbiak elegendően messze vannak, azok hatásától első közelítésben eltekinthetünk. Írhatjuk tehát

$$H = H_0 \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_1}} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_2}}$$

és akkor

$$\frac{H}{1+H} = \frac{H_0}{1+H_0} \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$$

alakú lesz, ahol

$$\omega_0 = \sqrt{(1+H_0)\omega_1\omega_2}; \quad \zeta = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\sqrt{(1+H_0)\omega_1\omega_2}}$$

Ha $H_0 \gg 1$

$$\omega_0 \cong \sqrt{H_0\omega_1\omega_2} \quad \text{és} \quad \zeta \cong \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\sqrt{H_0\omega_1\omega_2}}$$

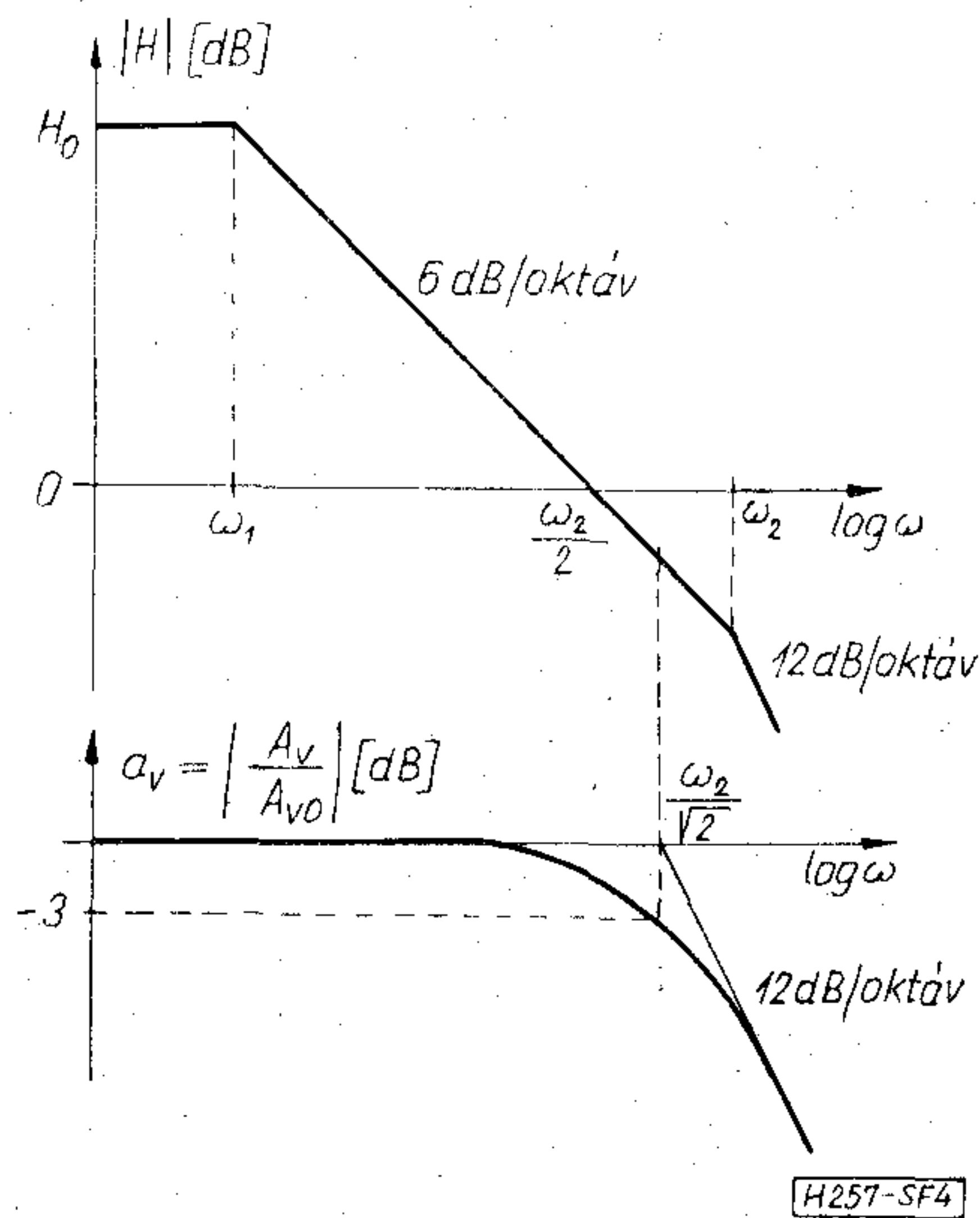
Z_1 és Z_2 valós értéke esetén a $\frac{H}{1+H}$ tényező határozza meg a visszacsatolt erősítő amplitúdókarakterisztikáját.

Adott sávszélességű (ω_0) átvitt akkor közelítünk meg maximális lapossággal, ha a hibatényező frekvenciafüggése maximális lapos jellegű. Ekkor $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

A hurokerősítést oly módon kell kialakítani, hogy

$$\omega_2 \cong \sqrt{2}\omega_0 \quad \text{és} \quad \omega_1 \cong \frac{\omega_2}{2H_0}$$

frekvenciára essen. A hurokerősítés és a visszacsatolt erősítés menetét a frekvencia függvényében a 4. ábra mutatja.



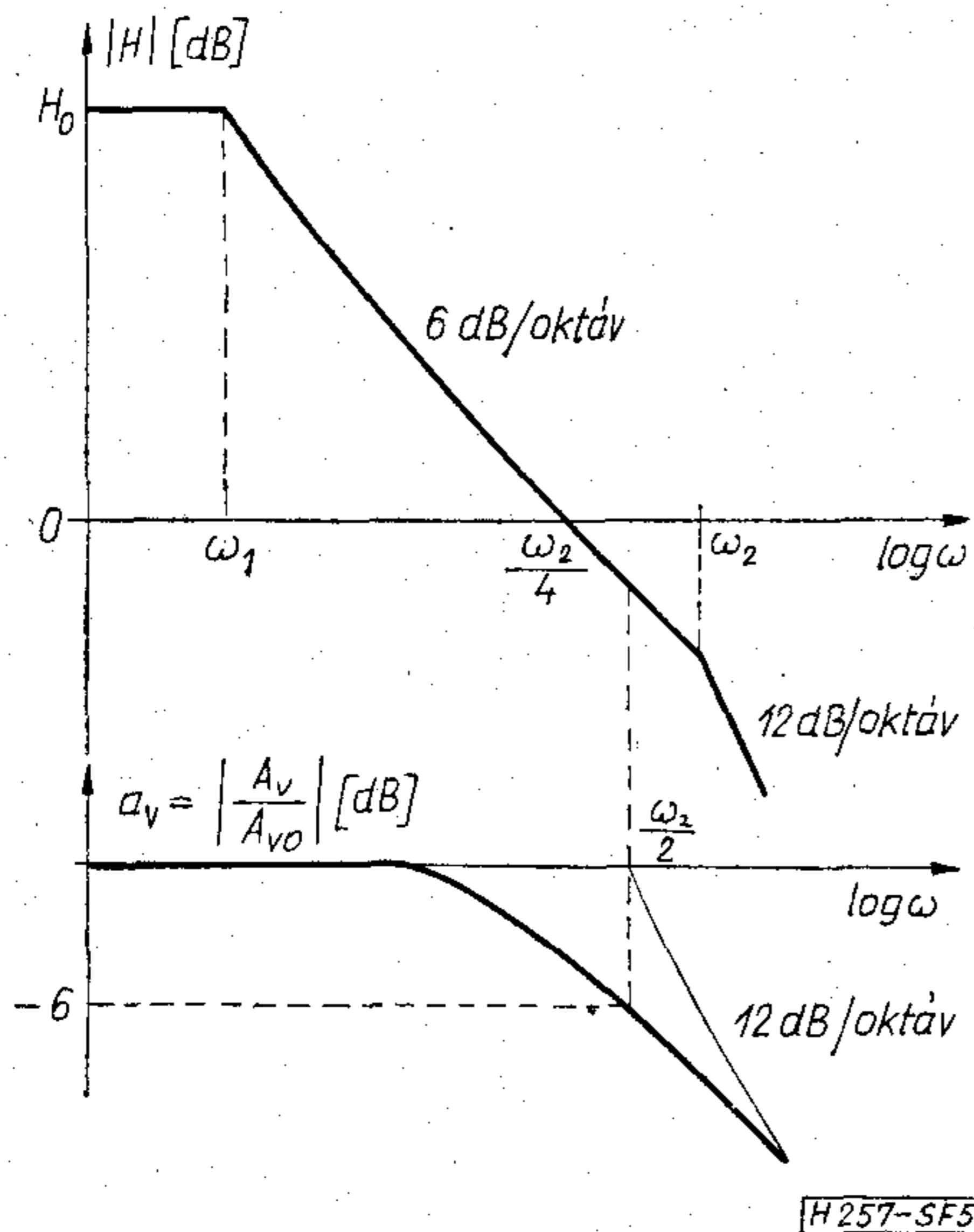
4. ábra

A túllövés nélküli minimális felfutási idejű kis szintű impulzusátvitel az ún. kritikus csillapítású átvitel, amelyhez $\zeta = 1$ érték tartozik. Ebben az esetben a hurokerősítés pólusait a következő frekvenciákra kell elhelyezni:

$$\omega_2 = 2\omega_0 \quad \text{és} \quad \omega_1 = \frac{\omega_2}{4H_0}$$

A hurokerősítés és a visszacsatolt erősítés menetét az 5. ábrán láthatjuk.

Ha egy adott áramkör esetén ω_2 értéke rögzített, akkor eddigi eredményeinkből belátható, hogy a maximális sávszélességet a 45° -os fázistartaléokra



5. ábra

való beállítás, a második legnagyobbat a maximális lapos közelítés, míg a legkisebbet a kritikus csillapításra való méretezés adja.

A módszer értelemszerű alkalmazásával a szükséges hurokerősítés-karakterisztika kialakítható. A méretezésnél gyakran felhasználjuk azt a lehetőséget, hogy a hurokerősítés célszerűen választott pólusát a kompenzáló hálózat ugyanezen frekvenciára méretezett zérusával kiküszöböljük.

Alkalmazási példák

A továbbiakban néhány áramkörön bemutatjuk a stabil működést biztosító hurokerősítés-karakterisztika kialakítását ω_2 rögzített értéke esetén.

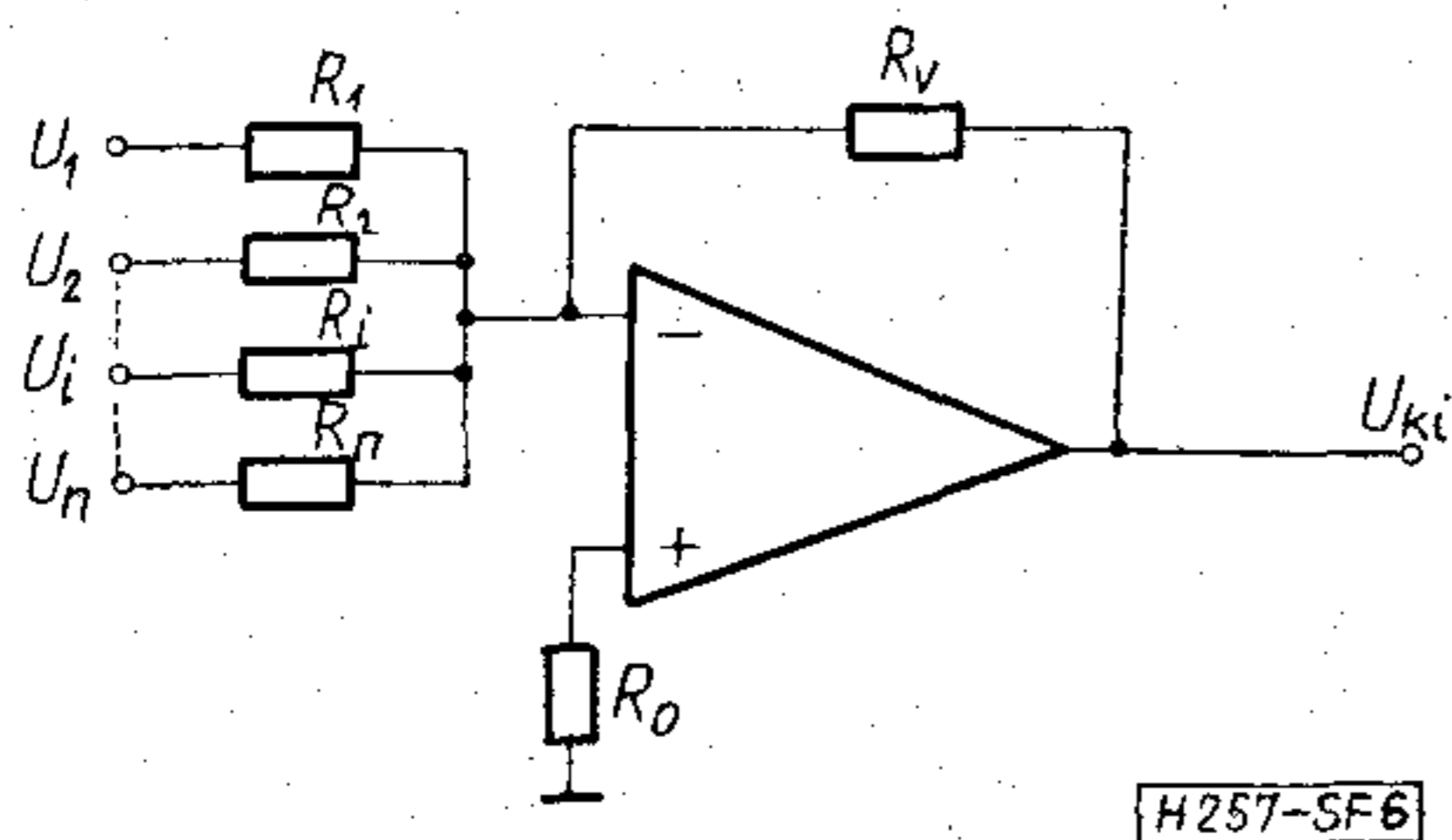
Összeadó kapcsolás

Az egyenfeszültségű összeadó kapcsolás (6. ábra) kimenőfeszültsége az (5) alapján:

$$U_{ki} = - \sum_{j=1}^n \frac{R_v}{R_j} U_j$$

$$\frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{R_e}{R_e + R_v} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_e \times R_v + R_0}$$

$$1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{R_e}{R_e + R_v} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_e \times R_v + R_0}$$



6. ábra

ahol

$$R_e = \frac{1}{\sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j}}, \quad \beta = \frac{R_e}{R_e + R_v}$$

a visszacsatolási tényező

$$L = \frac{R_{be}}{R_{be} + R_e \times R_v + R_0}$$

a bemeneti leosztás.

A hurokerősítés két töréspontos

$$H = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \beta \cdot L$$

A hurokerősítés-karakterisztikát úgy kell kialakítani, hogy

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{H_0}$$

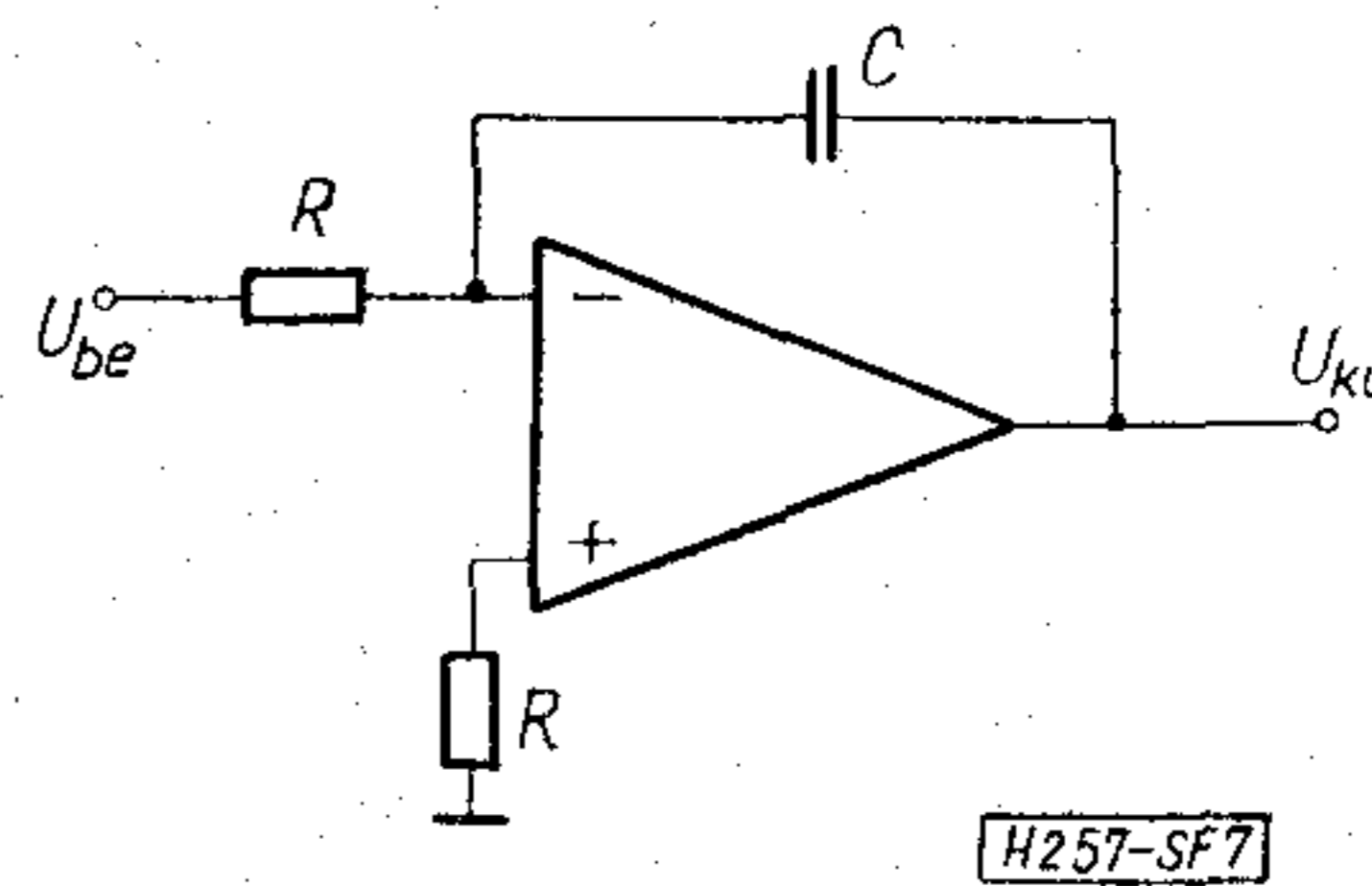
legyen, ahol

$$H_0 = A_0 \cdot \beta \cdot L$$

A hibatényező (amely egyben az összegzés hibáját is adja) és így ennek megfelelően a relatív frekvencia-átvitel az összeadó kapcsolás mindegyik bemenetéről azonos.

Analóg integrátor

Az integráló kapcsolás (7. ábra) kimenő feszültsége a komplex frekvenciatartományban az (1) alapján



7. ábra

$$U_{ki(p)} = - \frac{1}{p\tau_i} U_{be(p)}$$

$$\frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{\frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{p}{\omega_i}} L_0 \frac{\frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{p}{\omega_L}}$$

$$1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{\frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{p}{\omega_i}} L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{p}{\omega_L}}$$

ahol

$$\tau_i = \frac{1}{\omega_i} = R \cdot C$$

az integrálás időállandója,

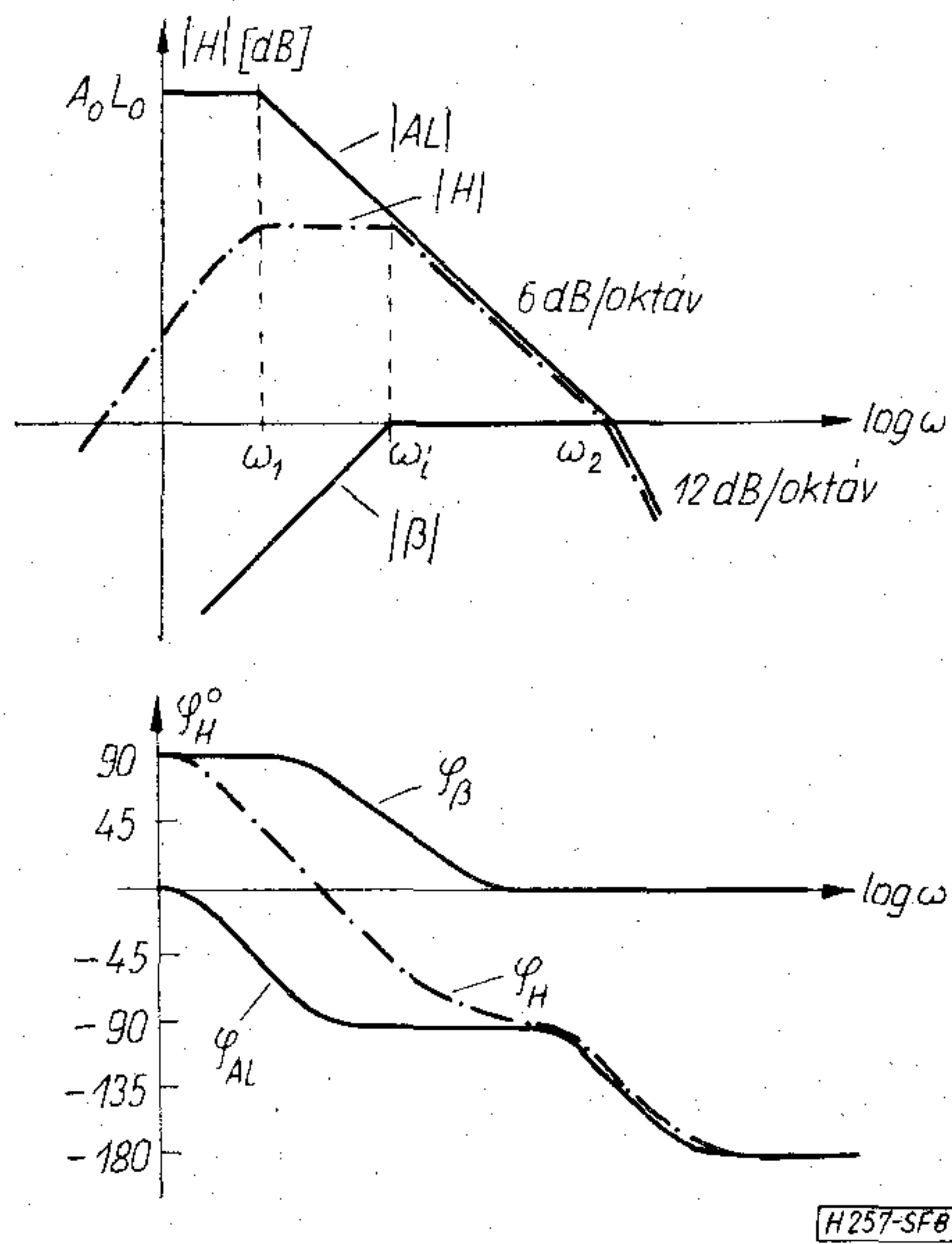
$$\beta = \frac{\frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{p}{\omega_i}}$$

a visszacsatolási tényező,

$$\left. \begin{aligned} L_0 &= \frac{R_{be}}{R_{be} + 2R} \\ \omega_L &= \frac{1}{[R \times (R + R_{be})] \cdot C} \end{aligned} \right\} L = L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{p}{\omega_L}} \text{ a bemeneti leosztás.}$$

Az L tényezőt gyakorlatilag frekvenciafüggetlennek tekinthetjük. ($R_{be} \rightarrow 0$, $a \rightarrow +6$ dB lépcsőt okoz a relatív amplitúdókarakterisztikában.) Feltételezve, hogy $\omega_i < \omega_2$ a hurokerősítés-amplitúdó és fázis-karakterisztika a 8. ábrán látható.

A $\beta = \frac{\frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{p}{\omega_i}}$ visszacsatolási tényező az ω_2 frek-



8. ábra

vencia környezetében 1. A frekvencia-kompensálás szempontjából a hurokerősítés két töréspontosnak tekinthető. Biztosan stabil kapcsolást kapunk, ha

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{A_0 L_0}$$

$$\left. \begin{aligned} \beta_0 &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ \omega_{\beta} &= \frac{1}{(R_1 \times R_2)C} = \frac{\omega_{vi}}{\beta_0} \end{aligned} \right\} \beta = \beta_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_{vi}/\beta_0}} \text{ visszacsatolási tényező}$$

$$\left. \begin{aligned} L_0 &= \frac{R_{be}}{R_{be} + 2(R_1 \times R_2)} \\ \omega_L &= \frac{1}{[(R_1 + R_2) \times (R_{be} + R_1 \times R_2)]C} \end{aligned} \right\} L = L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_{\beta}}}{1 + \frac{p}{\omega_L}} \text{ a bemeneti leosztás}$$

Az L tényező a hurokerősítés frekvencia-menetét érdemben nem befolyásolja, frekvenciafüggetlennek tételezzük fel. A vizsgálandó hurokerősítés:

$$H = A_0 \beta_0 L_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \cdot \frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_{vi}/\beta_0}}$$

Váltóáramú (dinamikus) integrátor

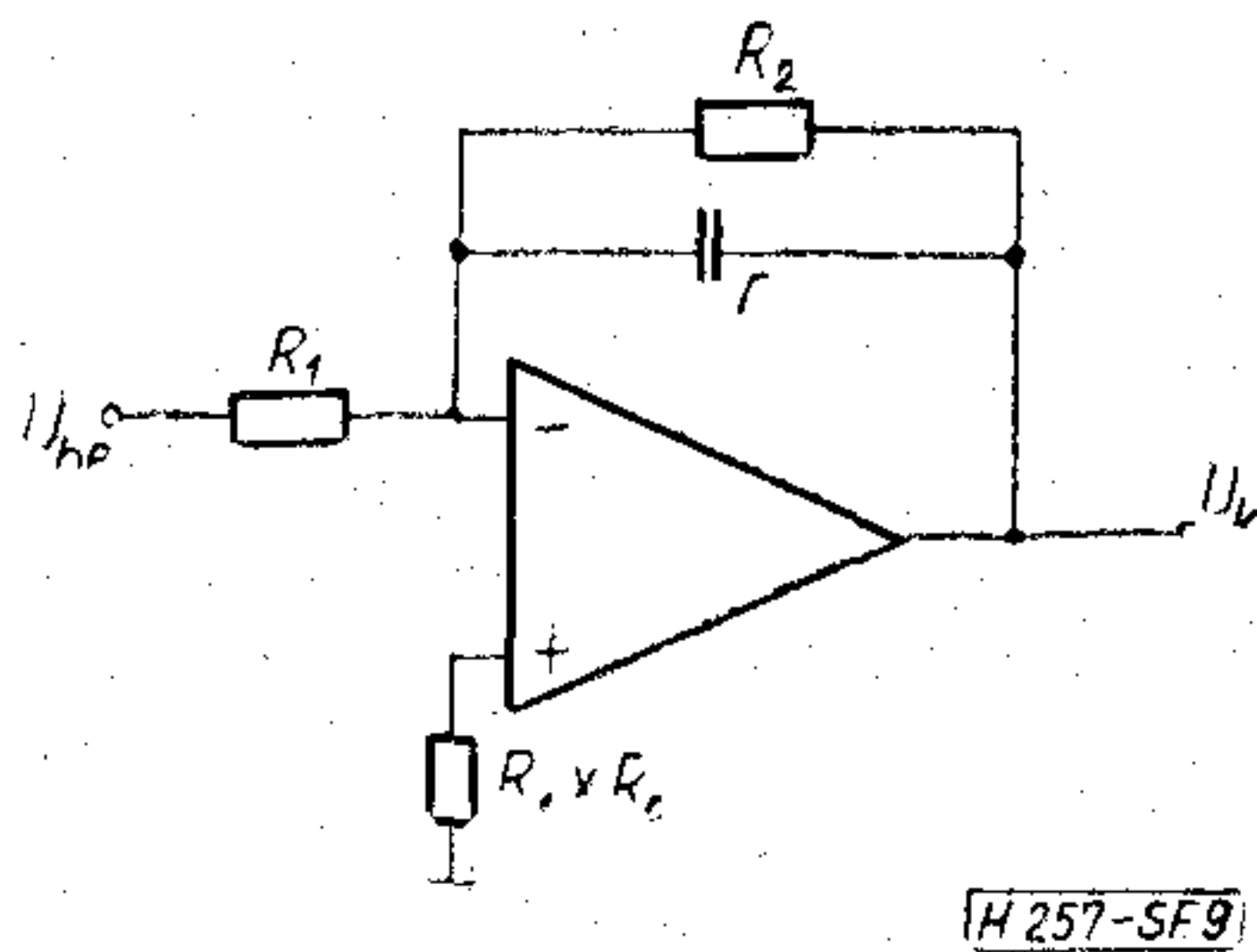
A kapcsolás (9. ábra) kimenő feszültsége a komplex frekvenciatartományban az (1) alapján

$$U_{ki(p)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + p\tau_{vi}} \cdot U_{bc(p)}$$

$$\frac{A_0 \beta_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_{\beta}}} L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_{\beta}}}{1 + \frac{p}{\omega_L}}}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \cdot \frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_{\beta}}} L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_{\beta}}}{1 + \frac{p}{\omega_L}}$$

ahol

$$\tau_{vi} = \frac{1}{\omega_{vi}} = R_2 C$$



9. ábra

A stabilitás-vizsgálatot három könnyen kiértékelhető esetre végezzük el:

a) ha $\omega_{vi} \leq \frac{\beta_0 \omega_1}{10}$, akkor az $\omega \geq \omega_1$ frekvenciatartományban

$$\frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_{vi}/\beta_0}} \cong \frac{1}{\beta_0}$$

és a

$$H = A_0 L_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)}$$

két töréspontos.

Biztosan stabil a kapcsolás, ha

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{A_0 L_0}$$

b) ha $\omega_1 = \omega_{vi}$, akkor

$$H = A_0 \beta_0 L_0 \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_2}} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_{vi}/\beta_0}}$$

két töréspontos.

Biztosan stabil a kapcsolás, ha

$$\omega_1 = \omega_{vi} \leq \frac{\omega_2}{A_0 L_0}$$

c) ha $10\omega_1 \leq \omega_{vi} \leq \frac{\beta_0 \omega_2}{10}$, akkor a frekvencia-kompenzálás szempontjából domináns ω_2 frekvencia környezetében

$$\frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_{vi}/\beta_0}} \cong \frac{1}{\beta_0}$$

és a kompenzáció szempontjából a hurokerősítés:

$$H = A_0 L_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)}$$

két töréspontosnak tekinthető.

$$\left. \begin{aligned} L_0 &= \frac{R_{be}}{R_{be} + 2R} \\ \omega_L &= \frac{1}{[R \times (R_{be} + R)] \cdot C} \end{aligned} \right\}$$

$$L = L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_d}}{1 + \frac{p}{\omega_L}} \text{ a bemeneti leosztás}$$

A hurokerősítés három töréspontos:

$$H = A_0 L_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_L}\right)}$$

A gyakorlatban

$$\omega_L \cong \omega_d \quad \text{és} \quad \omega_d < \frac{\omega_2}{10}$$

Biztosan stabil a kapcsolás, ha

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{A_0 L_0}$$

A vizsgálat a közbenső tartományokra is minden nehézség nélkül kiterjeszhető. Eredményül kapjuk, hogy bármely integrálási időállandó esetén az

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{A_0 L_0}$$

feltételnek megfelelően kell a hurokerősítés-karakterisztikát kialakítani. Ez megegyezik az analóg integrátorra nyert méretezési feltételünkkel.

Differenciáló kapcsolás

A kapcsolás (10. ábra) kimenő feszültsége a komplex frekvenciatartományban az (1) alapján

$$U_{ki}(p) = -p\tau_d U_{be}(p)$$

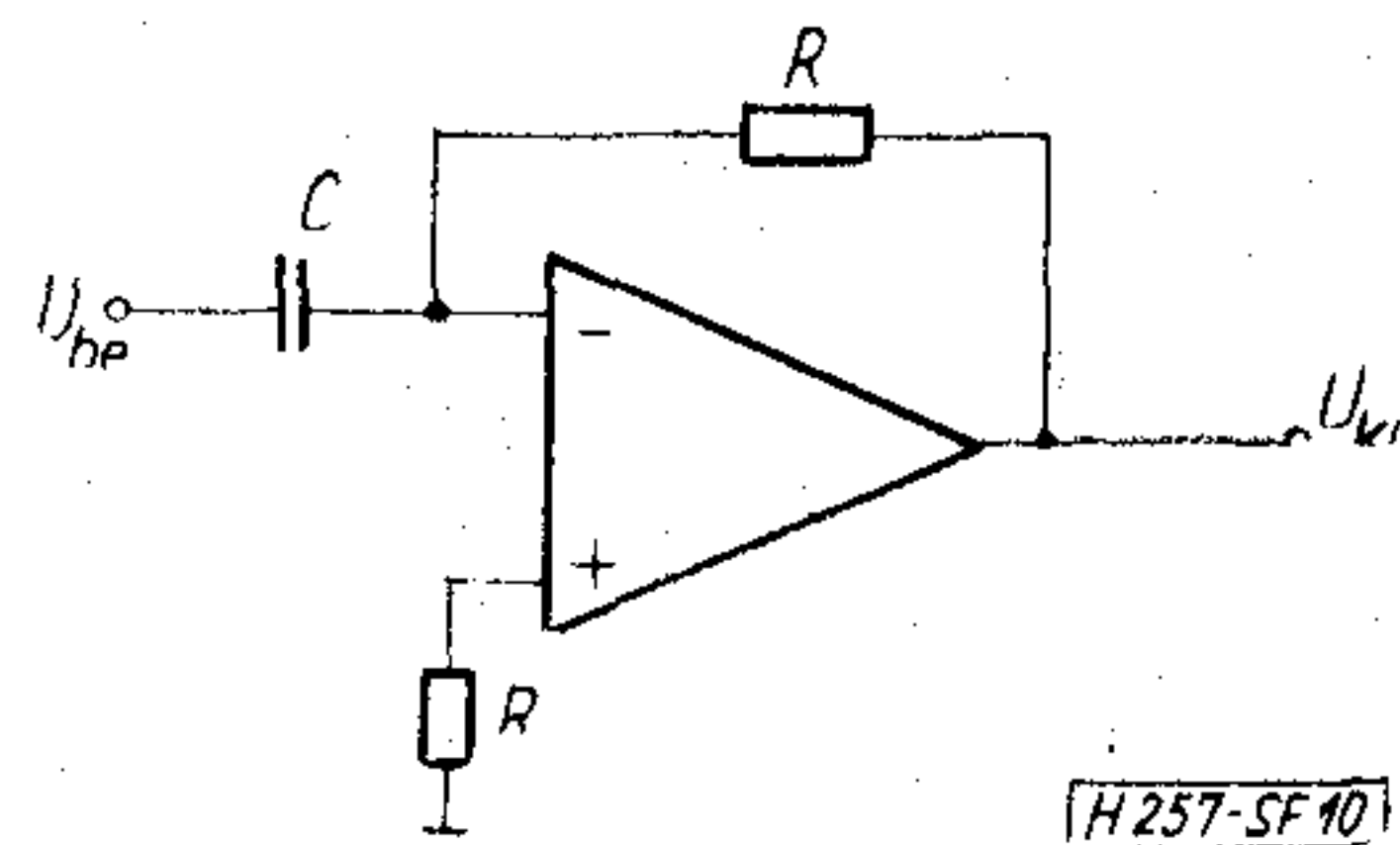
$$\frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_d}} L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_d}}{1 + \frac{p}{\omega_L}},$$

$$1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_d}} L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_d}}{1 + \frac{p}{\omega_L}}$$

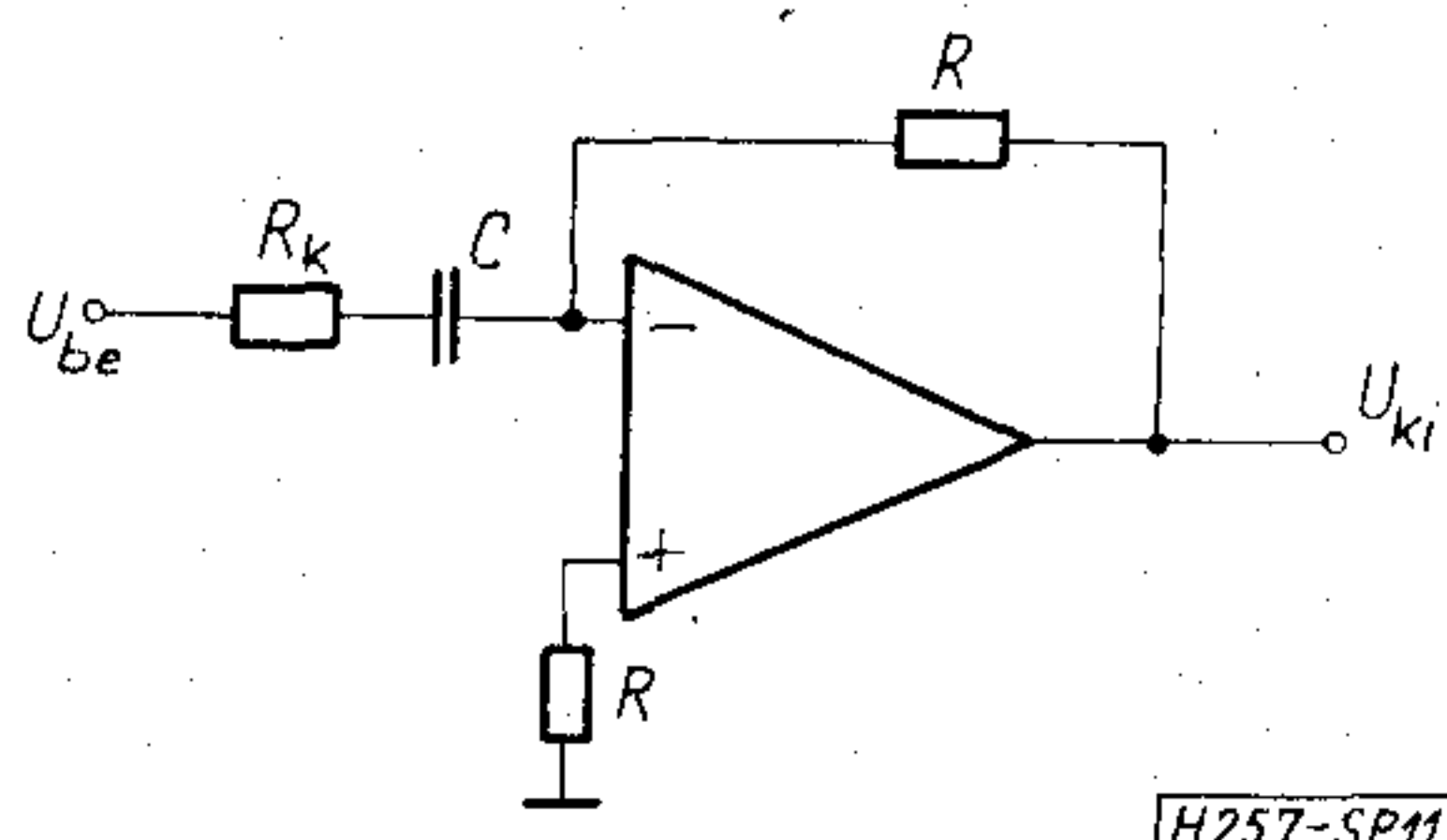
ahol

$$\tau_d = \frac{1}{\omega_d} = R \cdot C \text{ a differenciálás időállandója,}$$

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_d}} \text{ a visszacsatolási tényező,}$$



10. ábra



11. ábra

A hurokerősítés 45° -os fázistartalékra kompenzálva $\omega_1 = \frac{\omega_d}{A_0 L_0}$ igen kis frekvenciákra adódik, amely megoldás realizálhatatlan. Ezért az ún. módosított differenciáló kapcsolást alkalmazzuk (11. ábra).

$$U_{ki(p)} = -\frac{p\tau_d}{1+p\tau_k} U_{be(p)}$$

$$\frac{A_0 \frac{1+\frac{p}{\omega_k}}{1+\frac{p}{\omega_2}} L_0 \frac{1+\frac{p}{\omega_\beta}}{1+\frac{p}{\omega_L}}}{\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right) \left(1+\frac{p}{\omega_2}\right) 1+\frac{p}{\omega_\beta} 1+\frac{p}{\omega_L}},$$

$$1 + \frac{A_0 \frac{1+\frac{p}{\omega_k}}{1+\frac{p}{\omega_2}} L_0 \frac{1+\frac{p}{\omega_\beta}}{1+\frac{p}{\omega_L}}}{\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right) \left(1+\frac{p}{\omega_2}\right) 1+\frac{p}{\omega_\beta} 1+\frac{p}{\omega_L}},$$

ahol

$$\tau_d = \frac{1}{\omega_d} = R \cdot C \quad \text{a differenciálás időállandója}$$

$$\omega_k = \frac{1}{\tau_k} = \frac{1}{R_k C} \quad \text{a kompenzáló zérus}$$

$$\omega_\beta = \frac{1}{(R+R_k)C}, \quad \beta = \frac{1+\frac{p}{\omega_k}}{1+\frac{p}{\omega_\beta}} \quad \text{a visszacsatolási tényező}$$

$$L_0 = \frac{R_{be}}{R_{be} + 2R}$$

$$\omega_L = \frac{1}{\left[R_k + \frac{R(R_{be}+R)}{R_{be}+2R}\right] \cdot C} \cong \frac{1}{[R \times (R_{be} + 2R)] \cdot C} \cong \frac{1}{RC} \cong \omega_d$$

$$L = L_0 \frac{1+\frac{p}{\omega_k}}{1+\frac{p}{\omega_L}} \quad \text{a bemeneti leosztás}$$

A vizsgálandó hurokerősítés:

$$H = A_0 L_0 \frac{1}{\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right) \left(1+\frac{p}{\omega_2}\right) 1+\frac{p}{\omega_L}} \cdot \frac{1+\frac{p}{\omega_k}}{1+\frac{p}{\omega_L}}$$

Legyen $\omega_1 < \omega_L$. Ebben az esetben az ω_L és ω_2 frekvenciák mértani középfrekvenciáján hatásukra a fázistolás pontosan 90° . A hurokerősítés fáziszöge figyelembe véve ω_1 hatását maximum 180° . Ha erre a frekvenciára helyezzük el az ω_k zérust, a hurokerősítés fázistartaléka nagyobb vagy egyenlő 45° -kal. Tehát a kompenzáló zérust, azaz R_k ellenállást az

$$\omega_k \leq \sqrt{\omega_L \cdot \omega_2}$$

összefüggés szerint kell méretezni.

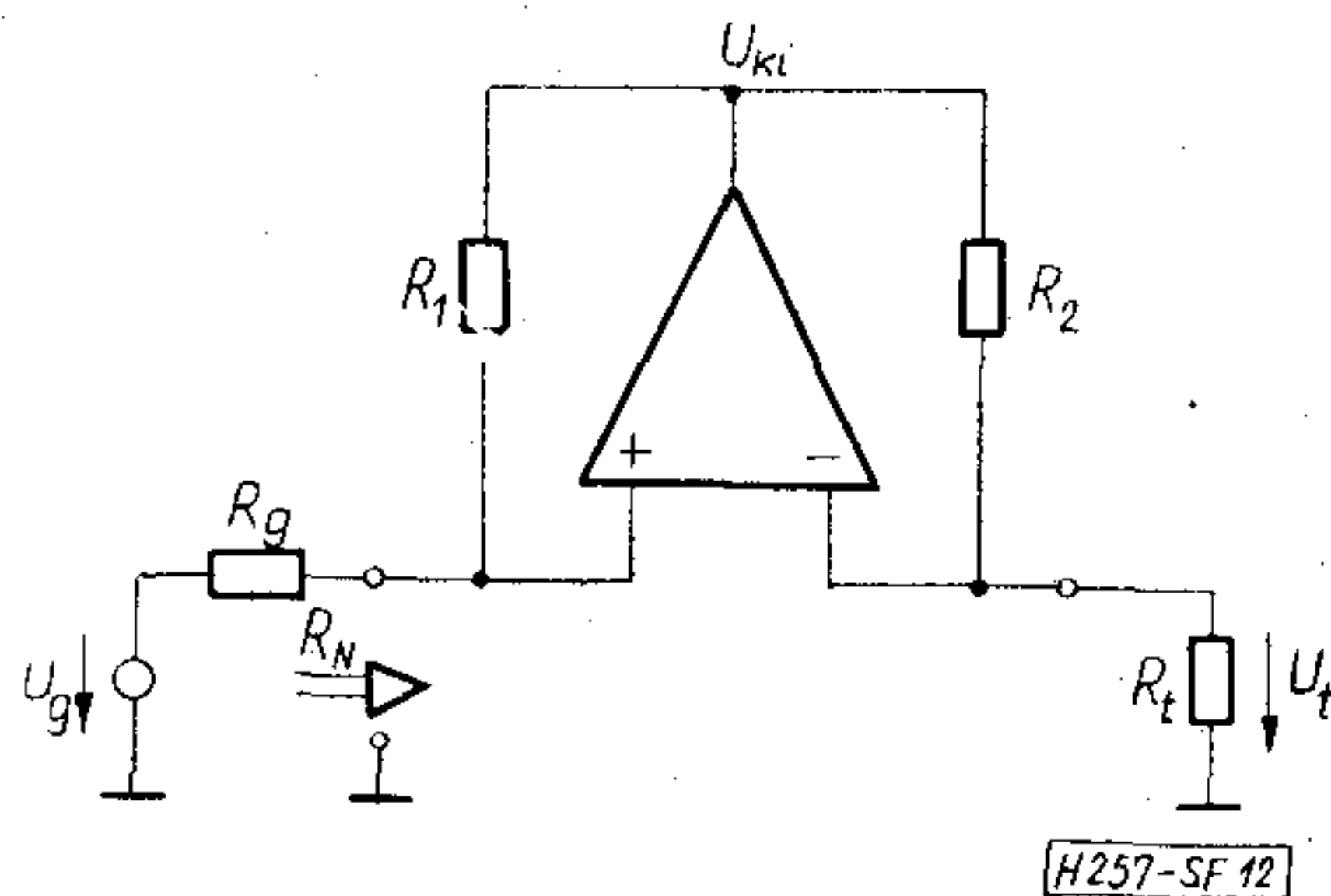
A megfontolás igaz akkor is, ha $\omega_L < \omega_1$. Ebben az esetben

$$\omega_k \leq \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$$

kell legyen.

Áramfordító negatív impedancia konverter (INIC)

A 12. ábra egy INIC-cel megvalósított negatív bemenő ellenállású feszültség erősítőt mutat. Az áramkört R_g belső ellenállású feszültség-generátorral hajtjuk meg, a lezáró ellenállás R_t .



12. ábra

A kapcsolat feszültségátvittele

$$\frac{U_t}{U_g} = \frac{U_{ki}}{U_g} \cdot \frac{U_t}{U_{ki}}$$

ahol az $\frac{U_{ki}}{U_g}$ a (6) szerint számítható.

A második tényező áramköri egyeletéből

$$\frac{U_t}{U_{ki}} = \frac{R_t}{R_t + R_2} \left(1 + \frac{1}{A} \frac{R_2}{R_{be}}\right) \cong \frac{R_t}{R_t + R_2}$$

Ennek alapján:

$$\frac{U_t}{U_g} = \frac{1}{1 + \frac{R_g}{R_N}}$$

$$\frac{A \left(\frac{R_t}{R_t + R_2} - \frac{R_g}{R_g + R_1} \right) \frac{R_{be}}{R_{be} + R_t \times R_2 + R_g \times R_1}}{1 + A \left(\frac{R_t}{R_t + R_2} - \frac{R_g}{R_g + R_1} \right) \frac{R_{be}}{R_{be} + R_t \times R_2 + R_g \times R_1}}$$

ahol $R_N = -\frac{R_t}{R_2/R_1}$ az R_t ellenállással lezárt INIC bemenő ellenállása.

A nulla frekvencián vett stabilitás feltétele az

$$L_0 = \frac{R_{be}}{R_{be} + R_t \times R_2 + R_g \times R_1}$$

jelöléssel

$$A_0 L_0 \left(\frac{R_t}{R_t + R_2} - \frac{R_g}{R_g + R_1} \right) = H_0 > -1.$$

Az áramkör frekvenciastabilitásának feltétele:

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{H_0}$$

A szerzők ezúton mondanak köszönetet Dr. Barta István egyetemi tanárnak, dr. Házman István és dr. Komarik József egyetemi docenseknek értékes segítségükért.

IRODALOM

- [1] *Dr. Házman István*: Analóg integrált áramkörök kapcsolástechnikája. Tankönyvkiadó Budapest, 1972.
- [2] *Tietze—Schenk*: Halbleiter-Schaltungstechnik. Springer-Verlag Berlin — Heidelberg, 1971.
- [3] *K. H. Müller*: Frequenzkompensierung bei monolithischen Operationsverstärkern. Internationale Elektronische Rundschau 1968. Nr. 10.

- [4] Ins and outs of op amps. Electronics November, 1967.
- [5] Applications Engineering staff of SGS: The Application of Linear Microcircuits. Milanó, October, 1968.
- [6] *I. G. Graeme—G. E. Tobey—L. P. Huelsman*: Operational Amplifiers. Design and Applications. Mc. Graw-Hill Book Company New York 1971.
- [7] RCA Staff: RCA Linear Integrated Circuits IC--42. RCA, Harrison, New Jersey, 1970.

Kerekasztal a minőségről

Az MTESZ Központi Szabványosítási és Minőségügyi Bizottsága, a Magyar Szabványügyi Hivatal és az EOQC Magyar Nemzeti Bizottsága által szervezett „A minőség és a korszerű vezetés, 1974” konferenciához csatlakozóan a Híradástechnikai Tudományos Egyesület

A HÍRADÁSTECHNIKAI TERMÉKEK MINŐSÉGI KÉRDÉSEI

címmel 1974. május 14-én kerekasztal-megbeszélést tartott.

A megbeszélést szűkebb körű előkészítő értekezlet előzte meg, amelynek anyagát a kerekasztal résztvevőinek előre megküldtük.

A vitát *Dr. Almássy György*, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület főtitkára vezette.

A vita vezetésére az alábbi előadókat kértük fel

<i>Rác György</i> (MMEI):	Nemzetközi minőségellenőrző szervezetek
<i>Schmidt János</i> (BHG):	Approbációs rendszerek Külön minőségi kategória létrehozása a professzionális elektrotechnika elemei számára
<i>Balogh Albert</i> (HIKI):	Megbízhatóság és gyártás kapcsolata
<i>Dr. Szalay Béláné</i> (REMIX):	Minőségellenőrzés szervezete vállalati szinten
<i>Bánsághi Pál</i> (TRT):	A technológia és konstrukció, valamint a gyártás hatása a minőségre és megbízhatóságra Információ-visszacsatolás üzenetben belül
<i>Csitáry László</i> (HTSZ):	Professzionális híradástechnikai termékek minőségellenőrzése és a kapcsolódó problémák

A bevezető előadásokat élénk vita követte. A nagyszámú — közel 80 résztvevő — érdeklődése nem csökkent a délig tartó értekezleten. A legfontosabb vitatémákat az alábbiakban ismertetjük.

Magyarország részvétele a nemzetközi approbációs rendszerekben. A konferencia hozzászólói egyhangúlag helyesnek tartják, ha Magyarország csatlakozik az IEC által szervezés alatt álló approbációs rendszerhez, amely elektronikus alkatrészek minősítésével foglalkozik.

Több felszólaló kihangsúlyozta, hogy az elektronikus iparban számos bonyolult, nagyon drága ellenőrző műszerre van szükség, ezek beszerzésére központi támogatást volna célszerű kérni (OMFB, KGM) és a HTE is közreműködhetne a meglévő lehetőségek feltárásában, illetve a meglévő és később beszerzésre kerülő ellenőrző berendezések optimális kihasználásának előkészítésében.

Abban is egyetértett az értekezlet, hogy a konstrukció és a technológia határozza meg a minőséget és az ellenőrzésnek ezekre is ki kell terjednie. A technológiai sornak tartalmaznia kell a minőség ellenőrzéséhez szükséges eszközöket.

Kihangsúlyozta, hogy gazdaságos minőségi politikára van szükség. Roth szaktárs felhívta a figyelmet arra, hogy a vállalatok minőségi politikáját megfelelő marketing-tevékenységgel kell előkészíteni. Fel kell mérni, milyen piacra kívánnak szállítani, és mi a piacok műszaki igénye.

Az üzemeknek minőség tudatos (Quality conscious management) vezetésre van szüksége.

Az elektronikus ipart sújtó 100 millió forintot meghaladó veszteségeket, amelyek minőségi hibákból erednek, szintén

értékelte a konferencia, és műszaki kérdéseken kívül a jogi vonatkozásokra is felhívták a figyelmet.

Az elektronikus ipar eredményeket is fel tud mutatni minőségjavulás terén, mind a készülékek, mind az alkatrészek vonalán. A készülékek, berendezések és alkatrészek műszaki követelményeinek összhangban kell lennie az alkatrészekkel szemben támasztott minőségi követelményekkel. A magyar alkatrészekon kívül a szocialista tábor és részben a kapitalista országok termékeit is figyelembe kell venni. A HTE ezen a területen jelentős felmérő és szervező munkát tud végezni.

A HTE a nagy értékű vizsgáló és minőségellenőrző készülékek optimális kihasználásának megszervezését elő tudja segíteni.

Szükség van a nagy berendezések referenciavonalakon való kipróbálására, ehhez a Magyar Posta segítségét is igénybe kell venni.

Minőségorientált tudatot kell kialakítani a vállalatban belül a munkapadtól a vezérigazgatóig. A kerekasztal-megbeszélés eredményeként egy szűkebb körű bizottság határozati javaslatokat dolgozott ki, melyeket a konferencia záróülésén *Dr. Sütő Kálmán*, az MSZH elnökhelyettese, a konferencia elnöke ismertette:

HATÁROZATI JAVASLATOK

1. Szükséges, hogy — amint erre lehetőség nyílik — Magyarország csatlakozzék az IEC által, az elektronikus alkatrészek minősítésére szervezett nemzetközi approbációs rendszerhez, és ennek érdekében kérjük fel az érdekelt szervezeteket hogy a csatlakozás anyagi és szervezeti feltételeit munkálják ki.

2. Társadalmi javaslattétellel törekedni kell arra, hogy az anyagvizsgálatokhoz szükséges korszerű ellenőrző műszereket és berendezéseket lehessen beszerezni és a termelésbe beállítani, mind a technológia sorba, mind a végellenőrzésbe.

3. A nemzetközi (IEC, KGST) szabványosításban való fokozottabb részvétel alapvető fontosságú a hazai elképzelések érvényesítése és a nemzetközi minőségi színvonal figyelemmel kísérése céljából. Ennek érdekében a vállalati szakértők a jelenleginél nagyobb aktivizálása szükséges, különösen a híradástechnikai alkatrészek szabványosítása területén.

4. A gyártmányok megbízhatósági szintjének növeléséhez szükséges a megbízhatósági jellemzők meghatározása, ezen jellemzők rendszeres ellenőrzésének megszervezése és a felhasználók részére az adatszolgáltatás kialakítása.

5. A vállalatokat támogatni kell ama törekvésükben, hogy a technológiai sorok tartalmazzák a termék minőségének biztosítására szolgáló berendezéseket.

6. Javasolni kell a vizsgáló állomások műszaki fejlesztését, hogy a jelenlegi állami rendeletekben előírt feladataiknak maradéktalanul eleget tehessenek.

7. A Híradástechnikai Tudományos Egyesület mérje fel az elektronikus iparban fejlesztésre kerülő berendezésekkel és készülékekkel, valamint az azokban felhasznált hazai és import alkatrészekkel szemben támasztható indokolt megbízhatósági követelményeket.

8. A HTE végezze el az iparágban belüli olyan jellegű berendezések felmérését, amelyek megbízhatósági és minőségi vizsgálatok céljára alkalmasak.

A felmérés nyomán az Egyesület dolgozzon ki javaslatot

- a vizsgáló kapacitás fejlesztésére az elektronikai ipar 5. ötéves tervének időszakára;
- hozzanak létre az iparágban belül az egyik tömeggyártó vállalatnál a megbízhatósági és minőségi vizsgálatok célját szolgáló optimális modellt.

Mérey Imváné
a HTE főtitkár helyettese

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.56:001.24:581.32

Prónay G.:

Elosztott paraméterű esillapítók számítógépes modellezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 7. sz.

A tanulmány földszimmetrikus és földaszimmetrikus geometriai elrendezésű elosztott paraméterű esillapítók analizését (hullámparamétereinek számítását) és tervezési módszereit tárgyalja. A esillapítók geometriai szimmetriáját kihasználva, a Bartlett—Brune-tételt alkalmazzuk a számítások egyszerűsítésére. A hullámparaméterek meghatározásának módszere a Schwartz—Christoffel-transzformáció.

ETO 621.373.029.6:621.391.822.08

Menjajlo A.:

Mikrohullámú oszcillátorok FM és AM zajának mérése kettős TE_{111} módon működő diszkriminátor segítségével

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 7. sz.

A cikk kettős TE_{111} módon működő üregrezonátorral épített rendszer leírását, a rendszerhitelesítés módszereit, gyakorlati eredményeit tartalmazza. A mérések a teljes zajnak, AM és FM komponensekre való szétbontásán keresztül történnek. A rendszerre jellemző: egyszerű konstrukció, könnyű felhasználás, elég nagy érzékenység.

ETO 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher K.:

Számítógép-programok katalógusa, 1973

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 7. sz.

Az összeállítás közli a Budapesti Műszaki Egyetem Híradástechnikai Elektronika Intézete által nyilvántartott híradástechnikai és elektronikai vonatkozású számítógép-program-nyilvántartás 1973. évi szaporulatát.

ETO 621.375.13:681.335

Dr. Simon Gy.—Fülöp T.:

Műveleti erősítő kapcsolások frekvenciakompenzálása

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 7. sz.

A szerzők a cikkben a műveleti erősítők erősítésének frekvenciafüggő viselkedéséből adódó frekvencia stabilitási probléma megoldását tárgyalják. Ismertetik a stabil visszaesatolt erősítést biztosító hurokerősítés karakterisztika kialakítását. Az ismertített alkalmazási példák: összeadó kapcsolat, analóg integrátor, dinamikus integrátor, differenciáló kapcsolat, áramfordító negatív impedanciakonverter (INIC).

Summaries

UDC 621.372.56:001.24:681.32

Prónay, G.:

Computer Modelling of Attenuators with Distributed Parameters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 7

In the paper the analysis (calculation of the image parameters of the attenuator) and the method of design of attenuators with distributed parameters and of earth balanced and unbalanced geometrical layout are discussed. Making use of the geometric symmetry of the attenuators the Bartlett-Brune theorem is applied to simplify the calculations. The method of determination of the image parameters is the Schwarz-Christoffel transformation.

Обобщения

ДК 621.372.56:001.24:681.32

Пронай, Г.:

Моделирование ЭВМ аттенуаторов с распределенными параметрами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 7

Статья трактует анализ (расчет волновых параметров) и методы проектирования аттенуаторов с распределенными параметрами симметричного и несимметричного геометрического расположения. Используется теорема Барлетт-Бруне к расчетам, по причине геометрической симметрии аттенуаторов. Методом определения волновых параметров является трансформация Шварца-Христоффеля.

ДК 621.373.029.6:621.391.822.08

Меняйло, А.:

Измерение шумов АМ и ЧМ микроволновых осцилляторов с помощью дискриминаторов двойной моды TE_{111}

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 7

Статья содержит описание установки с объемным резонатором, работающим на двойном моде TE_{111} , методы ее калибровки и практические результаты. Измерение проводится разложением полного шума на составляющие АМ и ЧМ. Установка характеризуется простой конструкцией, легким применением и достаточно высокой чувствительностью.

ДК 621.39:681.3.06(085)

Д-р Гехер, К.:

Каталог программ вычислительных машин 1973

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 7

Составление дает прирост в г. 1973 ведомости программ вычислительных машин касающихся техники связи и электроники, изготовленной Институтом Связи и Электроники Будапештского Технического Университета.

ДК 621.375.13:681.335

Д-р Шимон, Г.—Филеп, Т.:

Частотная компенсация схем операционных усилителей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 7

Авторы рассматривают в статье решение проблемы неустойчивости частоты вызванной зависимостью усиления от частоты операционных усилителей. Излагается осуществление характеристики петли усиления с обеспечением стабильной обратной связи. Показанные примеры: суммирующая схема, аналоговый интегратор, дифференцирующая схема, преобразователь отрицательного импеданса с инверсией тока.

Zusammenfassungen

ДК 621.372.56:001.24:681.32

Prónay, G.:

Rechnermodellbau von Dämpfern mit verteilten Parametern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 7

In dem Artikel wird die Analyse (Berechnung der Wellenparameter der Dämpfer) und Entwurfsmethode der Dämpfer mit verteilten Parametern von erdsymmetrischer und erdunsymmetrischer geometrischer Anordnung, erörtert. Ausnützend die geometrische Symmetrie der Dämpfer, wird zu Vereinfachung der Berechnungen der Bartlett-Brune'sche Satz angewendet. Die Bestimmungsmethode der Wellenparameter ist die Schwarz-Christoffel'sche Transformation.

UDC 621.373.029.6:621.391.822.08

Menjajlo, A.:

Measurement of the FM and AM Noise of Microwave Oscillators by the aid of Discriminators Operating in the Double TE_{111} Mode

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 7

The paper contains the description of the system comprising a cavity resonator operating in the double TE_{111} mode, the methods of calibration of the system and some practical results. The measurements are carried out by decomposing the total noise in AM and FM components. The system is characterized by simple construction, easy application and sufficiently high sensitivity.

UDC 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

1973 Computer Programme Catalogue

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 7

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

UDC 621.375.13:681.335

Dr. Simon, Gy.—Fülöp, T.:

Frequency Compensation of Circuits of Operational Amplifiers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 7

The authors discuss the solution of the frequency stability problems arising from the frequency-dependent behaviour of the gain of operational amplifiers. The development of the characteristics of the loop gain ensuring the stable feedback amplification is presented. The presented examples of application are as follows: summation circuit, analogue integrator, dynamic integrator, differentiating circuit, inversion negative impedance converter (INIC).

CDU 621.372.56:001.24:681.32

Prónay, G.:

Simulation par un ordinateur des atténuateurs à paramètres distribués

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 7

L'article traite l'analyse (calcul des paramètres d'image) et méthodes de projets des atténuateurs à paramètres distribués des disposition géométrique symétrique et asymétrique. Utilisant la symétrie géométrique le théorème de Bartlett-Brune a été employé pour simplifier les calculs. La méthode de la détermination des paramètres d'image c'est la transformation Schwartz-Christoffel.

CDU 621.373.029.6:621.391.822.08

Menjajlo, A.:

Mesure du bruit MA et MF des oscillateurs à microondes par un discriminateur à mode double TE_{111}

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 7

L'article expose la description, méthodes de calibration et résultats pratiques d'un dispositif comprenant une cavité résonnante à mode double TE_{111} . Les mesures sont faites par la décomposition du bruit total en composants MA et MF. Caractéristiques du dispositif sont: construction simple, application facile, sensibilité assez haute.

DK 621.373.129.6:621.391.822.08

Menjajlo, A.:

FM und AM Geräuschmessung von Mikrowellenoszillatoren mit Diskriminator von TE_{111} Betrieb

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr. 7

Der Artikel enthält die Beschreibung des mit Hohlraumresonator gebauten und in doppeltem TE_{111} Modus funktionierenden Systems, ferner dessen Eichmethoden und einige praktische Ergebnisse. Die Messungen werden mit Hilfe der Zerlegung des totalen Geräusches in AM und FM Komponenten ausgeführt. Einfache Konstruktion, leichte Anwendung, genügend hohe Empfindlichkeit charakterisieren dieses System.

DK 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

Rechnerprogramm-Katalog, 1973

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 7

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

DK 621.375.13:681.335

Dr. Simon, Gy.—Fülöp, T.:

Frequenzkompensation der Schaltungen von Operationsverstärkern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 7

In dem Artikel wird die Lösung des Frequenzstabilitätsproblems, welches sich vom frequenzabhängigen Benennen der Verstärkung von Operationsverstärkern ergibt. Die Entwicklung der Charakteristik der Schleifenverstärkung, welche eine stabile rückgekoppelte Verstärkung sichert, wird beschrieben. Die erörterten Anwendungsbeispiele sind die Folgenden: Addierschaltung, Analogintegrator, dynamischer Integrator, Differenzierschaltung, Negativimpedanz-Umformer mit Stromdrehung.

Résumés

CDU 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

Catalogue des programmes pour ordinateurs, 1973

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 7

La composition donne l'augmentation en 1972 du registre des programmes pour ordinateurs, concernant la technique de la télécommunication et électronique compilé par l'Institut pour Télécommunication et Electronique de l'Université Technique de Budapest.

CDU 621.375.13:681.335

Dr. Simon, G.—Fülöp, T.:

Circuits d'amplificateurs opérationnels compensés en fréquence

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 7

Les auteurs traitent dans l'article la solution du problème de la stabilité de fréquence produit par la dépendence de fréquence de l'amplification des amplificateurs opérationnels. La réalisation d'une caractéristique d'amplification en boucle produisant une réaction stable est exposée. Exemples réalisés sont: circuit de sommation, intégrateur analogue, intégrateur dynamique, circuit de différentiation, convertisseur d'impédance négative à inversion de courant.

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: 1096 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: „KULTURA” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 74.2023 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25.375