

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

9

TARTALOM

25 éves a BME Villamosmérnöki Kara	257
DR. VÁGÓ ISTVÁN: Lineáris hálózatok állapotegyenleteinek felírása nullátor-norátor modellek felhasználásával	258
DR. FERENCZY PÁL: Fáziszárt hurok (PLL) áramkör alkalmazása a SECAM dekóderben	262
A BME Villamosmérnöki Kara 25 éves jubileumával kapcsolatban beérkezett további cikkek felsorolása	265
FAZEKAS KÁLMÁN—VÁRY ALBERT—KISS ATTILA—TÓTH LÁSZLÓ: Televíziós videojelek Walsh-transzformációja	266
GÁLFI ISTVÁN: Rádiólokátorok detekciós tulajdonságainak vizsgálata, adaptív eljárások alkalmazása optimális detekciós tulajdonságok elérésére	271
GEFFERTH LÁSZLÓ—PRÓNAY GÁBOR—DR. SOLYMOSI JÁNOS—TRÓN TIBOR: Elosztott paraméterű aktív RC áramkörök	275
A BME Villamosmérnöki Kar Ünnepi Tudományos Ülésszak rendezvényei	280
TÓTH ENDRE: Nyomtatott huzalozású lemezek előállításának néhány galvántechnológiai kérdése ...	281
Szemle	285 286
Pályázati felhívás	286
Tartalmi összefoglalások	287
Обобщения	287
Zusammenfassungen	B/III.
Summaries	B/III.

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

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 74.2276 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25.375

25 éves a BME Villamosmérnöki Kara

Megalakulásának huszonötödik évfordulójához érkezik ez évben a Budapesti Műszaki Egyetem Villamos mérnöki Kara. 1949. november 28-án jelent meg a Népköztársaság Elnöki Tanácsának törvényerejű rendelete, amely Műszaki Egyetem új szervezetein belül a Villamosmérnöki Kar felállítására is intézkedett. E rendelet szerves része volt annak az intézkedéssorozatnak, amely az első ötéves tervben megkezdett nagyarányú iparfejlesztés hosszabb távú szakemberellátásáról kívánt gondoskodni. Az elektrotechnika területén mutatkozó fejlődési tendenciák, a hazai villamosipar helyzete, világossá tették az előkészítő munkában résztvevők előtt, hogy a villamosmérnöki tevékenység túl fog nőni azokon a kereteken, amelyeket még kielégített a gépészmérnöki oktatáson belül az ideig folyó ágazati elektrotechnikai képzés.

Az élet igen hamar igazolta ezeket az elképzeléseket. A Kar megalakulása után rohamosan fejlődött mind a hallgatói és oktatói létszámokat, mind az átfogott tudományterületeket illetően. Ma közel két és félezer nappali hallgatójával és háromszázon felüli oktatójával az ország legnagyobb egyetemi karává vált.

Az elmúlt negyedszázadban több ezer villamosmérnököt adott az iparnak, ők alkotják ma a villamosipari üzemek, kutató- és tervezőintézetek műszaki vezérkarának jelentős részét. Nagy figyelmet szentelt a tudományos kutatásnak és a tudományos utánpótlás nevelésének. Oktatói között számos akadémiai tag, akadémiai doktor és kandidátus van. Tanszékei szerteágazó oktatási feladataik mellett mindig figyelemmel kísérték a világ technikai fejlődését és igyekeztek az új eredmények hazai megismertetését és tovább fejlesztését szolgálni. E lelkes és szakszerű munkának volt köszönhető, hogy az a nagy és rendkívül gyors fejlődés, amelynek az elmúlt évtizedekben a villamosmérnöki szakterületen tanúi voltunk, sohasem érte felkészületlenül a Kart.

Hogy csak néhány példát említsek: az automatika, félvezető technika, teljesítményelektronika, digitális és számítástechnika, elektronikai technológia, mérés- és adatfeldolgozás vonatkozásában bekövetkezett hatalmas változásokat igen rövid idő alatt képes volt oktatásába beilleszteni, kezdeményező szerepet vállalni a hazai fejlesztésben és számos új, nemzetközileg is elismert tudományos eredményt is produkálni.

A Kar igen nagy súlyt helyezett az iparral való szoros kapcsolatára, legjobb ipari szakembereink nagy számban vettek és vesznek részt oktatásunkban, oktató személyzetünk nagy szellemi kapacitását, tudományos felkészültségét mind volumenben, mind jelentőségében egyre növekvő mértékben használja az ipar termelési, fejlesztési problémáinak megoldásában.

Állandóan fejlesztjük oktatási és nevelési tevékenységünket tartalmában és módszereiben is. Igen sok úttörő kezdeményezést tettünk ezen a téren is.

Huszonöt éves jubileumunkról azonban nemcsak a múlt eredményeinek felidézésével akarunk megemlékezni. Minden múltba tekintésnek csak addig van értelme, amíg az a jelen és jövő munkáját segíti és szolgálja. Az októberben sorra kerülő tudományos ülésszakunkon ezért a jelenlegi tudományos tevékenységünkről, szakmai munkánkról akarunk áttekintést adni. A téma- és tevékenységi területeink szerteágazó volta miatt nem törekedhetünk teljességre, hanem egy-egy fontosabb kiragadott témával mutatjuk be a tanszékeinken, intézeteinkben folyó kutatást és fejlesztést.

Köszönetünket fejezzük ki a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek azért, hogy lehetővé tette a tudományos ülésszak e lap profiljába vágó anyagainak megjelentetését. E gesztus is szépen példázza azt a szoros kapcsolatot, amely a Villamosmérnöki Kar és az Egyesület között áll fenn.

Reméljük, hogy közös munkánk a tudományos és technikai haladásért a múlthoz hasonlóan a jövőben is hasznára válik az egész országnak.

Dr. Tuschák Róbert
dékán

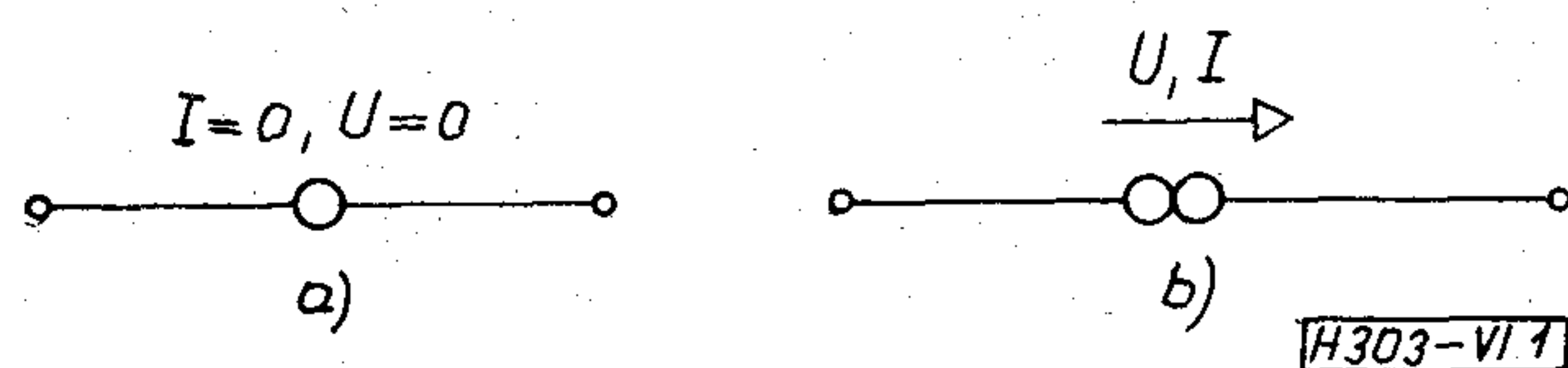
Lineáris hálózatok állapotegyenleteinek felírása nullátor-norátor modellek felhasználásával

ETO 519.14: 621.372.5.001.57

Ismeretesek olyan kapcsolások [1, 2], amelyekkel adott paraméterű kétkapuk modellezhetők nullátorokat, norátorokat és impedanciákat tartalmazó hálózatokkal. Ezek a modellek extrém paraméterű — így pl. ideális transzformátor, negatív impedancia konverter, girátor, áram- vagy feszültségvezérelt áram- és feszültségforrás — esetén is alkalmazhatók. Az ilyen modelleket tartalmazó hálózatok stacionárius állapotának analizisére számítási módszerek is rendelkezésünkre állnak [3, 4, 5, 6, 7]. E cikk a számítási módszereket kívánja teljesebbé tenni azáltal, hogy az említett modellek állapotegyenletének felírására mutat be egy módszert.

Kétkapu modellezése nullátor és norátor felhasználásával

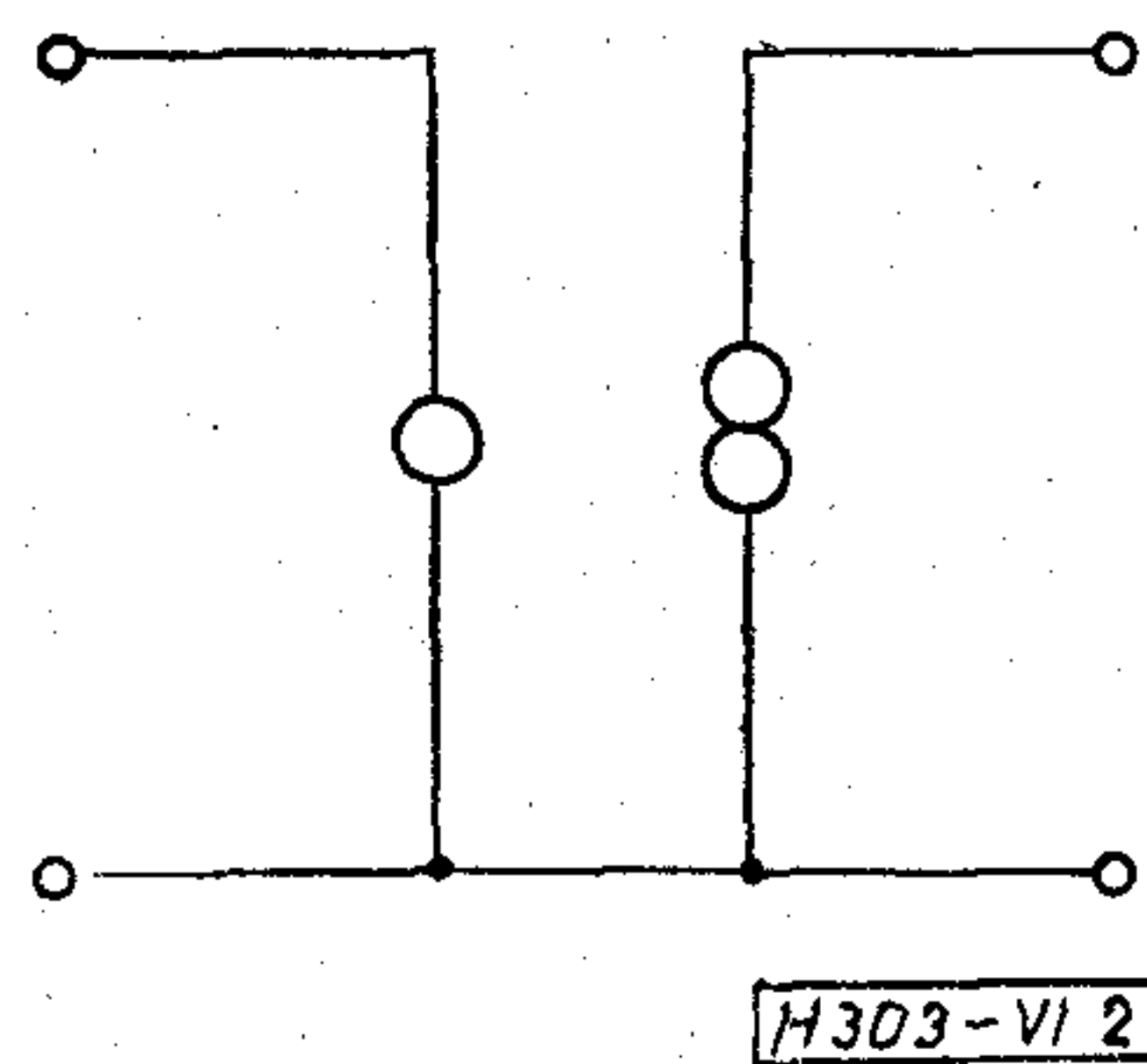
A nullátor olyan kétpólus, amelynek árama és feszültsége zérus. Jelölését az 1a ábrán tüntettük fel. A norátor árama és feszültsége között semmiféle megkötés nincs. Jelölése az 1b ábrán látható. Egy hálózatanalizis feladat egyértelműen megoldható, ha a hálózatot alkotó kétpólusok áramára és feszültségére egy összefüggés adható meg. A nullátor két megkötést jelent, a norátor pedig egyet sem. Ezért az egyenletek egyértelmű megoldhatóságához szükséges, hogy a hálózatban a nullátorok és norátorok száma egyenlő legyen.



1. ábra

Nullátornak és norátornak a 2. ábra szerinti összekapcsolásával nullort kapunk. A nullor olyan kétkapu, amelynek primer oldala nullátorhoz, szekunder oldal norátorhoz kapcsolódik. A nullor a műveleti erősítő modelljének tekinthető.

Ismeretes olyan általános eljárás, amellyel impedancia-, admittancia- vagy hibrid paramétereivel adott kétkapu nullátorokat, norátorokat és impedanciákat tartalmazó hálózati modellje megadható. Ennek részletes tárgyalását mellőzve a 3. ábrán bemutatjuk vezérelt források, a 4. ábrán impedancia,



2. ábra

admittancia vagy hibrid paramétereivel adott kétkapu egy-egy lehetséges modelljét.

A továbbiakban azt vizsgáljuk, hogy impedanciákból, nullátorokból és norátorokból álló hálózat állapotegyenletei hogyan írhatók fel.

Az állapotváltozók kiválasztása

A hálózat x állapotvektora olyan minimális elemszámú oszlopmátrix, amelynek elemei a hálózat állapotváltozói. Az állapotvektor eleget tesz az

$$\dot{x} = Ax + Bz \quad (1)$$

állapotegyenletnek, és ismeretében a hálózat valamennyi árama és feszültsége meghatározható. Az (1)-ben szereplő z jelöli a gerjesztőáramok, feszültségek időfüggvényének oszlopmátrixát, A és B a hálózat passzív elemeinek jellemzőitől és a hálózat felépítésétől függ, lineáris hálózat esetén a gerjesztő jelektől és az időtől független.

A villamos hálózatok állapotváltozója lehet a kondenzátorok töltése és a tekercsek fluxusa. Lineáris hálózatokban célszerű kondenzátorok feszültségét és tekercsek áramát állapotváltozónak választani.

Ha a hálózatban van olyan hurok, amely kizárólag kondenzátorokból, feszültségforrásokból és nullátorokból áll (kapacitív hurok), akkor a hurok egyik kondenzátorának feszültsége a hurkot alkotó többi elem feszültségével kifejezhető, vagyis ennek a kondenzátornak a feszültsége nem állapotváltozó.

Ha a hálózatban van olyan vágat, amely kizárólag induktívításokból, áramforrásokból és nullátorokból áll (induktív vágat), akkor a vágat egy induktivitásának árama a vágat többi ágának áramával kifejezhető, tehát ennek az induktivitásnak az árama nem állapotváltozó.

Megnevezés	Jellemző egyenlet	Helyettesítő kapcsolások
Feszültségvezérelt áramforrás	$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{Z} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$	
Feszültségvezérelt feszültségforrás	$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1+\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	
Áramvezérelt áramforrás	$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \mu & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1/\mu & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$	
Áramvezérelt feszültségforrás	$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Z & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	

H303-VI 3

3. ábra

A kétkaput jellemző egyenlet

A kétkaput jellemző egyenlet	Helyettesítő kapcsolás
$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} z_{11} &= Z_a \\ z_{12} &= Z_1 \\ z_{21} &= Z_2 \\ z_{22} &= Z_b \end{aligned}$
$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} y_{11} &= Y_a \\ y_{12} &= Y_1 \\ y_{21} &= Y_2 \\ y_{22} &= Y_b \end{aligned}$
$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} h_{11} &= Z_a \\ h_{12} &= \frac{Z_1}{Z_2} \\ h_{21} &= \frac{Z_3}{Z_4} \\ h_{22} &= \frac{1}{Z_b} \end{aligned}$

H303-VI 4

4. ábra

Az állapotváltozók száma a kapacitív hurkok és induktív vágatok számának összegével kisebb a hálózat kondenzátorainak és induktivitásainak együttes számánál.

Megemlítjük, hogy egyes esetekben rejtett kapacitív hurkok vagy induktív vágatok lehetnek a hálózatban (pl. negatív impedanciakonverter a szekunder oldali induktivitást a primer oldalra kapacitásnak transzformál, ami további kondenzátorokkal vagy feszültségforrással kapacitív hurkot alkothat). Ezzel a kérdéssel részletesebben nem foglalkozunk, mindössze a figyelmet kívántuk erre felhívni.

A továbbiakban olyan lineáris hálózatok vizsgálatára szorítkozunk, amelyekben kapacitív hurok és induktív vágat nincs, és ennek megfelelően az állapotváltozók a kondenzátorok feszültsége és az induktivitások árama.

A hálózat egyenleteinek felírása

A hálózat hurok- és vágategyenleteinek felírásához a hálózat grájában minden egyes ideális feszültség- vagy áramforrásnak, ellenállásnak, induktivitásnak, kapacitásnak, nullátornak, norátornak külön ág feleljen meg. Válasszuk a hálózat grájának fáját a következő módon. A feszültségforrást, nullátort vagy kondenzátort tartalmazó ág faág, az áramforrást, norátort vagy induktivitást tartalmazó ág kötőág legyen. Az ellenállást tartalmazó ágak részben faágak, részben kötőágak legyenek úgy, hogy a faágak a hálózat egy fáját alkossák. Ha a hálózat nem tartalmaz sem kapacitív hurkot, sem induktív vágatot, akkor az ágak fenti csoportosítása mindig lehetséges. Ennek alapján a hálózat ágait nyolc csoportba soroljuk:

1. ideális áramforrást tartalmazó kötőágak, számuk b_1 ;
2. norátort tartalmazó kötőágak, számuk b_2 ;
3. induktivitást tartalmazó kötőágak, számuk b_3 ;
4. ellenállást tartalmazó kötőágak, számuk b_4 ;
5. ellenállást tartalmazó faágak, számuk b_5 ;
6. kondenzátort tartalmazó faágak, számuk b_6 ;
7. nullátort tartalmazó faágak, számuk b_7 ;
8. ideális feszültségforrást tartalmazó faágak, számuk b_8 .

A nullátorok és a norátorok száma egyenlő, tehát $b_2 = b_7$. Sorszámozzuk az ágakat úgy, hogy az 1. csoportba tartozó ágak sorszáma legyen 1, 2, ..., b_1 , a 2. csoportba tartozóké $b_1 + 1, b_1 + 2, \dots, b_1 + b_2$, és így tovább a csoportok sorrendjében. A kötőágak által generált hurkok számozása egyezzen meg a megfelelő kötőágak számával, a vágatok pedig a generáló faágak sorszámaának sorrendjében kapják a számozást.

A hálózat független hurokegyenletei

$$\mathbf{B}u = 0 \quad (2)$$

alakban írhatók fel, ahol $\mathbf{B}$ a hálózat hurokmátrixa, u pedig az ágfeszültségek oszlop mátrixa. Particionáljuk $\mathbf{B}$ -t és u -t az ágak nyolc csoportjának megfelelően:

lelően:

$$\begin{matrix} b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 & b_7 & b_8 \\ b_1 & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & F_{11} & F_{12} & F_{13} & F_{14} \end{bmatrix} \\ b_2 & \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & F_{21} & F_{22} & F_{23} & F_{24} \end{bmatrix} \\ b_3 & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & F_{31} & F_{32} & F_{33} & F_{34} \end{bmatrix} \\ b_4 & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & F_{41} & F_{42} & F_{43} & F_{44} \end{bmatrix} \end{matrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \\ 0 \\ u_8 \end{bmatrix} = 0. \quad (3)$$

Fent, ill. bal oldalon feltüntettük az egyes mátrixblokkok oszlopainak számát.

Figyelembe véve, hogy $u_8 = u_0$ a feszültségforrások forrásfeszültségéből alkotott oszlop mátrix, az előbbi egyenletet a következő négy mátrixegyenlet alakjában írhatjuk fel:

$$u_1 + F_{11}u_5 + F_{12}u_6 + F_{14}u_0 = 0, \quad (4)$$

$$u_2 + F_{21}u_5 + F_{22}u_6 + F_{24}u_0 = 0, \quad (5)$$

$$u_3 + F_{31}u_5 + F_{32}u_6 + F_{34}u_0 = 0, \quad (6)$$

$$u_4 + F_{41}u_5 + F_{42}u_6 + F_{44}u_0 = 0. \quad (7)$$

A vágategyenletek

$$\mathbf{Q}i = 0 \quad (8)$$

alakban írhatók, ahol $\mathbf{Q}$ a hálózat vágat mátrixa, i pedig az ágáramokból alkotott oszlop mátrix. Particionáljuk ezeket is az ágak nyolc csoportjának megfelelően. Vegyük figyelembe, hogy az ágak, hurkok és vágatok előbbieik szerint sorszámozása esetén

$$\mathbf{B} = [\mathbf{1} \ \mathbf{F}] \quad \mathbf{Q} = [-\mathbf{F}^+ \ \mathbf{1}] \quad (9)$$

alakú, ahol $\mathbf{F}^+$ az $\mathbf{F}$ mátrix transzponáltja, $\mathbf{1}$ pedig egység mátrixot jelent. Így (8) a következőképpen írható:

$$\begin{matrix} b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 & b_7 & b_8 \\ b_5 & \begin{bmatrix} -F_{11}^+ & -F_{21}^+ & -F_{31}^+ & -F_{41}^+ & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ b_6 & \begin{bmatrix} -F_{12}^+ & -F_{22}^+ & -F_{32}^+ & -F_{42}^+ & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ b_7 & \begin{bmatrix} -F_{13}^+ & -F_{23}^+ & -F_{33}^+ & -F_{43}^+ & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ b_8 & \begin{bmatrix} -F_{14}^+ & -F_{24}^+ & -F_{34}^+ & -F_{44}^+ & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \\ 0 \\ i_8 \end{bmatrix} = 0, \quad (10)$$

ahol $i_1 = i_0$ az áramforrások forrásáramából alkotott oszlop mátrix. (10)-ből a következő egyenleteket írhatjuk fel:

$$-F_{11}^+i_0 - F_{21}^+i_2 - F_{31}^+i_3 - F_{41}^+i_4 + i_5 = 0, \quad (11)$$

$$-F_{12}^+i_0 - F_{22}^+i_2 - F_{32}^+i_3 - F_{42}^+i_4 + i_6 = 0, \quad (12)$$

$$-F_{13}^+i_0 - F_{23}^+i_2 - F_{33}^+i_3 - F_{43}^+i_4 = 0, \quad (13)$$

$$-F_{14}^+i_0 - F_{24}^+i_2 - F_{34}^+i_3 - F_{44}^+i_4 + i_8 = 0. \quad (14)$$

A (4)–(7), (11)–(14) egyenletek a hálózat Kirchhoff-egyenletei.

Az állapotegyenletek felírása

Az állapotegyenletek felírásához ki kell küszöbölni a Kirchhoff-egyenletekből azokat az áramokat és feszültségeket, amelyek nem állapotváltozók.

Első lépésben fejezzük ki a norátorok i_2 áramát (13)-ból. F_{23} kvadratikussá, mivel a nullátorok és norátorok száma egymással megegyezik. Ha F_{23} nem szinguláris, akkor

$$i_2 = -F_{23}^+{}^{-1}F_{33}^+i_3 - F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+i_4 - F_{23}^+{}^{-1}F_{13}^+i_0. \quad (15)$$

Helyettesítsük ezt (11)-be és (12)-be:

$$(F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{33}^+ - F_{31}^+)i_3 + (F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+ - F_{41}^+)i_4 + i_5 = (F_{11}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{13}^+)i_0, \quad (16)$$

$$(F_{22}^+F_{23}^+{}^{-1} - F_{33}^+)i_3 + (F_{22}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+ - F_{42}^+)i_4 + i_6 = (F_{12}^+ - F_{22}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{13}^+)i_0. \quad (17)$$

u_4 és i_4 , ill. u_5 és i_5 között az alábbi összefüggés írható fel:

$$u_4 = Ri_4, \quad \text{ill.} \quad i_5 = Gu_5, \quad (18)$$

ahol R és G diagonálmátrix. R főátlójában a 4. csoportba tartozó ágak ellenállása, G főátlójában az 5. csoportba tartozó ágak vezetése található. A (6), (7), (16), (17) egyenletből (18) felhasználásával i_4 kifejezhető:

$$i_4 = [R + F_{41}G^{-1}(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+)]^{-1} \cdot [F_{41}G^{-1}\{(F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{13}^+ - F_{11}^+)i_0 + F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{33}^+ - F_{31}^+)\} - F_{44}u_0 - F_{42}u_6]. \quad (19)$$

Hasonlóképpen

$$u_5 = [(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+)R^{-1}F_{41} + G]^{-1} \cdot [(F_{31}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{33}^+)i_3 + (F_{11}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{13}^+)i_0 - (F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+)R^{-1}(F_{42}u_6 + F_{44}u_0)]. \quad (20)$$

Az állapotváltozókat i_3 és u_6 tartalmazza. Ezekre az

$$u_3 = Li_3 = L\dot{i}_L \quad (21)$$

$$i_6 = C\dot{u}_6 = C\dot{u}_C \quad (22)$$

összefüggés írható fel, ahol a betű feletti pont az idő szerinti deriváltat jelöli, L és C diagonálmátrix. L főátlójában az indukció-együtthatók, C főátlójában a kapacitások szerepelnek.

(19), (20), (21), (22), (4), (5), (16) és (17) alapján a hálózat állapotegyenlete:

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L^{-1} & 0 \\ 0 & C^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L^{-1} & 0 \\ 0 & C^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ u_0 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

ahol

$$D_{11} = -F_{31}[(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+)R^{-1}F_{41} + G]^{-1} \cdot [F_{31}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{33}^+], \quad (24)$$

$$D_{12} = -F_{32} + F_{31}[(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+)R^{-1}F_{41} + G]^{-1} \cdot [F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+]R^{-1}F_{42}, \quad (25)$$

$$D_{21} = F_{32}^+ - F_{22}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{33}^+ - (F_{42}^+ - F_{22}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+)[F_{41}G^{-1}(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+) + R]^{-1}F_{41}G^{-1}(F_{31}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{33}^+), \quad (26)$$

$$D_{22} = (F_{22}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+ - F_{42}^+)[F_{41}G^{-1}(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+) + R]^{-1}F_{42}. \quad (27)$$

$$E_{11} = F_{31}(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+)R^{-1}F_{41} + G]^{-1}[F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{13}^+ - F_{11}^+]. \quad (28)$$

$$E_{12} = F_{31}[(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+)R^{-1}F_{41} + G]^{-1}(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+)R^{-1}F_{44} - F_{34}. \quad (29)$$

$$E_{21} = (F_{42}^+ - F_{22}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+)[F_{41}G^{-1}(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+) + R]^{-1}F_{41}G^{-1}(F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{13}^+ - F_{11}^+) + F_{12}^+ - F_{22}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{13}^+, \quad (30)$$

$$E_{22} = (F_{22}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+ - F_{42}^+)[F_{41}G^{-1}(F_{41}^+ - F_{21}^+F_{23}^+{}^{-1}F_{43}^+) + R]^{-1}F_{44}. \quad (31)$$

Ezzel a hálózat állapotegyenleteit felírtuk. Az állapotváltozók meghatározása után a (19) egyenletből a 4. csoportba tartozó ágak árama, (20)-ból az 5. csoport ágainak feszültsége, továbbá (18) alapján ezen ágak feszültsége és árama kiszámítható.

IRODALOM

- [1] Vágó I.—Hollós E.: Kétkapú modellezés nullátor és norátor felhasználásával. Híradástechnika XXIV. (1973) 236—239 p.
- [2] Davies A. C.: Nullator-norator equivalent networks for controlled sources. Proc. of IEEE, 1957, 722—723 p.
- [3] Vágó I.: Nullátorokat és norátorokat tartalmazó hálózati modellek számítása. Híradástechnika XXIV. (1973) 265—268 p.
- [4] Davies A. C.: Matrix analysis of networks containing nullators and norators. Electronics Letters, 1966, Vol. 2. No. 2. 48—49 p.
- [5] Fodor Gy.: The analysis of linear networks containing two-ports and coupled two-poles. Per. Polytechnica El. Eng. Vol. 17. (1973) No. 4. 321—332 p.
- [6] Mitra S. K.: Analysis and synthesis of linear active networks. New York, Wiley, 1969.
- [7] Fodor Gy.—Vágó I.: Villamosságtan 6. füzet. Bp. Tankönyvkiadó, 1973. (egyetemi jegyzet).
- [8] Fodor Gy.: The state equation of linear networks containing two-ports and coupled two-poles. Per. Polytechnica El. Eng. Vol. 17. (1973) No. 4. 333—340 p.
- [9] Desoer Ch. A.—Kuh E. S.: Basic circuit theory. New York, McGraw-Hill, 1969.

Fáziszárt hurok (PLL) áramkör alkalmazása SECAM dekóderben

ETO 621.397.127

A SECAM-rendszerű színes TV-vevőkészülék, vagy monitor egyik kulcsfontosságú áramköre a szélessávú FM-jel demodulátor. Több különböző eljárás, módszer ismeretes, amely a célnak megfelel, bár egy, vagy több paraméter szempontjából kívánni valót hagy maga után. Az alábbiakban összefoglaljuk azokat a kutatási eredményeket, amelyek a fáziszárt hurok (phase-locked loop) típusú áramkörök ilyen célra történő felhasználása során adódtak.

1. Követelmények az ideális SECAM jel demodulátorral szemben

Figyelembe véve a SECAM-rendszerű színes TV-jel kódolási előírásait [1], az ideális FM-jel demodulátornak a következő két követelményt kell kielégítenie:

a) A demodulátor kimenőfeszültsége legyen szigorúan arányos a bemenő jel pillanatnyi frekvenciájával, amennyiben az a 3,9 MHz...4,8 MHz frekvenciatartományba esik (statikus linearitás).

b) A kimenő jel pontosan kövesse a bemenő jel leggyorsabb pillanatnyi frekvenciaváltozását (kb. 2 kHz/ns) is (dinamikus linearitás).

A statikus linearitási követelmény frekvenciahatárait a SECAM kódolási rendszer paraméterei írják elő, hiszen a modulált színsegédvívok pillanatnyi frekvenciáinak alsó és felső határa 3900 kHz, ill. 4756 kHz, a modulált színsegédvívok pillanatnyi frekvenciái bármely időpillanatban e két határ közé eshetnek csupán ([1], 2.9.). Az ideális FM-detektornak tehát ezt a frekvenciatartományt kell tudnia feldolgozni. Meg kell azonban jegyezni, hogy ez a megállapítás csupán az FM-demodulátorra vonatkozik, az őt megelőző fokozatoknak a sáv szélessége, helyesebben amplitúdó és fázis menete ennél lényegesen szélesebb sávban (kb. $\pm 1,5$ MHz) kell hogy eleget tegyen a SECAM-rendszerben lefektetett követelményeknek (ún. haranggörbe erősítő amplitúdó és fázis menete [1], 2.11.).

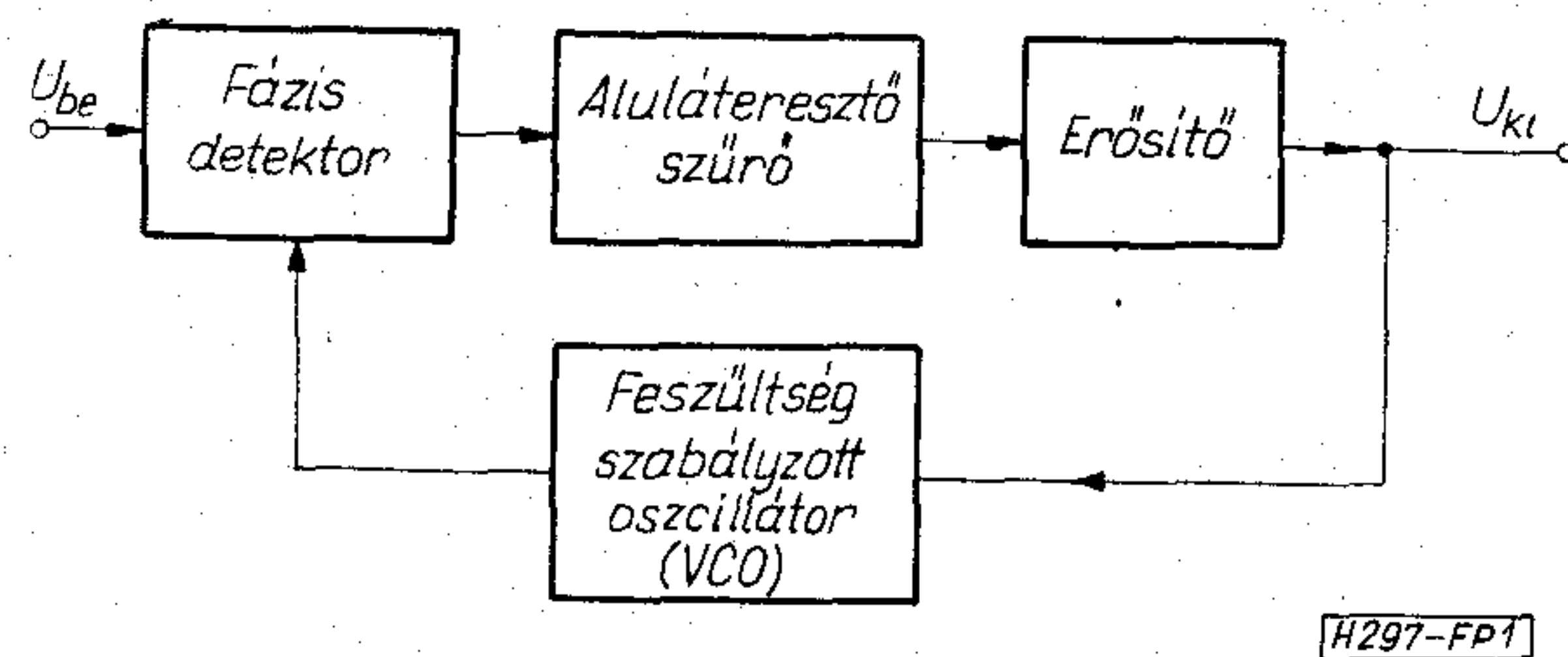
A dinamikus linearitási követelmény számszerű megszabásánál figyelembe kell venni a SECAM-rendszerű jelátvitel alapsávrá előírt előkiemelési előírását ([1], 2.7). Ismeretes, hogy már a 75% amplitúdójú színcsíkra legtöbb színátmeneténél az alapsávi szinkülönbségi jel eléri a határolási szintet, ami azt jelenti, hogy a színsegédvív pillanatnyi frekvenciája ezeknél a tranzienscsúcsoknál megegyezik a statikus linearitás fentebb megadott határértékei egyikével. Figyelembe véve továbbá az alapsávi szinkülönbségi jelre vonatkozó sávhatárolást is ([1], 2.16) ki-

számítható (illetve méréssel ellenőrizhető), hogy a kódolva átvitt szinkülönbségi jelek felfutási ideje kb. 350 ns és ezalatt az idő alatt a színsegédvív pillanatnyi frekvenciája változhat kb. 700 kHz-et is. Ebből $700 \text{ kHz}/350 \text{ ns} = 2 \text{ kHz/ns}$ maximális frekvenciaváltozási sebesség adódik.

Megjegyzendő azonban itt is, hogy a kb. 350 ns felfutási idő az átviteli útnak csupán a video előkiemelés és utóelnyomást megvalósító áramkörök közötti szakaszára érvényes csupán, a SECAM-rendszerű kódolással ténylegesen átvitt szinkülönbségi jel felfutási ideje elvileg kb. 500 ns.

2. Az FM detektorként használt fáziszárt hurok (PLL) tulajdonságai

A fáziszárt (vagy másképpen fázisszinkronizált) hurok (= phase locked loop = PLL) részletes analízise az irodalomban [2], [3] megtalálható, arra itt nem térünk ki. Felépítését tömbvázlatban az 1. ábra tünteti fel. Ebből közvetlenül belátható, hogy amennyiben a fáziszár fennáll a bemenő jel és a VCO között, akkor a kimenő feszültség arányos lesz a bemenő jel pillanatnyi frekvenciájával, hiszen a VCO egy lineáris feszültség-frekvencia átalakítónak tekinthető. Mivel pedig a fáziszár garantálja, hogy a VCO frekvenciája megegyezik a bemenő jel pillanatnyi frekvenciájával, így a bemenetre FM-jelet adva a kimeneten a demodulált FM-jel vehető le.



1. ábra. Fáziszárt hurok elvi felépítése

Vizsgáljuk meg a PLL-áramkör FM-jel demoduláló tulajdonságait tekintettel a SECAM-rendszerű kódolt színjelre.

a) Statikus linearitás. — Ebből a szempontból a PLL-áramkör feszültségszabályozott oszcillátorának (VCO) van döntő szerepe. A korszerű áramköri technika alkalmazása lehetővé teszi az ideálist igen jól megközelítő lineáris feszültség-frekvencia karakterisztika realizálását széles frekvenciasávban. Mivel relaxációs oszcillátorok hangolása RC-elemeket igényel csupán, pl. multivibrátorral olyan igen lineáris FM-demodulátor készíthető, amely áramkör nem tartalmaz hangolt kört.

b) Dinamikus linearitás. — A gyors frekvenciaváltozások követésének készsége alapvetően a PLL hurokáramkörének sávszélességétől függ. Ha a hurokban levő aluláteresztő szűrő, az erősítő, továbbá a fázisdetektor sávszélessége elegendően nagy, úgy a VCO követni tudja a bejövő jel leggyorsabb frekvenciaváltozását is. Jóllehet ez a körülmény a behúzási tartományt nagymértékben megnöveli, a SECAM-jel esetében ez — nem okoz problémát, mert a frekvenciasávban (videosáv) nincs olyan más, zavaró periodikus jel, amire a VCO hibásan ráhúzna.

Látható tehát, hogy nincs elvi akadálya annak, hogy PLL-áramkört használjunk SECAM-rendszerű kódolt jel demodulálására.

3. A SECAM-jel demodulálása integrált PLL-áramkör segítségével

A Signetics cég (USA) hozott elsőként forgalomba monolitikus integrált áramköri megoldásban PLL-áramköröket [4]. Az 560 típusszámú gyártmánycsalád egyes tagjai alkalmasak voltak SECAM-jel demodulálására. A kísérleteket az ezek közül rendelkezésre álló NE561B típusú PLL-áramkörrel végeztük. Az áramkör legfontosabb gyári adatai a következők:

NE561B:

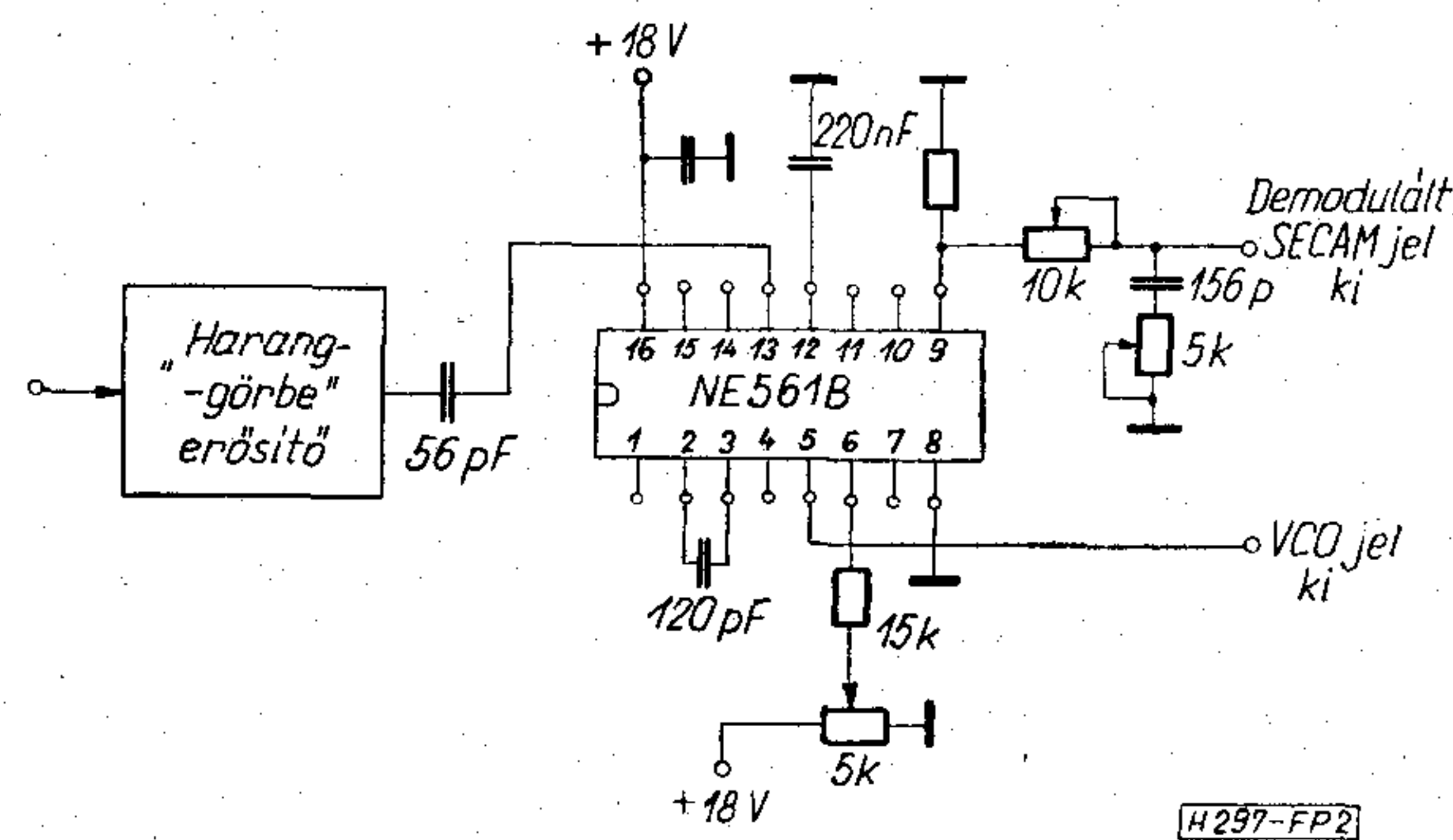
Felső frekvenciahatár	30 MHz
Max. követési (tartási) tartomány	$0,4 \cdot f_0$
FM demodulálási torzítás	0,3%
Löketerzékenység	$1 \text{ V}/0,05 \cdot f_0$
VCO frekvencia hőstabilitása	$\pm 6 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$
VCO frekvencia tápfeszültség függősége	0,3%/V
Ajánlott tápfeszültség-tartomány	+15 V...+26 V

Figyelembe véve, hogy SECAM-rendszerben $f_0 \approx 4,3$ MHz, e katalógusadatokból a következő konkrét szám adatok nyerhetők:

Max. követési tartomány	1,72 MHz
Löketerzékenység	4,65 mV/kHz

Mivel a 0,3%-os FM-demodulációs torzítás a teljes követési tartományra érvényes, így az adatokból következik, hogy az NE561 B (illetve a vele e szempontból egyenértékű 560B) jelentősen túlteljesíti a statikus linearitásra vonatkozó ideális követelményeket. (1,72 MHz szemben a szükséges 0,9 MHz-cel.) Nem elhanyagolható előnyt jelent továbbá az sem, hogy a SECAM-rendszerű jel maximális frekvencialöketére (alsó modulációs határtól a felsőig 900 kHz) a kiadott, demodulált feszültségváltozás több, mint 4 V.

Az integrált áramkör a maximális dinamikus linearitást akkor nyújtja, ha a hurok valamennyi eleme a lehető legnagyobb sávszélességű. Szabadsági fok csupán az aluláteresztő szűrő megvalósításában rejlik. Ennek azáltal adhatunk maximális sávszélességet, ha — hivatkozva a korábbi megfontolásainkra — külső szűrőelemet nem használunk, csupán az IC belső szórt kapacitásai által meghatározott szűrést hagyjuk érvényesülni. Mind ezt, mind pedig az

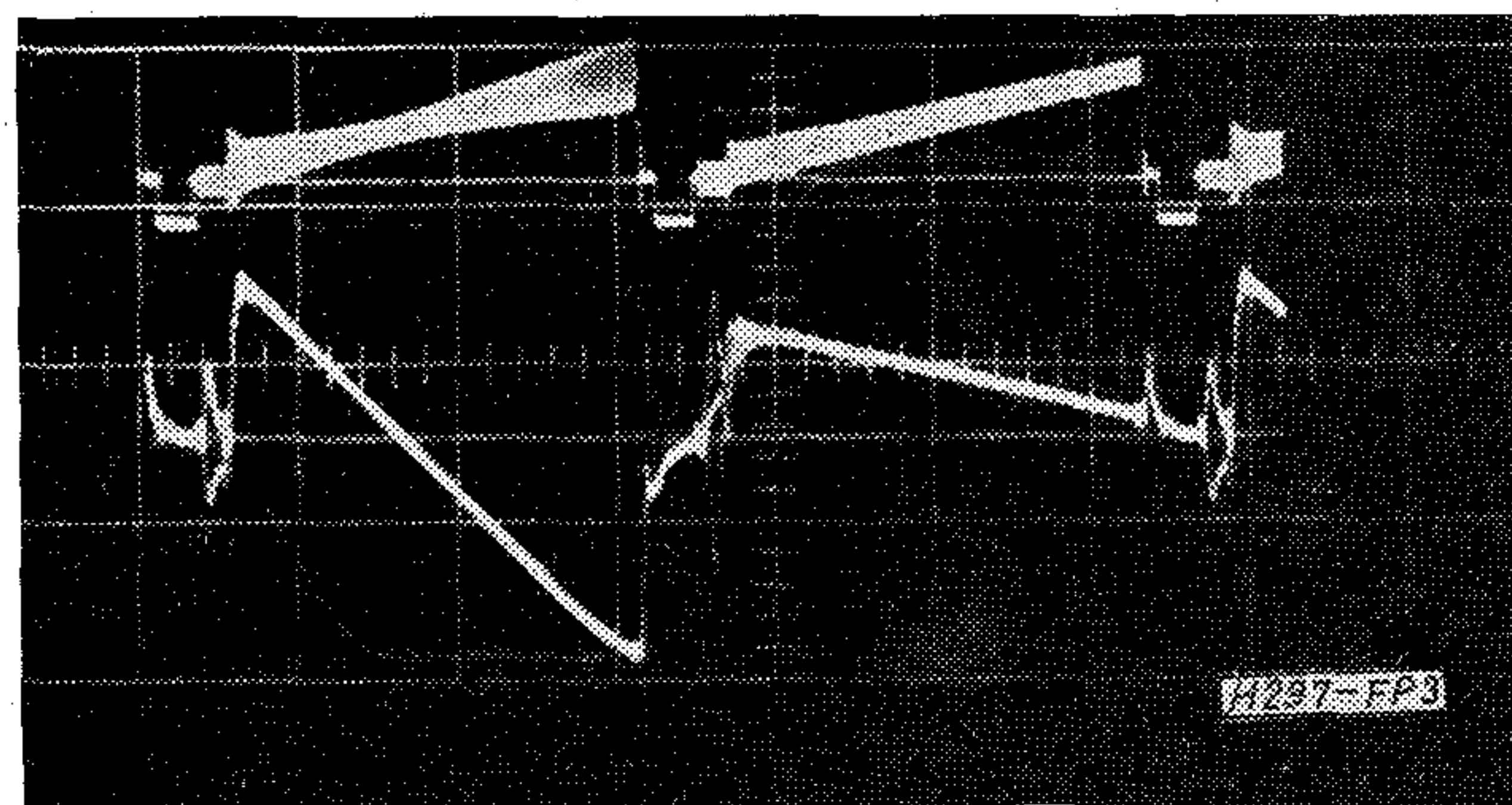


2. ábra. Az NE561B, mint SECAM-jel demodulátor

előbb vizsgált statikus linearitást természetesen végső fokon méréssel ellenőriztük, illetve mérés útján határoztuk meg.

Az NE561B integrált áramkörnek, mint szekvenciális SECAM-jel demodulátorának a méréseink során alkalmazott kapcsolási vázlatát a 2. ábra mutatja.

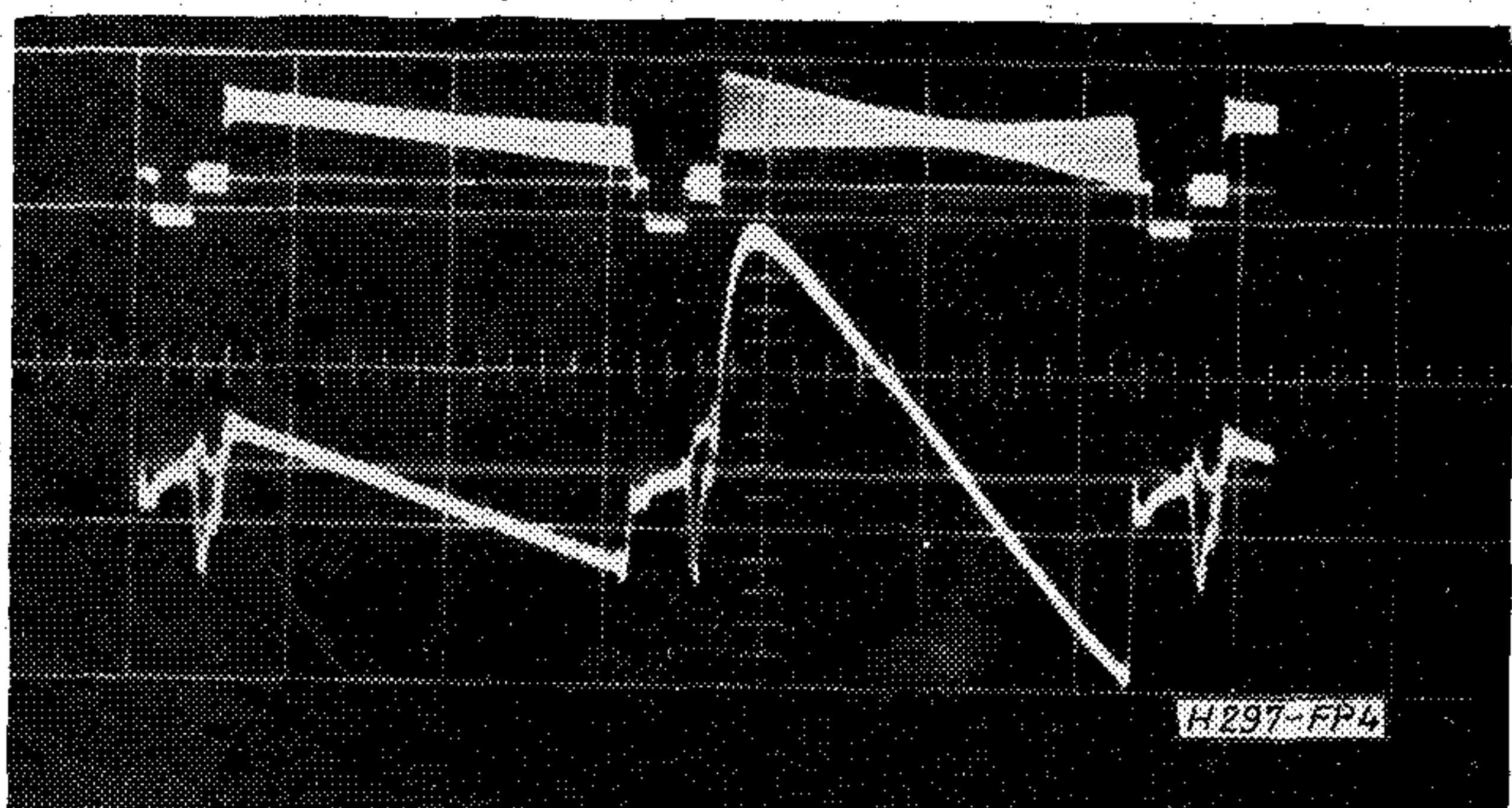
Ahhoz, hogy ellenőrizni lehessen, mennyire teljesíti az NE561B az ideális SECAM-demodulátorra vonatkozó követelményeket, szükséges, hogy a mérési elrendezés gondoskodjék a kódolt jelet ért valamennyi előtorzítás kompenzálásáról. A demodulálás előtt a nagyfrekvenciás („haranggörbe”) előkiemelés, a demodulálás után az alapsávi előkiemelés inverzét kell megvalósítani. Megjegyzendő, hogy a nagyfrekvenciás utóelnyomást nem annyira az FM-jel amplitúdómenetének, hanem főként és elsősorban az inverz haranggörbe erősítő fázistorzításának ellensúlyozására kell alkalmazni. (Az a tény, hogy az FM-jel egyidejűleg amplitúdóban is modulált, első közelítésben érdektelen lenne, hiszen a fáziszárt hurok alig érzékeny a bemenő jel amplitúdóváltozásaira.)



3. ábra. Lineáris, 100%-os kék-sárga átmenet. Felül: bemenő SECAM-jel 1 V/cm. Alul: demodulált SECAM-jel, 1 V/cm

Az áramkör statikus linearitási viszonyait a 3. és 4. ábrán bemutatott oszcillogrammok szemléltetik. A mérőjel létrehozásához sorfrekvenciás, pozitív, illetve negatív iránytangensű fűrészfeszültséget adtunk a SECAM-kóder RGB-bemeneteire értelemsszerűen úgy, hogy először a kék, majd a vörös színekülönbségi jelű tv-sorokban a soridő alatt a maximális frekvencialöket létrejöjjön. Bár a demodulált jel linearitását ezáltal egyaránt befolyásolja a kóder és demodulátor karakterisztikája, megfigyelhető a kivételesen jó lineáris feszültségváltozás.

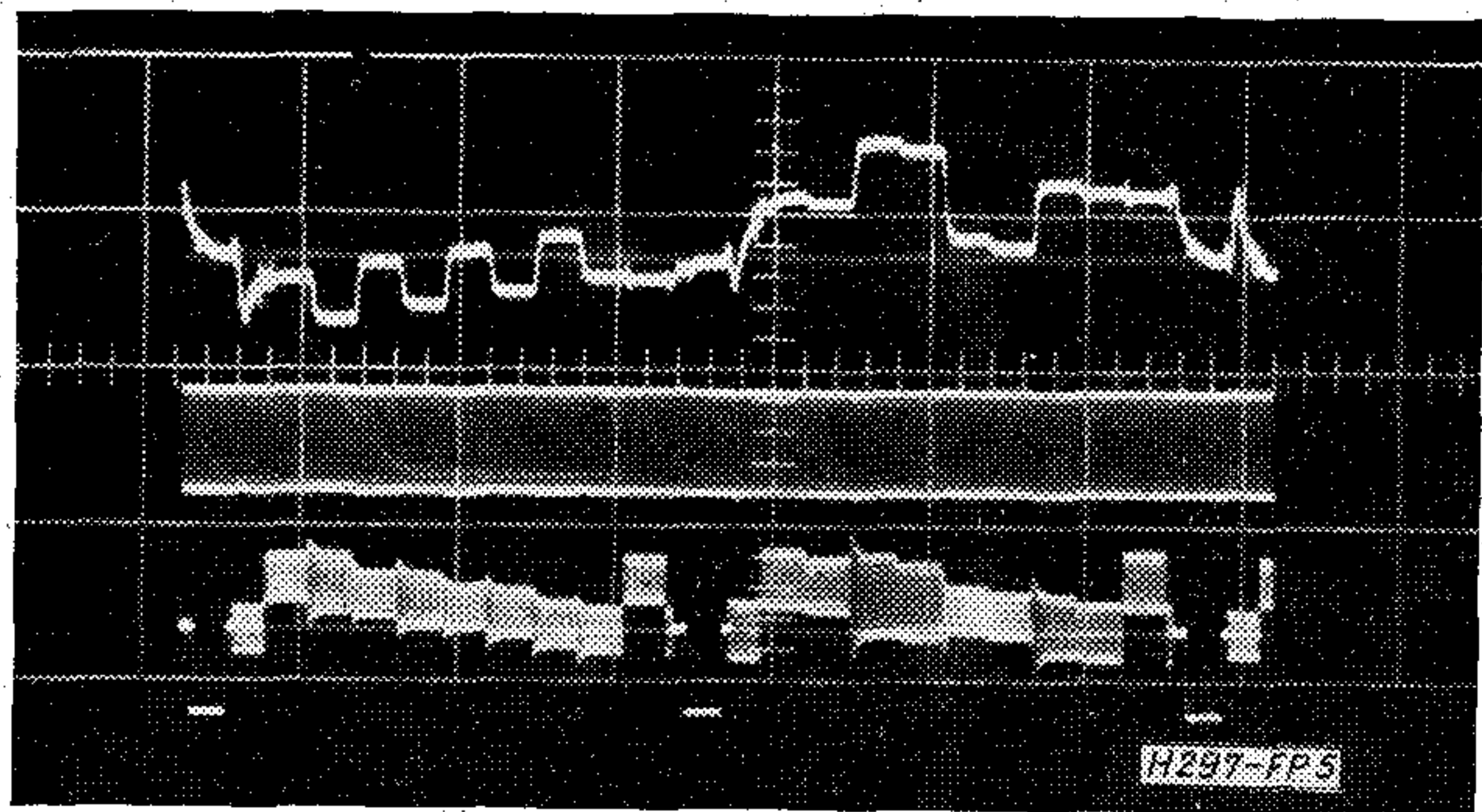
A dinamikus linearitás mérése célszerűen a 25.0.25.0



4. ábra. Lineáris, 100%-os cián-vörös átmenet. Felül: bemenő SECAM-jel, 1 V/cm. Alul: demodulált SECAM-jel, 1 V/cm

jelű (25% amplitúdójú) színsáv ábrával történt. Ennél ui. még a tranziens csúcsok nem érik el a modulációs határokat, így az alakhű jelátvitel feltétele elvileg teljesül. Az 5. ábra felvételének felső része mutatja a PLL-áramkörrel nyert demodulált jelet. Jól megfigyelhető ezen a kifogástalan impulzusalak-átvitel. A fel-, illetve lefutási idők mindenütt kb. 500 ns nagyságúak, ami a SECAM-rendszerű kódolással elérhető optimális határértéknek tekinthető.

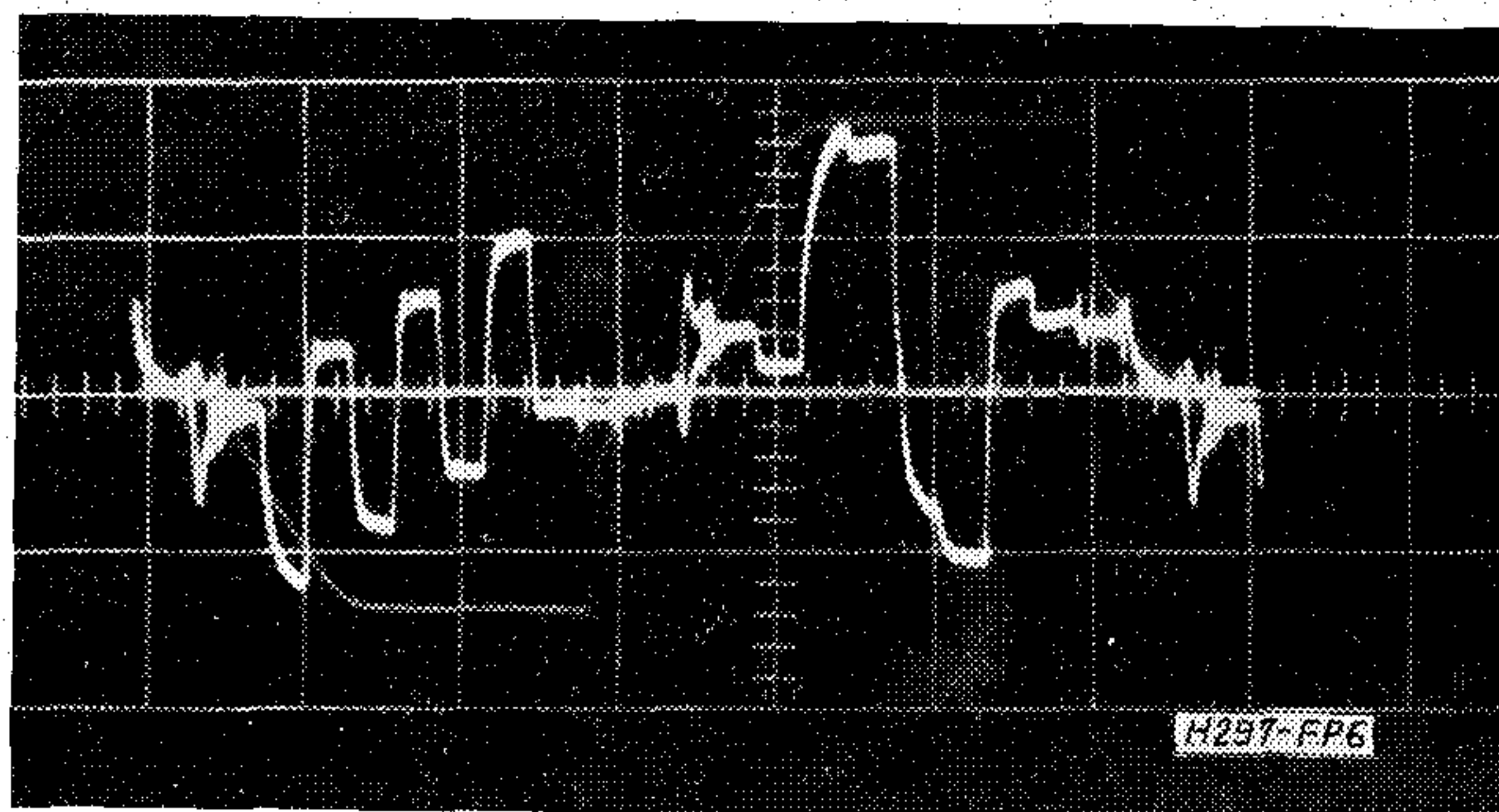
Az ábra középső részén a feszültségszabályozott oszcillátor (VCO) jele látható. Figyelemre méltó ezen a frekvenciaváltozás ellenére megmaradó amplitúdó egyenletesség.



5. ábra. 25.0.25.0. színsávra demodulált jele. Felül: demodulált SECAM-jel, 1 V/cm. Középen: VCO jele 1 V/cm. Alul: bemenő kódolt SECAM jel, 0,5 V/cm

Az oszcillátor természetesen nem áll le a sorvisszafutási idő alatt, hanem az ún. szabadon futó frekvenciájával tovább rezeg egészen addig, a míg a következő tv-sor elején a modulálatlan színsegédvívó be nem lép. Itt figyelhető meg a PLL-áramkör egyetlen negatív tulajdonsága: ahhoz, hogy a fáziszár ismét beálljon, véges idő kell, és ezelőtt a VCO szabályozó feszültsége (=kimenő detektált feszültség) kedvezőtlen fázistalálkozási szög esetén (l. pl. R-Y sorok kezdetét) a helyes értéktől először távolodni kezd. Ez a feszültséglengés — a deefázis karakterisztika miatt — tetemes hosszúságú lecsengési idejű lehet (a példában kb. 5 μ s), és a behúzási tranziens megzavarhatja a hasznos soridő elején levő színátvitelt.

Ha viszont a fáziszár egyszer már létrejött, a vizsgált PLL-áramkör még a legdrasztikusabb frekvencia-

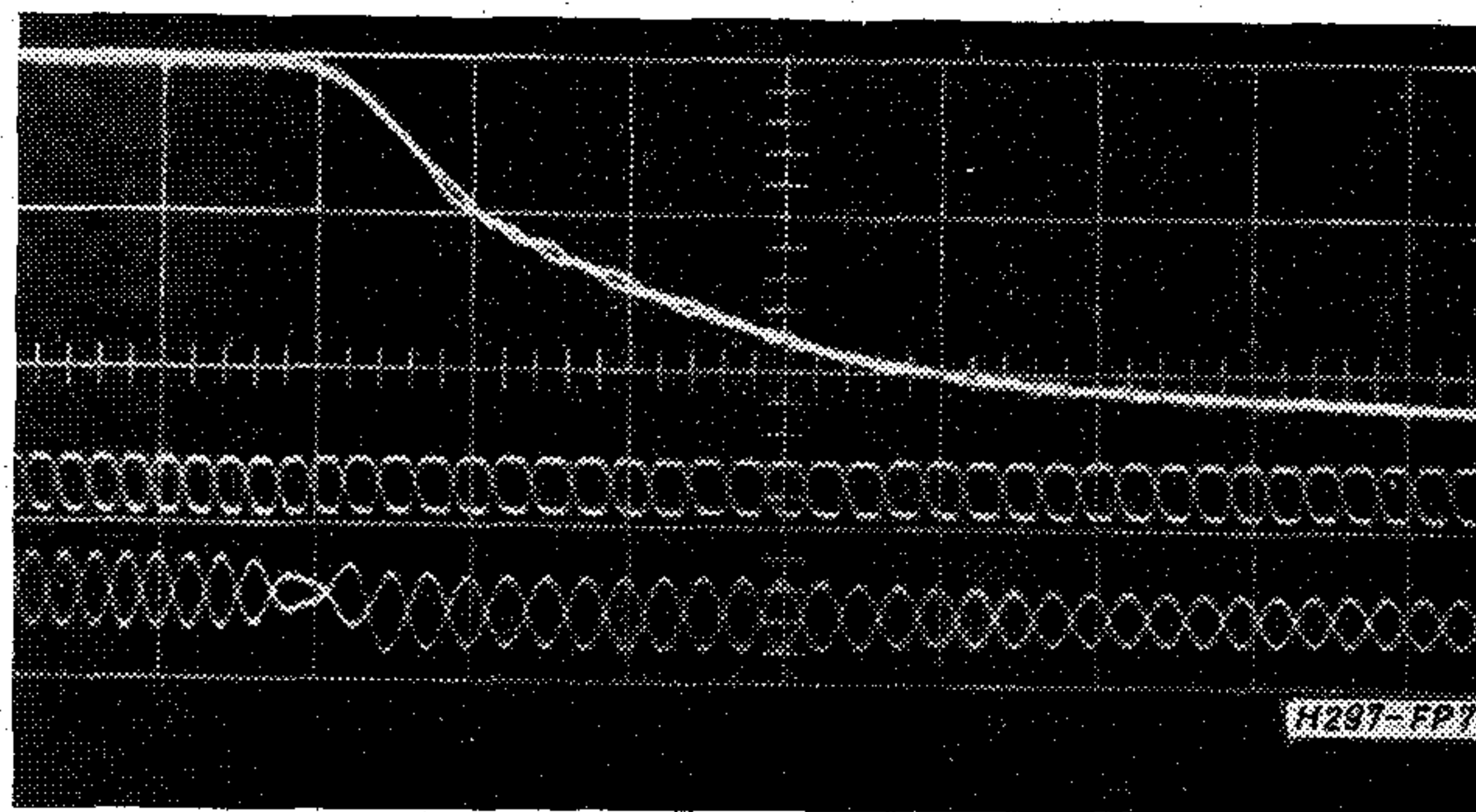


6. ábra. 100.0.100.0. színsávra demodulált jele. Lépték: 1 V/cm, ill. 20 μ s/cm

változás esetén sem esik ki a szinkronból. Ezt illusztrálják a 6. és 7. ábra oszcillogramjai.

A 6. ábra két tv-sor egymás utáni demodulált képét mutatja 100%-os (100.0.100.0) színsávjelet tartalmazó bemenőjel esetén. Az impulzusalakok eltorzulását a SECAM-rendszer elvi korlátai okozzák: a kóderben a nagyamplitúdójú színtranziensek vágása következtében az eredeti moduláló jel elvileg sem reprodukálható alakhűen a demodulálás után. Tekintsük most az (R-Y) sorokban a zöld-bíbor átmenetet. Ennek nagyított képét a 7. ábra felső része mutatja.

A 7. ábrán mindhárom jelalakra vonatkozóan a vízszintes lépték 500 ns/cm. Középen a VCO jele (1 V/cm) látható. Ez utóbbi alapján lemérhető, hogy a zöld-bíbor színtranzien kezdeté balról 15 mm-nél, a határolással végződő másik vége ugyancsak balról számítva kb. 25 mm-nél van. A tranziens tehát mintegy 500 ns alatt zajlik le, mialatt a frekvencia kb. 4,8 MHz-ről 3,9 MHz-re (alsó határolási szint) csökken. A 7. ábra VCO-jelének a bemenő jellel periódusról periódusra való egybevetésével egyszerűen belátható, hogy a fáziszár egyetlen pillanatra sem szűnik meg, a VCO frekvenciája hűen követi periódusról periódusra a bejövő jel frekvenciaváltozását. Ami a két jel fázishelyzetét illeti, megfigyelhető, hogy az ábra bal oldalán (0...15 mm között) és balközépen (25...50 mm között) a két jel egymáshoz képest kb. 180°-os fáziscsúszást mutat. Ez egyezik azzal, hogy a vizsgált PLL-áramkör követési tartománya kb. megegyezik a SECAM-jel frekvencia-löket-tartományával, (3,9 MHz...4,8 MHz), és a fázisdetektor (l. 1. ábra) a működési tartományának a széléig igénybe van véve. Maga a demodulált jel



7. ábra. 100.0.100.0. színsávra zöld-bíbor átmenete kinagyítva az (R-Y) sorokban. Vízszintesen 500 ns/cm. Felül: demodulált jel, 1 V/cm. Középen: VCO jele, 2 V/cm. Alul: bemenő SECAM-jel, 1 V/cm

természetesen itt nem mutathatja ezt a gyors átváltást, hiszen a deemfázis áramkör hatására minden gyors változás „ellaposodik”.

4. Összefoglalás

Az előzőekben röviden áttekintettük a fáziszárt hurok (PLL)-áramkörök alkalmazhatósági kérdéseit SECAM-rendszerű színes televízió dekóderben. Megállapítottuk, hogy mind a statikus, mind a dinamikus linearitási követelményeket elvileg kifogástalanul teljesíteni tudja. A gyakorlati méréssel megvizsgált

NE561B (Signetics) integrált áramköri kivitelű PLL-áramkör gyakorlatban is igazolta az elvi úton nyert megállapításokat.

I R O D A L O M

- [1] Normes des émission de télévision en couleur. Journal Officiel de la Republique Francaise. 24 Janvier 1967, pp. 899.
- [2] F. M. Gardner: Phaselock techniques. Wiley, 1966. New York.
- [3] A. J. Viterbi: Principles of coherent communication. McGraw-Hill, 1966. New York.
- [4] Signetics linear PLL applications book. Copyright 1972. Signetics Corporation, Sunnyvale, California, USA.

A BME Villamosmérnöki Kara 25 éves jubileumával kapcsolatban beérkezett további cikkek felsorolása

A BME Villamosmérnöki Kara 25 éves jubileumával kapcsolatban beérkezett összes cikket lapunk korlátozott terjedelme miatt nem tudjuk egyetlen számban közölni. Alábbiakban felsoroljuk azokat a cikkeket, melyeket lapunk további számaiban fogjuk megjelentetni.

Bársony I.—dr. Hahn E.—Pásztor Gy.: Fényelemek konstrukciós kérdései

Dallos György: Nagypontosságú koherens detektálás alkalmazása középhullámú térerősségmérő célműszerben

Dr. Földvári R.—dr. Gordos G.: Az emberi hangmagasság-felismerés új hipotetikus modellje

Dr. Fröhlich János: Korszerű szalagkábelek alkalmazásának jelentősége az elektronikában

Dr. Gschwindt András: Az amplitúdómodulált műsorszórás fejlődési irányai

Illyefalvy Vitéz Zsolt: Vékonyréteg ellenállás hálózatok készítése elektroeróziós mikrogravírozással

Mátay Gábor: Koaxiális teljesítményelosztók terhelhetőségi kérdései

Nulchis L.-né—dr. Szilágyi M.: Párolgatatott ellenállásrétegek pontosságának növelése

Dr. Palotás László: Nemlineáris oszcillátorok egzakt szintézise

Dr. Pásztorniczky L.—Fazekas K.—Váry A.: Képinformáció redundancia csökkentő kódolása kis sáv-szélességű rádiócsatornán történő átvitel céljára

Ripka G.—Papp K.—Albrecht M.: Vastagréteg integrált áramkörök tervezése

Sztepanovics János: Optimális kvantálás additív zajszűrés esetén

Dr. Veszely Gyula: A résztartományok módszere bonyolult keresztmetszetű csőtápvonalak analízisére

Televíziós videojelek Walsh-transzformációja

ETO 621.397.2.018.422

A televíziós képek továbbítása nagy csatornakapacitást igényel. Becslések szerint, a napjainkban használt letapogatási módszerrel (félkép- és sorbontás) nyert videojel forrásredundanciájának eltávolítása után, a pillanatnyilag szükségesnél két nagyságrenddel kisebb csatornakapacitás is elég lenne. A kétdimenziós (x, y) álló-, és a háromdimenziós (x, y, t) mozgóképek redundanciacsökkentő kódolásával sokat foglalkoztak az utóbbi évtizedben. A viszonylag költséges (kísérleti) berendezések előállítása elsősorban az úrkutatásban fizetődik ki. A főként az USA-ban folyó kutatómunka másik feladata az 1 MHz alapsávi sáv szélesség mellett 16 Mbit/sec átviteli sebességet igénylő PCM videotelefon jel „beleszorítása” a rendelkezésre álló 6,312 Mbit/sec kapacitású csatornába. A nyomtatványok (állóképek) keskeny sávú továbbítására szolgáló fakszimile berendezések többsége szintén valamilyen hírrdukciós módszer felhasználásával üzemel.

A Mikrohullámú Híradástechnika Tanszéken a képátvitel sáv szélességének csökkentésére irányuló kísérletek folynak. A kidolgozásra kerülő módszerek előreláthatólag használhatók lesznek a műholdakról érkező képekhez és egyéb adatokhoz szükséges tárolókapacitás csökkentésére is. Várható ipari felhasználásként nálunk is a csökkentett sáv szélességű digitális képteleson jöhet szóba.

Ebben a cikkben a redundanciacsökkentő lineáris transzformációk közé tartozó Walsh-transzformációt tárgyaljuk. Definiáljuk a Walsh-függvényeket és a Walsh-spektrum számítását, tárgyaljuk a mintavételezéssel diszkrétte tett jelek gyors mátrix-transzformációját. Megadjuk egy építés alatt álló kísérleti egydimenziós transzformációt végző berendezés blokkvázlatát.

1. A Walsh-spektrum előállítása, Walsh-függvények

A Walsh-függvényeket definiáló differencia-egyenlet Harmuth [1] szerint:

$$\text{wal}(2j+p, \Theta) = (-1)^{[j/2]+p} \{ \text{wal}[j, 2(\Theta+1/4)] + (-1)^{j+p} - \text{wal}[j, 2(\Theta-1/4)] \} \quad (1)$$

$$\text{wal}(0, \Theta) = 1,$$

ahol $-1/2 \leq \Theta < +1/2$

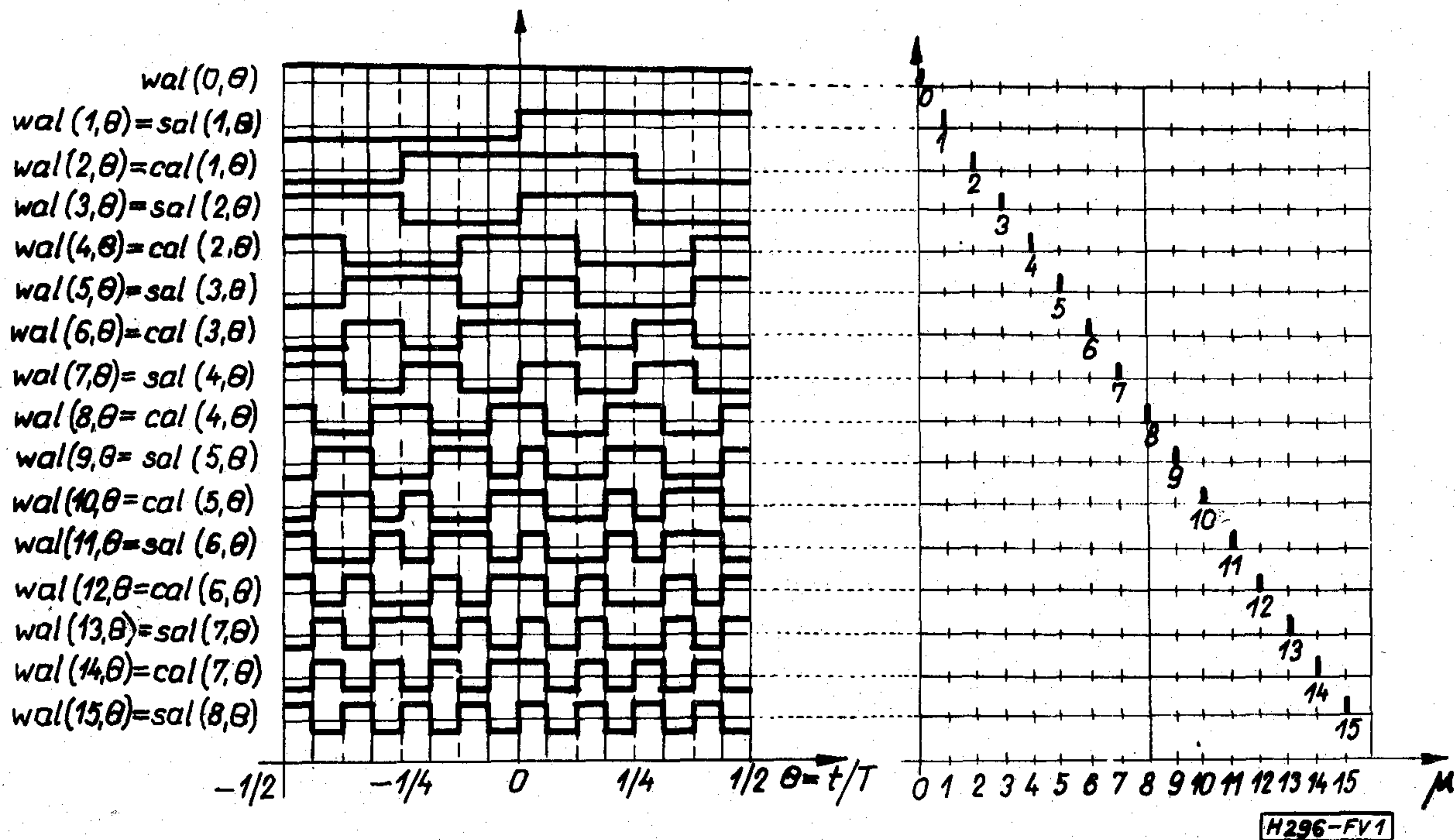
$j = 0, 1, 2, \dots$

$p = 0$, vagy 1

Θ — a normalizált idő

T — az ortogonalitási tartomány

$[j/2] = j/2$ egész része.



1. ábra. A Walsh-függvények és szekvenciaspektrumok

A sin és cos függvényekhez hasonló sal és cal jelölésmóddal:

$$\begin{aligned} \text{cal}(i, \Theta) &= \text{wal}(2i, \Theta) \\ \text{sal}(i, \Theta) &= \text{wal}[(2i-1), \Theta]. \end{aligned} \quad (2)$$

A differenciaegyenlet eredményeként az 1. ábrán látható sorrend alakul ki. A sorrendet $-1/2 \leq \Theta < +1/2$ félig nyitott tartományon belül az előjelváltások, vagy zérusátmenetek száma határozza meg. A cal (i, Θ) és sal (i, Θ) függvények a fenti tartományon belül $2i$ ($i=1, 2, \dots$) zérusátmenettel rendelkeznek.

A Walsh-transzformációhoz szükséges függvénykészlet az 1. ábra függvényeinek egy ξ tényezővel való kiterjesztésével származtatható. Jelöljük a kiterjesztett függvényeket cal $[i(\xi, \Theta)]$ és sal $[i(\xi, \Theta)]$ alakokkal. Ha ξ és i végtelenhez tart, miközben a

$$\lim_{\xi, i \rightarrow \infty} i/\xi = \mu \quad (3)$$

korlát létezik, a Walsh-függvények $\{\text{cal}(\mu, \Theta), \text{sal}(\mu, \Theta)\}$ rendszerét kapjuk. Ez a rendszer a $-\infty < \Theta < +\infty$ tartományban

$$\begin{aligned} \text{cal}(-\mu, \Theta) &= \text{cal}(\mu, \Theta) \\ \text{sal}(-\mu, \Theta) &= -\text{sal}(\mu, \Theta) \end{aligned} \quad (4)$$

egyenletekkel μ minden valós (pozitív és negatív) értékére definiálva van.

A cal (i, Θ) és sal (i, Θ) függvényekben a t változót a T időre normalizáljuk:

$$\Theta = t/T. \quad (5)$$

A ξ tényezővel nyújtott cal (μ, Θ) és sal (μ, Θ) függvényeknél a T időalapot $\xi \cdot T$ -vel behelyettesítjük, ekkor a

$$-\xi \cdot T/2 \leq t < \xi \cdot T/2$$

tartományban a zérusátmenetek száma $2i$ lesz. A (3) egyenletből következik, hogy

$$\lim_{i, \xi \rightarrow \infty} i/\xi \cdot T = \mu/T = \Phi, \quad (6)$$

ahol Φ a másodpercenkénti előjelváltások átlagos számának a felét, a szekvenciát jelöli.

Ha μ nem bináris racionális szám, a cal (μ, Θ) és sal (μ, Θ) függvények nem periodikusak, de ennek ellenére létezik a $\Phi = \mu/T$ korlát és használható a szekvencia fenti definíciója.

Tekintsük át a Walsh-függvények tulajdonságait:

- A cal (i, Θ) sal $[(i+1), \Theta]$, ($i=0, 1, 2, \dots$) függvények a normalizált időegység-intervallumának minden belső részintervallumában teljes ortogonális és normált függvényrendszert alkotnak.
- A függvények értéke $+1$ és -1 lehet.
- sal (μ, Θ) páratlan, cal (μ, Θ) páros függvénye Θ -nak, ha $-\infty < \Theta < +\infty$, $\mu \geq 0$
- A Walsh-függvények szorzási szabályai a következők:

$$\text{wal}(j, \Theta) \cdot \text{wal}(k, \Theta) = \text{wal}[(j \oplus k), \Theta]. \quad (7)$$

A $\oplus$ művelet az ún. „modulo 2” szerinti összeadást jelenti, mely nemnegatív számokra az „átvitel nélküli bináris összeadás”-nak felel meg; negatív számokra, definíciószerően:

$$\begin{aligned} (-a) \oplus b &= a \oplus (-b) = -(a \oplus b) \\ (a) \oplus (-b) &= a \oplus b. \end{aligned} \quad (8)$$

A szorzási szabályok részletezve:

$$\begin{aligned} \text{cal}(i, \Theta) \cdot \text{cal}(k, \Theta) &= \text{cal}[(i \oplus k), \Theta] \\ \text{cal}(i, \Theta) \cdot \text{sal}(k+1, \Theta) &= \text{sal}[(i \oplus k)+1, \Theta] \\ \text{sal}[(i+1), \Theta] \cdot \text{sal}[(k+1), \Theta] &= \text{cal}[(i \oplus k), \Theta] \\ (i, k=0, 1, 2, \dots) \quad (-\infty < \Theta < +\infty). \end{aligned} \quad (9)$$

e) Érvényesek a következő fontos formulák:

$$\begin{aligned} \text{cal}[\mu, (\Theta \oplus \tau)] &= \text{cal}(\mu, \Theta) \cdot \text{cal}(\mu, \tau) \\ \text{sal}[\mu, (\Theta \oplus \tau)] &= \text{sal}(\mu, \Theta) \cdot \text{sal}(\mu, \tau) \\ \text{cal}(\mu, \Theta) &= \text{cal}(\Theta, \mu) \quad \Theta, \mu \geq 0 \\ \text{sal}(2^k \mu, \Theta) &= \text{sal}(\mu, 2^k \cdot \Theta), \quad k = \pm 1, \pm 2 \\ \text{cal}(2^k \cdot \mu, \Theta) &= \text{cal}(\mu, 2^k \Theta). \end{aligned} \quad (10)$$

f) A sal $(2^k, \Theta)$ ($k=0, 1, 2, \dots$) függvények tulajdonképpen a Radamacher-függvények.

Walsh-sor Walsh-transzformáció

Jelöljön $f(\Theta)$ egy egységnyi periódusú időfüggvényt. Tételezzük fel $f(\Theta)$ -ról, hogy egy periódusára négyzetesen integrálható. Ez a feltétel fizikailag azt jelenti, hogy a folyamat összenergiája véges. Ekkor a Walsh-függvények tulajdonságai alapján (lásd 1. ábra) Walsh-sorba fejthető:

$$f(\Theta) = \sum_{i=0}^{\infty} F_c(i) \cdot \text{cal}(i, \Theta) + F_s(i+1) \cdot \text{sal}[(i+1), \Theta], \quad (11)$$

ahol az $F_c(i)$, $F_s(i)$ Walsh-együtthatók a következő egyenletekkel számíthatók:

$$\begin{aligned} F_c(i) &= \int_{-1/2}^{+1/2} f(\Theta) \cdot \text{cal}(i, \Theta) d\Theta \quad i=0, 1, 2, \dots \\ F_s(i) &= \int_{-1/2}^{+1/2} f(\Theta) \cdot \text{sal}(i, \Theta) d\Theta \quad i=1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (12)$$

A (11) sort $f(\Theta)$ Walsh-sorának nevezzük. Az

$$\begin{aligned} F'_c(\mu) &= \delta_{i\mu} \cdot F_c(i) \\ F'_s(\mu) &= \delta_{i\mu} \cdot F_s(i) \end{aligned} \quad (13)$$

függvények $f(\Theta)$ szekvencia-amplitúdó spektrumát szolgáltatják. $\delta_{i\mu}$ az ún. Kronecker-Delta: $i=\mu$ esetén $\delta_{i\mu}=1$, ha $i \neq \mu$ akkor $\delta_{i\mu}=0$.

Minden aperiodikus $f(\Theta)$ függvény, mely a $-\infty < \Theta < +\infty$ tartományon négyzetesen integrálható, megadható az

$$f(\Theta) = \int_0^{\infty} [F'_c(\mu) \cdot \text{cal}(\mu, \Theta) + F'_s(\mu) \cdot \text{sal}(\mu, \Theta)] d\mu \quad (14)$$

Walsh-integrállal, ahol

$$F_c(\mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\Theta) \cdot \text{cal}(\mu, \Theta) d\Theta$$

$$F_s(\mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\Theta) \cdot \text{sal}(\mu, \Theta) d\Theta. \quad (15)$$

A fentieket a Fourier-sorral és a Fourier-integrállal összehasonlítva, erős analógiát találunk.

A Parseval-egyenlet is általánosítható:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f^2(\Theta) d\Theta = \int_0^{\infty} [F_c^2(\mu) + F_s^2(\mu)] d\mu. \quad (16)$$

Szekvencia aluláteresztő szűrő

A Walsh-transzformáció redundanciacsökkentésre való használatánál is nagyon fontos a következő, általános érvényű tételpár [2]:

- g) A $f(\Theta)$ időhatárolt függvény [$f(\Theta) \equiv 0$, ha $\Theta > 2^k$, $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$] $F_s(\mu)$ és $F_c(\mu)$ szekvencia-amplitúdó spektruma szakaszonként konstans. A konstans értékek intervallumainak hossza $n/2^{k+1}$, $n=1, 2, 3, \dots$
- h) Minden $f(\Theta)$ szekvenciahatárolt függvény $F_c(\mu) \equiv 0$, ha $\mu \geq 2^k$; $F_s(\mu) \equiv 0$, ha $\mu > 2^k$ — eltekintve az azonosan zérus függvénytől — szakaszonként konstans intervallumokkal adható meg. A konstans szakaszok hossza $n/2^{k+1}$, $n=1, 2, 3, \dots$ Igaz Shannon mintavételi tételének általánosítása is [3]:
- j) Minden $f(\Theta)$ időfüggvény, melynek szekvencia-amplitúdó spektruma $\mu > \mu_n = 2^k$ -ra (k egész szám)

azonosan egyenlő zérussal, az

$$f(m\Delta t), \quad \Delta t = 1/2 \cdot \mu_n \quad m=0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

mintavett értékek diszkrét sorozatával hiba nélkül megadható:

$$f(\Theta) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} f(m\Delta t) \cdot \Gamma_{\mu_n}(\Theta - m\Delta t), \quad (17)$$

ahol Γ_{μ_n} a Block-impulzus:

$$\Gamma_{\mu_n} = \begin{cases} 1 & \text{ha } 0 \leq \Theta \leq 1/2^{k+1} \\ 0 & \text{mindenütt máshol.} \end{cases} \quad (18)$$

A h) feltétel alapján általános igaz, hogy a $\mu_n = 1/2\Delta t$ mintavételi frekvenciával működő mintavevő és -tartó áramkörön áthaladó folytonos jel szekvenciahatárolt lesz (2. ábra). A mintavevő és -tartó áramkör kimenőjeléből az eredeti bemenőjel $f_n = 1/2\Delta t$ határfrekvenciájú aluláteresztő szűrővel visszanyerhető.

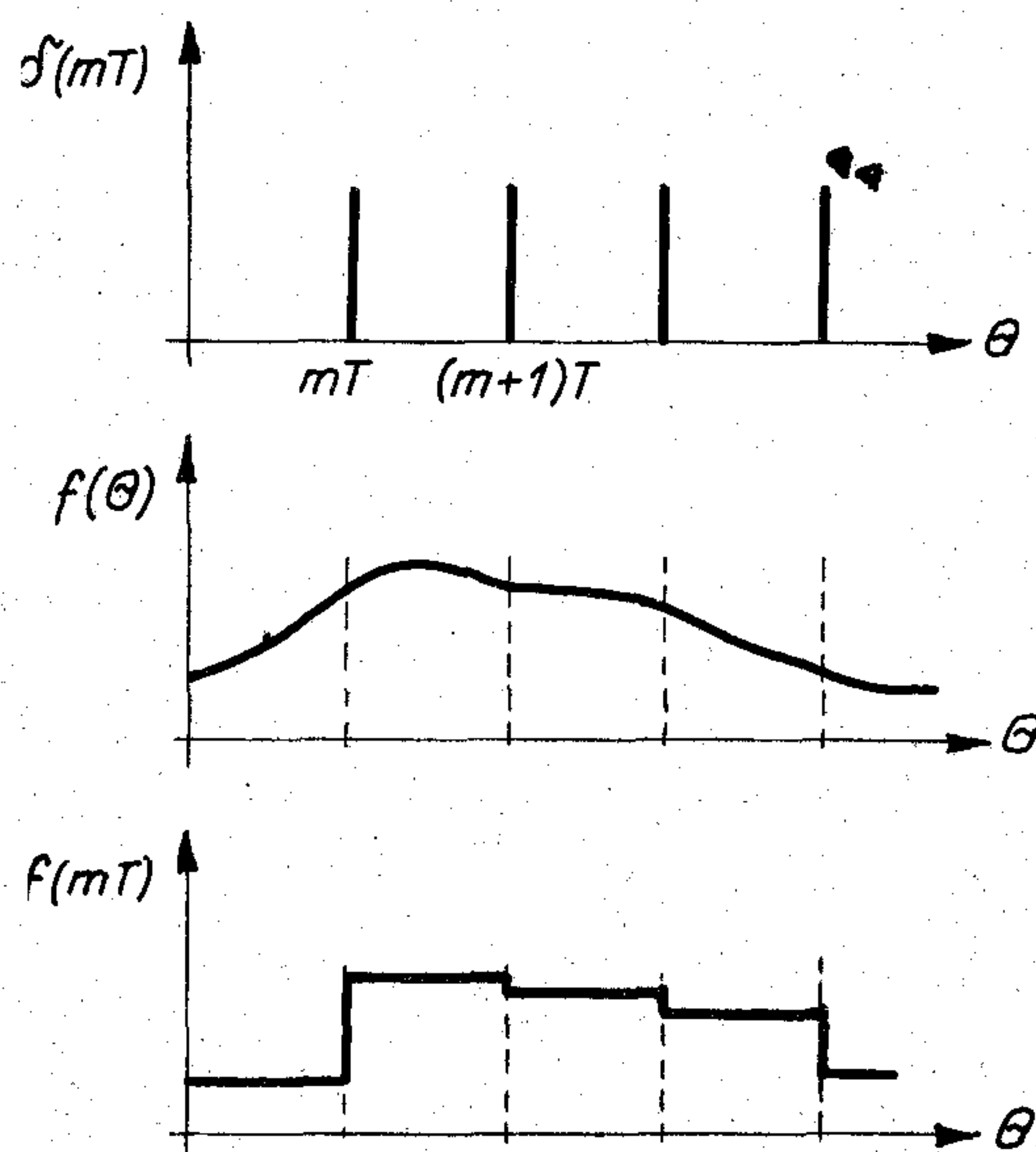
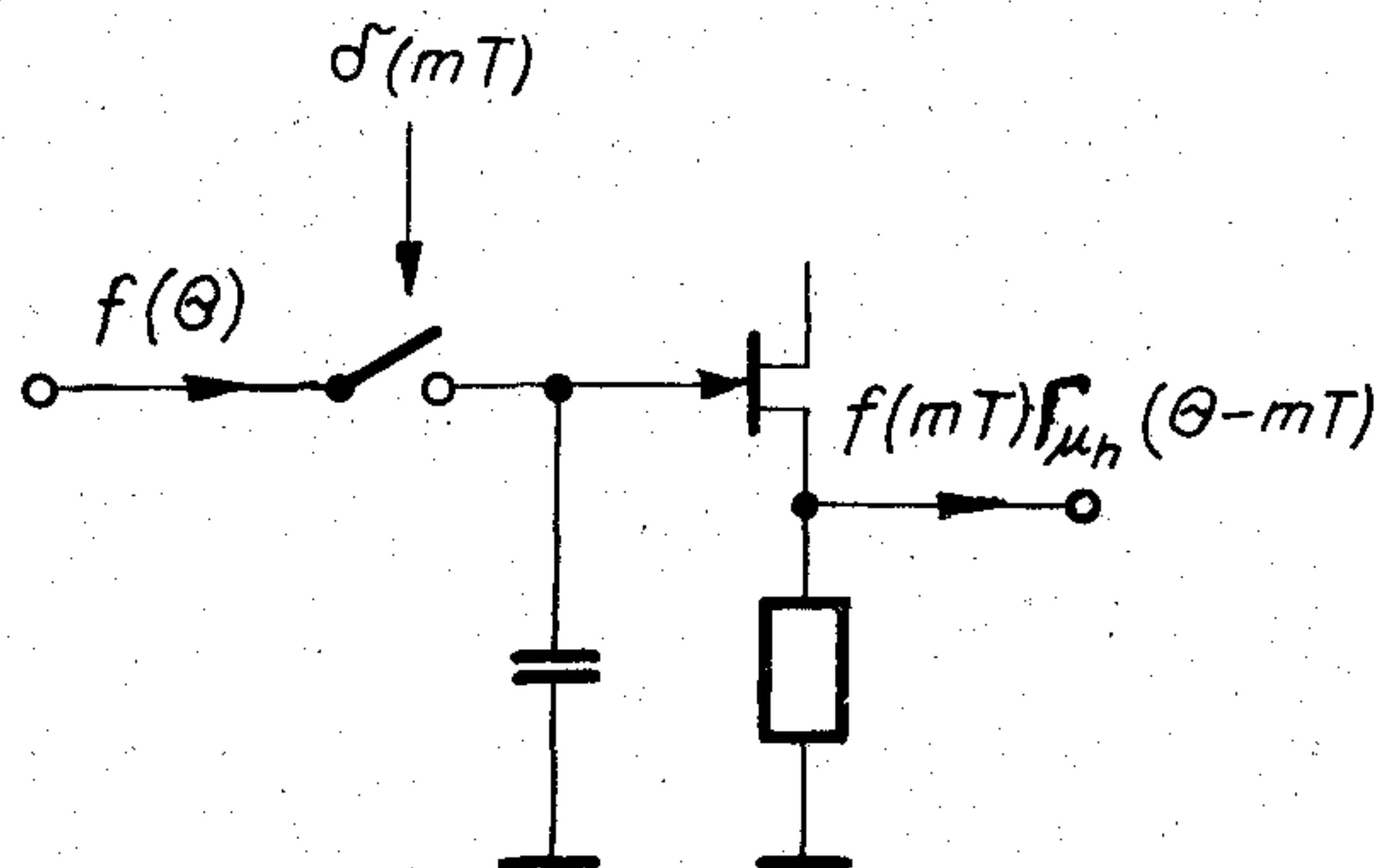
Diszkrét jelek gyors mátrixtranszformációja

Legyen $f^*(t)$ egy $\Delta t = \frac{T}{n}$ ($n=2^k$, $k=1, 2, \dots$) konstans szakaszokból álló (szekvenciahatárolt) időfüggvény. Ekkor $f^*(t)$ egzaktul megadható a $0 \leq t < T$ tartományban a következő n tagból álló Walsh-sorral [3]:

$$f^*(t) = \sum_{i=0}^{n-1} F_i \cdot \text{wal}(i, t) \quad 0 \leq t < T, \quad (19)$$

ahol a Walsh-együtthatók:

$$F_i = \frac{1}{n \cdot \Delta t} \int_0^{n \cdot \Delta t} f^*(t) \cdot \text{wal}(i, t) dt. \quad (20)$$



H296-FV2

2. ábra. A mintavevő és -tartó áramkör és jelalakjai

Figyelembe véve, hogy (20)-ban a függvények szakaszonként konstansok:

$$F_i = \frac{1}{n} \sum_{m=0}^{n-1} f(m \cdot \Delta t) \cdot \text{wal}(i, m \cdot \Delta t). \quad (21)$$

A (19) és (21) egyenletek technikai realizálása egyszerű: a megfelelő $-F_i$ vagy $f(m \cdot \Delta t)$ — diszkrét értékeket $+1$ vagy -1 tényezővel szorozzuk, majd a szorzatokat összegezzük. A mintavett jelek szekvenciahatárolt, diszkrét Walsh-spektrum összetevőinek származtatása mátrixtranszformáció alakjában is felírható:

$$n \cdot F = W \cdot f, \quad (22)$$

ahol $f = (f_0, f_1, \dots, f_{n-1})$ a bemenőjel mintavett értékének vektora,

$W =$ az $n = 2^k$ rendű szimmetrikus Walsh-mátrix,

$F =$ a spektrumösszetevők vektora.

A Walsh-mátrix sorai a $\text{wal}(i, t)$ függvények $0 \leq t < T$ tartományban felvett értékeit tartalmazzák. A mátrix sorai tetszőlegesen rendezhetők sorba. Használatos a növekvő szekvencia és a bináris sorrend szerinti elrendezés is.

A Walsh-mátrix szimmetriája miatt

$$W \cdot W' = W^2 = n \cdot E. \quad (23)$$

Az inverz mátrix (23) miatt

$$W^{-1} = n^{-1} \cdot W. \quad (24)$$

Így a (19) visszatranszformáló egyenlet mátrix alakban:

$$f = W^{-1} \cdot (nF). \quad (25)$$

A számítást az $n=8$ esetre mutatjuk meg. A Walsh-mátrix a következő, ha $+1$ és -1 helyett csak az előjeleket írjuk:

$$W_8 = \begin{bmatrix} + & + & + & + & + & + & + & + \\ + & + & + & + & - & - & - & - \\ + & + & - & - & - & - & + & + \\ + & + & - & - & + & + & - & - \\ + & - & - & + & + & - & - & + \\ + & - & + & - & - & + & + & - \\ + & - & + & - & - & + & - & + \\ + & - & + & - & + & - & + & - \end{bmatrix}. \quad (26)$$

A (22) egyenlet részletesen kiírva:

$$\begin{aligned} n \cdot F_0 &= f_0 + f_1 + f_2 + f_3 + f_4 + f_5 + f_6 + f_7 \\ n \cdot F_1 &= f_0 + f_1 + f_2 + f_3 - f_4 - f_5 - f_6 - f_7 \\ &\vdots \\ n \cdot F_7 &= f_0 - f_1 + f_2 - f_3 + f_4 - f_5 + f_6 - f_7. \end{aligned}$$

Láthatóan minden sorban $2^k - 1$ összeadás található, így 2^k sorban összesen $2^k(2^k - 1)$ összegezést kell végezni és bizonyos összegek ismételt kiszámításra kerülnek. A következő [5] módszer csak a feltétlen szükséges műveletek elvégzését igényli; blokkonkénti

struktúráját a következő táblázat mutatja:

0	1	2	3
f_0	$S_{01} = f_0 + f_1$	$S_{02} = S_{01} + S_{21}$	$S_{03} = S_{02} + S_{42} = nF_0$
f_1	$S_{11} = f_0 - f_1$	$S_{12} = S_{01} - S_{21}$	$S_{13} = S_{02} - S_{42} = nF_1$
f_2	$S_{21} = f_2 + f_3$	$S_{22} = S_{11} + S_{31}$	$S_{23} = S_{12} + S_{52} = nF_3$
f_3	$S_{31} = f_2 - f_3$	$S_{32} = S_{11} - S_{31}$	$S_{33} = S_{12} - S_{52} = nF_2$
f_4	$S_{41} = f_4 + f_5$	$S_{42} = S_{41} + S_{61}$	$S_{43} = S_{22} + S_{62} = nF_7$
f_5	$S_{51} = f_4 - f_5$	$S_{52} = S_{41} - S_{61}$	$S_{53} = S_{22} - S_{72} = nF_6$
f_6	$S_{61} = f_6 + f_7$	$S_{62} = S_{51} + S_{71}$	$S_{63} = S_{32} + S_{72} = nF_4$
f_7	$S_{71} = f_6 - f_7$	$S_{72} = S_{52} - S_{71}$	$S_{73} = S_{32} - S_{72} = nF_5$

(28)

A spektrumamplitúdók a k -adik oszlopban a szokásos szekvenciasorrendtől eltérő sorrendben adódnak.

A (28) séma szerinti gyors Walsh-transzformációhoz csak $k \cdot 2^k$ összeadás szükséges. A tényezők tárolására 2^k tárolóhely szükséges, míg a címtárolás is 2^k közbülső tárolót kíván.

2. Transzformáló és redundanciaesökkentő berendezés

A lineáris transzformációk — mint például a Walsh-transzformáció — önmagukban még nem okoznak hír-redukciót, mert egy jelszakasz időtartománybeli és transzformált (pl. szekvencia) tartománybeli megadásához körülbelül ugyanolyan bitszám szükséges. A komponensek amplitúdóinak valószínűségi eloszlását alkalmas transzformációval átalakítva, kedvezőbb kódolás lehetséges, mint az időtartománybeli minták esetén: a legkisebb komponensek durvább kvantálása, esetleg elhagyása a visszatranszformált jelnél nem okoz lényeges jel-zaj viszony romlást. A (22) mátrixtranszformációt legegyszerűbben ellenálláshálózattal valósíthatjuk meg [4]. Célszerű a Walsh-mátrixot két mátrix különbségként felírni. Az $n=4$ esetre:

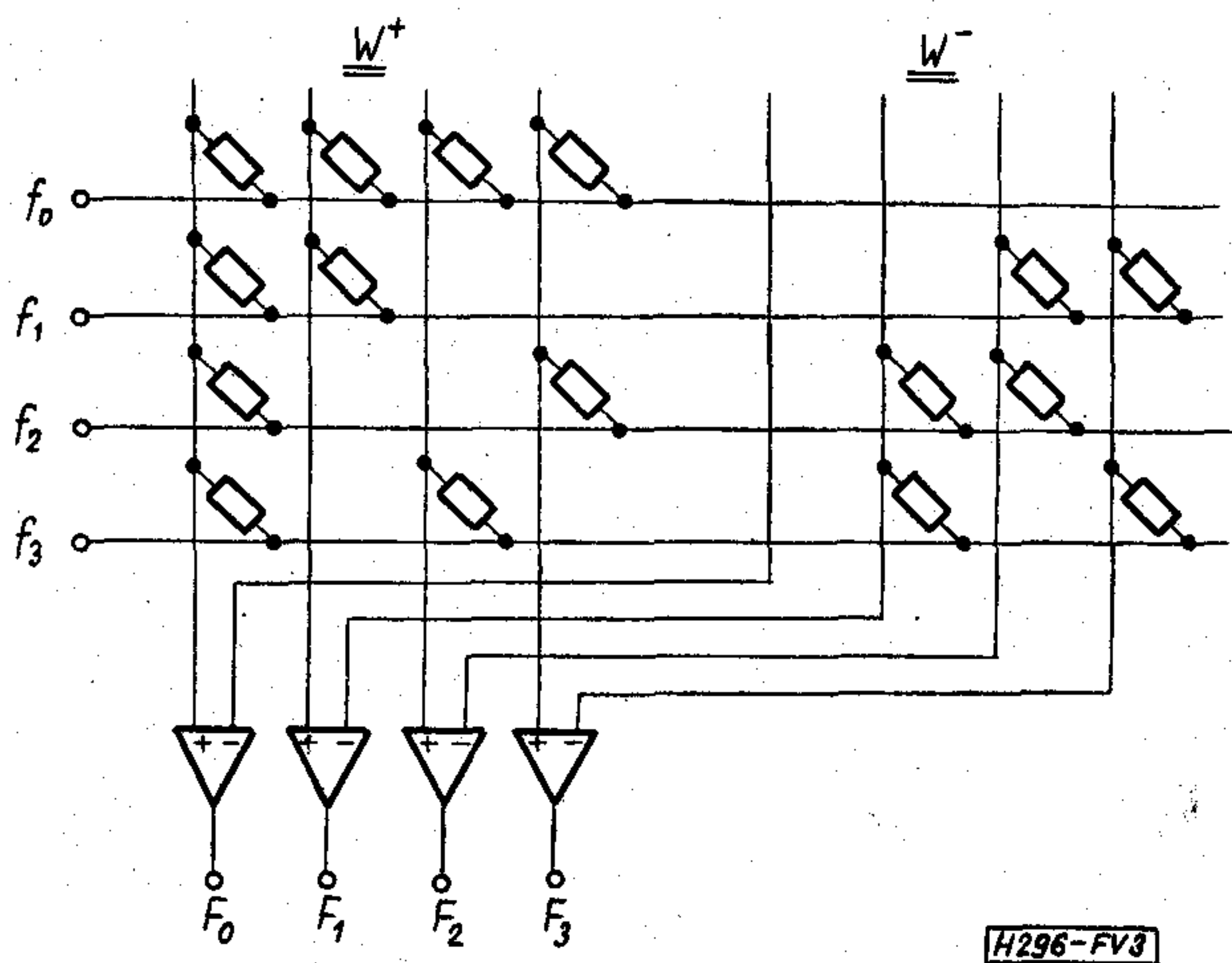
$$W = W^+ - W^- = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (29)$$

Ekkor a szekvenciaspektrum együtthatói két tag különbségéből származtathatók:

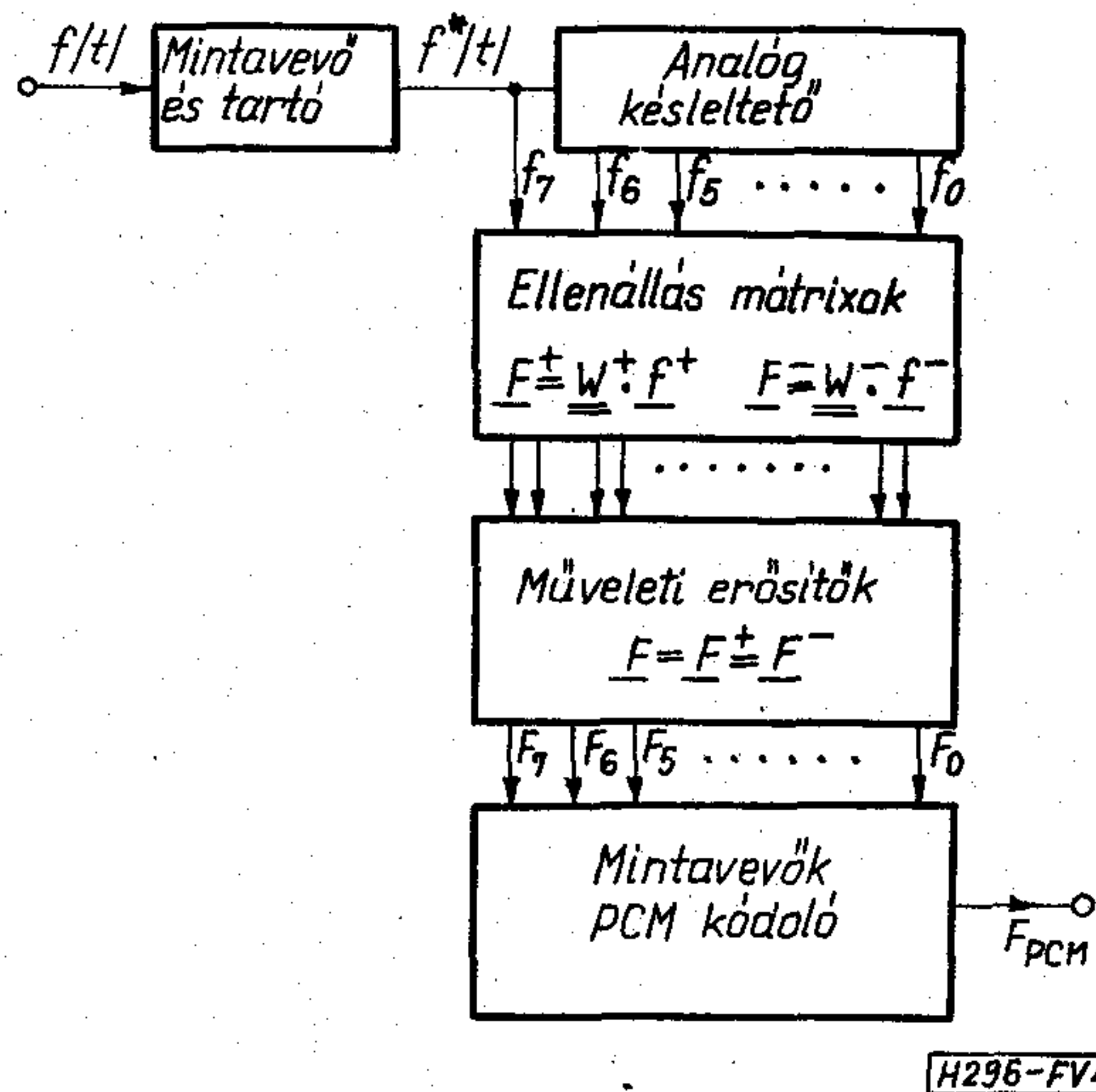
$$F = F^+ - F^- = W^+ \cdot f - W^- \cdot f. \quad (30)$$

Az ellenállás-mátrixokból és műveleti erősítőkből álló transzformáló hálózat a 3. ábrán látható. Problémát jelent, hogy az f vektornak megfelelő feszültségeket egyidőben kell a mátrix bemenetére kapcsolni. Ez $\tau = \Delta t$ késleltetésű leágazásos művonallal biztosítható.

A teljes videojel-kódoló áramkör blokkvázlatát a 4. ábra mutatja. Tegyük fel, hogy a mintavett videojelet 8 mintánként dolgozzuk fel. A mintavételi frekvenciát — a kívánt sorirányú pontbontásnak megfelelően — úgy választjuk meg, hogy a hasznos



3. ábra. A transzformáló hálózat



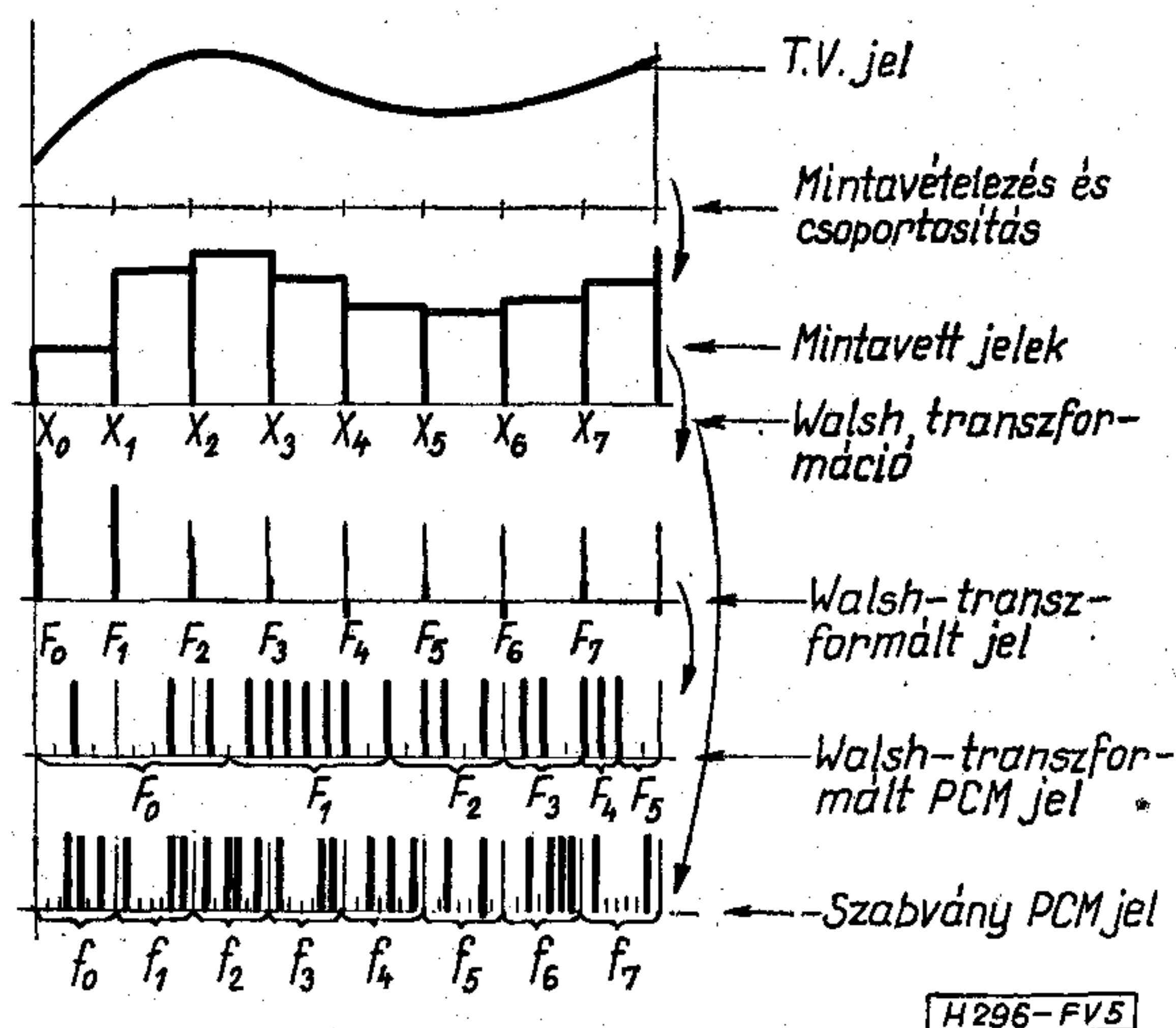
4. ábra. A videojel-kódoló áramkör blokkvázlata

sortartalom egész számú mintacsoportra legyen bontható. A mintákat a késleltető művonalra vezetjük: $8 \cdot \Delta t$ idő elteltével a leágazásokon éppen az

$$f(7 \cdot \Delta t), \dots, f(\Delta t), f_0$$

mintavett értékek jelennek meg. A műveleti erősítők beállása után az F vektor elemei szimultán mintavételezhetők. A kvantáló és PCM kódoló áramkör kialakítását az aktuális jelstatisztika, valamint a megengedett jel-zaj viszony szabja meg. A transzformáció egyszerűsített idődiagramját az 5. ábra szemlélteti.

A visszaalakításkor a PCM-jel dekódolásakor PAM-jelet kapunk. Az inverz transzformáló áramkör ismét ellenállásmátrixból alakítható ki. Az ellenálláshálózat kimenetén párhuzamosan jelentkező minták, késleltető művonalakkal soros alakba rendezhetők.



5. ábra. Az egydimenziós Walsh-transzformáció jelalakjai

3. Összefoglalás

A digitalizált TV-jelek PCM-rendszerben történő továbbításához a videojelet mintánként 6–8 bittel kell megadni. Elméleti megfontolások, számítógépes szimulációk, valamint kísérletek megmutatták, hogy a lineáris transzformációkkal napjainkban elérhető redukciós tényező egydimenziós transzformációnál 2–3 [7], kétdimenziósnál 4–6 [6]. Az általunk vizsgált esetben mintánként átlagosan 2,5–3 bites kódszót használva a kép a minőség romlása nélkül továbbítható.

A leírt módszert nem gazdaságos kommersz célokra alkalmazni, mert a nagy sebességű műveleti erősítők, mintavevő áramkörök és analóg-digitál konverterek ára meglehetősen magas, illetve a szinkronizmust biztosító digitális vezérlőegység nagyon bonyolult.

A rendszer ugyan bonyolultabb, de mégis olcsóbb lesz, ha a bemenőjelet rögtön digitalizáljuk, és a gyors Walsh-transzformációt realizáló aritmetikai egységgel végezzük a további feldolgozást.

I R O D A L O M

- [1] Harmuth, H. F.: Transmission of information by orthogonal functions. Berlin: Springer Verlag 1969.
- [2] Pichler, F.: Synthese linearer periodisch Zeitvariabler Filter mit vorgeschriebenem Sequenzverhalten. AEÜ. Band 22. 1968, Heft. 3. S. 150–161.
- [3] Klein, W.: Die Transformationsfehler des Walsh-Vacoders. NTZ 1970, Heft 3. S. 126–128.
- [4] Georgi, K. H.: Eine Schaltung zur Transformation von Signalen mit Hilfe orthogonaler Matrizen. NTZ, 1970. Heft. 7. 349–352.
- [5] Georgi, K. H.: Eine Schema für die Schnelle Walsh-Transformation. NTZ 1971. Heft. 9. S. 461–463.
- [6] Musmann, H. F.: Codierung von Videosignalen. NTZ 1971, Heft. 2. S. 114–116.
- [7] Hajime Enomoto: Orthogonal Transform Coding System for Television Signals. IEEE Trans. on EMC-13 1971. Aug. p. 11–17.

Rádiólokátorok detekciós tulajdonságainak vizsgálata, adaptív eljárások alkalmazása optimális detekciós tulajdonságok elérésére

ETO 621.396.967

Ezen tanulmány impulzus üzemű távolfelderítő lokátorok detekciós tulajdonságaival foglalkozik.

A lokátor a felderíteni kívánt, általában pontszerűnek tekinthető céltárgyról származó reflexiók mellett még sok egyéb jelet is vesz, amelyek a lokátor környezetében előforduló passzív és aktív elemekről származnak. A detekciós tulajdonságok vizsgálata, illetve javítása szempontjából lényeges a vett jelek osztályozása.

A mozgócélok kis hatásos keresztmetszetű reflektáló felületek, de a róluk visszaverődött jel frekvenciája az f_d dopplerfrekvenciával eltér a kisugárzott jeltől, az amplitúdója pedig fluktuál és ez a fluktuáció valamilyen statisztikus törvénnyel jól leírható [1; 2; 3].

A vett jelek egy nagy csoportja a környező földfelületről vagy tengerfelületről, felhőkről, esőről esetleg madár vagy rovarrajokról származó reflexiók, amelyeket összefoglalóan „clutter”-nek szokás nevezni. A clutter jellemzői: zérus vagy igen alacsony dopplerfrekvencia, lassú fluktuáció és területileg elosztott kiterjedés. Ebbe a csoportba sorolható a repülőgépekről passzív zavarás céljából kidobott alumíniumfólia-csikokból álló dipólfelhő is. A clutter reflexiók amplitúdója kb. 70 dB-es tartományt foghat át [1].

A vett jelek harmadik csoportját az aktív rádiózavarok alkotják. Ilyenek lehetnek pl. a szomszédos lokátorok által okozott interferencia (impulzus üzemű lokátor esetén aszinkron) zavar vagy a zavaradók sugárzása, amely valamilyen modulációt tartalmazhat; ez az úgynevezett „jamming”.

A detekciós tulajdonságokat befolyásoló utoljára említett, de nem utolsósorban figyelembe veendő tényező a vevő termikus zaja.

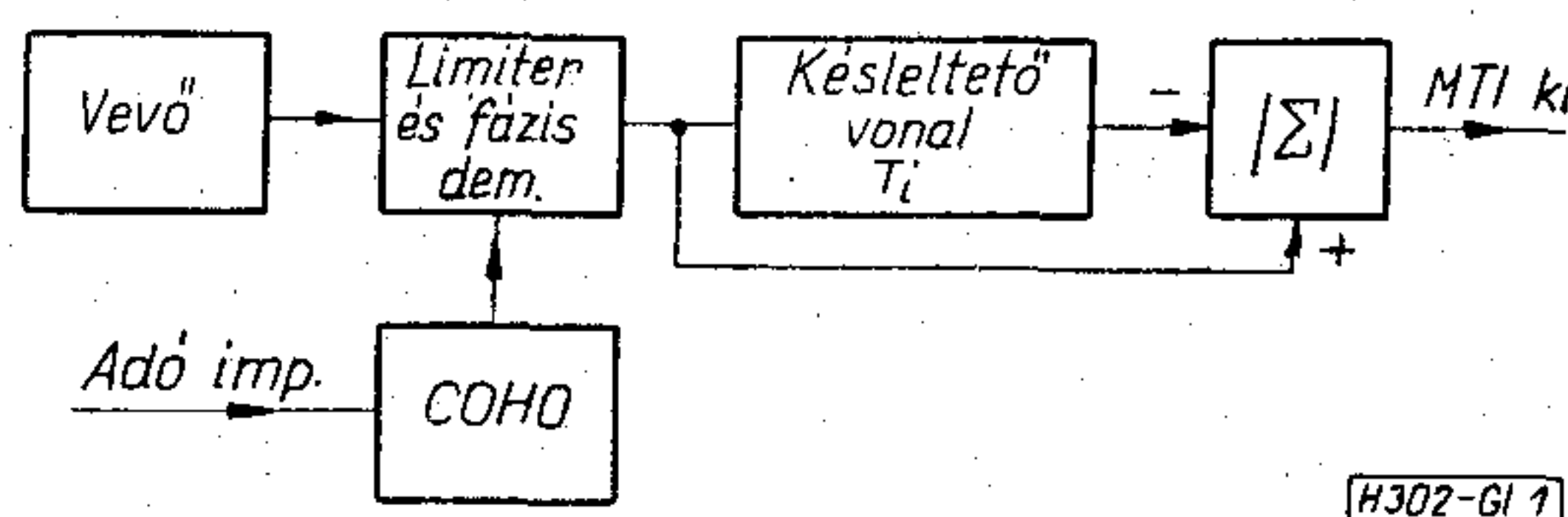
A fenti felsorolásból látható, hogy kedvezőtlen esetben igen bonyolult környezetből kell kiválasztani a hasznos céltárgyakat. A hasznos céljelek kiválasztására kidolgozott két legelterjedtebb módszer az MTI (Moving Target Indication) és az integrálás. Ezekon kívül a céltárgyak tulajdonságait kihasználó számos egyéb eljárás létezik.

MTI eljárások

Az MTI eljárások a vett jelek fázisinformációja alapján szét tudják választani a viszonylag nagy dopplerfrekvenciával rendelkező mozgócélokat a kicsi,

illetve zérus dopplerfrekvenciával bíró clutterjelektől. Az MTI rendszer alapelve az 1. ábrán látható.

Az adóimpulzussal fáziskapcsolatban levő koherens oszcillátor (COHO) jeléhez viszonyítva a vett jelek fázisát, a fázisdemodulátor kimenetén megjelenő jelek amplitúdója és polaritása a fáziskülönbségtől, azaz a dopplerfrekvencia értékétől függ. A vett jeleket egy impulzus ismétlődési idővel (T_i) késleltetve és kivonva a következő adásból származó reflexiókból csak ott lesz maradék a kivonás eredményeként, ahol a fáziskülönbség két adás között $0 \pm 2k\pi$ -től jelentősen eltér, így a kis dopplerfrekvenciával bíró



1. ábra

clutter reflexiók kiolthatók. A dopplerfrekvencia értéke [4]:

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda}, \quad (1)$$

ahol v_r a céltárgy radiális sebessége,
 λ a lokátor adó hullámhossza.

Az (1) alapján belátható, hogy a lokátor MTI rendszerének kimenetén nem jelennek meg a $v_r = 0$ sebességű, azaz az álló vagy tangenciálisan repülő célok jelei.

Az MTI elvéből az is belátható, hogy minden olyan céljel kioltódik, amelynek két adás közötti fázisváltozása $\pm 2k\pi$ ($k=0, 1, 2, \dots$). Az ilyen fázisváltozáshoz tartozó céltárgysebességek az ún. vaksebességek (v_B):

$$v_B = k \frac{f_i \cdot \lambda}{2}, \quad (2)$$

ahol f_i a lokátorimpulzus ismétlődési frekvenciája. Az 1. ábrán látható rendszer átviteli függvénye [5]:

$$A(f_d) = \left| \sin \pi \frac{f_d}{f_i} \right|. \quad (3)$$

A (3)-ból belátható, ha a lokátor $T_i = 1/f_i$ ismétlődési ideje nem állandó, hanem adásról adásra változik,

akkor az első vaksebesség értéke megnövelhető. Ez az ún. lépcsőzött adás. Alkalmas lépcsőzési arányt megválasztva viszonylag egyenletes átviteli karakterisztika valósítható meg jelentős v_B növelés mellett [4].

Az MTI-rendszerek hatásosságának jellemzésére jelenleg két fogalmat használnak: a javulási tényezőt (I — improvent factor [7]) és a zavar alatti láthatóságot (SCV — subclutter visibility).

A javulási tényező [4]:

$$I = 10 \log \frac{r_0}{r_i} \text{ [dB]}, \quad (4)$$

ahol r_0 a kimeneti céltárgy — maradékjel teljesítmény viszony,

r_i a céltárgy — clutter teljesítmény viszony a vevő bemenetén.

Az SCV azt fejezi ki, hogy a céltárgy nála hányszor erősebb reflexiót adó zavarok között detektálható még. A gyakorlatban az SCV a clutter láthatósági faktorról kisebb az I -nél, ez pedig letapogató lokátoroknál 6 dB-re tehető [4, 6].

Az elérhető javulást több tényező korlátozza. Ezek pl. a lokátor instabilitásai (COHO frekvencia, adófrekvencia, adófázistolás, impulzusszélesség stb.), a letapogatásból eredő moduláció, a céltárgyról visszaverődött impulzusok száma, a clutter fluktuációja, az impulzus ismétlődési idő lépcsőzetes változtatása, a fázismodulátor előtti limitálás. Digitális jelfeldolgozás, ezekhez járul még a kvantálási zaj korlátozó hatása, amely [4] alapján:

$$I = 20 \log (2^N - 1) \sqrt{0,75} \text{ [dB]}, \quad (5)$$

ahol N az A/D konverter bitjeinek száma.

Az MTI-rendszer tulajdonságai jelentősen megjavíthatók, ha az első kioltó hurok után egy másodikat is alkalmaznak. További hurkok alkalmazása további javulást eredményez, de az így elérhető eredmény nem áll arányban az áramkör megnövekedett bonyolultságával.

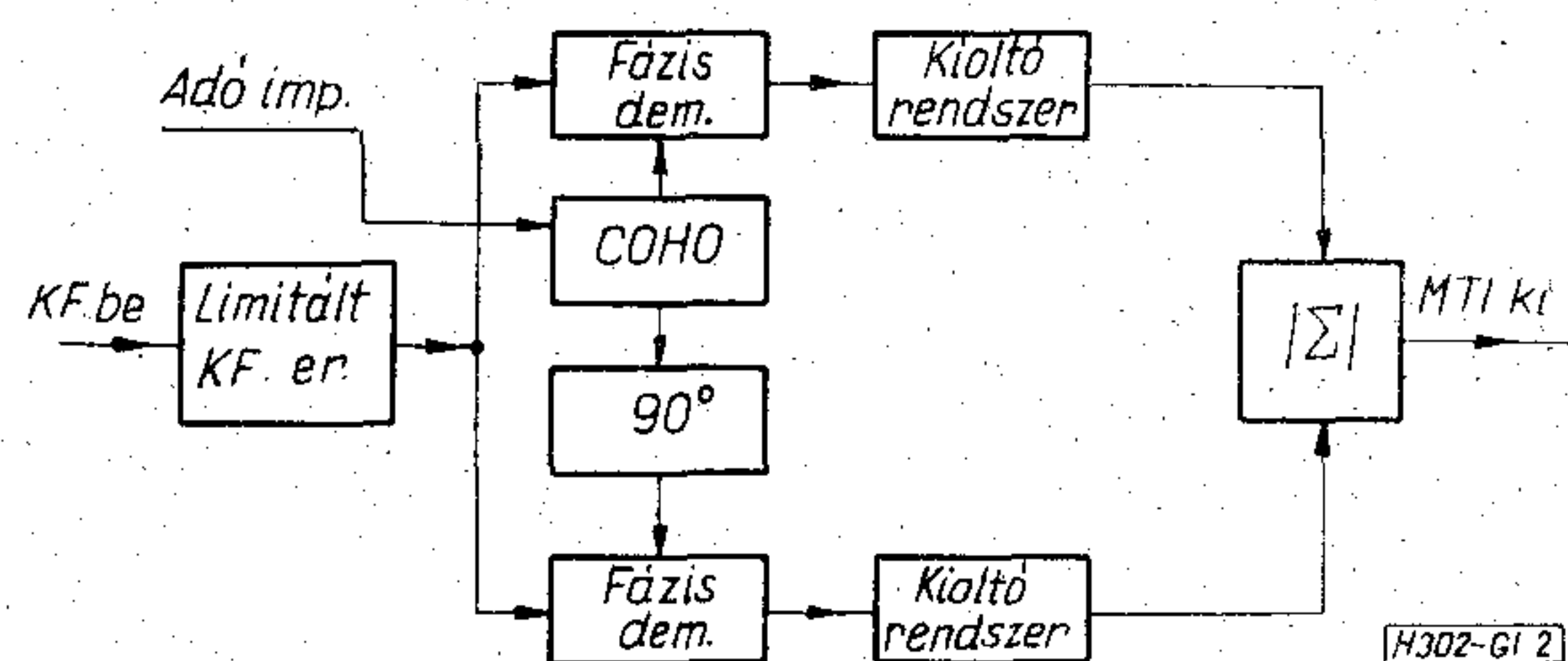
Kéthurkos MTI átvételi függvénye:

$$A(f_d) = \left| \sin \frac{f_d}{f_i} \right|^2, \quad (6)$$

(6)-ból következően a kéthurkos MTI vaksebesség zónái kiszélesednek, de éppen emiatt az alacsony doppler frekvenciájú clutterre nézve megnő I értéke és megjavul az antennaforgásból eredő járulékos moduláció elnyomása is.

Időtartományban megvizsgálva az MTI-rendszer kimenőjelét, konstans bemeneti amplitúdót feltételezve, az f_d frekvenciájú burkolóval rendelkező impulzussorozat lesz. Így lesznek ún. kedvezőtlen fázisú reflexiók, amelyek a kimeneten kicsik lesznek annak ellenére, hogy a céltárgy radiális sebessége optimális vagy ahhoz közeli. Ezt elkerülendő célszerű kvadratura-rendszert építeni (2. ábra).

Kvadratura-rendszerrel elérhető, hogy az egyik út kedvezőtlen fázisú állapotában a másik út éppen optimális fázisú legyen, így az egymás utáni jelek fluktuációja összegzés után $1:1/\sqrt{2}$ arányú szemben az egyetlen út 0-tól 1-ig történő fluktuációjával.



2. ábra

Gyakorlati oldalról nézve az MTI-rendszerek problémáját, az áramköri elemek fejlődésének megfelelően az analóg rendszerek terjedtek el először. Ezeknek a rendszereknek kritikus pontja a késleltető-tároló elem volt, amely általában akusztikus művonal vagy elektrosztatikus tárolócső lehetett. Az előbbi alkalmazó rendszerekben a művonalak nagy csillapítása, erősen diszperz volta, valamint a lépcsőzés megvalósíthatóságának bonyolultsága jelentett korlátot. A tárolócsöves megoldásoknál azoknak nagy alapzaja és instabilitása, valamint rövid élettartama tette korlátozottá a rendszer használhatóságát. A nagy sebességű digitális jelfeldolgozás megjelenése mindezeket a hátrányokat kiküszöbölhetővé tette. Távfelderítő lokátoroknál szokásos min. 1 μ sec adóimpulzus szélességet és a javulási tényezőre adott szokásos előírásokat figyelembe véve max. 2 MHz konverziós sebesség mellett 6–8 bit felbontóképeséget kellett elérni. A fenti konverziós sebesség esetén 6 bites felbontóképeség közönséges integrált áramkörök felhasználásával gondos elhelyezés és szerelés mellett megvalósítható volt. Konverter típusként a szukcesszív approximációs konverterek bizonyultak a legcélszerűbbnek, mivel jó kompromisszumot jelentenek a konverziós sebesség és a realizációhoz szükséges áramköri elemszám között.

Egy megvalósított kéthurkos, kvadratura-rendszerben épült digitális MTI berendezés blokkisméje a 3. ábrán látható.

A 3. ábrán látható „Integrátor” blokk rendeltetésére a cikk második felében visszatérünk.

A távolsági felbontóképeség romlását elkerülendő, a mintavételi frekvencia (f_{mv}) legalább

$$f_{mv} = \frac{2}{\tau} \quad (7)$$

értékű, ahol τ az adóimpulzus szélessége.

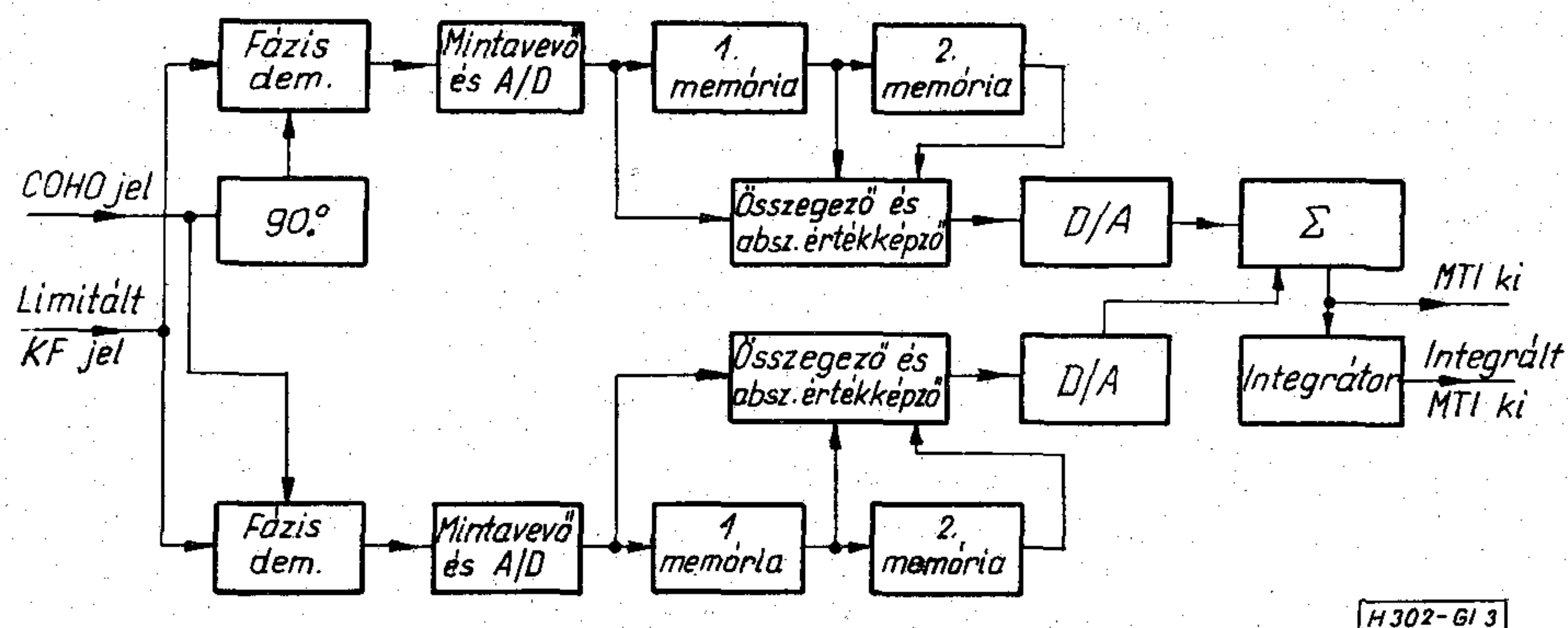
Az A/D konverter konverziós ideje (T_{konv}):

$$T_{konv} \leq \frac{1}{f_{mv}} \quad (8)$$

legyen.

A kioltó hurokban alkalmazott digitális tárolóelem shift-regiszter vagy RAM lehet, ezeknek léptetése a mintavétel ütemében történik. A digitális tárolásból következik, hogy nemcsak amplitúdóban, hanem időben, azaz távolságban is kvantált lesz a jel, vagyis a távolságzónát ún. távolságcellákra bontjuk fel. Egy távolságcella méterben kifejezett hossza:

$$s_b = 150 \frac{1}{f_{mv} \text{ MHz}} \text{ [m]}, \quad (9)$$



3. ábra

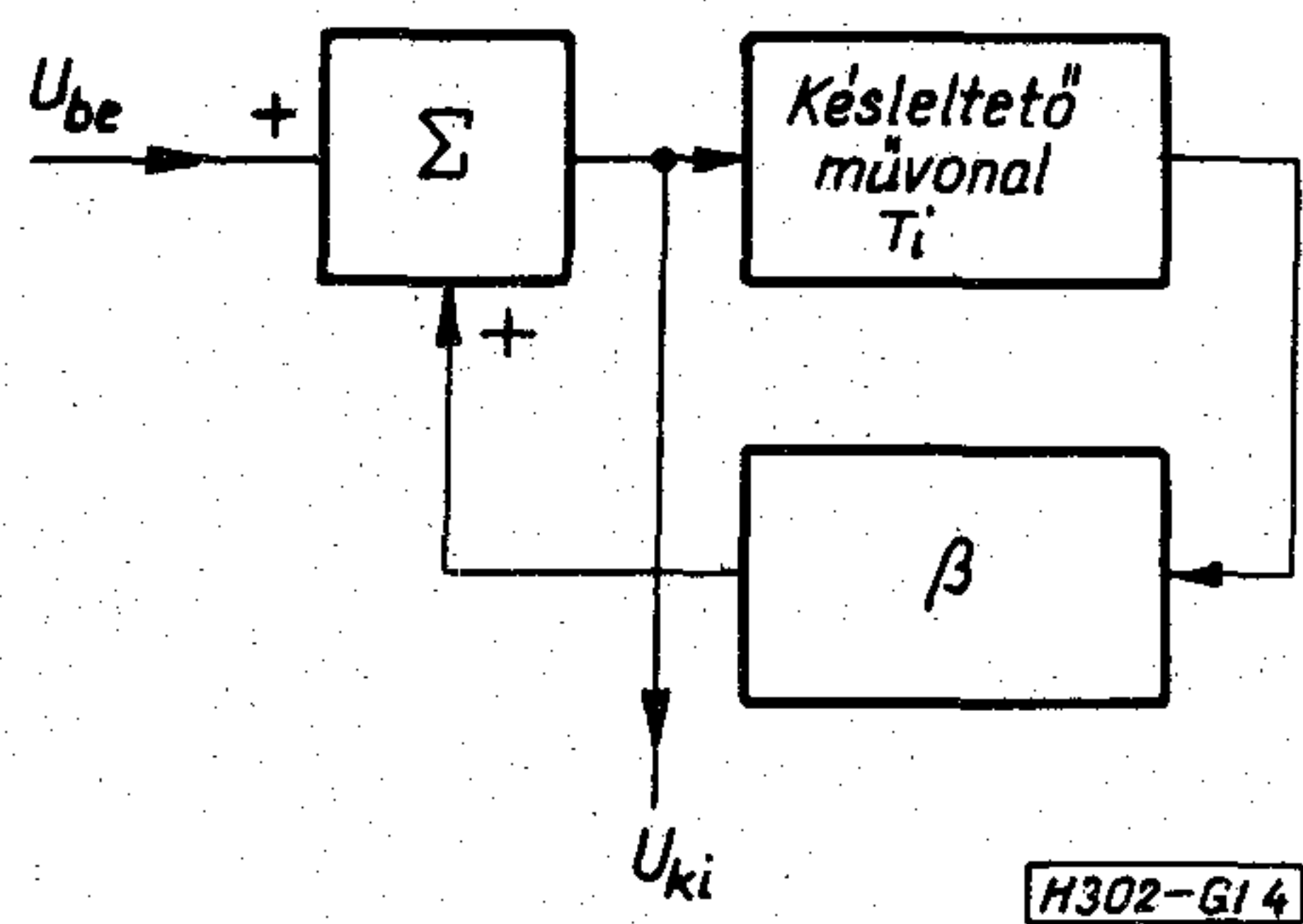
A kívánt távolságzóna hosszát s_b értékével elosztva megkapjuk a digitális tároló elemeinek szükséges számát. Megjegyezzük, hogy a gyakorlatban kb. 1000 távolságcella szükséges a teljes hatótávolság lefedéséhez.

Az MTI elvéből következik, hogy az aszinkron zavarokra nézve hatástalan.

Az aszinkron zavarok elnyomására, ill. a jel—zaj viszony javítására a különböző integráló eljárások alkalmasak.

Integrálási eljárások

Két alapvető módszer terjedt el: a zárt hurkú és a nyílt integrátor. A zárt hurkú integrátorok elve a 4. ábra alapján érthető meg.



4. ábra

Pozitív visszacsatolt rendszerben a kimenő jel:

$$U_{ki} = U_{be}(1 + \beta + \beta^2 + \dots + \beta^n) \cong U_{be} \frac{1}{1 - \beta}; \quad (10)$$

ha n elegendően nagy.

A termikus zaj szempontjából viszont csak a teljesítmények adódnak össze:

$$P_{z_{ki}} = P_{z_{be}}(1 + \beta^2 + \beta^4 + \dots + \beta^{2n}) \cong P_{z_{be}} \frac{1}{1 - \beta^2}. \quad (11)$$

A kimeneti jel – zaj viszony:

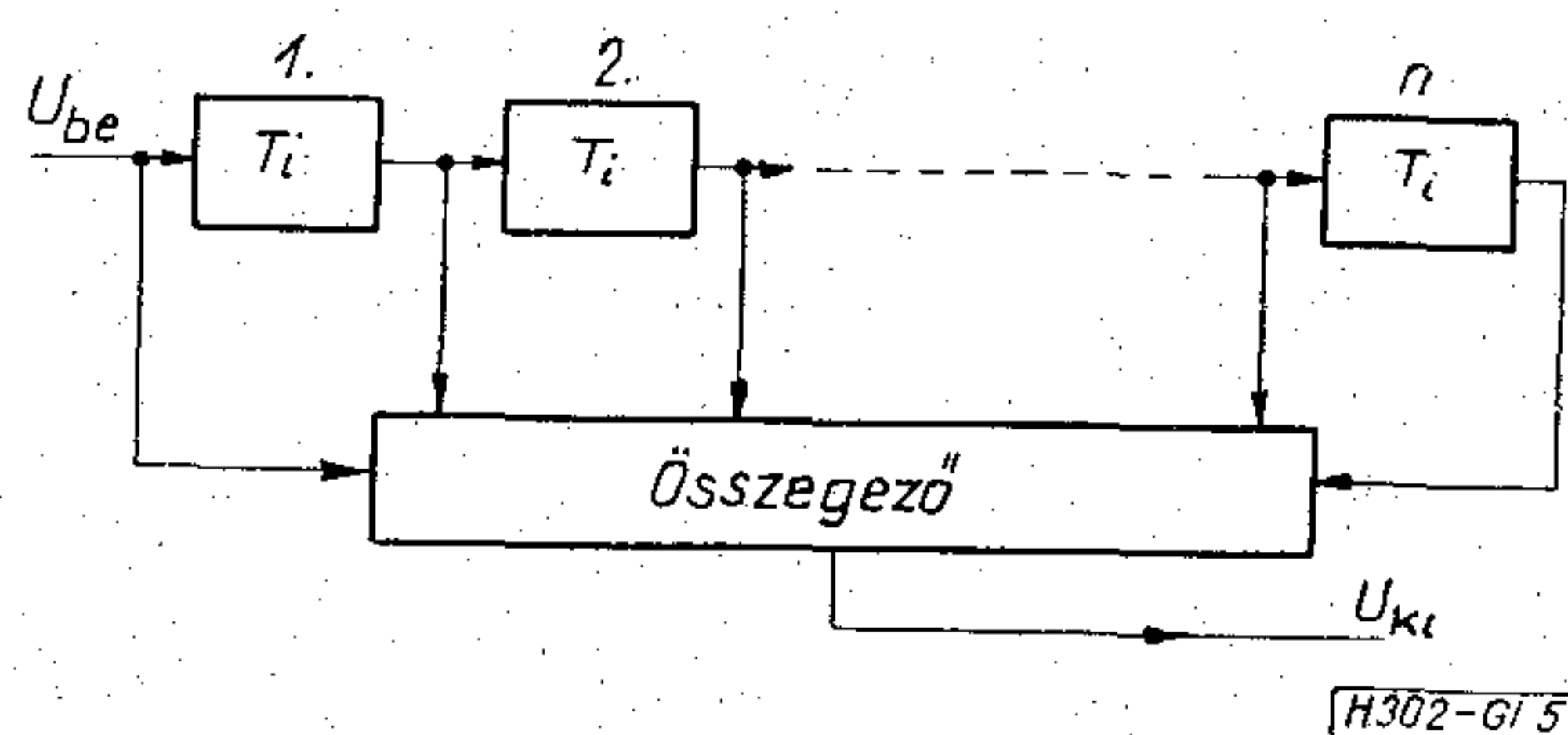
$$\left. \frac{J}{Z} \right|_{ki} = \frac{P_{Jki}}{P_{zki}} = \frac{U_{ki}^2}{P_{zki}} \cong \frac{1+\beta}{1-\beta} \frac{U_{be}^2}{P_{zbe}} \cong \frac{2}{1-\beta} \left. \frac{J}{Z} \right|_{be}, \quad (12)$$

ha $\beta \cong 1$.

Az előbbiekben feltételeztük, hogy a vett impulzus-sorozat nem fluktuál és az antenna iránykarakterisztikája ideális. A gyakorlatban azonban az iránykarakterisztika jó közelítéssel gaussi és a céltárgyakról visszaverődött jelsorozat impulzusról impulzusra vagy letapogatásról-letapogatásra fluktuál, így (12)-nél lényegesen kisebb az elérhető javulás.

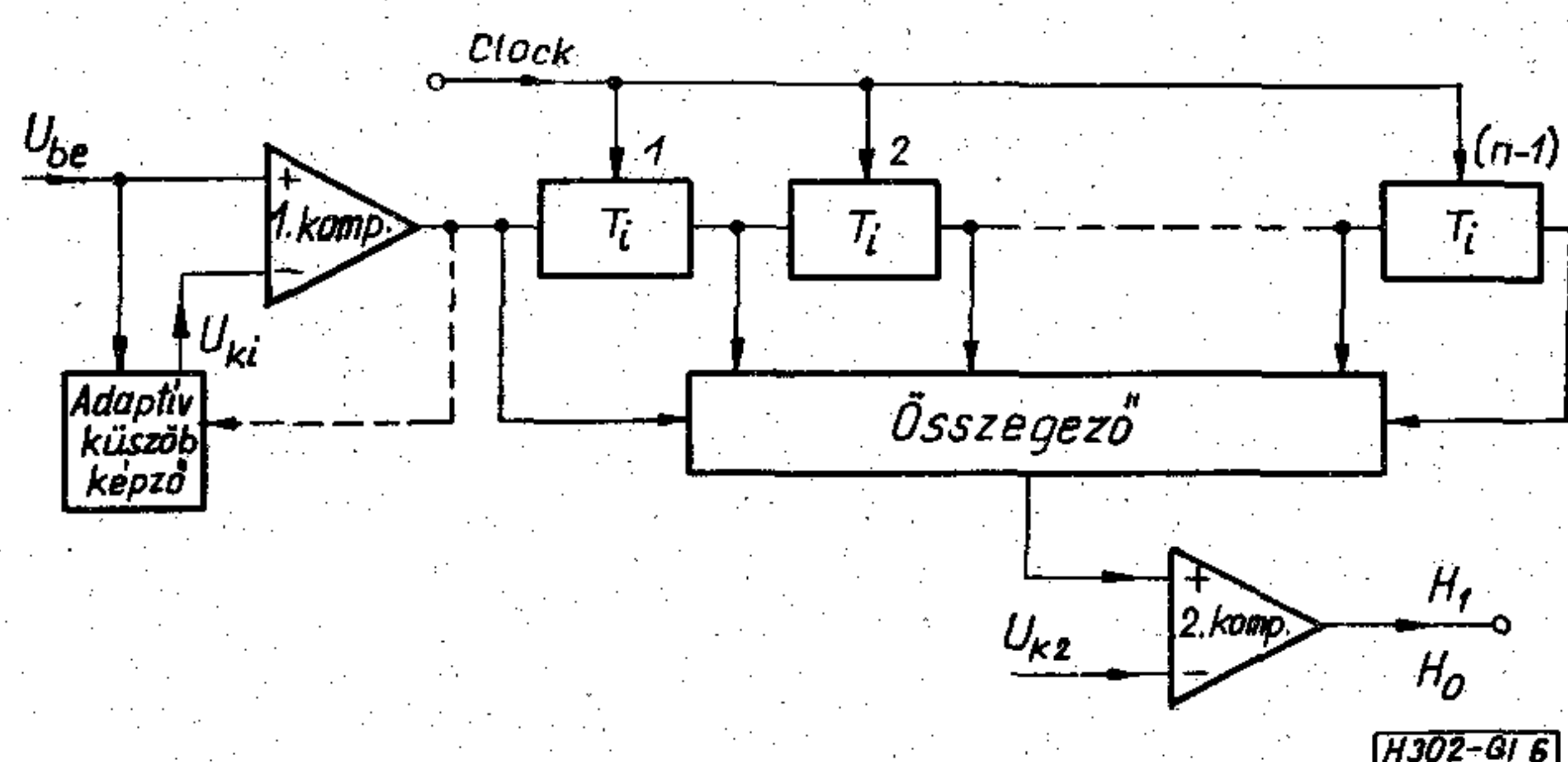
További problémát jelent az egyhez közeli β értékek esetén a stabilitás biztosítása.

A nyílt integrátorok elve az 5. ábrán látható.



5. abra

Az elvileg elérhető jel – zaj viszonyjavulás $(n+1)$ -szeres. Ezen integrátorok nagy hátránya, hogy sok késleltető művonalat igényelnek, így alkalmazásuk csak a digitális tárolóelemek megjelenése után terjedt el. Megvalósításuk ma gazdaságos az elérhető eredményekhez viszonyítva. Éppen ezért a Mikrohullámú Tanszéken folyó kutatási munkák a digitális tárolóelemek hazai hozzáférhetőségének megvalósulásakor a fenti típusú integrátorok felé fordultak és ezeknek is egy speciális megoldása, az ún. „mozgó ablak” típusú bináris integrátor [9] kifejlesztése történt meg. Ez az integrátor kettős küszöbképzéssel rendelkezik, amelyek közül az első adaptív, így jó minőségű automatikus detektorként alkalmazható. A bináris integrátor blokkképe a 6. ábrán látható.



6. ábra

Az áramkör egy 1 bites A/D konverterrel, azaz egy komparátorral kezdődik, amelynek kimenetén megjelenő „1” ill. „0” szintek digitális késleltetővonalon végighaladnak. $(n-1)$ darab késleltető művonalat használva n jel adódik össze. A 2. komparátor az ún. döntő áramkör, amely céldöntést (H_1) hoz, ha az n jelben legalább K „1”-es van, és nincs céldöntést (H_0) hoz, ha K -nál kevesebb „1”-es van. A fenti áramkörben a döntéshozatalhoz az egyesek számát feszültséggé alakítottuk, így egy analóg komparátorral hozható meg a döntés.

A bináris integrátor tulajdonságai a binomiális eloszlás alapján számíthatók [4; 7].

Ha a kimeneti jellemzők:

P_d a detekciós, és P_{vl} a vaklárma valószínűség; a bemeneti (az első komparátor kimenetén) jellemzők pedig:

p_1 a detekciós és p_0 a vaklárma valószínűség, akkor:

$$P_{vl} = \sum_{j=0}^n \binom{n}{j} p_0^j (1-p_0)^{n-j}$$

(13)

és

$$P_d = \sum_{j=K}^n \binom{n}{j} p_1^j (1-p_1)^{n-j}$$

Csak termikus zajt feltételezve P_{vl} csak U_{k1} és U_{k2} értékétől függ adott zajszint esetén, P_d a fenti két jellemzőn kívül a bemeneti jel–zaj viszonytól is. Nem fluktuáló céltárgyak esetén K optimális értéke $1,5\sqrt{n}$ -nél van [10], fluktuáló céltárgyak esetén ennél alacsonyabbra kell választani [11].

Az első küszöb (U_{k1}) értéke elvben rögzített lehetne. Gyakorlatban azonban a vevő termikus zajszintje pl. a vevő instabilitása miatt megváltozhat. Ilyen esetben U_{k1} utánállítása válna szükségessé, amelyet sokkal célszerűbb automatikusan elvégezni. Ennek érdekében a lokátor holtzónájában (a hatótávolságnak megfelelő időpont és a következő adóimpulzus közötti idő) mérjük a zaj effektív értékét és ebből képezzük U_{k1} -et (6. ábra folytonos vonal). A másik lehetséges eljárás, hogy a termikus zaj ergodikus voltát kihasználva digitális úton, időszemlélet alapján mérjük a vaklárma valószínűség értékét és ezt feszültséggé alakítva képezzük U_{k1} -et (6. ábra szaggatott vonal). Ezen utóbbi zárt hurkú küszöbképzéssel a zajszint olyan mértékű változása esetén, amikor rögzített U_{k1} mellett p_0 értéke 0,5 és 10^{-7} között változott, sikerült p_0 értékét 10^{-2} körül

$\pm 20\%$ pontossággal tartani. Mindkét említett eljárás hátránya, hogy csak a termikus zajra szabályoz és nagyon lassú a nagy integrálási idő miatt.

Sokkal hatásosabbak azok az adaptív küszöbképző eljárások, amelyek a kérdéses pont környezetéből vett minták értékéből képezik az első küszöböt [1]. Ezek annál hatásosabbak, minél több távolságcella tartalmát használják fel a küszöbképzéshez. További előnyük, hogy egyetlen adóperióduson belül is változtatják a küszöb értékét.

Visszatérve a 3. ábrán látható MTI -rendszerre, az ott látható „Integrátor”-blokk szintén a fentiekben ismertetett bináris integrátor. Ez egyrészt elnyomja az MTI -rendszeren átjutó aszinkron zavarokat, másrészt pedig kiegyenlíti az MTI -karakterisztika hullámosságát, amely a lépcsőzés következménye. Ezenkívül, mint automatikus detektor, tiszta, igen jól kiértékelhető képet ad az MTI -zónában is.

A fentiekben ismertetett MTI és integráló rendszer egy kapuzó rendszerrel az ún. „analóg kapu” egységgel összekapcsolva a lokátor teljes környezetében igen jó minőségű, cluttertól, passzív és aszinkron zavaroktól mentes, kontrasztos indikátorképet eredményez, amely nagymértékben megkönnyíti a kezelők munkáját, ill. teljesen előkészíti a lokátor információkat az extraktor számára.

Végezetül szeretnék köszönetet mondani dr. Bozsóki Istvánnak, akinek elméleti irányítása mellett és Darvas Péternek, akivel pedig a gyakorlatban realizáltuk a fent ismertetett rendszert.

I R O D A L O M

- [1] Nathanson: Radar Design Principles. McGraw Hill, 1969.
- [2] Marcum—Swerling: Studies of Target Detection by Pulsed Radar. IRE Trans. vol. IT-6. no. 2; April 1960.
- [3] Heidbreder—Mitchell: Detection Probabilities for Log-normally Distributed Signals. IEEE Trans. vol. AES-3; no. 1; Jan. 1967.
- [4] Skolnik: Radar Handbook. McGraw Hill, 1970.
- [5] Dr. Bozsóki István—Gödör Éva: Mikrohullámú berendezések. Egyetemi jegyzet. Tankönyvkiadó 1971.
- [6] Lawson—Uhlenbeck: Threshold Signals. MIT Radiation Laboratory Series, vol. 24. McGraw Hill. 1950.
- [7] Berkowitz: Modern Radar. John Wiley and Sons, 1965.
- [8] Urkowitz: Analysis and Synthesis of Delay Line Periodic Filters. IRE Trans. vol. CT-4; June 1957.
- [9] Dillard: A Moving Window Detector for Binary Integration. IEEE Trans. vol. IT-9, Jan. 1963.
- [10] Schwartz: A Coincidence Procedure for Signal Detection. IRE Trans. vol. IT-2; no. 4; Dec. 1956.
- [11] Worley: Optimum Thresholds for Binary Integration. IEEE Trans. vol. IT-14; no. 2., March. 1968.

Elosztott paraméterű aktív RC áramkörök

ETO 621.372.21:621.372.57:687.3.06 KEPAN

A szigetelő- és félvezető alapú integrált áramköri technika előretörésével különösen megnőtt az elosztott paraméterű RC ($\overline{RC}$) és aktív RC ($\overline{ARC}$) hálózatok jelentősége. Ezen áramkörök alkalmazásával nagymértékű méretcsökkenés és megbízhatóság érhető el.

1971-ben kezdődött meg az együttműködés a REMIX Rádiótechnikai Vállalat és a BME Híradástechnikai Elektronika Intézet között az elosztott paraméterű hálózatok analízis és tervezési módszereinek kidolgozásában. A munka eredményeit tanulmányok [1...8] foglalják össze.

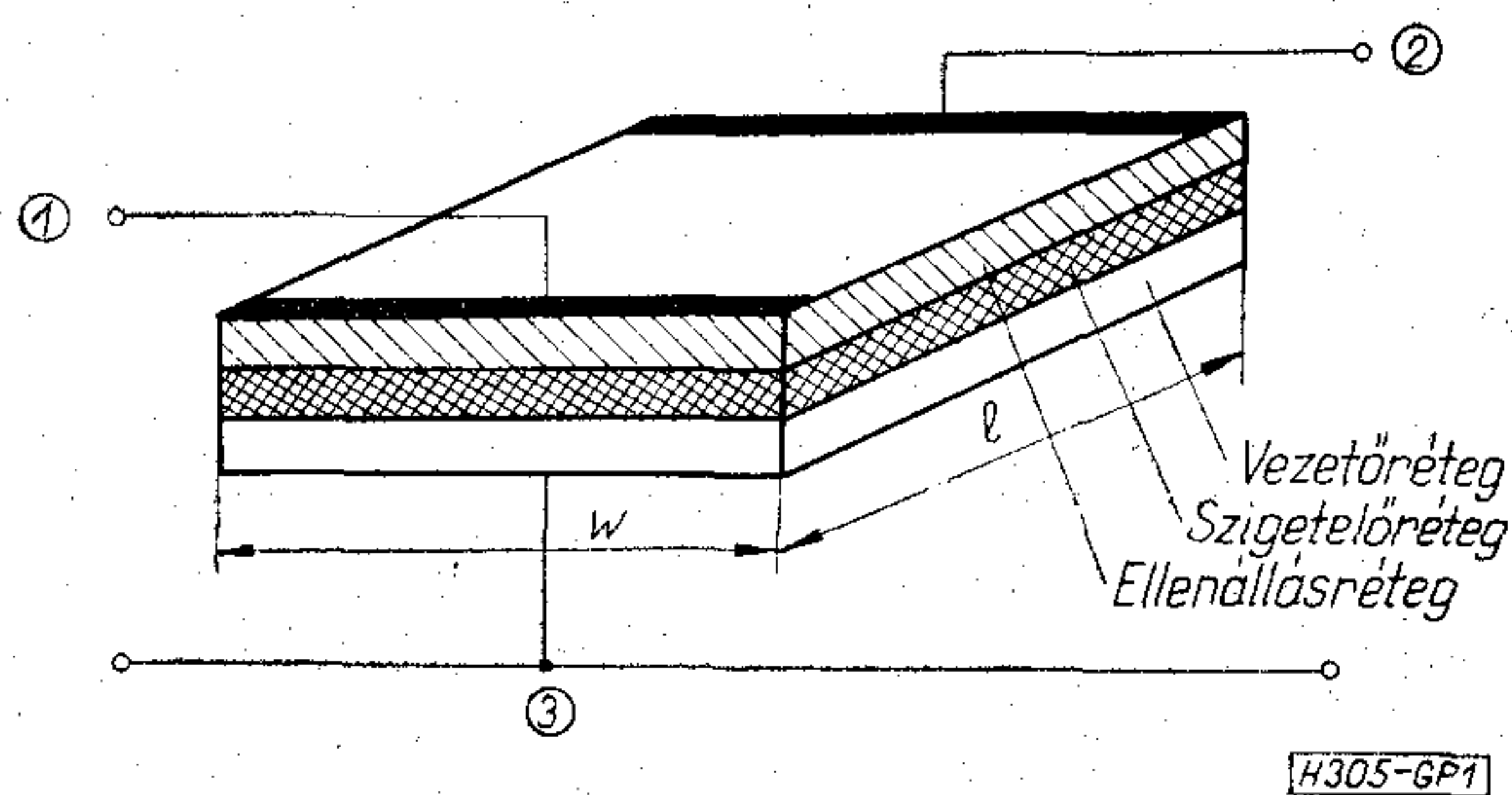
Jelen cikk célja az, hogy bemutassa az elosztott paraméterű aktív RC áramkörök helyzetképét.

Az $\overline{ARC}$ szűrő alapkapsolásaihoz hasonlóan a dolgozat elosztott $\overline{ARC}$ alapkapsolásokat vizsgál, keresve egy következő lépésben kidolgozásra kerülő kaszkád szintézis alapkapsolásait.

A dolgozat első része az $\overline{ARC}$ kapsolásokban alkalmazásra kerülő homogén, háromrétegű $\overline{RC}$ vonalat vizsgálja. A második részben az elosztott paraméterű aktív RC kapsolások analízise számára kifejlesztett *KEPAN* program kerül ismertetésre, míg a harmadik részben tipikus elosztott és koncentrált paraméterű aktív RC blokkok vizsgálata történik.

Elosztott paraméterű, homogén, háromrétegű RC vonal analízise

Az 1. ábrán látható háromrétegű, homogén $\overline{RC}$ vonal hálózatelméleti jelölését a 2. ábra mutatja.



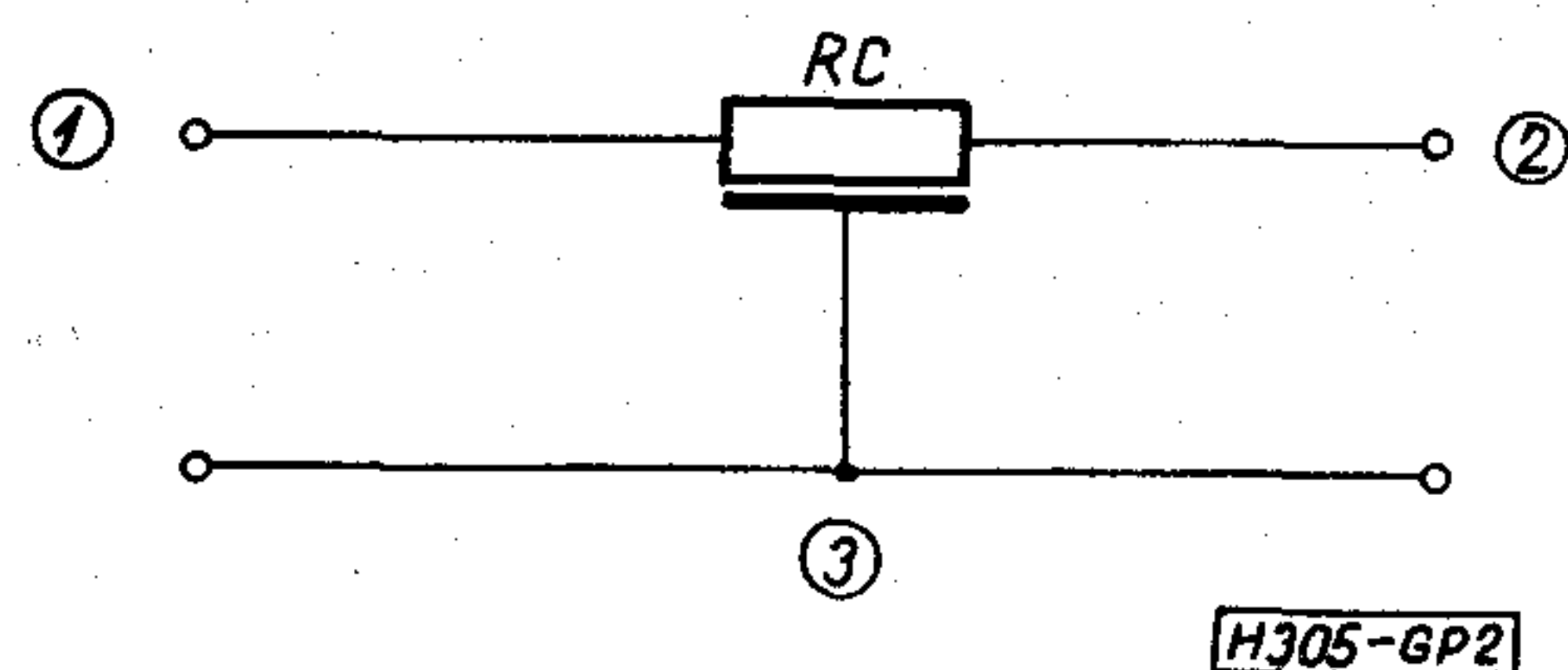
1. ábra

Az áramkör koncentrált paraméterű helyettesítő képe egy RC távvezeték. Ennek megfelelően írhatók fel a távvezeték-egyenletek

$$\frac{\partial I(p, x)}{\partial x} = -c_0 p U(p, x), \quad (1)$$

$$\frac{\partial U(p, x)}{\partial x} = -r_0 I(p, x). \quad (2)$$

Beérkezett: 1974. V. 21.



2. ábra

Az egyenleteket megoldva az $\overline{RC}$ vonal admittancia-paramétereit határozzuk meg, mert a számítógépes analízis ezek segítségével történik.

$$y_{11} = y_{22} = \frac{1}{Z_0} \coth \gamma_0 l, \quad (3)$$

$$y_{12} = y_{21} = \frac{1}{Z_0} \operatorname{csch} \gamma_0 l, \quad (4)$$

ahol $\operatorname{csch} \gamma_0 l = \frac{1}{\operatorname{sh} \gamma_0 l}$, $Z_0 = \sqrt{\frac{r_0}{pc_0}}$ a hullámimpedancia, $\gamma_0 = \sqrt{pr_0c_0}$ a terjedési tényező, r_0 és c_0 a hosszegységre eső ellenállás, ill. kapacitás.

Bevezetve az $R_\square$ és $C_\square$ négyzetes ellenállást és négyzetes kapacitást, mint gyakorlatban mérhető technológiai paramétereket

$$R = r_0 l = R_\square \frac{l}{w}, \quad (5)$$

$$C = c_0 l = C_\square w l \quad (6)$$

kaphatók a vonal teljes ellenállására (R) és teljes kapacitására (C).

Így az admittancia-paraméterek mérhető mennyiségek (anyagjellemzők és geometriai méretek) függvényei lesznek.

$$y_{11} = y_{22} = \frac{\sqrt{pRC}}{R} \coth \sqrt{pRC}, \quad (7)$$

$$y_{12} = y_{21} = \frac{\sqrt{pRC}}{R} \operatorname{csch} \sqrt{pRC}. \quad (8)$$

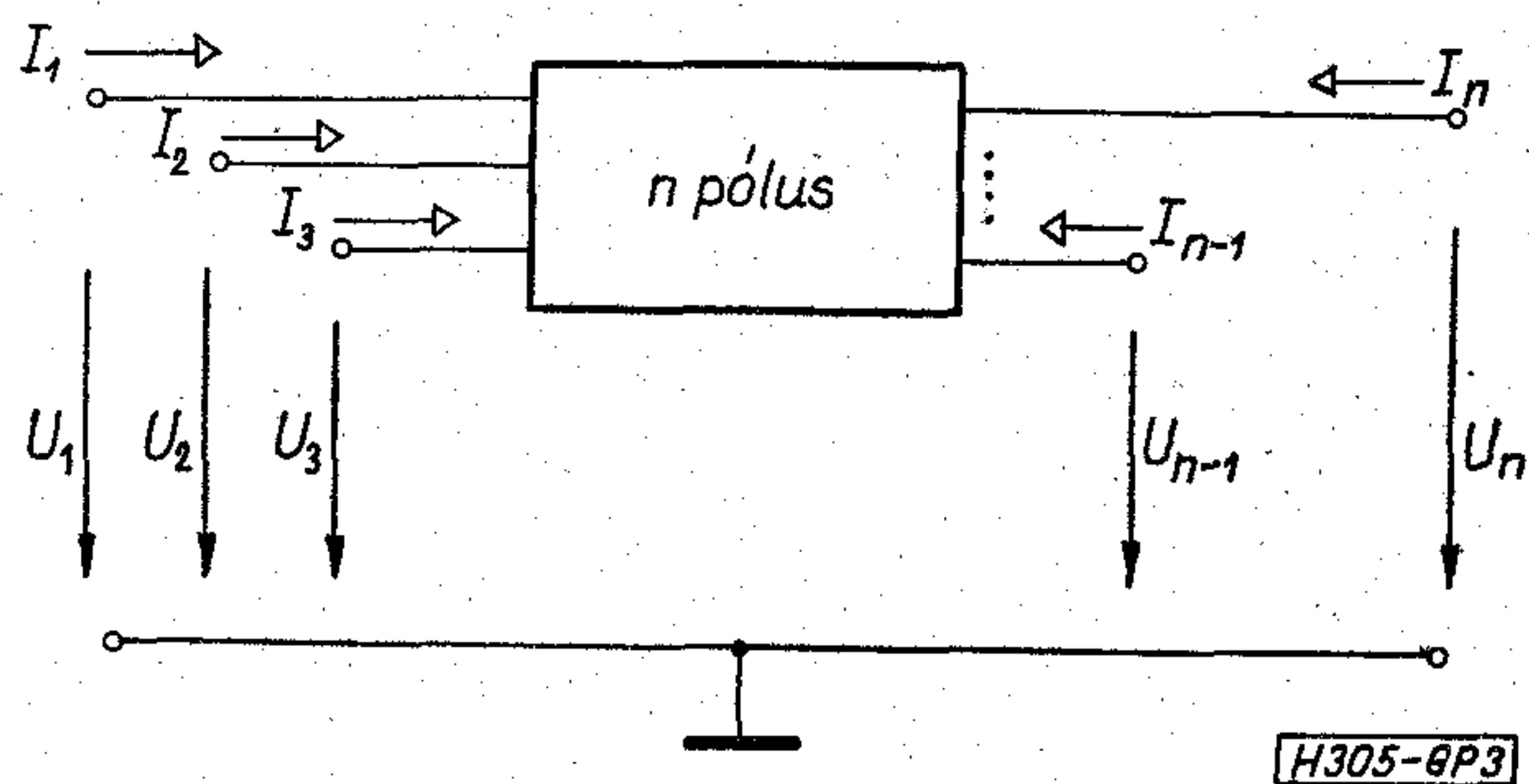
A frekvenciatartományba $p \rightarrow j\omega$ helyettesítéssel térhetünk át. A frekvenciatartománybeli analízis során a (7) és (8) kifejezésekkel számolunk, ahol

$$\sqrt{j\omega RC} = \pm (1+j) \sqrt{\frac{\omega}{2\omega_0}} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (9)$$

helyettesítést hajtunk végre.

Koncentrált és elosztott paraméterű hálózatok analízisét végző KEPAN program

A program a hálózatok leírására az indefinit admittancia-mátrixot (továbbiakban Y_{IND}) használja fel. Ennek a leírási módnak előnye, hogy az Y_{IND} szisztematikusan felépíthető, és így számítógépes alkalmazása könnyű. Az Y_{IND} definíciója a 3. ábra segítségével adható meg.



3. ábra

Az egyes pólusok, csomópontok feszültsége a közös földponthoz, mint vonatkoztatási ponthoz viszonyítva legyen $U_1, U_2, \dots, U_n$. A hálózatba befolyó áramok legyenek $I_1, I_2, \dots, I_n$. A szuperpozíció elve alapján a következő egyenletrendszer írható fel:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 + \dots + Y_{1n}U_n \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 + \dots + Y_{2n}U_n \\ &\vdots \\ I_n &= Y_{n1}U_1 + Y_{n2}U_2 + \dots + Y_{nn}U_n \end{aligned} \quad (10)$$

vagy mátrix alakban

$$I = Y_{IND}U. \quad (11)$$

A mátrix elemei a hálózat rövidzárási admittanciái:

$$Y_{ik} = \left. \frac{I_i}{U_k} \right|_{U_j=0} \quad \begin{matrix} j=1, 2, \dots, n \\ i \neq k \end{matrix} \quad (12)$$

azaz Y_{ik} értékét az i -dik csomóponton átfolyó előjeles áram értéke adja meg akkor, ha a k -edik csomópontra egységnyi feszültséget kapcsolunk, miközben az összes többi csomópontot földeljük.

A program a koncentrált R, L, C elemeken és az elosztott paraméterű homogén $\overline{RC}$ blokkon kívül aktív elemeket is tud kezelni.

A vezérelt generátorok közül azonban egyedül a feszültségvezérelt áramgenerátornak van admittancia-mátrixa. Ez egy sor- és egy oszlopbővítéssel indefinit admittancia-mátrixszá bővíthető. A többi vezérelt generátor és a műveleti erősítő esetében a problémát a végtelen admittanciák jelentik. Ezek: áramvezérlés esetén a vezérlő ág rövidzár; feszültség-generátor esetén pedig a generátor belső ellenállása zérus. Ez a probléma úgy oldható meg, hogy ilyen esetben a rövidzárral sorba kötünk egy $+1$ és -1 értékű ellenállást. Ez ugyan a csomópontok számá-

nak növekedését eredményezi, de az Y_{IND} most már felírható.

Hálózatfüggvények számításához az indefinit admittancia-mátrixról (mely szinguláris és így nem invertálható) a referencia pontnak megfelelő sor és oszlop törlésével csomóponti admittancia-mátrixra (Y) térünk át. Ez a mátrix már invertálható és az

$$U = ZI \quad (13)$$

egyenletben szereplő Z invertált mátrix segítségével az egyes csomópontok feszültsége számítható. A csomópontok feszültségének ismeretében a kívánt hálózatfüggvény egyszerűen meghatározható.

A futási idő számítását a program az analízis frekvenciapontjaiban számított fázis-differenciahányadosok átlagolásával végzi:

$$\tau = -\frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega}, \quad (14)$$

ahol φ az $\frac{U_2}{U_1}$ transzfer függvény fázismenete.

A program az Egyetemi Számítóközpont RAZDAN számítógépére készült ALGOL 60 nyelven. A megengedett elemek koncentrált paraméterű R, L, C ; elosztott paraméterű, homogén háromrétegű RC vonal ($\overline{RC}$); véges vezérlési tényezőjű, de egyébként ideálisnak tekintett vezérelt generátorok, úgymint feszültségvezérelt feszültség- ($VCVS$), feszültség-vezérelt áram- ($VCCS$), áramvezérelt feszültség- ($CCVS$) és áramvezérelt áramgenerátor ($CCCS$), valamint véges erősítésű műveleti erősítő.

Kimenő adatként a hálózatfüggvények közül $\frac{U_2}{U_1}$ abszolút értékét és fázisát, valamint a τ futási időt kívánságra kirajzolja.

A program futási ideje függ a csomópontok, az elemek és a frekvenciák számától.

Egy tipikus futási eredmény: frekvenciánként 6–8 csomópontnál és 8–10 elemnél, függvényábrázolás nélkül a futási idő 5'', függvényábrázolással 15''.

Elosztott és koncentrált paraméterű aktív (DLA) áramkörök vizsgálata

A vizsgálatok tárgyát az irodalomban napjainkig publikált, csak elosztott paraméterű vagy elosztott és koncentrált paraméterű elemeket egyaránt tartalmazó aktív áramkörök (DLA = distributed-lumped-active) képezik.

Az átviteli függvények az $\overline{RC}$ blokkok jelenléte miatt a komplex frekvenciának transzcendens és irracionális függvényei [1, 5], ezért az egyes kapcsolási elemek átviteli karakterisztikára gyakorolt hatásának egzakt vizsgálata — például betűs formában — matematikailag komoly nehézségeket jelent. Ha például a koncentrált paraméterű esetben szokásos pólus-zérus elrendezést vizsgáljuk, elosztott paraméterű esetben általában végtelen sok pólus és zérus lesz, és ezek mindegyikének helyzete függ az egyes elemek értékétől. Ahhoz, hogy az elmondottak ellenére a DLA kapcsolásokat a koncentrált paraméteres megfelelőikkel össze lehessen hasonlítani, az átviteli függvények összehasonlításából DLA számára

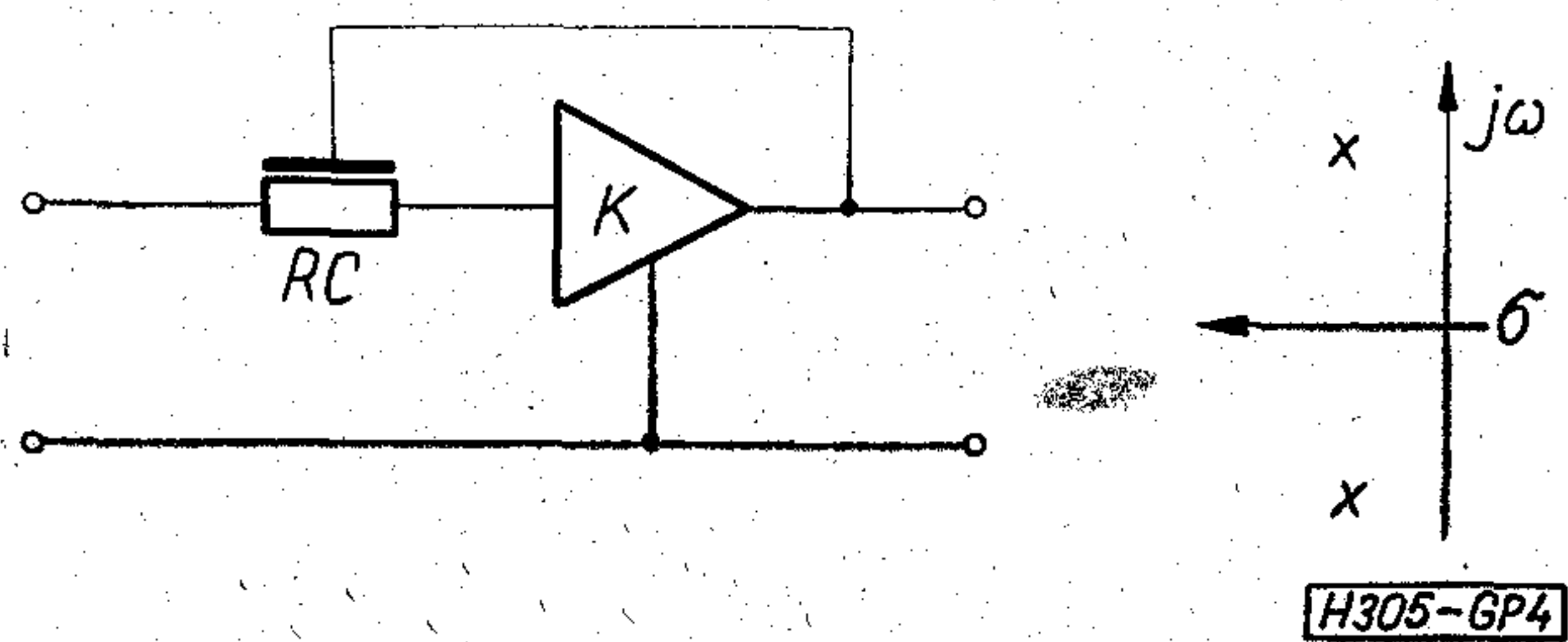
ekvivalens domináns gyökkép határozható meg. Ezzel a gyökképpel a DLA áramkört közelítőleg jellemző racionális függvény írható fel. A módszer előnye, hogy az approximációs probléma a koncentrált paraméteres esetben használatos módszerekkel oldható meg, és így meghatározott racionális törtfüggvényekhez lehet hozzárendelni a megfelelő DLA áramkörök kaszkád kapcsolását.

Ha az egyes DLA alapkapsolások koncentrált paraméteres megfelelőit nézzük, általánosságban elmondható, hogy a DLA alaptagok másodfokú átviteli függvénnyel rendelkező alapkapsolásokkal tekinthetők ekvivalenseknek. Páratlan fokszám realizálásához egy pótlólagos passzív RC osztót lehet használni. A vizsgált kapcsolások aluláteresztő, felüláteresztő, sávszűrő, elliptikus és mindentáteresztő karakterisztikájúak.

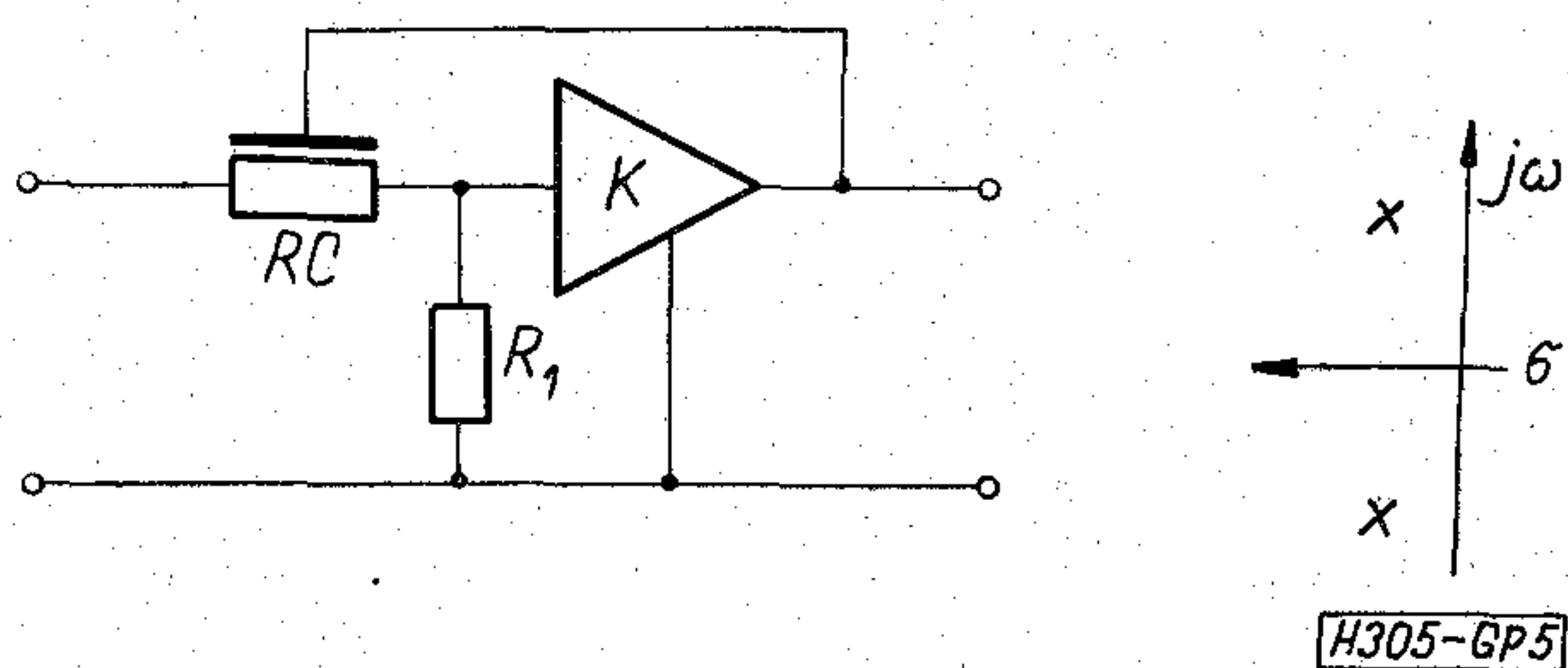
Aluláteresztő alapkapsolások

A legegyszerűbb és az irodalomban is legelsőnek vizsgált aluláteresztő alaptag [1, 9, 10, 11, 12, 13] a 4. ábrán látható a koncentrált paraméterű közelítés gyökelrendezésével. Olyan kaszkád kapcsolással, ahol az egyes $\overline{RC}$ blokkok RC szorzatai azonosak, ún. parabolikus szűrők (pólusok egy parabola mentén helyezkednek el) realizálhatók [14]. A 4. ábrán látható alaptagnál az aktív elem véges kimeneti és bemeneti ellenállása elég nagy befolyással van az amplitúdókarakterisztikára [15], és érzékenységi megfontolásokból csak közepes Q értékig használható [11]. A kapcsolat nagy előnye viszont az egyszerű felépítés, a kis erősítés ($K < 1$) és a kaszkádba kapcsolás lehetősége (zérus kimeneti ellenállás).

Az 5. ábrán látható alaptag-felépítésben az R_1 koncentrált ellenállás megjelenése a különbség [16]. Koncentrált paraméterű ekvivalencia alapján meghatározott gyökhelygörbékből látható, hogy a kapcsolással nagy Q értékek is realizálhatók és a pólus-érzékenység valós része nullává tehető. Érzékenységi szempontból még kedvezőbb a $K=1$ erősítésű eset [17], ami egy műveleti erősítő direkt visszacsatolásá-



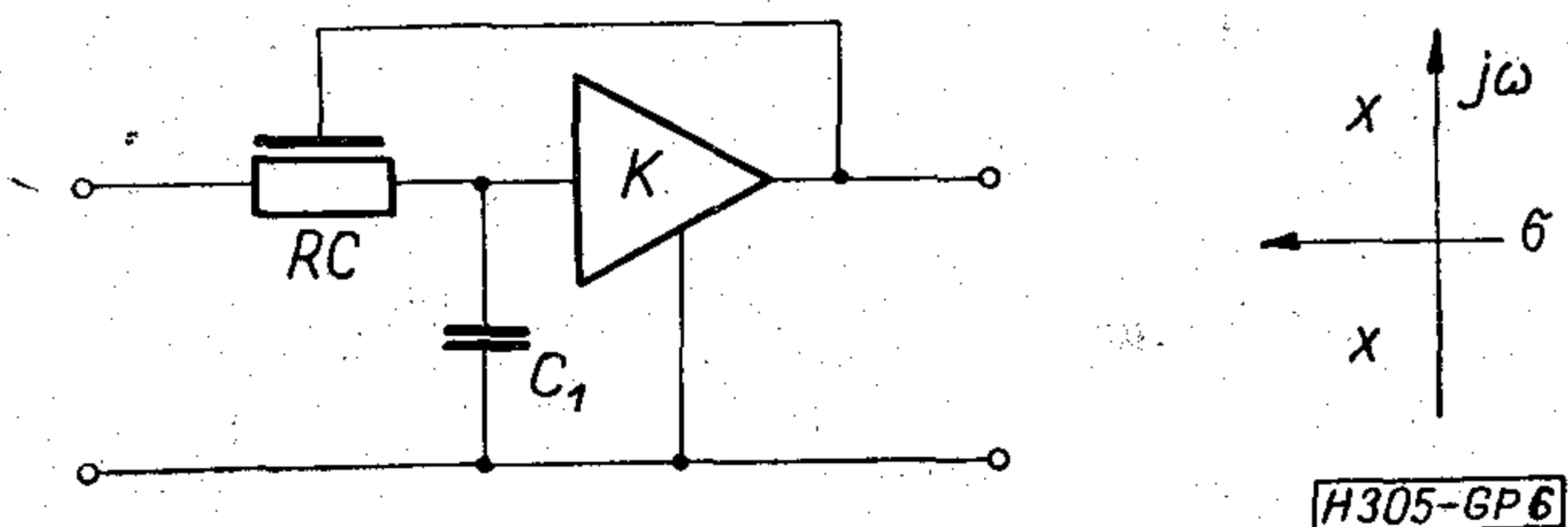
4. ábra



5. ábra

val egzakt pontossággal beállítható, tehát az átvitel érzéketlen az aktív elem erősítésváltozására (nincs szükség az erősítés passzív elemekkel történő beállítására).

Az ellenállás helyett koncentrált kapacitást tartalmazó újabb alaptag a 6. ábrán látható [18].



6. ábra

A 7. ábrán látható két további alaptag lényegében az 5. és 6. ábrák tisztán elosztott paraméteres megfelelőinek tekinthetők, ahol a koncentrált ellenállást, illetve kapacitást egy rövidre zárt, illetve szakadással lezárt második $\overline{RC}$ blokkal helyettesítettük [18]. A futtatási eredmények azt mutatják, hogy a vágási meredekség nagyobb (1 dekádra 54 dB), mint koncentrált esetben.

Elliptikus és mindentáteresztő kapcsolások

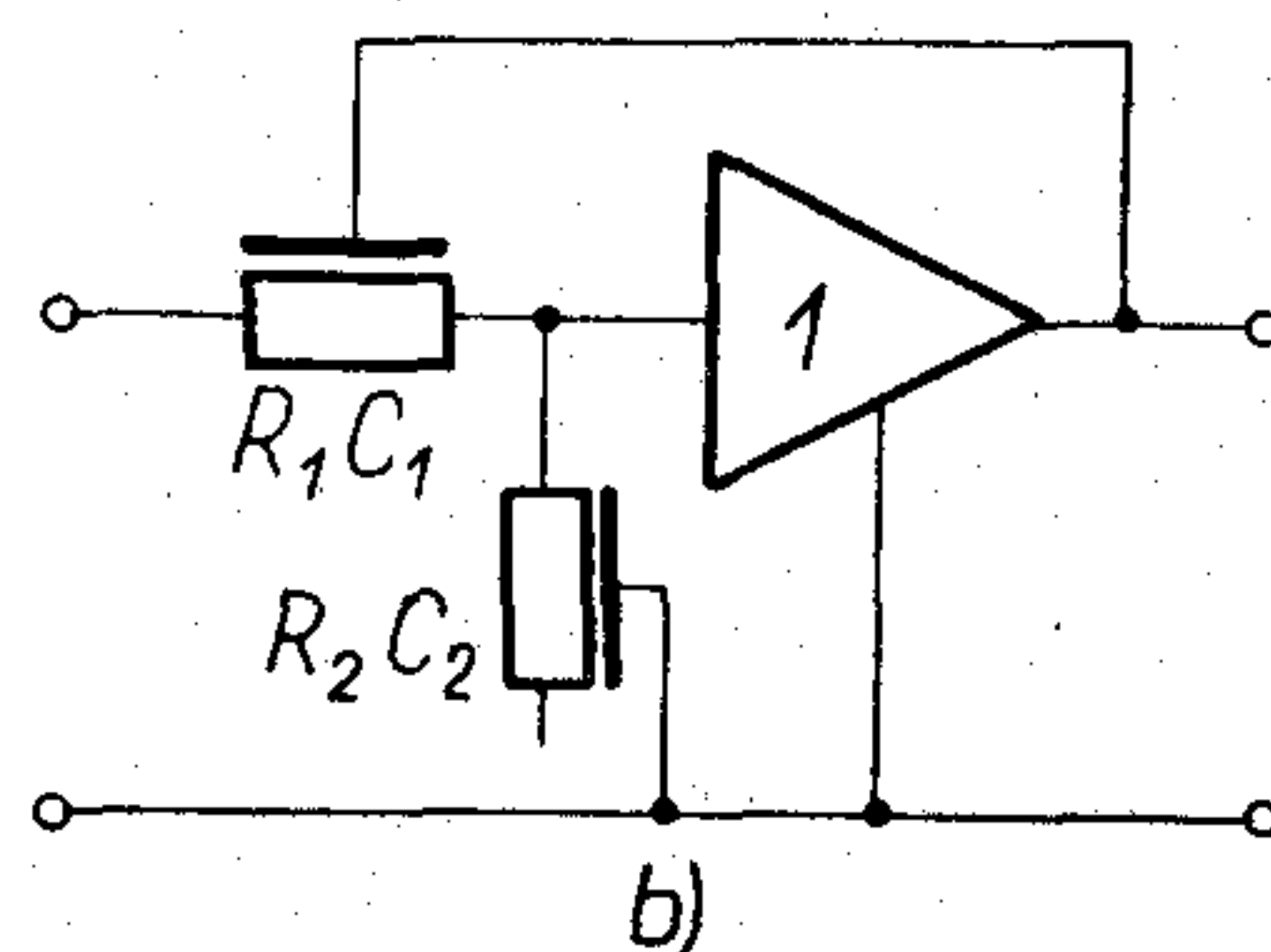
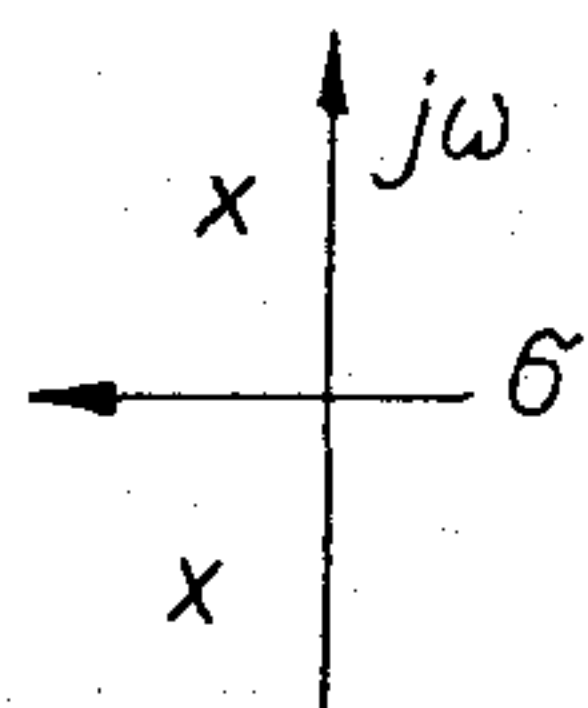
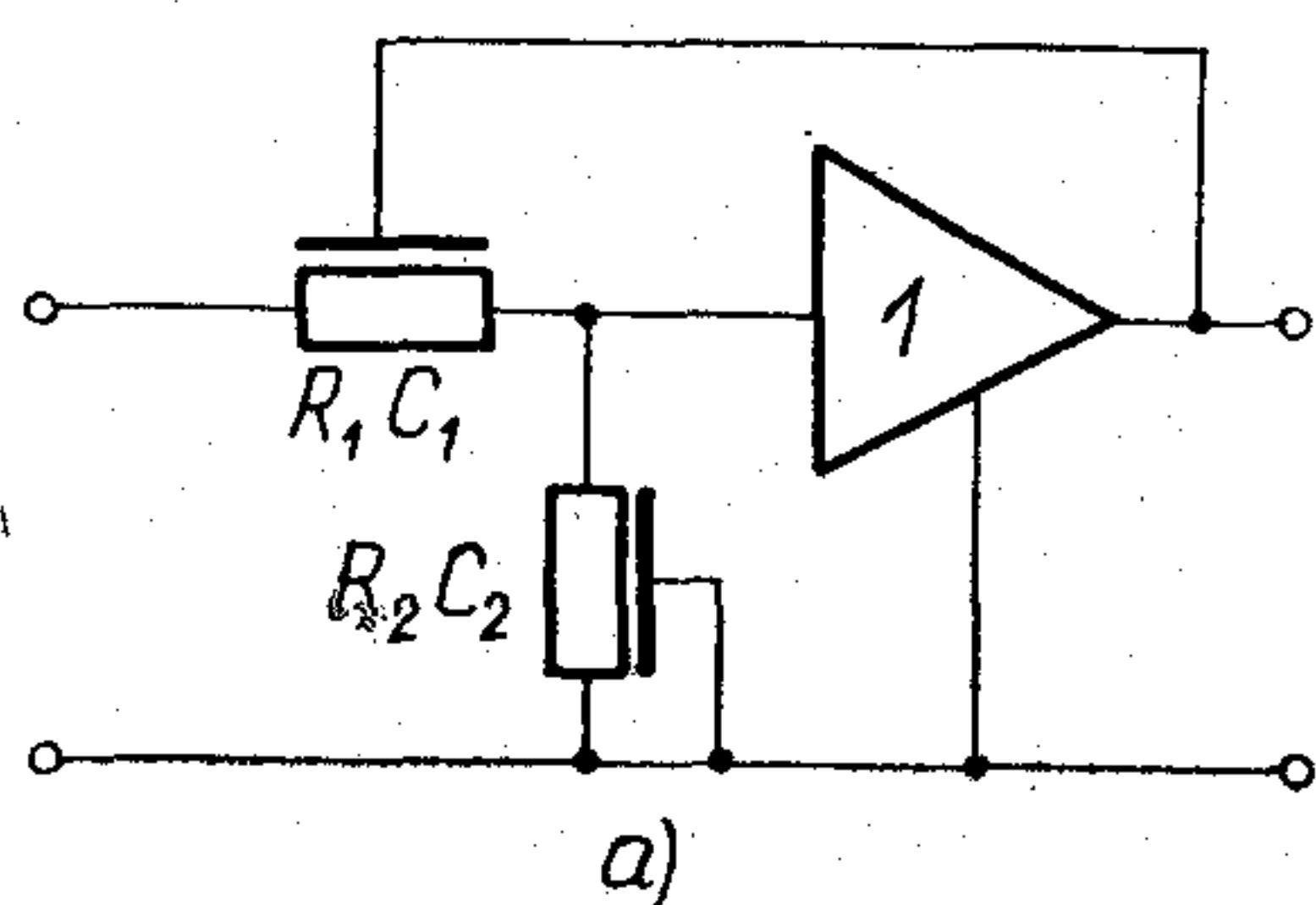
Az eddigiekben vizsgált alapkapsolások egyetlen konjugált póluspárral rendelkeztek, így csak polinomszűrő karakterisztikák valósíthatók meg velük, az átviteli zérusok a végtelenben vannak. Véges átviteli zérussal rendelkező alapkapsolásokat (ún. elliptikus alaptagokat) úgy nyerhetünk, ha a 5. és 6. ábra kapcsolásaiba visszacsatoló ágba még egy koncentrált ellenállást is behelyezünk.

Aluláteresztőben használható elliptikus alaptagot a fenti származtatással a 6. ábrából kapunk. Itt a koncentrált esetnek megfelelő gyökképben — amit a 8. ábrán a kapcsolással együtt feltüntettünk — a póluspár a zéruspár „alatt” található [9, 10, 18].

A visszacsatoló ágba helyezett ellenállással az 5. ábra kapcsolásából nyert másik elliptikus alaptagot a 9. ábrán tüntettük fel. A $j\omega$ tengelyen levő zérusok felett elhelyezkedő pólusok miatt ez felüláteresztőkben (esetleg sávszűrőkben) kerülhet alkalmazásra. A kapcsolat részletes vizsgálata a [9, 10] irodalmi hivatkozásokban található.

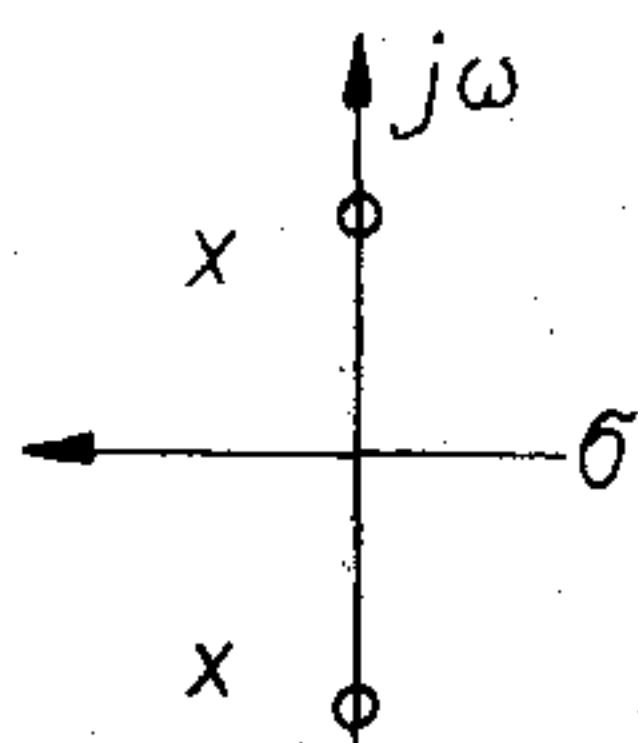
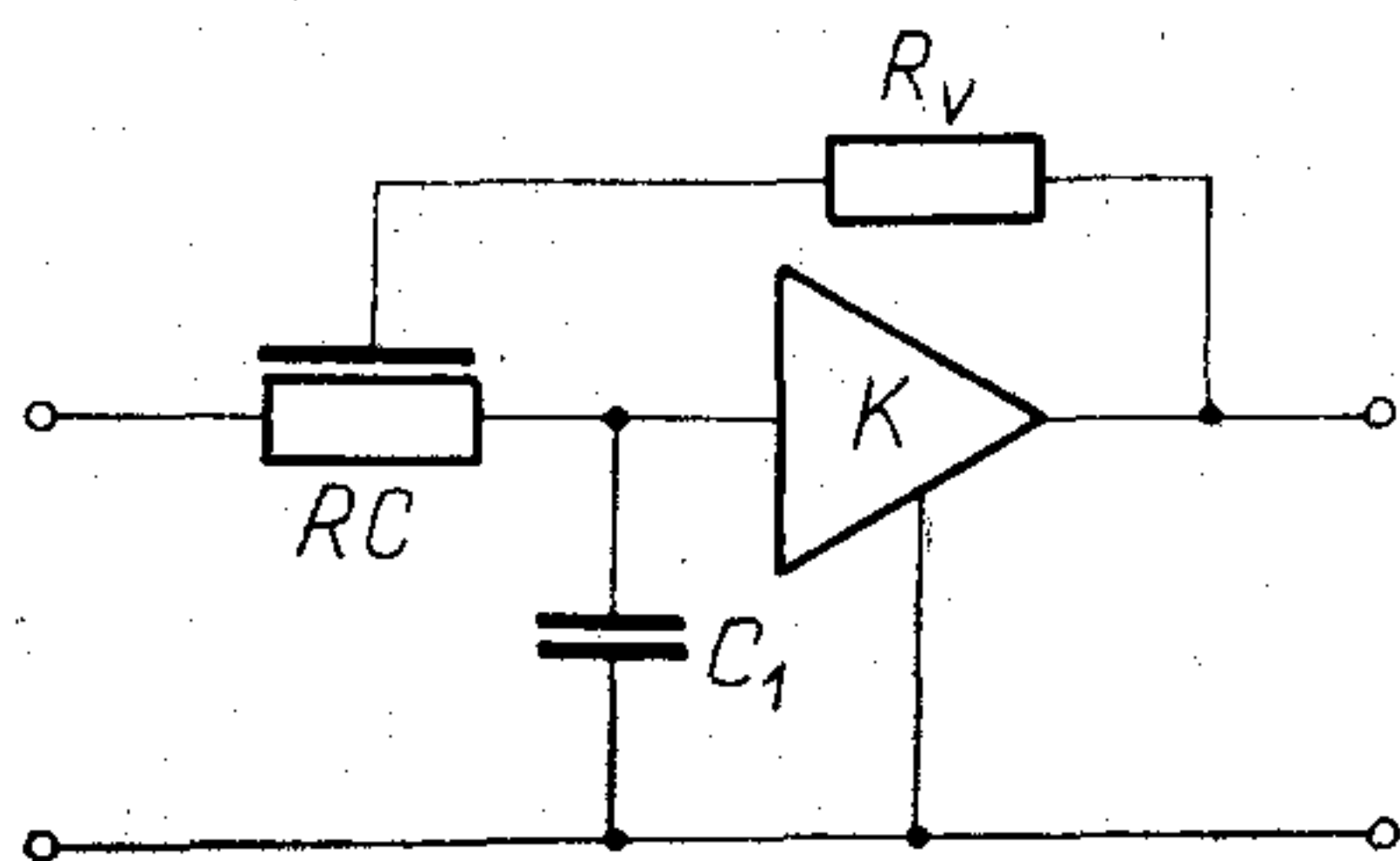
A 9. ábra áramkörével lehetséges jobbfélsíkbeli zérusokat is realizálni és megfelelő paraméter választással szimmetrikus mindentáteresztő gyökelrendezést megvalósítani [19]. A kapcsolat számítógépes analízise azt mutatta, hogy az amplitúdómenet ingadozása csak bizonyos frekvenciáig hanyagolható el, de nagyobb frekvenciákon már nem felel meg a mindentáteresztő jellegnek (a [16] publikációban ilyen határfrekvenciáról nincs szó). Az eltérés az approximáció közelítő jellegéből ered.

Ha a 8. ábra kapcsolásában az aktív elem bemenetével sorosan egy további koncentrált ellenállást helyezünk el, az átviteli zérus környezetében szelektívebb elliptikus tagot nyerhetünk, ami a 10. ábrán látható [20, 9].



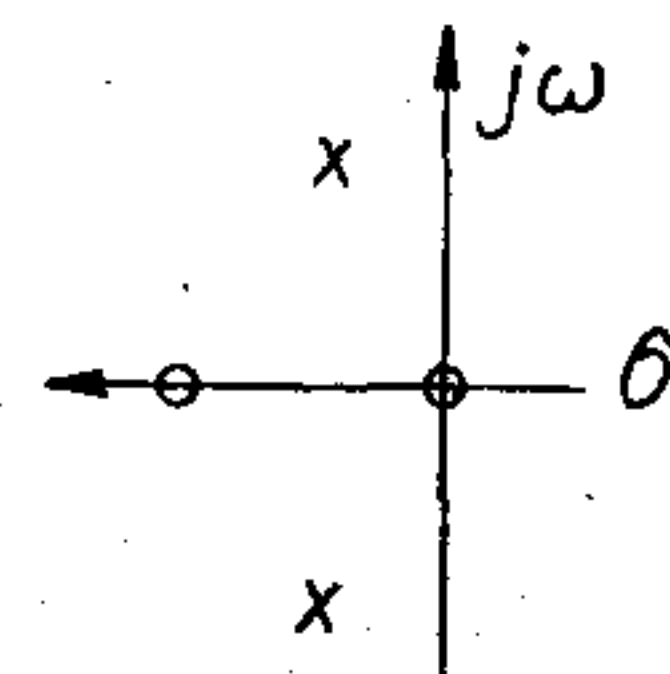
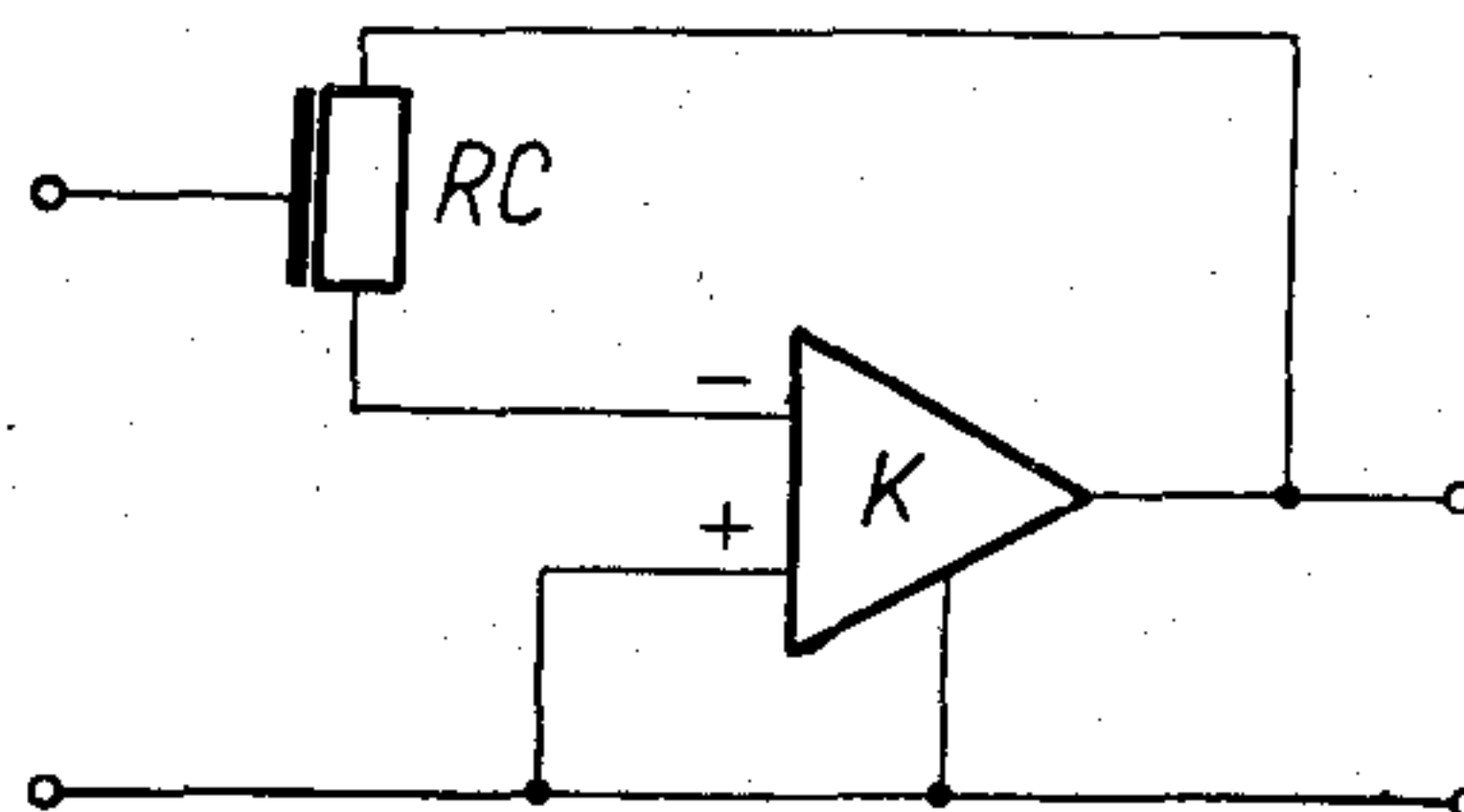
H305-GP7

7. ábra



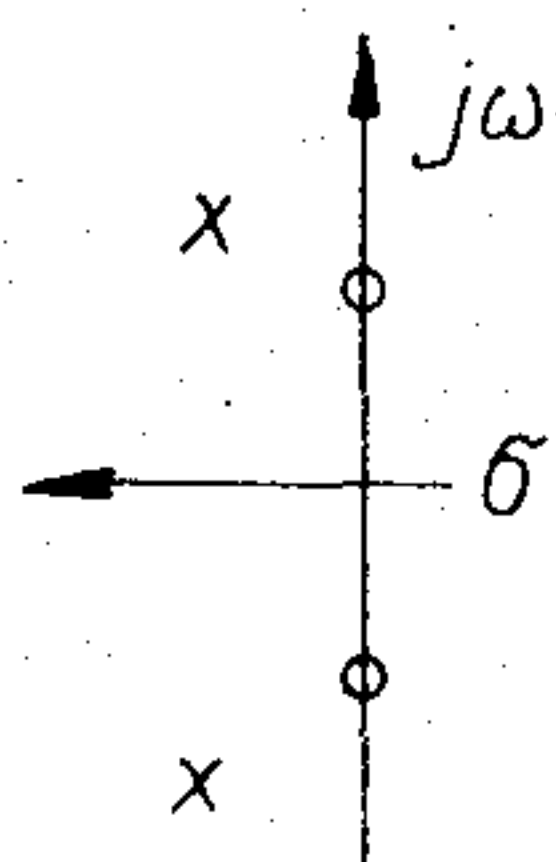
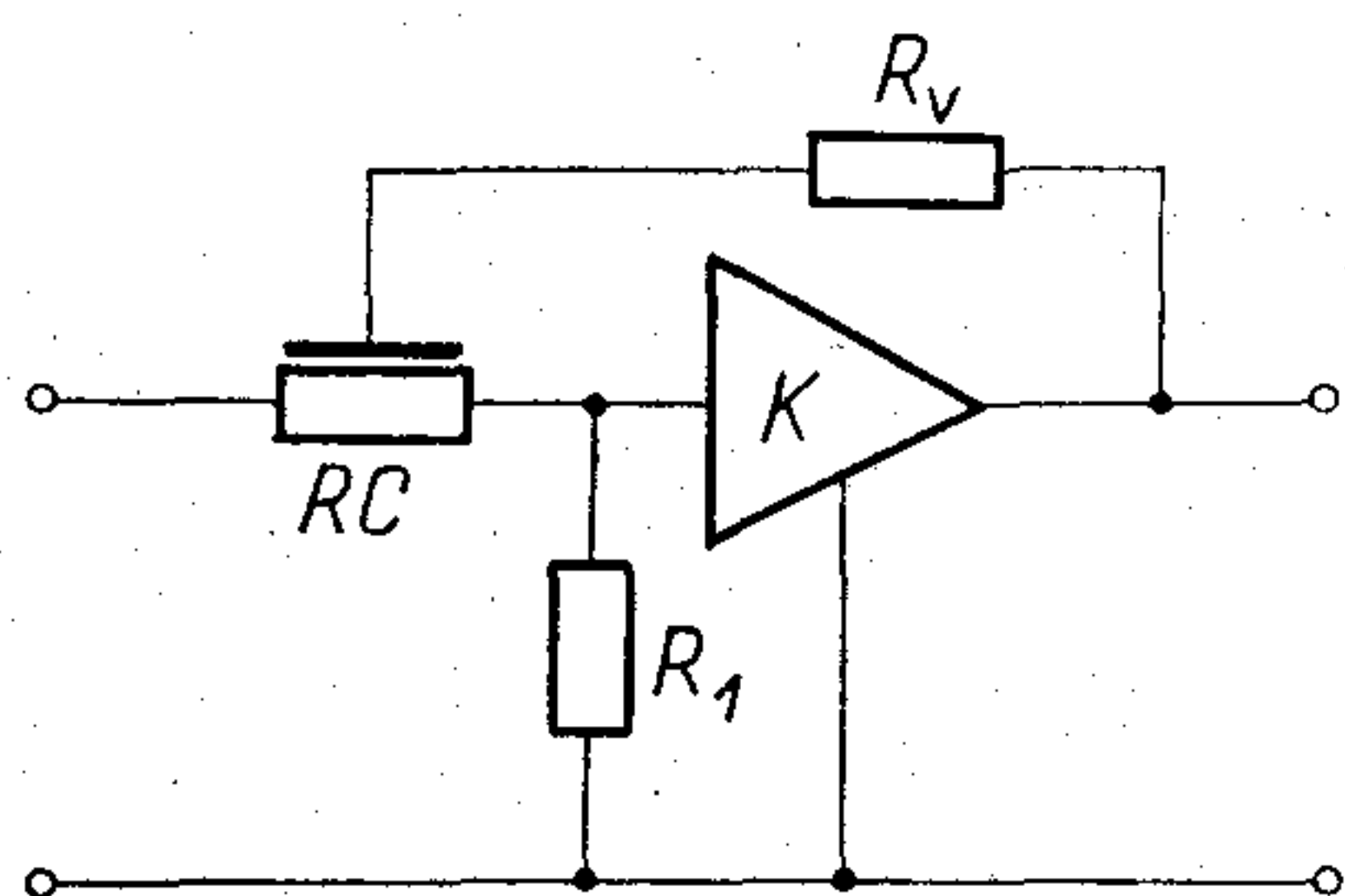
H305-GP8

8. ábra



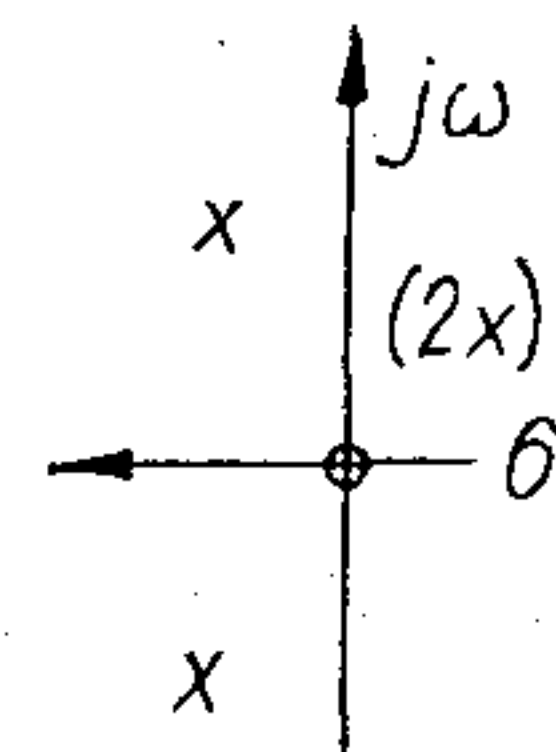
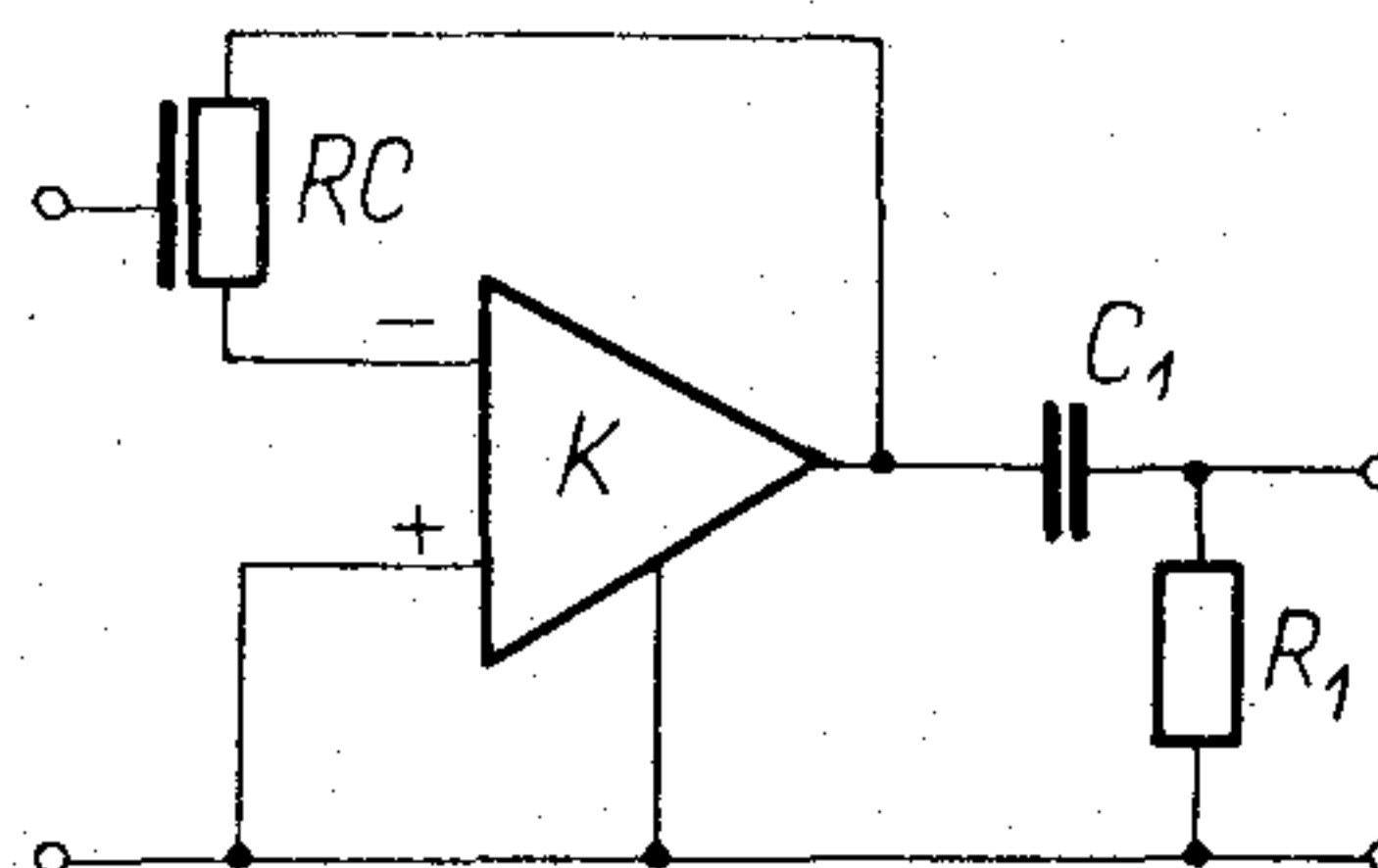
H305-GP11

11. ábra



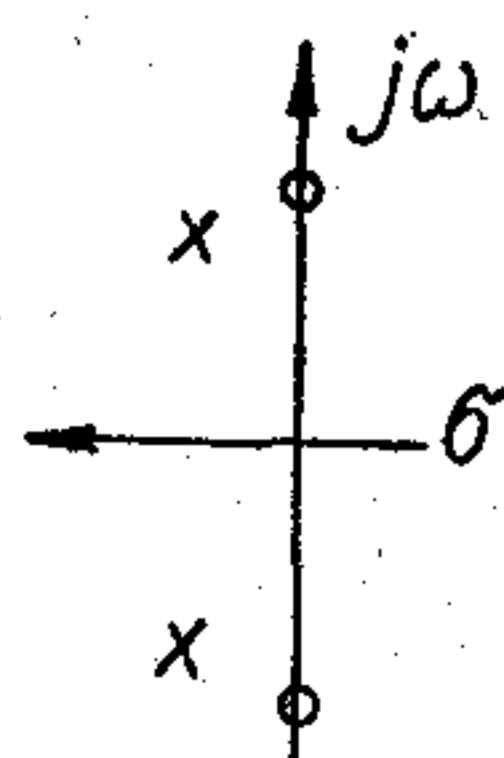
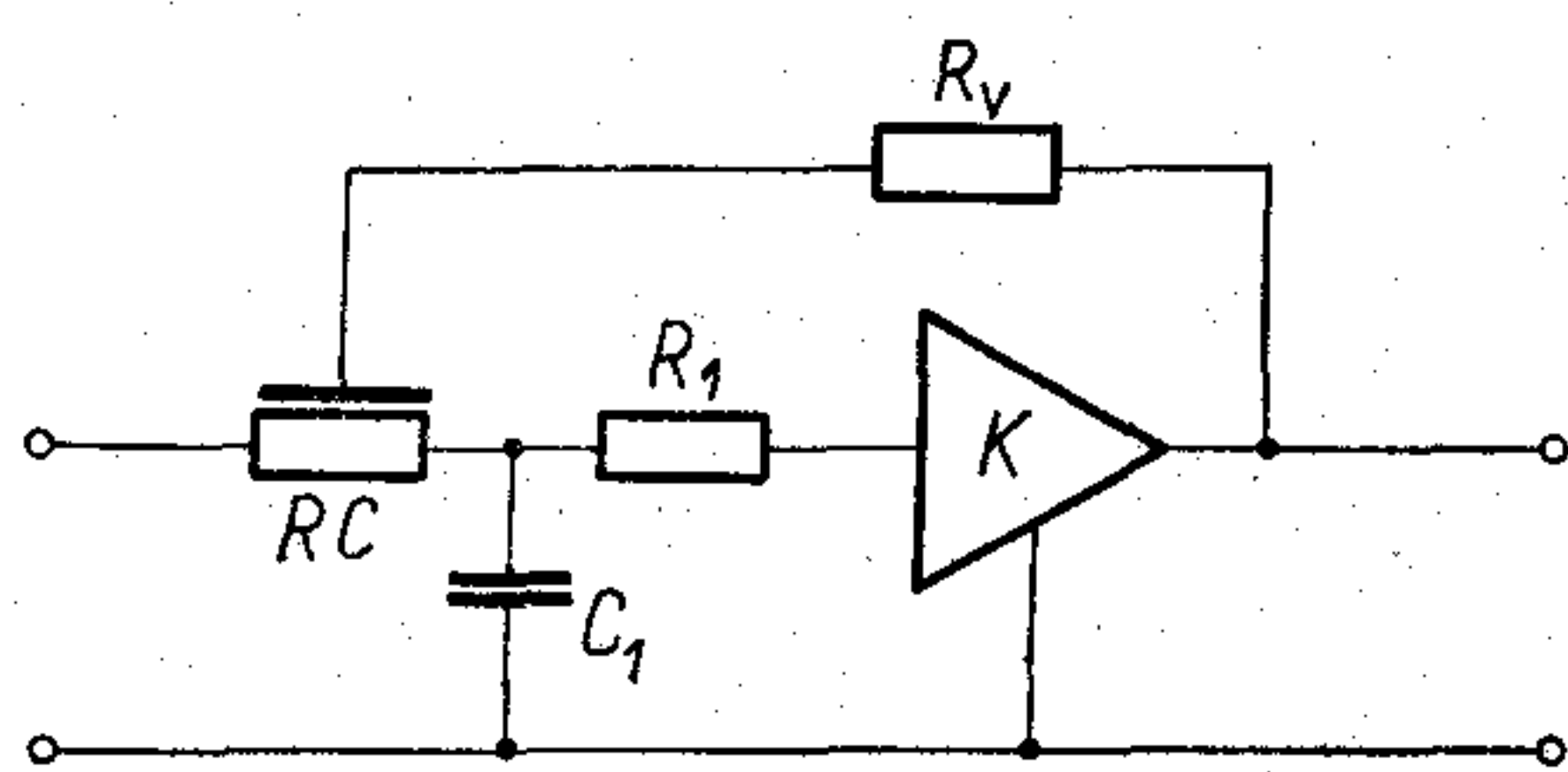
H305-GP9

9. ábra



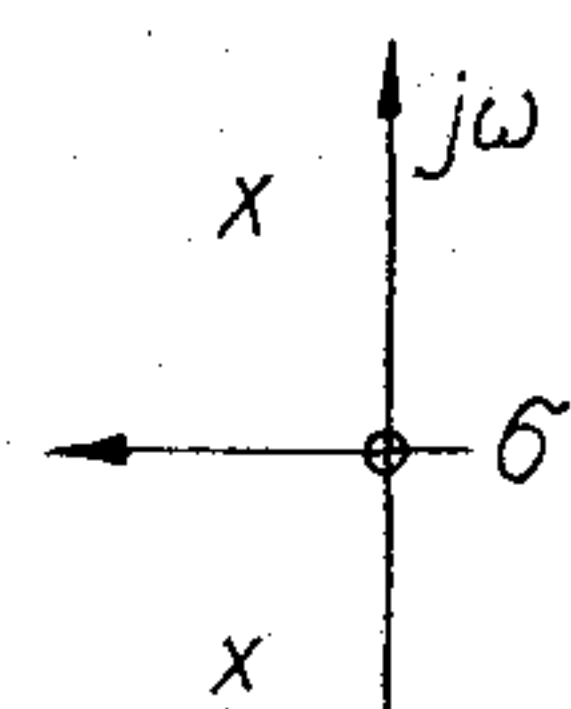
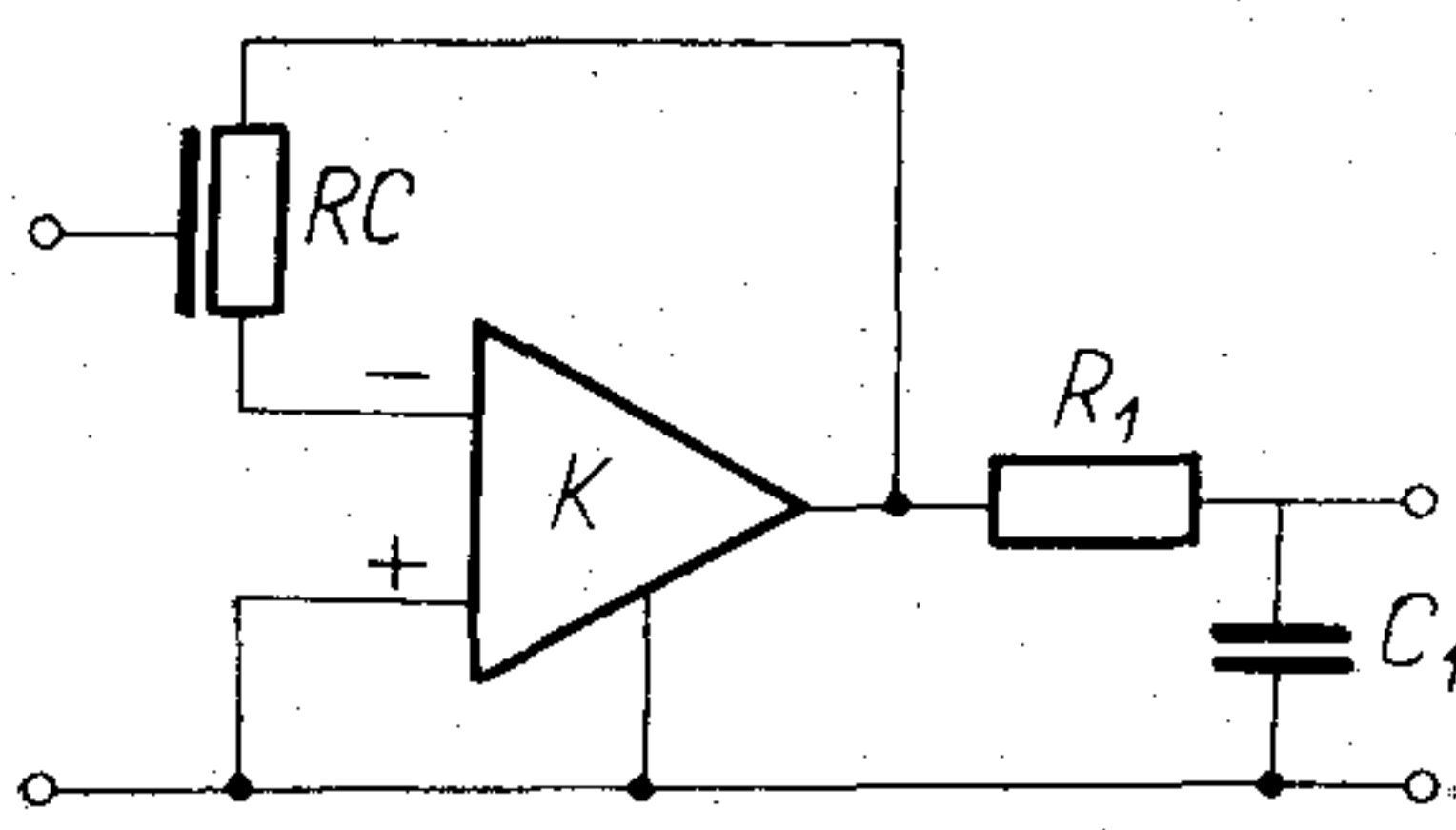
H305-GP12

12. ábra



H305-GP10

10. ábra



H305-GP13

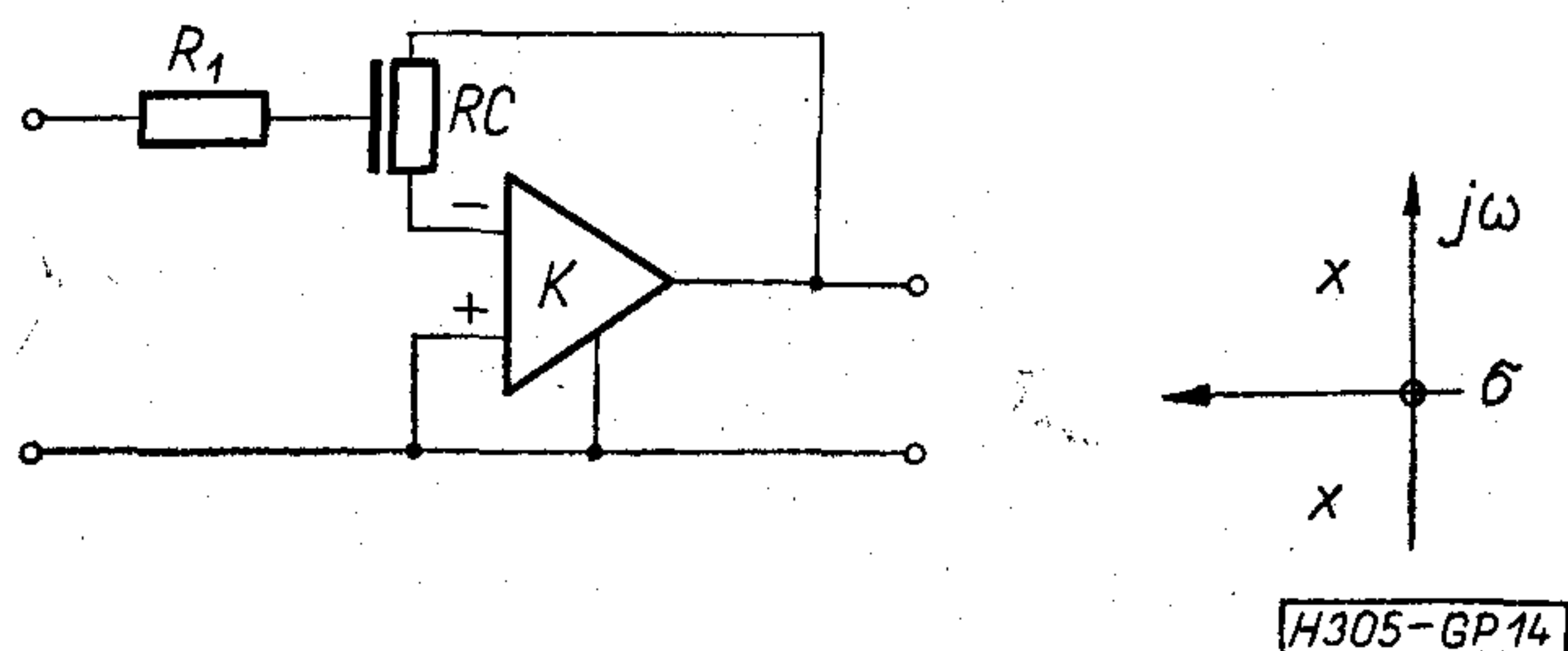
13. ábra

Felüláteresztő és sávszűrő alapkapsolások

Az eddig vizsgált kapcsolásoknál az elosztott RC blokk úgy helyezkedett el, hogy az ellenállás-kivezetések beleestek a direkt átviteli útba és a kapacitáskivezetésre történt a visszacsatolás. Ha azonban az RC blokkot és az aktív elemét a 11. ábrának megfelelően kapcsoljuk össze, az ábrán feltüntetett ekvivalens gyökelrendezés alakul ki [21]. Az origóbeli zérus megjelenése (a bemenettel soros kapacitáskivezetés miatt) lehetőséget ad — az áramkör további kiegészítése után — a felüláteresztő és sávszűrő alaptagok előállítására.

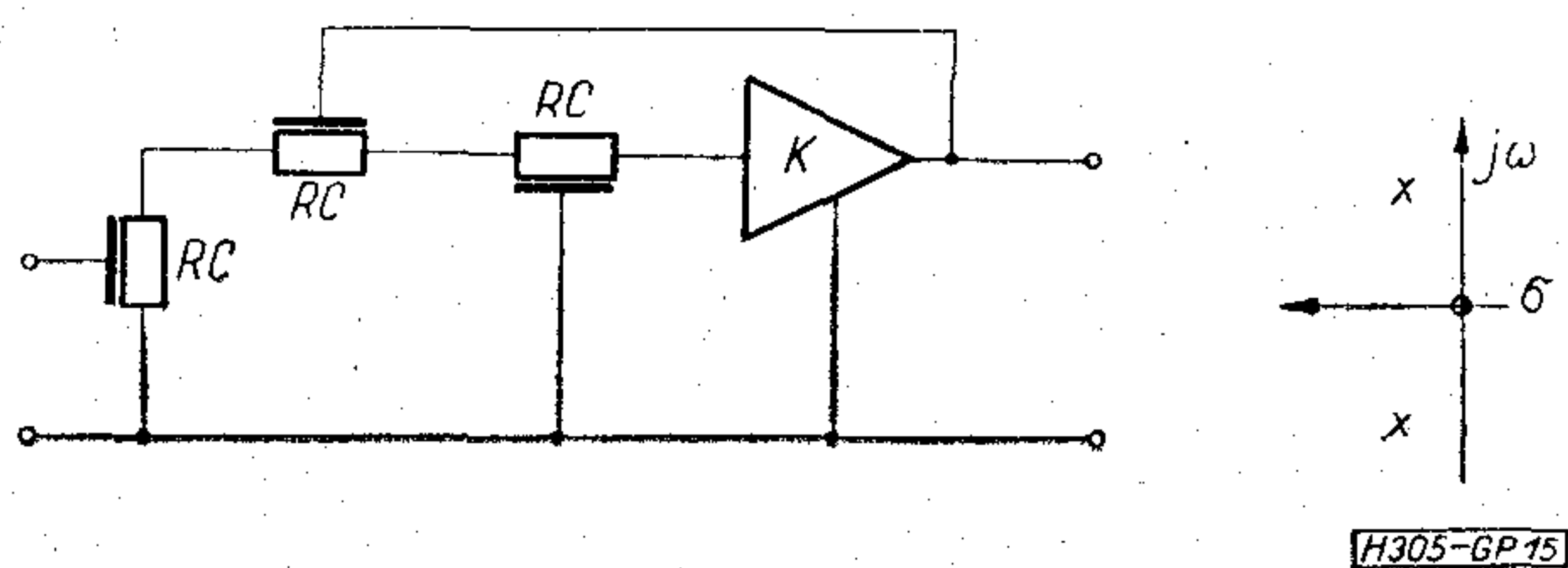
Ha az alapkapsolást kiegészítjük a 12. ábrán feltüntetett koncentrált RC osztóval, melynek átviteli pólusa egybeesik a 11. ábrán látható valós zérussal, egy felüláteresztő pólus-zérus képe adódik. Ha a kiegészítő osztó elemeit felcseréljük, a 13. ábrán látható sávszűrő alaptagot nyerjük.

Ugyancsak sávszűrő kapcsoláshoz jutunk, ha a 11. ábra alaptagját a 14. ábrán látható módon a bemenetnél egy soros ellenállással egészítjük ki [10]. Az RC blokk paramétereit egységnek választva lehetőség van arra is, hogy a póluspár aktív elem szerinti érzékenységet (Q érzékenység) előírt érték alatt tartsuk.



14. ábra

A 15. ábrán olyan sávszűrő alapkapsolást mutatunk be, ahol az aktív elem mellett csak elosztott RC blokkok szerepelnek. A három RC blokk egymással azonos [22].



15. ábra

Az eredmények értékelése

Az irodalmi hivatkozások, valamint a KEPAN program segítségével végzett számos konkrét vizsgálat eredményeinek birtokában lehetőség van a DLA alapáramkörök néhány általános és jellegzetes sajátosságának kimutatására.

Az összehasonlítás alapjául a koncentrált paraméterű aktív RC alapkapsolások készletét választottuk.

Az összehasonlítás első és legszembevetőbb előnye az elemszámban jelentkezik. Különösen elliptikus tagoknál kell DLA esetben kevesebb elem.

A kevesebb elem miatt, továbbá, mert az RC blokk is lényegében egyazon fizikai helyen valósít meg ellenállást és kapacitást, a DLA áramkörök jóval kisebb helyet foglalnak el. Ugyancsak emiatt kevesebb összeköttetésre, belső forrasztási vagy kontaktozási pontra van szükség, ami megnöveli az áramkör megbízhatóságát.

További kedvező tulajdonsága a DLA áramköröknek, hogy az aktív elem erősítése általában kisebb, mint az ugyanazon követelményeket realizáló aktív RC kapcsolásokban.

Aluláteresztők esetében általános jellemzője a DLA áramköröknek, hogy a zárósávban nagyobb vágási meredekséggel rendelkeznek, mint a közelítőleg azonos koncentrált ekvivalensek. Ez a tény újabb elemszámcsökkenésre vezet a koncentrált esethez viszonyítva.

A koncentrált esetben a kapacitások számának elvi minimuma az átviteli függvény fokszáma; DLA esetben tehát ennél kevesebb is adódhat!

Feluláteresztőknél és sávszűrőknél nagyfrekvencián ugyancsak jelentkezik eltérés a koncentrált és elosztott alaptagok amplitúdókarakterisztikái között, de itt ez nem kedvező irányban történik. Feluláteresztőben ez az áteresztő sávban járulékos ingadozásra vezet, sávszűrőknél pedig az alsó és felső zárósávok aszimmetriáját eredményezi úgy, hogy a felső határfrekvencia környezetében kevésbé lesz szelektív a karakterisztika. Ezek a tények megnehezítik a feluláteresztők és sávszűrők pontos tervezését.

Mindent összevetve az eddigi vizsgálatok összefoglalásaként megállapítható, hogy a DLA áramkörök alkalmazása előnyös és gazdaságos megvalósítást tesz lehetővé.

Az approximációs és tervezési módszerek részletes kidolgozása, valamint az érzékenységi és tolerancia-kérdések megoldása esetén — megfelelő szintű gyártási technológiát feltételezve — várható az elosztott paraméterű aktív áramkörök egyre nagyobb térhódítása.

*

A szerzők köszönetet mondanak a REMIX Rádiótechnikai Vállalat vezetőinek a munkák támogatásáért. Külön köszönet illeti Farkas Elemért, aki értékes tanácsaival tapasztalataival a gyakorlati problémák felvetését és megoldását segítette.

A többszertendős munka vezetését ezúton is köszönjük dr. Géher Károlynak, aki problémafelvetéseivel sok segítséget adott a munkához.

I R O D A L O M

- [1] Géher Károly: Elosztott paraméterű RC hálózatok. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1971.
- [2] Géher Károly—Prónay Gábor—Solymosi János: Elosztott paraméterű csillapítók számítása. Elméleti összefoglaló. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1972.
- [3] Prónay Gábor—Solymosi János: Elosztott paraméterű csillapítók tervezési diagramjai. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1972.
- [4] Prónay Gábor: Elosztott paraméterű csillapítók számítása. Programleírás. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1972.
- [5] Prónay Gábor—Solymosi János: Elosztott paraméterű, homogén RC vonal vizsgálata. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1973.
- [6] Gefferth László: Koncentrált és elosztott paraméterű hálózatok analízise. Elméleti alapok. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1973.
- [7] Gefferth László: Koncentrált és elosztott paraméterű hálózatok analízise. Programleírás. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1973.
- [8] Géher Károly—Prónay Gábor—Solymosi János—Trón Tibor: Elosztott paraméterű, aktív RC áramkörök számítógépes vizsgálata. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1973.
- [9] W. J. Kerwin: Analysis and synthesis of active RC networks containing distributed and lumped elements. Ph. D. dissertation, Stanford University, 1967.
- [10] W. J. Kerwin: Active RC network synthesis using voltage amplifiers. Chapter 2 of L. P. Huelsman: Active filters. New York, McGraw-Hill, 1970. pp 5—89.
- [11] D. I. Howe: Explicit design equations for an active distributed RC network. Proc. IEEE vol 57, Sept 1969, pp 1656—1658.
- [12] V. G. Bello—M. S. Ghausi: Design of linear phase active distributed RC networks. IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT—16, no 4, Nov. 1969, pp 526—530.
- [13] M. S. Ghausi—V. G. Bello: Active distributed RC realisation of low-pass magnitude specifications. IEEE

- Trans. on Circuit Theory, vol. CT—16, no 3, Aug. 1969, pp 346—358.
- [14] *H. Mahdi*: On Synthesis of active distributed RC circuits IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT—17, no 2, May 1970, pp 273—275.
- [15] *R. W. Wyndrum Jr.*: Active distributed RC networks IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC—3, no 3, Sept. 1968, pp 308—310.
- [16] *S. P. Johnson—L. P. Huelsman*: A high-Q distributed-lumped-active network configuration with zero realpart pole sensitivity. Proc. IEEE, vol. 58, no 3, March 1970, pp 491—492.
- [17] *S. C. Dutta Roy—R. P. Sah*: On the design of a high-Q DLA network with zero real-part pole sensitivity. Proc. IEEE, vol. 59, no 7, July 1971, pp 1124—1125.
- [18] *W. M. Bunker*: Exact synthesis of multistage active networks containing distributed RC elements. Ph. D. Dissertation, University of Florida, 1969.
- [19] *L. P. Huelsman—S. Raghunath*: A distributed lumped active all-pass network configuration. IEEE Journal on Solid-State Circuits, vol. SC—7, no 3, June 1972, pp 269—270.
- [20] *L. P. Huelsman—W. J. Kerwin*: Digital computer analysis of distributed-lumped-active networks. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC—3, no 1, March 1968, pp 26—29.
- [21] *S. P. Johnson—L. P. Huelsman*: High-pass and band-pass filters with distributed-lumped-active networks. Proc. IEEE, vol. 59, no 2, Febr. 1971, pp 328—331.
- [22] *L. P. Huelsman—R. J. Feugate*: Distributed active bandpass network configuration. Proc. IEEE, vol. 59, no 12, Dec. 1971, pp 1729—1730.

A BME Villamosmérnöki Kar Ünnepi Tudományos Ülésszak rendezvényei

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar fennállásának 25 éves évfordulója alkalmából

1974. október 15—17. között

Ünnepi Tudományos Ülésszak lesz, melyre lapunk olvasóit a BME Rektora és a Villamosmérnöki Kar Dékánja tisztelettel meghívja

A konferenciát a BME Villamosmérnöki Kar rendezi a MTESZ Híradástechnikai Tudományos Egyesület, Mérési és Automatizálási Tudományos Egyesület, Magyar Elektrotechnikai Egyesület közreműködésével.

Az ünnepi tudományos ülésszak rendezvényeinek programja:

1974. okt. 15. 10^h Plenáris ülés (közp. ép. Aud. Max.)
Megnyitja és az ünnepi beszédet tartja
Dr. Tuschák Róbert egyetemi tanár, a Kar dékánja

14^h Nyilvános Egyetemi Tanácsülés:
Díszdoktorrá avatás. Díszterem
(közp. ép. I. 70.)

1974. okt. 16. 9^h Villamosmérnöki Kar
tudományos helyzete
Előadó: *Dr. Szabó Imre* dékánhelyettes
E ép. B terem

10^h Szekcióülések
E ép. I.

12³⁰ Szünet

14^h Szekcióülések
E ép. I.
Tudományos Diákköri Konferencia
szekcióülései
V/2. ép.

1974. okt. 17. 9^h Szekcióülések

E ép. I.

Tudományos Diákköri Konferencia
szekcióülései

V/2. ép.

12^h Szünet

14^h Tudományos Diákköri Konferencia
szekcióülései
V/2. ép.

A Kar oktatói által tartott tudományos előadások szekcióbeosztása:

„A” szekció: Híradástechnika
„B” szekció: Irányítástechnika
„C” szekció: Erősáramú technika
„D” szekció: Számítógéptechnika
„E” szekció: Elektronikus eszközök
„F” szekció: Matematika, fizika
„G” szekció: Hálózatelmélet

Tudományos diákköri konferencia szekcióbeosztása:

I. Tanulófolyamatok és identifikáció
II. Hálózatelmélet
III. Műszer- és méréstechnika
IV. Számítógép-technika
V. Fizika
VI. Erősáram

Szekcióelőadások hely és idő szerinti beosztása

Időpont	E.I.A. terem	E.I.B. terem	E.I.C. terem	V2 530/a	V2 628/a	V2 225	V2 716	V2 (vetítő terem)
Október 16. 9 ^h		Dékán- helyettesi beszámoló						
10 ^h	„A” szekció	„B” szekció	„C” szekció					
14 ^h	„A” szekció	„D” szekció	„C” szekció	I. szekció	II. szekció	III. szekció	VI. szekció	V. szekció
15 ³⁰			„E” szekció					
Október 17. 9 ^h	„F” szekció	„G” szekció	„E” szekció	I. szekció	II. szekció	III. szekció	IV. szekció	—
14 ^h	—	—	—	I. szekció	II. szekció	III. szekció	IV. szekció	—

Nyomtatott huzalozású lemezek előállításának néhány galvántechnológiai kérdése

ETO 621.3.049.75: 621.357

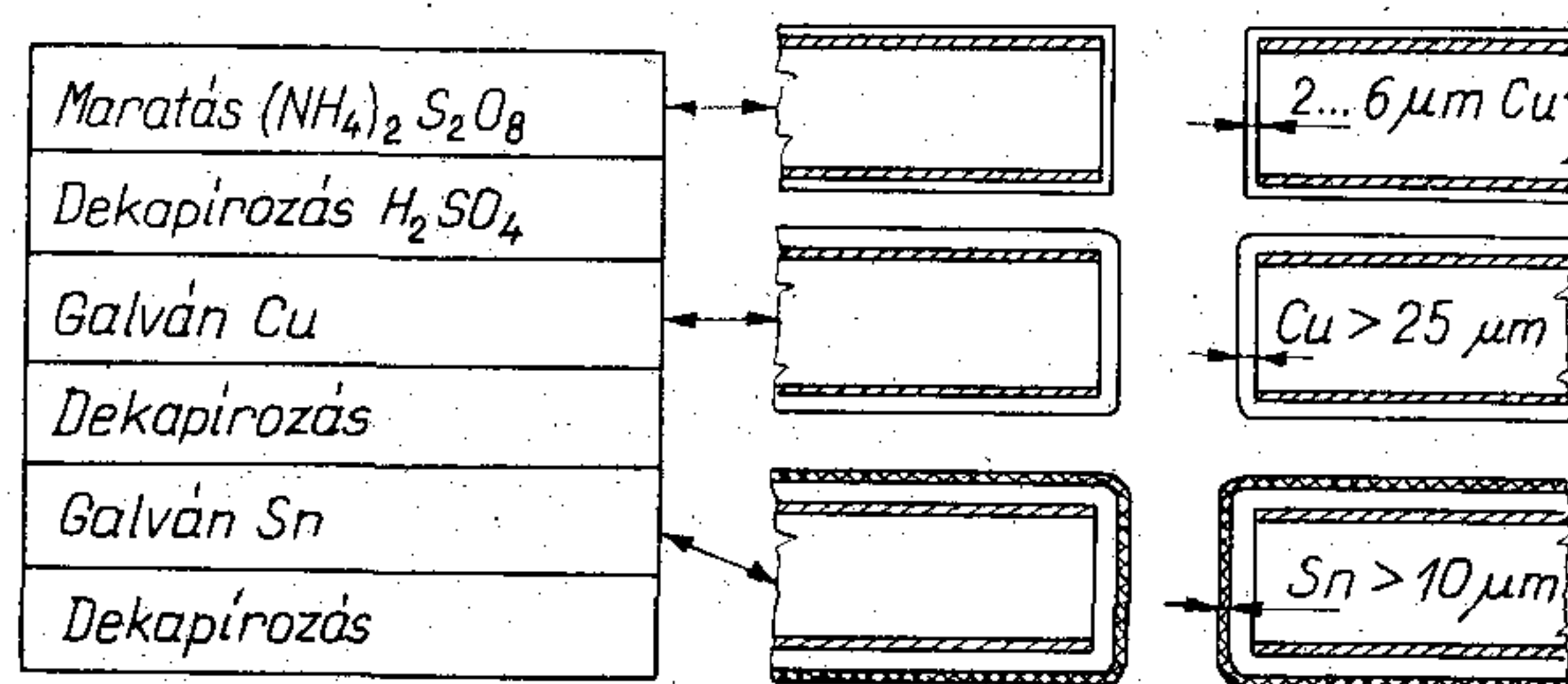
A már hagyományosnak nevezhető egyoldalas, maratással előállított nyomtatott huzalozású lemez is részben galvanizálási technológiával készül. A rézfóliát ugyanis galvanikus úton állítják elő. A hengerelt rézfólia nem megfelelő, mivel a hengerlés folyamán a felületbe idegen anyagok kerülhetnek, s a lemezek előállításakor ezeken a helyeken szakadások keletkezhetnek.

A nyomtatott huzalozású lemezek választéka egyre inkább bővül, s ennek következtében az előállításukkor alkalmazott kémiai és elektrokémiai technológiák száma is nő.

A hazai igényeket tekintve jelenleg a kétoldalas lyukgalvanizált lemezek iránt a legnagyobb a kereslet, a következő években várható a több rétegű és flexibilis huzalozások iránti igény is.

A lyukgalvanizált lemezek előállítására két alapvető eljárás van: a szubtraktív és az additív módszer. Jelenleg még világviszonylatban is a szubtraktív eljárás az elterjedtebb, itt is több változatot alkalmaznak. A leggyakoribb módszer, hogy a kifűrt lemezekre úgynevezett áramnélküli rézbevonatot választanak le, melynek vastagsága kb. $0,5 \dots 1,0 \mu\text{m}$, majd ezt $5 \dots 10 \mu\text{m}$ vastag galvanikus rézbevonattal erősítik meg. Ezután következik a negatív védőbevonat-készítés, majd a vezetékcsereg és a furatfalon levő rézbevonat megvastagítása galvanikus úton, s

végül az ún. fémmaszk készítése, amely egyrészt a maratószer ellen védi meg a rezet, másrészt a lemez jó forraszthatóságát biztosítja. Fémmaszkként általában Sn, Sn/Pb, Au stb. bevonatot használnak. A technológiában tehát egy kémiai és három elektrokémiai fémbevonó eljárás van. A művelet sorrendjét és a bevonat készítését az 1. és 2. ábra szemlélteti.



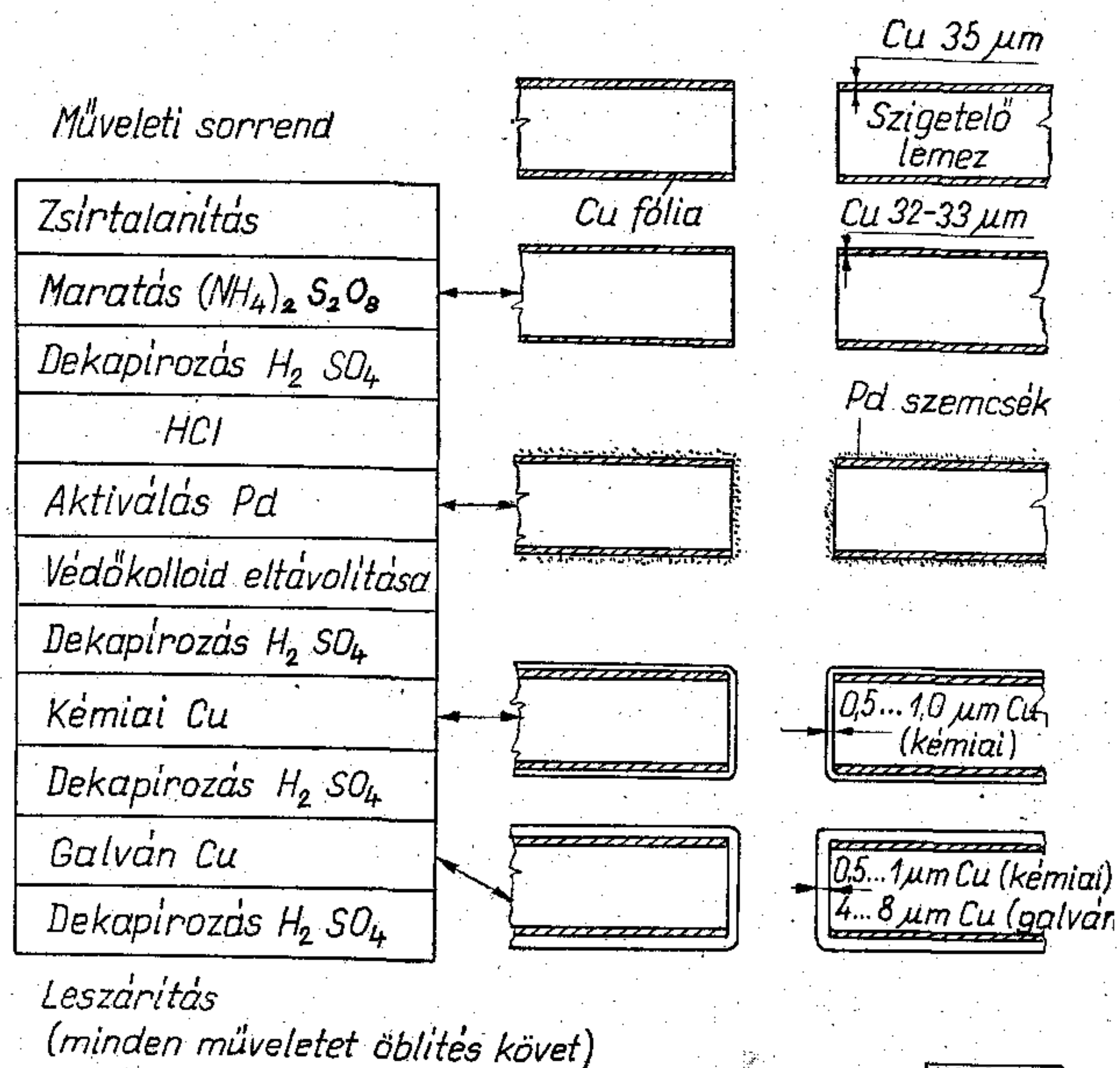
(Kivéve a második dekapírozást, minden műveletet öblítés követ)

H308-TE2

2. ábra

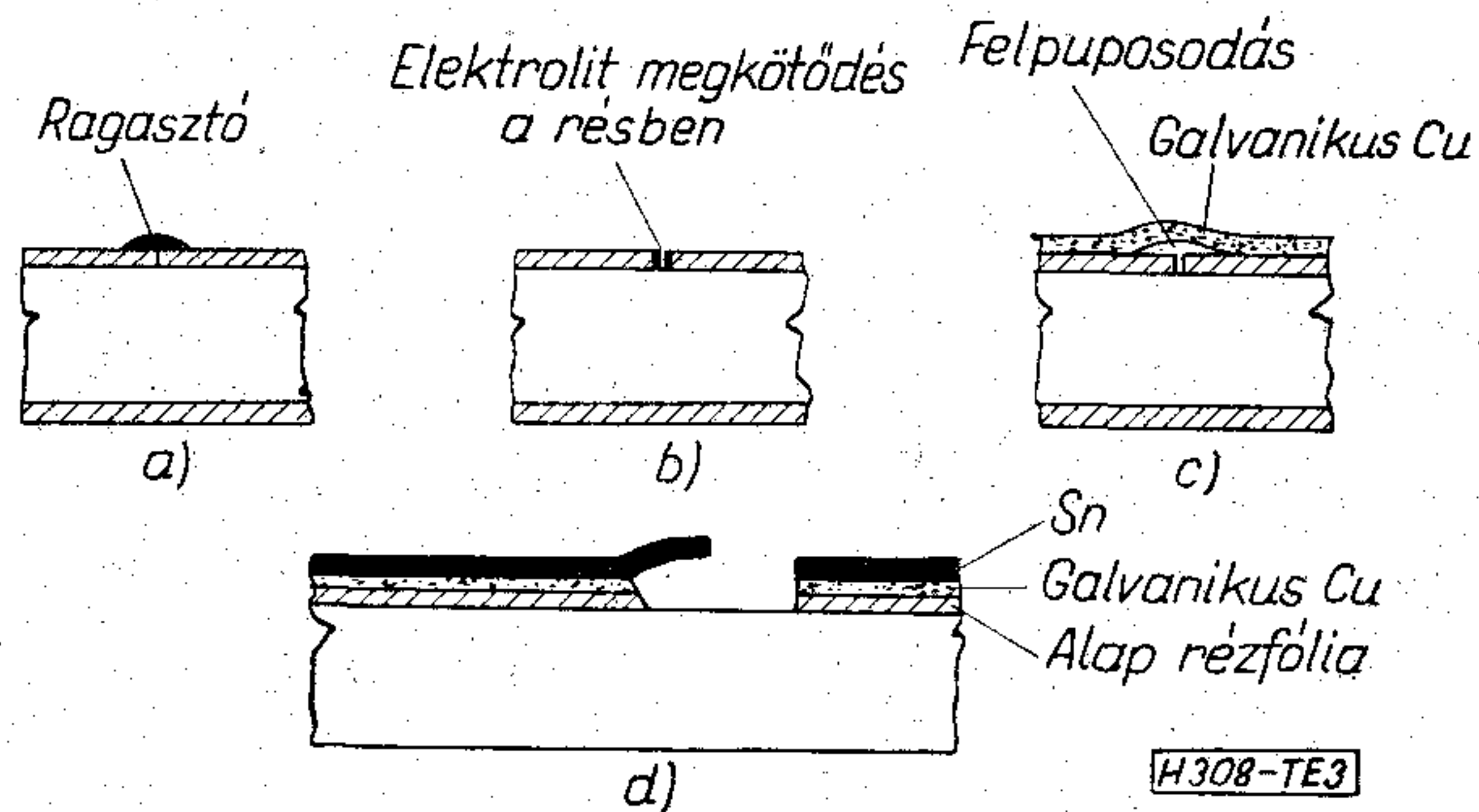
A galvanizálási folyamatok áramkihasználása sohasem 100%-os. Kis mennyiségű hidrogénkiválás mindig előfordul, mely aztán a fémbevonatban keletkező lyukak formájában jelentkezhet. Ez szükségessé teszi, hogy a lyukgalvanizált lemezek gyártásának kérdését az alaplemez előállításánál kezdjük.

Rézfóliával borított szigetelő lemezhez csak olyan rázfólia használható fel, melyben az átmenő vagy túl mély lyukak száma csekély. Átmenő lyukak esetén ugyanis előfordul, hogy a galvanizálási művelet során a fémfóliában levő lyukban elektrolit zárvány marad vissza, melyet a később leválasztott fémbevonat át-hidal. Ha ilyen lemezt később hőhatásnak teszünk ki, pl. szitanyomó festék beégetése vagy forrasztás, akkor a bezárt nedvesség gőzzé alakul, ami a bevonatot felfeszíti, s ez fóliaszakadáshoz vezethet (3. ábra).



H308-TE1

1. ábra



H308-TE3

3. ábra

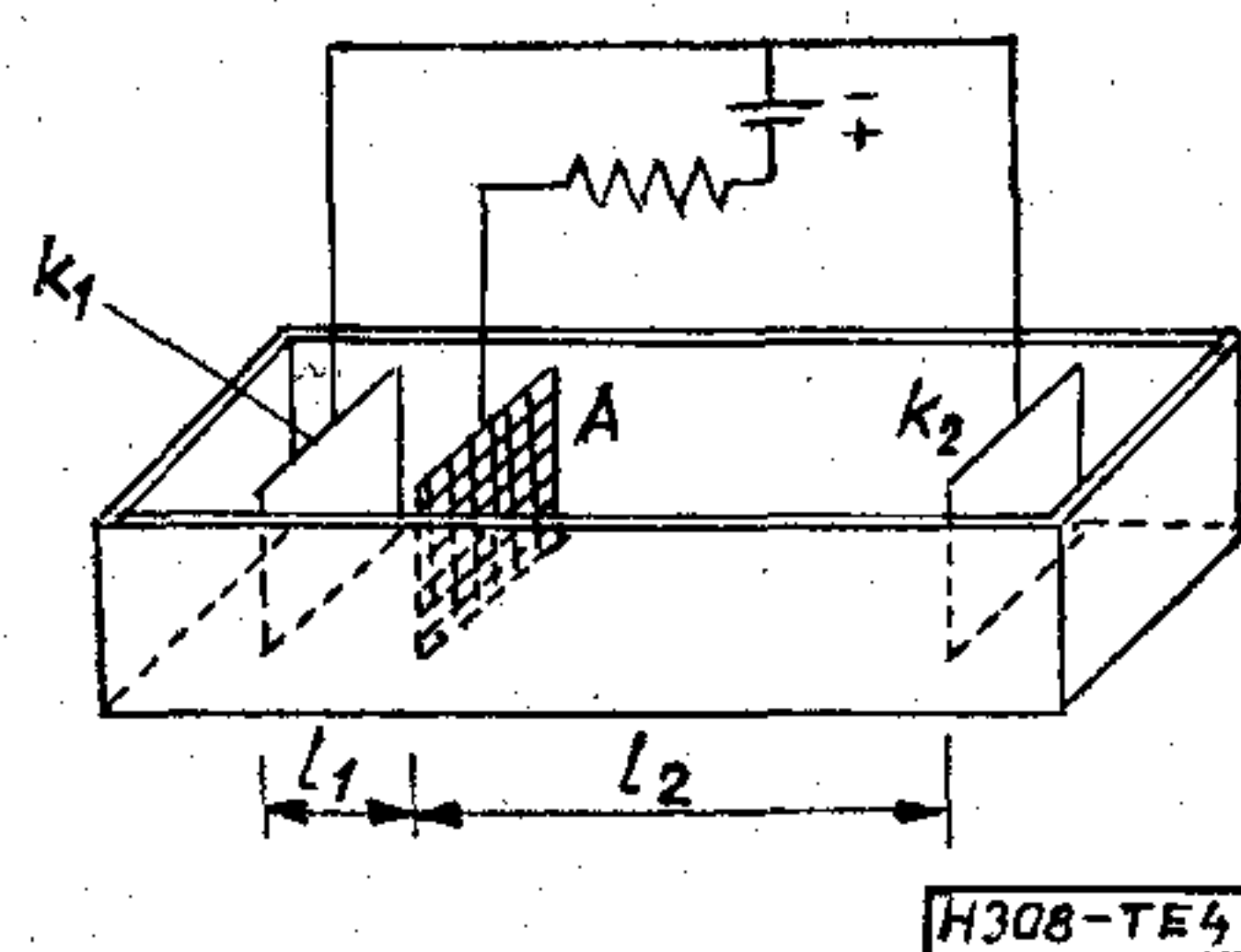
A lemez e típusú hibáját nagyon nehéz észrevenni. A gyártásban nagyszámú selejtet okozhat, ezért a rézfóliával borított lemezek vizsgálatai közé célszerű ezt a vizsgálatot beiktatni. A lemezmintát a panelgalvanizálási művelet után $120...130\text{ }^{\circ}\text{C}$ -on kell tartani. Ha felhólyagosodás nem jelentkezik, a lemez megfelelő.

Az alaplemez hibájából adódó hiba, hogy az alamaródás néha látszólag minden ok nélkül megnövekszik. Sokszor az is előfordul, hogy közvetlen a maratás után végzett vizsgálat eredménye jó vagy megfelelő, de a néhány nap után elvégzett vizsgálat nagyobb mértékű alamaródást mutat. A rézfóliát egyik oldalán elektrokémiai módszerrel oxidálják, hogy jobban tapadjon a szigetelő lemezhez. Ha az elektrokémiai oxidáció nem megfelelő, akkor a képződött oxidréteg erősen pórusos szerkezetű, melyet a ragasztóréteg nem tud jól kitölteni, szabad kapillárisok képződnek a ragasztórétegben, melyekbe az elektrolitok és a maratószer beszívárog, a műveletet követő öblítéssel nem távozik el, és a hatás később alamaródás formájában jelentkezik.

A különböző szabványok a tapadószilárdság vizsgálatára lefejtő vizsgálati módszert adnak meg. A kereskedelemről beszerezhető lemezek rézfóliájának tapadó szilárdsága általában jobb a szabványban megadott értékeknél, ezért az ilyen hibákat nehéz kiszűrni. Az ilyen hiba kiszűrésére megfelelő módszer az, hogy a rézfóliával borított lemezt lehetőleg egy gyártótól szerezzük be. Ez esetben a rézfólia lefejtési szilárdsága a szokásosnál kisebb, akkor mind a rézfólia, mind a szigetelő lemez felületét mikroszkópiai vizsgálatnak kell alávetni, amellyel a kapillárisok jelenléte kimutatható. Másik módszer e hiba kimutatására, hogy a lefejtési szilárdság meghatározásához használt mintalemezek egy részét 3...5-szörös maratási idővel maratjuk, ezután a maratószer szűrőpapírral itatjuk le a felületről, s ezeknél a lemezeknél a fólialefejtést 24 óra múlva hajtjuk végre. Ha a tapadószilárdság ezeken a mintákon 10...20%-kal kisebb, mint a többi lemezekén, akkor ilyen problémával lehet számolni. Az ilyen lemezek egyszerű, normál rajzolatok előállítására még alkalmasak lehetnek, de lyukgalvanizált lemezek céljára nem.

A panelgalvanizálásnál a kémiai rézbevonat megerősítésének egyik célja, hogy azon a negatív bevonat, szitanyomat vagy fotoreziszt bevonat jól tapadjon. A másik cél pedig az, hogy a rajzolatgalvanizálásnál $1...3\text{ }\mu\text{m}$ vastag rézbevonatot vissza lehessen oldani, annak veszélye nélkül, hogy a furatokból a rézbevonatot kioldanánk. E két igényt figyelembe véve korábban a normál kénsavas rézelektrolitokat használták, amelyek különböző alkoholokat tartalmaztak szemcsefinomító adalékként. Ezeknek az elektrolitoknak nagy hátránya, hogy a makroszórásuk rossz.

A makroszórás mértékének meghatározására általában a Harring-cellás vizsgálat szolgál (4. ábra). Alapvetően ez a módszer alkalmatlan annak meghatározására, hogy milyen a bevonat rétegvastagságának aránya a nyomtatott huzalozású lemez felületén, ill. a furatban. Kutatási szempontból, elektrolitok makroszórásának javítását célzó mérésekhez jól használható.



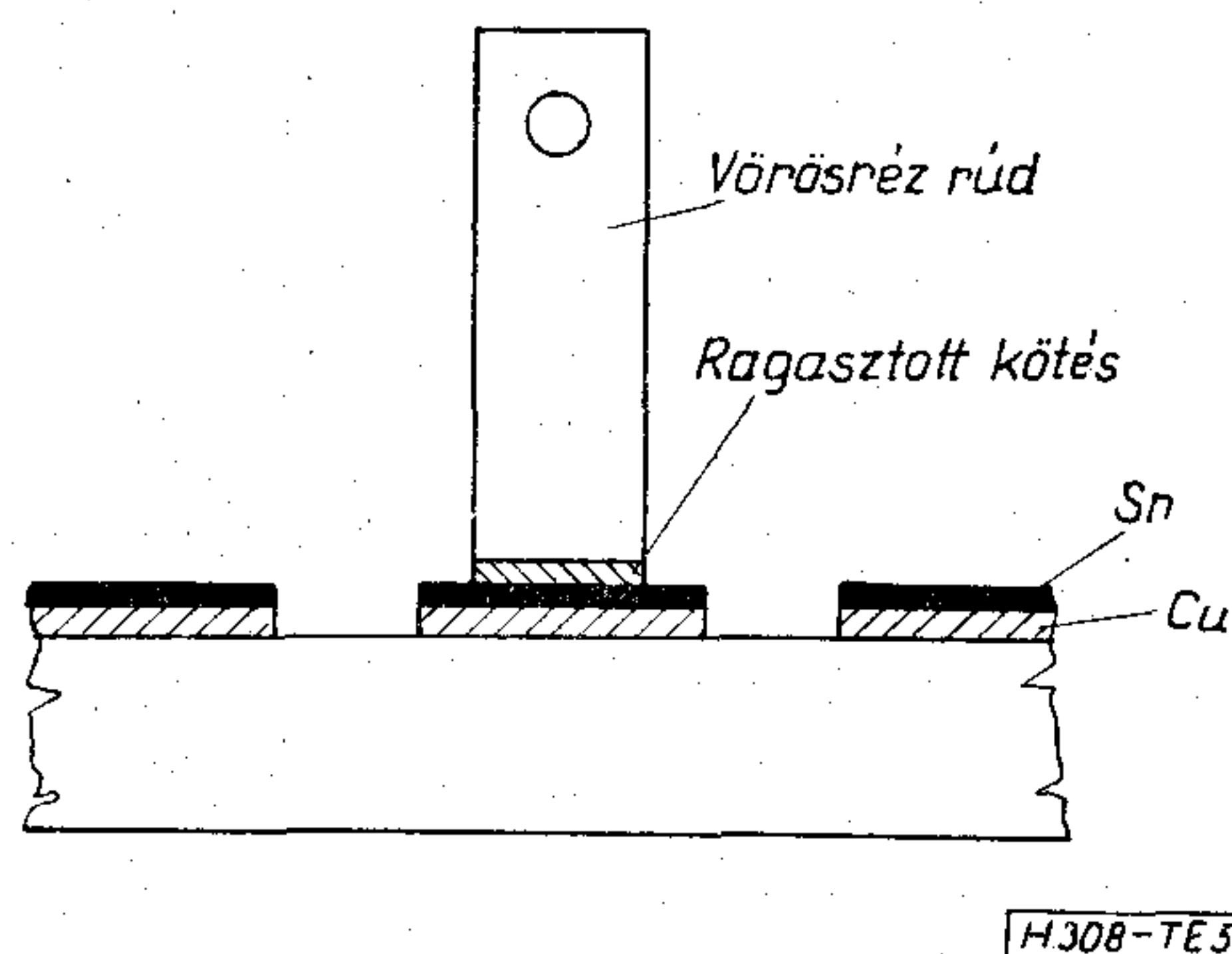
4. ábra

Az elektrolitok makroszórása általában annál jobb, minél nagyobb az elektrolit katódos polarizációja, ill. minél kisebb az elektrolit ellenállása. Ezeknek az elveknek az alapján végzett kutatások vezettek el a kis réz-, és nagy kénsavtartalmú elektrolitokhoz. Ezek az elektrolitok azonban a fő alkotókon kívül még különböző adalékanyagokat is tartalmaznak. Az ilyen elektrolitok fejlesztése igen hosszadalmas kutatómunkát igényel. Az egyes elektrolitok fejlesztésével az iparilag fejlett országokban is csak néhány helyen foglalkoznak. A legtöbb felhasználó csupán arra képes, hogy megvizsgálja a bevonat vastagságának arányát, a lemez felületén, ill. a furatban.

Kutatásaink először arra irányultak, hogy a kereskedelemről beszerezhető elektrolitok használhatóságát, illetve felcserélhetőségét meghatározzuk, ez alapvetően szükséges a lyukgalvanizált lemezek technológiájának kidolgozásához. A kutatás e fázisában megmutatkozott, hogy az általunk először feltételeztettől sokkal szélesebb körű vizsgálatra van szükség. A technológiai paramétereiktől, az elektrolit összetételétől jelentős mértékben függenek a leválasztott rézbevonat mechanikai tulajdonságai és a villamos vezetőképessége.

Az iparilag fejlett országokban a lyukgalvanizált lemezek tömeggyártása 10...15 éves múltra tekint vissza. Ennek megfelelően az irodalomban most jelennek meg közlemények a lemezek előállításakor alkalmazott technológiából adódó hibákról. Több szerző is foglalkozik azzal a kérdéssel, hogy a galvanikus rézbevonat tapadóképességét a szerves fényesítő adalékanyagok károsan befolyásolják.

A galvánbevonatok tapadószilárdságának meghatározása körülményes. Abszolút mérőszámot adó mérési eljárás nincs. A nyomtatott huzalozások vizsgálatával foglalkozó szabványok tapadószalagos vizsgálatot írnak elő. Műanyag öntapadó szalagot kell a kész lemez fólia seregének felületére rányomni,



5. ábra

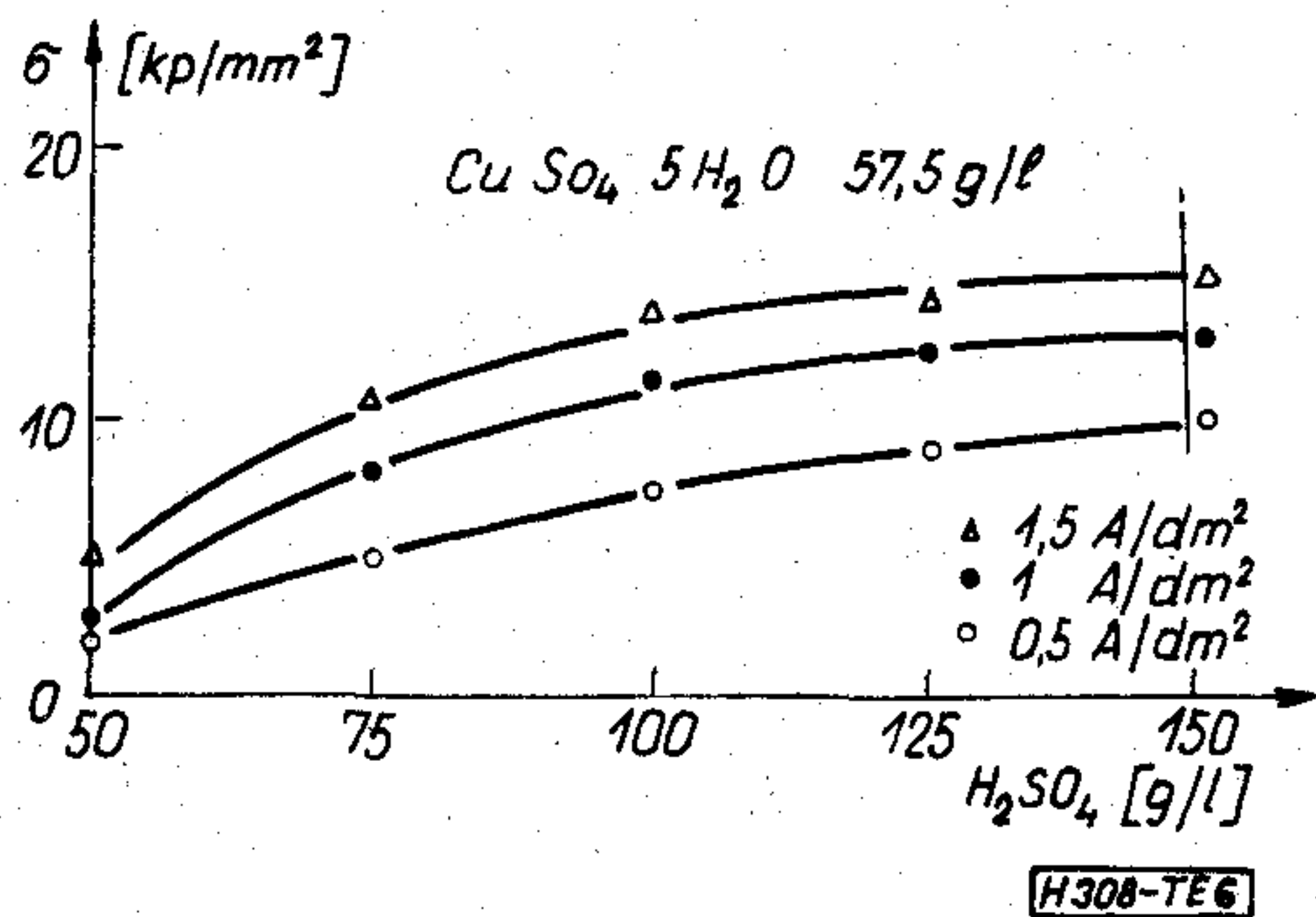
majd hirtelen mozdulattal leszakítani. A műanyag szalag tapadószilárdsága nemcsak a jó galvánbevonaté, de a különböző műanyag ragasztóké mellett is elhanyagolható. Ezzel az öntapadó szalagos módszerrel csak az egész durva hibák mutathatók ki. A galvánbevonat tapadószilárdságának meghatározására az 5. ábrán szemléltetett eljárást dolgoztuk ki. A szóba jöhető ragasztószerek tapadószilárdsága 2...5 kp/mm², ez kb. egy nagyságrenddel kisebb a jó galvánbevonatok tapadó erejénél. Ezzel az eljárással a galvánbevonat tapadása már jobban értékelhető, mint a szabványosított módszerrel. A vizsgálat még jobb eredményt ad, ha a vizsgálati mintát a szakítópróba előtt hőszokknak vetjük alá.

A kidolgozott tapadószilárdság-vizsgálat tehát alkalmas arra, hogy a bevonatok tapadószilárdságát vizsgálni tudjuk.

A lyukgalvanizált lemezeken rétegtapadási problémák a következő helyeken léphetnek fel: alap rézfólia — kémiai rézbevonat, kémiai rézbevonat — panelgalvanizált rézbevonat és végül a két galvanikus leválasztott bevonat között. A rétegek közötti tapadás kérdése még tovább bővül, ha az érintkezőkkel ellátott lemezek kérdését vizsgáljuk.

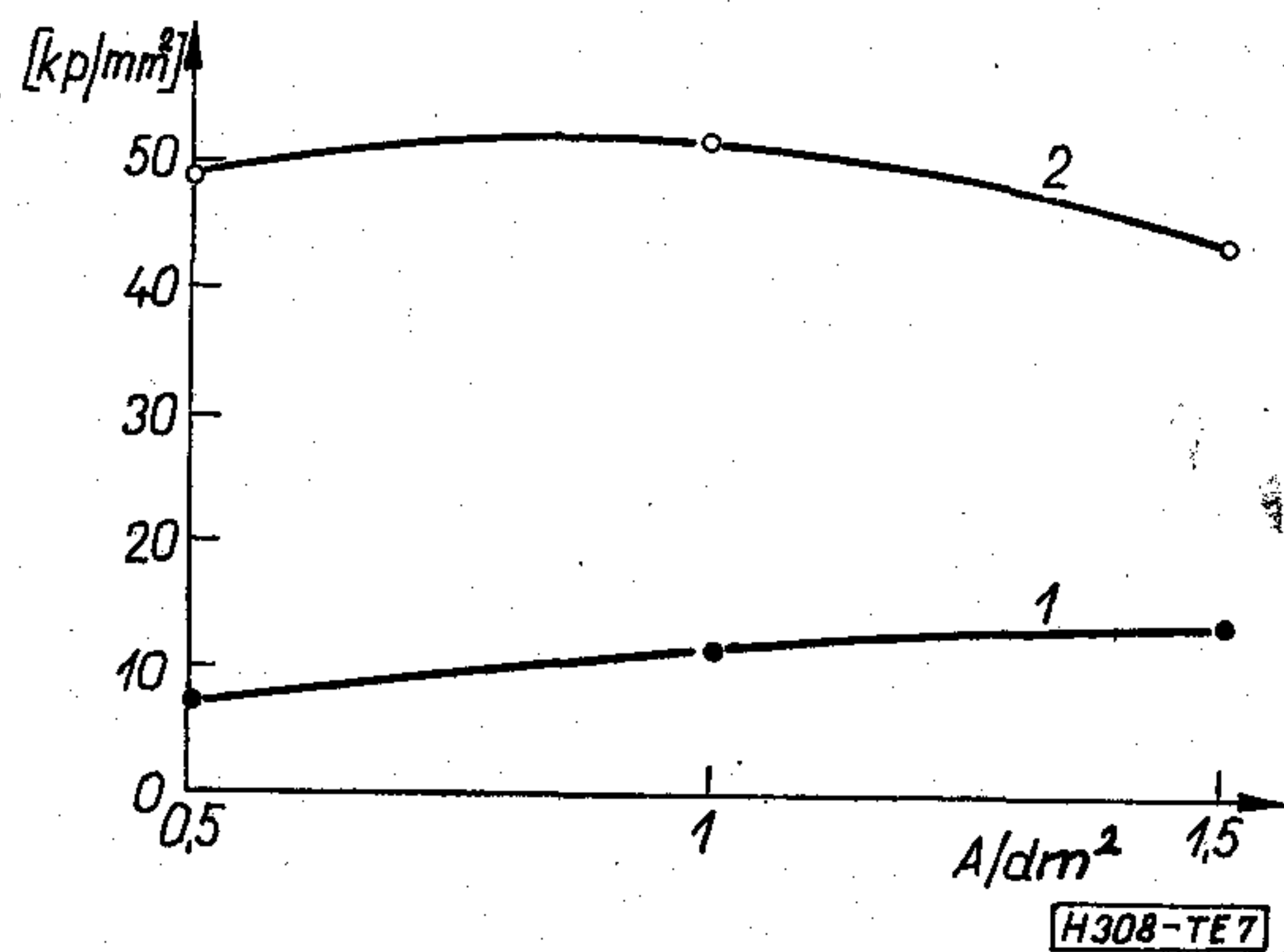
A bevonat tapadására nemcsak az adalékanyag lehet hatással, hanem több más technológiai paraméter is. A bevonatok közötti tapadásra az 1. ábrán szemléltetett munkafázisok majdnem mindegyike hat. A nem megfelelő bevonattapadást általában csak a készterméken észleljük, ill. mód van gyártásközi aktív mérő-ellenőrző eljárások közbeiktatására is. Ilyen eljárás lehet pl. a lemez egyszerű szemrevételezése az egyes munkafázisok után. Zsírtalanítás után a lemezeket az öblítővíznek egyenletesen nedvesítenie kell, ha a nedvesítés hiányos, akkor a műveletet meg kell ismételni, ill. a zsírtalanító elektrolitot meg kell vizsgálni.

Már ilyen egyszerű esetben is probléma jelentkezik. Az elektrolitokat márka néven hozzák forgalomba, s az alkotók nem, vagy csak részben ismertek. A lyukgalvanizált lemezek gyártásához használt elektrolitok többsége tőkés import eredetű. A KGST-országok nem, vagy csak egy-két anyagot állítanak elő. A felsoroltak tették szükségsszerűvé az elektrolitok kidolgozására irányuló kutatásokat.



6. ábra

Az elektrolitok alkotóinak aránya és az egyes technológiai paraméterek a bevonat tulajdonságait lényegesen befolyásolják. A 6. ábra kénssavas elektrolitból leválasztott rézbevonat szakítószilárdságát szemlélteti a kénssavtartalom és az alkalmazott áramsűrű-

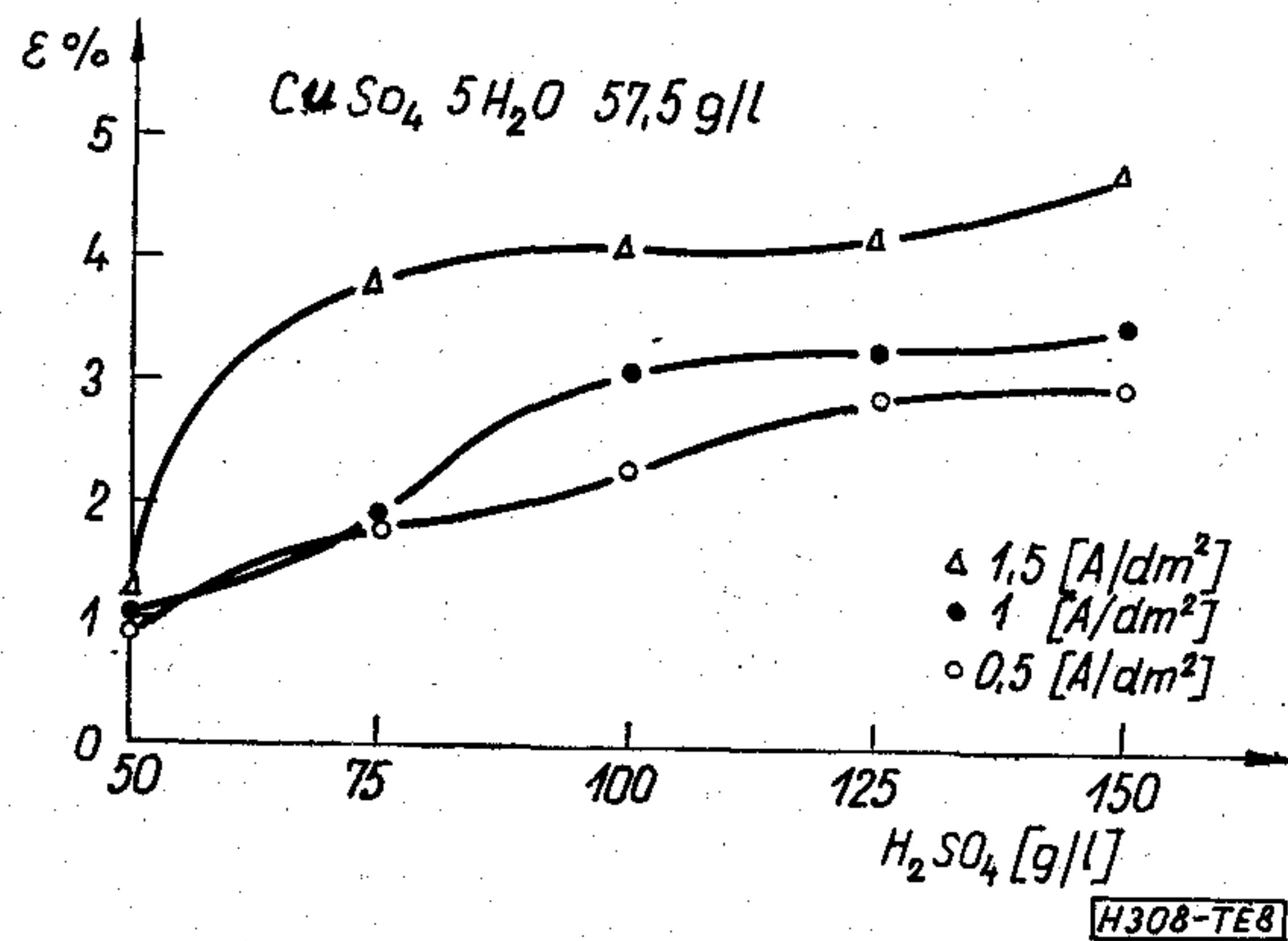


7. ábra

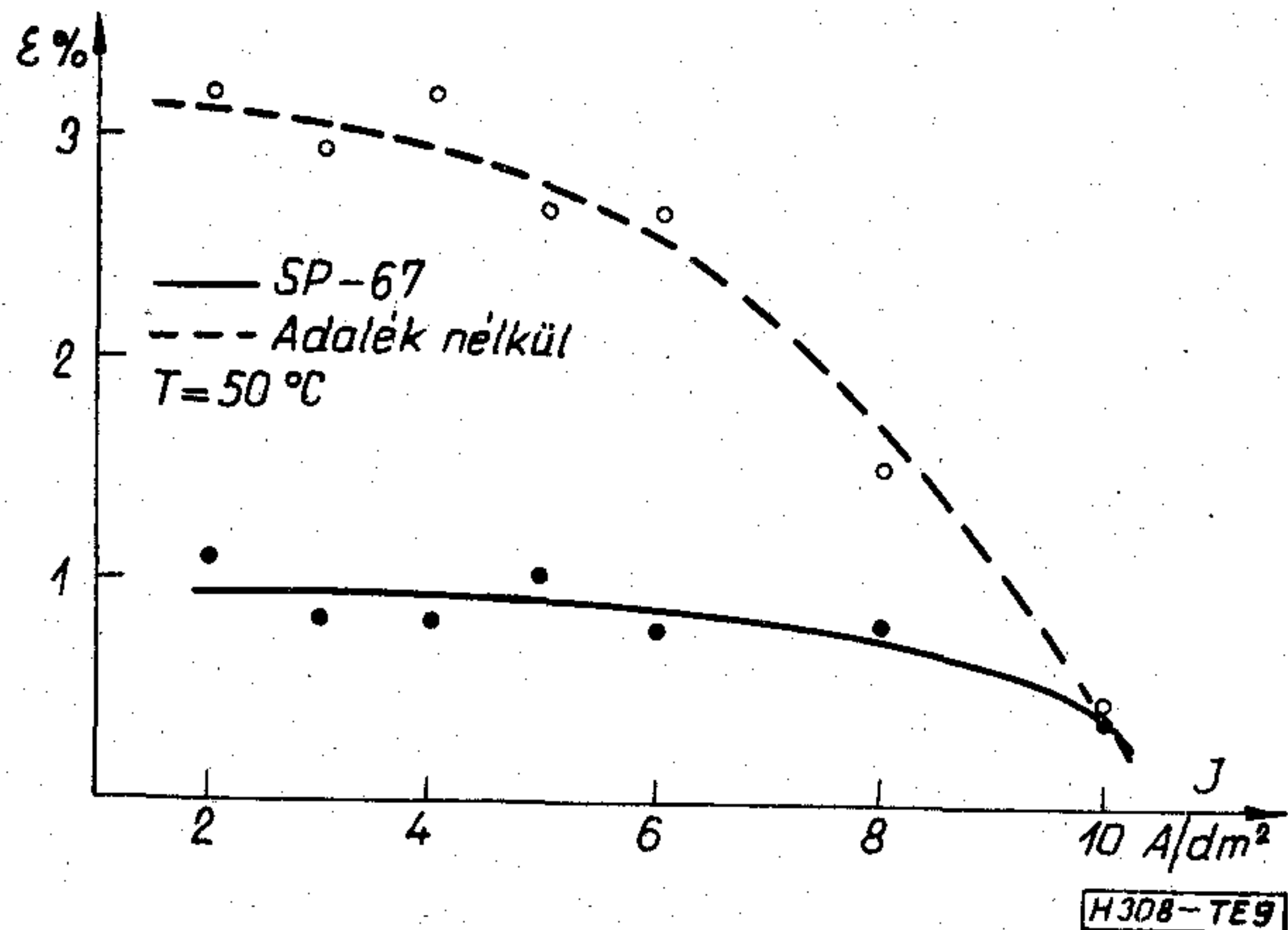
ség függvényében. A 7. ábra 57,5 g/l $CuSO_4 \cdot 5H_2O$ és 100 g/l H_2SO_4 tartalmú elektrolitból leválasztott bevonat szakítószilárdságát szemlélteti. A 2 jelű görbe jól szemlélteti, hogy az adalékanyag (Surpro márka nevű készítmény) tekintélyes mértékben megnöveli a bevonat szakítószilárdságát.

Az elektrolitalkotók aránya a bevonat nyúlását is lényegesen befolyásolja (8. ábra). A széleskörűen használt rézpirofoszfátos elektrolitból leválasztott bevonatok mechanikai tulajdonságai is hasonlóan változnak. A 9. ábra egy adott összetételű adalékot tartalmazó és adalékmentes pirofoszfátos elektrolitból leválasztott rézbevonat nyúlását szemlélteti.

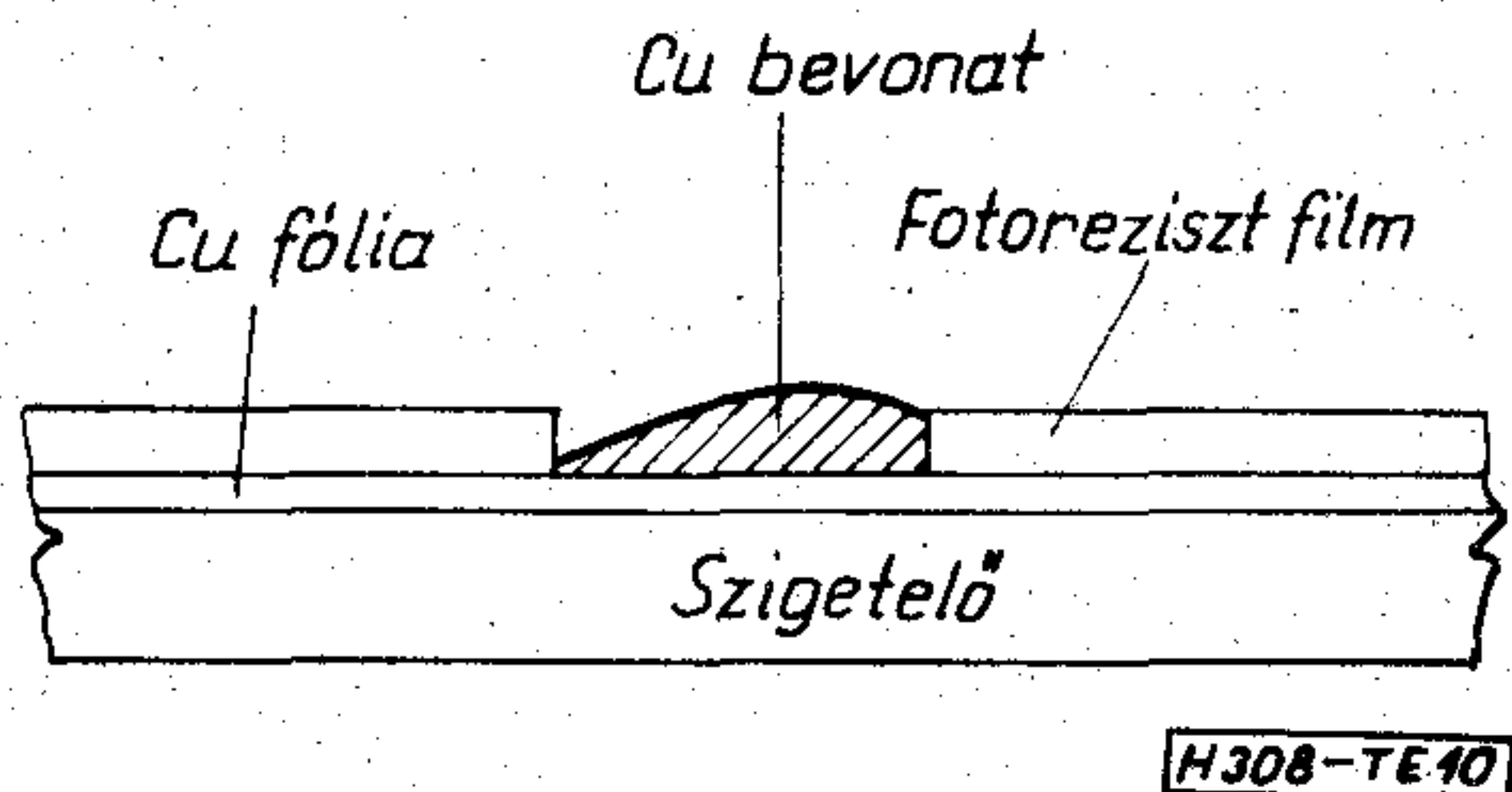
A felhozott néhány példa már eléggé jól szemlélteti, hogy a technológiai paraméterek függvényében a bevonat tulajdonságai lényegesen változnak. A kér-



8. ábra



9. ábra



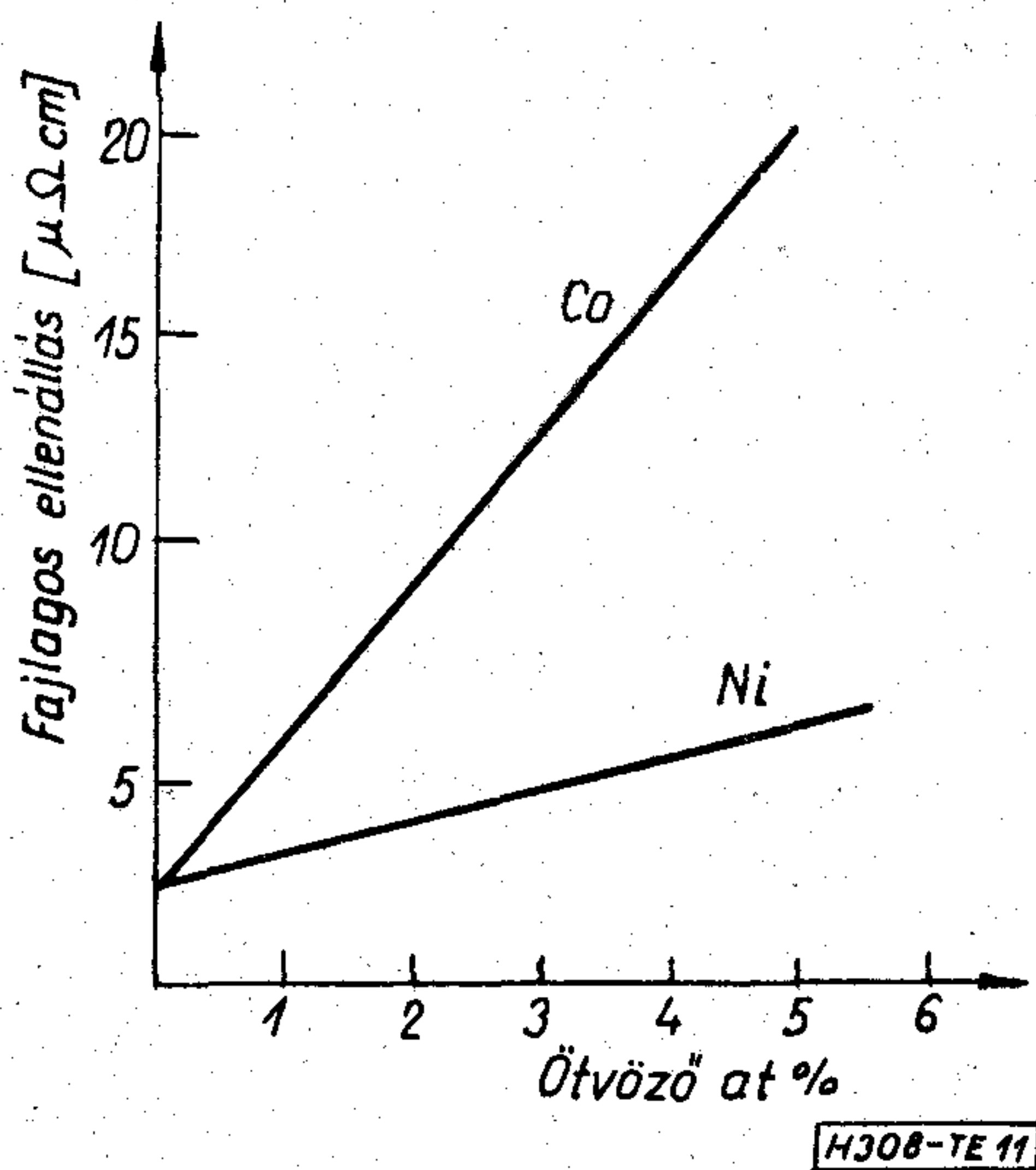
10. ábra

dés ezek után az, hogy az egyes mechanika iparamétereknek milyen határértékek között kell lenniük. Az irodalomban erre vonatkozó adatok nem találhatók. Közlemények jelentek meg a galvanikusan leválasztott rézbevonatok villamos vezetőképességéről. Az adatok jól megegyeznek az általunk nyert eredményekkel, a galvanikusan leválasztott réz vezetőképessége 10...15%-kal kisebb az elméleti értéknél.

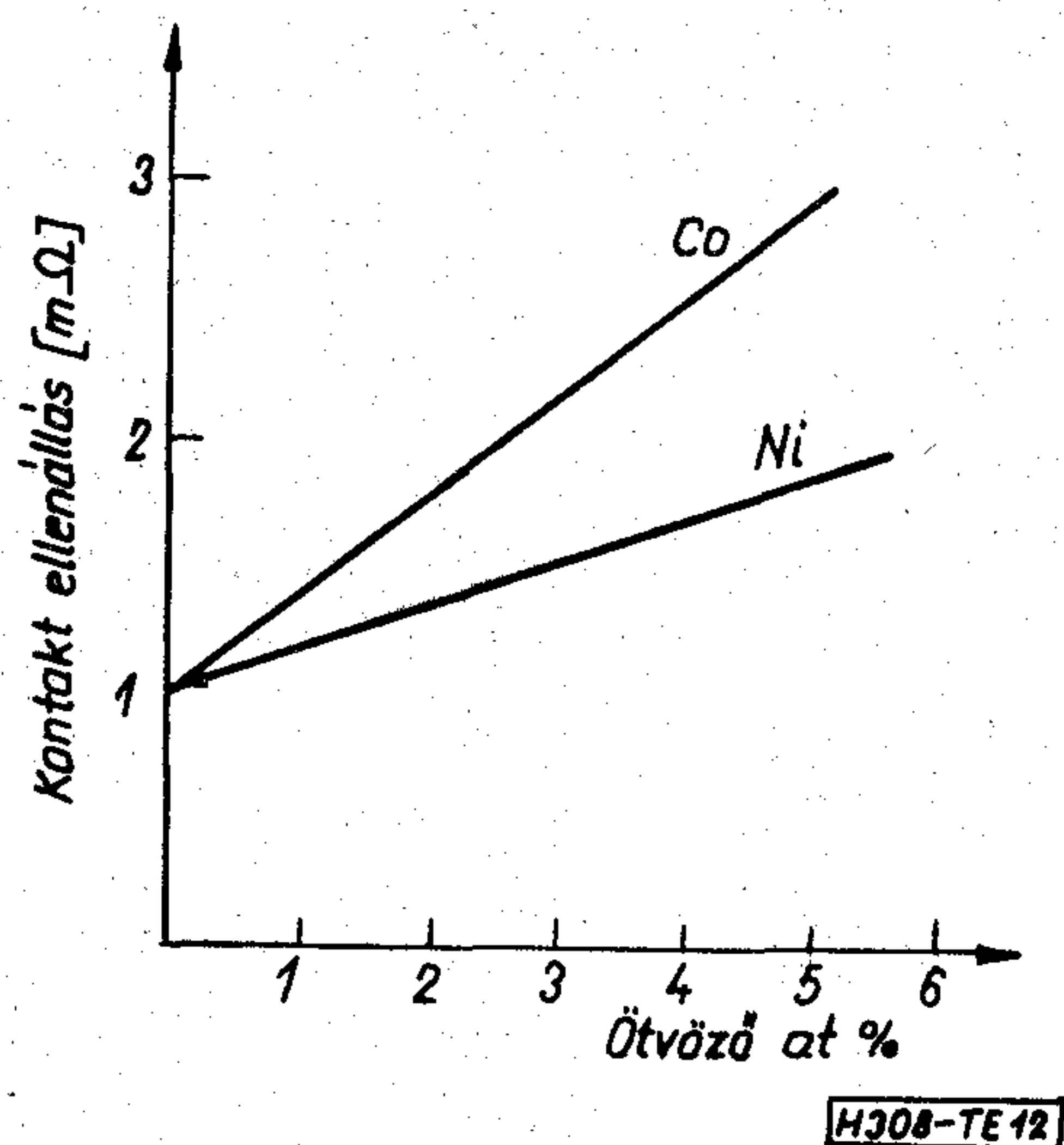
A lyukgalvanizált lemezek technológiája jelenleg ott tart, hogy léteznek többé-kevésbé hasonló eljárások, amelyekkel bizonyos szabványok követelményeit kielégítő lemezeket lehet előállítani.

A lemezek villamos tulajdonságait vizsgálva a helyzet sokkal jobb. Szigetelési ellenállásra, átütési szilárdságára, vezetékek villamos terhelhetőségére stb. található adatok. Ezért a kutatás irányát a mechanikai tulajdonságok vizsgálatára koncentrálnak, természetesen ez a munka szoros kapcsolatban van az elektrolit fejlesztési kísérletekkel is.

A lyukgalvanizált lemezek galvanizálásánál egészen egyszerűnek látszó dolgok is jelentős hibát okozhatnak. A galvanizálásnál a lemezeket, felületükre merőlegesen mozgatni kell. Ha a lemezek mozgatása túl gyors, akkor előfordulhat, hogy száraz fotoreziszt filmmel maszkolt lemez felületére féloldalas bevonat válik le (10. ábra). Ennek oka, hogy a viszonylag magas fotoreziszt falak között örvénylés képződik, ennek következtében időszakosan elektrolitmentes rés alakul ki a lemez és az elektrolit között, e jelenséget több helyen is vizsgálják.



11. ábra



12. ábra

A nyomtatott huzalozású lemezek szempontjából lényeges kérdés az érintkezők védelme. Kisfeszültségen üzemelő lemezek érintkezőire általában kemény aranybevonatot választanak le. Az arany keménységét ötvözőkkel fokozzák, a legáltalánosabban használt ötvöző a nikkel és a kobalt. Az ötvözők azonban nemcsak a keménységet fokozzák, hanem hatással vannak a fajlagos- és átmeneti ellenállásra (11. és 12. ábra.). A galvanikusan leválasztott ötvözetek összetételét az elektrolit alkotóinak mennyisége és aránya, továbbá a galvanizálási paraméterek (hőmérséklet, áramsűrűség stb.) befolyásolják. Ha az ötvözet összetétele változik, a bevonat tulajdonságai is változnak.

A felhozott néhány példa kellően szemlélteti, hogy a technológiai kutatómunkára nagy szükség van. Természetesen egy kutatóbázis az összes feladat elvégzésére képtelen. A Tanszéken a nagyobb terjedelmű munkákat kutatócsoporttal oldjuk meg. Részfeladatokat az „Önálló tervezés”, „Önálló laboratórium” című tárgyakban adunk ki a hallgatóknak. Évente 4...6 diplomatervet kidolgoztatunk e témakörben. A diplomaterveknél arra törekszünk, hogy a témák egymáshoz kapcsolódjanak, ez ráneveli a hallgatókat a kollektív munkára.

IRODALOM

- [1] Tóth E.—Bede I.: Galvánbevonatok tapadásának vizsgálata. Finommechanika 4 (1965) 10. 303—315.
- [2] Tóth E.: Nyomtatott huzalozású lemezek technológiái. Finommechanika 10 (1971) 9. 264—267.
- [3] „Kutatási jelentés lyukgalvanizált nyomtatott huzalozású lemezek tervezési kérdéseiről és vizsgálatáról. Készítette a BME Elektronikai Technológia Tanszék. (Nem publikált közlemény.)
- [4] Polt Lőrinc: Galvanikusan előállított rézbevonatok mechanikai tulajdonságainak vizsgálata. Diplomamunka, készült a BME Elektronikai Technológia Tanszékén, 1973-ban.
- [5] Kápolnás Ferenc: Rajzolatgalvanizálási technológia kidolgozása. Diplomamunka, készült a BME Elektronikai Technológia Tanszékén, 1973-ban.

Összeállította: BALOGH PÁL

Ismertették, hogy a Kínai Népköztársaság több száz számítógépet gyárt MSI áramkörökkel. Kína integrált áramköri technológiája mindössze 2 vagy 3 évvel marad el az Amerikai Egyesült Államokétól. Nagy számítógépeket egyedileg fejlesztenek ki, ezeket intézetekben és egyetemeken állítják elő. Kína tulajdonképpen elmaradása a tudományos és műszaki alkalmazások terén mutatkozik. Az elektronika és automatizálás már régóta a „sürgősségi listán” szerepel, mert a Kínai Népköztársaság döntőnek tekinti ezen a téren a nemzeti függetlenséget. (*Electronic News*, 1973. 18. köt. 910 sz. [20].)

*

A közöspiaci országokban működő számítógépek 90%-a amerikai gyártmányú, s ebben az IBM részesedése eléri a 60%-ot. Az Európai Gazdasági Bizottság a jelenlegi piaci helyzet megváltoztatása érdekében, a protekcionista intézkedések alkalmazása helyett, az európai cégek versenyképességének fokozását javasolja.

A múlt év november végén az Európai Gazdasági Bizottság javaslatot tett a miniszteri tanácsnak a hosszú távú számítástechnikai programra. A bizottság többek között szükségesnek tartja a két nagy európai gyártócsoporthoz, az UNIDATA és az ICL egyesítését.

Mivel az egyesülésre három éven belül feltehetően nem kerül sor, a bizottság az első lépésben a fúziót előkészítő közös program kidolgozását tartja szükségesnek. A távolabbi tervek előírnyozzák a software- és a perifériagyártás közös támogatását. A közös programoknak elő kell segíteniük az adatfeldolgozás eredményes alkalmazását az állami szektorban. Ez azt is jelenti, hogy az ICL „New Range” és az UNIDATA 7700 sorozatát egy európai számítógépcsaldban kell egyesíteni.

A kis számítógépek és perifériák jelenleg a forgalom mintegy 50%-át teszik ki. Ebben a kategóriában néhány európai gyártó jelentős eredményeket ért el. A rendszerperifériák — mágneslemezek, mágnesszalagok, speciális tárolók — piacát ezzel szemben az amerikai cégek uralják.

Az Európai Bizottság szerint az alkatrészellátás a berendezések gyártóinak nem okoz problémát, az újabb tároló-eljárások kifejlesztésével egyidejűleg azonban ez a kérdés is döntő lesz. Az új, nagy integráltsági fokú (LSI) tömegtárolók megjelenése még inkább fontossá teszi az európai gyártócégek számára, hogy ne maradjanak le ezen a területen. A 70-es évek végére a számítástechnikai iparágban jelentős változásokra lehet számítani.

Abból kiindulva, hogy a software-költségek eléri, sőt időnként meghaladják a hardware-költségeket, a bizottság fontosnak tartja a software-ipar kiépítését. Az Európai Gazdasági Bizottságnak segítséget kellene nyújtania az alkalmazói soft-ware tényleges piacának kialakításában, a géptől független programokkal való ellátásban.

A közöspiaci országok kormányai nemzeti programokat dolgoznak ki számítógépiparuk támogatására. A bizottság szerint elérkezett az idő, amikor a számítástechnikai ipart európai szinten kell összefogni. Ehhez azonban feltétlenül szükséges, hogy az ipar is európai szinten tudjon gondolkodni.

Az Európai Gazdasági Bizottság a koordinálást a következőképpen akarja megvalósítani:

- Az adatbankok minden bizonnyal hatékonyabbak lesznek, ha az állami felhasználók kezdettől fogva közös programokat fejlesztenek ki az információk kezelésére, ha bevezetésüket összehangolják, és specifikálják azokat a feladatokat, amelyekben a Közös Piac segíteni tud.
- Az adatforgalom tíz éven belül megközelíti a távbeszélő-forgalmat. Megszervezése európai, végső soron világviszonylatú feladat. Ezért az adathálózatokat közösen kell tervezni és üzemben tartani.
- A számítógépek alkalmazása az iparban lehetővé teszi a termelékenység, a számítógépiparban pedig a teljesítőképesség növelését. A bizottság ezért fejlesztési szerződések létrehozását javasolja. (*On Line. Zeitschrift für Datenverarbeitung*, 1974. dec. [21].)



Távolsági adattovábbító berendezés DFE 200

lyukszalagos adatátvitel céljaira, telefonhálózat vagy kiépített kéthuzalos vezetéken keresztül, előnyös, 200 Baud-os átviteli sebességgel.

- Gazdaságos adattovábbítás a számítóközpontokhoz vagy számítóközponttól, a felhasználási eseteknek megfelelően a választható készülékkombináción keresztül.
- Az adatbiztosító berendezésen keresztül hibamentes adattovábbítás,
- sokoldalú felhasználás az 5—6—7 vagy 8 nyom-kódos átviteli lehetőségen keresztül.
- Adatforgalmi lehetőség szabad elenállomással.
- A lyukszalagok kettőzésének lehetősége a helyi üzemeltetésnél

Részletes felvilágosítást nyújt az
NDK Magyarországi Nagykövetsége, 27. Kereskedelempolitikai Osztály

1443 Budapest,
XIV., Népstadion út 101—103.

Exportálja:

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN-ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Német Demokratikus Köztársaság

A Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola
Budapest VIII., Tavaszmező u. 17.

pályázatot hirdet

a Folyamatszabályozási Tanszékre egy 5014-es kulcsszámú főiskolai tanársegédi állás betöltésére.

A kinevezendő tanársegéd feladata:

irányítástechnikai, folyamatszabályozási és számítógépes folyamatirányítási témakörökben tantermi és laboratóriumi gyakorlatok vezetése, tanszéki laborfejlesztési feladatokban való részvétel.

A kinevezés feltétele:

okleveles villamosmérnöki képesítés, amely az adott szakterületen közepesnél jobb átlageredményű.

Budapest, 1974. július

Tudnivalók:

a kinevezendő illetménye a 201/1970. (M. K. 5.) MM. sz. utasításban közölt bérhatárok között kerül megállapításra.

A pályázat tartalmára és mellékleteire vonatkozóan az 1974. jan. 3-i 1. sz. Művelődésügyi Közlönyben megjelentek az irányadók.

A pályázatot a főiskola főigazgatójához kell — a közzétételt követő egy hónapon belül — benyújtani.

Részletes felvilágosítást az illetékes tanszékvezető, ill. a főiskola személyzeti vezetője nyújt.

Kandó Kálmán
Villamosipari Műszaki Főiskola
Vezetése

SZEMLE

A félvezetőknek lézer segítségével történő adalékolásával (szennyezésével) kapcsolatos kísérletek érdekes eredményeket hoztak. Jelenleg a klasszikus jellemző adatokkal rendelkező diódákat kb. 1 ms-os „lézeres kezeléssel” gyártják. Az eljárás reprodukálhatósága kiváló, a kihozatal rendkívül nagy.

Lézeres doppelás segítségével 250 V lavinaletörési feszültségű diódák állíthatók elő; ilyen nagy letörési feszültséget biztosítani a mikrodiodák gyártásához alkalmazott hagyományos technológiával nem lehetséges. (*Electron. et Microelectron. Industr.*, 1972. 159. sz. [10])

*

A Valvo cég BZW 70, BZW 86, BZW 91 és BZW 93 típusú ún. szupresszor-diódáival lehetőség nyílik arra, hogy az elektronikus készülékek tápforrásaiban a túlfeszültségcsúcsokat veszélytelen mértékűekre csökkentsük. A diódák normál üzemeltetésben nem vezetnek, és mivel a védendő áramköri részhez párhuzamosan kapcsolandók, a tápforrást nem terhelik. Működésük során a hálózati túlfeszültségcsúcsok felépésekor az impulzusfeszültséget letörési feszültségük értékére korlátozzák, ezért a diódák kiválasztása teljesítményvesztéssel, lökés és az ajánlott nyugalmi zárófeszültség alapján történik, amely utóbbinak a védendő készülék tápfeszültségével kell megegyeznie. (*Elektronik*, 1973. 22. köt. 1. sz. [18].)

*

A fényemittáló diódatechnika magas fejlettségi foka ellenére egyre újabb lehetőségeket keresnek a számkijelző eszközök előállítására. Az IBM pl. olyan 5×7 pontos mátrixból álló kijelzőelemeket fejlesztett ki, amelyeknél az egyes pontok egy hordozóra felvitt wolframrétegből maradás útján nyert wolfram-meanderekből állnak. Ezek a meanderek csak középen izzanak, mert végeiken a hozzávezetések hűtő hatást fejtenek ki.

A hordozó hőmérséklete maximum 50°C lehet, hogy az ugyanerre a hordozóra felépített hibrid áramkörök ne legyenek veszélyeztetve. Eddig monolitikusan maximálisan 3 számjegyes mintapéldányokat készítettek. A teljesítményfelvétel világító-pontonként 10 mW, amiből 5×7 -es mátrix esetén átlagosan 200 mW adódik. Ily módon integrált áramkörökkel történő vezérlés is lehetővé válik. (*Elektronik*, 1973. 22. köt. 2. sz. [19].)

Az angliai Motorola Semiconductors Ltd. átlátszó TO-92-es házban olcsó, vörös fényt emittáló diódát hozott forgalomba MLED 500-as típusjelzéssel. Az eszközt elsősorban nyomtatott áramkörökhöz tervezték az áramkörök állapotának „egy szempillantás alatt” történő jelzésére, a gyors hibaanalízis számára.

A diódák $-65 \dots 100^\circ\text{C}$ -os hőmérséklet-tartományban üzemeltethetők, s a tipikus 0,3 mCd-ás kimenőjelhez 20 mA-es áramfelvételt igényelnek. Nyitóirányú áramuk nem haladhatja meg a 100 mA-t. (*Electronic Product News*, 1973. 2.köt. 8. sz. [13].)

*

A Metrimpex a nyugatnémet Siemens céggel számítógépekre vonatkozóan kooperációs szerződést írt alá. A szerződés értelmében a Siemens számítógépei magyarországi értékesítésének ellentételeként meghatározott értékű magyar gyártmányú árukat vásárol, mindenekelőtt olyan építőelemeket, amelyek az elektronikus adatfeldolgozó berendezések gyártásához szükségesek. Magyarországon jelenleg hat nagyteljesítményű 4004-típusú Siemens számítógép működik.

A francia CII cég és a Videoton is kötött 5 éves megállapodást. A Videoton a CII által különböző országokban értékesített számítógépekhez részegységeket és perifériális berendezéseket gyárt és átveszi a soft-ware-fejlesztéseket, Magyarország pedig „Iris-II” számítógépeket vásárol. (*Eilinform. Ausseniwsch.*, 1973. 18. köt. 21. sz. [15].)

*

Miután a műanyag tokozású integrált áramkörökkel szemben mindig fenntartásokkal élnek, a Fairchild cég új epoxianyagot fejlesztett ki. A műanyag tokozású áramkörök leggyakoribb hibahelyeit a chip és a kivezetések összeforrasztási pontjai adják a kivezetések és a műanyag eltérő hőtágulási együtthatója következtében.

Az új „Doughmould”-nak nevezett anyag hőtágulási együtthatója közel megfelel a kivezetésekének, így ez a hibalehetőség megszüntethető. Ezt igazolják a terjedelmes kísérletek is. A vállalat az anyagot már egy 5 W-os kisfrekvenciás erősítőnél tömeggyártásban is alkalmazza. (*Elektronik*, 1973. 22. köt. 2. sz. [16].)

ETO 519.14:621.372.5.001.57

Dr. Vágó I.:

Lineáris hálózatok állapotegyenleteinek felírása nullátor-norátor modellek felhasználásával

HÍRADÁSTECHNIKA, XXV. (1974) 9. sz.

Adott paraméterű kétkapuk — extrém paraméterek esetén is — modellezhetők impedanciákat, nullátorokat és norátorokat tartalmazó hálózatokkal. A dolgozat ilyen modelleket tartalmazó hálózatok állapotegyenleteinek felírására mutat be egy gráfelméleti módszert.

ETO 621.397.127

Dr. Ferenczy P.:

Fáziszárt hurok (PLL) áramkör alkalmazása SECAM dekóderben

HÍRADÁSTECHNIKA, XXV. (1974) 9. sz.

A szerző röviden áttekinti a fáziszárt hurok (PLL) áramkörök alkalmazhatósági kérdéseit SECAM rendszerű színes televízió dekóderben. Megállapítja, hogy mind a statikus, mind a dinamikus linearitás követelményeket elvileg kifogástalanul teljesíti ez a megoldás. A mérésel megvizsgált NE 561 B (Signetics) PLL áramkör gyakorlatban is igazolta az elvi úton nyert megállapításokat. PLL — phase locked loop

ETO 621.397.2.018.422

Fazekas K.—Váry A.—Kiss A.—Tóth L.:

Televízió videojelek Walsh-transzformációja

HÍRADÁSTECHNIKA, XXV. (1974) 9. sz.

A Budapesti Műszaki Egyetem Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén a képátvitel sávzélességének csökkentésére irányuló kísérletek folynak. Ebben a cikkben a szerzők a redundancia csökkentő lineáris transzformációk közé tartozó Walsh-transzformációt tárgyalják. Megadják egy építés alatt álló kísérleti egydimenziós transzformációt végző berendezés blokkvázlatát.

ETO 621.372.21:621.372.57:681.3.06 KEPAN

Gefferth L.—Prónay G.—dr. Solymosi J.—Trón T.:

Elosztott paraméterű aktív RC áramkörök

HÍRADÁSTECHNIKA, XXV. (1974) 9. sz.

A dolgozat első része a homogén, háromrétegű RC vonal tulajdonságait mutatja be. Ezután kerül ismertetésre a KEPAN elnevezésű számítógépprogram, mely elosztott és koncentrált paraméterű passzív elemeket, valamint aktív elemeket tartalmazó hálózatok frekvenciatartománybeli analizisét végzi el. A dolgozat harmadik részében tipikus elosztott és koncentrált paraméterű aktív RC blokkok vizsgálata történik. Aluláteresztő, feluláteresztő, sávszűrő, elliptikus és mindentáteleeresztő alapkapsolásokat vizsgálnak a szerzők. A dolgozat összehasonlítást ad az aktív RC és a megfelelő elosztott aktív RC alapkapsolások között.

ETO 621.396.967

Gálfi I.:

Rádiólokátorok detekciós tulajdonságainak vizsgálata, adaptív eljárások alkalmazása optimális detekciós tulajdonságok elérésére

HÍRADÁSTECHNIKA, XXV. (1974) 9. sz.

A cikk impulzusüzemű távolfelderítő lokátorok detekciós tulajdonságával foglalkozik. Az MTI és integrálási eljárások tárgyalása után ismerteti a szerző, hogy analóg kapuegységgel összekapcsolt MTI és integráló rendszerrel igen jó tapasztalatokat szerzett.

ДК 519.14:621.372.5.001.57

Д-р Вáго, И.:

Определение уравнений состояния линейных цепей применением моделей нуляторов — нораторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 9

Четырехполюсники с данными параметрами могут быть моделированы — тоже в случае крайних параметров — с помощью цепей содержащие импедансы, нуляторы и нораторы. Статья показывает метод теории графов к определению уравнений состояния цепей содержащие такие модели.

ДК 621.397.127

Д-р Ференци, П.:

Применение шлейфа фазовой синхронизации (PPL) в декодере SECAM

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 9

Кратко рассматриваются вопросы применения шлейфа фазовой синхронизации в телевизионных декодерах системы SECAM. Установится, что это решение безусловно удовлетворит требования и статистической и динамической линейности с точки зрения теории. Цепь типа HE 561 B (Signetics) фазовой синхронизации в испытании доказала тоже в практике теоретические установления.

ДК 621.397.2.018.422

Фазекаш, К.—Вари, А.—Киш, А.—Тот, Л.:

Трансформация Вальша видеосигналов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 9

На кафедре по микроволновой связи Будапештского Технического Университета продельваются эксперименты с целью уменьшения полосы частот передачи изображения. В этой статье излагается трансформация Вальша — принадлежащая к линейным трансформациям по уменьшению избыточности. Дана блок-схема опытной установки для одномерной трансформации, которая находится в стадии монтажа.

ДК 621.396.967

Гефферт, Л.—Пронай, Г.—Шоймоши, И.—Трон, Т.:

Активные цепи RC с распределенными параметрами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 9

Первая часть статьи показывает свойства однородной трехслойной линии RC. Потом излагается программа ЭВМ КЭПАН для анализа в области частот цепей содержащих концентрированные и распределенные пассивные элементы, а также активные элементы. В третьей части статьи рассматриваются типичные активные блоки RC с распределенными и концентрированными параметрами. Анализируются фильтры нижних и верхних частот, полосовые фильтры, основные эллиптические цепи и фильтры пропускающие все частоты. Дано сравнение между активными основными цепями RC и соответствующими цепями RC с распределенными параметрами.

ДК 621.372.21:621.372.57:681.3.06. KEPAN

Галфи, И.:

Испытания свойств детектирования радиолокационных устройств, применение адаптивных методов с целью достижения оптимальных свойств детектирования

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 9

Статья рассматривает свойства детектирования радиолокационных устройств дальнего обнаружения работающих в импульсном режиме. После дискуссии методов MTI и интерации излагает автор хорошие опыты полученные системой состоящей из аналоговой вентильной схеме и устройств MTI и интеграции.

ETO 621.3.049.75:621.357

Tóth E.:

Nyomtatott huzalozású lemezek előállításának néhány galvántechnikai kérdése

HÍRADÁSTECHNIKA, XXV. (1974) 9. sz.

A nyomtatott huzalozású lemezek előállítása több galvanizáló folyamatra épül. Különösen érvényes ez a lyukgalvanizált lemezekre. A közlemény az egyes galvanizáló technológiákkal párhuzamosan a vizsgálati minősítő eljárásokat is ismerteti. Felhívja a figyelmet, hogy jelenleg a technológiák színvonala fejlettebb, mint a vizsgálati eljárásoké. Részletesen tárgyalja a különböző rézelektrolitokból leválasztott bevonatok mechanikai tulajdonságait.

Zusammenfassungen

DK 519.14:621.372.5.001.57

Dr. Vágó, I.:

Aufschrift der Zustandsgleichungen von linearen Netzwerken mit Anwendung von Nullator- und Norator-Modellen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr. 9.

Vierpole mit gegebenen Parametern können — auch im Falle von extremen Parametern — durch Netzwerke, die Impedanzen, Nullatoren und Noratoren enthalten, modelliert werden. In dem Aufsatz wird eine theoretische Graph-Methode zum Aufschreiben der Grundgleichungen der Netzwerke, die solche Zustandsparameter enthalten, dargestellt.

DK 621.397.127

Dr. Ferenczy, P.:

Anwendung einer phasensynchronisierten Schleife (PLL) in der SECAM Dekoderschaltung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr. 9.

Es wird ein kurzer Überblick über die Anwendbarkeit der phasensynchronisierten Schleifen in der Dekoderschaltung des Farbfernsehens von SECAM System gegeben. Es wird bestätigt, dass sowohl die statische, als auch die Linearitätsforderungen theoretisch durch diese Lösung einwandfrei erfüllt werden. Die theoretische Bestätigungen wurden auch in der Praxis durch die mit Messungen gepägten NE 561 B (Signetics) PLL Stromkreisen bewiesen.

DK 621.397.2.018.422

Fazekas, K.—Váry, A.—Kiss, A.—Tóth, I.:

Walsh'sche Transformation von Fernseh Videosignalen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr. 9.

Auf dem Lehrstuhl für Mikrowellenfernmeldetechnik der Technischen Universität Budapest werden Experimente zur Herabsetzung der Bandbreite der Bildübertragungen ausgeführt. In diesem Aufsatz wird die, zu der Redundanz-vermindernden linearen Transformationen gehörende—Walsh'sche Transformation diskutiert. Das Blockschema einer Versuchseinrichtung für eine eindimensionale Transformation, — welche gegenwärtig zusammengebaut wird — wird angegeben.

DK 621.396.967

Gálfi, I.:

Untersuchung der Detektionseigenschaften von Funkortungsgeräten. Anwendung des adaptiven Verfahrens zur Verwirklichung optimaler Gleichrichtungseigenschaften

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr. 9.

Der Aufsatz beschäftigt sich mit den Detektionseigenschaften von Fernaufklärungslokatoren im Impulsbetrieb. Nach der Auseinandersetzung der MTI und Integrationsverfahren erörtert der Verfasser die günstige Ergebnisse, welche er mit einem System, bestehend aus einer analoger Torschaltung, einer MTI- und einer Integrationseinheit, erreicht hat.

ДК 621.3.049.75:621.357

Тот, Э.:

Некоторые вопросы по технике гальванизации изготовления плат с печатным монтажом

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 9

Изготовление плат с печатным монтажом содержит несколько процессов гальванизации. Особенно имеет силу это в случае плат с гальванизированными скважинами.

Статья излагает — наряду с отдельными процессами технологии гальванизации — тоже методы качественных испытаний.

Обратится внимание на тот факт, что в настоящее время уровень технологии является более развитым, чем уровень испытательных методов. Подробно рассматриваются механические свойства покрытый отделяемых из различных электролитов меди.

Summaries

UDC 519.14:621.372.5.001.57

Dr. Vágó, I.:

Determination of State Equations of Linear Networks Using Nullator-Norator Models

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

Two-ports with given parameters—also in the case of extreme parameters—may be simulated by networks comprising impedances, nullators and norators. In the paper a theoretical graph method to determine state equations of networks comprising such models is presented.

UDC 621.397.127

Dr. Ferenczy, P.:

Application of Phase Locked Loop (PLL) in a SECAM Decoder

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

A brief review is given on the problems of the applicability of phase locked loop (PLL) circuits in the colour television decoder of the SECAM system. It is stated that this solution meets theoretically perfectly the requirements of both static and dynamic linearity. The NE 561 B (Signetics) PLL circuit tested by measurements proved also the theoretical results obtained in practice.

UDC 621.397.2.018.422

Fazekas, K.—Váry, A.—Kiss, A.—Tóth, L.:

Walsh Transformation of Television Video Signals

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

Experiments aiming at the reduction of the band-width of picture transmission is in course on the Faculty for Microwave Telecommunication of the Technical University Budapest. In this paper the Walsh transformation, belonging to the redundancy reducing linear transformations is discussed. The block schematic of an experimental equipment—under construction—performing one-dimensional transformation, is given.

UDC 621.396.967

Gálfi, I.:

Examination of the Detection Properties of Radars, Application of Adaptive Procedures to Obtain Optimum Detection Properties

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

The paper deals with the detection properties of long-range radars in pulse service. After the discussion of the MTI and integration procedures the author sets forth the favourable experiences obtained with a system comprising an analogue gate unit, MTI and integration units.

Geffert, L.—Prónay, G.—dr. Solymosi, J.—Trón, T.:

Aktive RC Netzwerke mit verteilten Parametern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr. 9.

In dem ersten Teil des Aufsatzes werden die Eigenschaften der homogenen, Dreischicht-RC-Linien erörtert. In dem zweiten Teil wird das Rechenmaschinenprogramm KEPAN, das die Analyse der aus verteilten und konzentrierten passiven Elementen aufgebauten Netzwerke in dem Frequenzbereich durchführt, erklärt. In dem dritten Teil des Aufsatzes werden die aktiven RC-Blöcke mit typischen verteilten und konzentrierten Parametern untersucht. Die Verfasser untersuchen Tiefpassfilter, Hochpassfilter, Bandpassfilter, elliptische und Allpassfilter. In dem Aufsatz werden zuletzt die aktiven RC und die entsprechenden verteilten aktiven RC Grundschaltungen verglichen.

DK 621.3.049.75:621.357

Tóth, E.:

Einige galvanotechnische Fragen der Herstellung von gedruckten Leiterplatten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr. 9.

Die Herstellung gedruckter Leiterplatten ist aus mehreren Galvanverfahren zusammengestellt. Parallel mit den einzelnen Galvanisierungs-technologien werden Qualifizierungsverfahren auch erörtert. Es wird darauf hingewiesen, dass das Niveau der Technologie derzeitigentwickelter ist, als dasjenige der Prüfverfahren. Die mechanischen Eigenschaften der, aus verschiedenen Kupferelektrolyten abgetrennten Überzüge werden eingehend diskutiert.

Gefferth L.—Prónay, G.—dr. Solymosi J.—Trón, T.:

Active RC Circuits with Distributed Parameters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

In the first part of the paper the properties of homogeneous three-layer RC-lines are presented. Further the computer program KEPAN is explained, suitable for the analysis of distributed and concentrated passive and active elements in the frequency domain. In the third part of the paper the examination test of typical active RC blocks with distributed and concentrated parameters is carried out. The authors examine low-pass, high-pass, band-pass elliptic and all-pass functional blocks. The paper compares the active RC and the corresponding distributed active RC basic circuits.

UDC 621.3.049.75:621.357

Tóth, E.:

Certain Problems of Plating Technique at the Production of Printed Circuit Boards

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

The production of printed circuit boards is based on several galvanoplasting. This is especially true in the case of platedthrough boards. In the paper the test qualification procedures are also presented together with the separate plating technologies. Attention is drawn to the fact that, for the time being the level of the technologies is more developed than that of the test procedures. The mechanical properties of coatings detached from different copper electrolytes are discussed in detail.

Résumés

CDU 519.14:621.372.5.001.57

Dr. Vágó, I.:

Détermination des équations d'état des réseaux linéaires par utilisation des modèles de nullators-norators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

Circuits à deux portes à paramètres donnés-ainsi en cas des paramètres extrêmes-peuvent être simulés par réseaux comprenant impédances, nullators et norators. L'article présente une méthode de théorie des graphes pour déterminer les équations d'état des réseaux comprenant tels modèles.

CDU 621.396.967

Gálfi, I.:

Examen des propriétés de détection des radars, application des méthodes adaptatives pour obtenir propriétés optimales de détection

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

L'article expose les propriétés de détection des radars à grande distance. Après la discussion des méthodes MTI et d'intégration l'auteur décrit ses bonnes expériences obtenues avec un système comprenant un bloc de porte analogique et blocs MTI et d'intégration.

CDU 621.397.127

Dr. Ferenczy, P.:

Application d'un circuit d'accrochage de phase (PLL) dans décodeurs SECAM

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

L'auteur donne une brève revue de l'application des circuits d'accrochage de phase dans décodeurs de télévision en couleurs SECAM. Il constate, que cette solution satisfait théoriquement les exigences de la linéarité statiques et dynamiques. Le circuit NE 561B (Signetics) a prouvé pratiquement les résultats théoriques.

CDU 621.372.21:621.372.57:681.3.06 KEPAN

Gefferth, L.—Prónay, G.—Dr. Solymosi, J.—Trón, T.:

Circuits actifs RC à paramètres distribués

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

La première partie de l'article présente les propriétés de la ligne RC homogène à trois couches. Ensuite, le programme d'ordinateur KEPAN pour l'analyse dans le domaine des fréquences des réseaux comprenant des éléments passifs distribués et concentrés, ainsi que des éléments actifs est exposé. Dans la troisième partie quelques blocs actifs RC typiques à paramètres distribués et concentrés sont examinés. Tels sont: filtres passe-bas, filtres passe-haut, filtres passe-bande, circuits elliptiques et passe-tout. Circuits actifs RC et circuits distribués actifs RC correspondants sont comparés.

CDU 621.3.049.75:621.357

Tóth, E.:

Quelques questions de galvanisation de la fabrication des plaques avec circuits imprimés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

La fabrication des plaques avec circuits imprimés comprend plusieurs processus de galvanisation. Ce touche, en particulier, les plaques à trous métallisés. L'article expose—simultanément avec certaines technologies de galvanisation—aussi les méthodes d'essai pour qualifier les produits. On doit prendre en considération, que le niveau des technologies est plus développé à présent que ceci des méthodes d'essai. Les propriétés mécaniques des couches détachées des différents électrolytes de cuivre sont détaillément discutées.

CDU 621.397.2.018.422

Fazekas, K.—Váry, A.—Kiss, A.—Tóth, L.:

Transformation de Walsh des signaux de télévision

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No. 9.

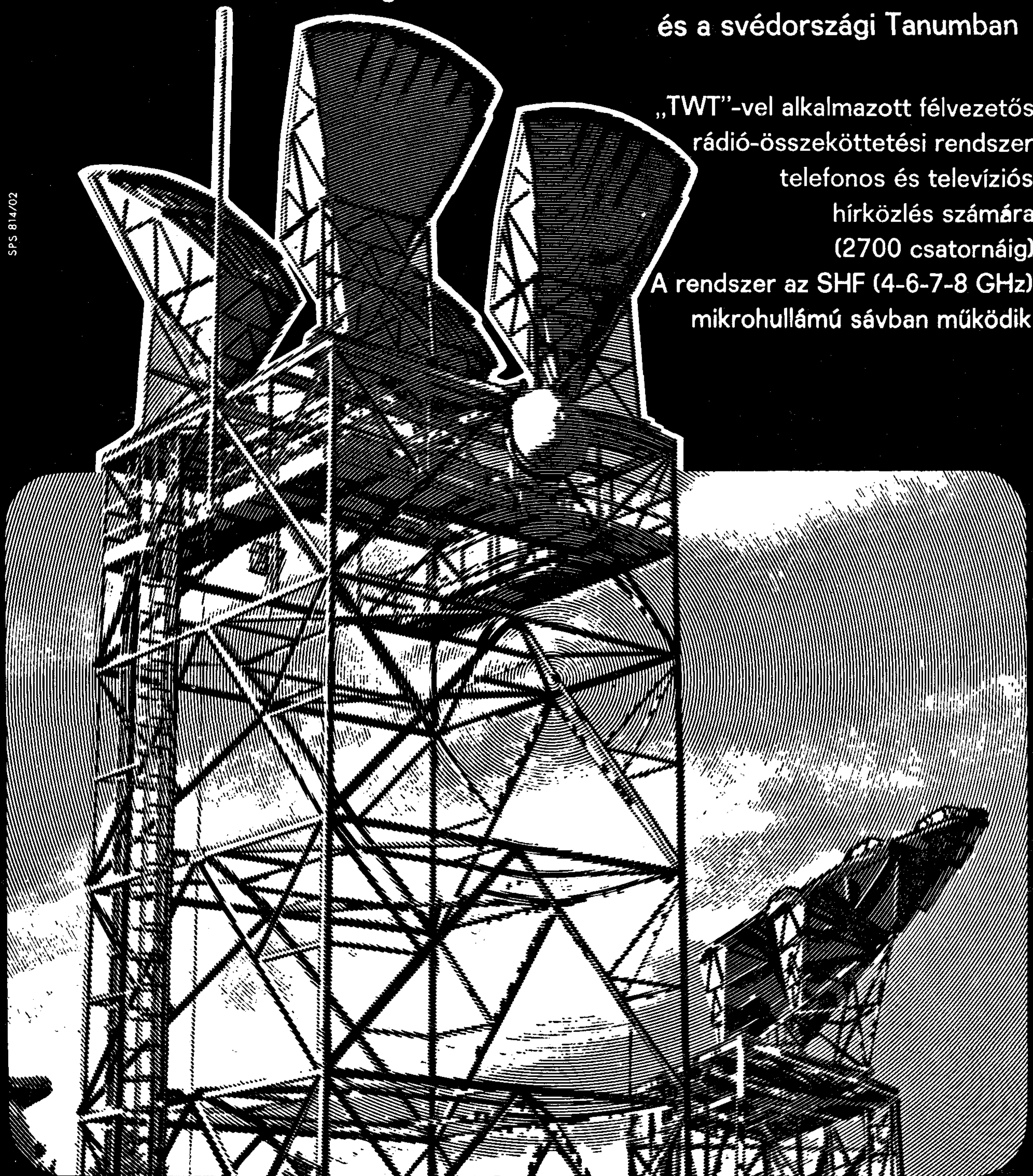
Quelques expériences sont en cours à la Chaire des microondes de l'Université Technique de Budapest pour réduire la largeur de bande de la transmission des images de télévision. Dans l'article la transformation de Walsh, appartenant aux transformations linéaires pour la réduction de la surabondance, est traitée. Le bloc-diagramme d'un dispositif expérimental en construction pour achever une transformation unidimensionnelle est donné.

RÁDIÓ-ÖSSZEKÖTTETÉS A VILÁGON ÁT

Rádió-összeköttetés, amelyet Olaszországban és szerte a világon alkalmaztak: mesterséges holdakat követő földi állomásokon felépített berendezések az argentinai Balcarce-ben, az olaszországi Fucinóban és a svédországi Tanumban

„TWT”-vel alkalmazott félvezetős rádió-összeköttetési rendszer telefonos és televíziós hírközlés számára (2700 csatornáig)
A rendszer az SHF (4-6-7-8 GHz) mikrohullámú sávban működik

SPS 814/02



20149 Milano (Olaszország) — 12, Piazzale Zavattari

Telefon: 4383.1 — Telex: 34668



ITALTEL
SOCIETA' ITALIANE TELECOMUNICAZIONI