

HÍRADÁS- TECHNIKA

2



HÍRADÁS- TECHNIKA

1972. február, XXIII. évfolyam 2. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

III. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia	33
DR. AMBRÓZY ANDRÁS: Analóg integrált áramkörök belső felépítése és a méréstechnika követelményei	34
BORS LÁSZLÓ—SZABÓ ZOLTÁN—GROTTE ANDRÁS: Digitális mintajelgenerátor fázismodulált mikrohullámú adó és vevő méréseihez	38
BOSZÁK SÁNDOR: Transzformátor nélküli kétszeresen kiegyenlített tranzisztoros keverő vizsgálata ...	42
Könyvismertetés	45, 61
TÓTH ÁRPÁD: Bináris- és Gauss-amplitudóeloszlású álvéletlen zajgenerátorok, előnyeik és alkalmazásuk	46
VIDA DÉNES: Roncsolásmentes töltőgáznyomás-mérés kész izzólámpákban	50
KOHUT JÓZSEF: Új mérési módszer és műszer félvezető diódák karakterisztika eltérésének közvetlen mérésére	53
ECR központ üzembehelyezése Várpalotán	55
SZEPESI TAMÁS—GUTTERMUTH MIKLÓS: Lineáris aktív hálózatok topológiai analízise	56
Szemle	37, 41
Tartalmi összefoglalások	62
Обобщения	62
Zusammenfassungen	63
Summaires	63
Résumé	B/III

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest II., Mártírok útja 85. I. em. 140. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest V., Szabadság tér 17. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, Budapest VII., Lenin körút 9–11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest V., József nádor tér 1.) vagy közvetlenül postautalványon, valamint átutalással a KHI 215–96162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest, 62.

71.7065 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

III. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia

A Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület és a Neumann János Számítógéptudományi Társaság Elektronikus Műszer és Méréstechnikai konferenciát rendez 1972. március 13—16 között, Budapesten a Technika Házában.

A konferencia célja, hogy áttekintést adjon az elektronikai iparban a kutatás és gyártás legújabb eredményeiről, vizsgálat tárgyává tegye a műszerezés időszerű kérdéseit és fő fejlődési irányait. A konferencia lehetőséget nyújt elektronikus műszerek felhasználásával, fejlesztésével és gyártásával foglalkozó szakembereknek a tudományág fejlődésének a megismerésére, a szakmai személyes jó kapcsolatok kialakítására és elmélyítésére.

A konferencia szekciói:

- I. Automatikus mérőrendszerek (mérésadatgyűjtés, tömeges mérések automatizálása)
- II. Gépi tervezés (elektronikus műszerek és mérőberendezések számítógépes tervezése)
- III. Mérőkészülékek
- IV. Áramkörök
- V. Információ és adatátvitel
 - TV-méréstechnika
 - Nukleáris-méréstechnika

A konferencián 64 előadás hangzik el.

Az előadások írásos anyagát a konferenciát megelőzően megjelentetjük. Ennek egy részét képezi a „Híradástechnika” jelen példánya is, amelyben a lap olvasótáborát érdeklő 7 előadás anyagát jelentetjük meg. A lap jelen számából helyhiány miatt kimaradt két cikk (*Sebestyén Béla*: Programirányítású mérőkészülékek és *Varga Sándor*: Tranzisztoros AB-osztályú teljesítményerősítő végfokozatok vizsgálata és néhány tervezési szempontja) a márciusi számban jelenik meg.

Reméljük, hogy immár a harmadízben megrendezett konferencia sikeresen járul hozzá a hazai híradástechnikai- és műszeripar fejlődéséhez.

Scultéty László,

a III. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia Előkészítő bizottságának elnöke

Analóg integrált áramkörök belső felépítése és a mérés- technikai követelményei

ETO: 621.3.049.7 — 111:681.335

Az elektronikus berendezések bonyolultságának növekedésével magától értetődővé vált, hogy a tervezőknek mindjobban ismerniük kell az integrált áramkörök tulajdonságait is. Talán paradoxnak hangzik, hogy míg régebben az áramkör-, és rendszertervező függetleníthette magát az alkatrészek fizikájától és technológiájától, ma a még magasabb fokú rendszertervezés sem tekintheti „fekete dobozoknak” az integrált áramköröket.

Ezen állítás helyességét több példa is alátámasztja. Először is az integrált áramkörök adatlapjain közölt jellemző értékeket meghatározott körülmények között mérik. Ha a tényleges használat körülményei ettől eltérnek, az adatok újramérése vagy extrapolációja válhat szükségessé. Az újramérés elkerülhető, illetve az extrapoláció megalapozott lehet, ha a felhasználó a tokon belül lejátszódó alapvető fizikai folyamatokat is ismeri. Másrészt a közölt adatok is többféleképpen értelmezhetők, hiszen az integrált áramkörök piacának kialakulása óta eltelt rövid idő alatt még nem sikerült általános, félreérthetetlen szabványokat kidolgozni. Az áramkör tehát csak akkor illeszthető optimálisan a rendszerbe, ha a tervező a belső működés alapvető fizikájával is tisztában van.

1. A belső felépítés jellegzetességei

A félvezető alapú integrált áramkör legjobb minőségű eleme az *nnp* tranzisztor (1a ábra). Az egy hordozókristályban azonos technológiai lépésekkel létrehozott *nnp* tranzisztorok jellemzői igen kevésbé térnek el egymástól; különösen az $I_E(U_{BE})$ karakterisztikák együttfutása figyelemre méltó.

Keresztmetszetében még egyszerűbb — tehát kevesebb lépéssel előállítható — az ellenállás (1b ábra). Hátrányos tulajdonsága a viszonylag nagy pontatlanság, nagy hőmérsékleti tényező és legfőképpen a nagy helyszükséglet. Kis áramú körökben nagy ohmértékű ellenállásokra lenne szükség; ezek megengedhetetlenül sok helyet foglalnának el.

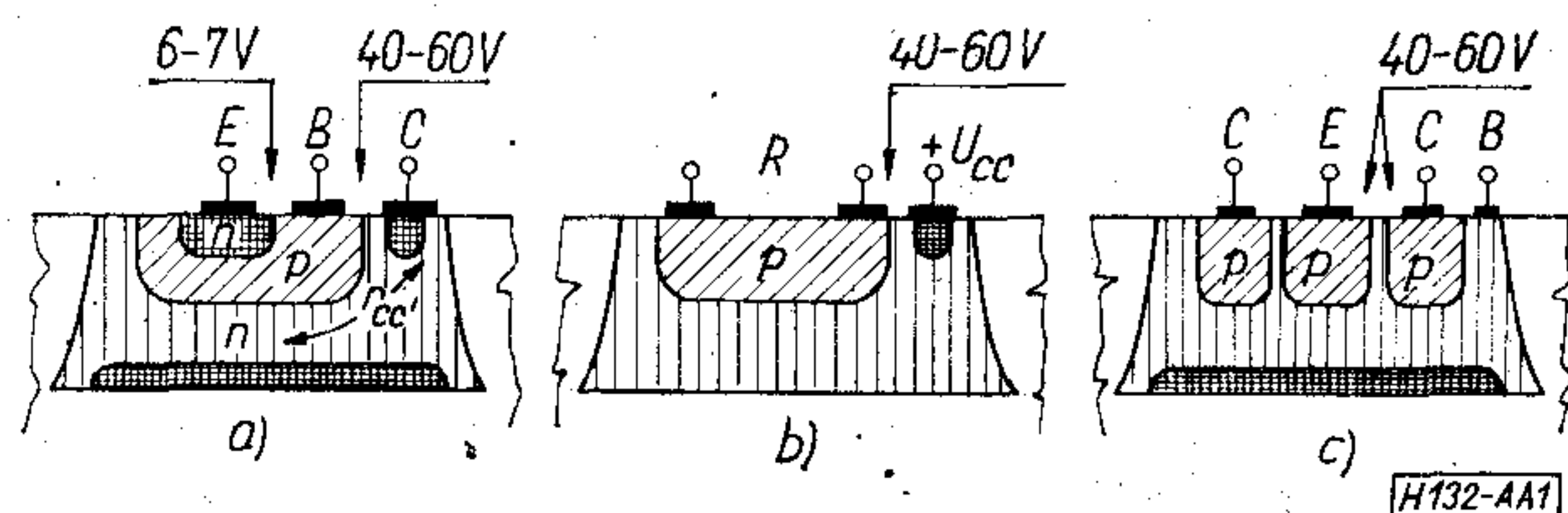
Komplementer áramköri felépítés esetén az ellenállások jelentős hányada megtakarítható. Az ehhez szükséges *pnp* tranzisztorok csak akkor állíthatók elő az áramkör többi elemével kompatibilis módon, ha laterális elrendezésűek (1c ábra). E tranzisztorok áramerősítési tényezője és határfrekvenciája sokkal kisebb, mint az *nnp* tranzisztoroké.

Az 1. ábrán feltüntettük az egyes *pn*-átmenetek letörési feszültségeit is. Az *nnp* tranzisztor kollektorától az emitter felé haladva egyre erősebben szeny-

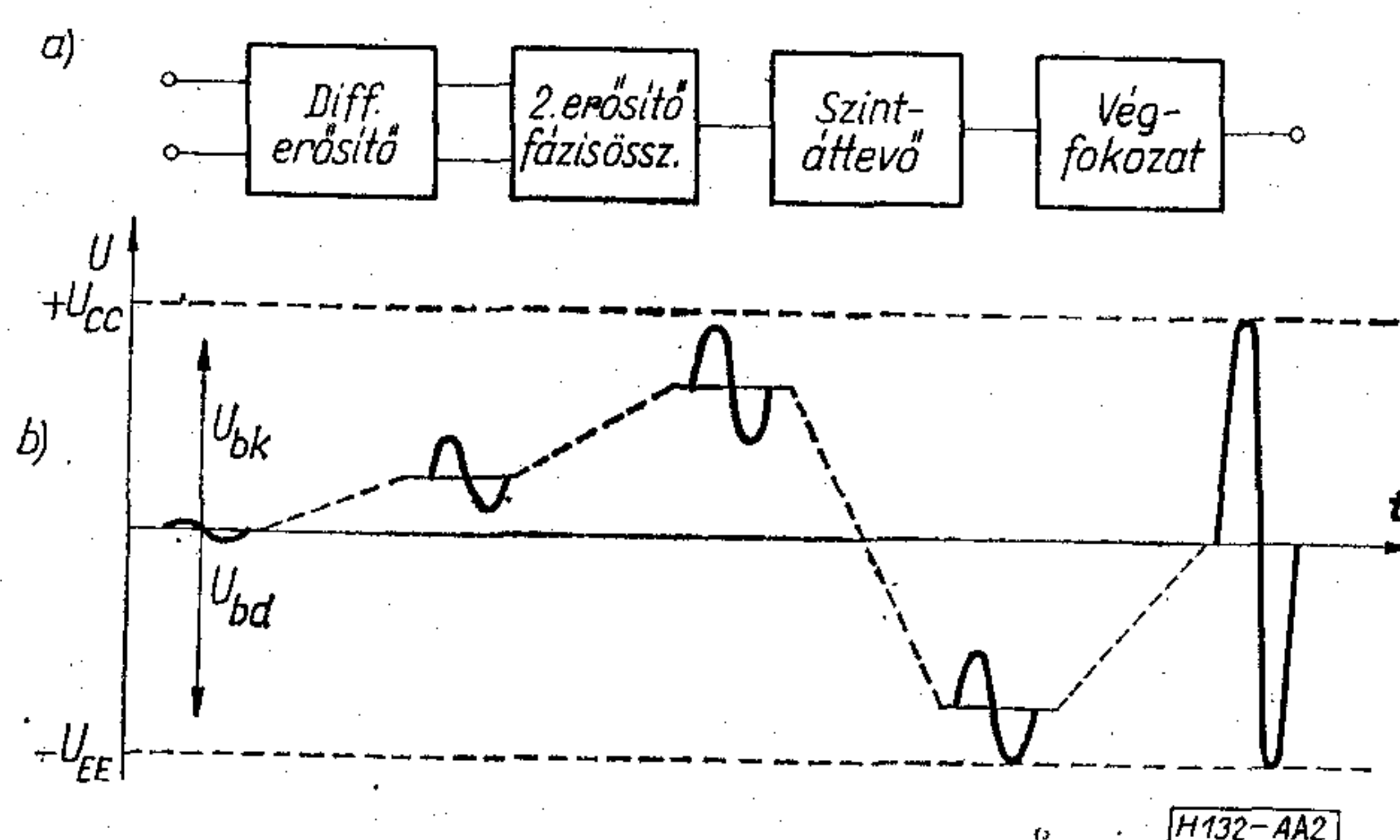
yezett rétegeket találhatunk, ezért olyan kicsiny a bázis-emitter letörési feszültség. Eltérő struktúrája folytán a laterális *pnp* tranzisztor bázisemitter letörési feszültsége jóval nagyobb, megegyezik a kollektor-bázis letörési feszültséggel.

A felsorolt elemekből, valamint diódának kötött tranzisztorokból leggyakrabban készített — és a mérés-technikában is leggyakrabban használt — univerzális áramkör a műveleti erősítő. Blokksémája a 2. ábrán látható [1]. Az első fokozat mindenképpen áramgenerátoros munkapontbeállítású differenciálerősítő; erre a hibafeszültség, és a hibafeszültség hőmérsékletfüggésének csökkentése, illetve a közös-módusú zavarójelek elnyomásának növelése céljából van szükség [2, 3]. A második fokozat nemcsak erősít, hanem fázisösszegezőként is szolgál: kimenete aszimmetrikus. Ha a fenti két fokozat aktív elemei *nnp* tranzisztorok, a fázisösszegező kimenőjelének már olyan nagy pozitív egyenfeszültségű összetevője van, hogy mindenképpen szükséges a harmadik, szintáttevő fokozat. Ennek kimenőjele fázishasítón vagy emitterkövetőkön keresztül vezérli az egykimenetű, ellenütemű végfokozatot (2b ábra).

A 2. ábra szerinti blokkséma nem az egyetlen lehetséges elrendezés; a szintáttevő és/vagy a fázisösszegező megelőzheti a második erősítőfokozatot. A bemeneti differenciálerősítő, illetve a kimeneti



1. ábra. a — *nnp*-tranzisztor, b — ellenállás, c — *pnp* laterális tranzisztor metszete

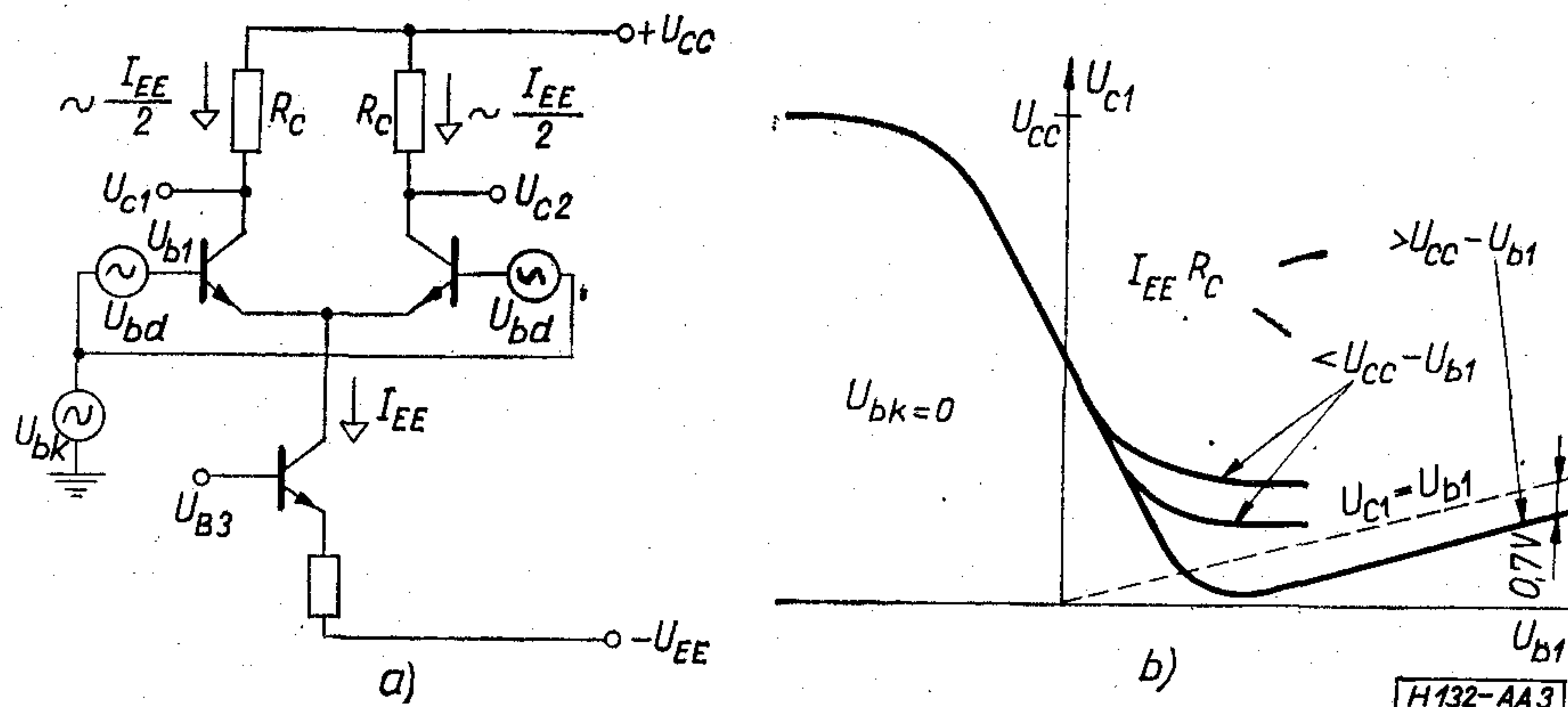


2. ábra. a — Műveleti erősítő tömbvázlata, b — jelszintek. U_{bd} = differenciálmódusú, U_{bk} = közös-módusú bemenőjel (Az U_{bd} felirat a szinuszjelre vonatkozik)

ellenütemű végfokozat tulajdonságai azonban mindenképpen meghatározó jellegűek a felhasználó szempontjából is.

2. A bemenőfokozat

Szokványos felépítésű differenciálerősítő kapcsolási rajza látható a 3a ábrán. A kisjelű vezérlésre definiálható jellemzőkkel az irodalom részletesen foglalkozik [2, 3]. A túlvezérléskor fellépő jelenségeket a 3b ábrán bemutatott transzfer karakterisztikán tanulmányozhatjuk [4]. A bemenőjel növelése esetén



3. ábra. a — Differenciálerősítő jelforrásokkal, b — transzfer karakterisztika $U_{Bk}=0$ esetén

az egyik tranzisztor fokozatosan lezár, a másik pedig a teljes I_{EE} áramot veszi fel. Ez utóbbi normál aktív üzemállapotban marad, amíg $I_{EE}R_C \leq U_{CC} - U_{B1}$, és telítésbe kerül, ha $I_{EE}R_C > U_{CC} - U_{B1}$. Telített állapotban $\Delta U_{C1} \approx \Delta U_{B1}$ (lásd a 3b ábra jobb oldalát; az $U_{C1} = U_{B1}$ egyenes az eltérő léptékválasztás miatt nem 45° -os). Ilyenkor az erősítés egységnyi, és fázisa a normál állapothoz képest ellentett. Ez különösen akkor okozhat zavarokat, ha a differenciálerősítő egy nagy hurokerősítésű negatívan visszacsatolt rendszer része; a fázisfordulás a munkapont felakadását, a rendszer „önzáródását” (latch-up) okozhatja.

Továbbnővelve a differenciálmódusú bemenőjelet, elérjük a lezárt tranzisztor bázis-emitter letörési feszültségét. Ha az ilyenkor folyó áramot külső elem nem korlátozza, a differenciálerősítő túlmelegedés miatt megy tönkre. De még a korlátozott áramú záróigénybevételnek is van káros hatása: növelheti a tranzisztor zaját [5].

Az npn tranzisztorokkal hagyományos kapcsolatban felépített differenciálerősítő differenciálmódusú bemenőjele tehát maximálisan ± 5 V lehet (mintegy $0,8 U_{BEL}$). Noha ez sokszorosa a lineárisan kivezérelhető tartománynak (néhányszor 10 mV), még mindig jóval kisebb a rendszerben előforduló legnagyobb feszültségnél, a tápfeszültségnél.

A 3. ábrából az is kiolvasható, hogy a közös-módusú bemenőfeszültség maximuma $U_{CC} - I_{EE}R_C/2$, minimuma U_B lehet. Ez a tartomány is jóval szűkebb a $+U_{CC} \dots -U_{EE}$ tartománynál.

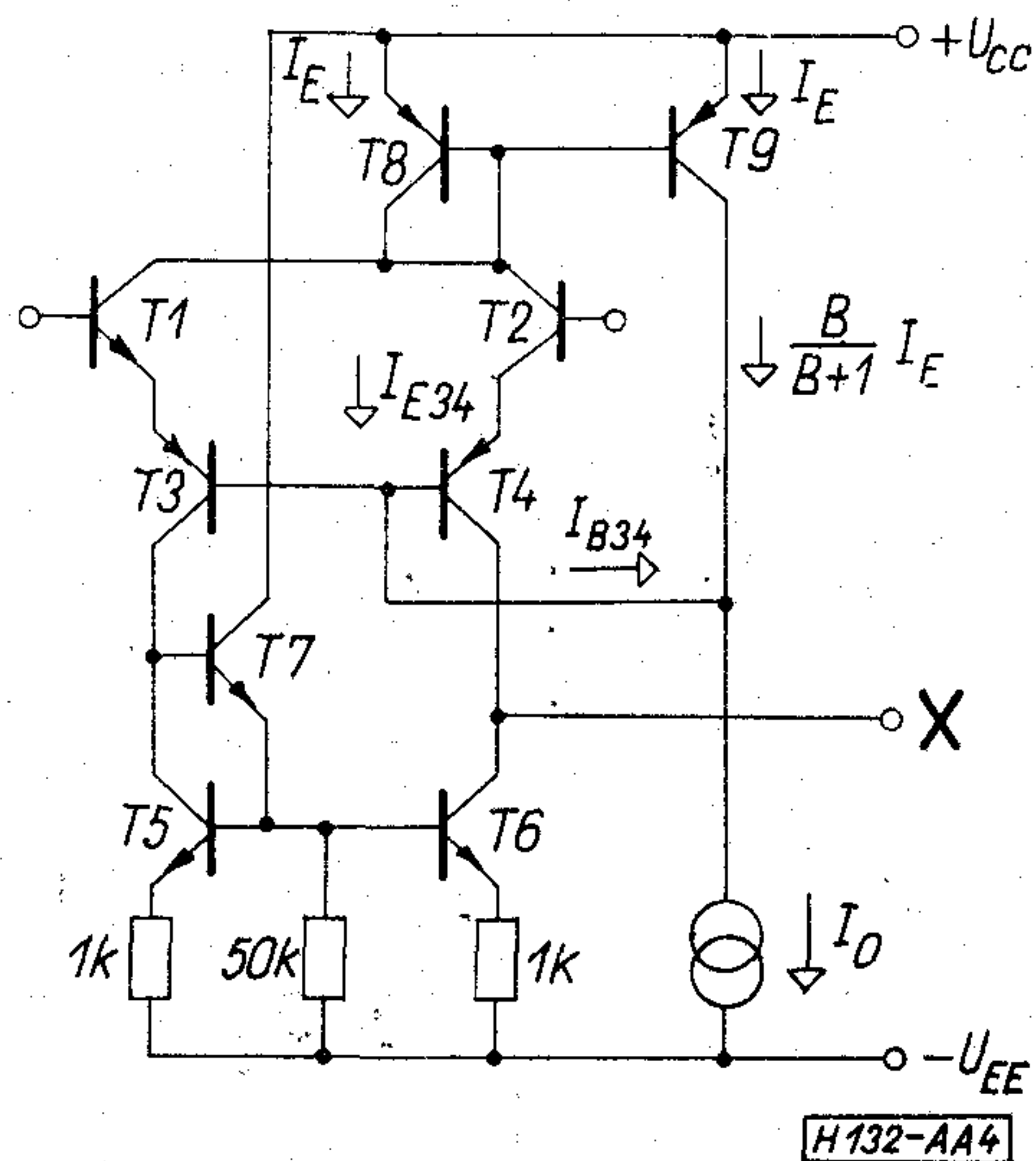
Ha meggondoljuk, hogy a műveleti erősítők kimenőfeszültsége pozitív irányban $+U_{CC}$ -t, negatívban $-U_{EE}$ -t megközelítheti, azonnal szembetűnik

a megengedhető bemeneti és kimeneti szintek inkompatibilitása; több, láncbakapcsolt műveleti erősítőt tartalmazó rendszerben esetleg külön kell gondoskodni az egyes erősítők bemenőkapcsainak védelméről.

Az integrált műveleti erősítők újabb generációjában a fenti korlátozásokat új áramköri elvek alkalmazásával küszöbölték ki. Példaképpen érdemes megvizsgálni a μA 741 bemenőfokozatát (4. ábra). A tulajdonképpeni differenciálerősítő a közös bázisú kapcsolásban működő T3–T4 laterális pnp tranzisztorpárból áll. Ezeket — a nagy bemenőellenállás

érdekében — a T1, T2 emitterkövetők hajtják meg. Erős túlvezérlés esetén — ha a differenciálerősítő egyik fele lezár — a záróigénybevételt most nem T1 vagy T2 alacsony letörési feszültségű bázis-emitter átmenetének kell elviselnie, hanem T3 vagy T4 bázis-emitter átmenete veszi fel.

A pnp tranzisztorok kicsiny áramerősítési tényezője miatt csak akkor érhető el elfogadható erősítés, ha a munkaellenállás elég nagy. T5 és T6 kollektorköre szolgál aktív terhelőellenállásként. A nagy differenciális ellenálláson kívül előnye a megoldásnak, hogy T5 és T6 árama széles kollektorfeszültség-



4. ábra. Differenciálerősítő, szintáttevő, aktív terhelés és fázisösszegező kombinációja

tartományban alig változik; T3 vagy T4 még nagy közös módusú bemenőjel esetén sem kerül telítésbe, megszűnik a felakadás veszélye.

T5, T6 és T7 ellátja a fázisösszegezés feladatát is. Tegyük fel ugyanis, hogy a differenciálmódusú vezérlés hatására T3 (és ezzel T5) kollektorárama adott pillanatban növekszik, T4-é csökken. T6 árama azonban növekszik (hiszen a szimmetrikus felépítés miatt megegyezik T5 áramával). Az X jelű, továbbmenő vezetékben a két áramváltozás összegezve jelentkezik.

Nagy kimenőellenállású (közel állandó áramú) hálózatok összekötése csak akkor engedhető meg, ha áramaik jó közelítéssel megegyeznek. E feltétel betartása nehéznek látszik, hiszen a *pnp* tranzisztorok áramerősítési tényezőjének abszolút értéke meglehetősen pontatlan. Feltehető viszont, hogy T3, T4, T8 és T9 áramerősítési tényezője megegyezik. Ebben az esetben a 4. ábra alapján:

$$I_{E34} \approx I_{E8} + I_{E9} = I_E + \frac{I_E}{B+1}, \quad (1)$$

$$I_{B34} = \frac{I_{E34}}{B+1} = \frac{B+2}{(B+1)^2} I_E, \quad (2)$$

$$I_O = I_{B34} + I_{C9} = \frac{B^2 + 2B + 2}{B^2 + 2B + 1} I_E \approx I_E. \quad (3)$$

Vagyis I_O megkötése esetén a differenciálpár munkaponti árama is jól definiált és B -től kevéssé függ.

A fenti példa csak illusztrálni kívánta a bemenőfokozattal szemben támasztott követelmények teljesítésének egy lehetséges módját. Más követelmények (bemenőellenállás növelése, bemenőáram csökkentése, működési sebesség növelése stb.) szintén új áramköri megoldásokat tesznek szükségessé [4, 6, 7, 8].

3. A kimenőfokozat

A műveleti erősítő kimenőjelének pozitív, illetve negatív csúcsértéke közelítse meg a tápfeszültségeket, középpértéke pedig legyen zérus (lásd 2b ábra). E követelményeket legegyszerűbben egykimenetű, ellenütemű, komplementer tranzisztorpárral felépített végfokozattal lehet teljesíteni (5a ábra). A *pnp*

tranzisztor kollektora a legnegatívabb potenciálra kapcsolódik; e helyen a hordozókristályt kollektorként használó vertikális *pnp* struktúra is alkalmazható.

A bázisok közvetlen összekötése miatt egyszerre csak egy tranzisztor vezethet; ez előnyös abból a szempontból, hogy még jelentős túlterhelés sem okozhatja a két végtranzisztor együttes termikus megfutását, hátrányos viszont a jelentős keresztezési torzítás (5b ábra).

A keresztezési torzítás veszélye csökken, a termikus megfutás növekszik az 5c ábra szerinti elrendezésben. A báziskörbe épített két nyitóirányú dióda felületének alkalmas megválasztásával tetszés szerinti nyugalmi munkaponti áramot lehet beállítani. A tranzisztorok nyugalmi emitterárama ugyanis

$$I_{EO} = A_T J_{EO}; \quad J_{EO} = J_0 e^{U_{BE}/U_T}, \quad (4)$$

ahol J az áramsűrűség. Hasonló összefüggés írható a diódákra is:

$$I_D = A_D J_{DO}; \quad J_{DO} = J_0 e^{U_D/U_T}. \quad (5)$$

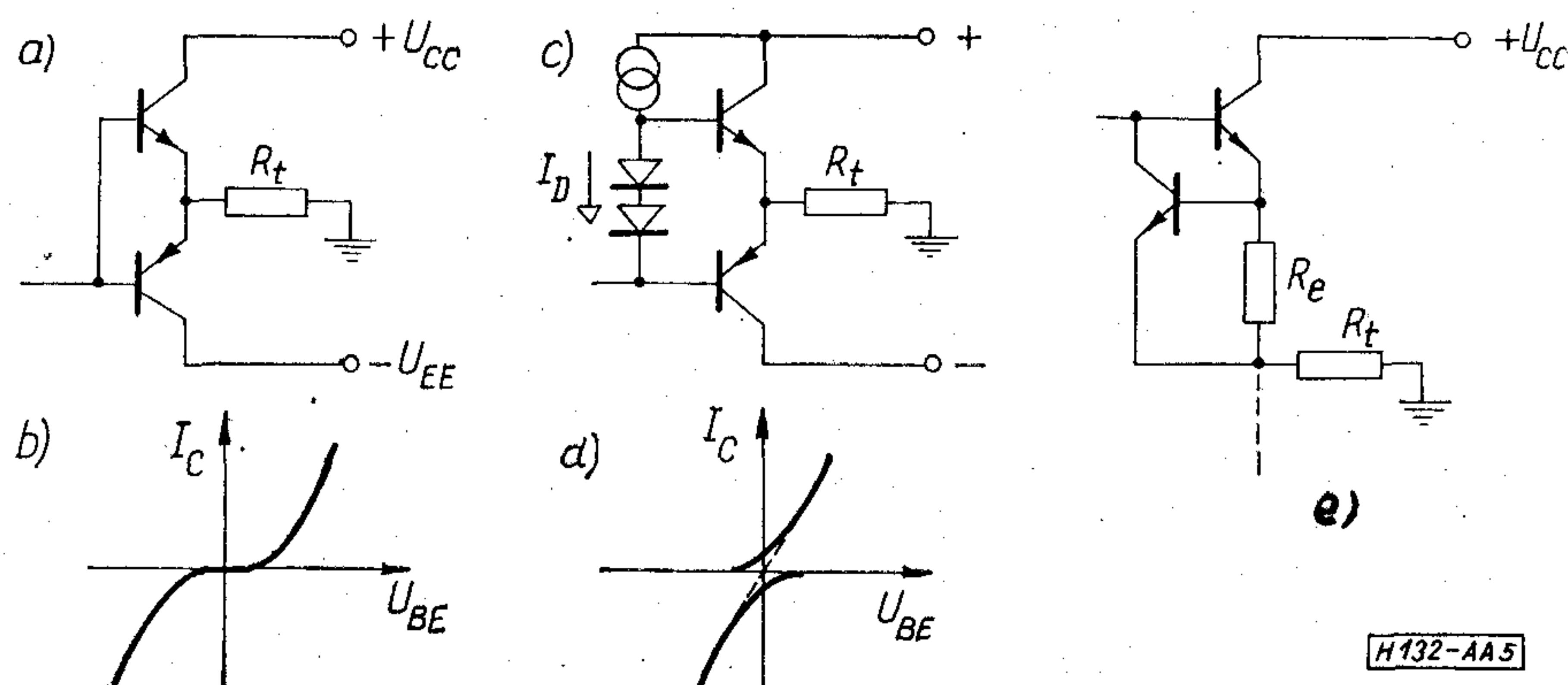
Mint ahogy $2U_{BE} = 2U_D$, azonos tranzisztorkarakterisztikákat feltételezve

$$I_{EO} = \frac{A_T}{A_D} I_D \quad (6)$$

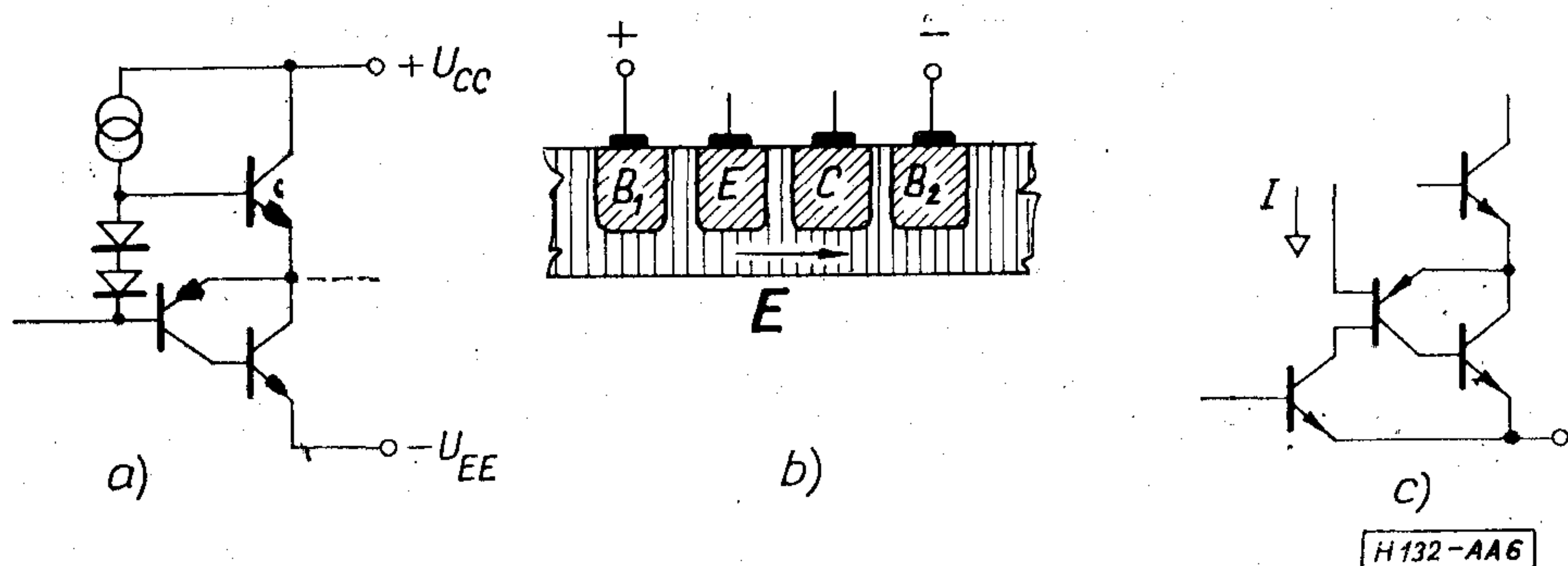
adódik, tehát A_T/A_D megválasztásával I_{EO} többé-kevésbé szabadon beállítható (5d ábra).

A kimenőkapocs rövidzárlata esetén valamelyik végtranzisztor biztosan túlterhelődik, még ha a közös termikus megfutás veszélyét alkalmas nyugalmi munkapont választásával sikerült is kiküszöbölni. Tartós túlterhelés megakadályozására szolgál az 5e ábrán bemutatott áramkorlátozó. Ha az emitterellenálláson eső feszültség túláram miatt megnő, a védő tranzisztor kinyit és megakadályozza a vezérlőfeszültség további növekedését. Külön előny, hogy U_{BE} hőmérsékleti tényezője negatív, az ellenállás pedig pozitív, tehát magasabb hőmérsékleten hatásosabb az áramkorlátozás.

A vertikális *pnp* tranzisztor áramerősítési tényezője kicsiny, egyéb tulajdonságai is eltérnek a vele együttműködő *nnp* tranzisztorétól. Teljes szimmetria két azonos felépítésű *nnp* tranzisztorral valósít-



5. ábra. a — Komplementer végfokozat, b — összetett transzfer karakterisztika, c — beállítható nyugalmi áramú végfokozat, d — transzfer karakterisztika, e — áramkorlátozó



6. ábra. a — Kvázi-komplementer végfokozat, b — gyorsítóteres laterális tranzisztor, c — végfokozat gyorsítóteres laterális tranzisztorral

ható meg; az egyiket egy laterális *pnp* tranzisztorral kiegészítve kvázi-komplementer végfokozathoz jutunk (6a ábra). Ennek legfőbb hátránya az alacsony határfrekvencia, amelynek a laterális tranzisztor bázisában tárolt sok töltés az oka. A 6b ábra szerint ezen gyorsító térrel lehet segíteni: a bázis mentén létrehozott feszültségesés — az inhomogén bázisú tranzisztorokhoz hasonlóan — jelentősen lecsökkenti a tárolt töltést. A 6c ábra e módosított *pnp* tranzisztor kapcsolástechnikai alkalmazását szemlélteti [8].

A műveleti erősítő kimenőteljesítményét is az integrált áramkör fizikai korlátai határolják. Az 1a ábrán pl. jól látható, hogy az *nnp* tranzisztor kollektorával mindig sorbakapcsolódik az r_{cc} , ellenállás. Emiatt az áram nem választható tetszőlegesen nagyra. A feszültség növelésének a letörési feszültségek, illetve a felületen lejátszódó másodlagos jelenségek [9] szabnak határt. A lehetőségek teljes kihasználásával már sikerült 10 W-nál nagyobb ki-

menőteljesítményű hangfrekvenciás erősítőt készíteni [8].

I R O D A L O M

- [1] Ambrózy A.: Lineáris integrált áramkörök újabb fejlődése. *Híradástechnika* 19, 1968/9, p. 263—268.
- [2] Middlebrook, R. D.: Differenciálerősítők. Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1968.
- [3] Telkes B.: Tranzisztoros egyenfeszültségerősítők. Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1969.
- [4] Ambrózy A.: Analóg integrált áramkörök. BME szakmérnöki jegyzet, Tankönyvkiadó 1972.
- [5] McDonald, B. A.: Avalanche induced 1/f noise in bipolar transistors. *IEEE Tr. ED—17*, 1970/2, p. 134—136.
- [6] Widlar, R. J.: Super-gain transistors for IC's. *IEEE J. SC—4*, 1969/4, p. 249—251.
- [7] Hearn, W. E.: Fast slewing monolithic operational amplifier. *IEEE J. SC—6*, 1971/1, p. 20—24.
- [8] Long, E. L.—Frederiksen, T. M.: High gain 15 W monolithic power amplifier with internal fault protection. *IEEE J. SC—6*, 1971/1, p. 35—44.
- [9] Microelectronique Avancée. Colloque International 1970. Chiron, Paris, 1970.

S Z E M L E

Összeállította: BALOGH PÁL

Az NDK televízió iparában folyamatosan rátérnek az elektronikus adatfeldolgozás alkalmazására. Elsőnek a stassfurti televíziókészülékek gyárát szerelik fel, megfelelő adatfeldolgozó gépekkel, mivel ez az üzem néhány száz partnerrel van rendkívül bonyolult kooperációs kapcsolatban. Így az üzem vezetőinek rendkívül nehéz pontos információt kapniok a termelési folyamat zavartalan lebonyolításához szükséges egyes alkatrészek és anyagok rendelkezésre álló mennyiségéről. A vezetők pontosabb informálása megköveteli adatfeldolgozó gépek beállítását.

*

A Thomson CSF cég Cagnes-sur-Merben levő kutatólaboratóriumában végzett vizsgálatok szerint CdS bevonatok segítségével felületi hullámok erősítését lehet biztosítani. Ezen hatás már korábban ismert volt, annak létét Bleustein és Guljajev számításai alapján előre jelezte. A hullámok erősítését jelentősen befolyásolja a lapkára ható mechanikai igénybevétel. Az új effektus felhasználására előreláthatólag a televíziótechnikában, s általában a kép megjelenítési műveleteknél kerül sor. (*La Recherche*, 1971. 13. sz.)

A lengyel elektronikai ipar 1975-ben már 100 millió félvezetőeszközt fog gyártani. Ennek 60%-át a varsói TEWA, 40%-át az UNITRA szállítja. Különösen nagy gondot fordítanak Lengyelországban az integrált áramkörgyártás beindítására.

A lengyel elektroncsőgyárak 1975-ben 25 millió db rádió- és tv-vevőcsövet kívánnak előállítani. (*Funkschau*, 1970. 42. k. 15. sz.)

*

Az amerikai és francia szabadalmak alapján létrehozott nagyáramú optotirisztort a GaAs-dióda által szolgáltatott 930 nm hullámhosszúságú fényimpulzus gyújtja be, amit szál-optika vezet a tirisztor katódjára. Ez ugyanis áthatol a katódfelületen és az az alatt levő pn-átmeneten elektron-lyukpárokat hoz létre, amelyek rendkívül gyorsan vezető állapotba hozzák a tirisztort. A vezérlőáramkör tökéletesen leválasztható a tirisztorról, és ez módot ad több optotirisztor sorbakapcsolására. (*Radio Fernsehen Elektronik*, 1970. 19. k. 1. sz.)

(Folytatás a 41. oldalon.)

Digitális mintajelgenerátor fázis-modulált mikrohullámú adó és vevő méréseihez

ETO: 621.376.56;621.373;681.326.3

A mintajelgenerátor az ORION-ban kifejlesztés alatt álló PCM 2000—30/32 és PCM 8000—30/32 mikrohullámú berendezés rádiófrekvenciás egységeinek vizsgálatához készült.

A berendezések multiplex része azonos. Mivel a mintajelgenerátorral a PCM berendezés rádiófrekvenciás részeinek vizsgálatát szándékozunk elvégezni, csupán néhány olyan specifikációs adat említésére szorítkozunk, amely a műszer tervezése szempontjából érdekes.

A tervezés alatt álló berendezés eleget tesz a CCITT ajánlásainak. 32 csatorna átviteléhez 2048 kbit/s a bitfrekvencia, azaz a jelsorozat kb. 500 ns szélességű elemi jelek sorozatából áll.

Digitális jeleket átvivő rádiórelé berendezés esetében az átviteli rendszer tulajdonságait célszerű olyan módon vizsgálni, hogy az minél jobban megfeleljen az üzemi körülményeknek. Ez mindenekelőtt azt jelenti, hogy olyan mintajelgenerátorra van szükség, amely egy PCM multiplex berendezés jelsorozatát jól utánozza. Követelmény a továbbiakban, hogy alkalmas legyen olyan speciális jelkombinációk beállítására is, melyekkel az átvivő berendezés néhány fontos jellemzője egyszerű módon értékelhető. Ilyen jelkombináció egyrészt az 1:1 jel-szünet sorozat, amelyben az impulzusok hossza a T elemi jelszélességtől a $256 T$ szélességig terjed, másrészt az 1:256 jel-szünet, ill. szünet-jel arányú impulzussorozat. Ezek ugyanis a várható jelkombináció szélső értékei. Digitális átviteli rendszer fontos jellemzője az elemi jel tévesztési valószínűség [1]. Ennek mérésére üzemi viszonyok szimulálásával jól használható fel az álvéletlen jelsorozat.

Az alábbiakban a PCM berendezés rádiórelé részének adó-, ill. vevőoldali áramköreivel kapcsolatban konkrét példával szeretnénk alátámasztani az elmondottakat.

Fázismodulátor működési tulajdonságai

Rendszerünkben a bináris információ átvitele a rádiócsatornán fázisbillentyűzéssel (PSK) történik, ahol az egymást követő elemi jelek mintavételi időpontjaiban 0 vagy π a vivő fázisának a változása [2]. Az adóberendezés funkcionális részeit az 1. ábra tömbvázlata szemlélteti.

A kristályvezérelt oszcillátor jelének fázisa a varaktoros fázismodulátorra jutó moduláló jellel arányosan változik, és ez a változás az adó kimenetén a frekvenciasokszorozó fokozat után veszi fel az

előírt értéket (n a sokszorozási szám). A bináris moduláló jelsorozat egy formáló szűrőn és egy változtatható csillapítón keresztül jut a modulátorra. Az utóbbi a fázislöket beállítására szolgál. A fázislöket pontos értékének betartása fontos rendszertechnikai követelmény, ezért olyan mérési módszer szükséges, amellyel mind beállításkor, mind üzem közbeni ellenőrzéskor egyszerű módon és megfelelő pontossággal ez elvégezhető legyen. Erre alkalmas a következő mérési módszer: adjunk a modulátor bemenetére 1:1 jel-szünet arányú impulzussorozat. Ha az impulzusok időtartama elég nagy, akkor a fázismodulátoron a fázisváltozást leíró görbe is 1:1 arányú négy-szögjel, amelynek amplitúdója az adó kimenetén felsokszorozódik. Jelöljük a fázislöketet csúcstól-csúcsig 2Φ -vel. Kimutatható, hogy ehhez a következő amplitúdóspektrum tartozik:

$$a_0 = \cos \Phi,$$

$$a_{\pm(2k-1)} = \sin \Phi \frac{\sin (2k-1)\pi/2}{(2k-1)\pi/2}, \quad (k=1, 2, 3, \dots). \quad (1)$$

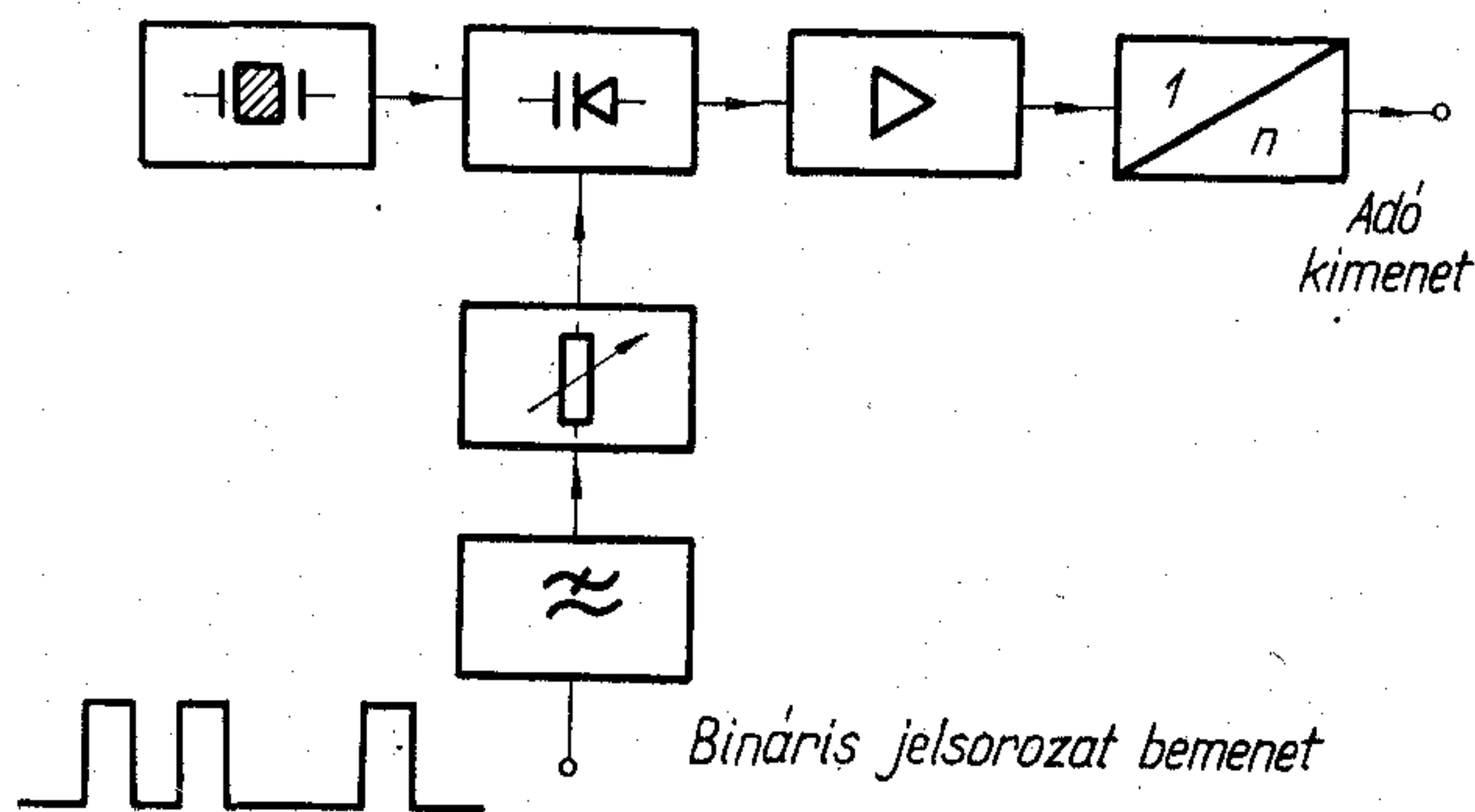
Az (1) összefüggésben a „0” index a vivőt, a többi az oldalsávokat jelöli. Ha nincs moduláció ($\Phi=0$), akkor csak a vivő marad meg, moduláció esetén megjelennek a páratlan sorszámú oldalsávok. Ennek feltétele, hogy az 1:1 impulzus-üzemarányt betartsuk, ami fontos kötés a mintajel-generátorra nézve.

Látható, hogy a $2\Phi=\pi$ fázislöket teljesülésekor a vivő eltűnik, a megmaradt páratlan indexű oldalsávok az indexüknek megfelelő számok arányában csökkennek:

$$a_0 = 0,$$

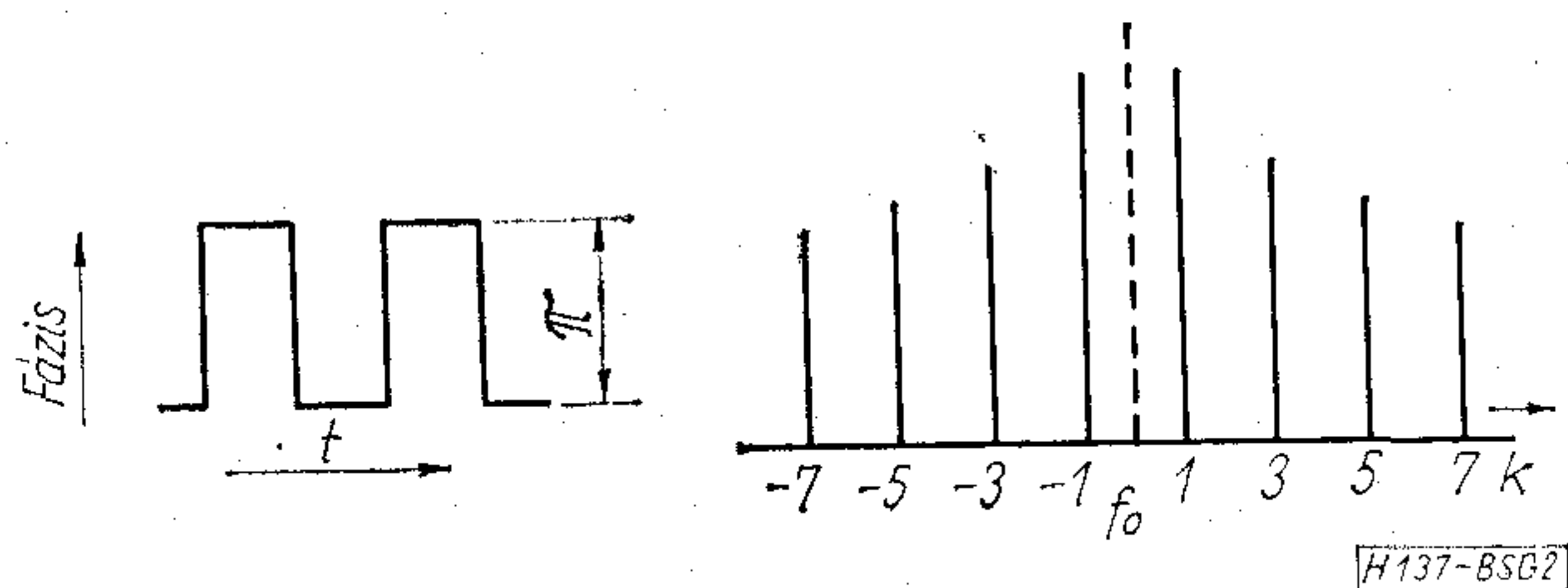
$$a_{\pm(2k-1)} = \frac{(-1)^k}{2k-1} \frac{2}{\pi}. \quad (2)$$

Ha az 1. ábrán a csillapítótagot úgy állítjuk be, hogy az adó kimenetén figyelt spektrumon a vivő

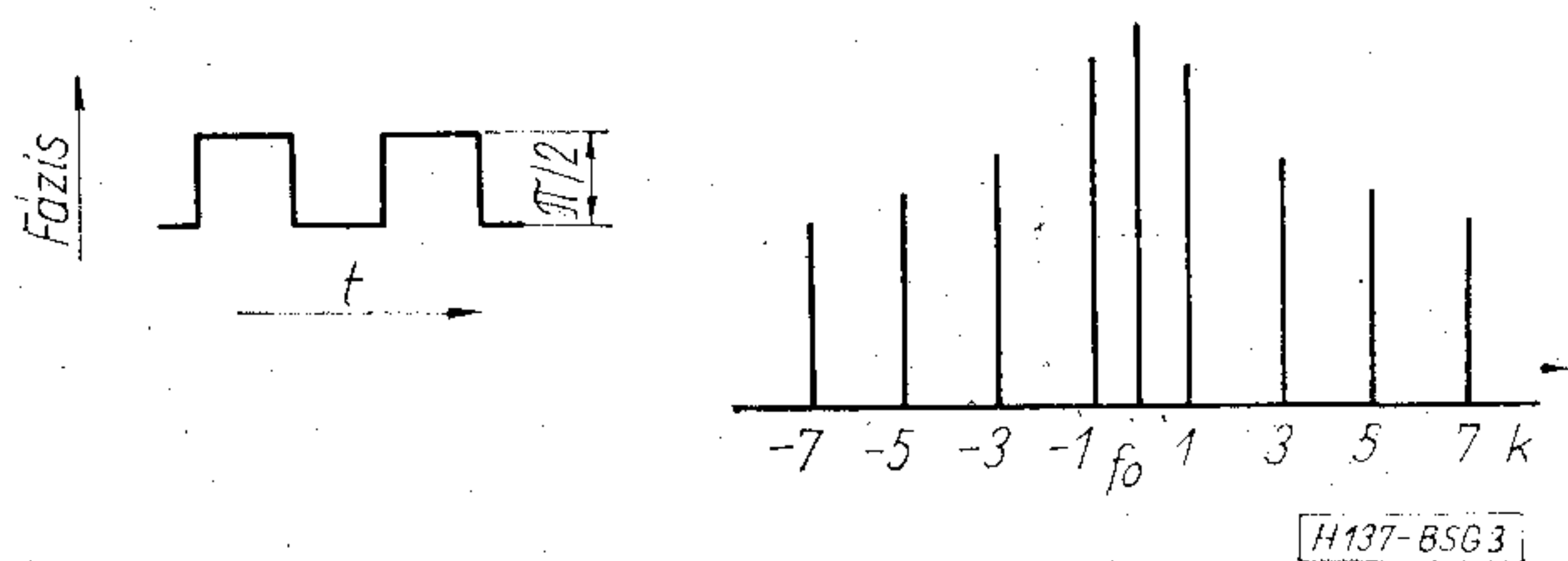


H137-BSG 1

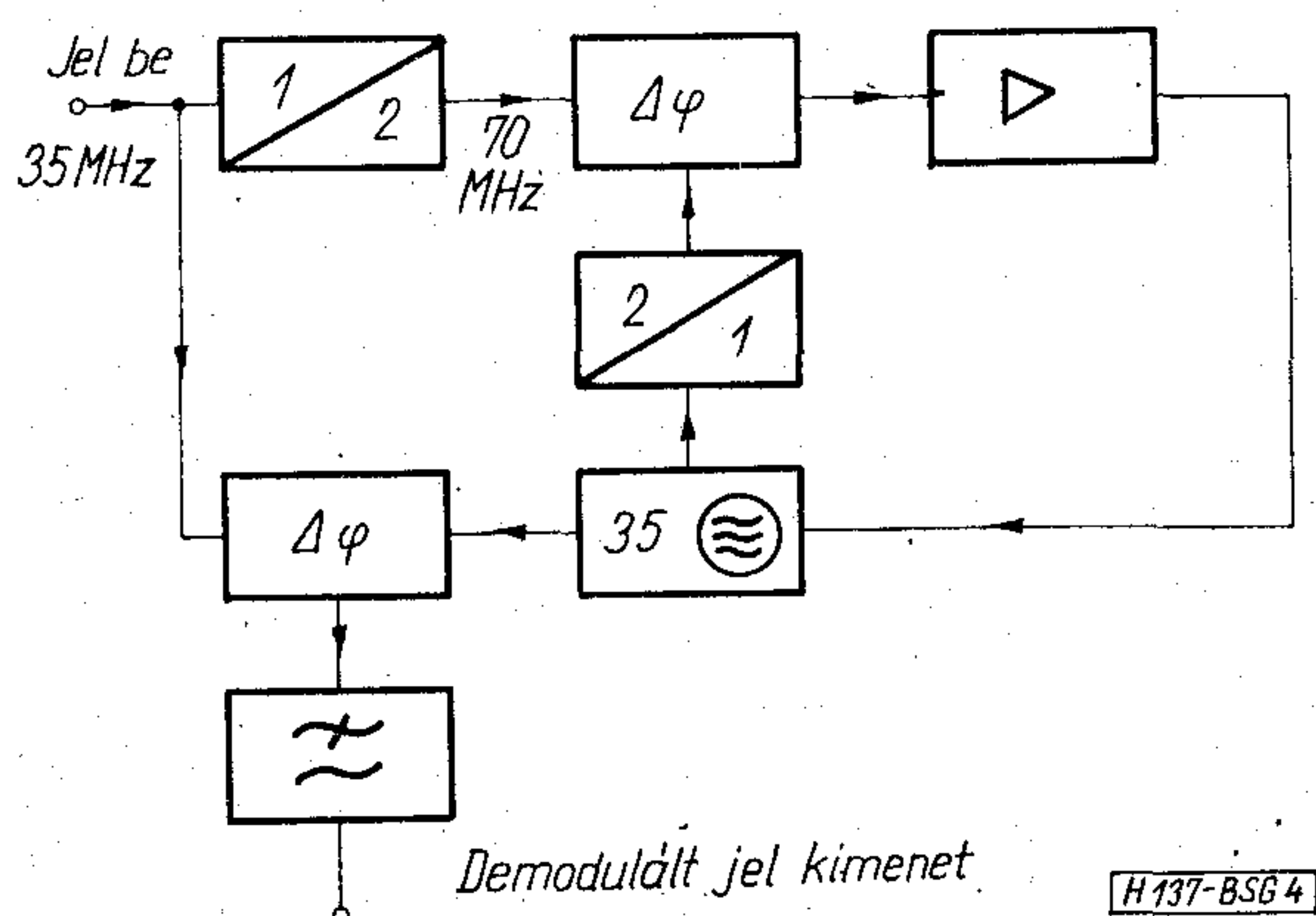
1. ábra



2. ábra



3. ábra



4. ábra

eltűnjön, akkor a moduláló bemenetre jutó bináris jelsorozat az adó $(0, \pi)$ fázisbillyentyűzésére alkalmas.

Természetesen más, π -től eltérő löketű jelalakhoz is megtalálható a jellegzetes spektrumkép. A 2. és 3. ábra mutatja a spektrumokat π , ill. $\pi/2$ fázislöket esetére dB-lineáris léptekben.

Mivel az adóban levő áramkörök — hasonlóan az átviteli rendszer többi részéhez — torzíthatják a jelalakot, annak megfigyelése, hogy a valóságos spektrumkép mennyire tér el az ábrában mutatott ideális-tól, sok hasznos információt jelent az adó működésére vonatkozólag.

Fázisdemodulátor működési viszonyai

Rendszerünkben a vevőben koherens fázisdemodulátort alkalmazunk. A referenciajelet úgy állítjuk elő, hogy a bejövő jelet kétszerezünk, így a modulációt eltüntetjük, az így kapott jelet fázisdiszkriminátor hasonlítja össze a referenciaoszillátor kétszerezett jelével. A fázisdiszkriminátor felerősített kimenő-jelével szabályozzuk az oszcillátor frekvenciáját (4. ábra) [3, 4].

A kétszerezés csak abban az esetben állítaná elő a referenciajelet teljes pontossággal, ha a moduláció és az átvitel ideális lenne. Azonban az átviteli rendszerre vonatkozó követelmények teljesítése érdeké-

ben adó- és vevőoldalon szűrőket kell alkalmazni. Így az átvitel a referenciajel előállítására szempontjából eltér az ideális-tól, és emiatt a referenciajel tartalmaz bizonyos mértékű fázismodulációt. A szabályozás működését (stabilitás, frekvenciaátfogás) különböző jelalakoknál kell megvizsgálni. Érdekes a különböző frekvenciájú négyszögjel, valamint nagy jel—szünet arányú impulzussorozat.

A szűrők és a demodulátor karakterisztikus torzítását is különböző jelkombinációval kell vizsgálni.

Mintajelgenerátor fázismodulátor és fázisdemodulátor vizsgálatához

Az előzőekben definiált jelsorozatokat digitális jelgenerátorral állítjuk elő. Jelgenerátorunk a szélesebb körű felhasználhatóság céljából az előzőeken túlmenően egyéb speciális szolgáltatásokkal is kiegészül.

A berendezés harmadik generációs kivitelű és SN 74 N sorozatú integrált áramkörökből épül fel.

A mintajelgenerátor három funkcionális részből áll. Ezek:

- 7 fokozatú osztó és dinamikus kapu,
- 9 bites visszacsatolt léptető-regiszter,
- kimeneti egység.

A rendszer felépítését az 5. ábra tömbvázlata mutatja.

A funkcionális részeken kívül a berendezés kiegészítő áramköröket is tartalmaz, amelyek a kezelőszervek és az egyes funkcionális egységek együttműködését segítik elő.

7 fokozatú osztó és dinamikus kapu

Az egység feladata a már leírt, változó ismétlődési frekvenciájú, 1:1 üzemarányú, valamint a $2^n T$ szélességű, $64T$ vagy $256T$ periódusidejű jelek előállítása. A T szélességű alapjelet belső óragenerátor négyszögjeléből, amelyet egy 2048 kHz ismétlődési frekvenciájú astabil multivibrátor szolgáltat, egy frekvenciafelező állítja elő. Ennek kialakítása olyan, hogy az előlapról tolókapcsolóval vagy a belső óragenerátor, vagy tetszőleges külső négyszöggenerátor kapcsolható a bemenetére.

Az alapjel 7 fokozatú bináris osztóra kerül. Az osztó tetszőleges kimenete fokozatkapcsolóval a kimeneti egységre kapcsolható. Így az alapjel ($1T$) mellett előállnak az

$$1T, 2T, 4T, 8T, 16T, 32T, 64T, 128T$$

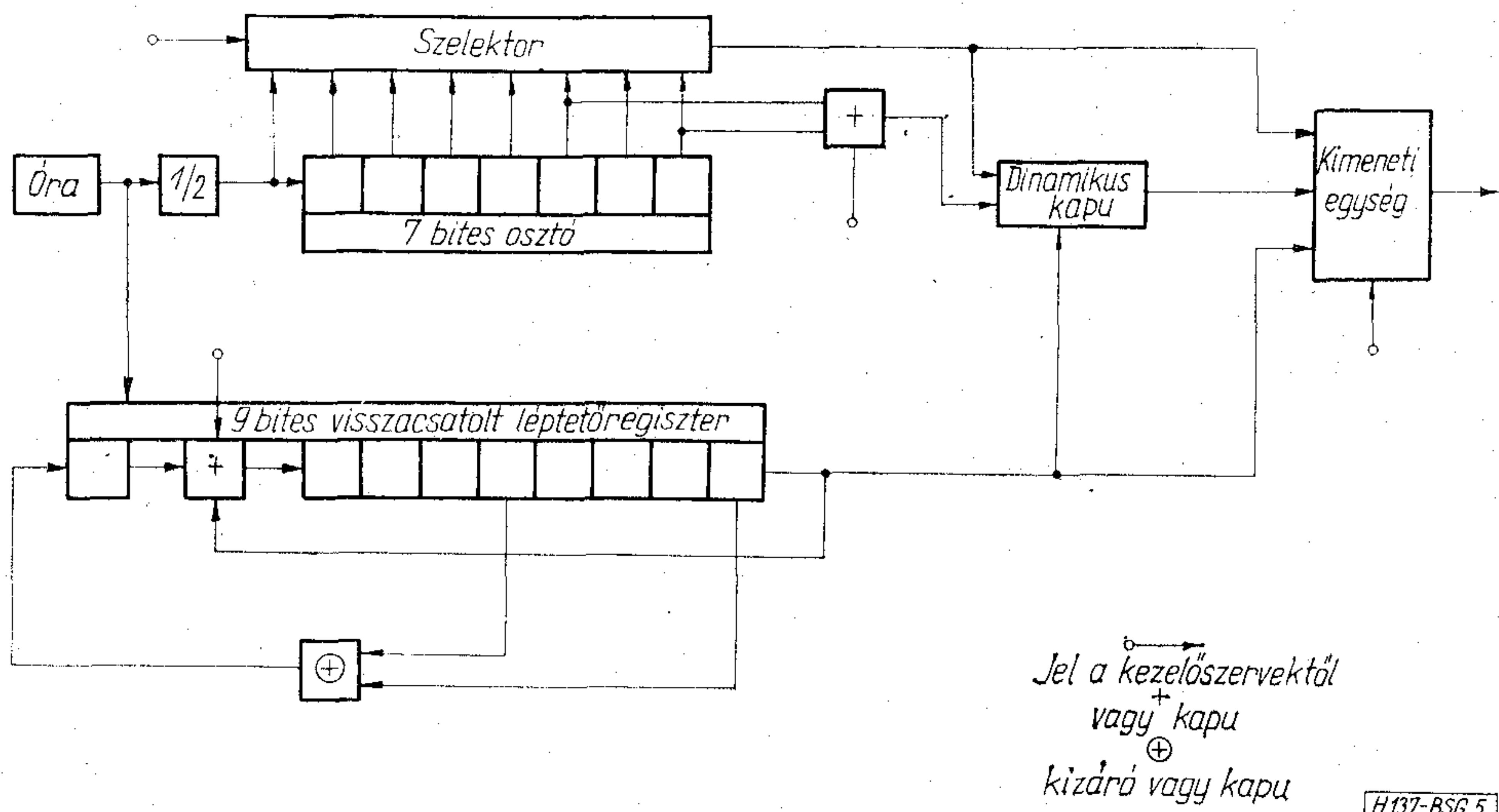
elemi jelszélességű,

$$1024, 512, 256, 128, 64, 32, 16, 8 \text{ kHz}$$

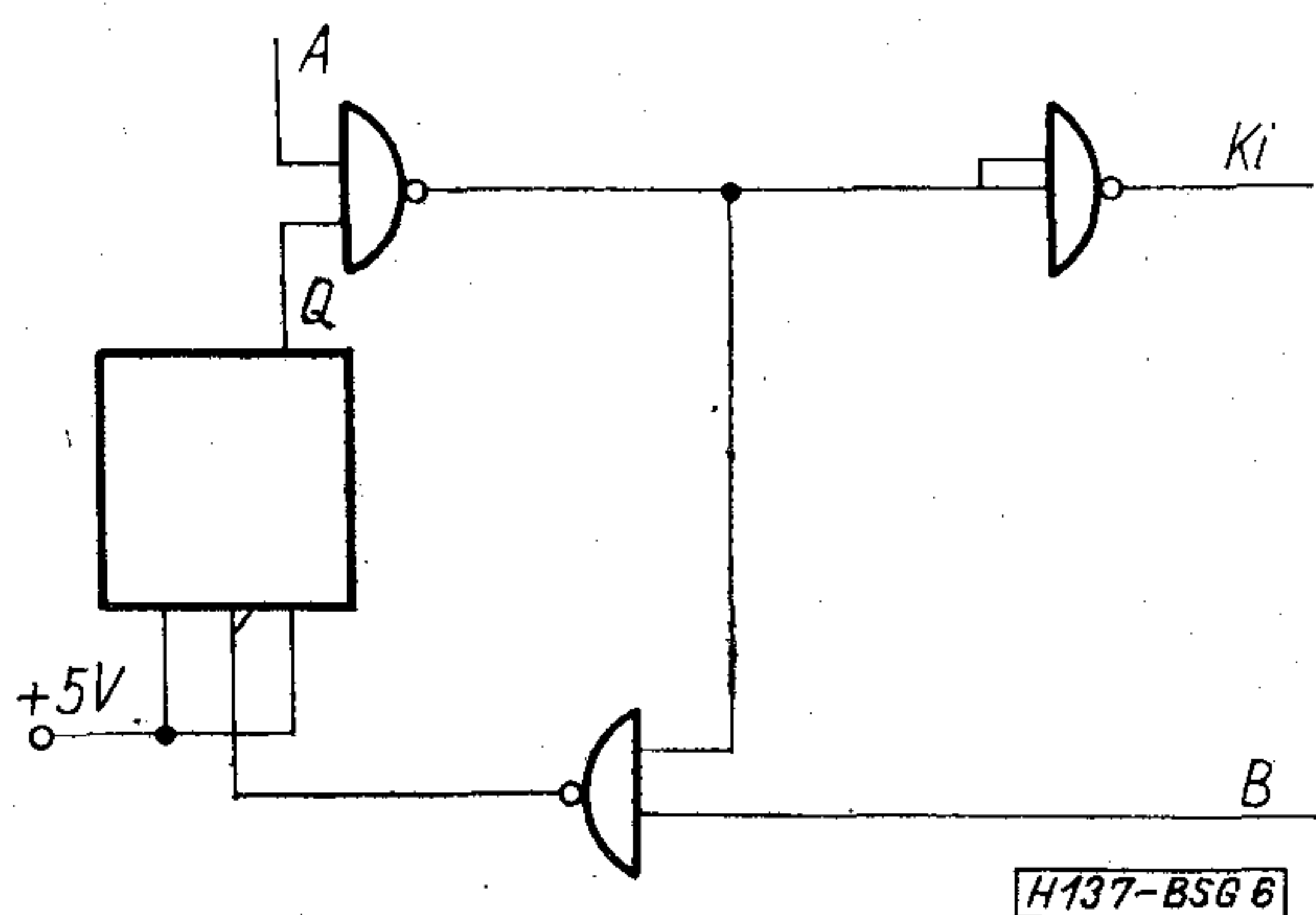
ismétlődési frekvenciájú négyszögjelek. Ezekből fokozatkapcsoló választja ki és adja a kimenetre a kívánt jelet.

Az egyidejűleg rendelkezésre álló 8 fokozatból a dinamikus kapu állítja elő a $2^n T$: $64T/256T$ jelet. A kapu alapját egy $J-K$ flip-flop és 3 NAND kapu képezi a 6. ábrán látható kapcsolásban.

A kapu B bemenetére tolókapcsolóval kiválasztva jut a $32T$ vagy a $128T$ elemi jelszélességű, 1:1 arányú



5. ábra



6. ábra

jelsorozat. Az A bemenetre fokozatkapcsolóról az $1T, 2T, \dots$ szélességű jelsorozat valamelyike kerül. Ha a flip-flop bebillen, akkor az A bemeneten belépő első jel visszabillenti a flip-flopot. Így a kapu kimenetén a B -re adott jel által meghatározott távolságban az A -ra kapcsolt jel szélességének megfelelő szélességű egyetlen jel lesz. Ez jut a fokozatkapcsoló megfelelő állásában a kimenetre.

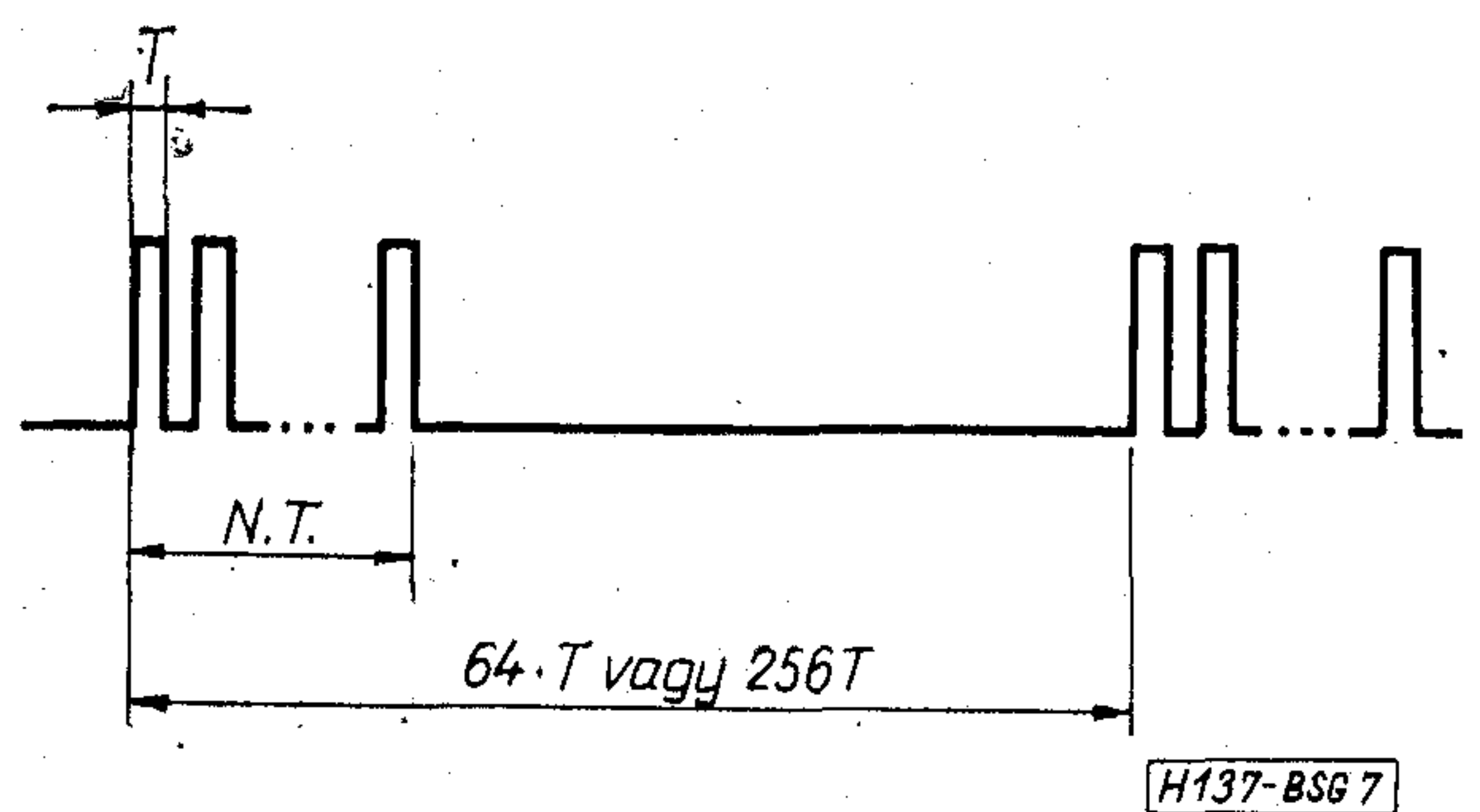
9 bites visszacsatolt léptető-regiszter

A 9 bites visszacsatolt léptető-regisztert tartalmazó egység két funkciót teljesít. Egy 8 bit hosszú, szabadon választható tartalmú byte-of generál ciklikusan, vagy 511 bit ciklusidejű álvéletlen bináris jelet állít elő (egy bit a T szélességű elemi jelnek felel meg). A két funkció fokozatkapcsolóval váltható.

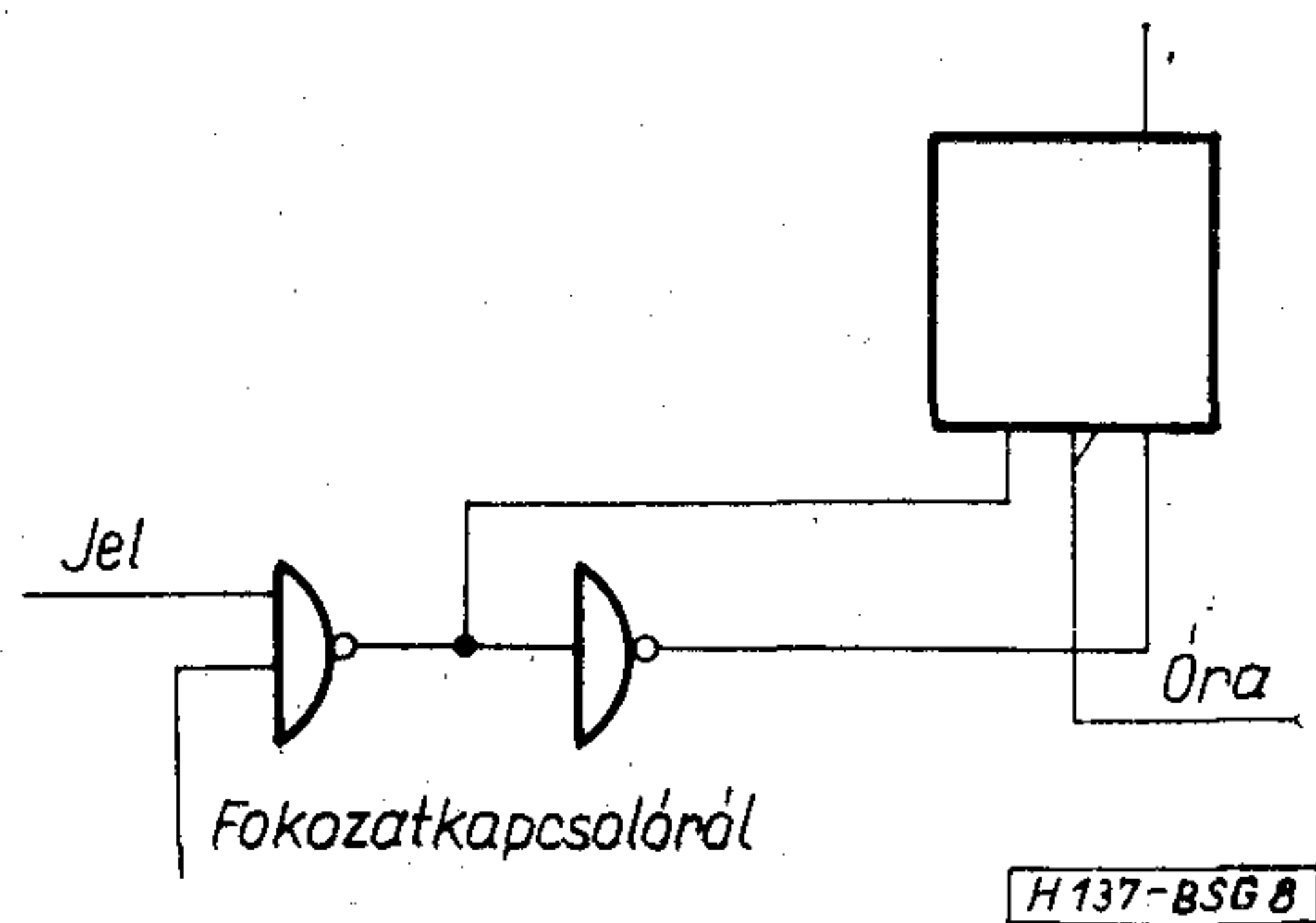
Byte-generátor

A 8 bit hosszú byte egy 8 fokozató léptető-regiszterbe írható be a $J-K$ flip-flopok preset és clear bemeneteinek vezérlésével. A megfelelő tartalom az előlapon tolókapcsolókkal állítható be és egy start-gombbal írható be a regiszterbe. A visszacsatolás a léptető-regiszter végéről az elejére történik. A ciklikusan ismétlődő byte-ot a fokozatkapcsoló kapcsolja a kimenetre.

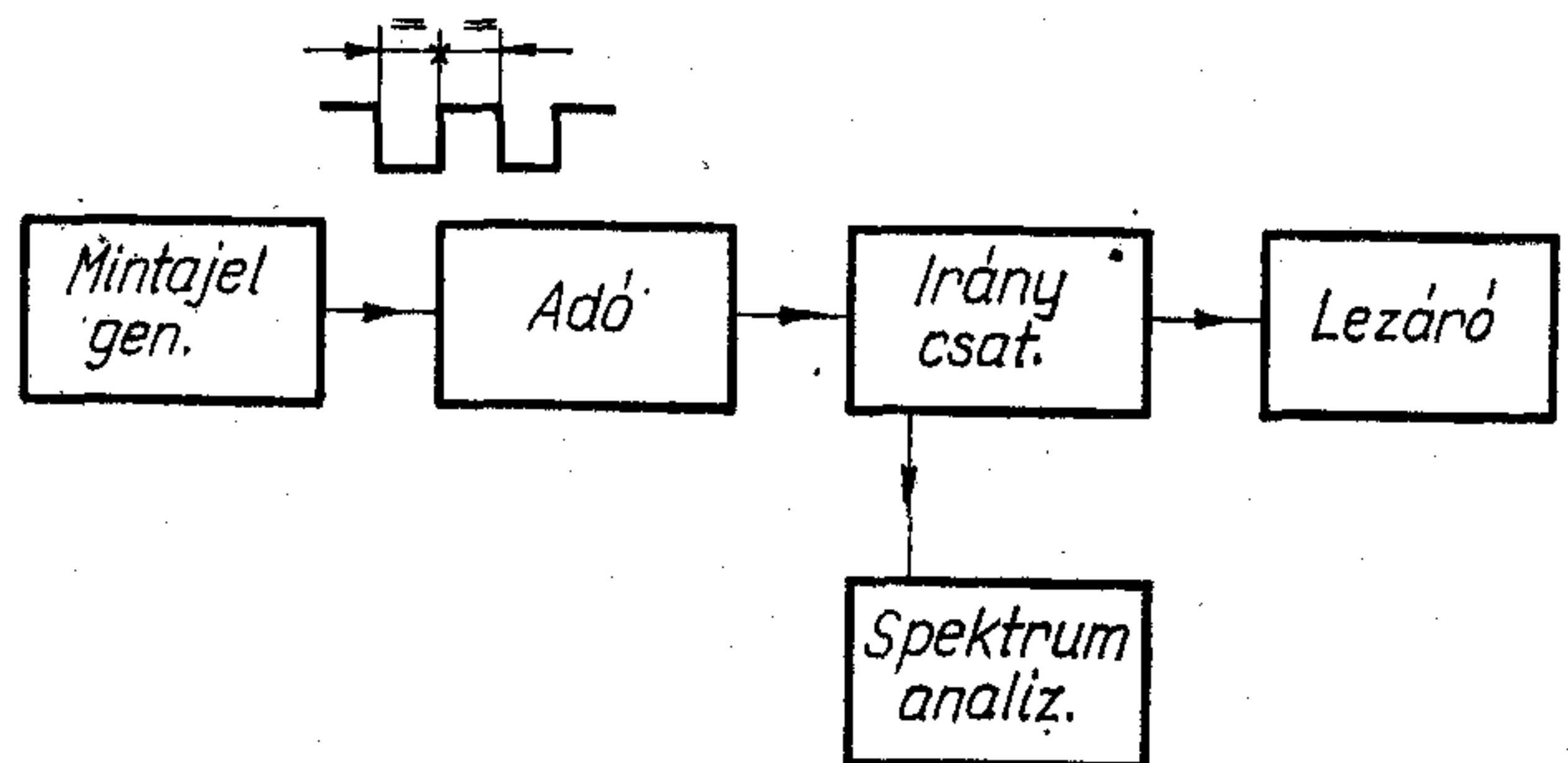
Az üzemmód fokozatkapcsoló megfelelő állásában ez a 8 bites byte a dinamikus kapu kimenő jelét modulálni képes, így a 7. ábra jelformáját is kaphatjuk.



7. ábra

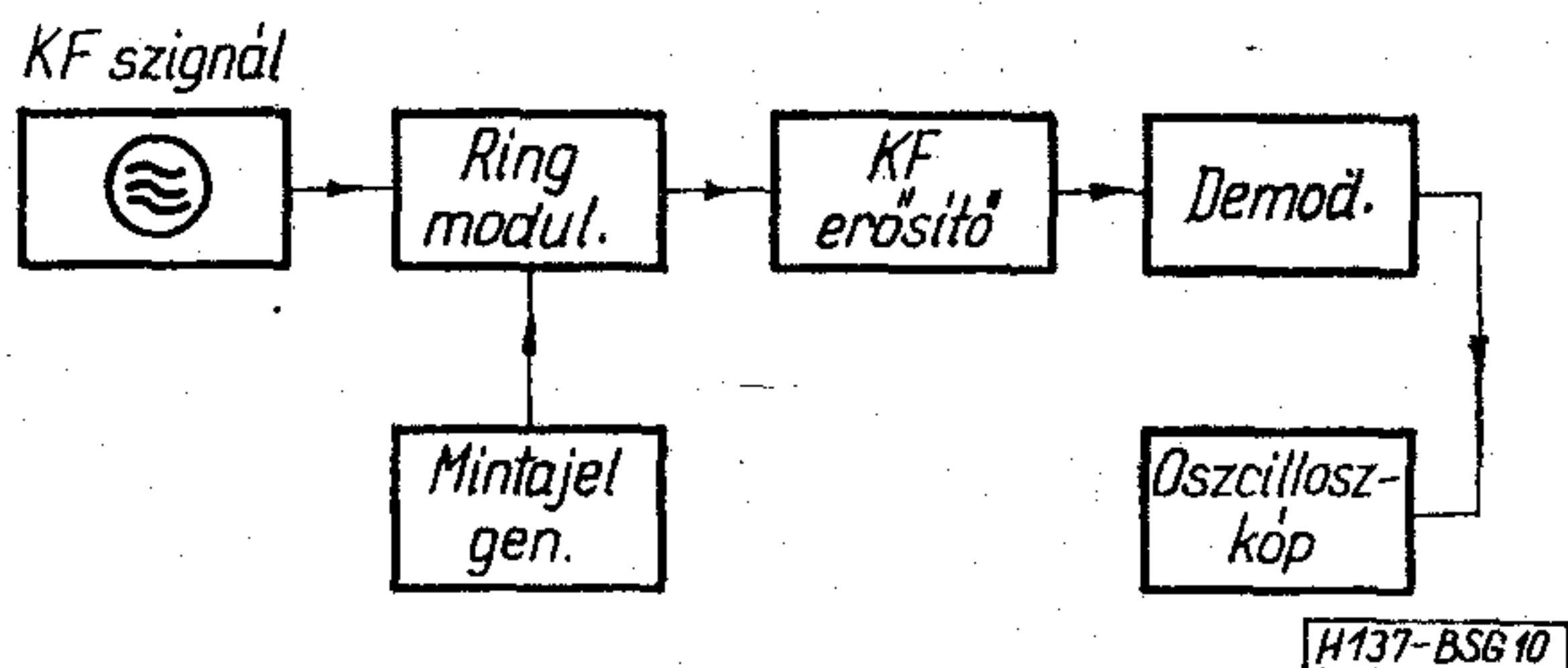


8. ábra



9. ábra

A szinkronizálást a start gomb végzi a dinamikus kapu nullázó bemenetének vezérlésével.



10. ábra

Álvéletlen jelgenerátor

Az 511 bit ciklusidejű bináris álvéletlen jelet 9 tárolóból álló léptető-regiszterrel állítjuk elő. A visszacsatolás az 5. és 9. fokozatnál történik modulo 2 összeadón keresztül. A jelsorozatot fokozatkapcsolóval lehet a kimeneti egységbe juttatni.

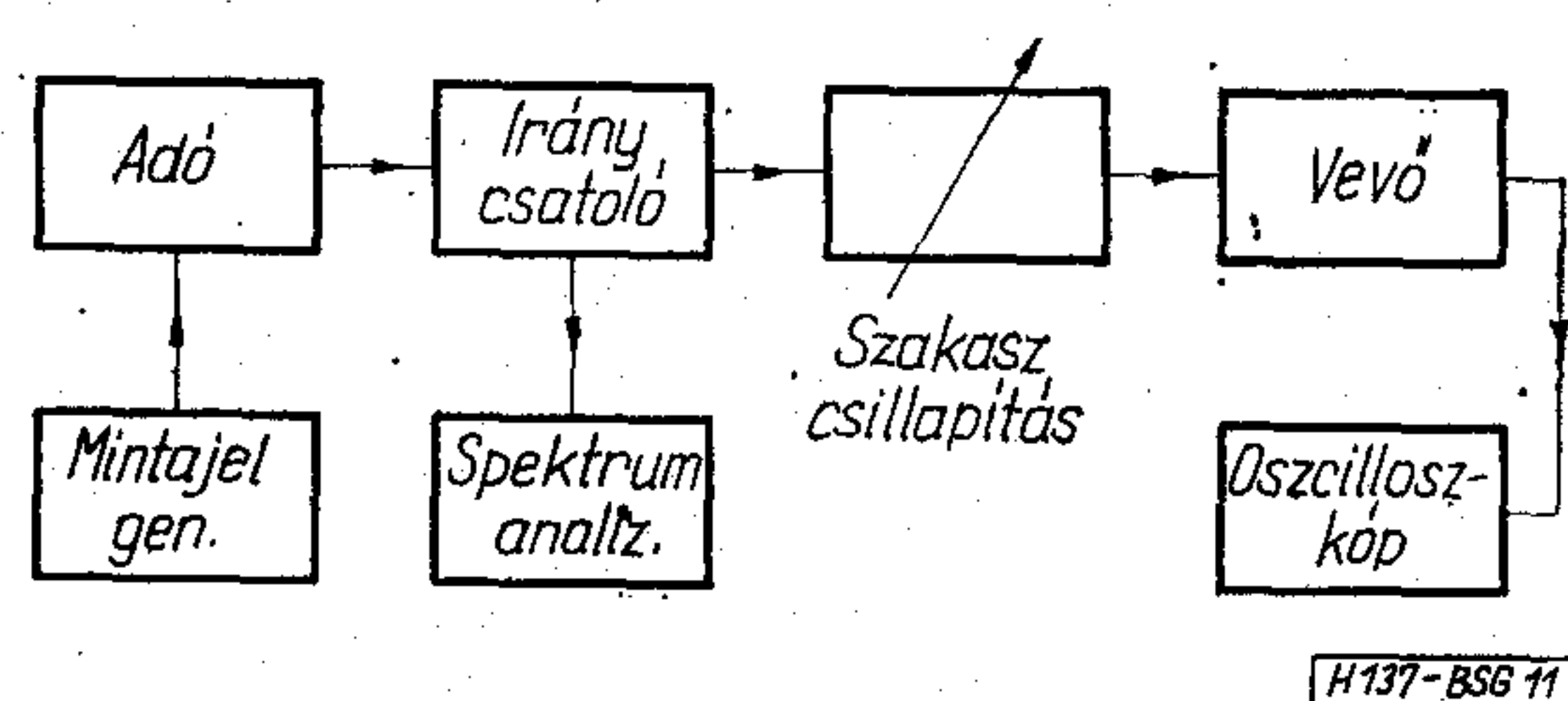
Kimeneti egység

A kimeneti egység az egymástól függetlenül előállított jelekből az üzemmódváltó fokozatkapcsolóval kiválasztottat kapcsolja a kimenetre. A kimeneti egység kapcsolásának alapját egy $J-K$ flip-flop képezi, melynek órabemenetét a 2048 kHz-es óragenerátor működteti (8. ábra). A flip-flop preset és clear bemenetének vezérlésével állandó 1 és állandó 0 is adható a kimenetre.

A jobb vonali illesztés és a kimeneti IC-nek a visszahatások elleni védelme érdekében tranzisztoron keresztül történik a kimenetre csatlakozás.

A kimeneti szint a TTL integrált áramkörök specifikációjának felel meg.

A kimenetről nyerhetők az oszcilloszkóp és a mérendő áramkör szinkronizálásához szükséges jelek, valamint a jel mellett annak negáltja is.



11. ábra

A mintajelgenerátor néhány felhasználása

Bemutatunk néhány példát a mintajelgenerátor alkalmazására. Ezen túlmenően használható adatátviteli mérésekben, zajmérésekben stb.

Adó fázislöketének beállítása

Ebben az összeállításban a mintajelgenerátorból kivett különböző jelkombinációkkal az adóra, ill. az egész átviteli rendszerre vonatkozólag más vizsgálatok is elvégezhetők.

A 10. ábrán a demodulátor frekvenciaátfogásának, a 11. ábrán a teljes rendszer vizsgálatának mérési összeállítása látható.

I R O D A L O M

- [1] Bennett, W. R.—Davey, J. R.: Data transmission. McGraw-Hill, New York, 1965.
- [2] Cahn, C. R.: Performance of digital phase modulation communication system. Tr. IRE-CS, 1959. May.
- [3] Zajezdnij, A. M.—Okunjev, Ja. B.—Rahovics, L. M.: Fazoraznosznaja moduljacija. Szvjaz, 1967.
- [4] Viterbi, A. J.: Principles of Coherent Communication. McGraw-Hill, New York, 1966.

SZEMLE

(Folytatás a 37. oldalról.)

Az RCA új epitaxiális Si-npn-teljesítménytranzisztora 400 MHz-en 5 db erősítés mellett 30 W kimenőteljesítményt szolgáltat. (Radio Mentor, 1970. 36. k. 11. sz.)

*

Angliában kopásmentes járműgyújtási rendszert fejlesztettek ki, ami fotoelektronikus elven működik. A forgattyús tengelyen lyukakkal ellátott tárcsa ül, ami GaAs-diódából és fototranzisztorból felépített infraforrás sugárzását szaggatja. Az infrasugár-impulzusok teljesítménytranzisztort vezérelnek, ami meredek emelkedésű áramimpulzusokat kényszerít a gyújtótekercs primérjébe. (Elektrotechnische Zeitschrift-B, 1970. 22. k. 9. sz.)

*

Az SGS „International Market Research”-osztálya szerint az integrált áramkörök piaca az alábbiak szerint alakul:

Termékfajta	Forgalom, millió \$				
	1969	1970	1971	1972	1973
digitális IC	70	100	150	198	240
lineáris IC	18	29	42	58	75
MOS-áramkörök	2	4	11	30	45
hibridáramkörök	3	5	10	18	25

(Bjuleten Inosztrannoj Kommerceszknoj Informacii, 1970. 23. k. 111. sz.)

A Stanford-kutatóintézet és a NASA által kifejlesztett IVC-k (integrated vacuum circuit) olyan integrált áramkörök, amelyek vákuumtérben nyertek elhelyezést. Közös zafirhordozón párologtatás révén koplanáris dióda- és triódarendszereket alakítanak ki. Katódként wolframoxid, rács- és anódként titán kerül alkalmazásra. Az egyes rendszereket a hordozón felpárologtatott összekötések kapcsolják össze. Az elrendezés elektroncsőburába kerül. A hordozólemezt melegítve a katódok emittálni kezdenek. Az IVC-eket elsősorban a sugárzás és hő hatásának kitett berendezésben alkalmazzák. (Funktschau, 1970. 42. k. 13. sz.)

*

Az RCA eddig negyedmillió olyan színes-tv-vevőkészüléket hozott piacra, ami tirisztoros sorreltérítő-fokozattal rendelkezik. A 90° eltérítésű készülékek zöme 63 cm ernyőátlójú. Az RCA fejleszti a vékony nyakú, 110°-os, 47 cm átlójú képesővel ellátott tv-vevőket, amelyekben passzív a konvergencia-áramkör. (Funktschau, 1970. 42. k. 15. sz.)

*

A moszkvai Elektromos Vákuumeszközök Gyára olyan fényforrást mutatott be, ami fényáram tekintetében minden eddigi lámpát felülmúl. A hagyományos izzók aránylag rövid élettartamú wolframszálat tartalmaz, titán- és cirkónium-karbidből készült golyó pótolja, amit nagyfrekvenciás generátor 4000 °C-ra hevít fel. A „mesterséges csillag” hatásfoka 90%, élettartama több ezer óra. Az Össz-szövetségi Fénytechnikai Kutatóintézetben az újítás gazdaságosnak tartják. A tudósok véleménye szerint az új fényforrás különösen ott alkalmazható előnyösen, ahol igen nagy fényáramra van szükség, pl. fény-szórókban, vetítőkészülékekben és magas hőmérsékletek mérésére szolgáló optikai pirométerekben. (Technische Rundschau, 1970. 62. k. 18. sz.)

Transzformátor nélküli kétszeresen kiegyenlített tranzisztoros keverő vizsgálata

ETO 621.372.622:621.382.3

Elektronikus berendezésekben használt keverőkkel, modulátorokkal szemben gyakori az az igény, hogy a két bemenőjelből ne jusson a kimenetre, vagy csak elenyésző mértékben. Ilyen célra kétszeresen kiegyenlített keverőket használnak.

A kétszeresen kiegyenlített keverők, modulátorok általában két szimmetrizáló transzformátort és négy diódát, vagy két tranzisztort tartalmaznak. Széles-sávú és nagyfrekvenciás keverő igénye esetén komoly problémát jelent a szimmetrizáló transzformátorok tervezése és kivitelezése. Ezeket általában ferrites tekercstápvonal átmenettel oldják meg. Ilyen technológiával készülnek a nálunk is ismert és több helyen használt HP és VARI—L cégek által gyártott széles-sávú keverők.

Egy olyan keverőtípust kívánunk bemutatni, amelynél nincs szükség a nehezen előállítható széles-sávú transzformátorra. Ezzel lehetőség nyílik ilyen áramkörök előállítására integrált áramkörös kivitelben is. Az elvi kapcsolás az 1. ábrán látható.

Az 1. ábra kapcsolásánál a fázisfordítás úgy történik, mind U_H , mind U_R -re nézve, hogy mindkét jel egyik tranzisztornál az emittert, másik tranzisztornál a bázist vezérli. Így bármelyik bemenő jelet tekintve, az egyik tranzisztor azonos fázisban juttatja a jelet a közös kollektorpontra, míg a másik tranzisztor fázist fordít.

A kapcsolás a további vizsgálatokhoz a 2. ábra szerinti blokkvázlattal jellemezhető.

A blokkvázlat felállítása és a további számítás a következő elhanyagolásokkal és kikötésekkel történik:

$$U_R < U_H, \quad (1)$$

mindkét tranzisztorra feltételezzük, hogy a meredekség az U_R (kisjel)-től független és csak U_H (nagyjel) és U_{BE0} -tól függ, azaz

$$S = S(U_{BE}) = f(U_H, U_{BE0}). \quad (2)$$

Az 1. ábra kimenetén keletkező kevert jel meghatározása a 2. ábra alapján történik két különböző kapcsoló jelalaknak megfelelően.

1. Az U_H feszültség egy ω_H frekvenciájú négyszög-hullám. Amplitúdója $\hat{U}_H$ (Ideális kapcsolójel).

$$2. U_H = \hat{U}_H \sin \omega_H t.$$

A 2. ábra segítségével mind 1. mind 2. pontok számításaihoz a következő összefüggések írhatók fel:

$$U_{BE1} = U_{BE0} + U_H \quad (3)$$

$$U_{BE2} = U_{BE0} - U_H \quad (4)$$

$$S_1 = S_1(U_{BE1}) \quad (5)$$

$$S_2 = S_2(U_{BE2}) \quad (6)$$

$$I_{c2} = -S_1 U_R \quad (7)$$

$$I_{c2} = S_2 U_R \quad (8)$$

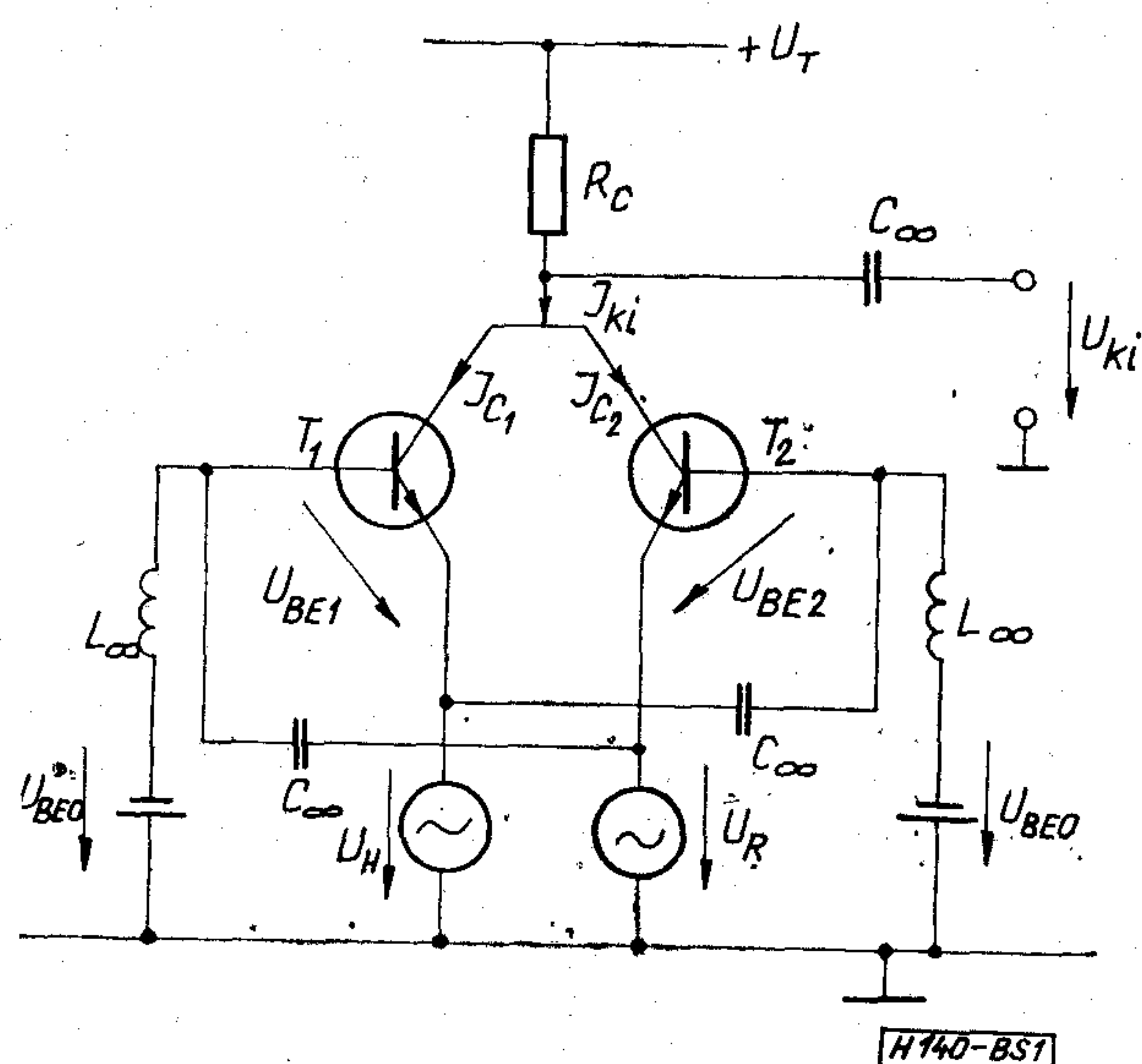
$$I_{ki} = I_{c2} + I_{c1} = U_R (S_2 - S_1) = U_R S_{ki} \quad (9)$$

$$U_{ki} = R_c I_{ki} = R_c U_R (S_2 - S_1) = R_c U_R S_{ki} \quad (10)$$

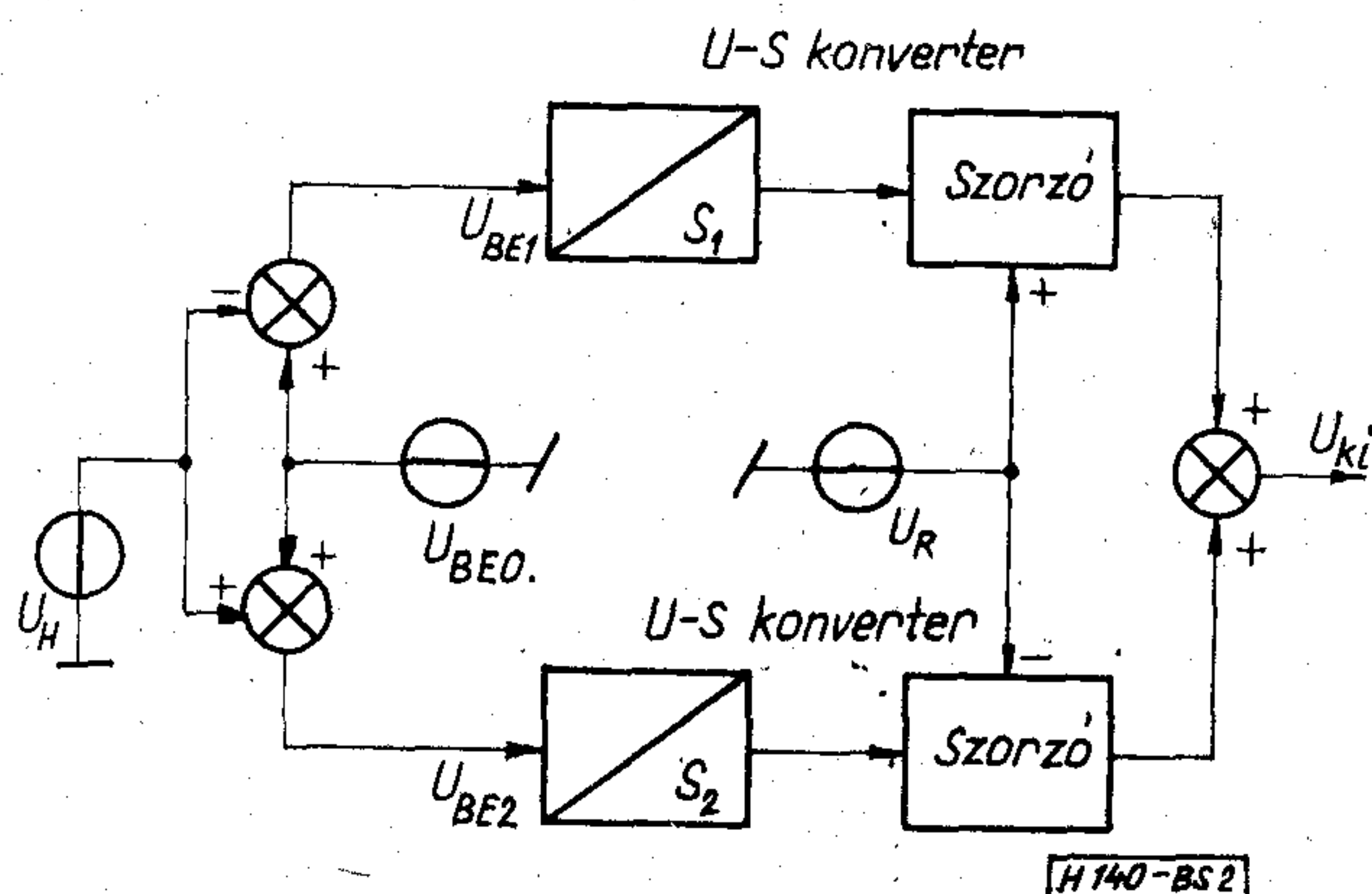
$$U_R = \hat{U}_R \sin \omega_R t \quad (11)$$

1. A keverő működése ideális kapcsolójel esetén

Miután ideális kapcsolójel esetén a kapcsoló-feszültség négyszög alakú, lehetséges kiindulni a



1. ábra



2. ábra

számításokhoz exponenciális tranzisztorkarakteristikából, így

$$I_c = K_0 \left| e^{\frac{U_{BE}}{K_1}} - 1 \right| \quad (12)$$

ebből az U_R -re vonatkozó meredekség

$$S = \frac{\partial I_c}{\partial U_{BE}} = \frac{K_0}{K_1} e^{\frac{U_{BE}}{K_1}} \quad (13)$$

A számítások egyszerűsítéséhez célszerű közös koordináta-rendszerben ábrázolni a két tranzisztor meredekség karakterisztikáját, valamint a U_H hatására keletkező meredekség-idő-függvényt (3. ábra). A 3. ábra alapján az eredő meredekség amplitúdója meghatározható (3)–(13) összefüggések segítségével:

$$\hat{S}_{ki} = S_M - S_m \quad (14)$$

$$S_M = \frac{K_0}{K_1} e^{\frac{U_{BE0} + \hat{U}_H}{K_1}} \quad (15)$$

$$S_m = \frac{K_0}{K_1} e^{\frac{U_{BE0} - \hat{U}_H}{K_1}} \quad (16)$$

$$\hat{S}_{ki} = \frac{2K_0}{K_1} e^{\frac{U_{BE0}}{K_1}} \operatorname{sh} \frac{\hat{U}_H}{K_1} \quad (17)$$

Ezek után felírható $S_{ki}(t)$ Fourier sora.

$$S_{ki}(t) = \frac{8K_0}{\pi K_1} e^{\frac{U_{BE0}}{K_1}} \operatorname{sh} \frac{\hat{U}_H}{K_1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega_H t}{2n-1} \quad (18)$$

$$U_{ki} = \frac{4\hat{U}_R R_c K_0}{K_1 \pi} e^{\frac{U_{BE0}}{K_1}} \operatorname{sh} \frac{\hat{U}_H}{K_1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\pm \cos[(2n-1)\omega_H \mp \omega_R] t}{2n-1} \quad (20)$$

Az 1. fejezet összegezéseként megállapítható (20) alapján, hogy periodikus négyszögjellel való vezérlés esetén a keverő kimenetén keletkező harmonikus komponensek mindegyikének amplitúdója a négyszög amplitúdójának függvényében monoton nő $\operatorname{sh} \frac{\hat{U}_H}{K_1}$ függvény szerint, ahol $K_1 = 26 \text{ mV}$.

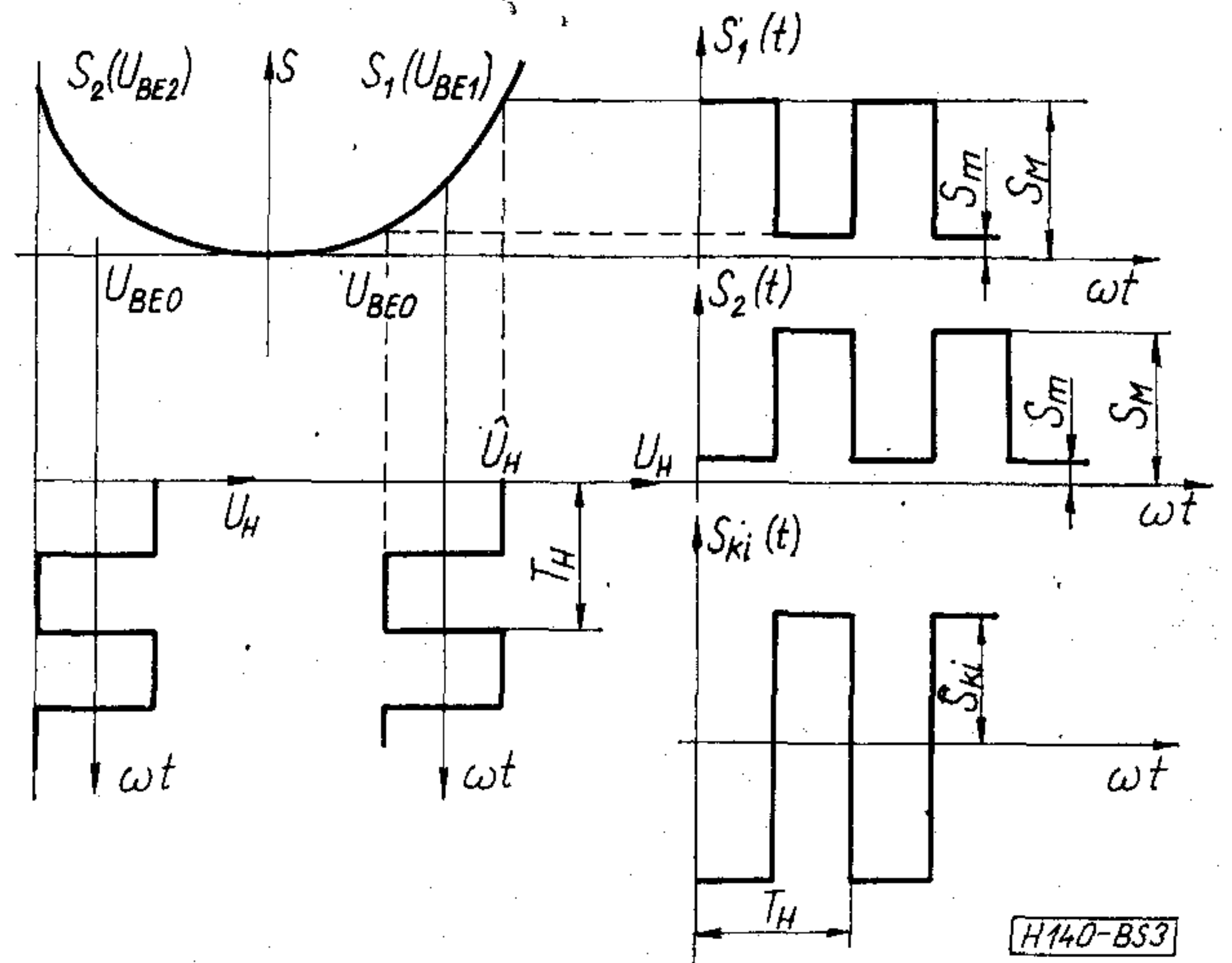
Továbbá mód nyílik egy adott $\hat{U}_H$ érték mellett is $\hat{U}_{ki}$ növelésére — az $e^{\frac{U_{BE0}}{K_1}}$ tényezőn keresztül — U_{BE0} növelésével, ismét hangsúlyozva, hogy az érvényesség kritériuma (12) fennállása, ahol

$$U_{BE_{\max}} = U_{BE0} + \hat{U}_H = U_2 \leq 0,8 \approx 1,2 \text{ V.}$$

(20) összefüggésbe valós értékeket behelyettesítve könnyen belátható, hogy $U_{BE0} = 0,5 - 0,75 \text{ V}$, $U_H = 0,1 - 0,5 \text{ V}$ mellett $\frac{\hat{U}_{ki}}{U_R} \gg 1$, azaz kapcsolás erősítőként működik, nincs átalakítási veszteség.

2. Folyási szög üzemi működés

A gyakorlati esetek nagy többségénél nem áll rendelkezésre négyszöghullámú kapcsolófeszültség, helyette szinuszos U_H - t -helyi oszcillátor feszültsé-



3. ábra

Végül $U_{ki} = R_c U_R S_{ki}$ egyenlet alapján

$$U_{ki} =$$

$$= \frac{8\hat{U}_R R_c K_0}{K_1 \pi} e^{\frac{U_{BE0}}{K_1}} \operatorname{sh} \frac{\hat{U}_H}{K_1} \sin \omega_R t \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega_H t}{2n-1} \quad (19)$$

Elvégezve az időfüggő részek szorzását adódik (20) összefüggés, mely addig érvényes, míg a tranzisztorok nem érik el a telítés környezetét.

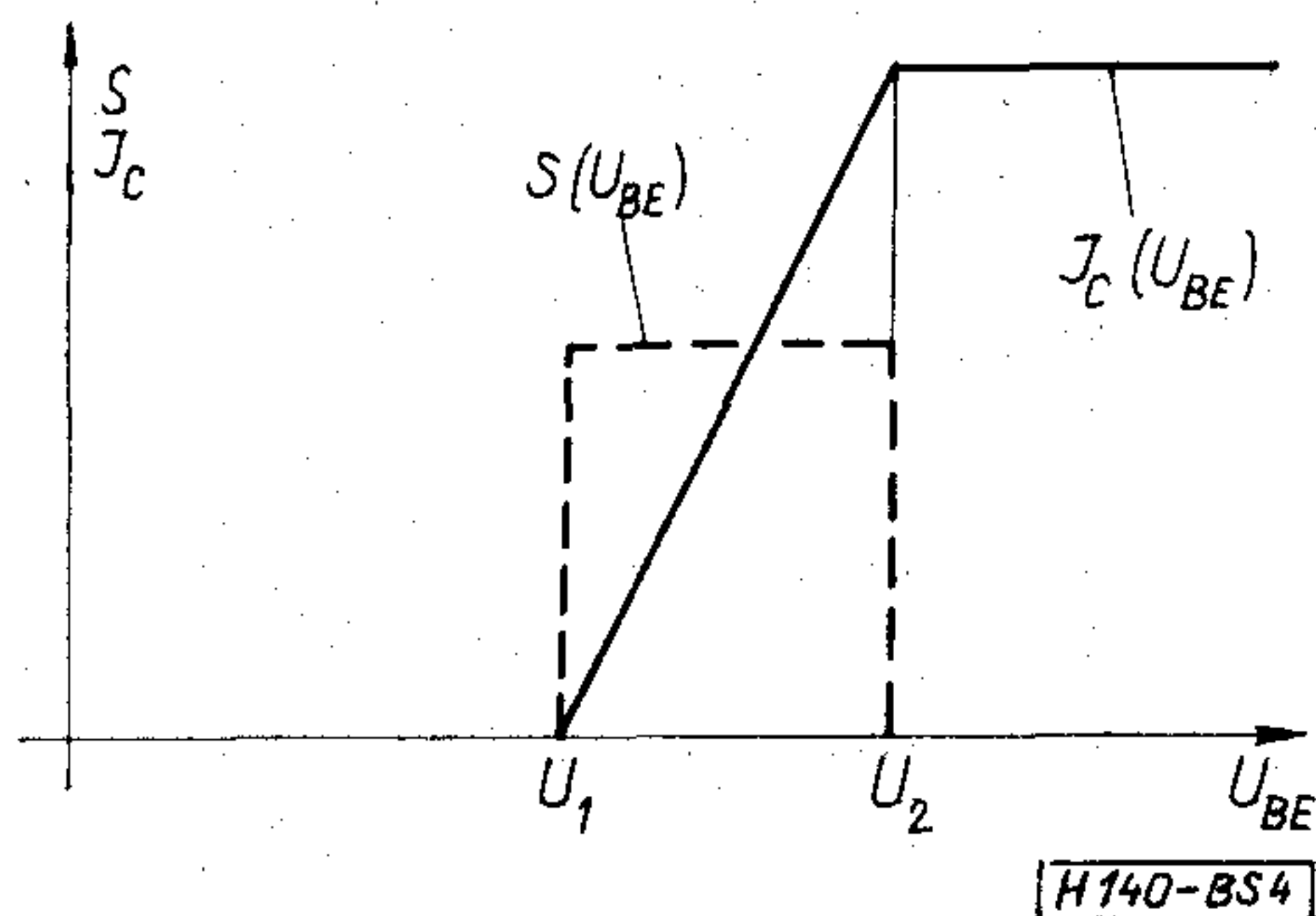
get alkalmaznak. Különösen igaz ez magasabb frekvenciákon. Szükséges tehát megvizsgálni, hogyan alakul a keverő kimenetén keletkező különböző frekvenciájú komponensek amplitúdója, szinuszos kapcsolófeszültség esetén is a kapcsolójel amplitúdójának és U_{BE0} függvényében.

Itt adódik lehetőség az előfeszíten diódás keverőkkel való összehasonlításra, ahol $U_{BE0} = 0$ helyettesítésével az itt kapott eredmények értelemszerűen felhasználhatók.

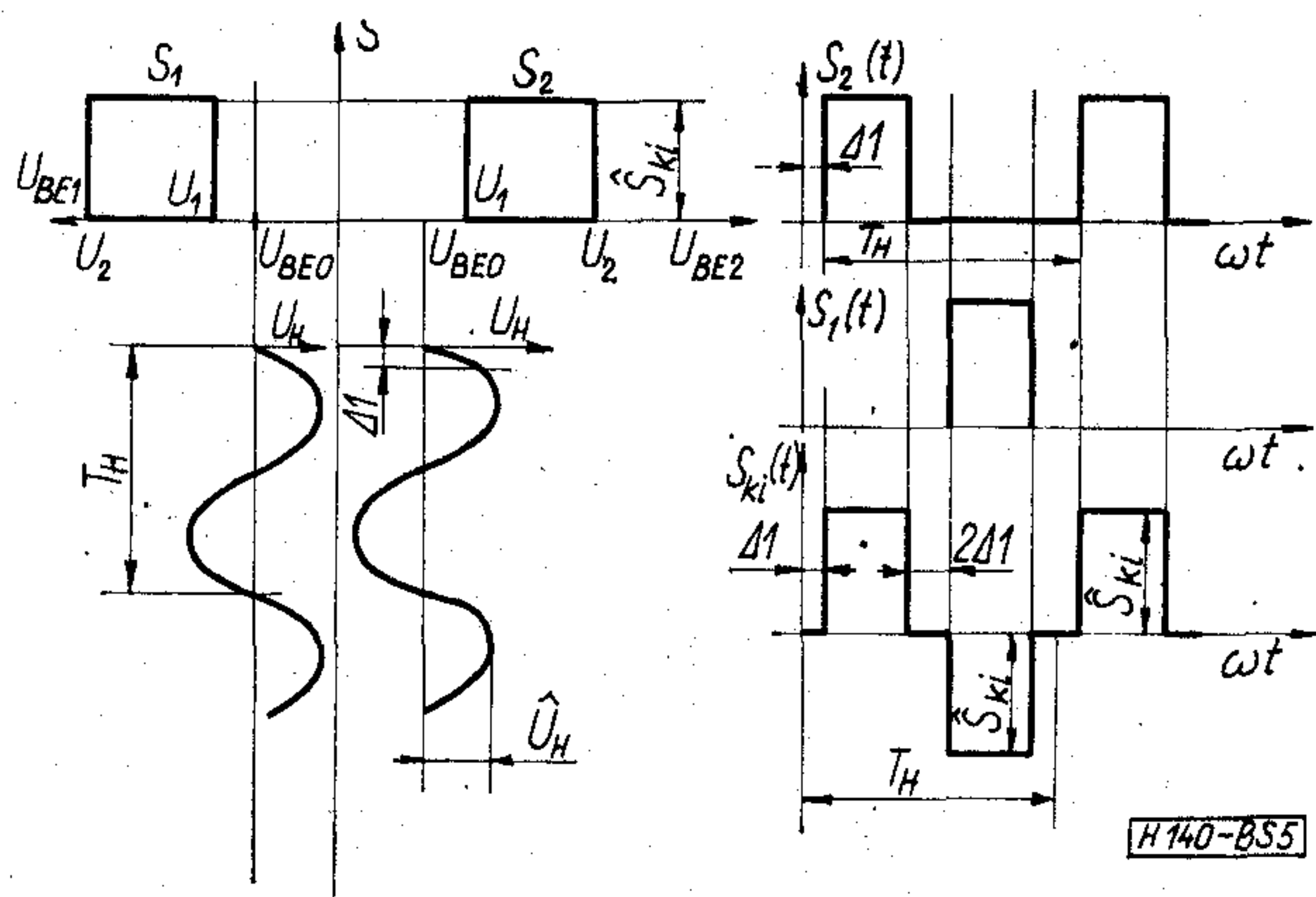
A további vizsgálatokhoz a számítások egyszerűsítése érdekében helyettesítsük töréspontos egyenesekkel a tranzisztorok $U_{BE} - I_c$ ill. $U_{BE} - S$ karakterisztikáját 4. ábra szerint.

4. ábrán U_2 töréspont a tranzisztoros telítésénél lép fel, diódás kapcsolásoknál természetesen ez nem létezik. U_1 az exponenciális karakteristika megfelelő érintőjének metszése. Célszerű kikötni, hogy $U_{BE} = U_{BE0} + \hat{U}_H$ nem éri el U_2 feszültséget, mert ilyen esetben (5. ábra alapján könnyen belátható) a kapcsolójel egy bizonyos szakaszában az U_R -re vonatkozó meredekség nulla, és a kimenőfeszültség csökkenését eredményezi.

Az 1. fejezethez hasonlóan rajzoljuk most is közös koordináta rendszerbe $U_{BE1} - S_1$, $U_{BE2} - S_2$, valamint a kapcsolójel hatására keletkező meredekség-idő függvényeket (5. ábra).



4. ábra



5. ábra

Az 5. ábrán szereplő $\hat{S}_{ki}$ értékével a későbbiekben foglalkozunk. 5. ábra alapján a $s(t)$ eredő meredekség—idő-függvény Fourier-sora a következő:

$$S_{ki}(t) = \frac{4\hat{S}_{ki}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(2n-1)\Delta_1 \sin(2n-1)\omega_H t}{2n-1} \quad (21)$$

az (1)–(11) összefüggések szerint a kimenő feszültség:

$$U_{ki} = \frac{4\hat{U}_R R_C \hat{S}_{ki}}{\pi} \sin \omega_R t \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(2n-1)\Delta_1}{2n-1} \sin(2n-1)\omega_H t \quad (22)$$

a (22) kifejezés időfüggő részeinek összevonásával adódik (23):

$$U_{ki} = \frac{2\hat{U}_R R_C \hat{S}_{ki}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\pm \cos(2n-1)\Delta_1}{2n-1} \cos[(2n-1)\omega_H \mp \omega_R]t \quad (23)$$

Δ_1 5. ábra alapján a következő:

$$\Delta_1 = \arcsin \frac{U_1 - U_{BE0}}{\hat{U}_H} \quad (24)$$

A (23), (24)-ből látható, hogy a kimenő feszültség komponenseinek amplitúdó változását $\hat{U}_H$ változásának hatására a $\cos(2n-1)$ tényező tartalmazza.

$$b_n = \cos(2n-1)\Delta_1 \quad (25)$$

A következő számításokhoz 5. ábrából adódik Δ_1 értelmezési tartománya (26)

$$0 \leq \Delta_1 \leq \frac{\pi}{2} \quad (26)$$

(25)-ből látható, ha $\Delta_1 = 0$ úgy $b_n = 1$.

$$(24) \text{ szerint ha } U_1 - U_{BE0} = 0 \quad (27)$$

$$\text{úgy } \Delta_1 = 0 \quad (28)$$

$$\text{azaz } b_n = 1. \quad (29)$$

Ez látszólag azt eredményezi, hogy $\hat{U}_{ki}$ független a kapcsolófeszültség amplitúdójától. A valóságban azonban 4. ábra $S(U_{BE})$ függvénye nem egy ugrás-függvény, hanem egy monoton emelkedő görbe, ami azt jelenti, hogy (21)–(24)-ben szereplő $\hat{S}_{ki}$ is emelkedik U_H függvényében egész addig, míg $U_{BE0} + \hat{U}_H < U_2$ fennáll. A kapcsoláson végzett mérések szerint nem követünk el nagy hibát, ha az $\hat{S}_{ki}$ függvényt lineárisnak feltételezzük $\hat{U}_H$ függvényében azaz

$$\hat{S}_{ki} = K_2 \hat{U}_H \quad (30)$$

ahol K_2 konstans az áramköri elemekből határozható meg.

Ez a lineáris meredekségemelkedés $\hat{U}_H = 50-75$ mV tartományig értendő, azon felül $\hat{S}_{ki} = \text{állandó}$, tehát a kimenőfeszültségek amplitúdói (23) alapján számíthatók $b_n = 1$ helyettesítéssel, $\hat{S}_{ki}$ (30)-ból adódik.

A következő részben határozzuk meg b_n változását $U_{BE0} \neq U_1$, azaz általános esetre, amit alkalmazni lehet diódás kapcsolások esetére is, ahol általában $U_{BE0} = 0$.

Általános esetben (24) és (26) alapján $\hat{U}_H$ értelmezési tartománya (31):

$$U_1 - U_{BE0} \leq \hat{U}_H \leq \infty \quad (31)$$

Ha megvizsgáljuk általános U_{BE0} esetén b_n tényezőök menetét $\hat{U}_H$ függvényben $n=1, 2, 3, \dots, k$ esetre, azt tapasztaljuk, hogy a $b_n(\hat{U}_H)$ függvények nem monoton függvények, hanem n -től függően különböző számú maximum és minimum helyeket tartalmaznak.

Bizonyítható, hogy bármilyen n -re fennáll:

$$\text{maximumok} + \text{minimumok száma} = 2n \quad (32)$$

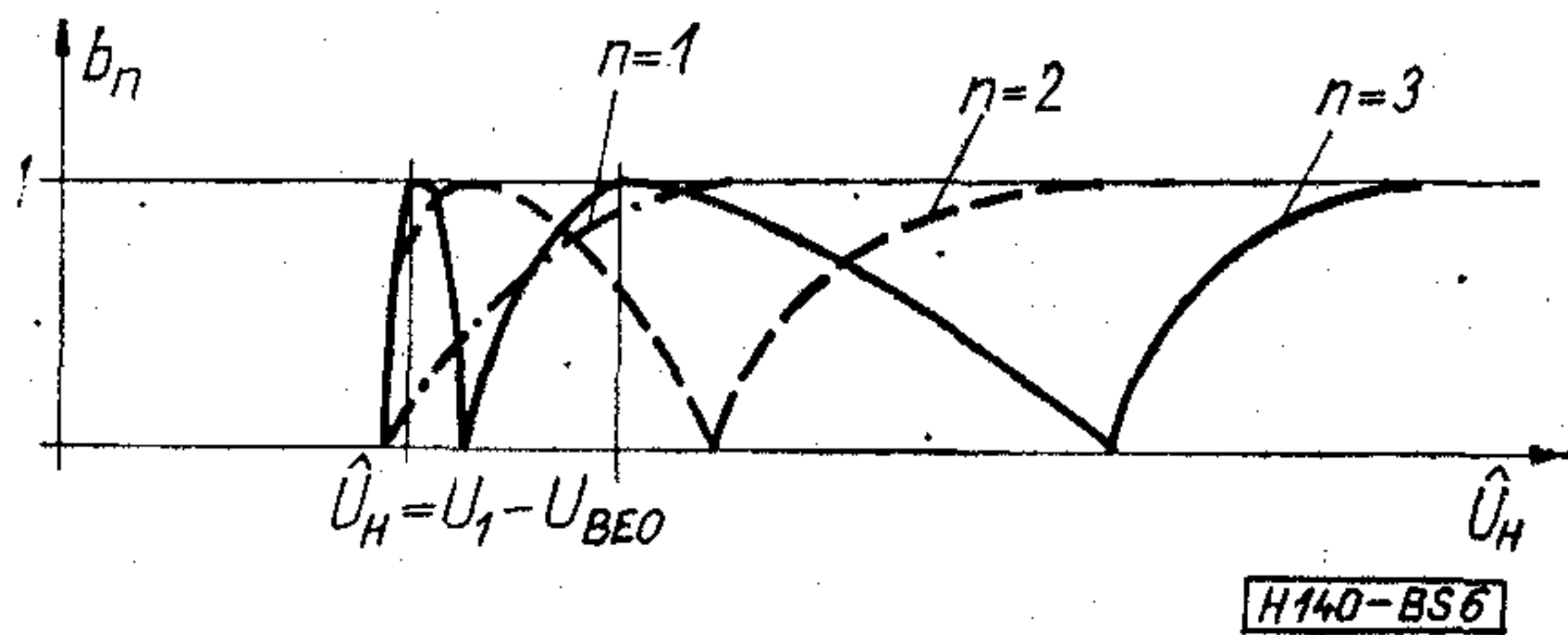
A szélsőértékek létezését könnyű belátni (24), (25) alapján, tekintve, hogy

$$b_n(\hat{U}_H) = \cos \left[(2n-1) \arcsin \frac{U_1 - U_{BE0}}{\hat{U}_H} \right] \quad (33)$$

többértékű függvény.

Részletes számítások nélkül közöljük a $b_n(\hat{U}_H)$ görbék menetét $n=1, 2, 3$ esetre (6. ábra).

Az $n=1, 2, 3$ esethez hasonlóan lehetséges lenne bármilyen n -re felrajzolni $b_n(\hat{U}_H)$ görbéket. Helyette azonban praktikusabb általános, $n=x$ -re vonatkozó következtetéseket levonni.



6. ábra

A gyakorlatban előforduló esetek nagy többségénél, ha már harmonikus keverőként használják a keverőt, nemcsak nem egy bizonyos n -re, hanem $n-1, n-2, \dots, n$ -i tényezőre is szükség van. (Ellenkező esetben kiválasztható $b_n(\hat{U}_H)$ függvények egy lokális maximumhelye.) Ezért olyan $\hat{U}_H$ szinteket kell meghatározni, melynek hatására $n=1 \rightarrow n=x$ tartományban minden b_n tényező maximuma környezetében van.

Mivel azonban b_n tényezők csak végtelen $\hat{U}_H$ érték mellett érik el az egységet, határozzuk meg a $b_n=0,9$ értékhez tartozó azon $\hat{U}'_H$ értéket, melyre fennáll (34)

$$b_{n-i} \geq 0,9. \quad (34)$$

A keresett $\hat{U}'_H$ érték $b_n=0,9$ behelyettesítéssel (25)-ből nyerhető (35)

$$0,9 = \cos(2n-1)\Delta_1 \quad (35)$$

Δ_1 -et behelyettesítve (24)-ből (35)-be

$$0,9 = \cos \left[(2n-1) \arcsin \frac{U_1 - U_{BE0}}{\hat{U}'_H} \right] \quad (36)$$

mivel $\arcsin 0,9 = 26^\circ$

$$\sin \left(\frac{26^\circ}{2n-1} \right) = \frac{U_1 - U_{BE0}}{\hat{U}'_H} \quad (37)$$

U'_H -t kifejezve:

$$\hat{U}'_H = \frac{U_1 - U_{BE0}}{\sin \left(\frac{26^\circ}{2n-1} \right)} \quad (38)$$

Tehát, ha a keverő egy bizonyos n -re vonatkozó $\hat{U}'_H$ -nél nagyobb szintet kap, úgy bármely n -nél kisebb indexre fennáll (34). Illetve (38) alapján egy adott $\hat{U}_H$ szinthez $n=x$ -re meghatározható az optimális U_{BE0} előfeszítés.

Végül az 1. és 2. fejezetek összegezeként megállapítható, optimális harmonikus keverés négyszög-hullámú kapcsolójel esetén érhető el, a komponensek $\hat{U}_H$ függvényében monoton nőnek, amplitúdójuk (20) szerint számítható. Míg szinuszos kapcsolófeszítés esetén az $\hat{U}_{ki}(\hat{U}_H)$ függvény nem monoton függvény. A kikevert termékek mindegyik komponensének amplitúdója optimalizálható azáltal, hogy az $U_{BE} - I_c$, $U_{BE} - S$ karakterisztika töréspontja környékére vesszük fel az előfeszítés értékét, vagy adott U_{BE0} esetleg $U_{BE0}=0$ esetén (38) szerint választjuk meg a kapcsolójel amplitúdóját.

A kimenőfeszítés (23) szerint határozható meg. Végül ismét ki kell emelni 1. ábra kapcsolásának azon előnyét, hogy nincs átalakítási vesztesége, erősít.

IRODALOM

- [1] Dr. Komarik József: Nem lineáris áramkörök. Egyetemi jegyzet, 1967. 263—267. oldal.
- [2] T. B. M. Neill: Nonlinear Analysis of a Balanced Diode Modulator, Electronics Letters 5th March 1970. Vol. 6. No 5. pp. 125—128.
- [3] G. B. Gofman: Analysis of a Diode Mixer for Commensurable Levels of the Converted Signals Radio Engineering, Vol. 25, No 6, 1970. pp. 117—123.
- [4] J. G. Gardiner, A. R. Banerjee: Conversion-Loss Stability and Gain Compression in Schottky-Barrier Mixers. Electronics Letters 31 st December 1970. Vol. 6. No 26. pp. 829—830.

KÖNYVISMERTETÉS

Dr. Lajtha György:

Távközlési hálózatok elmélete és tervezése

Műszaki Könyvkiadó,

Budapest, 1971. 464 oldal. Ára 85,— Ft

Ez a könyv nemcsak hazánk szakirodalmát tekintve, de a nemzetközi szakirodalomban is egyedülálló. Egyetlen kötetben, egységes, tömör tárgyalásmódban ez a tematika eddig nem állt rendelkezésre. A távközlő hálózatokkal foglalkozó szakemberek ezt a könyvet tankönyvként és kézikönyvként egyaránt használhatják.

Dr. Lajtha munkája hihetetlenül átfogó és tömör tartalmát tekintve, 9 részre, 50 fejezetre és 191 alfejezetre oszlik. A 6 oldalas tartalomjegyzéket csak erősen rövidítve tudjuk ismertetni, de ez is szemlélteti a könyv tartalmi gazdagságát. Az első bevezető rész a távközlő-rendszerek feladataival, tanulmányozásának módszereivel és tervezésének menetével foglalkozik. A további részek és fejezetek címei:

2. A hírányag
 - 2.1. Hírányagok általános jellemzése
 - 2.2. A beszéd
 - 2.3. Érthetőség
 - 2.4. Beszédatalakítók
 - 2.5. A zene
 - 2.6. A kép
 - 2.7. Digitális információk

3. Az elektromos jel
 - 3.1. Elektromos jelek leírása
 - 3.2. Jelek átvitele lineáris zajmentes hálózatokon
 - 3.3. Zajok és nemlineáris áramkörök hatása
4. A moduláció
 - 4.1. Modulációs rendszerek
 - 4.2. Amplitúdómoduláció
 - 4.3. Az egyoldalsávú amplitúdómodulált rendszerek
 - 4.4. Frekvencia- és fázismoduláció
 - 4.5. Impulzus-amplitúdómoduláció (PAM)
 - 4.6. Impulzushosszúság-(időtartam-) moduláció
 - 4.7. Impulzus-helyzetmoduláció (PPM)
 - 4.8. Kvantálás
 - 4.9. Impulzus-kód-(PCM) és delta- (DM) modulációs berendezések
 - 4.10. Egyszeres modulációk összefoglalása
 - 4.11. Többszörös modulációk
5. Követelmények távközlő-hálózatok tervezéséhez
 - 5.1. Átviteli követelmények
 - 5.2. Forgalmi követelmények
 - 5.3. Üzemeltetési követelmények
 - 5.4. Gazdasági követelmények
6. A hálózattervezés gazdasági kérdései
 - 6.1. Költségtényezők
 - 6.2. A fejlődés megőrzése

(Folytatás az 55. oldalon)

Bináris- és Gauss-amplitúdóeloszlású álvéletlen zajgenerátorok, előnyeik és alkalmazásuk*

ETO: 621.373:621.391.822

A modern technikában, sőt mindennapi életünkben is egyre nagyobb szerepük van az olyan berendezéseknek, amelyek a legkülönbözőbb fizikai, technikai, gazdasági, tudományos stb. jelenségek jellemző adatainak, összefoglaló néven az információknak az átvitelével, tárolásával, átalakításával és feldolgozásával kapcsolatos műveleteket végzik.

Az ilyen berendezések iránt megnyilvánuló mennyiségi igények igen nagy mértékben növekszenek. Ez természetesen gazdaságossági problémákat vet fel, hiszen szükséges, hogy minél tömörebben, hatásosabban tudjuk a szóban forgó információkat tárolni, átvinni.

Adatviteli rendszerek berendezéseinek mérésénél nagy jelentőségük van a pseudo-véletlen vagy álvéletlen digitális zajgenerátoroknak. Segítségükkel a hibastatisztikai mérések könnyűszerrel és nagy pontossággal elvégezhetők.

Az álvéletlen jelelmélet elvén alapuló zajgenerátor legfőbb előnye, hogy az általa előállított bináris- és Gauss-amplitúdóeloszlású jel determinisztikus. Statisztikai tulajdonságai viszont jó közelítéssel megegyeznek a véletlen jelekével.

A generátor digitális elven épül fel, ezért egyszerű, kvarcvezérelt óragenerátora pedig pontos mérést tesz lehetővé.

Az álvéletlen bináris jelek jellemzői

A zajok, zavarok nagymértékben hatnak az elektronikus rendszerek pontos működésére, így az információ-átvivő rendszerek átvitt jelének információtartalmát szintén befolyásolják. Analóg rendszerekre egy előírt jel-zaj viszonyt kell megadni, ez a vétel minőségét messzemenően determinálja. Digitális jelátvitelnél statisztikai adatokat kell megadni az információ pontosságára, az átvivő rendszer minőségét ezek határozzák meg.

Ahhoz, hogy ezeket az értékeket megadhassuk, berendezéseinket zaj hatásának kell kitennünk. Zajforrásul zajgenerátort használunk, amelynek attól függően, hogy analóg vagy digitális rendszereket vizsgálunk, analóg vagy bináris véletlen jelet kell szolgáltatnia.

Amennyiben a véletlen zaj-jelet klasszikus módon valamilyen zajforrással (radioaktív, elektroncső, dióda stb.) állítjuk elő, méréseink során a következő problémákkal kell számolnunk:

- A kimenő zaj-jelet közvetlenül befolyásolják a fizikai zajforrás tulajdonságai.

- Mivel a zaj eloszlása általunk nem befolyásolható, így annak statisztikai jellemzői sem adhatók meg tetszőleges pontossággal véges időintervallumban.
- A mérési eredményt csak mint közelítő értéket fogadhatjuk el. E probléma élesen ott jelentkezik, ahol egy berendezés vagy rendszer bizonyos áramköri paramétereinek zajfüggését analizáljuk. A paraméterek adott értékhatárok között való változtatásával a zajmérést újra és újra el kell végezni, hiszen itt fokozottabban szükség van a mért értékek pontosságára.
- Mivel a jel sztochasztikus, ezért keresztkorrelációs mérésnél megfelelő hosszúságú időre kell a mérést végezni, hogy a sztochasztikus jel statisztikai jellemzőit a mérési ciklus hossza által meghatározott rövid idejű sztochasztikus jellemzők jól közelítsék.

Fentiekből kitűnik, hogy a mérés pontosságának növelésére egyetlen kézben tartható paraméter a T mérési idő. Ennek növelésével ugyanis a zajgenerátor kimenő jelének statisztikai jellemzői nagyobb pontossággal megadhatók s így a mérési eredmények szórásai. T viszont nem lehet tetszőlegesen nagy, van gyakorlati felső határa.

A pontosság növelésének másik sokkal hatékonyabb módja — olyan zajforrás alkalmazása, amelynek kimenő jele a véletlen jel kedvező tulajdonságait tartalmazza, mint pl. széles egyenletes spektrum, hasonló a természetes zavarokhoz hullámformában és valószínűség sűrűségfüggvényben, azonban hiányoznak a mérés szempontjából kedvezőtlen tulajdonságok. Ilyen zajforrás az álvéletlen jelgenerátor.

Az álvéletlen jel előnyei a valódi zajjal szemben

Digitális áramkörökkel állítható elő. A kimenőjel jellemzőit — az óragenerátor frekvenciájától eltekintve — a környezeti változások, zavarok nem befolyásolják.

- A bináris álvéletlen jel sáv szélessége arányos az óragenerátor ütemidejével, amely könnyen változtatható.
- Sem az óragenerátor frekvenciájának, sem a periódushossznak a változtatása nem változtatja meg a zajteljesítmény értékét.
- Mivel a jel determinisztikus, elegendő, ha egy periódusra végezzük el a keresztkorrelációs mérést, szemben a „valódi” véletlen jellel, amelynek alkalmazása statisztikus szórás vizsgálat eredményeinkbe, mivel a keresztkorreláció képzéséhez rendelkezésre álló idő mindig véges. Elvileg az „igazi” zaj pontosabb eredményeket ad. Ez a pontosság azonban csak úgy lenne

Beérkezett: 1971. XI. 15.

* Ez a cikk a szerző 1970-es diplomaterv-pályázaton I. díjat nyert dolgozata alapján készült.

realizálható, ha a mérési idő végtelen hosszú volna. Minthogy a mérési idő természetesen mindig véges, kénytelenek vagyunk egy statisztikus bizonytalanságot megengedni az „igazi” zaj—jel statisztikus jellemzőiben.

Véges időtartamra végzett korrelációmérés esetén a legtöbb esetben pontosabb eredmények érhetők el álvéletlen jelek alkalmazásával, amelyeknek statisztikus jellemzői konstansok. Más szóval ez azt jelenti, hogy ha különböző mérések eredményei különböznek, akkor biztosak lehetünk abban, hogy az kizárólag a vizsgált rendszer változásából fakad.

- Mivel a jel determinisztikus, az álvéletlen jel (akár bináris, akár analóg) mindig egyértelműen ugyanattól a referencia-állapottól indítva ismételtető, ami az ismételt elvégzett mérések azonos feltételeit biztosítja, valamint lehetővé teszi a szinkronizált oszcilloszkóp segítségével történő kijelzést.
- Meghibásodások előfordulási valószínűségének álvéletlen analóg jel alkalmazásával történő vizsgálatánál nem kell hosszú ideig várni arra, hogy megfelelő nagyságú amplitúdócsúcsok megfelelően nagy valószínűséggel előforduljanak. Mivel a jel determinisztikus, számíthatók a legnagyobb amplitúdócsúcsok és ezek egy perióduson belül biztosan előfordulnak.
- Álvéletlen analóg jel maximális amplitúdóértéke jól meghatározott, ezért a mérés úgy tervezhető, hogy biztosan nem kerülünk ki a vizsgált rendszer linearitási tartományából. „Valódi” zaj alkalmazása esetén a vizsgálójel effektív értékét kisebb szinten kell tartani, mivel az azonos effektív értékhez tartozó maximális amplitúdóérték (bár előfordulásának kis valószínűsége van) nagyobb, mint álvéletlen analóg jel esetén.
- Ha a vizsgálandó folyamat csak rövid ideig áll fenn, akkor megfelelően rövidre választva a periódust, teljes értékű mérés végezhető, míg „valódi” zaj alkalmazásával az eredmények statisztikus bizonytalansága nagy és megbízhatósága igen kicsiny lenne.

Álvéletlen jelek előállítása

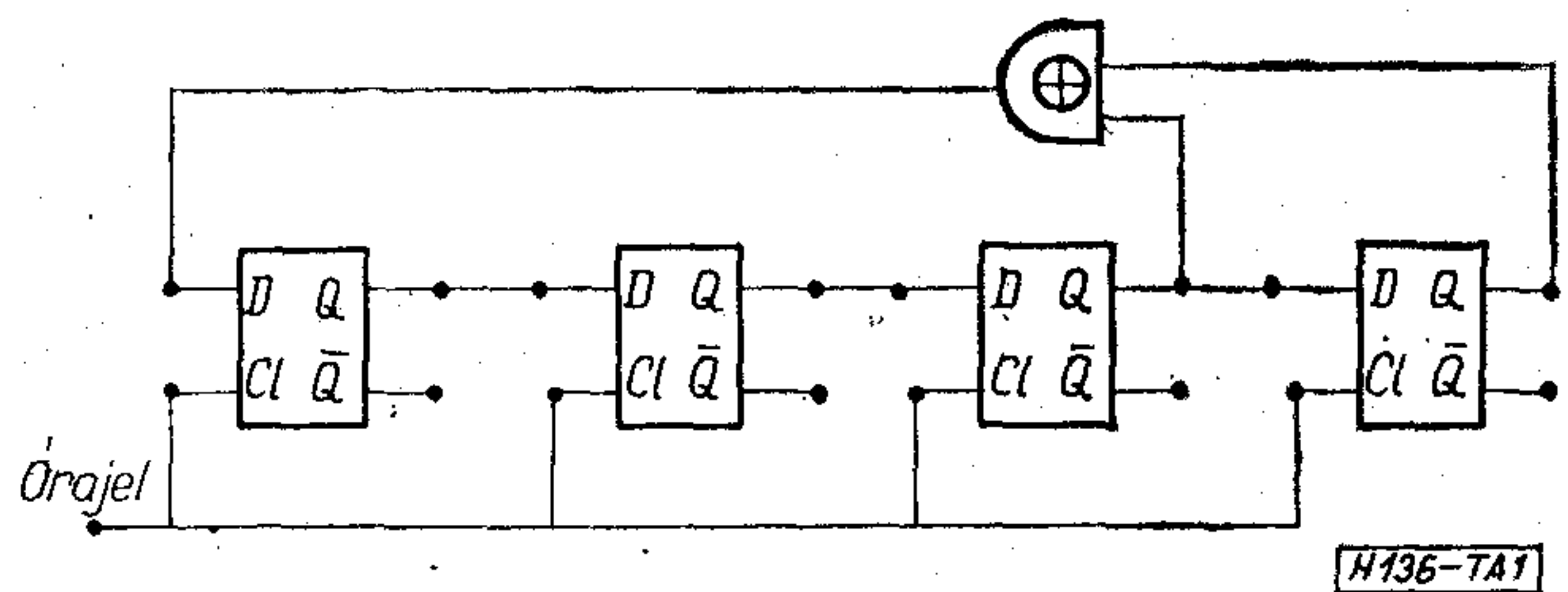
A híradástechnikában a leghasznosabban és legszélesebb körben felhasználható álvéletlen vizsgálójeleknek két típusa van:

1. Álvéletlen bináris jelek.
2. Álvéletlen Gauss-amplitúdóeloszlású jelek.

Minthogy az álvéletlen jelek statisztikus tulajdonságai jó közelítéssel megegyeznek a véletlen jelek statisztikus tulajdonságaival, ezért alapvető fontosságú a sztochasztikus jelek statisztikus tulajdonságainak ismerete.

Álvéletlen bináris jelek előállítása

Bináris álvéletlen jelsorozatokat kapunk, ha tárolók-ból felépített léptető-regiszter meghatározott fokozatainak kimeneteire antivalencia áramkörrel csatlakozunk és ennek kimenetét a regiszter első tárolójá-



1. ábra. 15 bites álvéletlen bináris jelsorozat előállító visszacsatolt léptető-regiszter

nak bemeneti pontjára csatlakoztatjuk. Így a léptető-regiszter egy zárt visszacsatolt hurokban dolgozik. Az 1. ábra az álvéletlen generátor egy egyszerű formáját mutatja.

A fenti egyszerű példában a visszacsatolás a harmadik és negyedik fokozat kimeneteiről történik. Az előállított jelsorozat bármelyik tároló kimenetéről levehető, a periódushossz: $N=2^4-1=15$ bit.

Ha pl. feltételezzük, hogy a regiszter kezdeti állapota 1 0 0 0, akkor egy ciklus:

```

1 0 0 0
0 1 0 0
0 0 1 0
1 0 0 1
1 1 0 0
0 1 1 0
1 0 1 1
0 1 0 1
1 0 1 0
1 1 0 1
1 1 1 0
1 1 1 1
0 1 1 1
0 0 1 1
0 0 0 1

```

Egy cikluson belül előáll az 1 és a 0 összes lehetséges kombinációja a 0 0 0 0 állapotot kivéve, de ez nem is fordulhat elő, mert ha igen, akkor a regiszter ettől kezdve mindig 0 0 0 0-ban maradna.

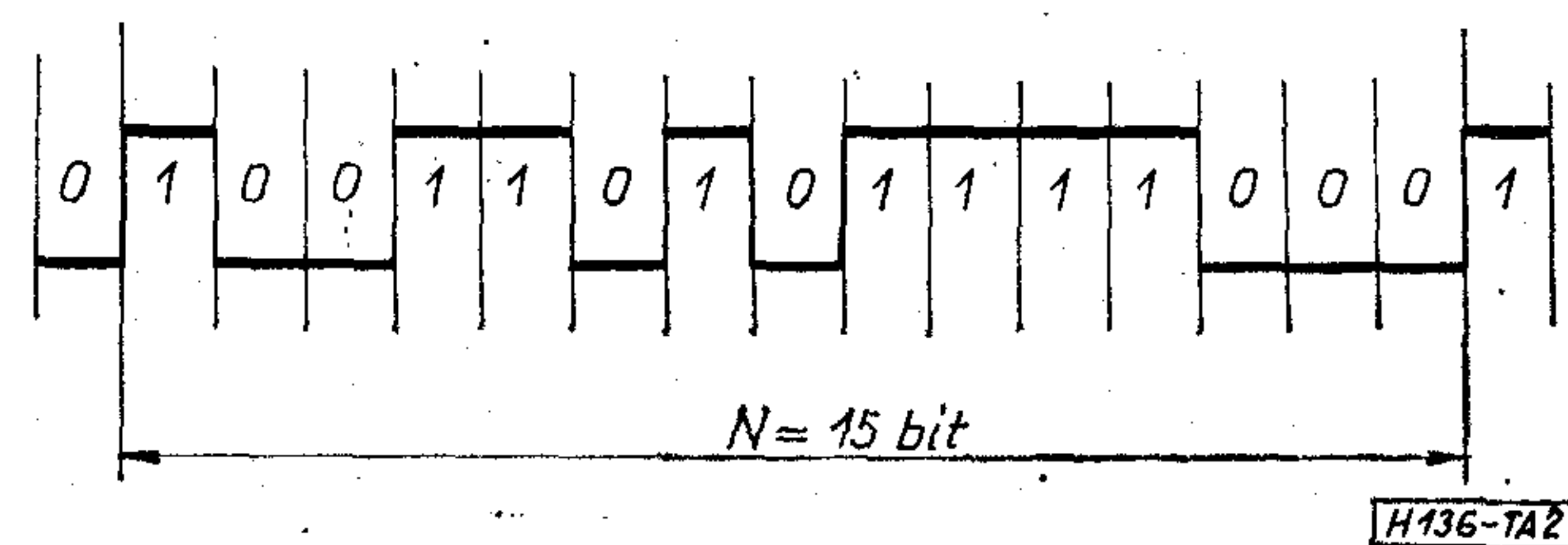
A digitális sorozat, amit eredményül kapunk, a 2. ábrán látható.

Általánosan, ha az álvéletlen bináris hullámforma kialakításában maximálisan felhasznált tárolók száma n , akkor az álvéletlen sorozat maximális hossza:

$$N=2^n-1$$

lehet a visszacsatolási pontok helyes megválasztásával.

Csupán utalást tennénk arra vonatkozólag, hogy nagy jelentősége van a visszacsatolási pontok helyes megválasztásának. Adott n regiszterhosszhoz tartozó



2. ábra

maximális hosszúságú bináris jelsorozat előállításának szükséges és elégséges feltétele, hogy az adott léptető-regiszter generátor karakterisztikus polinomja, $GF(2)$ felett primitív n -ed fokú polinom legyen.

Álvéletlen Gauss-amplitúdóeloszlású jelek előállítása

Álvéletlen analóg jelek előállításának három alapvető módja ismeretes:

1. Kaszkádba kapcsolt bistabil multivibrátorok segítségével.

2. Bináris álvéletlen jelgenerátorból párhuzamosan kiolvasott bináris álvéletlen jel párhuzamos átalakításával.

3. Előbbi módon előálló bináris jel soros átalakításával.

1. Álvéletlen analóg jel előállítása kaszkádban kapcsolt bistabil multivibrátorokkal

Ha óragerátorral vezérelt bistabil multivibrátorokat a 3. ábrának megfelelően kaszkádba kötünk, a kimeneten álvéletlen analóg jelet kapunk. Az óragerátor által előállított impulzussorozat frekvenciáját a bistabil multivibrátorok fokról fokra felezik.

Az ily módon előálló álvéletlen jel előnyei:

- Egyszerű bistabil elemekkel állítható elő.
- Minden egyes multivibrátor kimenő szintje változtatható, sőt az eredő jel is, így könnyen tudjuk a jel amplitúdóját, valószínűségi sűrűség függvényét változtatni.
- A kimenő jel integrálásával álvéletlen háromszög jelet, differenciálásával álvéletlen csúcsok sorozatát kaphatjuk.
- A bistabil elemek számának és az óragerátor frekvenciájának változtatásával a jel spektruma változtatható.

A módszer hátránya, hogy az előállított jel diszkrét binomiális eloszlású, és csak akkor közelíti meg a normális eloszlást, ha elegendően nagy számú bistabil elemet alkalmazunk.

2. Analóg álvéletlen jel előállítása a léptető-regiszter generátor által előállított bináris jel párhuzamos átalakításával

A párhuzamos átalakítás elvi tömbvázlatát mutatja a 4. ábra.

Ahol:

$A = \{a_0, a_1, a_2, \dots, a_{n-1}\}$ a léptető-regiszter állapota egy adott időpillanatban,

$h = \{h_0, h_1, h_2, \dots, h_{n-1}\}$ az egyes tárolók kimenő jeleinek súlyozó együtthatói,

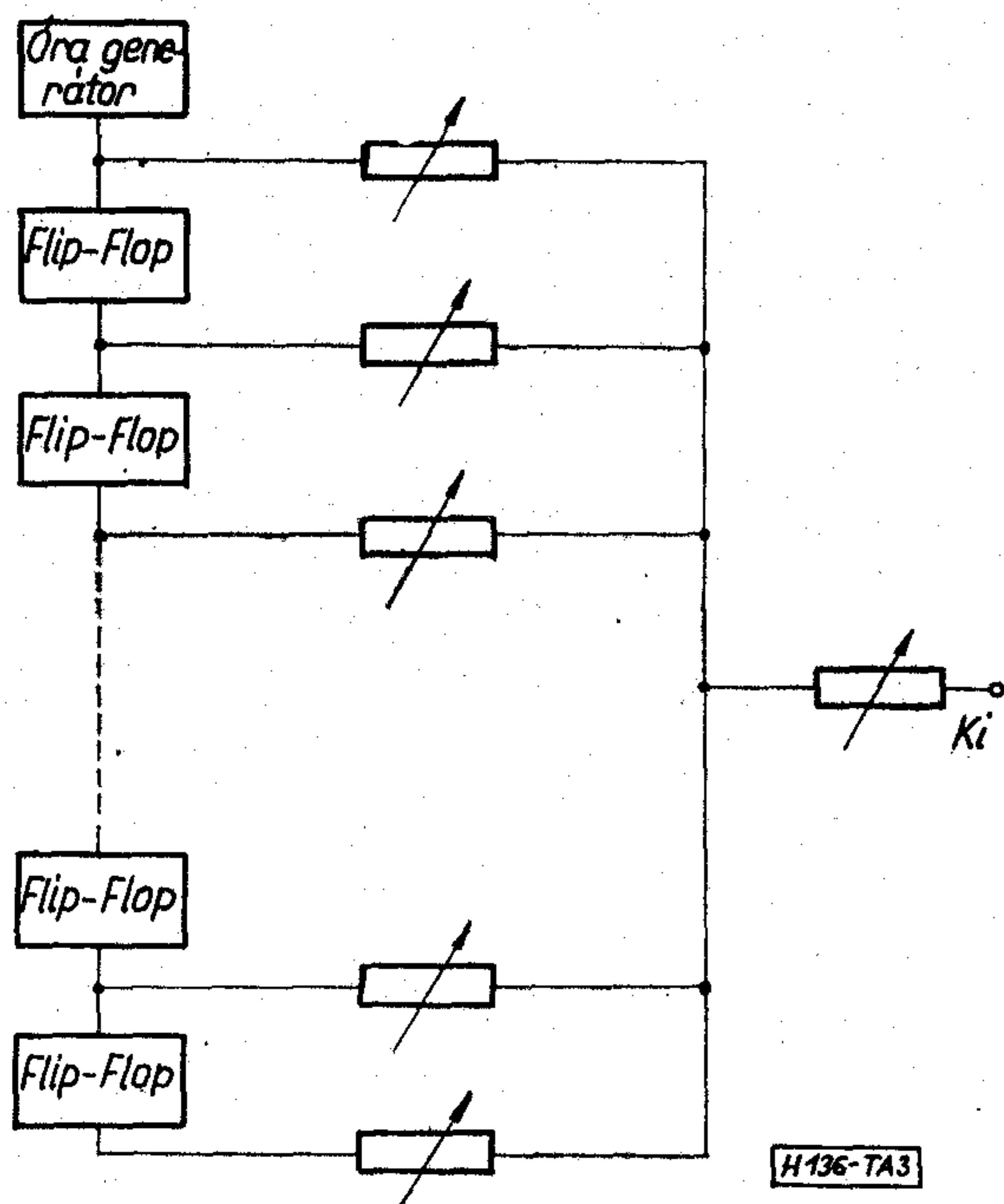
W a kimenő analóg jel, amelyet a súlyozott bináris jelek összeadása útján nyerünk, értéke:

$$W = \sum_{k=0}^{n-1} a_k \cdot h_k.$$

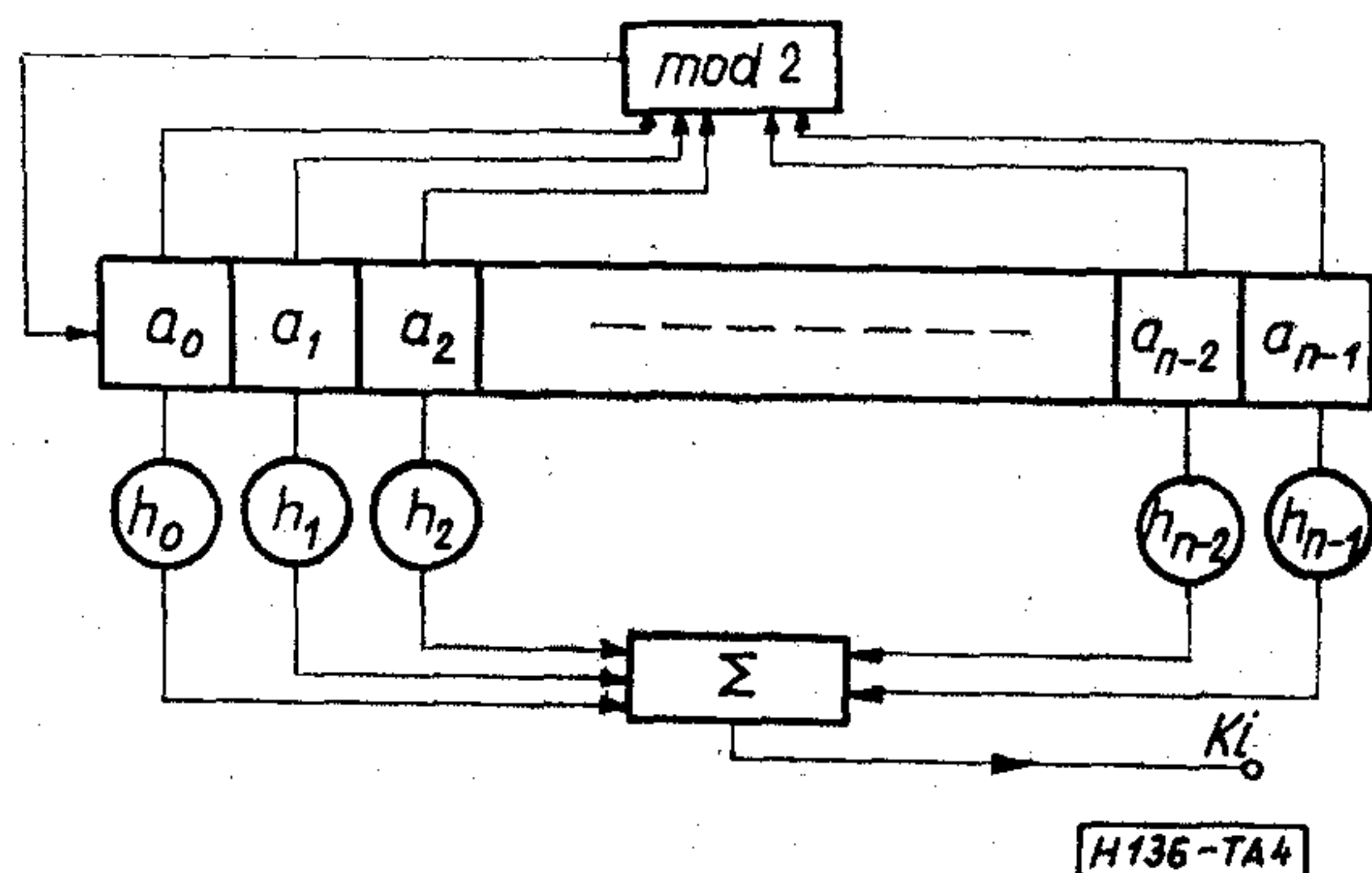
Tehát az analóg álvéletlen jelsorozat úgy áll elő, hogy a léptetőregiszter párhuzamos bináris jelsorozatának bitjeit súlyozó koefficiensekkel megszorozzuk, majd összeadjuk.

Attól függően, hogy a h_k súlyozó együtthatók egymáshoz viszonyítva milyen értéket vesznek fel, beszélünk:

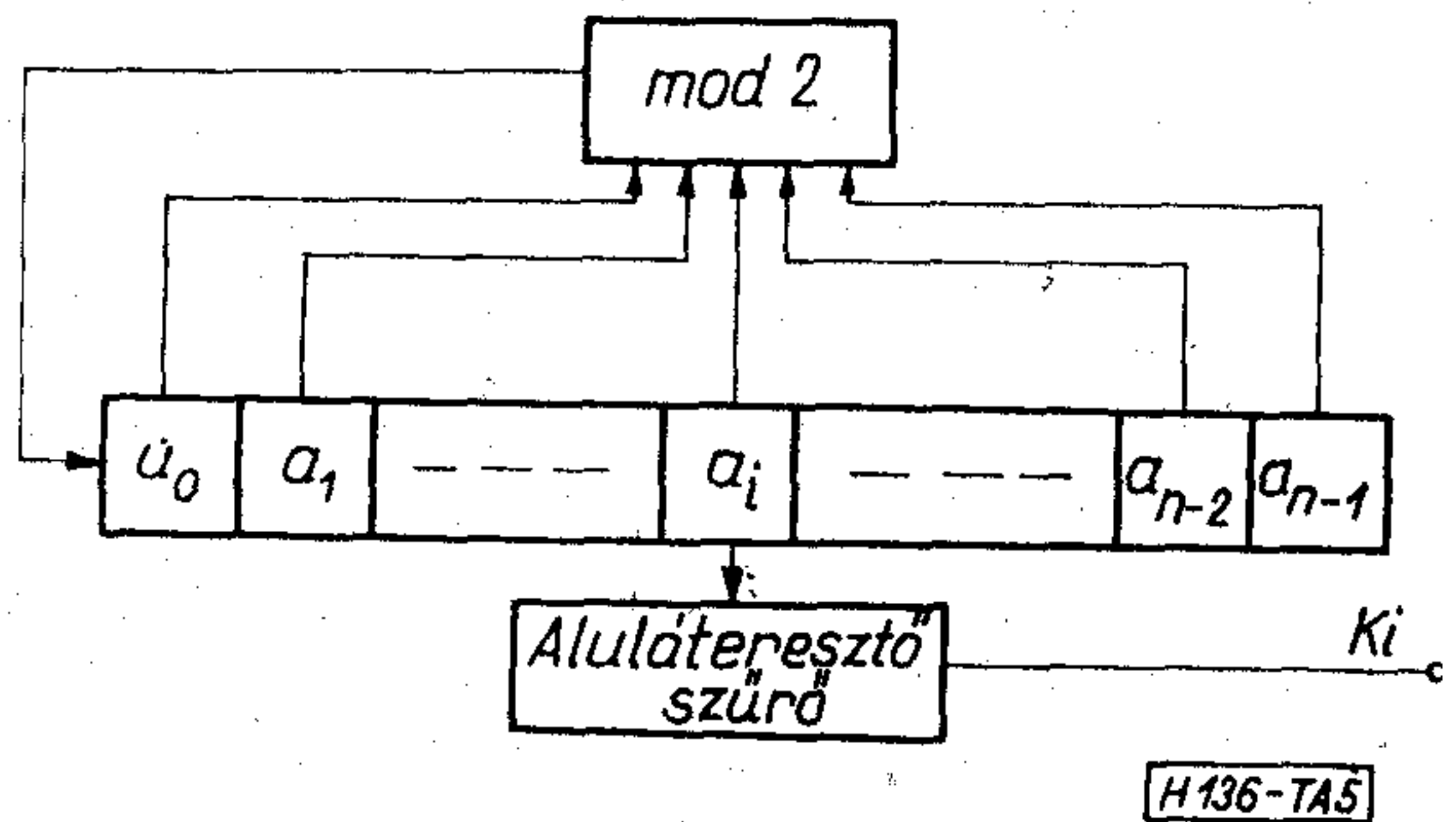
- egyenlő súlyozás esetéről,
- egyenlőtlen súlyozás esetéről.



3. ábra. Álvéletlen analóg jel előállítása kaszkádba kapcsolt bistabil multivibrátorokkal



4. ábra. Bináris álvéletlen jel párhuzamos átalakítása



5. ábra. Bináris álvéletlen jel soros átalakítása

A súlyozó tényezők és a léptető-regiszter hosszának megfelelő megválasztásával az eredményül kapott diszkrét eloszlású analóg álvéletlen jelsorozat igen jó valószínűséggel a normális eloszlást közelíti meg.

3. Analóg álvéletlen jel előállítása a léptető-regiszter generátor által előállított bináris jel soros átalakításával

A soros átalakítás elvi tömbvázlatát az 5. ábra mutatja.

A generátor tervezésekor két egymással ellentétes hatást kell figyelembe venni. Tekintsük a generátor kimenő jelének feszültségszintjeit a különböző ütem-

idő intervallumokban független valószínűségi változóknak. Az aluláteresztő szűrő a kimeneti jelet integrálja. A központi határeloszlás tétel értelmében a szűrő határfrekvenciájának csökkentésével kimeneti jelének eloszlása egyre jobban közelít a normális eloszláshoz. Ezzel azonban egyre inkább csak a kisfrekvenciás komponenseket engedjük át. Márpedig az álvéletlen bináris jelnek éppen kisfrekvenciás összetevőinél található aszimmetria. Ugyanis a jel tartalmazza az 111...1 csak 1-est tartalmazó sorozatot, de nem tartalmazza a 000...0 csak 0-kat tartalmazó sorozatot. Ez az aszimmetria annál inkább kifejezésre jut, minél nagyobb az aluláteresztő szűrő időállandója.

A két jelenség együttes hatása azt eredményezi, hogy van egy optimális arány az óraimpulzus periódusideje (T_0) és a szűrő időállandója (T) között.

Elvi számítások és a mérések azt igazolják, hogy $T/T_0=20$ -nál az analóg jel jól közelíti a normális eloszlást.

Álvéletlen jelgenerátor alkalmazásai

Az adatátvitelben, akusztikában, rádiócsillagászatban, a híradástechnika legkülönbözőbb területein, mechanikai rezgésvizsgálatoknál és minden olyan területen, ahol véletlenszerű folyamatok korrelációanalízise szükséges, kiválóan alkalmazhatók az álvéletlen digitális zajgenerátorok.

Az alkalmazások sokfélesége közül talán kiemelni az adatátviteli méréseknél való jelentőségét.

Hibastatisztikai mérésekhez olyan etalon adatjelgenerátorra van szükség, amely sztochasztikus jellegű, de ugyanakkor a jelsorozat jól kiértékelhető.

E követelményeknek nagymértékben eleget tesz a léptető-regiszter generátor által előállított bináris álvéletlen jelsorozat.

Adatátviteli rendszerek mérése kétféleképpen történhet:

- hurokban,
- irányban.

Hurokban történő mérés tömbvázlatát mutatja a 6. ábra.

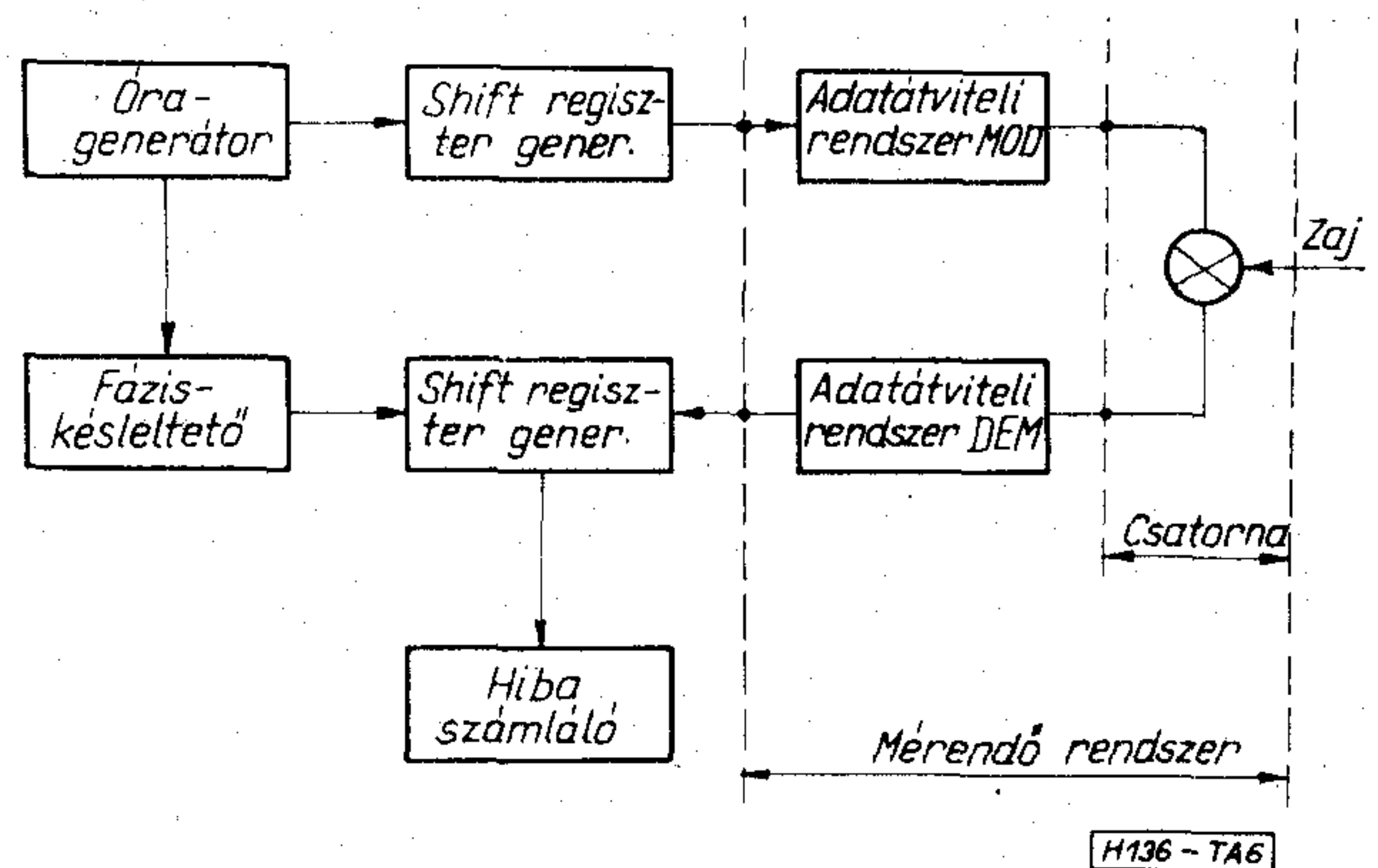
A léptető-regiszter generátor által előállított álvéletlen bináris jelet a mérendő adatátviteli rendszerre adva, majd csatornán keresztül engedve (mely lehet telefon vagy rádiócsatorna) az adatátviteli rendszer vevőrésze veszi az adatjelet megfelelő zajterheléssel. Az óragenerátor megfelelő késleltetésű jellel vezérelve a léptető-regiszter generátort, a csatorna és a berendezések zaja által előálló hiba detektálható.

Irányban történő mérés tömbvázlatát mutatja a 7. ábra.

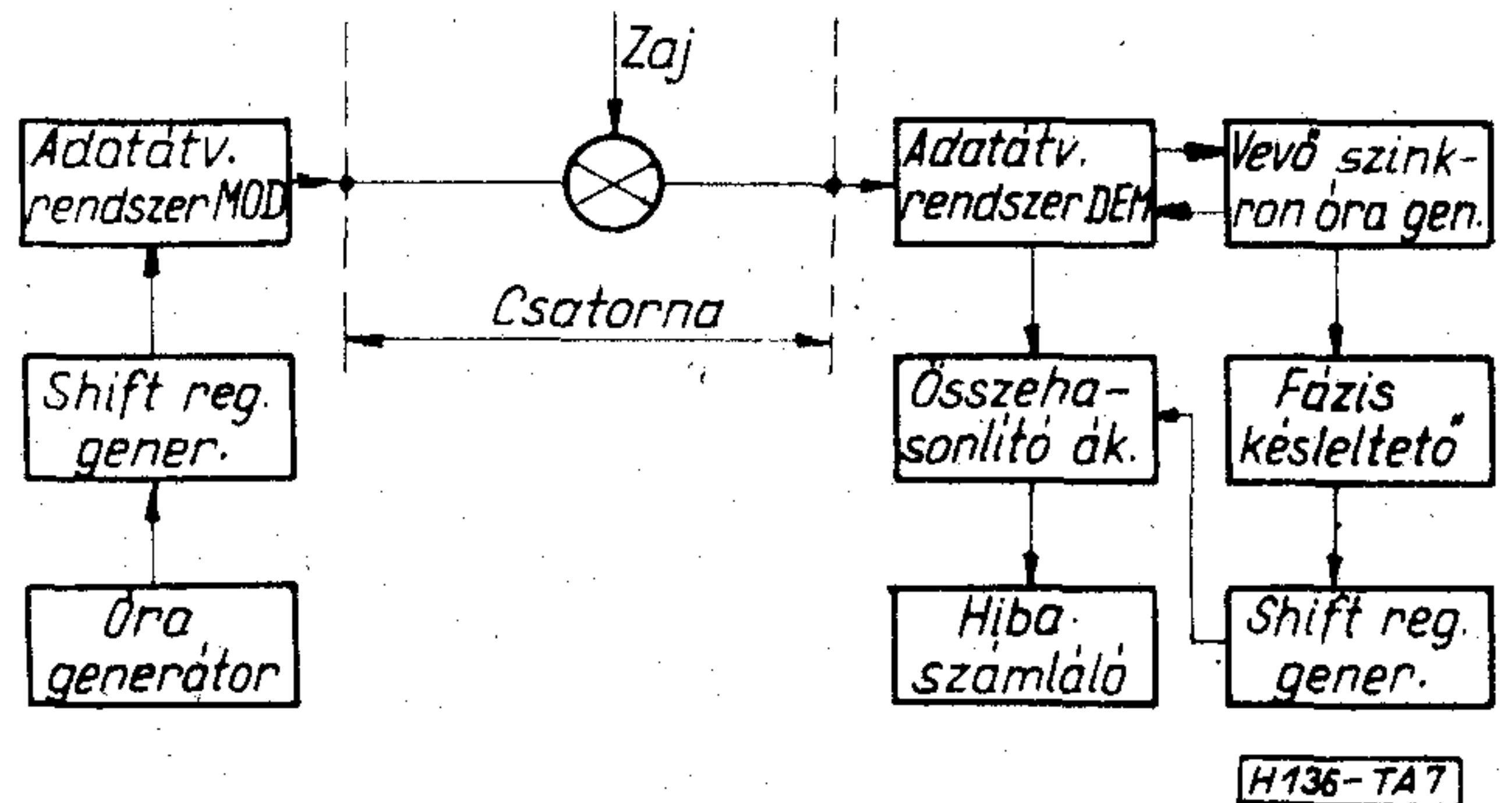
Az adóoldali adatátviteli rendszer léptető-regiszter generátora által előállított bináris jelsorozatot a vevőoldali adatátviteli rendszer zajjal terhelve veszi. A vevő szinkron óragenerátorát megfelelően késleltetve és ezzel egy második szinkron működő léptető-regiszter generátort vezérelve a hibadetektálás elvégezhető.

Ezek alapján meg kell határozni:

- hibaközi intervallumok hosszának eloszlását,
- a hibacsomók hosszának eloszlását,



6. ábra. Adatátviteli rendszer hurokban történő mérése



7. ábra. Adatátviteli rendszer irányban történő mérése

- hibás blokkok arányát adott blokkhossz esetén,
- hibák átlagos számát hibás blokkonként,
- átlagos elemi jel hibaarányt.

Ezenfelül előnyösen felhasználható az analóg álvéletlen jelsorozat is, segítségével Gauss-amplitúdóeloszlású zajterhelést állíthatunk elő, amely alkalmas az információátvivő rendszer zajvédetségének mérése.

Következtetések

A digitális elven működő bináris és analóg álvéletlen jelgenerátor megfelelően beállítható spektrumú jelsorozatokat szolgáltat. Az órafrekvencia változtatásával egy ciklus ideje széles határok között változtatható, a léptető-regiszter hosszának változtatásával pedig az 1-ek és 0-k variációjának számát állítjuk be.

Végül soron tehát sokoldalúan felhasználható, igen jól kézben tartható determinisztikus jelsorozatot szolgáltató zajgenerátort nyerünk.

IRODALOM

- [1] Dr. Gordos G.—Varga A.: Adatátvitel és adatfeldolgozás, Egyetemi tankönyv, 1968.
- [2] Peterson, W. W.: Error correcting codes. John Wiley and Sons, Inc. New York, 1961.
- [3] Elspas, B.: The theory of autonomous linear sequential networks. IRE Transactions on Circuit Theory, 1959. márc. pp. 45—60.
- [4] Davies, W. D. T.: Generation and properties of maximum length sequences. Control. 1966. jún. pp. 302—304, 1966. júl. pp. 364—365. 1966. aug. pp. 431—433.
- [5] Davis, A. C.: Probability distribution of pseudo-random waveforms obtained from m sequences. Electronics Letters, 1967. No. 3. pp. 115—117.
- [6] Tóth Árpád: Diplomaterv, Budapesti Műszaki Egyetem 1970.

Roncsolásmentes töltőgáznyomás-mérés kész izzólámpákban

ETO: 621.326.7.032.12:531.787

Az izzólámpák jelentős részét semleges gáz töltéssel látják el. Minél nagyobb a gáz nyomása, annál kisebb a wolfrámspirál párolgása. Nem közömbös tehát, hogy ismerjük a kész lámpában levő nyomás értékét, mivel ez jelentősen befolyásolja a lámpa minőségét. A nyomás roncsolásos meghatározása a gyártásra, vagy egy lámpatételre csak statisztikus információt nyújt, hiszen a vizsgált példány a továbbiakban már nem használható fel. Az alábbiakban ismertetett módszer mind gyártásellenőrzésre, mind a kész termék minősítésére alkalmas, mivel a vizsgált lámpát semmi károsodás nem éri.

A lámpában levő gáztérrel közvetlen kapcsolat nem létesíthető, ezért a méréshez a lámpa és a gáztér valamilyen nyomásfüggő jellemzőjét kellett felhasználni. A vizsgálatok azt mutatták, hogy a gázok hővezetési és áramlási tulajdonságainak nyomásfüggése elegendően szelektív nyomásmérést tesz lehetővé.

A mérés elve

A gáztöltésű izzólámpákban a fűtött spirálról a hő sugárzással, az árambevezetőkön és a spiráltartókon keresztül vezetéssel, és a gázon keresztül vezetéssel és áramlással távozik a környezet felé. Adott lámpageometria, töltőgáz és hőmérséklet mellett a gáz által elszállított hőmennyiség csak a töltőgáz nyomásától függ.

Vizsgáljuk a gáz által elszállított hőmennyiséget. Alacsony nyomásnál, ahol a gázmolekulák szabad úthossza nagyobb, mint a spirál és a bura közötti távolság, a falhoz elszállított hőmennyiség erősen függ a gáz nyomásától, mivel növekvő nyomással egyre több molekula szállít el energiát a spirálról a falhoz. Mikor a nyomás olyan nagy, hogy a szabad úthossz kisebbé válik a spirál–fal távolságnál, a hővezetés nyomásfüggése egyre kisebbé válik, mivel a molekulák csak több egymással való ütközés után adják át energiájukat a falnak. Nemesgázok hővezetőképességének nyomásfüggése atmoszferikus nyomás fölött már elhanyagolhatóvá válik. A fent leírt nyomástartományban dolgoznak a Piráni típusú nyomásmérők.

A fűtött spirál körüli gáztér hőmérséklete térben nem egyenletes, így a sűrűsége sem. A sűrűségkülönbség felhajtóerőt hoz létre. Kis nyomásokon a gáz kis átlagsűrűsége miatt ez a felhajtóerő kicsi, hatása elhanyagolható. Nagyobb nyomásoknál jelentősége megnő, a lámpán belül gázáramlás indul meg, amely növekvő nyomással egyre erőteljesebb. Az áramlás a nyomás növekedésével először lamináris, majd átmeneti illetve turbulens lesz. A gáz

viszkozitása miatt a spirál körül mindig lesz lamináris zóna, úgynevezett határreteg alakul ki. Ez jól látszik az 1. ábrán bemutatott Schlieren-felvételen. Az áramlási sebesség növekedésével a gáz által elszállított hőmennyiség egyre nagyobb lesz.

A lámpán belüli viszonyok kvantitatív vizsgálata nagyon nehéz. Parciális differenciálegyenlet-rendszer kell megoldani bonyolult határfeltételekkel. A differenciálegyenlet-rendszerből leszarmaztatott hasonlósági kritériumok alapján viszont becslést tehetünk a nyomásfüggésre ott, ahol már áramlás is van a lámpában. A hőátadásra jellemző Nu , Nusselt-szám felírható mint a szabad áramlásra jellemző Gr , Grashoff-szám és a gázra jellemző Pr , Prandtl-szám függvénye:

$$Nu = f(Gr \cdot Pr)$$

$$Nu = \alpha \cdot d / k$$

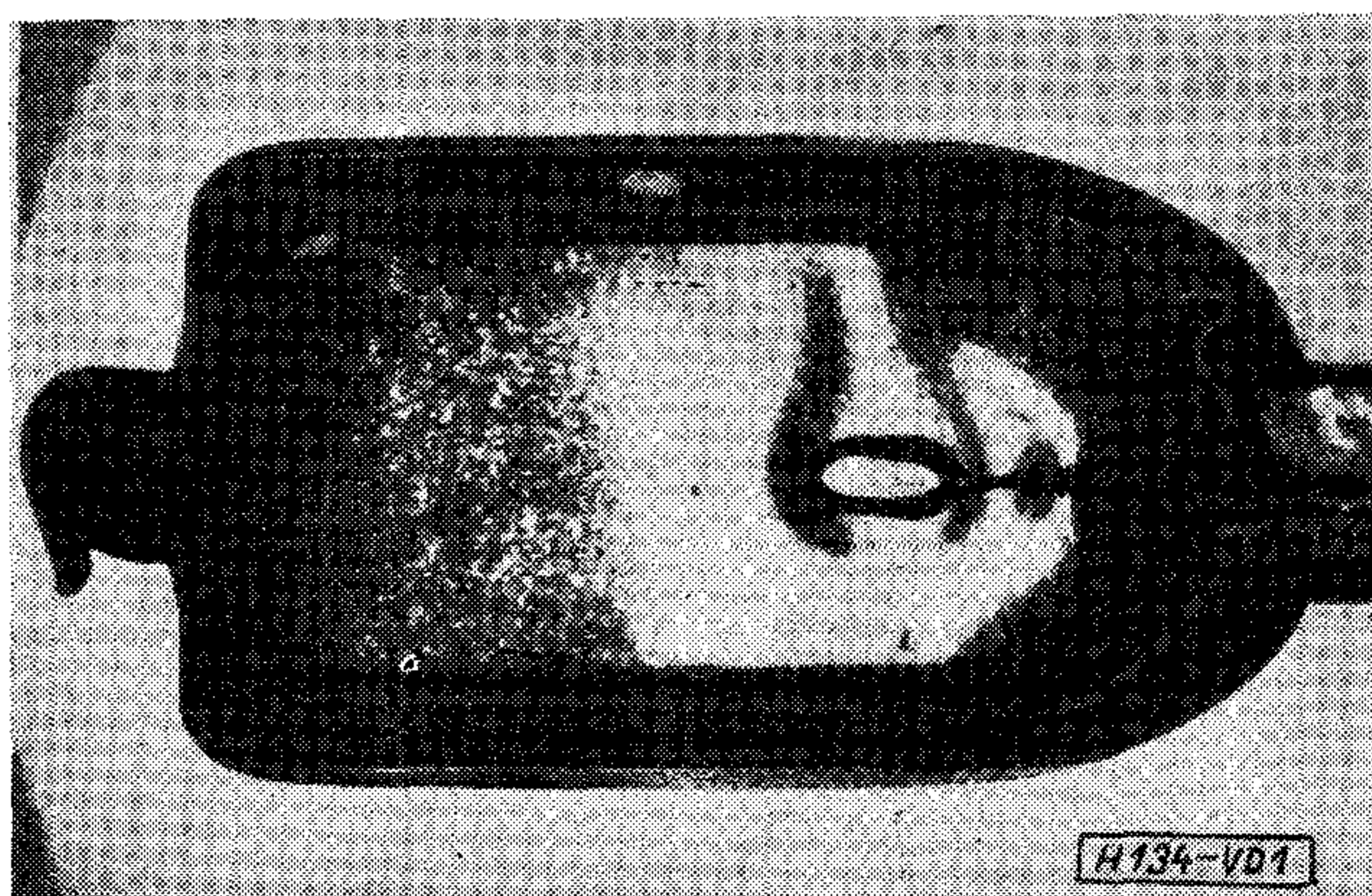
$$Gr = \beta \cdot g \cdot \Delta T \cdot d^3 \cdot \rho^2 / \eta^2$$

$$Pr = \eta \cdot c_p / k$$

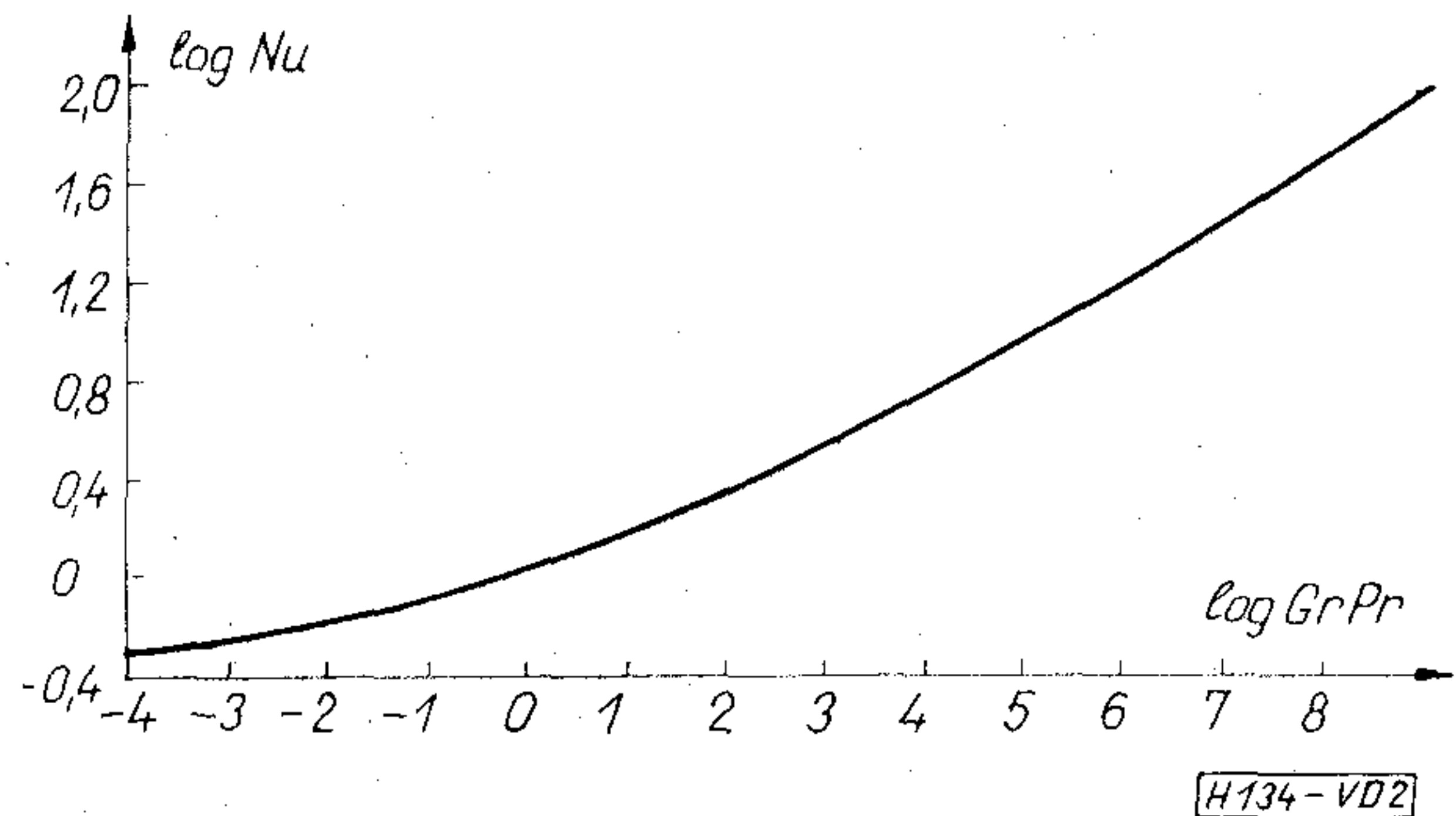
ahol α — a hőátadási tényező;
 d — a jellemző geometriai méret;
 k — a gáz hővezetési tényezője;
 β — a gáz köbös hőtágulási együtthatója;
 g — a nehézségi gyorsulás;
 ΔT — a hőmérsékletkülönbség a spirál és a fal között;
 η — a gáz viszkozitása;
 ρ — a gáz sűrűsége;
 c_p — a gáz fajhője.

Különböző alakú testekre felrajzolva a $Nu = f(Gr \cdot Pr)$ függvényt, az irodalom szerint a mért értékek jó közelítéssel a 2. ábrán látható görbére esnek.

A Grashoff-szám a sűrűség négyzetével, ez pedig a nyomással arányos, ezért adott tartományokban becsülhető a nyomásfüggés mértéke a 2. ábráról. Az $1000 < GrPr < 1\,000\,000$ tartományban a konvek-



1. ábra. Halogén vetítőlámpa Schlieren-felvétele



2. ábra. $Nu = f(Gr \cdot Pr)$ függvény vízszintes hengerre

cióval elszállított hőmennyiség $\sqrt{p}$ -vel közelítőleg arányos. A nyomás kitevője a nyomás növekedésével nő. Ezt az arányosságot a bura zavaró hatása különösen kis nyomásoknál módosítja.

A mérés módja

Az előbbieken vázolt jelenséget a lámpában való nyomásmérésre a következő módon alkalmazhatjuk:

Adott lámpatípusnál a spirált áthaladó árammal meghatározott hőmérsékletre hevítjük. A lámpa által felvett teljesítmény a lámpában levő nyomás függvényeként változni fog. A hőmérséklet megválasztásánál figyelembe kell venni, hogy a sugárzással leadott hőteljesítmény magasabb kitevő szerint változik a hőmérséklet függvényében, mint a gáz által elszállított. Ezért a mérést azon a legalacsonyabb hőmérsékleten célszerű végezni, ahol még a környezeti hőmérséklet változásának zavaró hatása még elhanyagolható. A legkedvezőbb mérési eredményeket 300–500 °C-nál kaptuk.

A spirál hőmérsékletének mérésére saját ellenállásának hőmérsékletfüggését használtuk fel. Ismeretes, hogy valamely hőmérsékleten mért ellenállás R_T jó közelítéssel számítható a szobahőmérsékleten mért R_{25} ellenállás és az α hőmérsékleti együttható segítségével.

$$R_T = R_{25} [1 + \alpha(T - 25)]$$

Ha tehát a spirált adott hőmérsékletre akarjuk melegíteni, ismerni kell a szobahőmérsékleten mért ellenállást és akkora teljesítménnyel kell fűteni, ami beállítja a T hőmérsékletnek megfelelő R_T/R_{25} ellenállásarányt.

A spirál ellenállása egyes lámpatípusoknál szobahőmérsékleten kisebb 0,1 ohmnál. Ezért a mérés módjának megválasztásánál külön problémát jelentett a csatlakozások átmeneti ellenállásának zavaró hatása. Ennek kiküszöbölésére áram-feszültségkapcsos mérést alkalmaztunk. A műveleti erősítőkkel felépített ellenállás-stabilizátor a 3. ábrán látható.

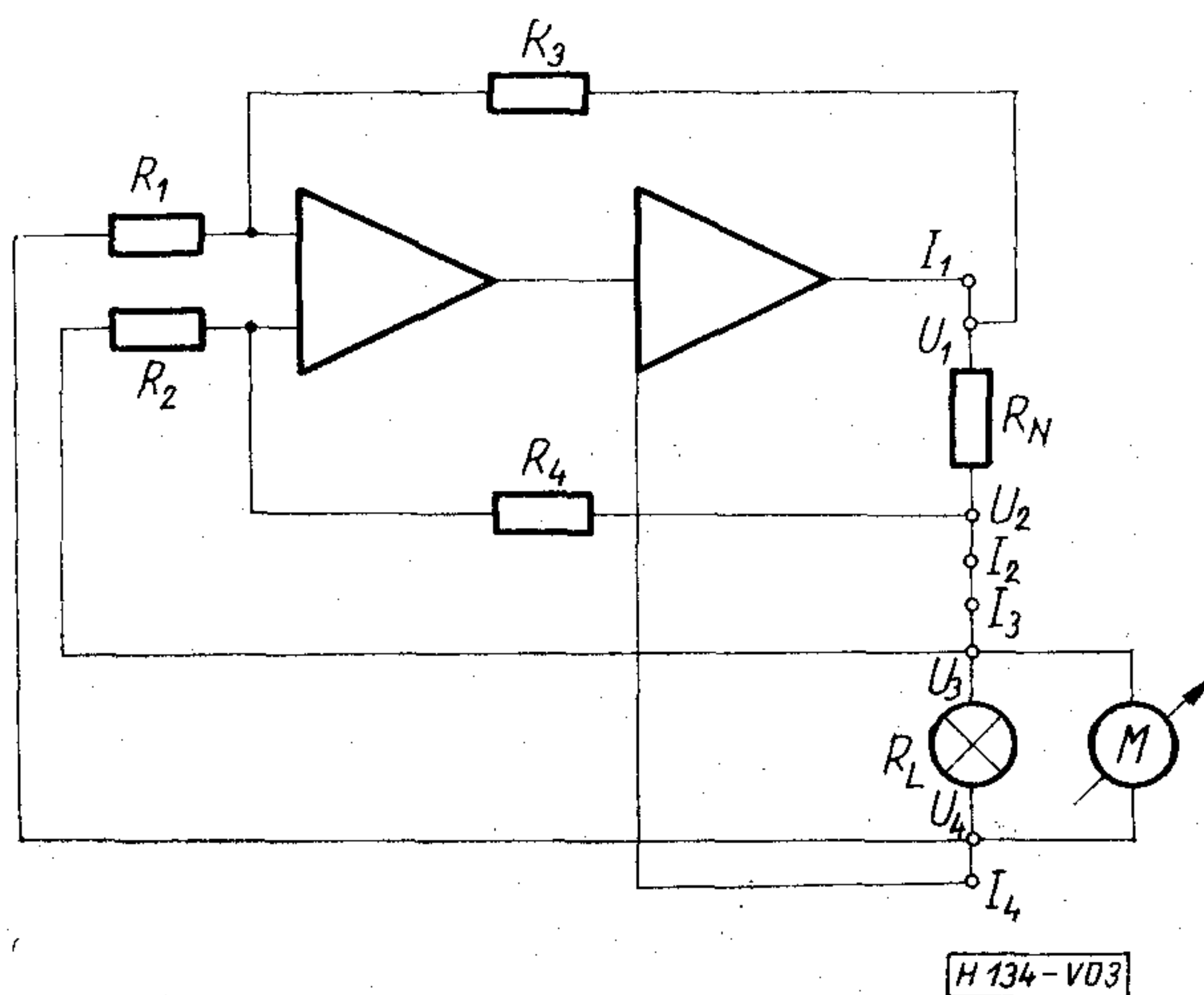
A műveleti erősítő összehasonlítja a mérendő lámpa R_L ellenállásán eső feszültséget az R_N normállenálláson eső feszültséggel, amely a lámpán átfolyó árammal arányos. Levezethető, hogy ha a kontaktusok átmeneti ellenállása, az R_N és az R_L ellenállás sokkal kisebb, mint a műveleti erősítő bemenetéhez csatlakozó ellenállások, valamint $R_4/R_2 = R_3/R_1$, akkor

$$R_L = R_N \cdot R_1 / R_3$$

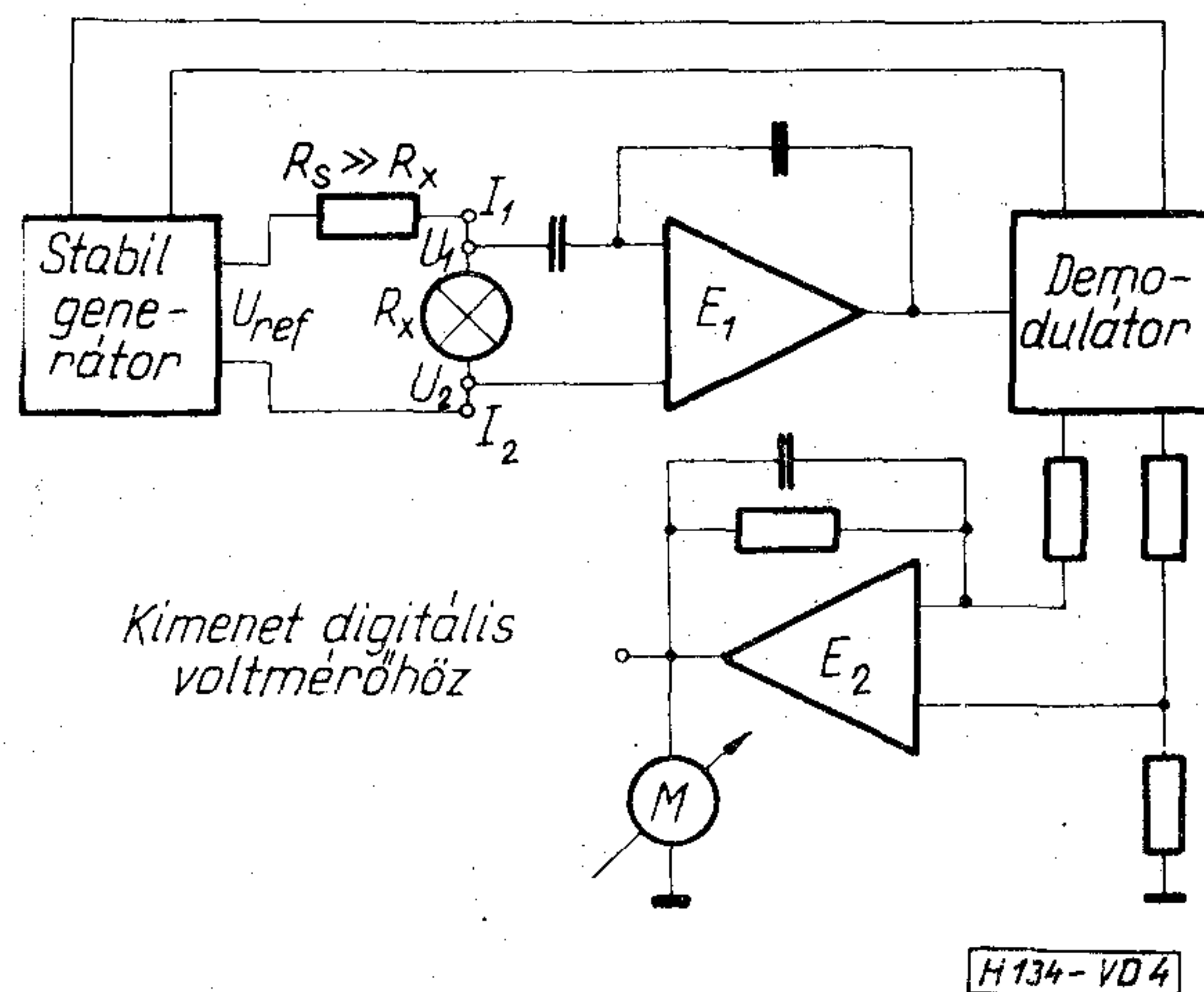
felel meg a rendszer egyensúlyi állapotának. A fenti feltételek teljesíthetők, mivel az átmeneti ellenállások ohm alatti értéken tarthatók és R_L , valamint R_N is ohm nagyságrendű, míg R_1, R_2, R_3, R_4 10–100 kohm is lehet. Ezzel a kapcsolással mind az R_N ellenállásnál, mind a lámpánál kiejthető az átmeneti ellenállások zavaró hatása.

A kapcsolat lehetőséget nyújt arra, hogy amennyiben $R_N = R_{25}$ -tel, úgy az R_1/R_3 aránnyal a kívánt R_T/R_{25} beállítható.

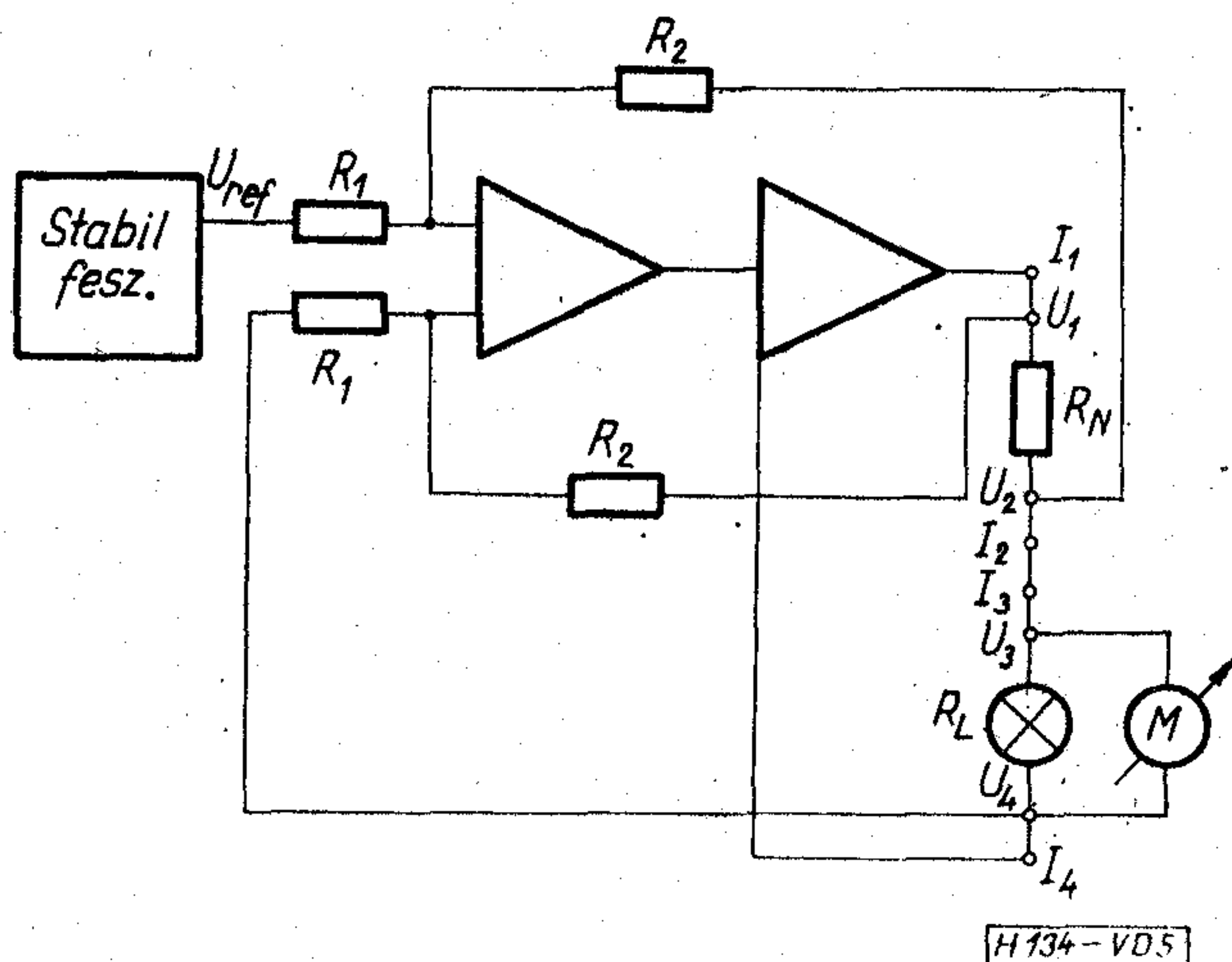
A nyomásméréshez tehát ismerni kell a lámpa szobahőmérsékleten mért ellenállását. Ennek mérése csak nagyon kis teljesítménnyel végezhető a wolfrám ellenállás nagy hőmérsékleti együtthatója miatt (egyébként a spirál fölmelegszik). A mérendő ellenállás tartománya 0,03 ohm és 100 ohm közé esik. A kis értékek mérése csak áram-feszültségkapcsos módszerrel végezhető az átmeneti ellenállások miatt. A kis ellenállás és a kis megengedhető teljesítmény miatt kicsi a mérőfeszültség, ezért egyenáramú mérésnél a termofeszültségek meghamisítják a mérést. Ezért olyan hidegellenállás-mérőt készítettünk, amely 100 mikrovoltnál kisebb mérőfeszültséggel dolgozik. Elvi kapcsolási rajza a 4. ábrán látható.



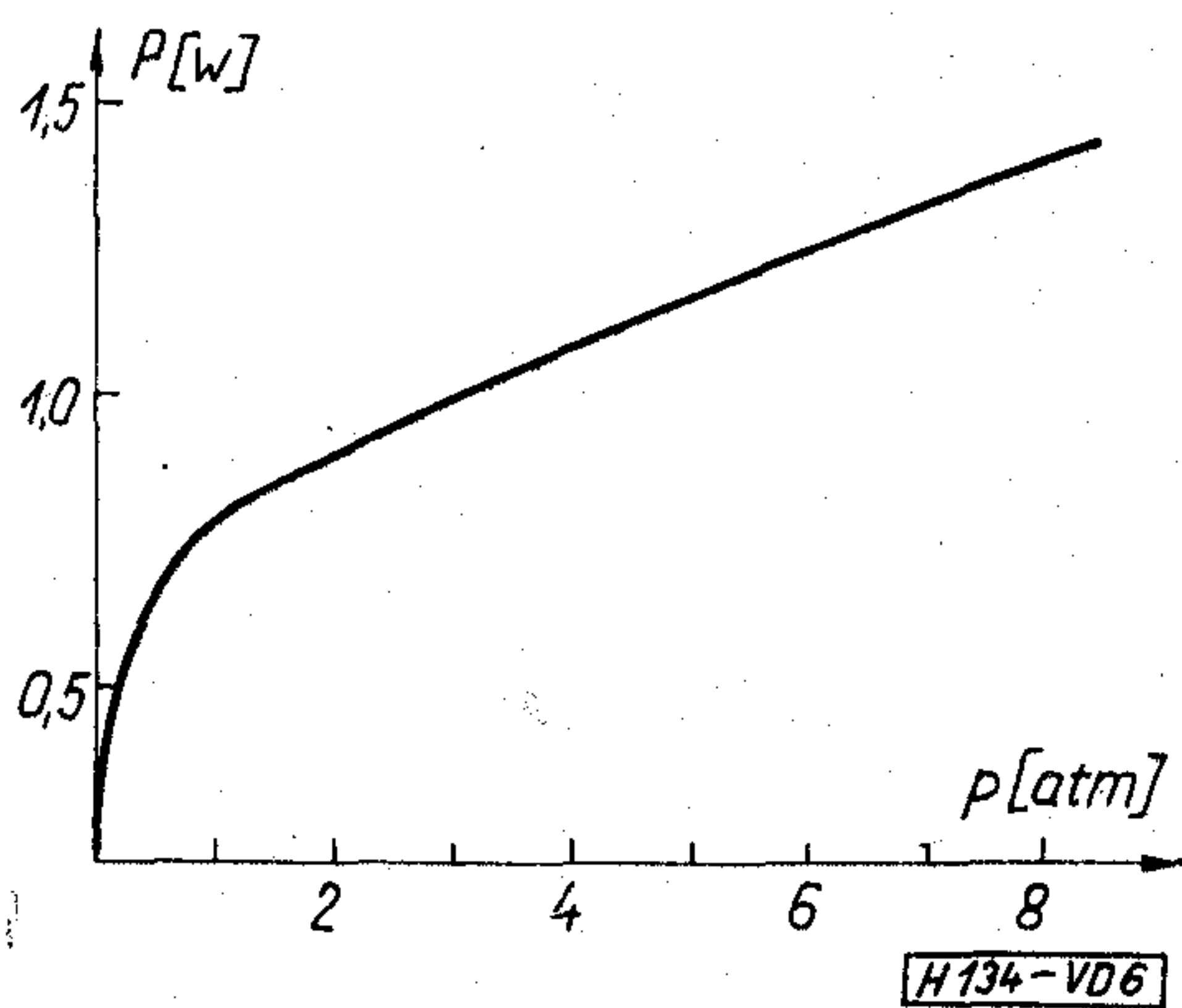
3. ábra. Ellenállás-stabilizátor, mint állandó hőmérsékletű nyomásmérő



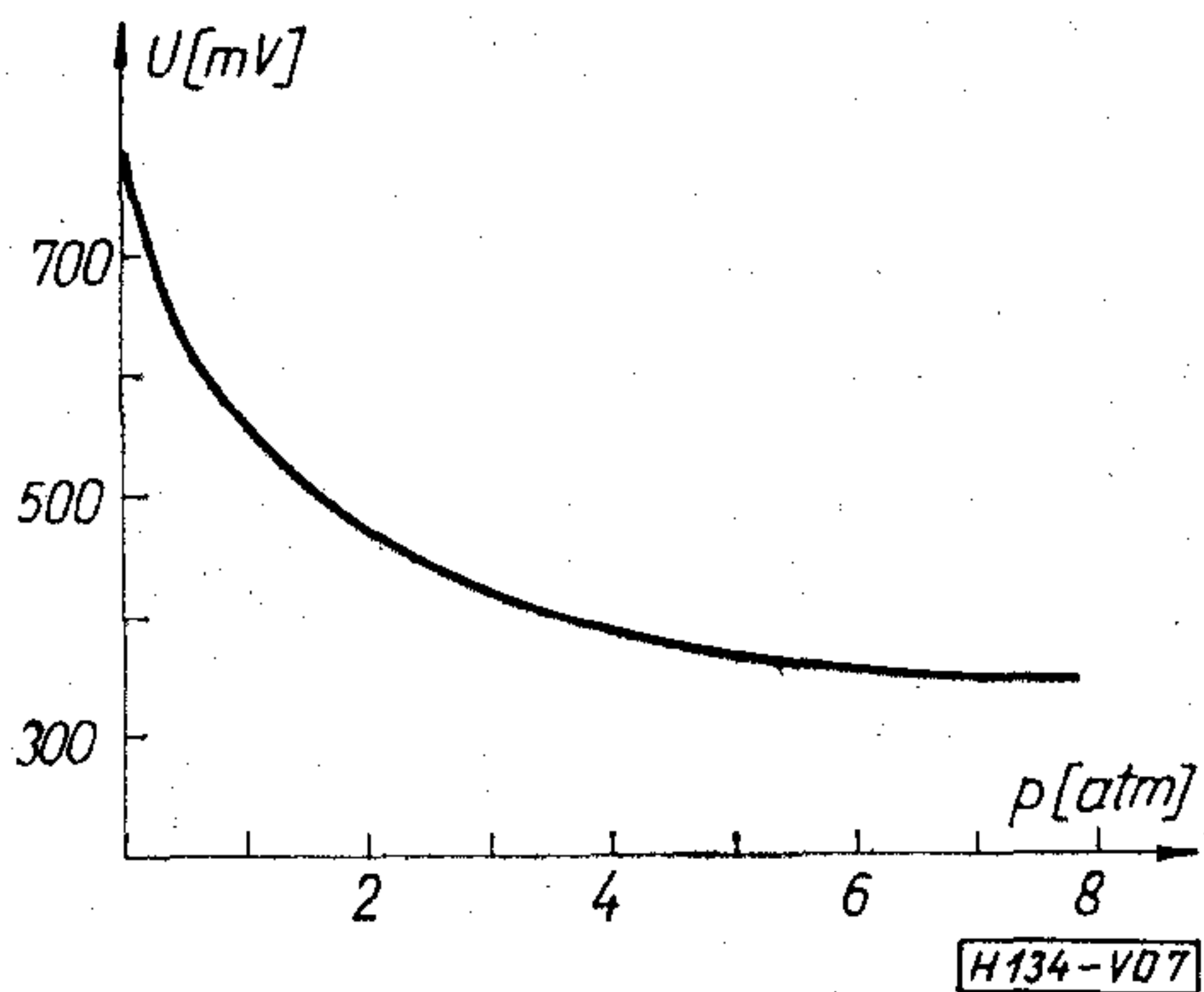
4. ábra. Hidegellenállás-mérő elvi rajza



5. ábra. Állandó áramú nyomásmérő



6. ábra. Halogén vetítőlámpa nyomáskalibrációja állandó hőmérsékleten



7. ábra. Halogén vetítőlámpa nyomáskalibrációja állandó áramon

A stabilizált generátor stabil amplitúdójú négy-
szögfeszültséget állít elő, amelyből az R_S ellenállás,
amely sokkal nagyobb, mint a mérendő R_X ellenállás,

stabil áramot állít elő. Ez az áram a mérendő ellen-
állás árambevezetőire csatlakozik. A feszültség-
csatlakozókon megjelenő 100 mikrovoltnál kisebb
feszültséget, amely a mérendő ellenállással arányos
az E_1 műveleti erősítő erősíti fel. Fázisérzékeny
egyenirányítás után az E_2 műveleti erősítő egyen-
áramú erősítést és szűrést végez és a kimenetén meg-
jelenő feszültség jut az M műszerre és a szükség
esetén a műszerhez kapcsolt regisztrálóra, vagy
digitális voltmérőre. A műszer 0,2% reprodukálható-
ságú mérést tesz lehetővé digitális voltmérővel.

Az állandó hőmérsékleten végzett nyomásméréshez
képest viszonylag egyszerűbb kapcsolást eredményez
az állandó árammal történő mérés. Ebben az esetben
a nyomás növekedésével a spirál hőmérséklete egyre
alacsonyabb lesz, így a wolfrám pozitív hőmérsék-
leti együtthatója miatt a rajta mért feszültség csök-
ken. Az állandó áramú nyomásmérő elvi rajzát az 5.
ábra mutatja.

Az áramkör

$$I = U_{\text{ref}} \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_N}$$

nagyságú áramot hajt át az R_L ellenállású lámpán.
Az M műszer, amely a lámpa kapcsain megjelenő
feszültséget méri, adott lámpatípusnál nyomásban
kalibrálható.

Hitelesítés

A mérés elvéből következik, hogy a lámpageomet-
ria befolyásolja a mérést, ezért a műszert lámpa-
típusonként kalibrálni kell. Ez legegyszerűbben
különböző nyomású lámpák lemérésével, majd a
lámpák feltörésével történhet.

Egy állandó hőmérsékletű nyomásmérőhöz készült
kalibrációs görbét a 6. ábra, egy állandó áramú
nyomásmérőhöz készültet a 7. ábra mutat.

A mérés pontosságát befolyásolja a lámpa-
paraméterek szórása. A mérések szerint kb. $\pm 5\%$ -os
mérési bizonytalanság érhető el, ami a problémát
tekintve kielégítő. Az elvet természetesen egyéb
rendszerekben való nyomásmérésre is ki lehet ter-
jeszteni. Erre a célra készített mérőfejjel a pontosság
fokozható.

I R O D A L O M

McAdam W. H.: Heat transmission. McGraw Hill.

Mihejev M. A.: A hőátadás gyakorlati számításának alapjai.

Heijne L., Vink A. T.: Philips Technische Rundschau J.
30. N. 6/7. 1969/70. p. 171—174.

The application of linear microcircuits. SGS. 1969. jún.

Új mérési módszer és műszer félvezető diódák karakterisztika eltérésének közvetlen mérésére

ETO: 621.317.61:621.382.2.012

Gyűrűs modulátor, függvénygenerátor és egyéb hullámforma átalakító áramkörökben azonos feszültség-áram karakterisztikájú diódákra van szükség. A különböző félvezető gyártó cégek más és más módon definiálják a karakterisztikaeltérést: adott diódaáramnál a diódafeszültségek különbségének abszolút értéke (vagy annak relatív értéke); a feszültségkülönbség maximuma egy áramtartományon belül; vivőelnyomás értéke Ring modulátor kapcsolásban. Ezen jellemzők megadása általában nem ad elegendő információt egy adott tartományon belüli karakterisztikaeltérésről, illetve nehézkesen végezhető el a kellő pontosságú mérés.

Két diódakarakterisztika (1a ábra) eltérésére nem csak egy-egy pontban, hanem egy egész áram (vagy feszültség) tartományban jellemző mértéket kaphatunk a következő gondolatmenettel:

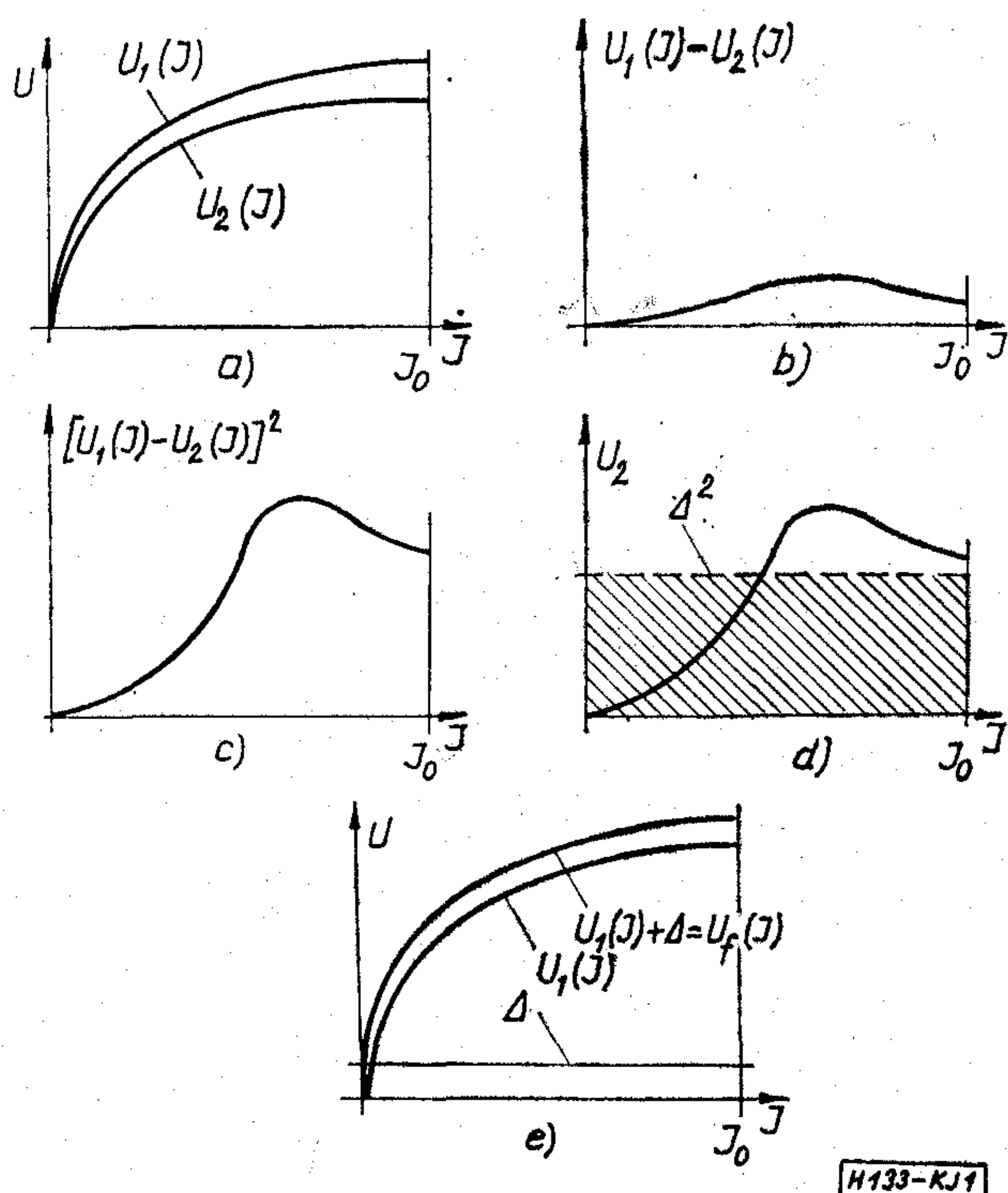
Képezzük a két karakterisztika pontonkénti különbségét (1b ábra), majd pedig e függvény négyzetét (1c ábra). A négyzetfüggvény mindig pozitív előjelű, még ha a különbségi függvény előjelet vált is. A négyzetre emelés miatt a nagyobb különbségek nagyobb súlyozást kapnak, mint a kisebbek, így az eredményben is nagyobb mértékben szerepelnek. Az 1d ábrán e függvény terület szerinti átlagát képeztük, amelyet Δ^2 -nek nevezünk. Az így bevezetett Δ mennyiség tehát a két karakterisztikának négyzetes átlageltérését jellemzi, dimenziója pedig az 1e ábra szerint feszültség. Ha a karakterisztikákat 0 és I_0 diódaáram közötti tartományban vizsgáljuk, Δ pontos definíciója

$$\Delta = \sqrt{\frac{1}{I_0} \int_0^{I_0} [U_1(I) - U_2(I)]^2 dI}.$$

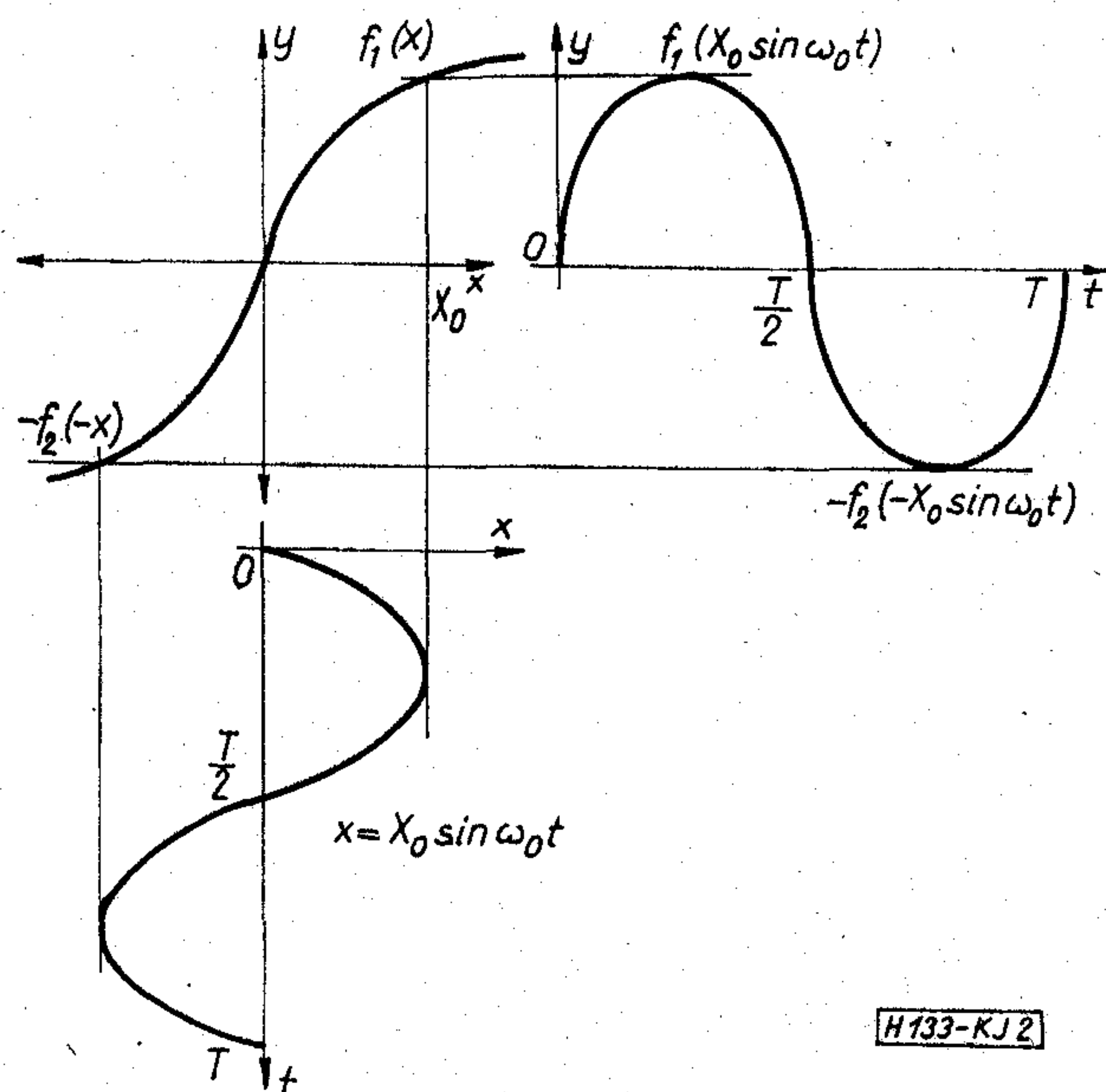
A Δ karakterisztikaeltérés elvileg többféleképpen mérhető ill. számítható. Egy lehetséges mérési módszer a következő:

A két vizsgálandó diódát kapcsoljuk párhuzamosan ellentétes polaritással, akkor az eredő feszültség-áram karakterisztika (általában az $y-x$ karakterisztika) a 2. ábra szerint alakul (a diódák zárótartományában folyó visszáramot elhanyagoljuk).

Változtassuk az x független változó értékét x_0 amplitúdóval, ω_0 frekvenciával időben szinuszos jelleggel. Ha a két karakterisztika ideálisan azonos lenne, az eredő karakterisztika páratlan függvényt adna. E páratlan függvényt szinuszosan gerjesztve az y függő változó időfüggvénye kizárólag páratlan



1. ábra



2. ábra

felharmonikusokat tartalmazna. A karakterisztikák különbözősége esetén a függvény nem pontosan páratlan jellegű, tehát y időfüggvénye páros felharmonikusokat is tartalmaz. A karakterisztika valós függvénye miatt könnyen belátható, hogy e felharmonikusok fázisszöge csak 0 vagy π lehet.

A karakterisztikák eltérése és a felharmonikus-tartalom közötti összefüggés részletes matematikai vizsgálata azt az eredményt adja, hogy az előbb bevezetett Δ négyzetes átlageltérés és például a második, negyedik, hatodik felharmonikus amplitúdó (C_2 , C_4 ill. C_6) közötti kapcsolat másodfokú polinom jellegű:

$$\Delta = a_1 \cdot C_2^2 + a_2 \cdot C_2 \cdot C_4 + a_3 \cdot C_2 \cdot C_6 + a_4 \cdot C_4^2 + a_5 \cdot C_4 \cdot C_6 + a_6 \cdot C_6^2$$

ahol az $a_1 \dots a_6$ együtthatók valós számok.

A dióda-karakterisztikák négyzetes átlageltérését (Δ) mérő műszer blokkvázlata a 3. ábra szerinti.

Az alapgenerátor kis torzítású jele vezérli az áramgenerátort, amelynek kimeneti árama átfolyik a vizsgálandó párhuzamos diódákon. A dióda-feszültséget szelektív erősítőkre vezetjük, amelyek a második, negyedik, ill. hatodik felharmonikusra vannak hangolva. A felharmonikusok amplitúdóját csúcsértékmérő, fázisszögét (ill. előjelét) fázisérzékeny egyenirányító határozza meg. Ezen jeleket analóg aritmetika dolgozza fel, amely a megfelelő komponensek szorzatát, majd e szorzatok előjelhelyes, súlyozott összegét képezi.

A diódaáram csúcsértékét és a karakterisztikák Δ eltérését egy-egy állandómágnesű műszer jelzi ki megfelelő teljesítményerősítés után.

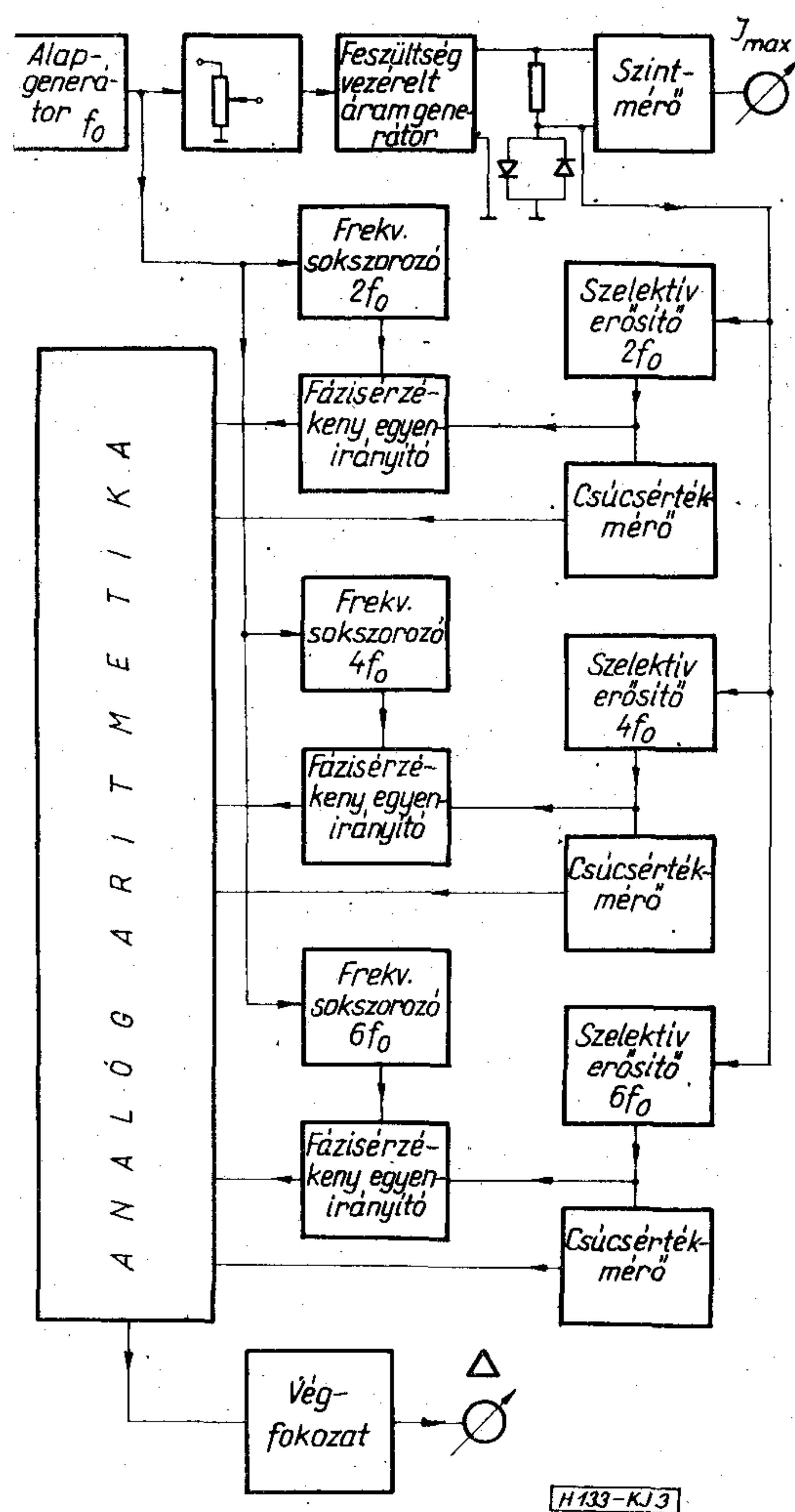
A berendezés érdeklődésre számot tartó áramkörei: a feszültségvezérelt áramgenerátor, a szelektív erősítők és az analóg szorzó.

A feszültségvezérelt áramgenerátor műveleti erősítő visszacsatolásával készül a 4. ábra szerinti elvi kapcsolásban.

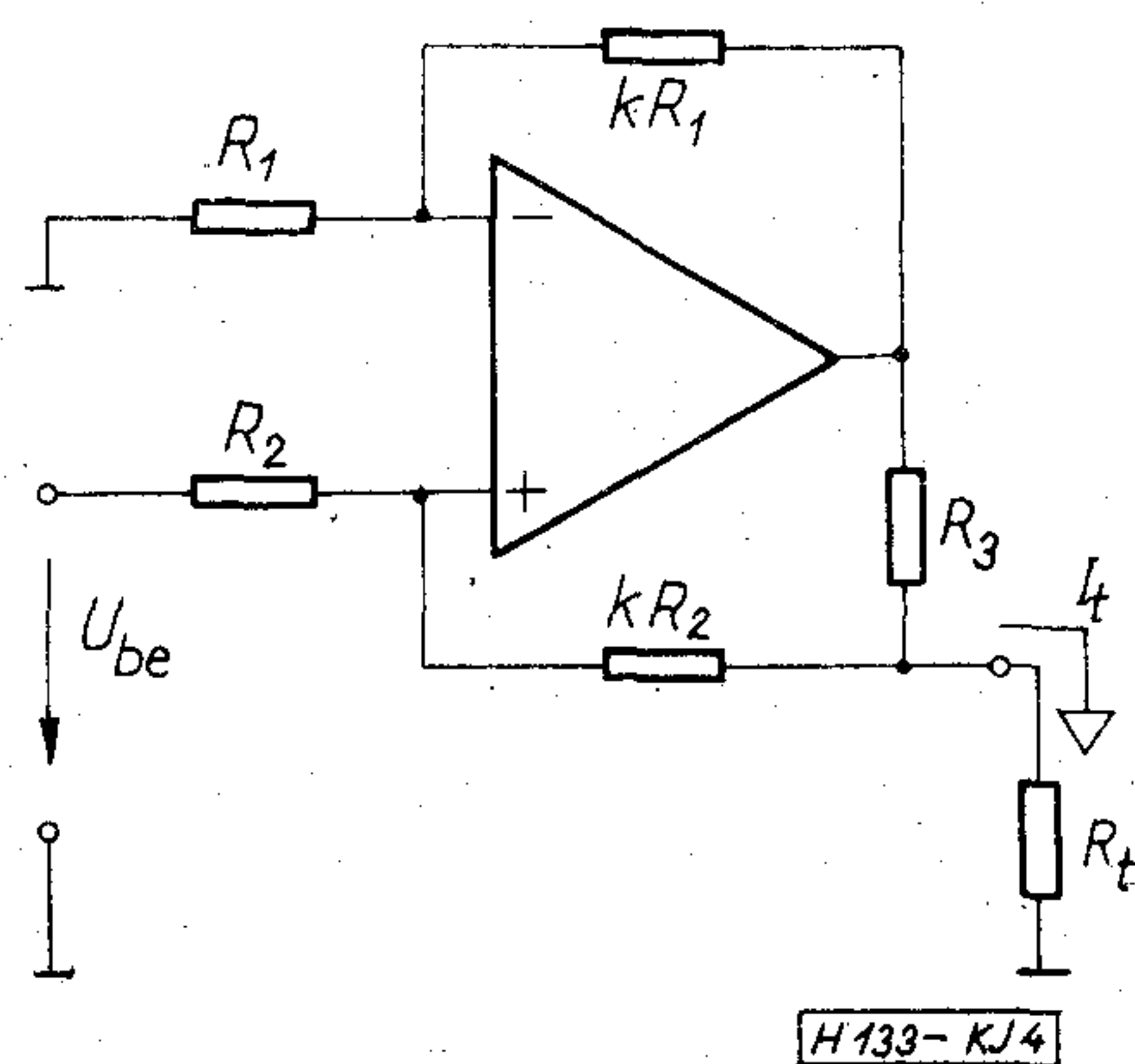
Ezen áramkör alkalmas arra, hogy egyik pólusán földelt terhelésen nagy generátorellenállással áramot hajtson át. A részletes vizsgálat azt is kimutatja, hogy a generátorellenállás bármelyik visszacsatoló ellenállással változtatható, sőt végtelenné és negatív(!) is tehető.

A szelektív erősítőktől 300–400 nagyságrendű jósági tényezőt kell elvárunk (a szomszédos páratlan felharmonikusok elnyomása miatt), ezért műveleti erősítőkkel felépített RC visszacsatoló hurok felhasználásával készülnek.

Analóg szorzás céljára azt a jelenséget használjuk fel, hogy a tranzisztor meredeksége kis tartományban arányos az emitterárammal. Az egyik szorzótényező mennyiséggel (egy visszacsatoló körön keresztül) a tranzisztor meredekségét arányossá téve, a másik szorzandó mennyiséggel vezérelve az erősítő kimenőjele a két jel szorzatával arányos.



3. ábra



4. ábra

A berendezés nagy előnye, hogy közvetlenül, számszerűen kijelzi a vizsgált dióda-karakterisztikák egy áramtartományon belüli eltérésének mértékét, így pl. könnyen alkalmazható az automatizált gyártási és ellenőrzési folyamat részeként.

ECR központ üzembehelyezése Várpalotán

November hó 6-án Horn Dezső, a Posta vezérigazgatója átadta a forgalomnak a várpalotai ECR—2001 típusú elektronikus vezérlésű rurál végközpontot. Az átadási ünnepségen a várpalotai Városi Tanács és a Párt-bizottság képviselői a Posta és a BHG szakemberei vettek részt. A központ átadásának különös jelentőséget adott, hogy ezzel az észak-balatoni mintahálózat kiépítésének jelentős szakasza lezárult. Ezzel a központtal valamennyi üzemi kísérletre javasolt új elektronikus központ prototípusa elkészült, és azokat a Posta elfogadta.

Közel 10 éves program keretében létesítette a Magyar Posta Veszprém—Balatonfüred környékén az észak-balatoni mintahálózatot. E hálózat volt hivatva arra, hogy a hazai ipar által gyártott új berendezéseket üzemszerűen kipróbálják, itt lehetett kipróbálni a különböző berendezések együttműködését, megszerezni az üzemeltetési tapasztalatokat és a további fejlesztéshez megismerni az üzemeltetők véleményét.

A területen a rurál hálózatok valamennyi elemét kipróbálták, elsősorban azonban az elektronikus vezérlésű crossbar központok alkalmazási kérdései tisztázódtak. A legkisebb egységű ECR—43 típusú végközponttól, a 400-as egységen keresztül, a nagy végközpontot és szektor központot is üzembe helyezik a mintahálózat kiépítésének időszaka alatt. A központok közötti együttműködés tisztázódott, és kialakult az a jelzésrendszer, amely nemcsak a rurálhálózat központjai között, hanem a távválasztó hálózattal való együttműködésre is alkalmas.

A kapcsolástechnikai prototípusokon kívül átviteltechnikai berendezéseket is kipróbáltak. A területen helyezkedik el az első POLEX—6 berendezés, amely a Posta Kísérleti Intézet és az Elektronika Ktsz közös fejlesztésének eredménye.

Újtípusú telefongyári berendezések üzemi kísérleteihez is felhasználták a hálózat egyes szakaszait.

Ugyancsak közös fejlesztés eredménye az önhordó légkábel, amely a Posta Kísérleti Intézet és a Magyar Kábel Művek munkájának eredményeképpen korszerű és gazdaságos összeköttetéseket biztosít a mintahálózat területén. Az ezekhez szükséges szerelvényeket kifejlesztésük után a Jászberényi Ktsz gyártotta le.

Végül a távválasztás általános alkalmazásához szükséges korszerű többmés távbeszélő készülékek első néhány példányát is ebben a hálózatban alkalmazták. A mintahálózat ezideig jó szolgálatot tett mind a Postának, mind az Iparnak. A terület alkalmas arra is, hogy korszerű ipari termékeinket üzem közben lehessen külföldi vásárlóknak bemutatni.

A központ átadása alkalmával a BHG, a Soproni Távvbeszélő Igazgatóság, a Postavezérigazgatóság és a Posta Kísérleti Intézet munkában résztvevő dolgozói elismerésben részesültek. Ezek közül megemlítiük Balás Árpádot, aki a mintahálózat létesítésének gondolatát sikerre vitte. A fejlesztést állandóan figyelemmel kísérte, és biztosította a postai igények bedolgozását az ipari fejlesztésbe. Az elkészült berendezések véleményezésében, továbbfejlesztésük irányvonalának kitűzésében is jelentős szerepe volt, és kidolgozta az új hálózathoz illeszkedő üzemeltetési, fenntartási rendszert.

Molnár Pál évtizedes eredményes munkásságának hatására jöttek létre az igen korszerű elektronikus vezérlésű központok. Ezek a központok működési elvükben megelőzték sok-sok világcég hasonló gyártmányait. Tarcsay László, a Soproni Postaigazgatóság Fejlesztési Osztályának vezetője vállalta az új berendezések kipróbálásával és üzemeltetésével járó többlet gondokat. Munkájának eredménye a hálózat kifogástalan üzemszerű működése. Nekik, valamint a többi résztvevő dolgozónak gratulálunk az átadás alkalmából.

KÖNYVISMERTETÉS

(Folytatás a 45. oldalról)

- 6.3. Gazdasági tervezés a jelenérték alapján
- 6.4. A gyakorlati tervezés kötöttségei
- 7. Forgalmi méretezés
 - 7.1. A hálózatok osztályozása
 - 7.2. A hálózattervezés számítási módszerei
 - 7.3. Számítógépes hálózattervezés
 - 7.4. Számkiosztás tervezése
 - 7.5. Tarifa
 - 7.6. Jelzésrendszer
 - 7.7. Hálózattervezési példa
- 8. Az átvitel tervezése
 - 8.1. Átviteli lehetőségek áttekintése
 - 8.2. Stabilitásszámítás
 - 8.3. Szintingadozások
 - 8.4. Csillapításkiosztás tervezése
 - 8.5. Zajkiosztás tervezése
 - 8.6. Futásidő-követelmények kielégítése
 - 8.7. Frekvenciastabilitási követelmények
- 9. Az üzemeltetés tervezése
 - 9.1. A megbízhatóság tervezése

- 9.2. A fenntartási szolgálat
- 9.3. Hibamegelőzés
- 9.4. Áramellátás

A fenti terjedelmes anyag rendszerezése és tárgyalásmódja igen világos, jól áttekinthető és a gyakorló mérnöki gondolkodás szerinti. Olyan adatokat tesz könnyen hozzáférhetővé, melyeket az ember könnyen elfelejt és utána csak nehezen tud ismét valahonnan előbányászni. Melegen ajánljuk minden olvasónknak, mert a híradástechnikának szinte nincs olyan területe, melyet ne érintene e munka. Sokunk számára dr. Lajtha könyve a továbbiakban már nélkülözhetetlen kézikönyv lesz.

A mű kiállítása is nagyon szép, igen jól van szerkesztve, csupán két megjegyzésünk van. Indokolatlannak tűnik egyes helyeken az ábrák keresztbe állítása, sőt a 8.37 és 8.33 ábrák kapcsolatát tekintve ez kifejezetten zavaró. Kár volt szakítani az eddigi gyakorlattal és a csoport futási időt egybeírni.

A szerző kiváló és a legmagasabb szintű elismerésre érdemes munkát végzett a könyv megírásával, de dicséret illeti a *Műszaki Könyvkiadót*, a könyv szerkesztőjét, *Illés Árpádnét* és a *Franklin Nyomdát* is jó munkájukért.

B. Gy.

Lineáris aktív hálózatok topológiai analízise

ETO: 513.83:621.372.57

A lineáris hálózatokat leíró csomóponti, illetve hurok egyenletek mátrixai és a hálózat topológiája között kölcsönös és egyértelmű kapcsolat áll fenn. A hálózat különböző paramétereinek számítása e mátrix-egyenletekben szereplő mátrixok megfelelő aldeterminánsainak kifejtésével történik. Bonyolult hálózatok esetén a nagyméretű determinánsok miatt ez a számítás igen hosszadalmas. A topológiai formulák segítségével lehetővé válik e determinánsok kiszámítása felírásuk, illetve kifejtésük nélkül. A passzív hálózatokra vonatkozó topológiai formulák a múlt század végéről, Kirchhofftól és Maxwelltől származnak. Ezeket az összefüggéseket azonban aktív hálózatokra csak az elmúlt 15 évben kezdték általánosítani. Az aktív hálózatokra vonatkozó topológiai formulák akkor a legszemléletesebbek, ha a bennük levő aktív elemeket nulloros helyettesítőképpel modellezzük. Ilyen hálózatokra vonatkozó topológiai módszert 5 éve publikáltak először [3].

1. A felhasznált jelölések a következők

A_I :	indefinit incidencia mátrix
A :	redukált incidencia mátrix
B :	hurok mátrix
T :	gráf fája
$T_{k i, j-l, m}$:	gráf k -fája melyben az i, j csomópontok valamint az l, m csomópontok külön részben vannak.
U :	ágfeszültségek oszlop vektora
U_n :	csomóponti feszültségek oszlopvektora
E_g :	az egyes ágakban levő feszültség generátorok oszlopvektora
I :	ágáramok oszlopvektora
I_g :	az egyes csomópontok és a referencia csomópont közti áramgenerátorok oszlopvektora
I_h :	hurokáramok oszlopvektora
Y :	ágadmittancia mátrix (diagonál)
Y^+ :	csomóponti admittancia mátrix
Z :	ágimpedancia mátrix (diagonál)
D :	hálózatdetermináns
$D_{i, j}$:	az i és j csomópont közötti csatolásdetermináns
M' :	M mátrix transzponáltja
n :	a hálózat csomópontjainak száma

N :	a hálózatban levő nullorok száma
a :	a hálózat ágainak száma
r :	referencia csomópont

2. A passzív hálózatokra vonatkozó topológiai tételek összefoglalása

Az alapvető topológiai, illetve gráfelméleti ismereteket feltételezzük, ezek bármely a témával foglalkozó könyv bevezető részében megtalálhatók [12, 2]. Mindössze **A** két, számunkra legfontosabb tulajdonságára emlékeztetünk.

a) **A** bármely nemszinguláris $(n-1)$ -ed rendű al-determinánsa mindig megfelel a gráf egy fájának, a kapcsolat kölcsönös és egyértelmű. A gráf egy fájához tartozó szubgráf determinánsának értéke csak ± 1 lehet.

b) $\det AA' = a$ gráf fájainak számával.

A két tétel bizonyítása közismert. Ugyancsak közismert a csomóponti, illetve a hurok egyenletek származtatása, de a teljesség kedvéért végigvezetjük a gondolatmenetet a csomóponti egyenletekre. Kiindulva Kirchhoff I. törvényéből, a csomóponti transzformációból, és az Ohm-törvényből:

$$AI = I_g \quad U = A'U_n \quad U = ZI + E_g.$$

Kifejezve I -t, $Z = Y^{-1}$ felhasználásával $I = YU - YE_g$, ezt behelyettesítve, és átrendezve kapjuk a csomóponti mátrixegyenletet:

$$(AYA')U_n = I_g + AYE_g. \quad (1)$$

Hasonló gondolatmenettel felírható a hurokmátrix egyenlet:

$$(BZB')I_h = -BE_g + BZI_g.$$

Mind a két egyenletrendszer egyértelműen jellemzi a hálózatot, de a hurokegyenlet-rendszer alkalmazása nem planár gráfokra problematikus, ezért a továbbiakban a csomóponti mátrixegyenletet fogjuk használni. Az egyszerűbb tárgyalásmód kedvéért tegyük fel, hogy a hálózat nem tartalmaz feszültséggenerátort, ekkor (1) a következő alakú:

$$(AYA')U_n = I_g. \quad (2)$$

Tételezzük fel továbbá, hogy a hálózat 3-pólus, tehát rendelkezik referencia csomóponttal — mint látni fogjuk az 5. részben ez nem jelent megszorítást, mert a nullorok bevezetésével a különbség 3 és 4-pólusok között automatikusan megszűnik —, vala-

mint korlátozzuk a tárgyalást első közelítésben a hálózat z -paramétereinek számítására (az 5. részben az univerzális paraméterek bevezetésével ez a megszorítás is megszűnik).

Feladatunk tehát z_{ij} paraméter kiszámítása, $z_{ij} = U_i/I_{gj}$, $I_{gl/l \neq i} = 0$. Mind a feszültség, mind az áram a referencia csomópontához értendő. $Z_{ij}(2)$ -ből Cramer-szabállyal számítható: $z_{ij} = D_{ij}/D$. $D_{ij} = \det(\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{A}') - \text{ből az } i. \text{ oszlop és } j. \text{ sor törlésével állítható elő, jelölése } \det(\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{A}')_{-i}^{-j}$. $D = \det(\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{A}')$ ahol a bemenet és kimenet szakadással van lezárva. Látható tehát, hogy a feladat $(\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{A}')$ és $(\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{A}')_{-i}^{-j}$ mátrix szorzatok determinánsának kiszámítása, anélkül, hogy kifejténénk őket. $(\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{A}')$ -t továbbiakban $\mathbf{Y}^+$ -al jelöljük. Belátható, hogy reciprokok hálózatokra $\mathbf{Y}^+$ a három mátrix összeszorozása nélkül azonnal felírható: diagonál elemei az egyes csomópontokba befutó admittanciák összegei pozitív előjellel, míg a nem diagonális elemek a sor és oszlop indexeknek megfelelő két csomópont között elhelyezkedő admittanciák összegei, negatív előjellel. A lineáris hálózatokra vonatkozó összes topológiai tétel a Binet—Cauchy-tételen alapszik, mely a következőt mondja ki: egy $k \times l$ méretű és egy $l \times k$ méretű mátrix szorzatának $k \times k$ méretű determinánsa egyenlő a két mátrix megfelelő helyen levő $k \times k$ méretű aldeterminánsai szorzatának összegével ($k \leq l$). A tétel bizonyítása sok helyen pl. [13]-ban is megtalálható.

A tételben szereplő feltételt $\mathbf{A}$ és $\mathbf{A}'$ definíciószerűen teljesíti, de $\mathbf{A}\mathbf{Y}$ és $\mathbf{A}'$ is, hiszen $\mathbf{A}$ az $\mathbf{A}\mathbf{Y}$ -től csak szorzótényezőként különbözik, struktúrában nem. Képezve $\mathbf{A}\mathbf{Y}$ minden $(n-1)$ -ed rendű szubmátrixát, ezek determinánsai közül csak azok nem zérus értékűek, amelyek megfelelnek egy fának. Nyilván a szubmátrix minden egyes oszlopa meg van szorozva a neki megfelelő ág admittanciájával — hiszen $\mathbf{Y}$ diagonál mátrix, — azaz a fának megfelelő szubdeterminánsok értéke (az összes y_i -t kiemelve) $\pm 1 \cdot y_i$, ahol y_i a fában szereplő i . ág admittanciája. Mivel $\mathbf{A}'\mathbf{A}$ transzponáltja, nyilván azonos aldeterminánsok lesznek zérus, $+1$, ill. -1 értékűek. Tehát $(\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{A}')$ -ban csak pozitív előjelű tagok szerepelnek. Ez minden szimmetrikus $\mathbf{Y}^+$ mátrix-szal rendelkező, azaz minden reciprokok három pólusra érvényes. Ahálózat determinánsa tehát $D = \sum_{f=1}^F \prod_{i=1}^{n-1} y_{fi}$, vagy más jelöléssel

$D = \sum_{f=1}^F y T_f$, ahol a hálózatnak megfelelő gráf összes fájának száma. A D_{ij} csatolás-determináns számítása bonyolultabb, mert a neki megfelelő $(\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{A}')_{-i}^{-j} = (\mathbf{A}_{-i}\mathbf{Y}\mathbf{A}'^{-j})$ mátrix nem szimmetrikus. Megvizsgálva először $(\mathbf{A}_i\mathbf{Y})$ -t ez $(n-2) \times a$ méretű mátrix. Az i . oszlop törlésének $U_i = 0$ felel meg, azaz az i . csomópontot az r -el összeköttöttük. $\mathbf{A}_{-i}\mathbf{Y}$ nem szinguláris $(n-2)$ -ed rendű aldeterminánsainak ennek a módosított gráfnak az $n-2$ elemű fái felelnek meg. Ugyanakkor $\mathbf{A}^{-j}$ nem szinguláris aldeterminánsainak természetesen olyan módosított gráf fái felelnek meg, amely az eredeti gráfból az i . és az r csomópontok rövidrezárásával jön létre. Az $(\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{A}')_{-i}^{-j}$ -ben természetesen csak azok a fák (ill. a nekik megfelelő determinánsok) fognak szerepelni, amelyek közösek mind a két módosított gráfban. A módszer tehát: először az i , majd a j . csomópontot az r -el összekötve,

az így módosult gráfok összes $n-2$ elemű fáját ki-keressük. Amely fák mind a két gráfban szerepelnek, azok ág-admittancia szorzatainak összege adja D_{ij} -t. A közös fák előjelei reciprokok hárompólusok esetén csak pozitívak lehetnek. Két-póluspárok esetén negatív előjelű szorzat is szerepelhet, az előjel megállapítását a 4. részben tárgyaljuk.

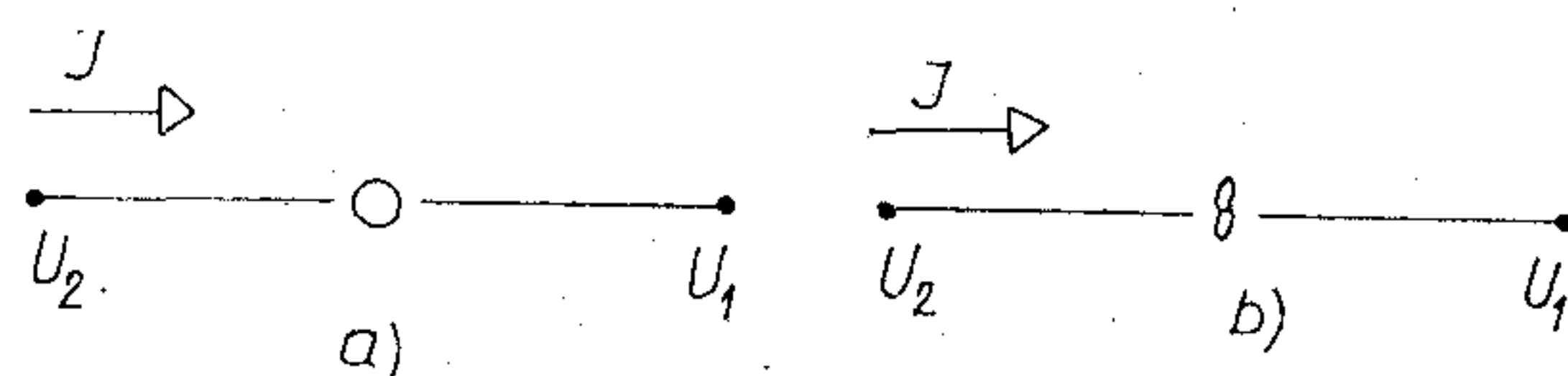
Az egységes tárgyalásmód, és az eredmény egyszerűbb megfogalmazása érdekében definiáljuk a k -fák fogalmát: egy gráf $T_{k/a,b,c-d,e,f}$ k -fáján olyan fát értünk amely n csomópont esetén $n-k$ ágat tartalmaz, (ebből következik, hogy a fa k db nem összefüggő szubgráfból áll) és a vesszővel elválasztott csomópontok külön részben helyezkednek el.

Definiáljuk az m -ed rendű k -fát ($m \leq k$) a következőképpen: $T_{k/a,b-c,d...}^m$ m -ed rendű k -fán olyan k -fán olyan k -fát értünk, melyben az indexben kiemelt, külön részben levő csomópontok közül tetszőleges m számút összekötve $(k-m)$ -fát kapunk. Visszatérve D_{ij} -ben szereplő közös fákra, ezek az eredeti gráfnak olyan fái, melyek $n-2$ ágat tartalmaznak, és akkor is fák maradnak, ha az i , vagy j . csomópontot az r -el rövidre zárjuk. Az r -ed rendű k -fa definícióját figyelembe véve az előzőekben definiált közös fák az eredeti gráf olyan első rendű 2-fái, melyekben az i és j csomópontok és az r csomópont külön részben szerepelnek. Azaz $D_{ij} = \sum_{f=1}^F y T_{f2/ij,r}^1$. A passzív hálózatokról most áttérünk az aktív hálózatok analízisére.

3. Aktív hálózatok modellezése nullorokkal

Nullátornak nevezzük a következő egyenletrendszerrel jellemezhető kétpólust: $U_2 - U_1 = 0$, $I = 0$ (1a ábra). Norátornak nevezzük a következő egyenletrendszerrel jellemezhető két-pólust: $U_2 - U_1 = \text{tetszőleges}$, $I = \text{tetszőleges}$ (1b ábra). Egy nullátor és egy norátor közös elnevezése nullor. A rövidzár, a szakadás, a nullátor és a norátor együttesen teljes rendszert alkot (2. ábra). A táblázatból látható, hogy soros nullátor-norátor szakadással, párhuzamos nullátor-norátor rövidzárral ekvivalens. A nullátor és a norátor önduális elemek. Minden aktív elem modellezhető nullorok és passzív elemek segítségével [5, 8].

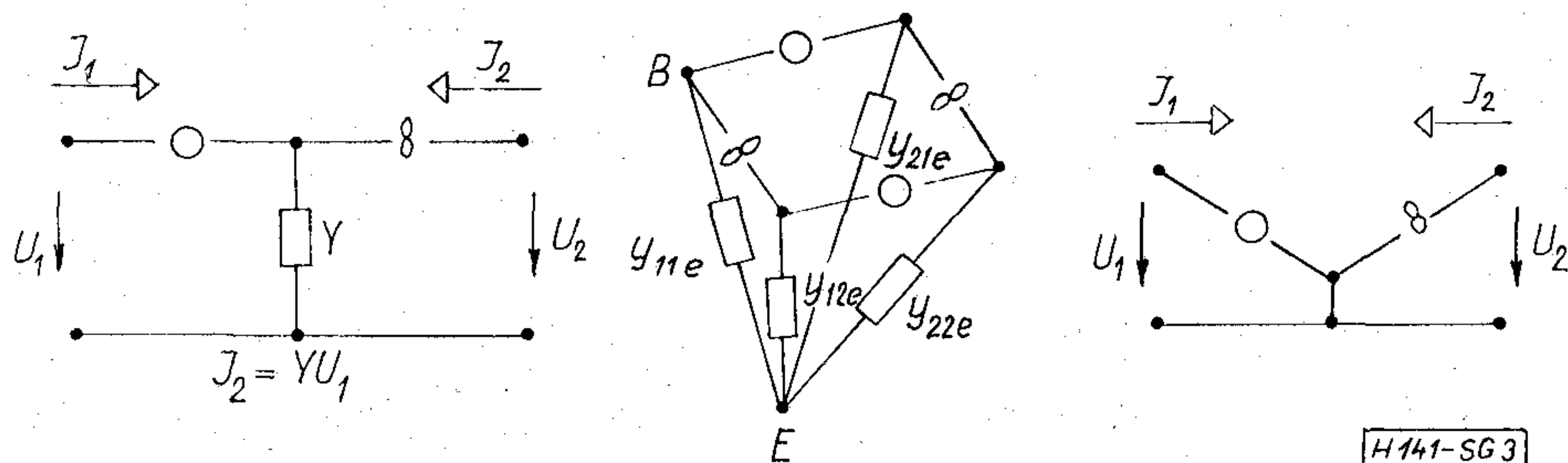
Ha a lineáris hálózatba egy nullátort helyezünk, a hálózat elveszti egy szabadságfokát, nem teljesülnek rá a Kirchoff-egyenletek. Ha egy norátort helyezünk a hálózatba, plusz egy szabadság fokot biztosít.



1. ábra

$U_2 - U_1$		tetsz.		tetsz.
J		tetsz.		

2. ábra



3. ábra

tunk, tehát egy egyensúlyi egyenlet redundáns lesz. Ha azonban párosával helyezzük a nullátorokat és norátorokat egy lineáris hálózatba, az egyensúlyi egyenletek teljesülnek, felírhatók például a csomóponti egyenletek. Ideális nullátor és norátor csak végtelen érzékenységgel (tehát gyakorlatilag nem) realizálható [7].

Példaképpen a 3a ábrán egy invertáló ideális feszültség vezérelt áramgenerátor, a 3b ábrán egy bipoláris tranzisztor y -paraméteres helyettesítő képe, és a 3c ábrán egy ideális aszimmetrikus üzemmódban használt műveleti erősítő helyettesítő képe látható.

Összefoglalva, a nullorok olyan fiktív áramköri elemek, melyekkel (passzív elemekkel együtt) minden aktív hálózat modellezhető. Előnyük, hogy a topológiai szemlélettel igen jó összhangban vannak, és a topológiai formulák nullorok alkalmazása esetén szemléletes tartalmat nyernek. Mivel a nullorok sokkal általánosabb, absztraktabb elemek a vezérelt generátoroknál, egy adott követelmény teljesítő áramkör legegyszerűbb és legáltalánosabb helyettesítő képe a nulloros. Ebből az elvi helyettesítő képből a konkrét realizálások redundáns nullorok (pl. a soros nullátor-norátor) behelyezésével adódnak [8]. Az összes publikált NIC realizálás pl. a NIC nulloros helyettesítő képéből származtatható változat.

4. Nullorokat tartalmazó aktív hálózatokra vonatkozó topológiai összefüggések

Vizsgáljuk meg, hogy mi a következménye egy passzív hálózat $\mathbf{Y}^+$ mátrixára nézve, ha a hálózat két csomópontja közé nullátort helyezünk. A két csomópont potenciálját a nullátor azonossá teszi, tehát visszagondolva a (2) egyenletre $\mathbf{Y}^+$ a két csomópontnak megfelelő oszlopát össze kell adni. Ha az egyik a referencia csomópont, akkor a másik csomópontnak megfelelő oszlopot törölni kell. Egy norátor két csomópont közé való helyezésével, a két csomópontra külön-külön nem mond semmit a csomóponti egyenlet, mert a norátor árama határozatlan. Ha azonban a két csomópontnak megfelelő sort $\mathbf{Y}^+$ -ban összeadjuk, a norátor határozatlan árama kiesik, és az egyenletrendszer megoldható. Ha az egyik csomópont a referencia csomópont, a másiknak megfelelő sort törölni kell. Tehát ha passzív hálózatba N nullort helyezünk, ez $\mathbf{Y}^+$ megfelelő N számú sorának és N számú oszlopának összevonását eredményezi. Ez nyilvánvalóan a mátrix rangját N -el csökkenti. Hasonlóan a 2. ponthoz meg kell vizsgálni, hogy a fenti műveletek hogyan vihetők át a topológiára, illetve a topológiára jellemző $\mathbf{A}$ (és $\mathbf{A}'$) mátrixra. Ha $\mathbf{Y}^+$ mátrix két sorát összeadjuk (norátor), az megfelel

az $\mathbf{Y}^+$ előtt álló $\mathbf{A}$ mátrix két sora összeadásának. Ez a módosított incidenciamátrix pedig a hálózat gráfjából a norátorok rövidre-zárásával és a nullátorok megszakításával létrejövő gráfnak felel meg. Jelölése $\mathbf{A}_\infty$. Hasonlóan $\mathbf{Y}^+$ két oszlopának összeadása, az $\mathbf{Y}^+$ után álló $\mathbf{A}'$ megfelelő két oszlopának összeadását jelenti, az ennek megfelelő gráf az eredetiből a nullátorok rövidrezárásával és a norátorok megszakításával nyerhető. Jelölése $\mathbf{A}'_0$. Ezekkel a jelölésekkel a csomóponti mátrix-egyenlet

$$(\mathbf{A}_\infty \mathbf{Y} \mathbf{A}'_0) \mathbf{U}_n = \mathbf{I}_g. \quad (3)$$

Hasonló gondolatmenettel nyerhető a hurok-egyenletrendszer mátrix-egyenlete is.

$$(\mathbf{B}_0 \mathbf{Z} \mathbf{B}'_\infty) \mathbf{I}_h = -\mathbf{E}_g. \quad (4)$$

A továbbiakban $\det(\mathbf{Y}^+)$ topológiai úton történő előállításával foglalkozunk. Az előző fejezet alapján nyilvánvaló, hogy $\mathbf{A}_\infty$ nem szinguláris $(n-N-1)$ -ed rendű szubmátrixainak megfelelnek az eredeti gráf olyan N -ed rendű $N+1$ -fái, amelyekben minden norátor két végpontja külön részgráfban van. Az N norátor rövidrezárásával ezek az $N+1$ -fák pontosan az $n-N$ csomópontú egyszerűsített gráf fái lesznek. Hasonló gondolatmenettel $\mathbf{A}'_0$ nonszinguláris szubmátrixainak megfelelnek a passzív gráf olyan N -ed rendű $N+1$ -fái, melyekben a nullátorok végpontjai külön részgráfokban vannak. A Binet–Cauchy-tétel értelmében $\det(\mathbf{A}_\infty \mathbf{Y} \mathbf{A}'_0)$ -ban az $\mathbf{A}_\infty$ és $\mathbf{A}'_0$ közös $N+1$ -fái szerepelnek csak. Tehát

$$D = \sum_{f=1}^{F_1} y T_{fN+1/A_1, A_2-B_1, B_2}^N \cap \sum_{f=1}^{F_2} y T_{fN+1/a_1, a_2-b_1, b_2}^N \quad (5)$$

A, B stb.-vel a nullátorok végpontjait, a, b stb.-vel a norátorok végpontjait jelöltük. D_{ij} számításánál $a(\mathbf{A}_\infty \mathbf{Y} \mathbf{A}'_0)$ mátrix i . oszlopát, és j . sorát még el kell hagyni. Ez ekvivalens azzal, ha az i csomópont és a referencia csomópont közé egy plusz nullátort és a j . és a referencia csomópont közé egy plusz norátort helyezünk. A hálózat így $N+1$ nullort fog tartalmazni, a determináns kiszámításában tehát $(N+1)$ -ed rendű $N+2$ -fák szerepelnek.

$$D_{ij} = \sum_{f=1}^{F_1} y T_{fN+2/i, r, -A_1, A_2}^{N+1} \cap \sum_{f=1}^{F_2} y T_{fN+2/j, r-a_1, a_2}^{N+1} \quad (6)$$

Hátra van még az egyes $N+1$, ill. $N+2$ -fák előjelének kérdése. Mint a 2. pontban említettük, az egyes fák előjele passzív esetben mindig pozitív (3-pólus esetén), mert $\mathbf{A}$ és $\mathbf{A}'$ azonos felépítésű és így a megfelelő helyen levő alldeterminánsainak előjele azonos. Nonreciprok esetben azonban $\mathbf{A}$ és $\mathbf{A}'$ nem azonos

felépítésű (Y^+ nem szimmetrikus), ezért az azonos k -fákhoz (azonos ágakat tartalmazó fák) nem azonos szubmátrix tartozik. Így a két aldetermináns ellentétes előjelű is lehet és ekkor a nekik megfelelő közös k -fa ág-admittancia szorzatának előjele negatív. Az előjelek megállapítása a Davies által javasolt fatranszformációs módszerrel történhet [3]. A módszer a következő:

Az irányított gráf k -faiban zárjuk rövidre először a norátorokat (A_∞ -nak megfelelő gráf), majd a nullátorokat (A'_0 -nak megfelelő gráf). A két gráfon (amennyiben nem azonos felépítésűek) addig hajtjuk végre az alább felsorolt elemi transzformációkat, még a két gráf teljesen azonos nem lesz. Ekkor a megfelelő két aldetermináns is azonos lesz, tehát az előjel a transzformációból kiadódó előjel lesz. A három transzformáció a következő:

1. Szimbólum csere, ez nyilván A_∞ illetve A'_0 determinánsban oszlop, ill. sorcserével jár, tehát negatív előjelet eredményez.
2. Ág irányítás csere, ez az előbbi determinánsokban egy oszlop -1 -gyel való szorzását jelenti, negatív előjelet eredményez.
3. Ág elmozdítása hurok mentén (az ág eredeti és módosított pozíciója a fa többi ágával együtt hurkot alkot). Mivel ha egy nyílfolytonos hurok ágainak megfelelő oszlopokat összeadjuk zérust kapunk, nyilván a hurkot lezáró új pozíció oszlopa a hurok többi ágainak megfelelő oszlopok alkalmas, lineáris kombinációjából előállítható. Ha az új pozíciójú ág irányítása beleillik a hurokba, az előjel negatív, ha nem pozitív, mivel egy determináns sorainak összeadása nem változtatja meg a determináns értékét.

Végeredményben

$$D = \sum_{f=1}^F (-1)^{u_f+v_f+z_f} \cdot y T_{fN+1}^N, \quad (7)$$

ahol a $\sum$ -ban a közös $N+1$ -fák szerepelnek, u, v, z jelentik az 1., 2. ill. 3. transzformációból eredő negatív előjelek számát.

$$D_{ij} = \sum_{f=1}^F (-1)^{u_f+v_f+z_f} \cdot y T_{fN+2}^{N+1}. \quad (8)$$

A jelölések a (7) egyenlet jelöléseivel azonosak.

5. Az eredmények általánosítása

Az eddigi eredményeket két szempontból kell általánosítani.

1. Az eddig nyert 3-pólusra érvényes összefüggések általánosítása 4-pólusra. A hálózatdetermináns szempontjából nyilván mindegy, hogy 3- vagy 4-pólusról van-e szó. A csatolásdetermináns 4-pólus esetén (ha i és j a két bemeneti csomópont és k és l a két kimeneti csomópont)

$$D_{kl,ij} = D_{ki} - D_{li}.$$

Passzív esetben a $D_{ki} - D_{li}$ a következő két fák összege:

$$D_{ki} - D_{li} = \sum_{f=1}^{F_1} y T_{f2/ki,j}^1 - \sum_{f=1}^{F_2} y T_{f2/li,j}^1 = \sum_{f=1}^{F_1+F_2} y T_{f2/i,j-k,l}^1. \quad (9)$$

Tehát $D_{kl,ij}$ -ben olyan elsőrendű 2-fák szerepelnek, melyekben a bemeneti csomópontpár két csomópontjának és a kimeneti kapocspár két csomópontjának külön részben kell lenni. Ez megfelel a bemenetre és a kimenetre helyezett plusz norátor-nullátor párnak. A fatranszformációból automatikusan adódnak a negatív előjelű tagok. Passzív hálózatoknál tehát a csatolásdetermináns egy nullor behelyezésével a 4. részben leírt módszerrel számítható, és ebben az esetben teljesen közömbös, hogy 3-, vagy 4-pólusról van-e szó. A fentiekből az is következik, hogy az aktív hálózatokra a 4. pontban leírt számítási módszer általános, tehát 4-pólusokra is érvényes, mivel ott nem használtuk ki, hogy a bemenetre helyezett norátoroknak és a kimenetre helyezett nullátoroknak közös pontja van.

2. Bár a Z -paraméterek ismeretében bármely egyéb pl. y -paraméter számítható, de egy y -paraméterhez az összes Z -paraméter számítása szükséges (az y -paraméterekben Δz szerepel). Bármely 4-pólus paraméter közvetlen (két determináns hányadosaként való) számítása legegyszerűbben az univerzális 4-pólus paraméterek bevezetésével válik lehetővé [1]. Mind a hat univerzális paraméternek megfelel a hálózat egy adott lezárása mellett számítható hálózat-determináns. Bármely 4-pólus paraméter két univerzális paraméter hányadosaként adódik, azaz két megfelelő lezárás mellett számított hálózat-determináns hányadosaként. A hat univerzális paraméter és a nekik megfelelő lezárások a következők:

$$\begin{aligned} G_U &= \det \begin{bmatrix} Y^+ \\ \times \\ Y^+ \end{bmatrix} & P_U &= \det \begin{bmatrix} Y^+ \\ \times \\ \end{bmatrix} & B_U &= \det \begin{bmatrix} Y^+ \\ \infty \\ \end{bmatrix} \\ F_U &= \det \begin{bmatrix} Y^+ \\ \infty \\ \end{bmatrix} & S_U &= \det \begin{bmatrix} Y^+ \\ \times \\ \end{bmatrix} & R_U &= \det \begin{bmatrix} Y^+ \\ \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

A jelölések szakadással, rövidzárral, nullátorral, vagy norrátorral lezárt be-, illetve kimeneteket szimbolizálnak. Ha a hat univerzális paraméter számítására megadjuk a topológiai formulát, akkor az összes 4-pólus paramétert meghatároztuk. Pl. a már számított $z_{ij} = B_U/G_U$, összhangban a 4. pontban leírtakkal.

A 4. és az 5. pontban leírtak alapján az egyes univerzális paraméterekre adódó topológiai összefüggések (n csomópont és N nullor esetén)

$$G_U = \sum_{f=1}^{F_1} y T_{fN+1/\infty}^N \cap \sum_{f=1}^{F_2} y T_{fN+1/0}^N$$

$$P_U = \sum_{f=1}^{F_3} y T_{fN+2/\infty}^{N+1} \cap \sum_{f=1}^{F_4} y T_{fN+2/0}^{N+1}$$

$$B_U = \sum_{f=1}^{F_5} y T_{fN+2/\infty}^{N+1} \cap \sum_{f=1}^{F_6} y T_{fN+2/0}^{N+1}$$

$$F_U = \sum_{f=1}^{F_7} y T_{fN+2/\infty}^{N+1} \cap \sum_{f=1}^{F_8} y T_{fN+2/0}^{N+1}$$

$$S_U = \sum_{f=1}^{F_9} y T_{fN+2/\infty}^{N+1} \cap \sum_{f=1}^{F_{10}} y T_{fN+2/0}^{N+1}$$

$$R_U = \sum_{f=1}^{F_{11}} y T_{fN+3/\infty}^{N+2} \cap \sum_{f=1}^{F_{12}} y T_{fN+3/0}^{N+2}$$

A képletekben $/\infty$ ill. $/0$ jelöli, hogy az összes norátor,

ill. nullátor végpontjainak külön részben kell elhelyezkednie.

Könnyen belátható, hogy

$$P_U = \sum_{f=1}^{F_3} y T_{B_U f N+2/\infty}^{N+1} \cap \sum_{f=1}^{F_3} y T_{F_U f N+2/0}^{N+1}$$

mivel a két tag bemeneti rövidzár és kimeneti szakadás mellett B_U és F_U $N+2$ -fáinak metszetét adja, ezek pedig pontosan P_U $N+2$ -fái.

Hasonló gondolatmenettel:

$$S_U = \sum_{f=1}^{F_6} y T_{B_U f N+2/0}^{N+1} \cap \sum_{f=1}^{F_7} y T_{F_U f N+2/\infty}^{N+1}$$

Tehát az összes univerzális paraméter meghatározásához összesen négyféle $(N+1)$ -ed rendű $N+2$ -fát, (B_U, F_U, S_U, P_U) , kétféle N -ed rendű $N+1$ -fát (G_U) , és kétféle $(N+2)$ -ed rendű $N+3$ -fát (S_U) kell keresni az n csomópontú, passzív ágakat tartalmazó gráfban.

6. Érzékenységek

Az egyes átviteli függvények (ill. négy pólus paraméterek) passzív elemekre vonatkozó — a vezérelt generátorok átviteli tényezői is passzív admittanciák nulloros helyettesítő kép esetén — érzékenysége a Bode-féle bilineáris tétel alapján ugyanúgy vizsgálható, mint nemtopológiai módszerek esetén. Nyilvánvaló, hogy az adott átviteli függvény nevezőjében, és számlálójában szereplő fák ismeretében bármely elemre vonatkozó érzékenységgfüggvény a megfelelő fák kiválogatásával előállítható.

7. Példa

Példaképpen meghatározzuk a 4. ábrán látható aktív RC szűrő feszültségátviteli függvényét (U_2/U_1 ha $I_2=0$).

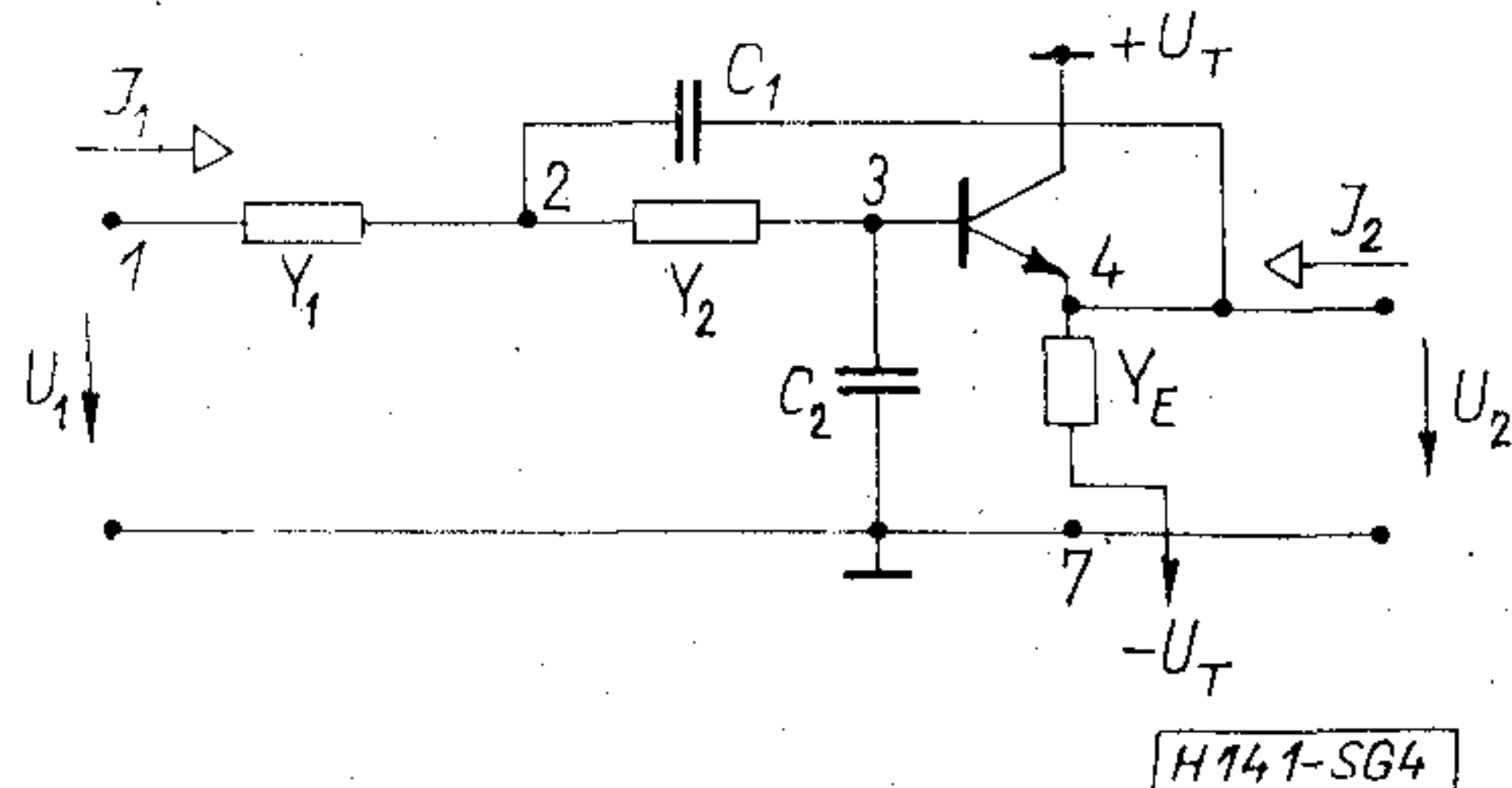
A tranzisztort a 3b ábrán látható teljes y -paraméteres helyettesítőképpel vesszük figyelembe. A hálózati gráfja az 5. ábrán látható

$$\begin{aligned} a &- Y_1 = 1/R_1 \\ b &- Y_2 = 1/R_2 \\ c &- sC_2 \\ d &- sC_1 \\ e &- y_{11e} \\ f &- y_{21e} \\ g &- y_{12e} \\ h &- y_{22e} \\ j &- Y_E = 1/R_E \end{aligned}$$

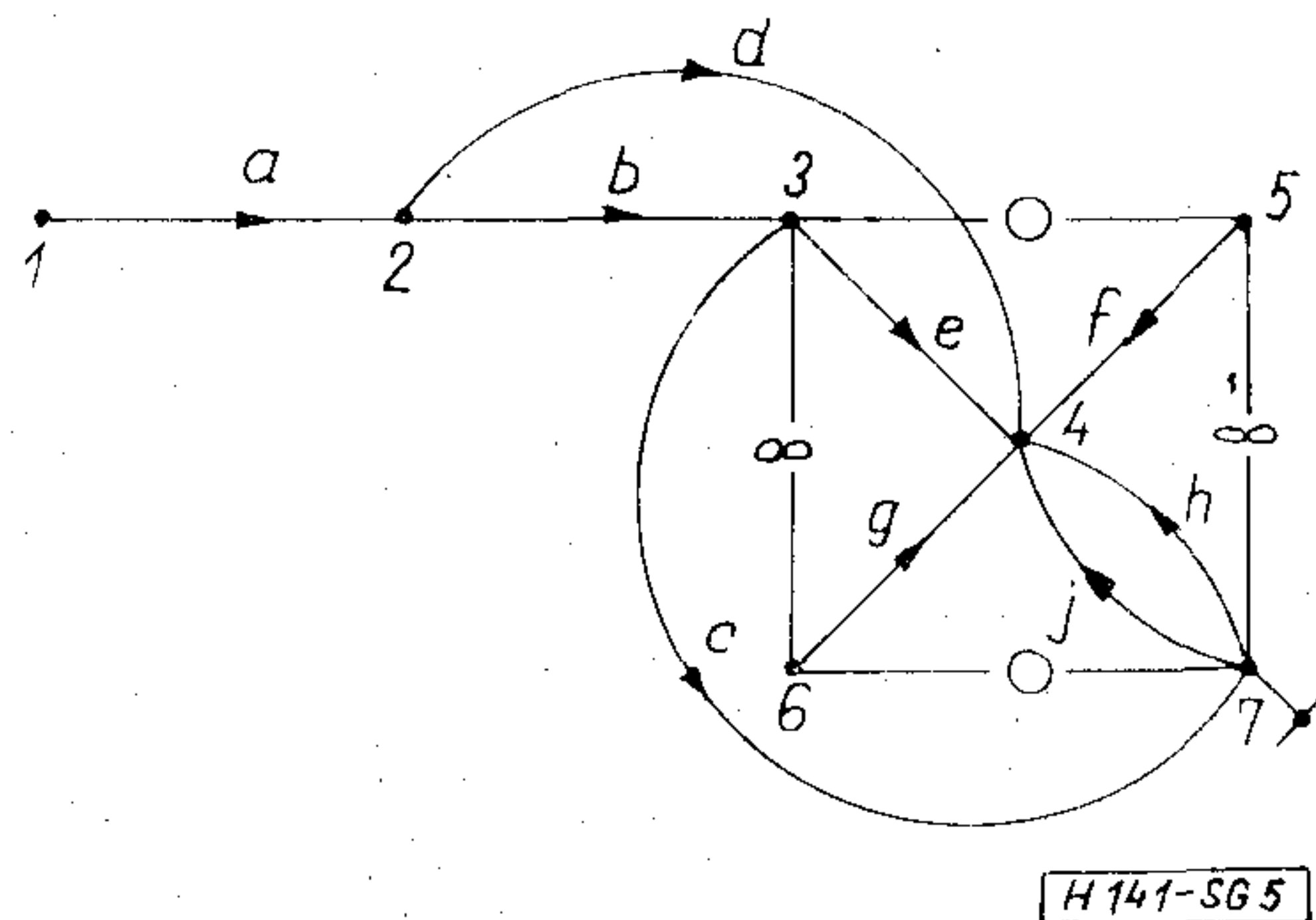
$$A_U = U_2/U_1 = B_U/P_U = \det \begin{bmatrix} Y^+ \\ 1 \end{bmatrix} / \det \begin{bmatrix} Y^+ \\ X \end{bmatrix}$$

A $\det \begin{bmatrix} Y^+ \\ 1 \end{bmatrix}$ számításánál adódó közös harmadrendű 4-fák:

abd, acd, ade, agc, agb, —agf, ahc, ahb, ahe, ajc, ajb, ale, dgc, dgf, dhc, dgb, dhe, djc, djb, dje, cdb, cde, cdf, aec, afc, aeb, afb, bgc, —bgf, bhe, bhc, bje, bje, bcf, bce.



4. ábra



5. ábra

A $\det \begin{bmatrix} Y^+ \\ 1 \end{bmatrix}$ számításánál adódó közös harmadrendű 4-fák:

abd, acd, ade, abf.

$$\begin{aligned} A_U &= M(s)/N(s), \quad M(s) = R_E(y_{11e} + y_{21e}) + \\ &\quad + sC_1 R_E(R_2 y_{11e} + 1) + s^2 C_1 C_2 R_2 R_E \\ N(s) &= R_E(y_{11e} - y_{12e} + y_{21e} + y_{22e}) + 1 + \\ &\quad + (R_1 + R_2)(y_{22e} y_{11e} + y_{21e} y_{12e}) R_E + \\ &\quad + (R_1 + R_2) y_{11e} + sC_1 [-R_1 R_2 R_E y_{12e} y_{21e} + \\ &\quad + (R_1 + R_E + R_1 R_E y_{22e})(1 + R_2 y_{11e})] + \\ &\quad + sC_2 [R_E(R_1 + R_2)(y_{11e} - y_{12e} + y_{21e} + y_{22e}) + \\ &\quad + R_1 + R_2] + s^2 C_1 C_2 [R_1 R_2 + R_1 R_E + R_2 R_E + \\ &\quad + R_1 R_2 R_E(y_{11e} - y_{12e} y_{21e} y_{22e})] \end{aligned}$$

Mint az 5. részben kimutattuk a topológiai analízis során adott feltételeknek eleget tevő, $(k-1)$ -ed rendű k -fákat kell keresni. A módszer számítógépes kivitelezéséhez tehát elsősorban k -fa kereső algoritmus szükséges. Az irodalomban több ilyen algoritmus található, pl. Mayeda és Seshu [9] vágatmátrixokat alkalmazó, Chen és Mark [10] független hurkokat alkalmazó, vagy Pávó [11] általánosított fák k -fákat kereső algoritmusai említhetők. A k -fa kereső algoritmust ki kell egészíteni egy a k -fák rendűségét vizsgáló résszel, erre a célra megfelel pl. a [11]-ben alkalmazott teljes ciklusvizsgálat kissé módosított formája.

IRODALOM

- [1] Hennyey Z.: Lineáris áramkörök elmélete. Akadémiai Kiadó, 1958.
- [2] Seshu, B.—Reed, M.: Linear graphs and electrical networks. Addison-Wesley, 1961.
- [3] Davies, A. C.: Matrix analysis of networks containing nullors. Electronics Letters 1966. 2. N. 2 48. o. 1966. 2. N. 3 91. o.

- [4] Davies, A. C.: Significance of nullators, norators and nullors in active network theory. The Radio and Electronic Engineer 1967. nov. 259—264.
- [5] Davies, A. C.: Nullator-norator equivalent networks for controlled sources. Proc IEEE 55. 1967. 722. o.
- [6] Martinelli, G.: On the nullor. Proc. IEEE 53. 1965. 332. o.
- [7] Tellegen, B. D. H.: On nullators and norators. IEEE Trans. on CT.-13. 1966. 466. o.
- [8] Myers, B. R.: Nullor model of the transistor. Proc. IEEE 53. 1965. 756. o.
- [9] Mayeda, W.—Seshu, S.: Generation of trees Without duplication. IEEE Trans. on CT.-12. 1965. 181—186. o.
- [10] Chen, W. K.—Mark, S. K.: On the algebraic relationship of trees, co-trees, circuits and cutset of a graph. IEEE Trans. on CT.-16. 1969. 176—184. o.
- [11] Pávó Imre: Egy gráf k-fáinak előállítása. Matematikai Lapok, 1968. 3—4. 353—363. o.
- [12] Dr. Andrásfai B.: Gráfelmélet. Mérnöktovábbképző jegyzet, 1968.
- [13] Dr. Szendy K.: Modern hálózatszámítási módszerek. Akadémiai Kiadó.
- [14] Brayshaw, G. S.: Topological analysis of networks containing nullators and norators. IEEE Trans. on CT.-16. 1969. május.

KÖNYVISMERTETÉSEK

A Távközlési Kutató Intézet jubileumi évkönyve. 1950—1970.

Budapest 1971. Oldalszám: 392.

A TKI húszéves fennállása alkalmából jelent meg a kötet igen szép kiállításban és gazdag tartalommal. Hű képét adja annak a fontos tudományos és gyakorlati tervező-szerkesztő munkának, melyet az intézet és kutatói két évtizede a magyar híradástechnika érdekében végeznek.

A kötetet Asztalos Lajos kohó- és gépipari miniszterhelyettes „A TKI tevékenysége a magyar híradástechnikai ipar tükrében”; c. írása vezeti be. Dr. Váradi Imre, a TKI igazgatója az intézet jelenét és jövőjét ismerteti.

A könyv tartalma: Dr. Bognár Géza: A mikrohullámú összeköttetések néhány problémája; Dr. Kiss István, Hutter Ottó: FDM és PVM berendezések kutatása és fejlesztése az intézet Digitális Átvitel- és Kapcsolástechnikai Főosztályán; Gausz József: A TKI mikrohullámú berendezés- és műszer-fejlesztésének rövid áttekintése a Mikrohullámú Főosztály vonatkozásában; Dr. Kiss István, Enzsöl Gyula: Ferrites eszközök kutatása, és fejlesztése az intézet Mágneses Anyagok és Eszközök Főosztályán; Dr. Pálkás Jenő: A műszaki kutató-fejlesztő munka hatékonyságának meghatározása kutató-, fejlesztő intézetekben; Faragó Tamás: A TKI mikrohullámú rádiórelé berendezéseinek eddigi fejlődése és a közeljövő perspektívái; Dr. Kása István: A mikrohullámú mérés-technika 20 éves fejlődése a TKI-ben; Dr. Sárkány Tamás: Elektronikus mérőműszerek fejlesztése a TKI 20 éves fennállása alatt; Battistig György, Rét András, Wollner Róbert: Számítógép-hálózatok egyes kérdései; Balogh Barna, B. Nagy András: Hengeres vékony réteg mágneses memóriák és a TKI-ban kifejlesztett vizsgálóberendezés; Dr. Csibi Sándor: Információközlési, processzási és hálózatelméleti alapproblémák, gépi módszerek (bevezetés e témakörökkel kapcsolatos tanulmányokhoz); Abos Imre, Baranyi András, Bálint Lajos, Dr. Csurgay Árpád, Radványi Árpád: Az elektronikus és mikrohullámú áramkörök számítógépek segítségével történő tervezéséről; Dr. Csurgay Árpád: A lineáris aktív hálózatok formális realizálhatóságelméletéről; Gulyás Ottó: Mintavételi tételek konvergenciája és sorcsonkítási hibája; Németh József: A hibás vétel valószínűsége négyállapotú fázismoduláció, nulla kezdő állapotú detektor és vevőszűrő esetén; Kovács Zoltán, Kovács Zsoltné: Optimalizációs eljárások áttekintése; Dr. Csibi Sándor: Regressziós feladatokról és iterációs megoldásairól; Dr. Berceli Tibor, Kocsánszky Gyula: 8 GHz-es alagútdiódás erősítő; Dr. Bíró Viktor: A frekvenciasokszorozás üzemmódban működő varaktor modelljéről; Dr. Reiter György, Rákosi Ferenc: Kisvesztességű mikrohullámú szűrőváltórendszerek; Róna Péter: Frekvenciaosztású sokcsatornás távbeszélőjel átviteléhez szükséges kivezérlési tartomány; Baranyi András: AM—PM konverzió által okozott torzítás csökkentése mikrohullámú rádióösszeköttetésekben; Fókás Elemér: A TKI-ban fejlesztett KF modulátorok és demodulátorok szélessávú mikrohullámú FM berendezésekhez; Herpy Miklós: Vastagréteg hibrid integrált áramkörök mikrohullámú rádiórelé berendezésekben; Dr. Ács Ernő: A címkód rendszerű multiplex és kapcsolóberendezések átviteli kapacitást növelő

lehetőségeiről; Tatai Péter: Integrált áramkörös PCM kodoló tervezése; Simonyi Ernő: Aktív RC csatornasávszűrő tervezése; Tarlacz László: Általános hullámszintézis; Pintér János: A Félvezető Főosztály húszéves munkásságának rövid áttekintése; Nagy László, Vértessy Miklós, Kormány Teréz: Nagyfrekvenciás Si-diódák kísérleti gyártásával összefüggő kérdések áttekintése; Kormány Teréz, Vértessy Miklós, Nagy László: Mikroinhomogenitások vizsgálata Si-egy kristályban; Tanos Ferenc: Nehéz ritka földfémekkel helyettesített itrium-vas-gránátok komponenseinek kvantitatív meghatározása és elválasztása; Vecsernyés Lajos: Plazmaégő mint optikai spektroszkópiai fényforrás; Dr. Tardos Lászlóné: A ferromágneses telítési indukció hőmérsékletfüggésének alakulása polikristályos gránátstruktúrájú ferrimágneses anyagoknál; Dr. Bak Józsefné: Ferritek fröccsentésének kutatási problémái; Dr. Bóka Andrásné: Logikai feladatokra alkalmas kis koerctív erejű termotabil négyszögletes hiszterézishurkú ferritek; Dr. Hochmann Józsefné: Gránátstruktúrájú ferrimágneses anyagok vas (II) komponensének meghatározása.

Az értékes, szép könyv kezdeményezője és felelős kiadója: Dr. Váradi Imre igazgató, szerkesztette Asztalos György a Szerkesztő Bizottsággal.

B. Gy.

A postai kutatás története 1891—1971.

Kiadja a KPM Postafőosztálya. Közdok. Budapest 1971. Oldalszám: 254.

A Posta Kísérleti Intézet fennállásának 80 éve alkalmából jelent meg ez a rendkívül érdekes és értékes kötet. A magyar műszaki tudomány történetére vonatkozó tárgyi és írásos emlékeink hiányosak, sajnos szakiskoláinkon és egyetemeken tudomány- és technikatörténetet nem oktatnak. Pedig lenne mivel dicsekednünk, lenne mit példának és kit követtőnek ifjúságunk elé állítani!

A könyv bevezetőjében Csanády György Közlekedés és Postaügyi Miniszter méltón állapítja meg büszkeséggel: „A múlt század végén a Magyar Posta Európában elsőként ismerte fel a híradástechnika kialakulásának kezdetén a kutatás szükségességét...”. A tíz fejezet történelmi visszpillantás; a felszabadulás után, a postai kutatás perspektívája, a postai kutatás fejlődése a számok tükrében, a vegyészeti osztály szerepe és jelentősége a Kísérleti Intézet munkásságában, a vezetékes távközlési kutatás története, a vezetéknélküli kutatás története, a postaforgalmi kutatás története, a PKI hazai és nemzetközi kapcsolata, személyi emlékezések. A szerzők: dr. Székér Ferenc, Koperniczky Károly, dr. Lajtha György, dr. Porszán Aladár, dr. Ipolyi Károly, Novák István, Kiss Lajos, dr. Hazafy József, Zábrák Dénes, dr. Kapuy Edén és a főszerkesztő dr. Székér Ferenc, a szerkesztő bizottság tagjai, dr. Ipolyi Károly, dr. Lajtha György, Kiss Lajos, Novák István, Szántó Géza és a lektor, Rontó Tibor igazgató kiváló munkát végeztek.

Ezt a könyvet, ha az ember kézbeveszi, nem lehet letenni.

B. Gy.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.3.049.7-111:681.335

Dr. Ambrózy A.:

Analóg integrált áramkörök belső felépítése és a mérés-technika követelményei

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) 2. sz.

A szerző cikkében az integrált áramköri eszközök fizikájából és a jellegzetes analóg áramkörök felépítéséből kiindulva olyan műszer- és mérés-technikai szempontból fontos jellemzőket tárgyal, mint a kivezérelhetőség, a megengedhető közös- és differenciálmódusú bemenőfeszültség, a linearitás, a kimenet zárlatvédelme stb. A fő hangsúlyt a belső felépítés és a kívülről mérhető paraméterek, illetve minőségi jellemzők kapcsolatára helyezi.

ETO 621.376.56:621.373:681.326.3

Bors L.—Szabó Z.—Grotte A.:

Digitális mintajelgenerátor fázismodulált mikrohullámú adó és vevő méréseihez

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) 2. sz.

Az Orionban kifejlesztésre kerülő mikrohullámú berendezés PCM jelek átvitelét szolgálja. A rendszer fázismodulált adó és vevő egységének méréséhez olyan műszerre volt szükség, mely a PCM primer multiplex összetett jelsor szimulálására digitális jeleket generál. Először ismertetjük azokat a megfontolásokat, amelyek alapján a műszert megterveztük, majd részletesen ismertetjük a műszer felépítését. Kitérünk néhány felhasználási lehetőségre is.

ETO 621.372.622:621.382.3

Boszák S.:

Transzformátor nélküli kétszeresen kiegyenlített tranzisztoros keverő vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) 2. sz.

A cikk röviden összefoglalja a cím szerinti keverőtípus kapcsoló és folyási szög üzemi működését. Részletesen foglalkozik a keverő felharmonikus keverőkénti alkalmazásánál fellépő kapcsolószint-függéssel. Egyben képet ad e négydiódás kétszeresen kiegyenlített keverők folyási szög üzemi működéséről is a két kapcsolástípus analógiája alapján.

ETO 621.373:621.391.822

Tóth Á.:

Bináris- és Gauss-amplitúdóeloszlású álvéletlen zajgenerátorok, előnyeik és alkalmazásuk

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) 2. sz.

Az adatátvitelben, akusztikában, rádiócsillagászatban, haditechnikában, a híradástechnika legkülönbébb területein, mechanikai rezgésvizsgálatoknál és mindenütt, ahol véletlenszerű folyamatok korrelációanalízise szükséges, kiválóan alkalmazható az álvéletlen digitális zajgenerátorok. Röviden ismertetjük a bináris- és Gauss-amplitúdóeloszlású álvéletlen zajgenerátort és elvi felépítését, behatóan foglalkozunk az új rendszerű zajgenerátor előnyeivel. Ismertetjük alkalmazását, kiemelve az adatátvitelben való jelentőségét.

ETO 621.326.7.032.12:531.787

Vida D.:

Roncsolásmentes töltőgáznyomás-mérés kész izzólámpákban

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) 2. sz.

A cikk olyan mérési módszerről számol be, amely a gázok hővezetési és áramlási tulajdonságainak felhasználásával lehetőséget nyújt mind atmoszférikus nyomás alatti, mind annál nagyobb nyomások meghatározására a kész izzólámpákban. Foglalkozik a műveleti erősítőkkel felépített mérőkapcsolásokkal és a mérés hitelesítésével.

Обобщения

ДК 621.3.049.7—111:681.335

Д-р Амбрози, А.:

Внутреннее построение аналогических интегральных схем и требования их измерительной техники

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 2

Автор в статье — исходя из физики интегральных схем и построения характерных аналогических цепей — излагает важнейшие свойства с точки зрения измерительных приборов и техники измерений: способ управления, допустимое входное напряжение общего и дифференциального вида, линейность, защита выхода против краткого замыкания и т. д. Подчеркиваются внутреннее построение, параметры измеряемые снаружи и их связи с качественными характеристиками.

ДК 621.376.56:621.373:681.326.3

Борш, Л.—Сабо, З.—Гротте, А.:

Цифровой генератор сигналов-образцов для измерения микроволновых передатчиков и приемников с фазовой модуляцией

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 2

Микроволновое устройство, разработанное на заводе ОРИОН служит для передачи сигналов ИКМ. Для измерения блоков передатчика и приемника с фазовой модуляцией системы имелась надобность в приборе генерирующем цифровые сигналы для симуляции первичной серии сигналов уплотнения ИКМ. Излагаются соображения проектирования прибора, а также его подробное построение, дальше некоторые возможности его применения.

ДК 621.372.622:621.382.3

Босак, Ш.:

Испытание смесителя на транзисторах без трансформатора с двойным выравниванием

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 2

Статья кратко обобщает работу такого смесителя в режиме коммутатора и при данном угле течения тока. Подробно излагаются зависимость от уровня коммутации в применении как смеситель гармоник. Дана информация по режиму четвертки диодов с двойным выравниванием при данном угле течения тока на основе аналогии двух типов коммутации.

ДК 621.373:621.391.822

Тот, А.:

Шумовые генераторы с псевдо-стохастическим распределением амплитуд бинарного вида и Гауса и их применение

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 2

В передаче данных, акустике, радиоастрономии, военной технике, в различных областях техники связи и всюду, где требуется корреляционный анализ стохастических процессов, отлично применяются псевдо-стохастические цифровые шумовые генераторы. Кратко излагаются шумовые генераторы с псевдо-стохастическим распределением амплитуд бинарного вида и Гауса, его принципиальное построение. Подробно трактуются преимущества шумового генератора нового типа, его применение, подчеркивая его значение в передаче данных.

ДК 621.326.7.032.12:531.787

Вида, Д.:

Измерение давления наполнения на готовых лампах накаливания без повреждения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 2

Статья дает отчет о таком методе измерения, который пригоден для определения давлений в готовых лампах накаливания ниже и выше атмосферического давления, применением свойств теплопроводимости и течения газов. Трактуются измерительные схемы, построенные операционными усилителями и калибровка измерений.

ETO 621.317.61:621.382.2.012

Kohut J.:

Új mérési módszer és műszer félvezető diódák karakterisztika eltéréseinek közvetlen mérésére

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) 2. sz.

A diódapárokat, illetve kvartetteket karakterisztika összehasonlítással és válogatással állítják össze. Jelen cikk a szokásos diódapárosítási jellemzőket ismerteti, majd egy új jellemzőt javasol, mely egyszerűbben alkalmazható és nagyobb információtartalommal rendelkezik. Továbbiakban ezen jellemző adat egy célszerű mérési módszerét, a készülék rendszerét és röviden néhány érdekesebb áramkörét ismerteti.

ETO 513.83:621.372.57

Szepesi T.—Guttermuth M.:

Lineáris aktív hálózatok topológiai analízise

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) 2. sz.

A cikkben nullorokkal modellezett aktív elemeket tartalmazó hálózatok topológiai analízisével foglalkoznak a szerzők. Megmutatják, hogy nulloros helyettesítő kép esetén az aktív hálózatok analízise K-fa keresésre vezethető vissza. A nullorok bevezetésével igen könnyen kijelölhetők a szükséges K-fák. Kimutatják, hogy az összes univerzális paraméter számításához, N számú nullor esetén négyféle különböző feltételeket teljesítő N+2-fa, kétféle N+1-fa és kétféle N+3-fa keresése elégséges.

Zusammenfassungen

DK 621.3.049.7-111:681.335

Dr. Ambrózy, A.:

Innere Struktur der analogen integrierten Stromkreise und die Anforderungen der Messtechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr 2.

Auf dem Grund der Physik der integrierten Stromkreise und des Aufbaues der typischen analogen Stromkreise werden die folgenden wichtigen Kennwerte vom Gesichtspunkt des Instrumentes und der Messtechnik diskutiert; die Aussteuerungsfähigkeit, zulässige Eingangsspannungen von gemeinsamen und differentiellen Moden, Linearität, Kurzschluss-Schutz des Ausganges usw. Der Zusammenhang zwischen dem inneren Aufbau, der von aussen messbaren Parameter und der Qualitätskennwerte wird besonders betont.

DK 621.376.56:621.373:681.326.3

Bors, L.—Szabó, Z.—Grotte, A.:

Digitaler Mustersignalgenerator zur Messung von phasenmodulierten Mikrowellensendern- und Empfängern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr 2.

Die im Betrieb ORION ausgearbeitende Mikrowelleneinrichtung dient zur Übertragung von PCM-Signalen. Zur Messung der phasenmodulierten Sender- und Empfängereinheiten des Systems war solchein Instrument notwendig, welches zur Simulation der primären Multiplex-Signalserie digitale Signale erzeugt. Zuerst werden jene Überlegungen erörtert, auf Grund welcher die Instrumente entworfen wurden, ferner wird die Konstruktion des Instrumentes eingehend erklärt. Es wird auch auf einige Anwendungsmöglichkeiten hingewiesen.

DK 621.372.622:621.382.3

Boszák, S.:

Prüfung einer ausgeglichenen Transistormischstufe ohne Transformator

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr 2.

In dem Artikel wird kurz die Schalt-, und Flusswinkel-Betriebsart des im Titel erwähnten Mischstufentyps zusammengefasst. Es wird eingehend mit der Schaltpegelabhängigkeit bei der Anwendung der Mischstufe für Harmonischen beschäftigt. Zugleich wird die Flusswinkel-Betriebsart einer zweimal ausgeglichenen Mischstufe mit vier Dioden auf Grund der Analogie der beiden Schalttypen erklärt.

ДК 621.317.61:621.382.2.012

Кохут, Й.:

Новый метод и прибор для непосредственного измерения отклонений характеристик полупроводниковых диодов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 2

Пары и четверки диодов собираются сравнением характеристик и выбором. Статья излагает обыкновенные параметры для соединения парами диодов и предлагает новый параметр, который проще применяется и имеет больше содержание информации. В дальнейшем развиваются целесообразный метод измерения этого параметра, система прибора и его некоторые интересные схемы.

ДК 513.83:621.372.57

Сепеши, Т.—Гуттермут, М.:

Топологический анализ линейных активных сетей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 2

Авторы анализируют топологию сетей, содержащих активные элементы, моделированные нуллорами. Показывается, что анализ эквивалентных схем нуллорами активных сетей решается поиском дерева К. Введением нуллоров можно очень легко наметить необходимые деревья К. Доказывается, что к расчету всех универсальных параметров, в случае нуллоров числа N, достаточно искать: четыре дерева N+2, выполняющие различные условия, дальше деревья N+1 двоякого рода и дерева N+3 двоякого рода.

Summaries

UDC 621.3.049.7-111:681.335

Dr. Ambrózy, A.:

Internal Structure of Analogue Integrated Circuits and the Requirements of Measuring Techniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

On the basis of the physics of integrated circuit devices and the structure of typical analogue circuits, important characteristics such as permissible range of common and differential mode input voltage, linearity, short circuit protection of the output, etc., are discussed, from point of view of the instrument and measuring technique. The relation between the internal structure, the parameters measured from outside and the properties of quality are emphasized.

UDC 621.376.56:621.373:681.326.3

Bors, L.—Szabó, Z.—Grotte, A.:

Digital Pattern Signal Generator for the Measurement of Microwave Transmitters and Receivers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

The microwave equipment to be developed in the factory ORION serves for the transmission of PCM signals. For the measurement of the phase modulated transmitter and receiver unit of the system such an instrument was required, which generates digital signals to simulate the series of PCM primary multiplex composite signals. First those considerations are presented on the basis of which the instrument was designed, further the construction of the instrument is described in detail. Some fields of application are also described.

UDC 621.372.622:621.382.3

Boszák, S.:

Examination of a Double-Balanced Transistor Mixer without Transformer

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

The author examines briefly the double-balanced transistor mixer in switching- and flow angle operation. The switching level dependence occurring at the application of the mixer in harmonic dependence is dealt with in detail. Further information is given on the flow angle operation of the double-balanced mixer with four diodes on the basis of the analogy of two types of circuit.

DK 621.373:621.391.822

Tóth, Á.:

Vorzüge und Anwendung der pseudostochastischen Geräuschgeneratoren mit binärer und Gauss'schen Amplitudenverteilung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 2.

Die pseudostochastischen Digitalgeräuschgeneratoren sind vorzüglich anwendbar in der Datenübertragung, Akustik, Radioastronomie, Kriegstechnik, in den verschiedensten Gebieten der Fernmeldetechnik, in mechanischen Schwingungsprüfungen und überall, wo die Korrelationsanalyse der stochastischen Prozesse notwendig ist. Der stochastische Geräuschgenerator mit binärer und Gauss'scher Amplitudenverteilung und dessen prinzipieller Aufbau wird kurz erörtert, ferner es wird eingehend mit den Vorzügen der Geräuschgeneratoren von neuem System beschäftigt. Ihre Anwendung wird erklärt mit der Betonung deren Bedeutung in der Datenübertragung.

DK 621.326.7.032.12:531.787

Vida, D.:

Zerstörungsfreie Füllgasmessung an fertig gemachten Glühlampen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 2.

Es wird eine Messmethode erörtert, welche mit der Anwendung der Wärmeleitfähigkeit und Strömungseigenschaften der Gase eine Möglichkeit bietet zur Bestimmung von Drücken unterhalb und oberhalb des atmosphärischen an fertig gemachten Glühlampen. Ferner wird es mit der Mess-Schaltungen, die mit Operationsverstärkern aufgebaut wurden und mit der Eichung der Messung beschäftigt.

DK 621.317.61:621.382.2.012

Kohut, J.:

Neue Messmethode und neues Messgerät zur unmittelbaren Messung der Charakteristikabweichungen von Halbleiterdioden

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 2.

Die Diodenpaare und Vierer werden mit Vergleichung der Charakteristiken und Sortierung zusammengesetzt. Es werden die üblichen Charakteristiken der Auswahl der Diodenpaare erörtert, ferner wird eine neue Charakteristik empfohlen, welche leichter anwendbar ist und einen grösseren Informationsinhalt hat. Zuletzt wird eine zwecksmässige Messmethode dieser charakteristischen Angabe, das System des Apparates und kurz einige interessante Stromkreise desselben erklärt.

DK 513.83:621.372.57

Szepesi, T.—Guttermuth, M.:

Topologische Analyse von linearen aktiven Netzen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 2.

In dem Artikel wird es mit der topologischen Analyse solcher Netze beschäftigt, die mit Nulloren modellierten aktiven Elemente enthalten. Es wird erörtert, dass im Falle eines Ersatzschaltbildes mit Nulloren kann die Analyse der aktiven Netze auf die Suche eines k-Bäumen zurückgeführt werden. Mit der Einführung der Nulloren können die notwendigen k-Bäumen sehr leicht bestimmt werden. Es wird bewiesen, dass zur Berechnung aller universalen Parameter im Falle von Nulloren von Anzahl N die Suche von viererlei, verschiedene Bedingungen erfüllenden $N+2$ -Bäumen, zweierlei $N+1$ -Bäumen und zweierlei $N+3$ -Bäumen genügend ist.

UDC 621.373:621.391.822

Tóth, Á.:

Advantages and Application of Pseudo-Random Noise Generators with Binary and Gaussian Amplitude Distribution

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

In data transmission, acoustics, radio astronomy military engineering, in different fields of telecommunication engineering, at mechanical vibration tests and everywhere, where correlation analysis of random processes are necessary the pseudo-random digital noise generators can be successfully applied. A brief survey is given about the pseudo-random noise generator with binary and Gaussian amplitude distribution and its basic design, further the advantages of this new type noise generator are dealt with. Finally its application emphasizing its importance in data transmission is presented.

UDC 621.326.7.032.12:531.787

Vida, D.:

Non-Destructive Measurement of Filling Gas Pressure in Ready-Made Incandescent Lamps

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

A measuring method is described making possible the determination of pressures below and above the atmospheric by the use of the properties of thermal conductivity and gas flow in ready-made incandescent lamps. Further it is dealt with the measuring circuits built up with operational amplifiers and with the calibration of the measurement.

UDC 621.317.61:621.382.2.012

Kohut, J.:

New Measuring Method and Instrument for the Direct Measurement of the Deviations of Characteristics of Semiconductor Diodes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

The pairs and quads of diodes are matched by the comparison of characteristics and selection. This paper presents the usual characteristics of diode matching and proposes a new type of characteristic which may be used more simply and has a larger information content. Further a suitable measuring method of this characteristic, the system of the device and some interesting circuits are presented.

UDC 513.83:621.372.57

Szepesi, T.—Guttermuth, M.:

Topological Analysis of Linear Active Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

The authors deal with the topological analysis of networks containing active elements modelled with nullors. It is shown that in the case of nullor equivalent circuit the analysis of active network can be reduced to the search of k-trees — Introducing the nullors the necessary k-trees can be easily marked. It is proved, that for the computation of all universal parameters of a network containing N nullors the search of four kinds of $N+2$ -trees and two kinds of $N+3$ -trees is sufficient.

Résumés

CDU 621.3.049.7-111:681.335

Dr. Ambrózy, A.:

Structure interne des circuits intégrés analogiques et les exigences de ses mesures

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

L'auteur, partant de la physique des circuits intégrés et de la structure des circuits intégrés analogiques caractéristiques, analyse les paramètres importants en ce qui concerne les instruments et technique de mesure: possibilité de commande, tension d'entrée admissible du mode commun et différentiel, linéarité, protection contre court-circuit de la sortie etc. La liaison entre la structure interne, les paramètres mesurés à l'extérieur et les caractéristiques de qualité est accentuée.

CDU 621.376.56:621.373:681.326.3

Bors, L.—Szabó, Z.—Grotte, A.:

Générateur des signaux-échantillons numérique pour mesurer émetteurs et récepteurs à microondes à modulation de phase

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

L'appareillage développé par l'usine Orion est destiné pour la transmission des signaux à modulation par impulsions codées. Pour mesurer l'émetteur et le récepteur à modulation de phase du système un appareil de mesure générant signaux numériques afin de simuler la série des signaux composites primaires à modulation par impulsions codées était nécessaire. Les considérations concernant le projet de l'appareil de mesure et sa construction détaillée sont décrites.

CDU 621.372.622:621.382.3

Boszák, S.:

Essai d'un mélangeur à transistors sans transformateur, doublement égalisé

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

L'article résume brièvement la fonction de ce type de mélangeur en service de commutation et d'angles d'écoulement différents. La dépendance du niveau de la commutation dans le service de mélangeur d'harmoniques est exposée en détail. La fonction d'angles d'écoulement différents des mélangeurs à quatre diodes, doublement égalisés est aussi traitée, utilisant l'analogie des deux types de circuit.

CDU 621.373:621.391.822

Tóth, A.:

Générateurs de bruit pseudo-stochastiques à distribution d'amplitudes binaire et de Gauss

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

Dans la transmission des données, l'acoustique, les différents domaines de télécommunication, pour faire des essais de vibration méca-

nique et partout, où l'analyse de corrélation des processus stochastiques est demandée, les générateurs numériques pseudo-stochastiques peuvent être appliqués avec bon succès. Les générateurs de bruit pseudo-stochastiques à distribution d'amplitudes binaire et de Gauss, leur circuits de principe sont brièvement exposés, les avantages du nouveau type de générateur de bruit sont traités en détail. Leur application, particulièrement pour la transmission des données est présentée.

CDU 621.326.7.032.12:531.787

Vida, D.:

Mesure de la pression du gaz de remplissage sur lampes incandescentes finies

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

L'article rend compte d'une méthode de mesure pour déterminer les pressions, au-dessous et au-dessus de l'atmosphérique, sur lampes incandescentes finies, utilisant les propriétés de conductivité thermique et d'écoulement des gaz. Les circuits de mesure comprenant amplificateurs opérationnels et l'étalonnage des mesures sont exposés.

CDU 621.317.61:621.382.2.012

Kohut, J.:

Nouvelle méthode et dispositif pour mesurer directement les déviations des caractéristiques des diodes semiconducteurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

Les paires et quarts des diodes sont choisis par comparaison des caractéristiques et par sélection. L'article expose les paramètres usuelles pour composer les paires des diodes et propose un nouveau paramètre plus simple à appliquer et contenant plus d'information. Ensuite une méthode convenable pour mesurer ce paramètre, le système du dispositif et quelques circuits intéressants sont donnés.

CDU 513.83:621.372.57

Szepesi, T.—Guttermuth, M.:

Analyse topologique des réseaux linéaires actifs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 2.

Les auteurs traitent dans l'article l'analyse topologique des réseaux comprenant éléments- modèles actifs. Ils démontrent que — en cas d'un circuit équivalent avec nullors — l'analyse des réseaux actifs peut être ramenée à la recherche d'un arbre k . Par l'introduction des nullors les arbres nécessaires k peuvent être facilement déterminés. Ils prouvent que — en cas des nullors de nombre N — la recherche de quatre arbres $N+2$, deux arbres $N+1$ et deux arbres $N+3$, satisfaisant des conditions différentes, est nécessaire.

