

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

10

TARTALOM

HALMI GÁBOR: TTL áramköri elemekkel felépített berendezések zaj-zavar védettsége (I. rész)	289
Távközlési tapasztalatok Itáliában	297
BOGNÁR LÁSZLÓ: Integrált szolgáltatású vezetékes hírközlő hálózatok (kábeles televízióhálózatok) ...	300
Könyvismertetés	304
DIENES BARNABÁS: A fotovoltaikus PIN fotodiódák hibái	305
SZÁRAZ GYÖRGY: Nagy alakhűségű vizsgáló impulzus előállítása	309
Szemle	316
Tartalmi összefoglalások	318
Обобщения	318
Zusammenfassungen	319
Summaries	319
Résumés	320

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL,
DR. FLESCH ISTVÁN, MAY PÉTER, MÉREY IMRÉNÉ. — Szerkesztőségi
és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLÖSI GYÖRGYNÉ.
Telefon: 495-098

HÍRADÁSTECHNIKA

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

Készült az Egyetemi Nyomda fennállásának 400. évében



77.1757 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

HALMI GÁBOR
Telefongyár

TTL áramköri elemekkel felépített berendezések zaj-zavar védettsége (I. rész)

ETO 621.391.822:621.382.3:681.325.6

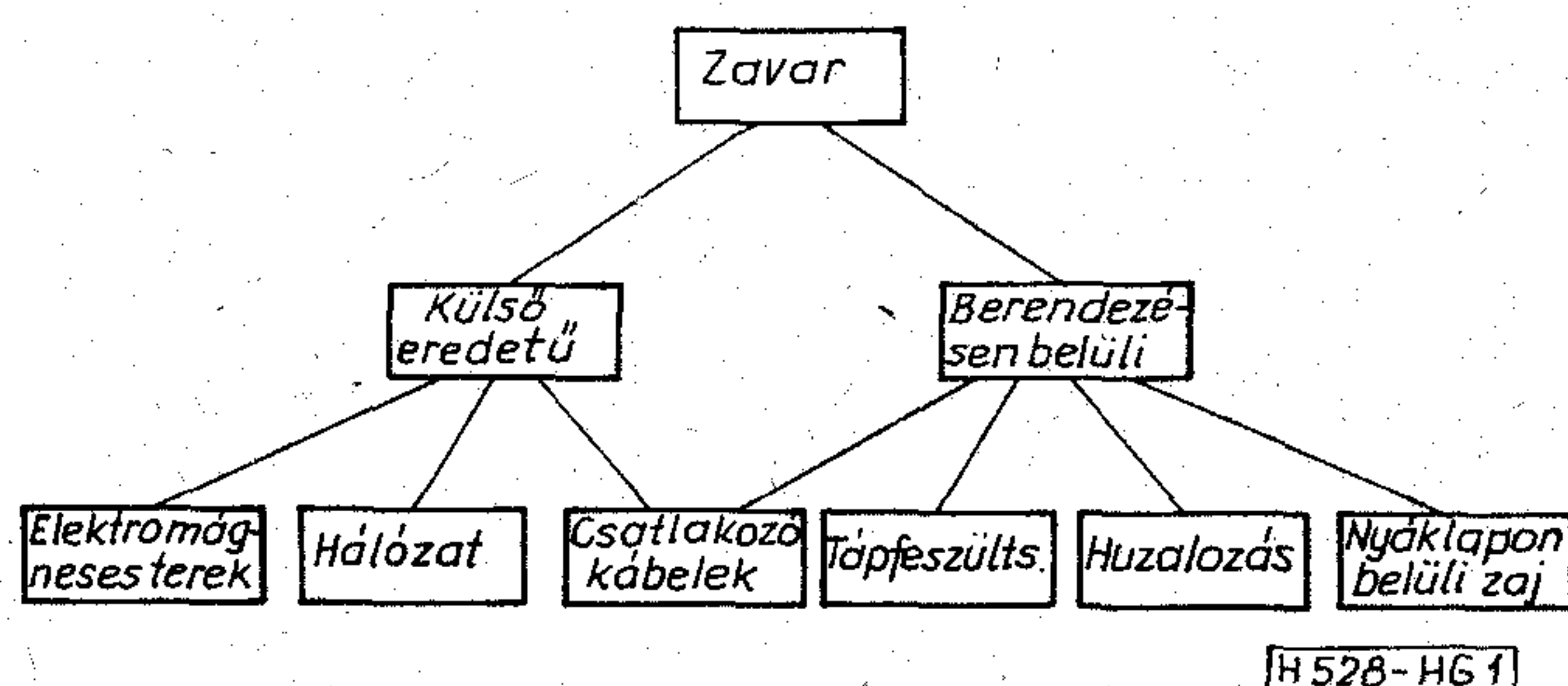
A digitális berendezések tervezése során egyre inkább előtérbe kerül a berendezések zaj-zavar érzékenysége kérdése. Különösen fontos a zajproblémák ismerete a nagy sorozatban gyártott berendezéseknél, ahol egy-egy véletlenszerűen jelentkező zavarjelenséget utólagosan kiküszöbölni nagyon költséges, és semmi esetre sem megbízható eljárás. A zajproblémákra már a tervezés egyes fázisaiban figyelemmel kell lenni. A vonatkozó szakirodalomban [1, 2, 3, 4, 5] meglehetősen sok ajánlást, előírást, javaslatot találhatunk a zajproblémák elkerülésére, de ezek főleg a logikai áramkörökre, illetve az ezeket tartalmazó logikai kártyákra vonatkoznak. Egy digitális elektronikát tartalmazó berendezés egészére vonatkozóan, a zaj-zavar jelenségeket berendezés szinten átfogó ilyen előírások, javaslatok nem állnak rendelkezésre. A tervezők figyelme éppen ezért fordul az utóbbi időben egyre inkább a zaj-zavar problémák fizikai okainak tisztázása és berendezés szintű tárgyalása felé [8, 9].

Jelen tanulmányban megpróbáljuk a problémakört lehetőleg minél teljesebben áttekinteni. A szakirodalomban található ajánlásokat megfelelő kiegészítésekkel — a mérésekből és az elméleti megfontolásokból levonható következtetésekkel — összegeztük a tervező mérnökök számára. A tanulmány minden más szemponttól függetlenül csak a zaj-zavar problémákra koncentrálna tartalmaz megfontolásokat, elsősorban a normál TTL logikájú (SN74-es sorozatú integrált áramköröket tartalmazó) berendezésekre vonatkozóan.

Zajok-zavarok rendszerezése

Egy berendezés helyes működését megzavaró, tévműködést okozó zajokat kétféle szempont szerint osztályozhatjuk:

- a zajok fizikai oka szerint
- keletkezési helyük szerint.



1. ábra. A berendezésre ható zajok csoportosítása

Az alábbiakban a zajok, zavarok hatását keletkezési helyük szerint tárgyaljuk, esetenként figyelembe véve a zavaró hatások fizikai okait.

Keletkezési helyük szerint a zajokat az 1. ábrán látható módon csoportosíthatjuk.

1. Elektromágneses terek zavaró hatása

A berendezés közelében üzemelő nagyfeszültségű készülékek (szikraforgácsoló, ívhegesztő, villamos vontatás stb.) igen jelentős térerejű elektromágneses zavart képesek kelteni, ami a berendezés belsejében biztosan talál egy megfelelő „vevőantannát”.

Ezek ellen gyakorlatilag tökéletes védelmet nyújt a berendezés zárt fém burkolata, az összekötő kábelek külső árnyékolása. Az elektromágneses terek zavaró hatása ilyen esetben is bejuthat a készülékünkbe az 1–2 m hosszan a berendezésből kilógó hálózati csatlakozó kábelén keresztül. Ez azonban hatásában azonos a hálózati zavar problémájával, ezért ott tárgyaljuk.

2. Hálózati eredetű zavarok

A 220 V-os váltakozóáramú hálózaton a villamos energia mind szélesebb körű alkalmazásával a zavarok mind amplitudó, mind frekvenciatartomány terén megnöttek. A nagyfeszültségű félvezető eszközök,

tirisztorok elterjedése óta igen nagy frekvenciájú zavarok is jelentős amplitudóval vannak jelen.

Vizsgálataink szempontjából a hálózati zajokat három csoportba soroljuk:

$$f_a \leq 30 \text{ MHz}$$

$$30 \text{ MHz} < f_b \leq 100 \text{ MHz}$$

$$100 \text{ MHz} < f_c$$

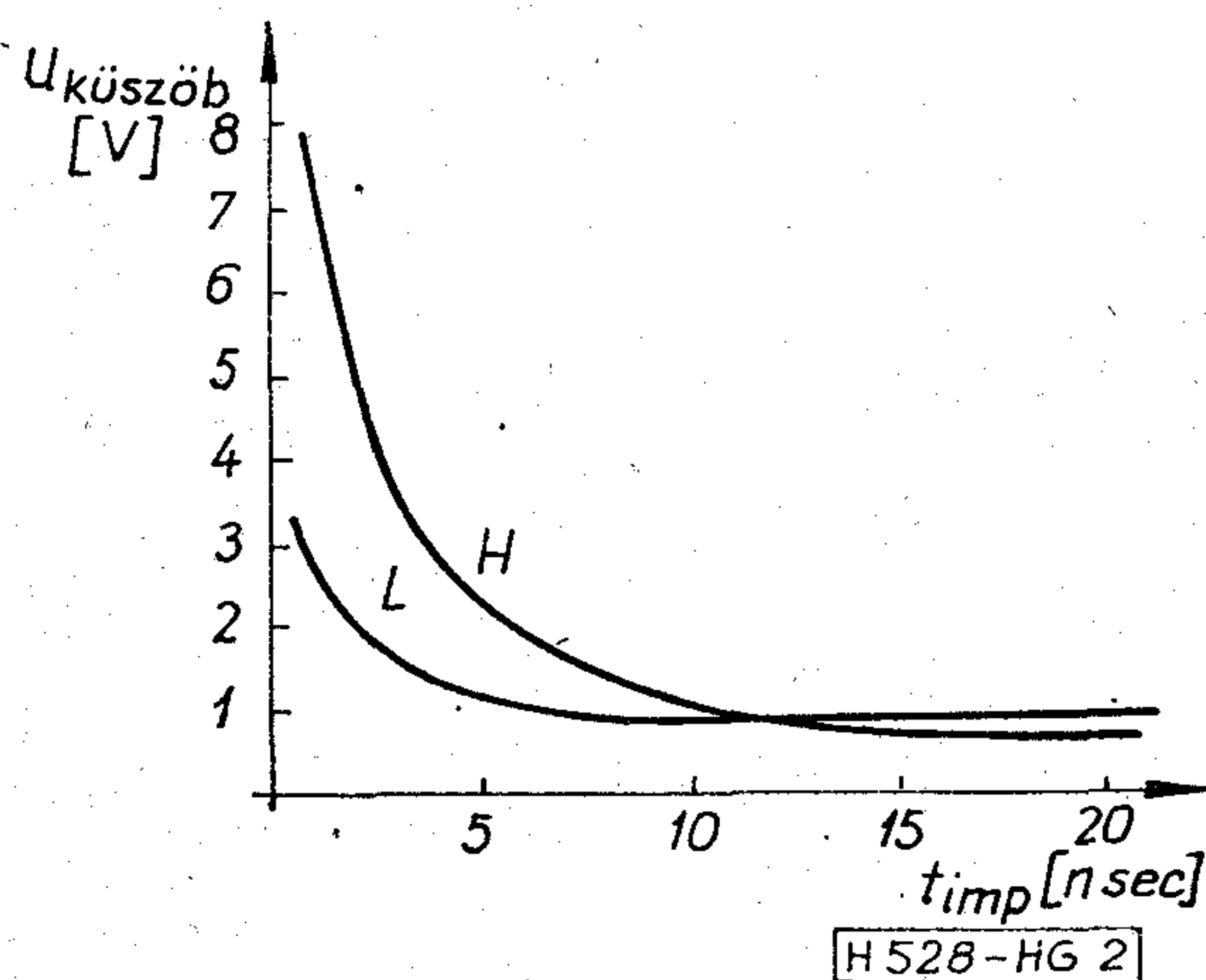
A f_a frekvencia tartományra vonatkozó postai zavarfeszültség előírások a berendezésekből működés közben a hálózatra jutó zavarok értékeit korlátozzák. De a valóságban ennél sajnos, jóval nagyobb zavarok is gyakran kerülnek a hálózatra. Különösen egy-egy berendezés be-, vagy kikapcsolása alkalmával.

Az f_b és f_c tartományt a sugárzott zavarok közé szokás sorolni, ezek inkább elektromágneses terek útján hatnak, mert a hálózat vezetékének impedanciája ezeken a frekvenciákon már igen nagy. Viszont ez az a frekvencia tartomány, amely a berendezésünk hálózati csatlakozó kábelén keresztül — mind vevőantennán át — a készülékbe bejut. Ezek közül az f_b tartomány a veszélyesebb, mivel az f_c frekvenciájú zavarok maximum 4–5 nsec hosszú impulzusok. Ez az érték a normál TTL kapuk terjedési, késleltetési idejénél kisebb, így annak működését — mind az a 2. ábra diagramjából is látható — csak relatív nagy amplitudó esetén befolyásolja. Ezért vizsgálatainknál

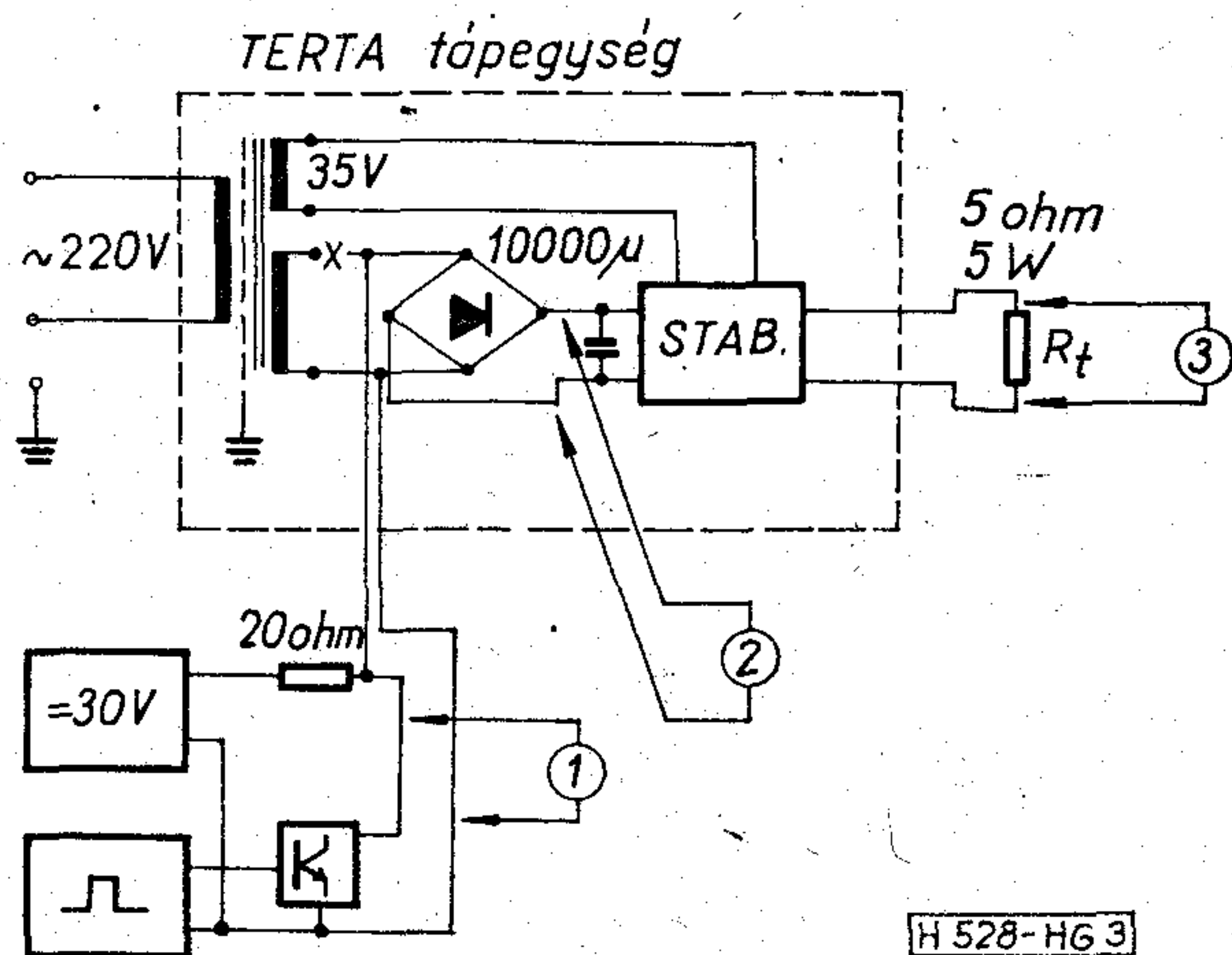
csak az f_a és f_b frekvenciájú zavarok hatásának kiértékelésére szorítkoztunk. Meg kívánjuk jegyezni, hogy a hálózati zavar jelenségek keltése, egzakt mérése és kiértékelése igen komoly mérés technikai problémákat jelent. Pl.: a 220 V-os hálózat „zavarása” azzal a veszéllyel jár, hogy a mérőműszerek saját zavarérzékenysége nem választható el a vizsgált berendezésen átjutó hálózati eredetű zavartól. Ezért csak kvalitatív vizsgálatokra szorítkoztunk, a 3. ábra szerinti mérőkapcsolásban vizsgálva egy — a TERTA távadatfeldolgozó berendezésekben szabványosított felépítésű — tápegységet.

A transzformátor primer tekercsét a normál működésnek megfelelően a 220 V-ra csatlakoztattuk, és az 5 V-os stabil tápfeszültséghez tartozó szekunder tekercs egyik ágát leforrasztottuk a transzformátorról. Az 5 V-os stabilizátort — melynek referencia feszültségét továbbra is a transzformátor 35 V jelű tekercse szolgáltatja — a transzformátorról leválasztott pontokon külső stabil egyenfeszültségű tápegységről tápláltuk meg. A zavaró hatást ezen pontok 0,1–1 μsec idejű rövidrezárásával szimuláltuk. Ez közelítőleg megfelel egy szomszédos berendezés hálózati ki-bekapcsolásakor fellépő zavarnak.

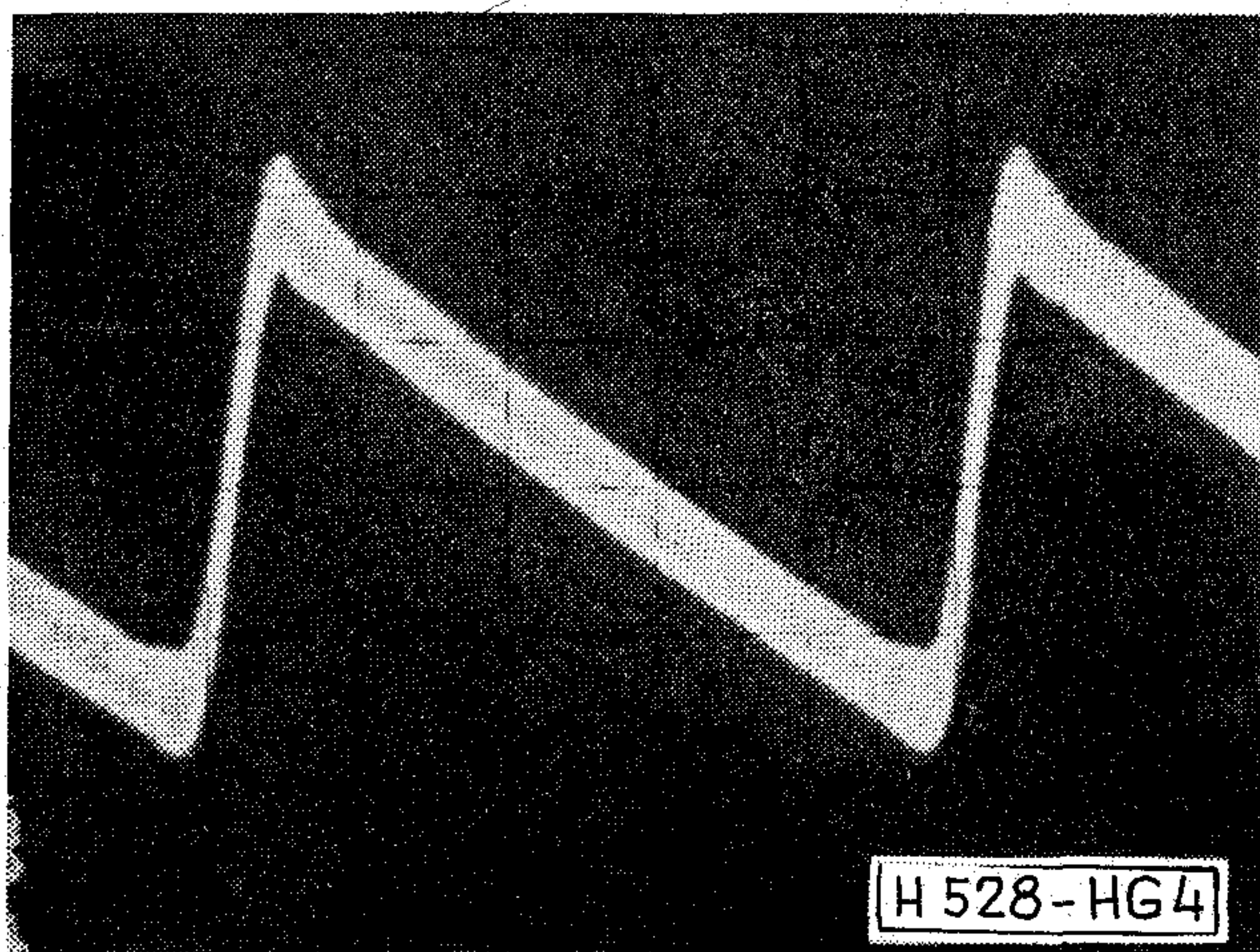
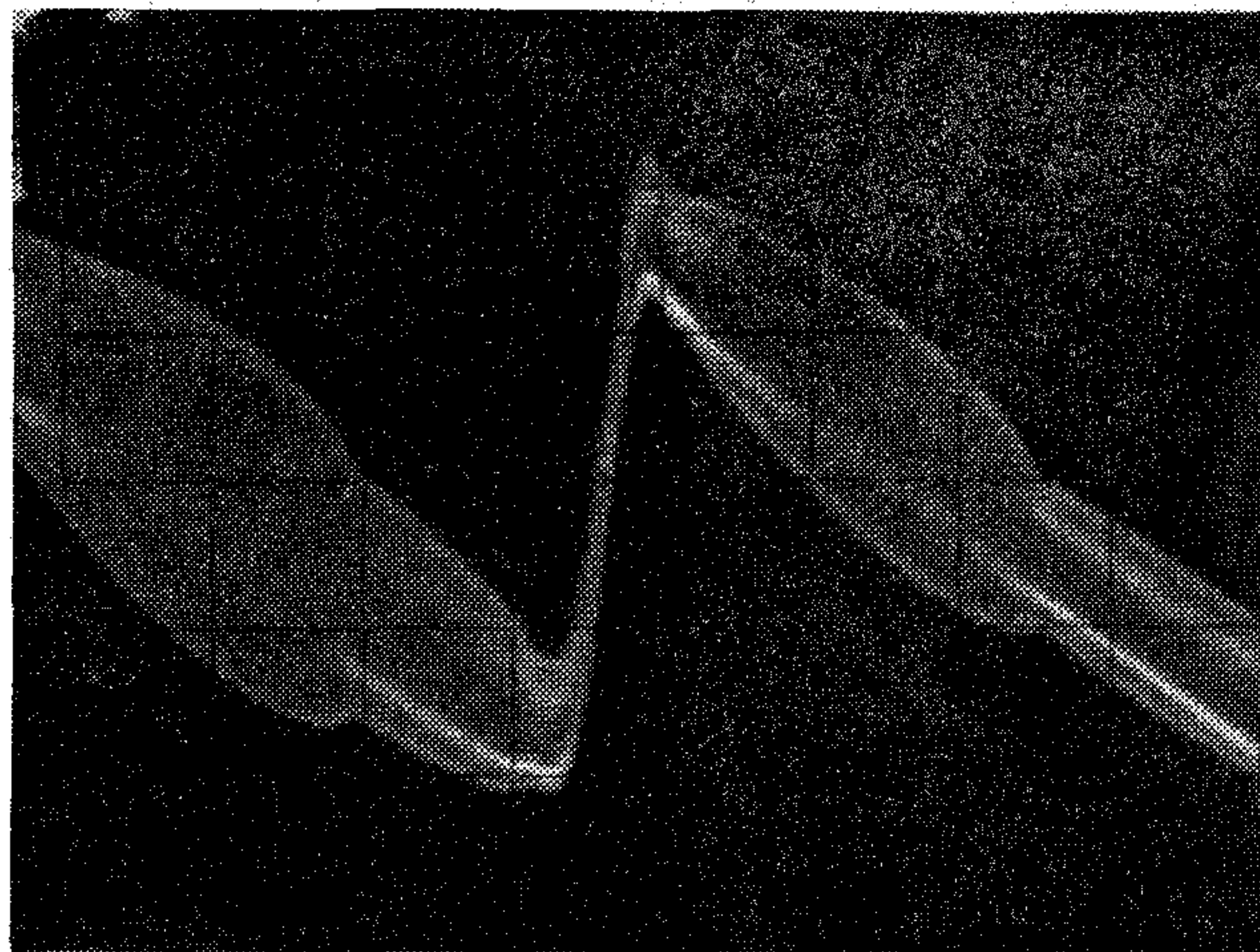
A 4. ábrán látható oszcilloszkóp fotón a 3. ábra ② jelű mérőpontján levő jelalak — a puffer kondenzátoron levő 100 Hz-s fűrészfélre superponált nagyfrekvenciás zavarójel — látható, illetve ugyan ez a jelalak, ha a 10 000 μF -os kondenzátorral párhuzamosan



2. ábra. TTL áramkörök dinamikus zavarküszöb-feszültsége a zavaró impulzus szélességének függvényében



3. ábra. A hálózati zavarok hatását szimuláló mérőkapcsolás



4. ábra. A ② jelű mérőponton levő jelalakok

zamosan kötünk egy darab 100 nF-os nagyfrekvenciás szűrőkondenzátort.

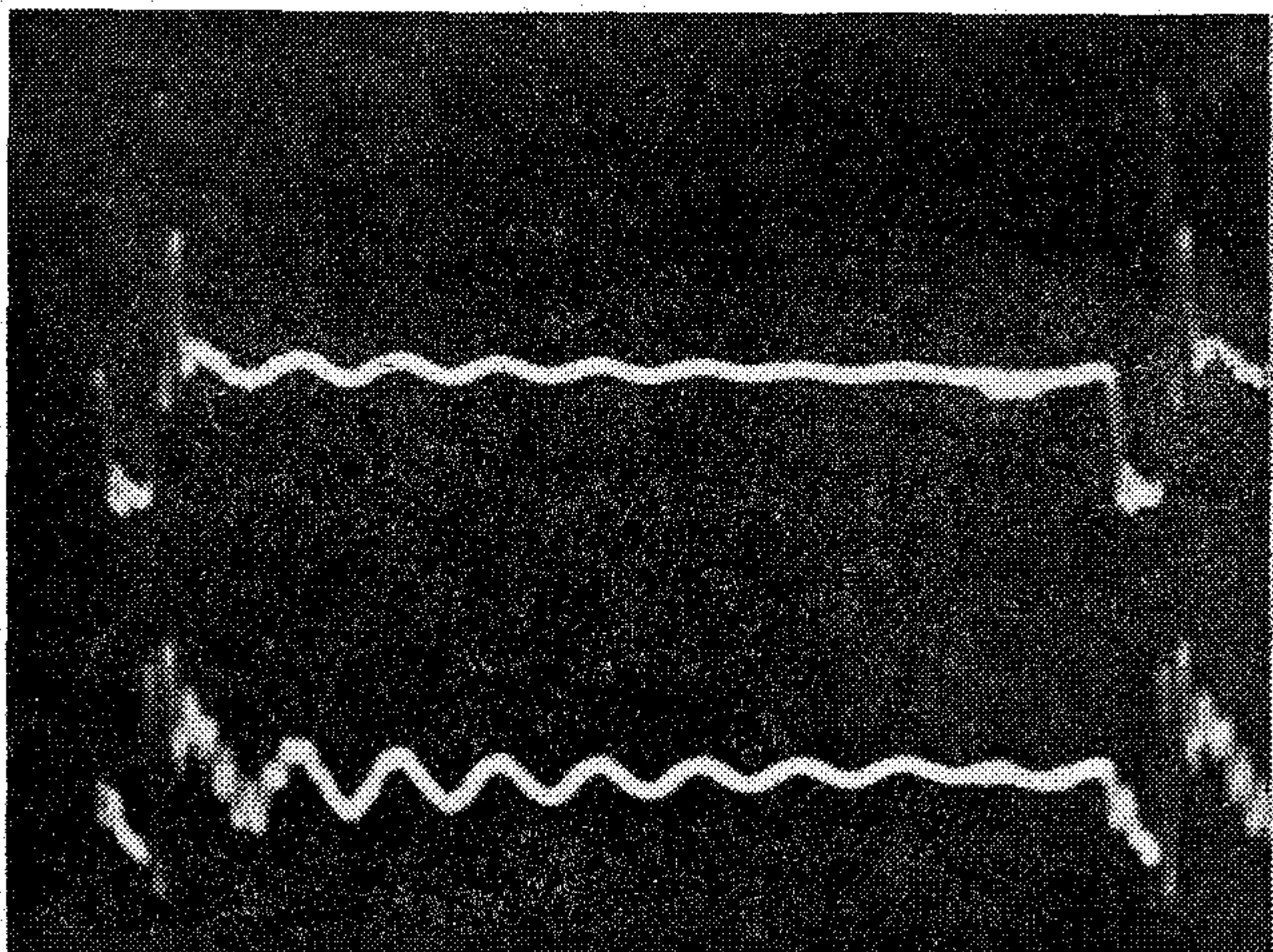
Az 5. ábrán látható oszcilloszkóp fotón a 3. ábrák ① és ③ jelű mérőpontjain levő jelalak látható, illetve ugyanezek a pontokon a jelalakok, ha bemeneten nagyfrekvenciás L—C zavaroszűrőt alkalmaztunk. (Ez utóbbin az időtengely 2-szeres nyújtásban.)

Az ábrákról jól látható, hogy a hálózati eredetű zavarok hatását a berendezésben nagyfrekvenciás L—C zavaroszűrővel és a tápegység megfelelő pontjain elhelyezett nagyfrekvenciás szűrőkondenzátorral nagymértékben csökkenthetjük. Az alkalmazott zavaroszűrő kapcsolása és csillapítás karakterisztikája a 6. ábrán látható.

3. Csatlakozó kábelek okozta zajok

A berendezést a kapcsolódó készülékekkel, perifériákkal stb. összekötő kábelek a következő fizikai okok miatt juttathatnak zavaró jelet a logikai egységekbe:

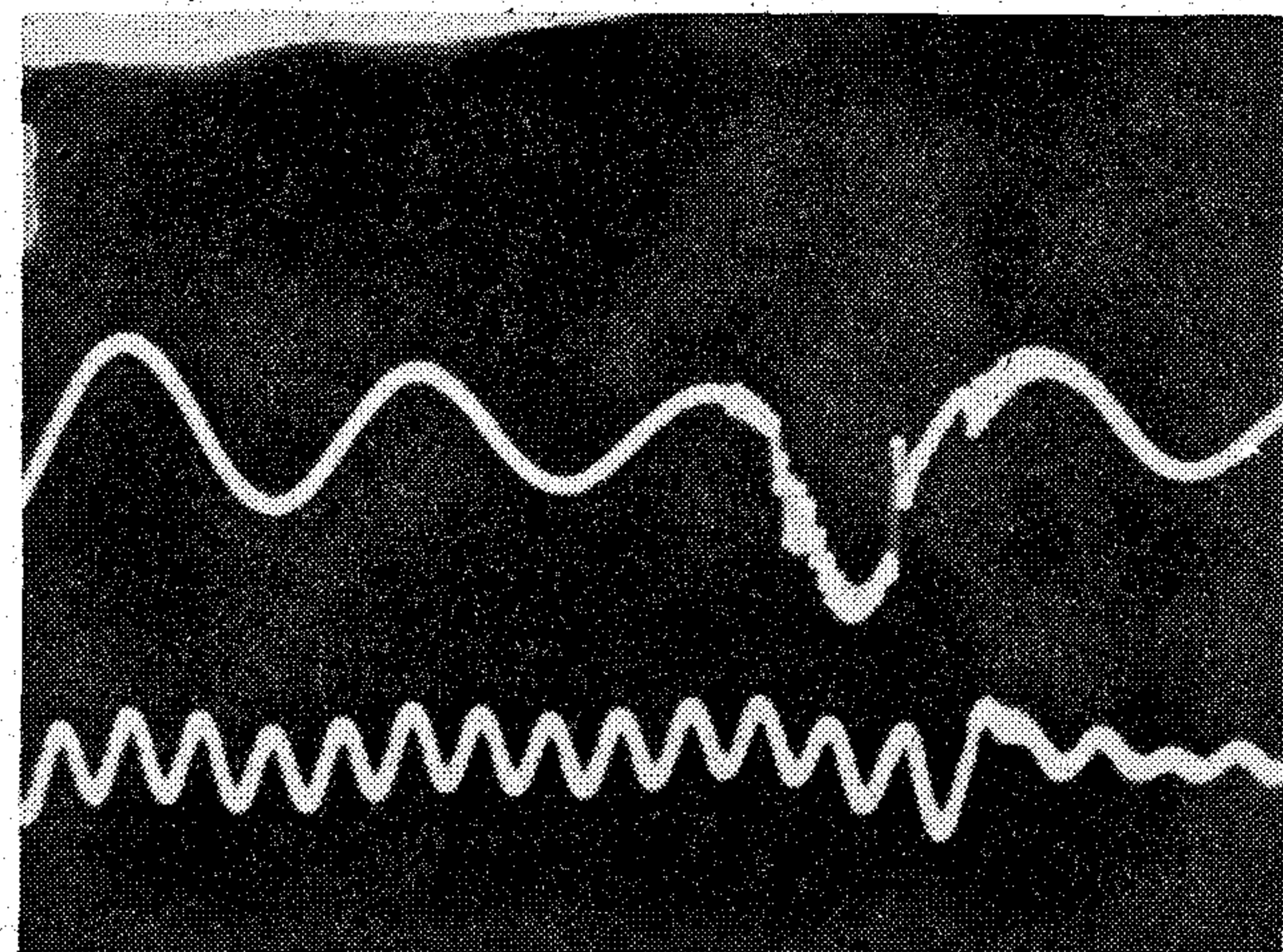
- külső zavaró hatás (elektromágneses terek, másik kábelek),



$$U_{be} = 10V$$

$$U_{ki} = 0,1V$$

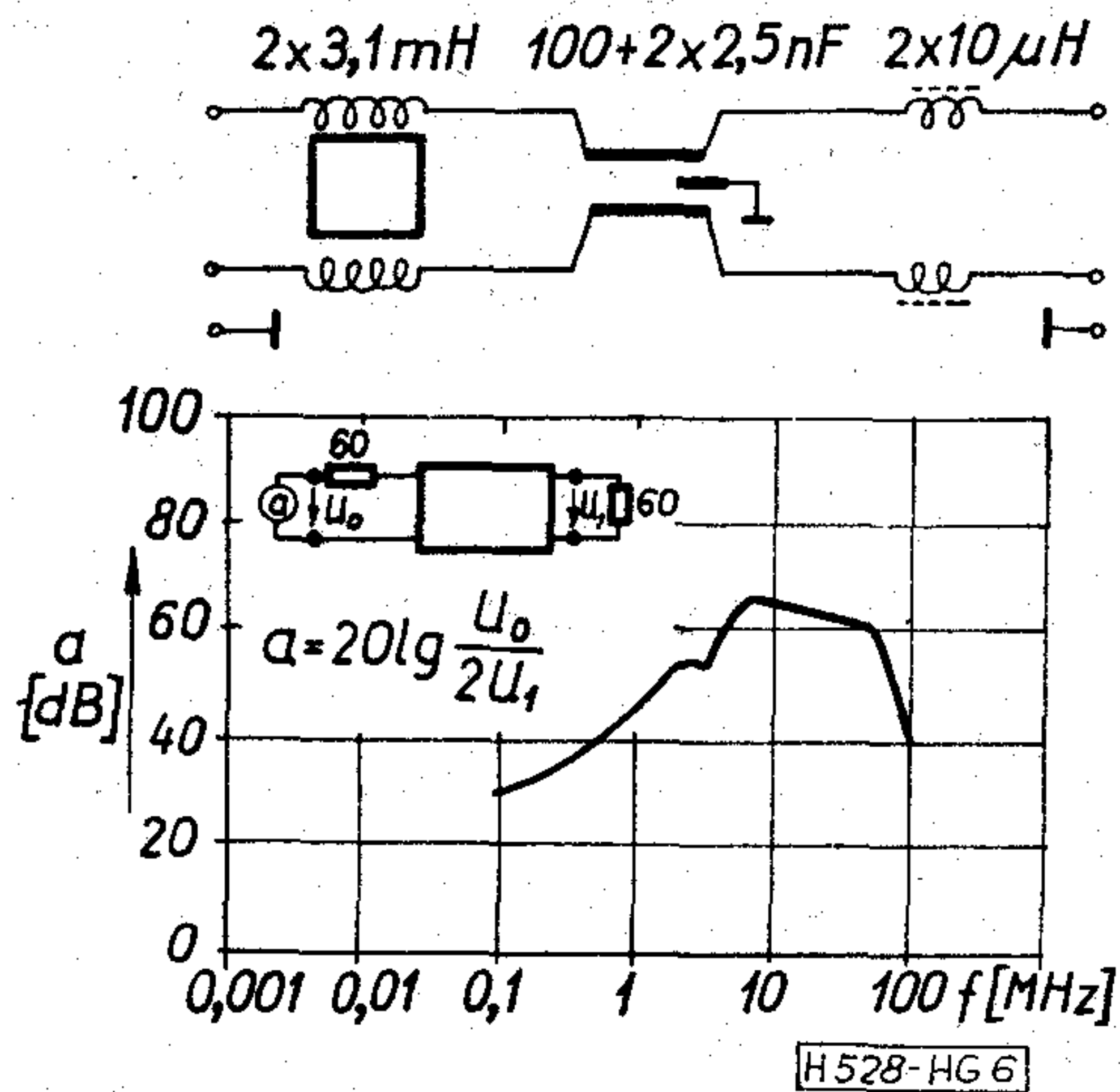
$$t = 0,2 \mu\text{sec}/\text{cm}$$



$$t = 0,1 \mu\text{sec}/\text{cm}$$

H 528-HG5

5. ábra. A jelalakok az ① és ③ jelű mérőpontokon



6. ábra. B 84 102—C30 típ. zavaroszűrő kapcsolása és csillapítás-karakterisztikája

- reflexiós zaj,
- kapacitív, induktív csatolás.

Szomszédos kábelek, elektromágneses terek zavaró hatása

Ez a zavaró hatás általában elhanyagolható, különös tekintettel a külső szövött árnyékolású kábelek esetén. Számottevő zavaró hatás akkor keletkezhet, ha a kábel árnyékolatlan — kifejtett — szakasza és a hálózati kábel közel halad egymáshoz. Az ilyen jellegű zavarok ellen a hálózati kábel megfelelő vezetése, és az előzőekben írtak betartása megfelelő védelmet nyújt.

Reflexiós zaj

A TTL kapuk be- és kimenő ellenállása a logikai 0 és 1 állapotokban különböző, és

$$\frac{R_b}{R_k} > 10.$$

A TTL áramkörök kapcsolási ideje és a kábel késleltetési ideje azonos nagyságrendű, így az illesztetlenségből adódó reflexió hatását figyelembe kell venni. Általában igaz, hogy a kimeneti ellenállás, a kábel hullámellenállása és a bemeneti ellenállás között az alábbi összefüggés áll fenn:

$$R_k < Z_0 < R_b.$$

Ilyen impedancia viszonyok mellett tökéletes reflexiómentes illesztésre nincs lehetőség, de a gyakorlatban erre nincs is szükség. Megfelelő kiegészítő elemekkel az illesztés kielégítő mértékben javítható.

Kapacitív, induktív csatolás

A kapacitív, induktív csatolás egymástól általában nem választható szét, hacsak nem biztosított, hogy a jelek fel- és lefutása jóval kisebb legyen, mint a jel terjedési ideje a kábelben, azaz a potenciál változás a vezeték teljes hosszában egyidejűnek legyen tekinthető. Ilyenkor általában az induktív zavaró jel kisebb, mint a kapacitív. Ezekre hasonló elméleti megfontolások tehetők, mint a nyáklapon belüli kapacitív, induktív zajok esetén, ezért ezt ott tárgyaljuk.

Csatlakozó kábelek vizsgálata

A reflexió és a kapacitív, induktív csatolás hatását együttesen vizsgáltuk oly módon, hogy a kábel egyik jelvezetékét egy TTL-kapun keresztül $0,8 \mu\text{sec}$ -os impulzusokkal hajtottuk meg, a másik végén egy TTL-kapuvál vettük a jelet, egy szomszédos jelvezeték pedig meredek felfutású, $0,1 \mu\text{sec}$ időtartamú zavaró impulzust kapcsoltunk, amelynek amplitúdóját $3-10 \text{ V}$ tartományban változtattuk. A vizsgálathoz felhasznált kábel:

- 2×16 érű, sodrott érpárú (a sodrás mértéke 30 ford/m),
- érpáronként árnyékolva,
- $Z_0 \approx 220 \text{ ohm}$,
- $R = 0,13 \text{ ohm/m}$,
- $C = 200 \text{ pF/m}$ — az érpár két ere között,
- a vizsgált hossz 200 cm .

A mérési összeállítás vázlata a 7. ábrán látható.

A 8. ábra oszcilloszkópfotóin alul az A, felül a B pont jelalakjai láthatók a következők szerint:

a) $R_{T1} = R_{T2} \gg Z_0$, a sodrott érpár mindkét vezetője ugyanarra a pontra kötve, és külön egy érpár a referencia 0 V -nak.

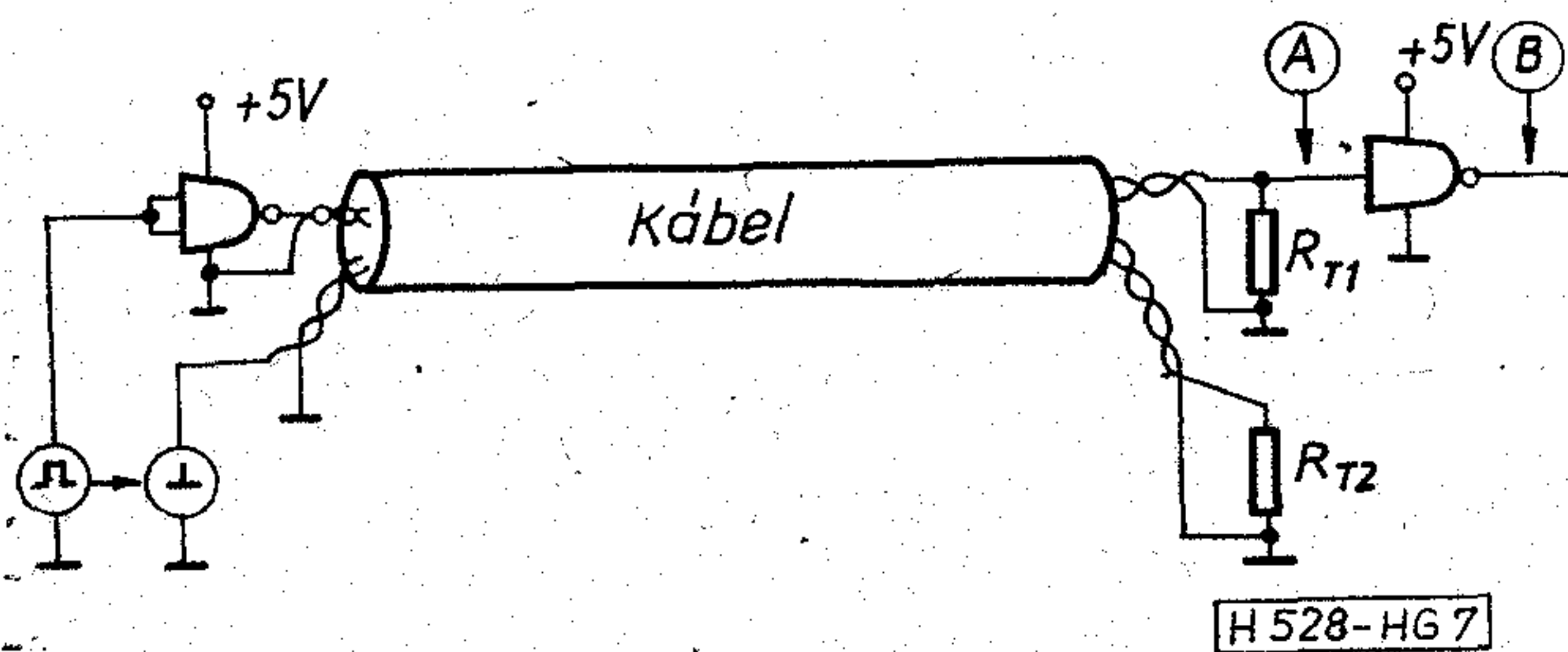
b) $R_{T1} = R_{T2} \gg Z_0$, a sodrott érpár egyik vezetője a jelvezeték, a másik a referencia 0 V .

c) $R_{T1} = R_{T2} = Z_0$, a sodrott érpár egyik vezetője a jelvezeték, a másik a referencia 0 V .

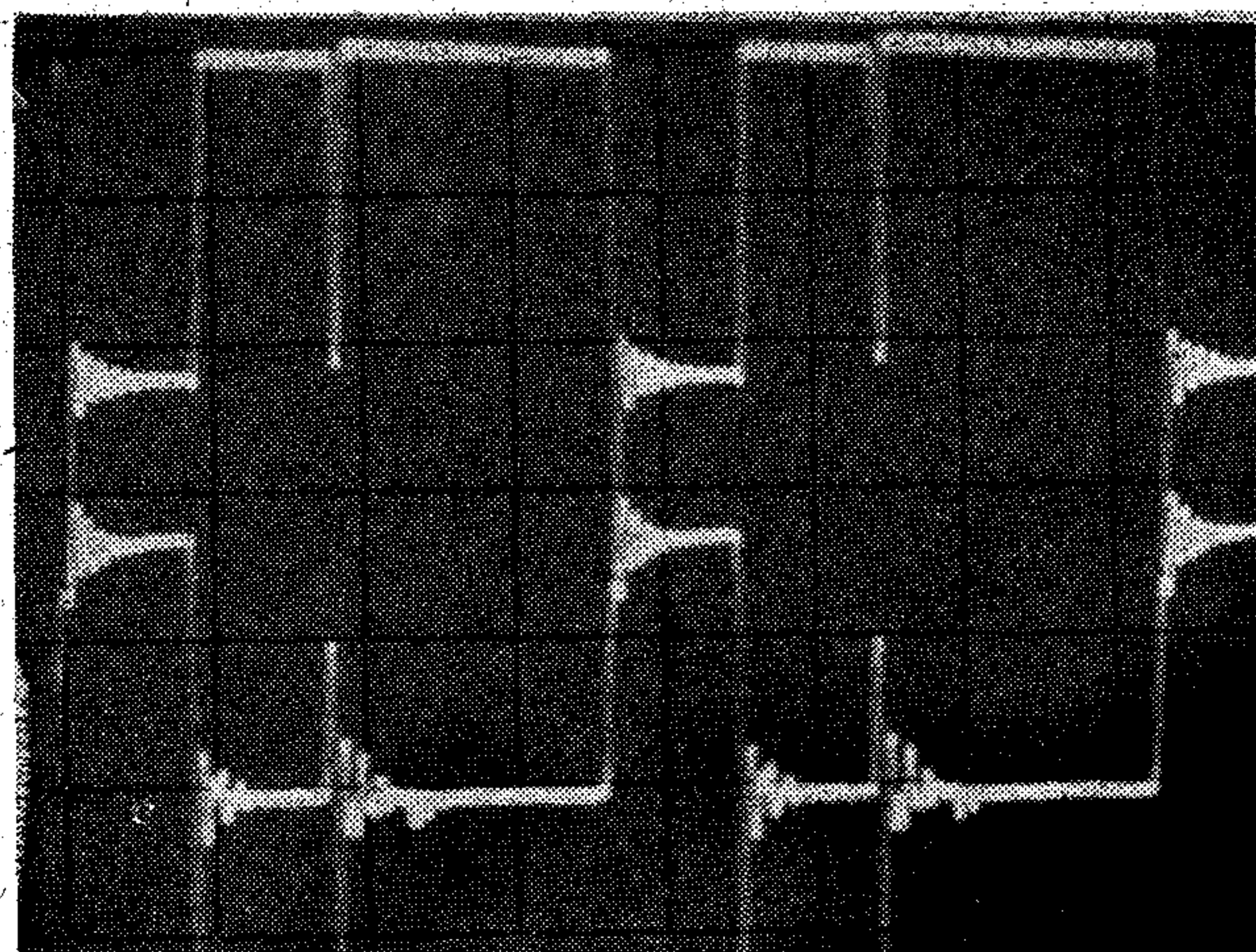
A zavaró impulzus amplitúdóját 5 V fölé növelve tapasztaltunk olyan mértékű zavaró hatást, ami a vevő kapu kimenetén hamis logikai állapotot okozott (lásd 8a ábra).

Következtetések

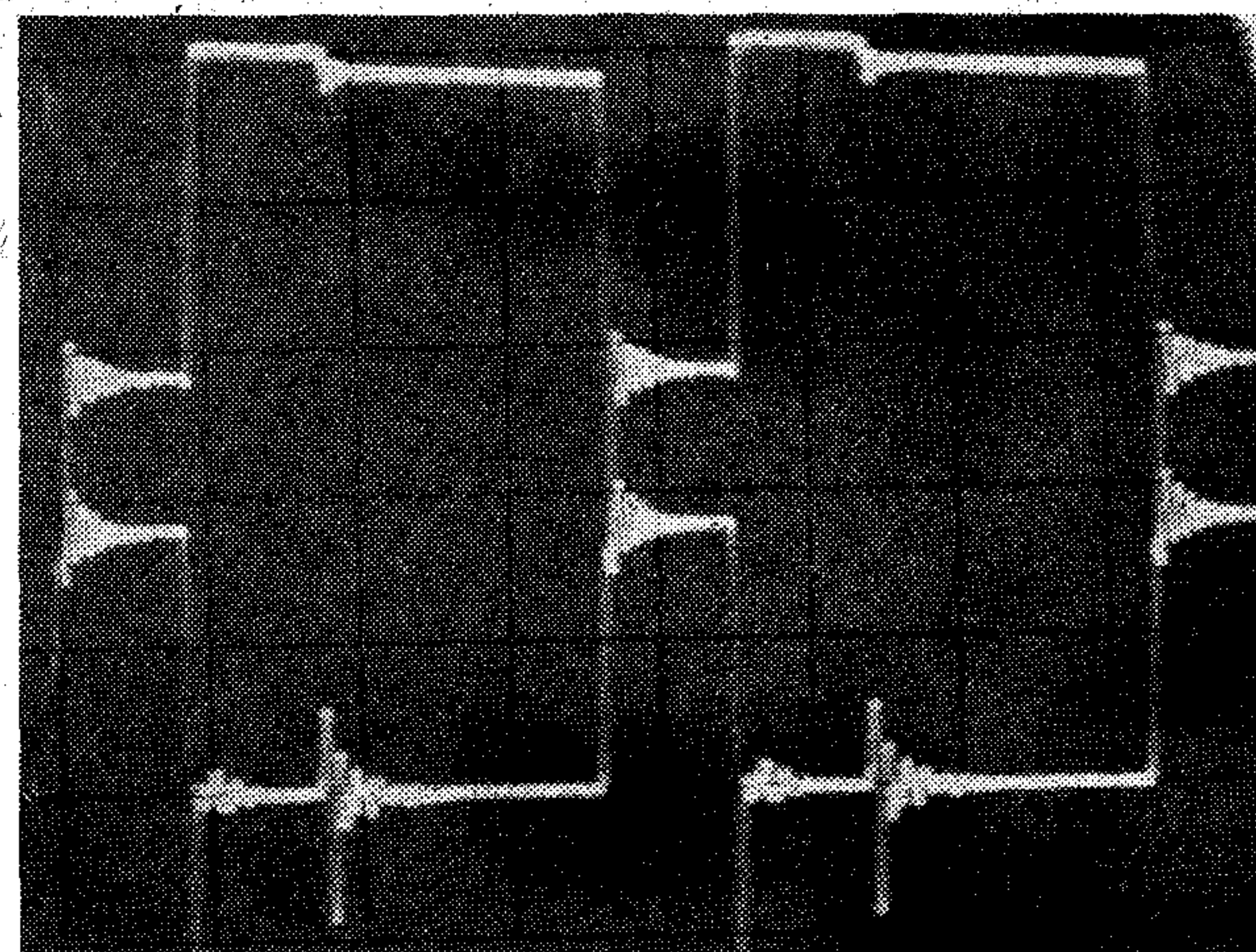
Összekötőkábelként külső szövött árnyékolású kábel célszerű használni. Az árnyékolást a berendezésen belül földpontra kell kötni. A reflexiót kis értéken lehet tartani, ha a kábel legalább az egyik — célszerűen a vételi — oldalon a kábel hullámimpedanciájával közel azonos értékű ohmos ellenállással zárjuk le. A nem tökéletes vételi oldali lezárásból eredő reflexió adó oldali ismételt reflektálódása csökkenthető az adó oldalon is lezáró ellenállások alkalmazásával. A legjobb közelítést az adó oldali soros, ellenállás—dióda kör és a vevő oldali lezáró ellenállás együttes alkalmazása biztosítja. Az áthallások ellen a sodrott érpár alkalmazása jelenti a legjobb védelmet. Így a kábelen vezetett jelek adására, vételére a 9. ábra szerinti kapcsolás bizonyult a leghatékonyabbnak. Az így felépített mérőkapcsolásnál a zavaró jel amplitúdóját 10 V fölé kellett növelni ahhoz, hogy a vevő kapu kimenetén hamis logikai jelet kapjunk.



7. ábra. Kábel vizsgálati összeállítás

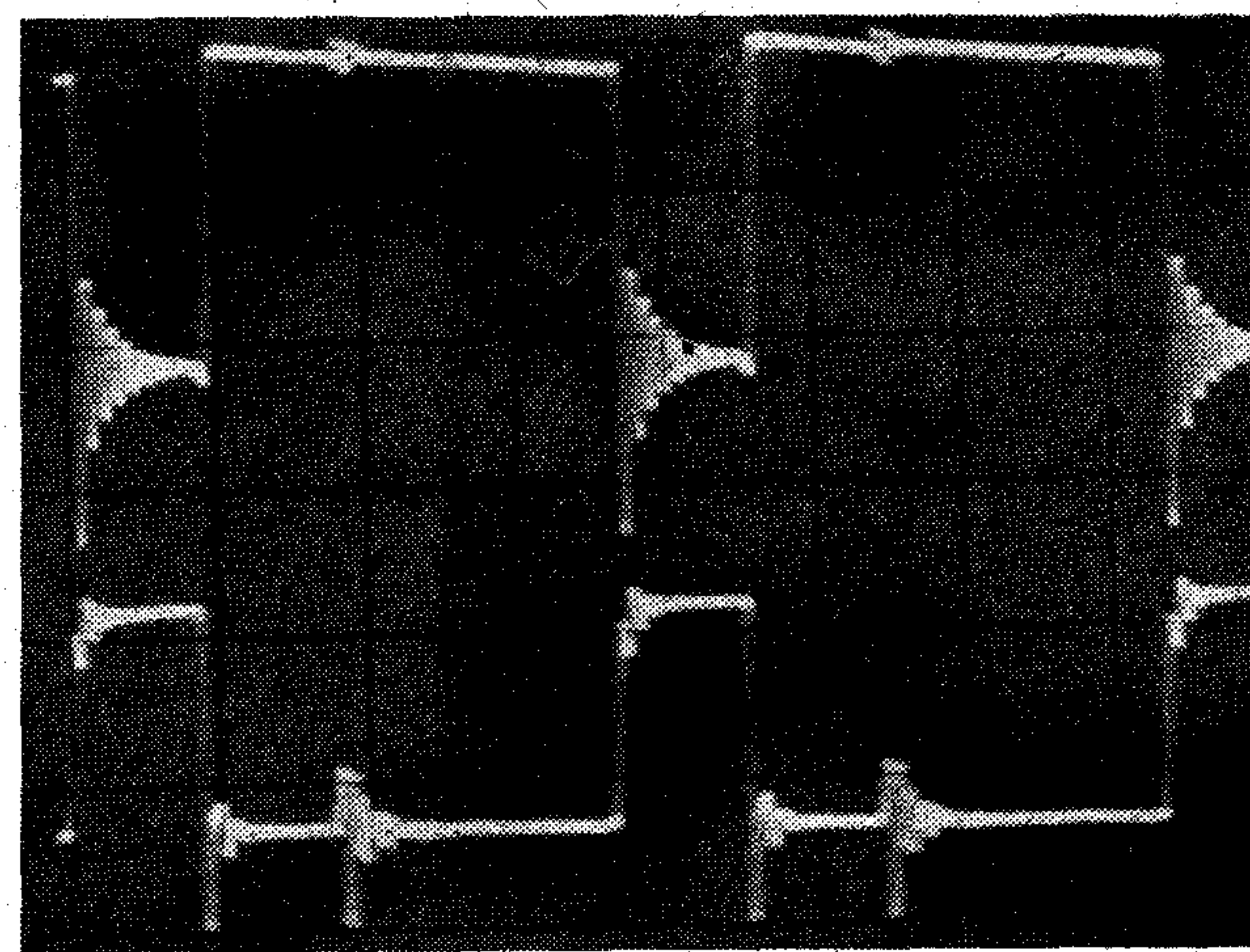


a)



$U = 2 \text{ V/cm}$

$t = 0,5 \mu\text{sec/cm}$ b)

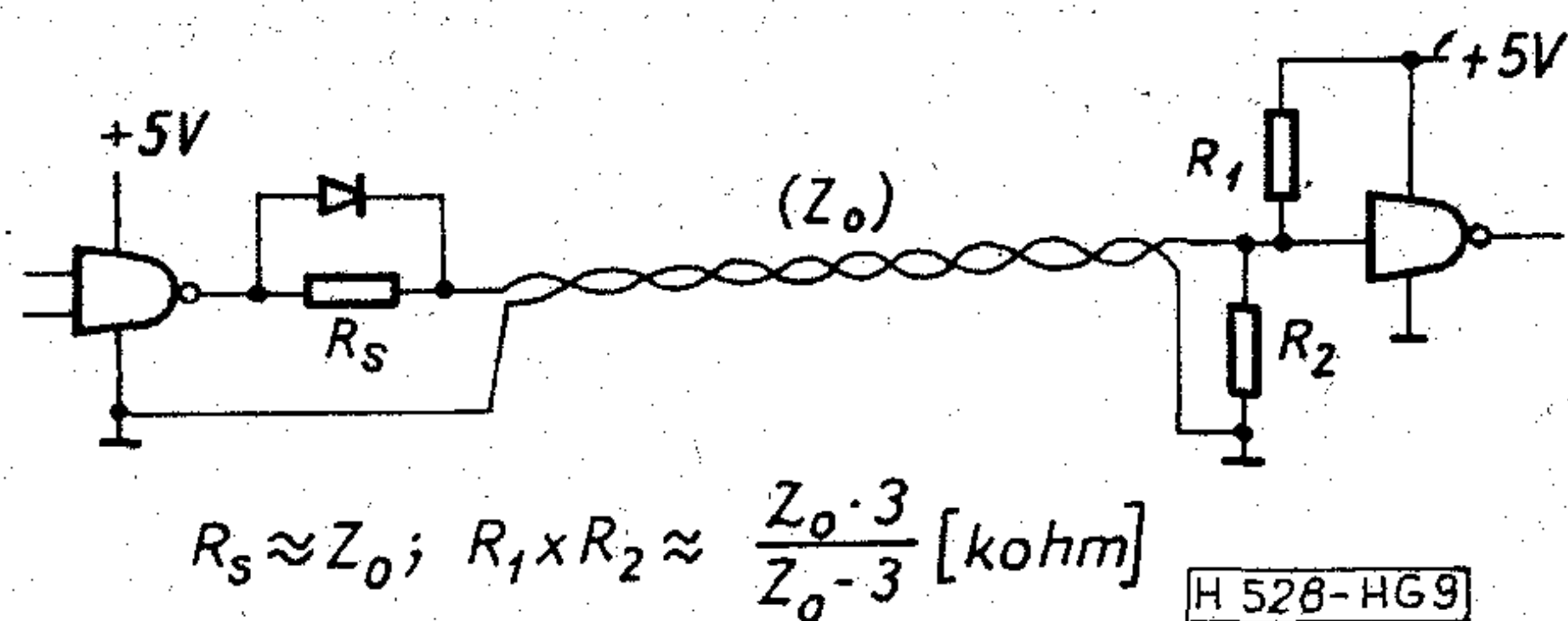


c)

H 528-HG 8

8. ábra. Kábel kimeneti jelalakjai

Sajnos, a gyakorlatban ritkán rendelkezünk a kábel mindkét végével, mivel az esetek túlnyomó többségében a kábellel csatlakozni kívánt másik berendezés, periféria interface áramköreinek kialakítása olyan ami-lyen. Ilyenkor különösen fontos, hogy a „saját oldal” kialakításánál fokozott gondossággal járjunk el.



9. ábra. Kábel legkevésbé zavarérzékeny használata

Zavar szempontjából a legveszélyesebb, ha a TTL szintű jelekkel azonos kábelben más (magasabb) feszültségű jelek is haladnak, különösen, ha ezeknek 10 MHz-nél nagyobb frekvenciájú komponensei is vannak. Ezért föltétlenül javasoljuk a különböző feszültségű jelek külön kábelben való vezetését.

4. Tápfeszültségzajok

Az integrált áramkörök tápáramellátását biztosító stabil tápfeszültségnek a specifikációs értéknél nagyobb mértékű változása az IC kimenetén hamis logikai jelet eredményezhet. Ez az érték normál TTL áramköröknél 250 mV, azaz ha a tápfeszültség 4,75 V alá csökken nem garantált az áramkör magas kimeneti szintje, illetve ha 5,25 V fölé emelkedik az alacsony kimeneti szint. Ez a feszültségváltozás a következő okokból jöhet létre:

- tápegység-specifikációs eltérés (U_t),
- a tápfeszültség-vezetéseken eső feszültségérték (U_v),
- az áramkörök az átkapcsolás pillanatában nagy tápáramfelvételt jelentenek (dinamikus terhelés) (U_d).

Ezek együttes értéke a 250 mV-t nem haladhatja meg.

$$U_t + U_v + U_d \leq 250 \text{ mV} \quad (1)$$

A hálózatról a tápegységen keresztül jutó zavarok hatásától eltekintünk, azt az előzőekben írtak alapján a tápfeszültség-specifikáción belüli értékűnek tekintjük.

Tápegység-specifikációs eltérés

A stabil tápfeszültségeket még statikus terhelés esetén sem lehet abszolút pontossággal beállítani. A gyakorlatban nem túl bonyolult áramkörökkel megvalósítható pontosság a $\pm 1\%$, ami 5 V-os feszültség esetén $U_t = \pm 50 \text{ mV}$ eltérést enged meg. Ezt a pontosságot a tápegységnek a 0–100 MHz tartományban kellene biztosítania. Ilyen stabilizátort készíteni gyakorlatilag lehetetlen. A szokásos áramköri elemek (pufferkondenzátorok, stabilizátor IC-k) felhasználásával kb. 1 MHz-ig lehet biztosítani a stabilitást. Az ennél nagyobb frekvenciájú komponensek 50 mV-nál kisebb értékét úgy garantálhatjuk, hogy közvetlenül a keletkezési helyüknél nagyfrekvenciás szűrőtagok alkalmazásával lecsökkentjük.

Ha figyelembe vesszük, hogy a másik két hatás (tápfeszültség-vezetékek, dinamikus terhelés) az integrált áramkörökre jutó tápfeszültséget általában csökkenti, akkor a tápegységre tett megkötést az

alábbiak szerint módosíthatjuk:

$$U_t = \pm 150 \text{ mV}.$$

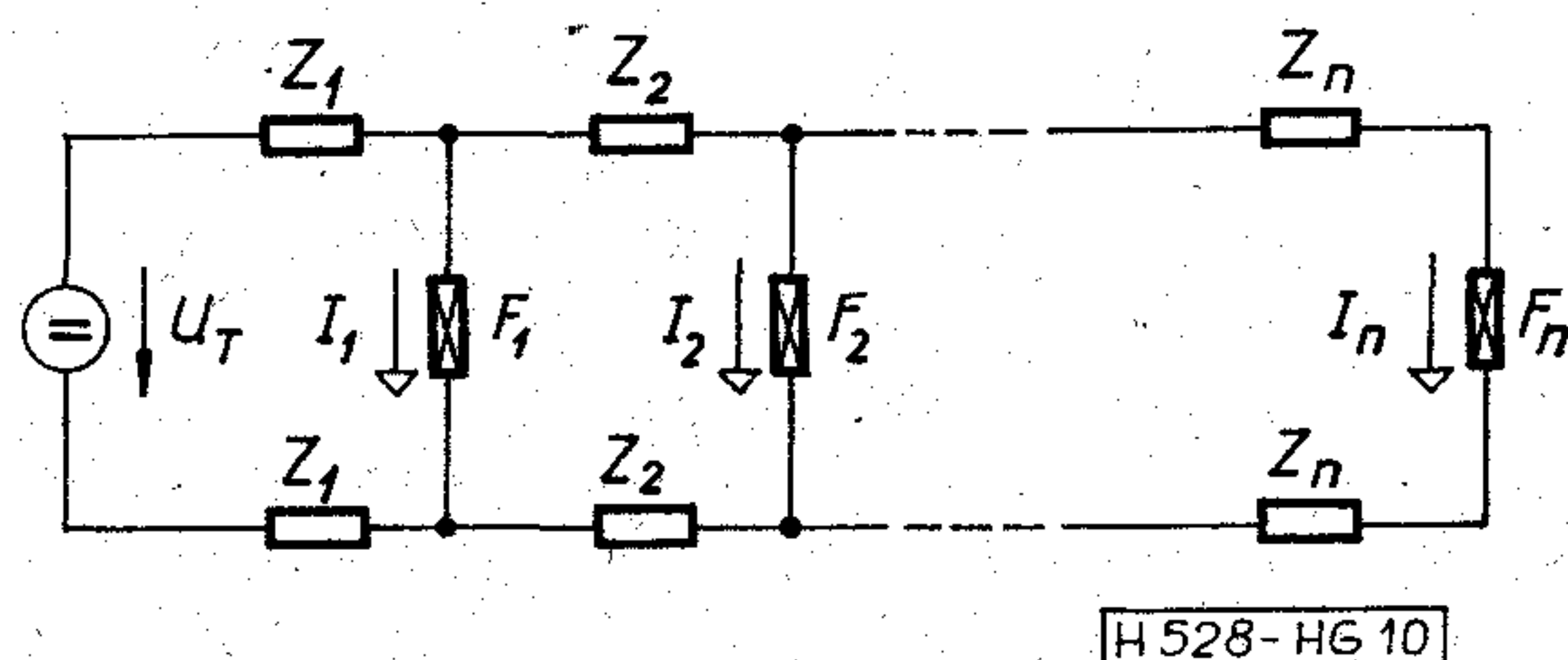
Vagy az 5 V-os tápfeszültség specifikációja $5,1 \pm 0,05 \text{ V}$ lehet, így az (1)-es képlet módosítható,

$$U_t + U_d + U_v \leq 350 \text{ mV}. \quad (2)$$

Tápfeszültség-vezetéseken eső feszültség

A tápegység kimeneti pontjait és a fogyasztás helyét összekötő tápfeszültség-vezetékek impedanciája a rajta átfolyó árammal arányos feszültségesést hoz létre.

A 10. ábrán láthatók az áram- és impedanciaviszonyok, ha az U_T feszültségforrást $F_1, F_2, \dots, F_n$ jelű fogyasztók terhelik, és $Z_1, Z_2, \dots, Z_n$ a tápfeszültség-vezeték impedanciája. A tápfeszültség-vezetéseken eső feszültség értéke



10. ábra. Több fogyasztóval terhelt tápegység áram- és impedanciaviszonyai

$$U_v = 2Z_1(I_1 + I_2 + \dots + I_n) + 2Z_2(I_2 + I_3 + \dots + I_n) + \dots + 2Z_n I_n \quad (3)$$

Az m vezetékszakaszon átfolyó áram értéke:

$$i_m = I_1 + I_2 + \dots + I_n - \sum_{k=1}^{m-1} I_k, \quad (4)$$

$$U_v = \sum_{m=1}^n 2Z_m \cdot i_m.$$

Homogén, konstans keresztmetszetű vezetőre igaz, hogy

$$Z = kl, \quad (5)$$

ahol: k — a vezető méterenkénti impedanciája (ohm/m), l — a vezető hossza (m).

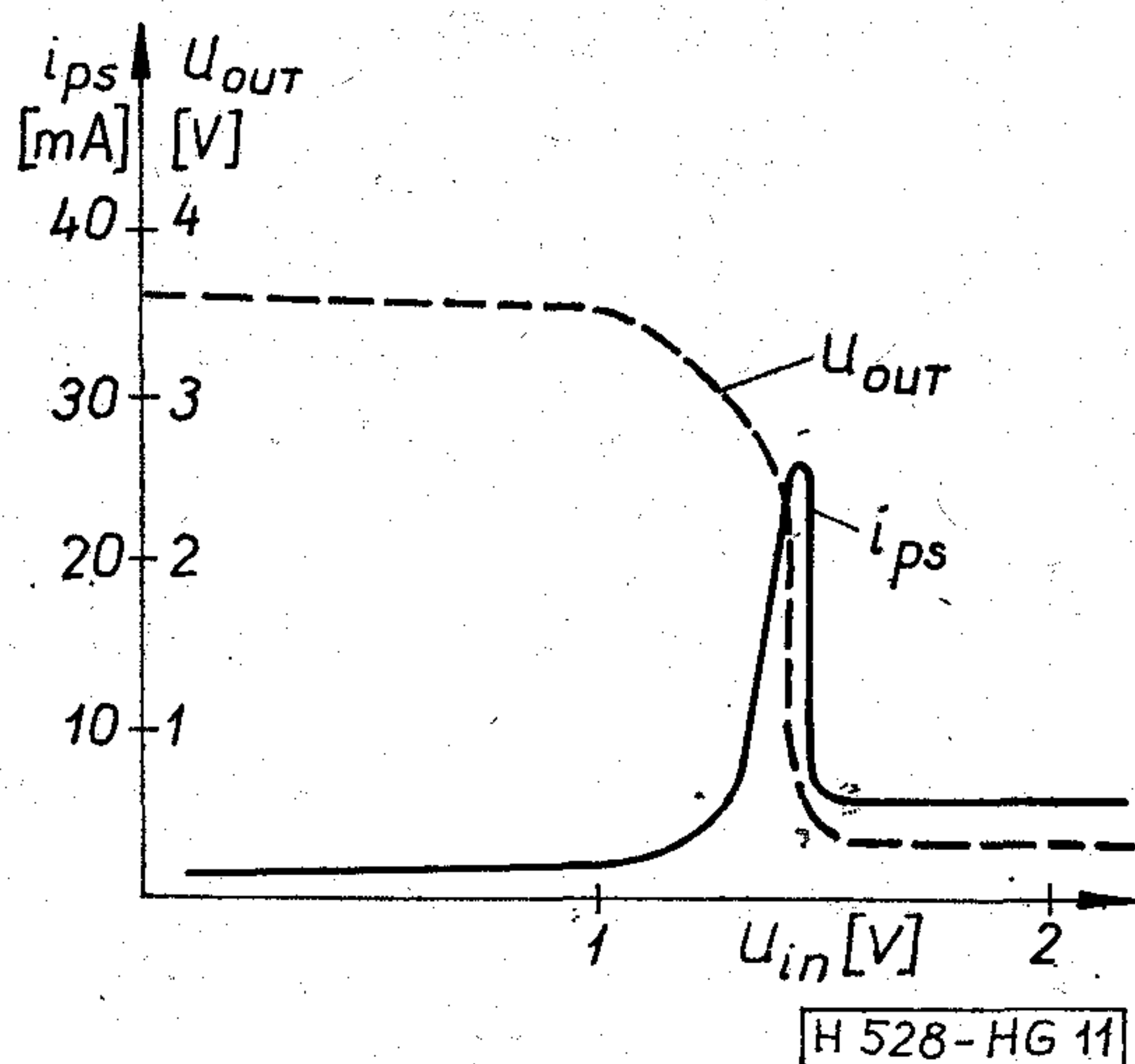
(4)-t és (5)-t összevetve, és a vezető tetszőlegesen kicsi darabjára vonatkoztatva kapjuk:

$$U_v = 2k \int_0^L i(l) dl. \quad (6)$$

A gyakorlatban egy berendezés tervezésénél a tápegység és a fogyasztók fizikai elrendezése, a fogyasztók áramigénye — ezáltal az integrál értéke —, és U_v értéke is adott, a keresett mennyiség a vezető keresztmetszete.

A (6)-ból k értéke, és ebből a minimálisan szükséges keresztmetszet (A) — a fajlagos ellenállás (ρ) ismeretében — meghatározható.

$$A = \frac{2\rho \int_0^L i(l) dl}{U_v}. \quad (7)$$



11. ábra. TTL kapu tápáram-karakterisztikája

Tápfeszültség-csökkenés az áramkörök átkapcsolása alatt

Egy-egy kapuáramkör tápáramfelvétele az átkapcsolás pillanatában a statikus érték 5–10-szerese. Egy TTL kapu tipikus tápáram-karakterisztikáját láthatjuk a 11. ábrán az ismert transzferkarakteristikával egybe rajzolva.

Az átkapcsolás alatt mozgatott töltés mennyisége

$$Q = \int_0^{t_{pd}} i(t) dt \quad (8)$$

összefüggésből határozható meg. Ezt a 11. ábra i_{ps} függvényére alkalmazva jó közelítéssel

$$Q = 10^{-10} \text{ As.} \quad (9)$$

érték adódik.

Ez a töltés egy C kapacitású kondenzátor töltése – kisütése közben

$$U_d = \frac{Q}{C} \quad (10)$$

nagyságú feszültség változást okoz. (2)-ből U_d -re megköthetjük, hogy

$$U_d \leq 100 \text{ mV} \quad (11)$$

(9), (10), (11)-ből az egy kapura szükséges kondenzátor értéke:

$$C_{\text{kapu}} \geq 1 \text{ nF.} \quad (12)$$

A gyakorlatban persze kapuk tápfeszültségét szűrni nem tudjuk, csak integrált áramköri tokokat, és az erre a célra megfelelő nagyfrekvenciás kondenzátorok értéke is egy nagyságrenddel ezen érték felett van. Így látható, hogy (12) önmagában még nem elegendő a méretezéshez. De ha figyelembe vesszük, hogy az IC tok teljesítményfelvétele és a benne levő kapuk száma – azaz az átkapcsoláskor mozgatott töltés mennyisége – között egyenes arányosság van, akkor a gyakorlati tervezés számára jól használható képlet-hez jutunk a szükséges szűrőkondenzátor méretezését illetően:

$$C \geq 1 \text{ nF/10 mW.} \quad (13)$$

A szűrés úgy hatékony, ha a szűrőkondenzátor közvetlenül a szűrni kívánt IC tok mellett helyezkedik el,

azaz ha a kiindulási képletünkben (10) nem kell járulékos ellenállást figyelembe venni. Ez akkor igaz, ha a kondenzátor lábai és az IC tápfeszültség pontjai közötti hozzávetetés nagyfrekvenciás ellenállás 100 mohm-nál kisebb. Ezért célszerűbb több kisebb értékű kondenzátort használni.

A (13) képlet helyességét több, nagy bonyolultságú nyáklap esetén a gyakorlatban is ellenőriztük. Ezen nyáklapoknál a „műszaki érzés” szerinti szűrés teljességgel hatástalan volt, minden tároló össze-viszsa billegett. A (13)-mal kiszámított szűréssel a nyáklap egyből megjavult.

Következtetések

Egy-egy berendezés tervezésénél a tápfeszültség-ellátást, a tépfeszültségek vezetését, a dinamikus hatások szűrését is meg kell tervezni. A tervezés a megfelelő képletek (2), (7), (11), (13) segítségével biztosítható, és számítógépes tervezés esetén is könnyen alkalmazható.

A tápfeszültség-eltérésre a következő számszerű megköteket tehetjük:

$$U_t = 50 \text{ mV}$$

$$U_d = 100 \text{ mV}$$

$$U_v = 100 \text{ mV}$$

Vagy, ha $U_t = 5,1 \pm 0,05 \text{ V}$, akkor:

$$U_t = 50 \text{ mV}$$

$$U_d = 100 \text{ mV}$$

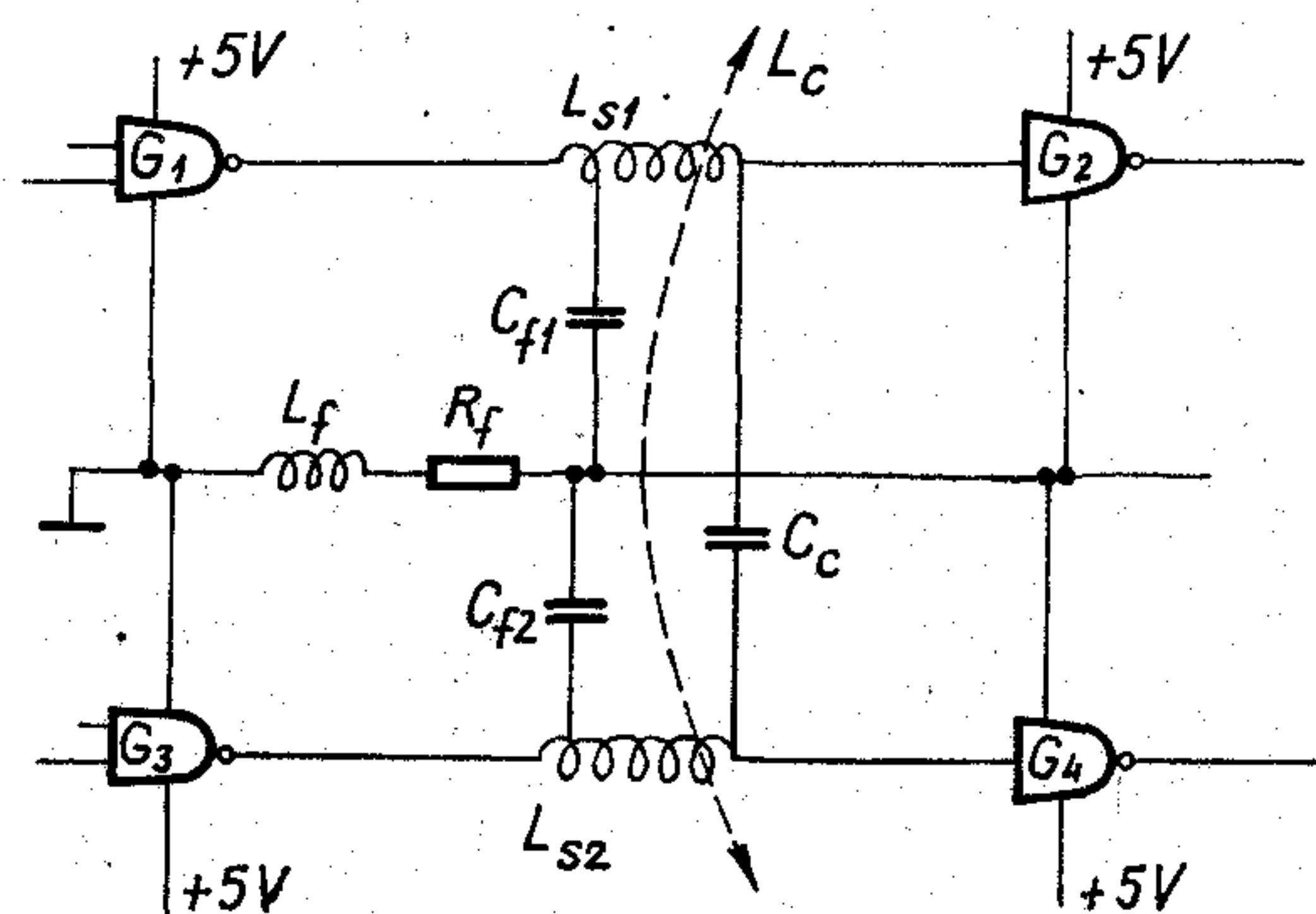
$$U_v = 200 \text{ mV}$$

5. A nyomtatott áramköri lapon belüli zajok

Egy logikai kártyán belüli két jel egymásra hatásából eredő zavar a következő fizikai hatások miatt jöhet létre:

- kapacitív csatolás,
- induktív csatolás,
- galvanikus csatolás.

A 12. ábrán látható, hogy a G_1, G_2 kapuk közötti jel milyen hatásokon keresztül zavarhatja a G_3, G_4 kapuk közti jelet. Az L_c kölcsönös induktivitás az induktív csatolást, a C_c kapacitás a kapacitív csatolást repre-



H 528-HG 12

12. ábra. TTL kapuk között lehetséges zavaró hatások

zentálja, míg az L_f , R_f földimpedancia a közös föld ágba galvanikus csatolást okoz.

Kapacitív csatolás

A nyomtatott kártyán az egymáshoz közel haladó, párhuzamos vezeték közötti kapacitív csatolás a gyakorlatban előforduló egyik leggyakoribb zavaró hatás. Ennek nagyságát a 13. ábra helyettesítő kapcsolása alapján vizsgálhatjuk.

A legkedvezőtlenebb esetben a G_3 kapu kimenetén logikai 1 szint van (nagyobb a kimenő ellenállás, R_k mint logikai 0 szint esetén) és a G_1 kapu logikai 1-ből 0-ba vált, és általában $R_b \gg R_k$. Ilyenkor

$$U_z = U_{z1} \frac{R_{k3}}{R_{k3} + R_{k1}}, \quad (14)$$

nagyságú váltás jut a G_4 kapu bemenetére. Ez hamis kimeneti jelet eredményez, ha legalább t_{pd} ideig az U_k küszöb feszültség alá esik. Ha a C_c kapacitás töltését exponenciális görbe szerintinek tételezzük fel, akkor az U_k alá eső feszültség értéke

$$U_k + U_z - U_{k1} = U_z (1 - e^{-\frac{t_{pd}}{\tau}}), \quad (15)$$

amit átrendezve

$$\frac{U_z}{U_{k1} - U_k} = e^{\frac{t_{pd}}{\tau}}. \quad (16)$$

A csatoló kapacitás töltési állandója

$$\tau = C_c (R_{k1} + R_{k3}). \quad (17)$$

A (14), (16), (17) egyenletekből a megengedhető legnagyobb csatoló kapacitás, ami még nem okoz hamis kimeneti szintet a G_4 kapu kimenetén

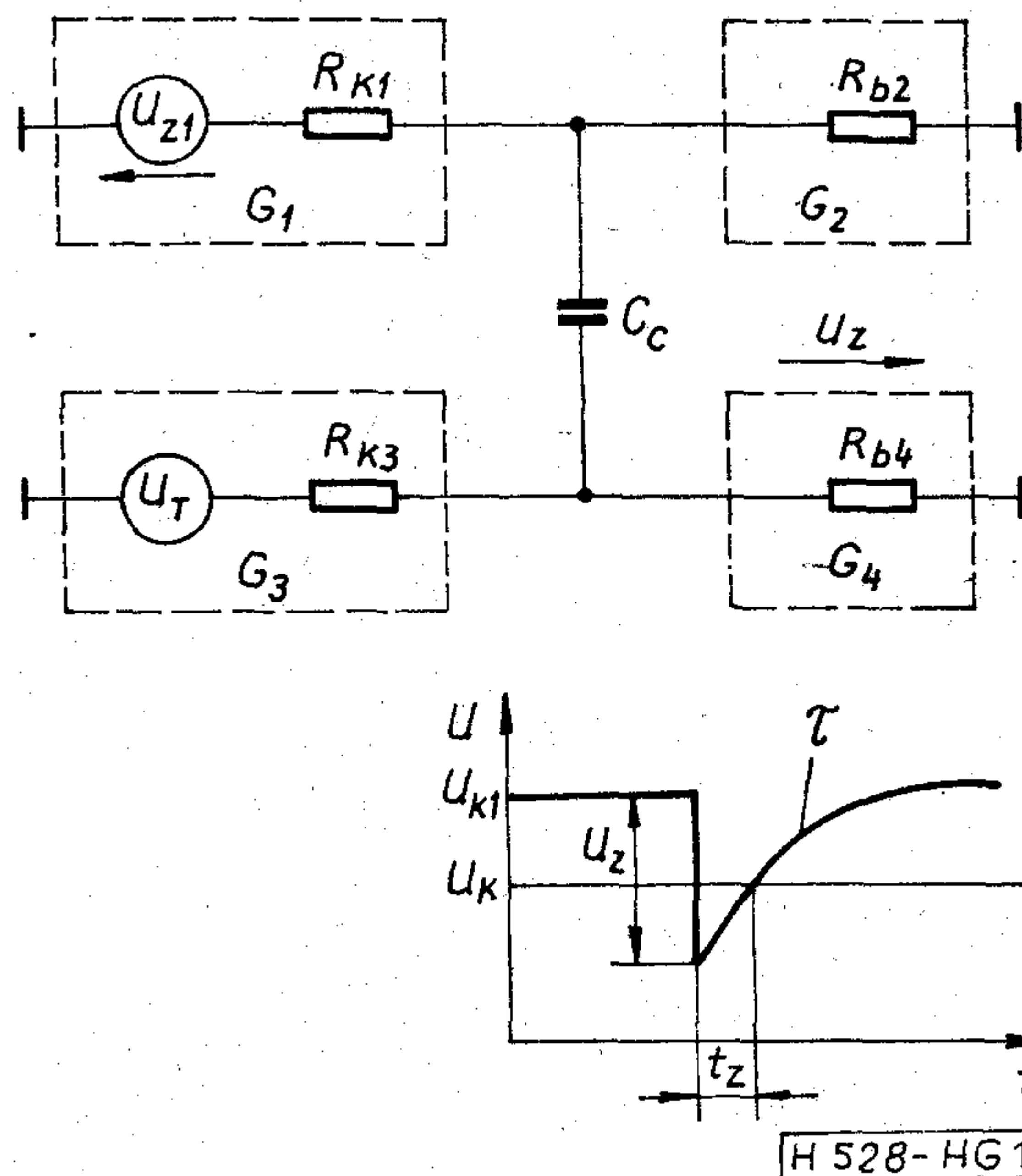
$$C_{cmax} = \frac{t_{pd}}{(R_{k1} + R_{k3}) \ln \left[\frac{U_{z1}}{U_{k1} - U_{k2}} \cdot \frac{R_{k3}}{R_{k3} + R_{k1}} \right]}. \quad (18)$$

A TTL áramkörökre jellemző értékeket (18)-ba behelyettesítve

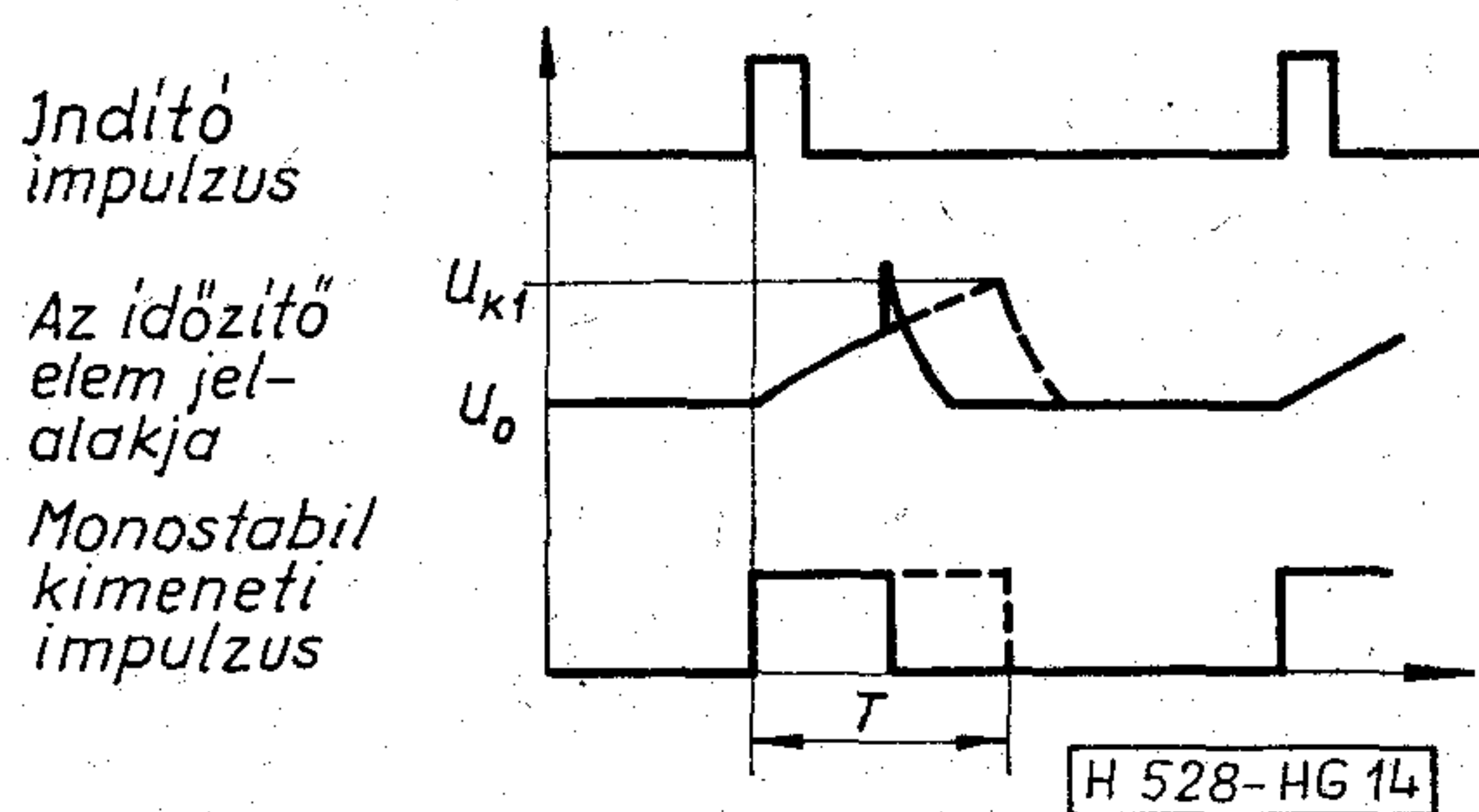
$$C_{cmax} = 20 \text{ pF}, \quad (19)$$

értéket kapunk, ami elég nagy érték, ha figyelembe vesszük, hogy a szokásos finom rajzolat esetén két vezető kapacitása kb. 10–20 pF/m értékű. Azaz a nem extrém méretű nyomtatott áramköri lapoknál két jelvezeték kapacitív csatolása önmagában nem eredményez hamis logikai kimenetet.

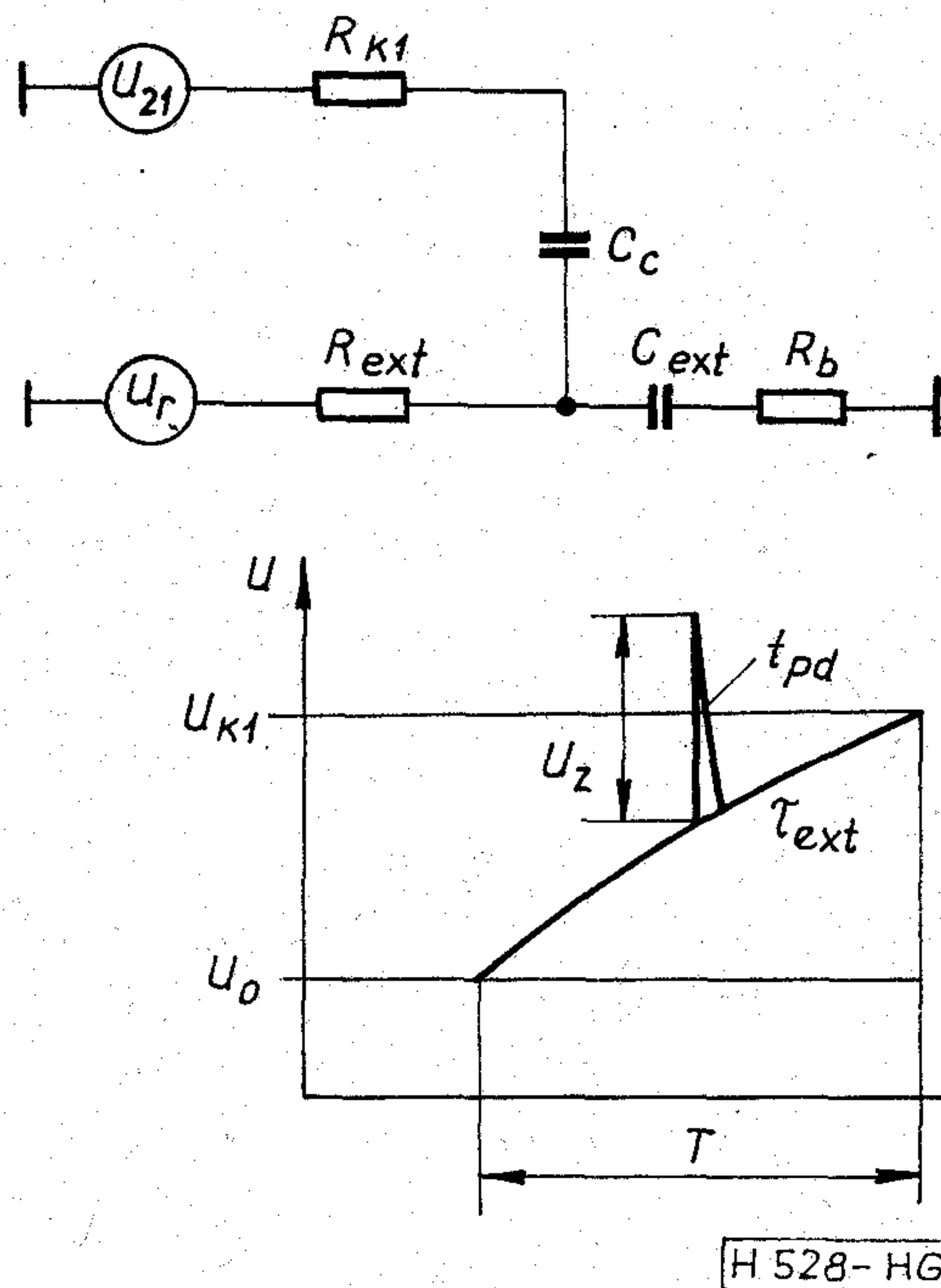
Roszbabb a helyzet, ha a zavart jel egy monostabil multivibrátor időzítő elemének a vezetéke, amelyen működés közben pár tized voltos feszültség a monostabil „idő előtti lejárását”, vagyis a tervezettnél rövidebb impulzust eredményez a 14. ábrán látható módon. Ebben az esetben az a legkedvezőtlenebb, ha a zavaró jel logikai 0-ból 1-be vált, és a monostabil időzítő jele (zavart jel) már a komparálási szinthez közel eső értékű. Nem követünk el túl nagy hibát, ha az időzítő kondenzátor töltését exponenciális helyett lineárisnak tételezzük fel a vizsgált szakaszon, és a zavar időtartamára (t_{pd}) konstans szintűnek tekintjük. A zavaró jel nagysága a 15. ábra helyettesítő



13. ábra. Helyettesítő kapcsolás a kapacitív csatolás vizsgálatához



14. ábra. Monostabil multivibrátor idődiagramja



15. ábra. Helyettesítő kapcsolás a monostabil multivibrátor vizsgálatához

kapcsolásából

$$U_z = U_{z1} \frac{R_{\text{ext}} \times R_b}{R_{\text{ext}} \times R_b + R_{k1}}, \quad (20)$$

T értékének 10%-os csökkenését még megengedve, C_c -re megengedhető legnagyobb érték

$$C_{c\text{max}} = \frac{t_{pd}}{(R_{\text{ext}} \times R_b + R_{k1}) \ln \frac{U_z}{0,1(U_{k1} - U_0)}}. \quad (21)$$

Ami az SN74123 típusú monostabil multivibrátor tipikus adatait figyelembe véve, $R_{\text{ext}} = 20$ kohm időzítő ellenállással

$$C_{c\text{max}} = 0,10 \text{ pF}, \quad (22)$$

értéket ad. Ez azt jelenti, hogy az időzítő elemeket nem szabad 50 mm-nél hosszabb vezetékkel az IC-hez kötni, és lehetőleg minden más vezetéktől minél távolabb kell vinni.

A (18) egyenlet igaz abban az esetben is, amikor kábelben vezetett jelek kapacitív csatolását vizsgáljuk. A kábel geometriai méreteivel a méterenkénti kapacitása adott, ebből egy adott kábeltípus esetén használható maximális hossz kiszámítható.

$C_{c\text{max}}$ akkor lesz a legnagyobb, ha R_{k3} minimális és U_{k1} maximális értékű. Ha $U_{k1} = U_{z1} \geq 2U_k$ és $R_{k1} = R_{k3}$, akkor (18)-ban az $\ln$ utáni tört közel 1 lesz, ami nagyon nagy C_c -t enged meg. Ezek a feltételek a gyakorlatban azt jelentik, hogy a G_1 és G_3 kapuk egyformák, kis magas kimenőimpedanciájúak és minimálisan vannak terhelve (kimeneti szintjük 3,6 V körüli).

A gyakorlatban a helyzet egy kicsit kedvezőbb, mint a fenti számítások szerinti, mivel a zavaró jel nem végtelenül meredek ugrásfeszültség. Így a fenti egyenletek gyakorlati méretezésre biztonsággal alkalmazhatók.

Induktív csatolás

Párhuzamos vezeték közötti induktív csatolás is okozhat zavart a 12. ábrán látható módon. Az induktív hatásból eredő zavar általában kisebb, mint a kapacitív csatolás által okozott, és akkor tárgyalható külön, ha a vezetéken a terjedési idő jóval kisebb, mint a jel fel-lefutási ideje. Ez egy lapon belül általában igaz. Az induktív zavaró feszültség értéke:

$$U_{zi}(t) = -L_c \frac{di_z(t)}{dt}. \quad (23)$$

Ahol L_c a kölcsönös induktivitás, $i_z(t)$ a zavaró jel árama. L_c a csatolási tényező (k) és a vezeték induktivitása (L_{s1} , L_{s2}) ismeretében

$$L_c = k \sqrt{L_{s1} \cdot L_{s2}}. \quad (24)$$

$U_{zi}(t)$ csökkenthető, ha k , L_{s1} , L_{s2} kis értékű. k kis értéken tartható rövid, egymástól távol eső, vagy sodrott vezeték alkalmazásával.

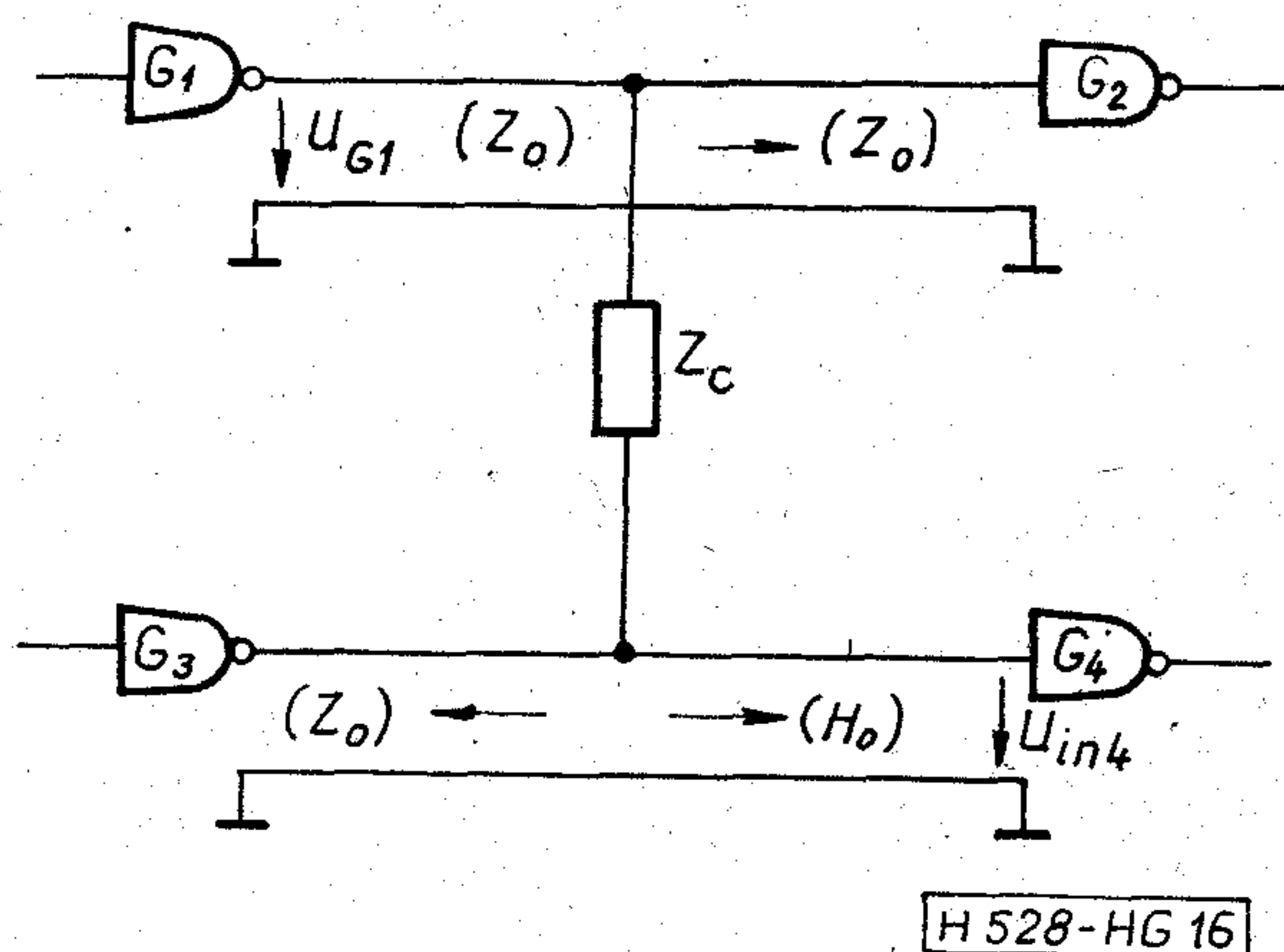
Galvanikus csatolás

A 12. ábrán látható elrendezésben a közös földág L_f induktivitása és R_f ellenállása zavart eredményezhet. Általában az induktivitás által okozott zavarhoz képest az ohmos tag elhanyagolható. A gyors és nagy

áramváltozások az induktivitáson feszültséglökéseket okoznak, amelyek az ugyanezen a földvezetéken záródó más áramköröknél hamis kimeneti jelet eredményezhetnek. Ezek ellen megfelelő földelési rendszer kialakításával — indukciószegény, kis ohmos ellenállású, lehetőleg minél nagyobb felületű földfóliák — lehet védekezni.

6. Huzalozási zajok

A logikai kártyák jeleit összekötő huzalozásokra az előzőekben elmondottak értelemszerűen vonatkoznak, azzal a megszorítással, hogy hosszabb összekötő vezetékknél a jelterjedési idő összemérhetővé válik a jelek fel-lefutási idejével, így az induktív és kapacitív zavaró hatás nem választható szét. Ilyenkor a 16. ábrán látható módon csatoló impedanciával (Z_c) számolhatunk. A zavarás mértékére az áthallás (a G_1 kimenetéről a G_4 bemenetére jutó jel, U_{in4}/U_{G1}) a jellemző.



16. ábra. Csatoló impedancia hatása

Ha a G_1 kapu kimenő ellenállása $R_{s1} \ll Z_0$, akkor igaz, hogy

$$\frac{U_{in4}}{U_{G1}} = \frac{1}{1 + \frac{Z_c}{Z_0}}, \quad (25)$$

ahol Z_0 a vezeték hullámellenállása, Z_c pedig a csatoló impedancia.

Az SN74-es sorozatú integrált áramkörökre megengedhető áthallás érték:

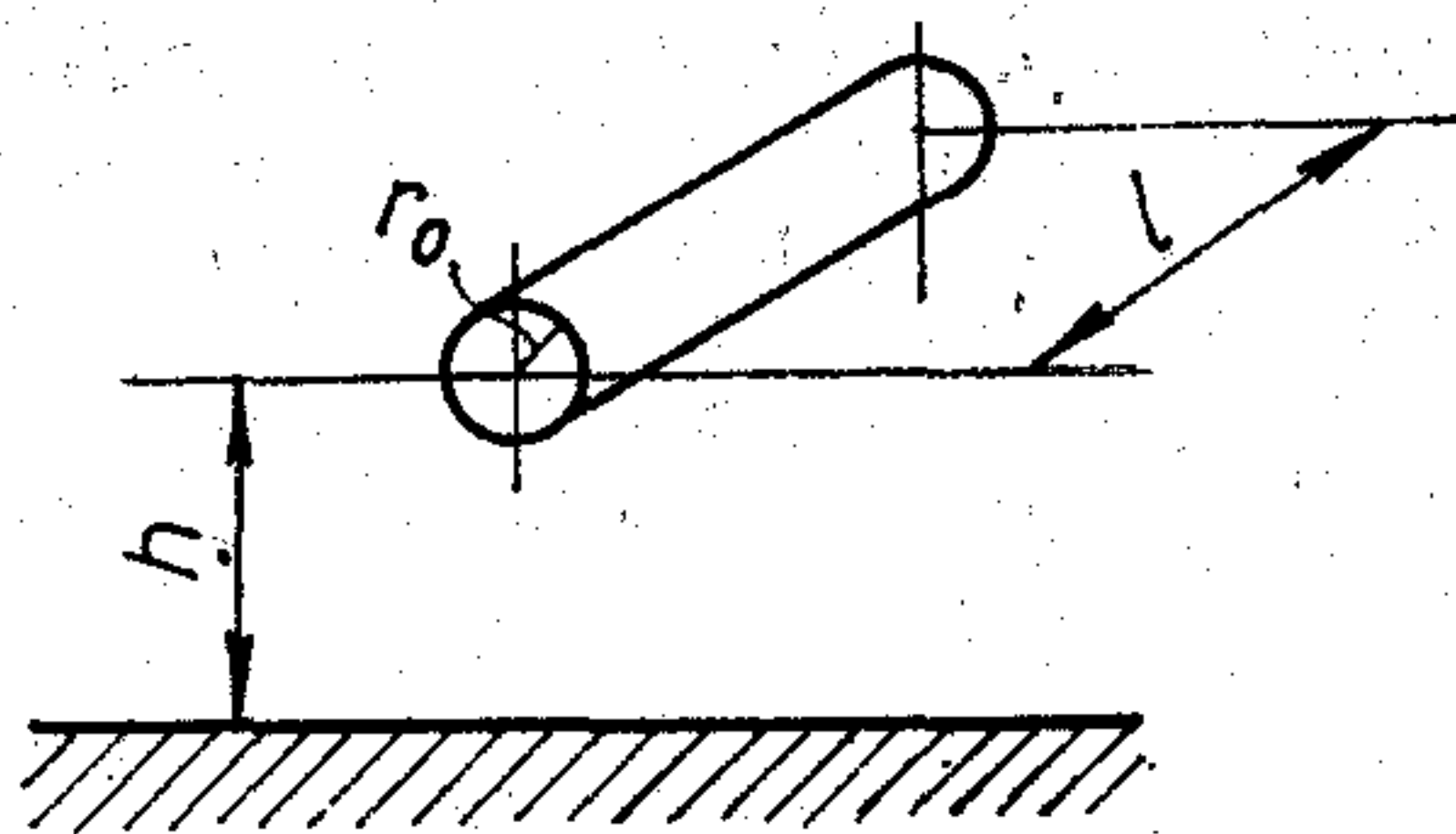
$$\frac{U_{in4}}{U_{G1}} \leq 0,2, \quad (26)$$

(25) és (26) összevetéséből következik, hogy

$$\frac{Z_c}{Z_0} \geq 4, \quad (27)$$

szükséges a TTL szintű jelek huzalozásánál. Ez egyrészt kis Z_0 , másrészt nagy Z_c impedanciával biztosítható. Z_0 kicsi, ha L_s kicsi és C_s nagy

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}. \quad (28)$$



H 528—HG 17

17. ábra. Vezeték földkapacitásának számításához

A 17. ábrán látható geometriai elrendezésű vezeték kapacitása a földhöz képest

$$C_s = \frac{2\pi\epsilon_0 l}{\ln \left[\frac{2h}{r_0} - 1 \right]}, \quad (29)$$

C_s a (29)-ből láthatóan akkor lesz nagy értékű, ha vastag vezetőket a földhöz lehető legközelebb vezetünk ($h \rightarrow r_0$). r_0 növelésével L_s is csökken.

A (28) és (29) képletekből látható, hogy a Z_0 nem függ a vezeték hosszától, mert L_s és C_s egyenesen arányos l -el. A Z_c impedancia l növelésével arányosan csökken, így egy bizonyos érték felett a (27)-es egyenlőtlenség nem teljesül. Általában $l \leq 30$ cm

hosszúságú vezetékek esetén minden különösebb megkötés nélkül teljesül a (27)-es feltétel. Ennél hosszabb összeköttetések megvalósításánál azonban mindenképpen a kis hullámellenállású, nagy Z_c -jű szalagkábelek alkalmazása célszerű.

IRODALOM

- [1] R. L. Morris—J. R. Miller: Designing with TTL Integrated Circuits. Texas Instruments Incorporated. McGraw—Hill, 1971.
- [2] D. K. Lynn—C. S. Meyer—D. J. Hamilton: Analysis and Design of Integrated Circuits. Motorola Inc. McGraw—Hill, 1967.
- [3] Das TTL — Kochbuch. Texas Instruments Deutschland GmbH. 1972.
- [4] B. Heniford: Noise in 54/74 TTL Systems. Texas Instruments Deutschland GmbH. CA—108. Dez. 69.
- [5] The TTL applications handbook. Fairchild Semiconductor August. 1973.
- [6] The Integrated Circuits Catalog for Design Engineers. Texas Instruments Incorporated, CC—401 12 715.
- [7] Funk — Entstörbauelemente Datenbuch 1974/75. SIEMENS
- [8] Dr. Ruppenthal P.: Logikai áramkörök zavarérzékenysége. Híradástechnika, XXIV. 7. sz. 207—214.
- [9] Czapolai I.: Digitális berendezések zajproblémái. Mérés és Automatika. XXIV. 1976. 8. sz. 288—292.
- [10] Halmi Gábor: Zaj-zavar védettségi vizsgálatok. TERTA fejlesztési tanulmány 1976. okt.

Távközlési tapasztalatok Itáliában

1977 tavaszán egy IRI tanulmányút keretében módomban állt meglátogatni Itália távközlési életének néhány igen jelentős intézményét: kutató intézetet (ISPT, Istituto Superiore delle Poste e delle Telecomunicazioni) és üzemeltető szervet (ASST, Azienda dello Stato per i Servizi Telefonici), ezenkívül tanulmányozhattam az IRI-STET csoport legfontosabb távközlési vállatait is (SIP, Società Italiana per l'Esercizio Telefonico, SIT-Siemens, Selenia, Telespazio stb.). Az itt szerzett műszaki jellegű tapasztalatokról szeretnék az alábbiakban egy rövid beszámolót adni. Természetesen a jelenlét élményeit, katalógusok kötetét, beszélgetések eleven frissességét nem lehet itt néhány sorban visszaadni, ezért a teljesség igénye nélkül, vázaltszerűen ismertetem a hazai szakemberek érdeklődésére legfőképpen számot tartó témákat, azzal a megjegyzéssel, hogy az érdekeltek számára személyesen, ill. a hozott dokumentációk alapján készséggel állok rendelkezésre.

A távközlés szervezetei

Olaszországban a távközlés nem kizárólag a posta kezében van, hanem magántársaságok is jelentős részt vállalnak belőle. A távbeszélőhálózat gerincét, az interurbán összeköttetéseket az állami vezetésű ASST tartja kézben, de a városi és körzeti hálózatot a SIP üzemelteti, interkontinentális összeköttetéseket pedig tengeralatti kábeleken az ITALCABLE, műholdakon keresztül pedig a TELESPIAZIO biztosítja.

A rádió- és TV-műsorszolgáltatás a RAI feladata (stúdiótól az adóig!). A fenti szervek általában mind különálló, saját hírközlő hálózatot tartanak fenn, gyakran párhuzamos nyomvonalakon.

Ehhez járul még a különböző nem híradástechnikai jellegű vállalatok (pl. bankok, ipari üzemek, sajtóügynökségek) saját, sokszor igen korszerű modern hálózata, adat, kép és beszédjel átvitelre.

Az említett, rendkívül sokrétű, kiterjedt és általában magas műszaki színvonalú távközlő szolgáltatás ipari hátterét olyan

nagynevű gyártó cégek adják, mint az IRI-STET csoporthoz tartozó SIT-SIEMENS, SELENIA, vagy a csoporton kívüli GTE, TELETRA, MARCONI ITALIANO stb. Az említett „nagyokon” kívül számos nálunk ismeretlen, kisebb cég gyárt egységeket a rendszerekhez. A külföldről importált híradástechnikai berendezések főleg mérőműszerek, mivel a távközlési berendezéseket a nagy nyugati cégek olaszországi „leányvállalataitól” (pl. MARCONI ITALIANO, GTE, S. p. a.) import nélkül lehet megszerezni. Ennek megfelelően a tudományos kutatás aránylag szűkre szabott az igen fejlett távközlési iparhoz képest. Az alapkutatásokat a külföldi érdekltségű cégeknél jórészt az anyavállalatok végzik, olaszországi részlegeik inkább gyártmányfejlesztést folytatnak. A kisebb cégek pedig még ezt sem engedhetik meg maguknak és inkább licenct vásárolnak.

Kutatóintézet kevés van, ilyen az állami (postai) ISPT (Róma) vagy a SIP-hez tartozó CSELT (Torino). Az egyetemi kutatásokkal — sajnos — az egyetemek bezárása miatt nem kerülhettem közelebbi kapcsolatba.

Szakmai oktatás

A legtöbb intézmény rendelkezik saját szakmai oktató szervezettel ill. iskolával, ahol a saját igényeiknek megfelelően képezik ki, ill. át a szakembereiket. Ezek szintje a szakmunkástól a postgraduátig terjed. Rendszerint saját, vállalati szakemberek az előadók, de gyakori az egyetemekről, kutatóintézetből kölcsönzött is. Felszerelésük bámulatorosan jó, rendkívül korszerű helyiségek tágasak. Külön kiemelem a SIP-nek L' Aquilában levő, Reiss Romoli-ról elnevezett bentlakásos iskoláját, mely 200 mérnök számára nyújt kényelmes elhelyezést, hogy a 3—5 évenkénti kötelező (!) szakmai továbbképzésen részt vegyenek. A hipermodern kivitelű és felszereltségű iskola optimális feltételeket teremt a hallgatók számára az úrtávközléstől a komputeren keresztül az elektronikus telefonközpontig terjedő modern hírközlő berendezések tanulmányozására.

A szakmai gyakorlat során megismert jelentősebb témák

A tanulmányút céljából következőleg, elsősorban a mikro-hullámú és űrtávközlési jellegű témákat említem meg az alábbiakban.

A TELESPIAZIO Fucino-i és Lario-i űrtávközlési földi állomásainak megtekintése még a szakember számára is nagy élmény. Mindkét létesítmény elsősorban az INTELSTAT rendszer távközlési állomása, de ezenkívül számos egyéb kutatás-jellegű kísérletsorozat székhelye is. Ezek közül a fontosabbak:

A SIRIO-kísérletsorozat

A 3 fokozatú DELTA-rakétával Amerikában felbocsátott 395 kg SIRIO-szatellittel Itália geostacionárius orbitán keringő saját kísérleti űrobjektumra tett szert, melynek segítségével különböző tudományos kísérleteket, mindenekelőtt pedig igen nagy frekvenciájú (30 GHz) elektromágneses, hullámokkal történő hírközlési kísérleteket valósít meg. A szatellit valamennyi távközlő és irányító berendezése olasz gyártmányú.

A kísérletsorozat célja:

- A korszerű szatellit-technológia fejlesztése, mindenekelőtt a távközlés területén.
- Új mikrohullámú sávok alkalmazástechnikájának kutatása, terjedési kísérletek (11,6—17,4—30 GHz).
- Geostacioner működésre szánt „bus” kifejlesztése és minősítése.

Távlati célok:

- Közvetlen tv-műsor sugárzási kísérletek.
- A 20—30 GHz-es sáv alkalmazhatósága.
- Szatellitek-közi összeköttetések létrehozása.
- A szatellit fedélzeti forgalmának kapcsolására irányuló kísérletek.
- Az átvívó közeg viselkedésének vizsgálata a teljes rendelkezésre álló frekvenciasávban.
- Összeköttetések létesítése keskenysávú TDMA-rendszerben.
- Az átvívó közeg átpolarizálásának vizsgálata különleges antennákkal.

A TERRA-kísérletsorozat

A NASA által 1972-ben felbocsátott LANDSAT 1 (ERTS 1) és az 1975-ös LANDSAT 2 új utakat nyitott meg a légifényképezés, azaz a Föld felületének az űrből történő megfigyelése terén. A TERRA-program a fenti műholdak segítségével széles körű környezetvédelmi, nyersanyagkutatási és hidrobiológiai kutatásokat biztosít.

Az említett két műhold az egyenlítőhöz képest közel 90°-os szöget bezáró, közel poláris pályán kering 900 km-es magasságban. A műholdon levő televíziós kamerák mintegy 185 km-es pászmában közel real-time képet sugároznak az alattuk levő területről. A két műhold keringési ideje olyan, hogy 250 körfordulat alatt (9 naponként) ciklikusan fényképezik a Föld teljes felszínét széles elektromágneses, ill. fényspektrumban, független színszűrős televízió kamerái, sokcsatornás analizátorok és optomechanikus letapogató rendszer segítségével. Egyszerre 185×158 km-es területet „lát” a 3 RBV (return beam vidicon)-cső, melyeknek elektromos jeleit azonnal lesugározza a földi vevőállomásokra, digitális modulációval. Egy-egy kép közvetítési ideje 25 sec. A képek kissé átlapolják egymást.

Az optomechanikus letapogató rendszer (MSS-multispectral scanner) független az előbbtől, de szintén ugyanezt a területet analizálja 4 különböző frekvenciaspektrumban: 2 a zöld és a vörös, 2 pedig az infravörös tartományban. Az MSS jelei külön csatornákon és kódolással érkeznek a földre további feldolgozás céljából. Mivel a szatellitek időnként kikerülnek a földi vevőállomások láthatósági zónájából, ilyenkor 3 fedélzeti videorögzítő tárolja a jeleket, és a megfelelő időpontban ezeket is automatikusan lesugározza. A fedélzeti adatgyűjtő rendszer a térképezés geográfiai adatait tárolja, melyhez vonatkoztatási pontokat a Föld különböző pontjaira elhelyezett automatikus helyzetadók szolgáltatnak. Ezeket naponta kétszer sugározzák le a Föld felé, amikor az irányjeladó és a földi vevőállomás egyszerre a látótérben van.

A vett adatokat nagyteljesítményű számítógépek értékelik és dolgozzák fel a perifériális berendezések, a színes képmonitorok, a mágnesszalagos tárolók és a „hard-copy unitok” színes fényképkészítő egységei számára.

A TERRA-rendszer adatait a legkülönbözőbb területeken használják már fel sikeresen, szolgáltatásai bérelhetők. Mezőgazdaság, erdőgazdálkodás, hidrológia, oceanográfia, geológia, kartográfia, nyersanyaglelőhely-kutatás és környezet-szennyeződés-vizsgálat, hogy csak vázlatosan említsük a legfontosabbakat. Az érzékelők a földfelület aktív és passzív (reflektált) elektromágneses energia sugárzását érzékelik, melyek anyagminőségtől, fizikai struktúrától függően más-más színek tartományban dominálnak. A nyert színes képek tehát nem a valóságos színeket tükrözik, hanem a földfelszín domborzatáról és az alkotórészek jellegzetes anyagairól adnak képet. Az ily módon történő „térképezésnek” a következő alapvető előnyei vannak:

- hatalmas, gyakran megközelíthetetlen területek synoptikus és ismételt megfigyelése,
- az információk közlés közel valós idejű,
- a területek nagyságához mérten alacsony üzemeltetési költségek.

24. Nemzetközi Elektronikai Kongresszus

Római tartózkodásom idejére esett a 24. Nemzetközi Elektronikai Kongresszus (RÓMA, EUR, 1977. március 28—30).

A kongresszus mottója a földi nyersanyagforrások jobb megismerése és kihasználása volt. Négy szekciója a következő témákat tárgyalta:

- távérzékelés,
- földi rendszerek,
- speciális alkalmazások és modellezés,
- érzékelők és műszerezés.

Kerekasztal értekezletek:

- A légiforgalom-irányítás fejlődése és korlátai, valamint kölcsönhatása a környezettel.
- Mintafelismerés orvosdiagnosztikai célokra.
- Elektronika a tömegkommunikációban:
 1. a nyomdában,
 2. a rádióban és tv-ben.

Az egyes szekciók főbb témái:**a) Távérzékelés:**

- A LANDSAT-szatellitek felhasználása a földi rendszerek megfigyelésére.
- A TERRA-program.
- A szatellitadatok felhasználása a mezőgazdaságban.
- A DIBIAS digitális képfeldolgozó rendszer.

b) Földi rendszerek:

- μ P-ok alkalmazása hidrometeorológiai adatgyűjtésben.
- Távtávívó rendszerek atmoszferikus adatok közlésére termoelektromos centrálék közelében.
- Alkalmazott elektronika hidraulikai mérésekben.

c) Speciális alkalmazások és modellezés:

- Távérzékelés az űrből.
- Itália flórájára vonatkozó adatok automatikus feldolgozása.
- Kartográfiai elemek automatikus számozása.
- Madárvonulások ellenőrzése víz felett.

d) Érzékelők és műszerezés:

- A Föld felületének érzékelése aktív mikrohullámú eszközökkel.
- Az alacsony troposzféra hőmérsékletének mérése radiometriával és laserrel.
- Atmoszferikus jelenségek vizsgálata elektronoptikai és mikrobarográfiai módszerekkel.
- Műholdak soknyalabos antennáinak problémái.

Résztvevő cégek: Anyce, Bell & Howell, Philips, RCA, FIAT, Comsat, Moncani, Sperry Univac, ERICSON stb.

Kiállítások a GTE, MARCONI, TELETTRA, SELENIA, SIEMENS, FATME, TELESPIAZIO cégek új fejlesztésű anyagaiból.

GTE

Elsősorban a mikrohullámú hírközlés átviteli, vég- és segédberendezései, multiplex és rádiótelefon, légi navigációs és űrtávközlési egységek.

Mikrohullámú sokcsatornás (1800—2700) telefon és tv átvitelre szolgáló modern 2—4—6/7—13 GHz-es mikrohullámú berendezések, slim-rack konstrukcióban, CTR 140-es sorozat, új generációs tranreceíver és új INTELSTAT követelményeket kielégítő CMF sorozatú modernnek. Külön érdekesség, szintén űrtávközlési földi állomások számára az LNA 01 típusú hűtött parametrikus erősítők ($f = 4$ GHz-en, $G = 40$ —60 dB, $B = 500$ MHz, $T = 20$ °K) mellett az új típusú „hűtetlen” parametrikus erősítők, melyek a folyékony héliumos vagy nitrogén hűtés kényelmetlenségeit kiküszöbölve, Peltier-elemek alkalmazásával is már igen jó műszaki jellemzőket (LNA 03: $f = 4$ GHz, $B = 500$ MHz, $G = 40$ —55 dB, $T = 55$ °K és LNA 04: $f = 12$ GHz, $B = 750$ MHz, $G = 27$ dB, $T = 170$ °K) biztosítanak. A SIRIO-kísérletsorozatnál már ez utóbbiakat alkalmazzák.

A multiplexek óriási választékából megemlíthjük az MP 25 sorozatú FDM kis és nagy kapacitású (12—2700 csatorna), valamint az MP 30-as sorozatú PCM másod- és harmadrendű multiplexeket, távtáplált csatornaberendezéseket.

TELETTRA

Az elsősorban adatátvitelre szolgáló HD 2-es típusú, 13 GHz-en működő, kompakt, szabadtéri szerelésű (oszlopokon) átvivő rendszer. Az 1,5 m-es cassegrain típusú antennára van szerelve a teljes adó-vevő, mely 2 vagy 4 fázisú FSK modulációval 17—34 Mbit/s jelsebességgel dolgozik és teljesítményigénye mindössze 12 W. A 10—20 km-es átlátásos összeköttetések egyik leggazdaságosabb módszere, kiemelkedő tulajdonságai:

- nincs tápvonal, nincs veszteség, elmarad a túlnyomósos hullámvezetők problémája,
- nagyon magas megbízhatóság a digitális és vékonyrétegű RF áramkörök révén,
- a gazdaságos frekvencia-felhasználás (keresztpolarizáció lehetősége),
- interferencia és zavarérzékenység,
- könnyű karbantartás.

SELENIA

A lokátor berendezéseiről ismert SELENIA is számos újdon-ságot állít elő a távközlés területén. A távbeszélő előfizetők pontos költséginformálását szolgálja a TELETAXE elnevezésű készüléke, mely a TB hálózaton továbbított 12 kHz-es impulzusok felhasználásával az előfizetői oldalon is mérhetővé, ill. kijelvezhetővé teszi a havi telefonbeszélgetések költségét (ill. díjszábsási egységnek megfelelő impulzusok számát).

* SRL—64 ill. SRL—68 típusszám alatt 1+1-es tartalékolású 2 GHz-es ill. 7 GHz-es 960 csatornás FDM telefon vagy 1 TV+1 hangcsatornás átvitelre tervezett igen korszerű konstrukciójú, teljesen félvezetésű, nagymegbízhatóságú, a CCIR előírásait túlteljesítő mikrohullámú adó-vevőket gyárt.

A GP 160 típusú általános célú, sokoldalú legújabb generációjú minicomputer 16 bites (+2 paritás) szóhosszal dolgozik, memória ciklusideje 0,8 μ s. Moduláris felépítésű, minden fontosabb magasszintű nyelvvel kompatibilis, gazdag periféria és software választékkal kerül szállításra. Kis geometriai mérete (43×69×40 cm) és súlya (40 kg) mind asztali, mind keretbe szerelt üzemeltetést lehetővé tesz. Ez a számítógép képezi alapját sokféle elektronikus információs rendszernek, melyek közül figyelemre méltó a CST típusú távválasztású felügyeleti rendszer. Ez a távbeszélő igazgatások hálózatát figyeli és ellenőrzi állandóan, és forgalmi, karbantartási, valamint tarifális adatokat gyűjt be. A begyűjtött adatokat állandóan,

real-time módon értékeli és:

- diagnózist készít a felmerült abnormális helyzetről,
- javaslatokat dolgoz ki az operatív beavatkozás optimális módozataira,
- programozásra a beavatkozást is vezérli.

SIT

Némileg hasonló a SIT—SIEMENS SIRENA elnevezésű, kísérleti rendszere, melyet a Milano—Bologna—Róma—Milano háromszögben üzemeltetnek próba jelleggel. A szintén számítógép (HP 2100 A) vezérlésű elektronikus kapcsolórendszer feladata az interurbán távbeszélő-összeköttetések zavartalan-ságát biztosítani a legforgalmasabb órákban is.

Alapelve az, hogy a kijelölt fő nyomvonalakon figyeli a forgalom alakulását mester-főcsoport szinten, és ha valamely szaka szon akár torlódás, akár megszakadás miatt abnormális helyzet adódik elő, az adatbankjában tárolt adatok alapján kerülő útvonalakat választ, adott preferenciák alapján. A választékot — az együttjáró változási igénnyel együtt — alfa numerikus videodisplay jelzi ki, és a vezérlőközpont utasítására a kiválasztott kerülő útvonalra a szóban forgó mester-főcsoportot át is kapcsolja. Az átkapcsolást teljesen elektronikus (vastagréteg áramkörökkel megvalósított) mátrix áramkör végzi el, és a megváltozott helyzetről természetesen informálja a számítógép adatbankját is. Ez a rendszer képezi majd az alapját egy központosított nemzeti automatikus átkapcsoló rendszernek az országos távbeszélő-hálózatban. Eredményül az áramkörök jobb kihasználását, az összeköttetések jobb minőségét, ill. megbízhatóságát várják. Fontos szempont az is, hogy egy ilyen rendszer segítségével állandóan pontos képet lehet kapni az ország távbeszélő-hálózatának pillanatnyi helyzetéről.

Ugyancsak a SIT—Siemens fejlesztette ki az RTMS 101 elnevezésű mobil rádiótelefon-rendszert, mely ma már működik Itália nagyobb városaiban (Róma, Milano, Bologna stb.). A rendszer struktúrája illeszkedik az egységes integrált nemzeti távbeszélő-hálózathoz. Egymással átlapoló zónák alkotják a hívási körzeteket, melyek központjában egy-egy bázisállomás tartja a kapcsolatot a helyi távbeszélőközponttal. Minden hívási körzet 1—1 RF-csatornát kap, jelenleg 7 RF csatornával lefedik a kívánt területeket. A gépkocsikba szerelt mobil rádiótelefon és/vagy szelektív hívórendszer (paging) közös egységet alkot és a gazdasági-műszaki kompromisszum által meghatározott mértékig építhető ki egyedileg, a modularitás elve alapján. Jelenleg az előfizetők (Rómában kb. 5000) többsége gazdasági megfontolások (és a rendkívül fejlett és megbízható távbeszélő-hálózat) következtében csak a szelektív hívót veszi igénybe, mely lámpajelzés alapján 5 alapvető üzenettípust közölhet az előfizetővel.

A távbeszélőközpontban elhelyezett végberendezésben a kapcsolási műveleteket biztosító vezérlőrendszeren kívül kis digitális számítógép is működik, mely a forgalomra vonatkozó adatokat gyűjti, különösen a számlázáshoz. (Itt nemcsak a hívó, hanem a hívott fél is fizet!)

Figyelemre méltó, hogy rádiótelefonokat nemcsak a mobil hálózatban használnak, hanem a fix hálózat rurál szakaszain is, sőt az autópályák egyes szakaszain a segélykérő telefonokat is napenergiával működtetett rádiótelefon képviseli!

Köszönetnyilvánítás

Itt szeretném megköszönni az IRI-STET csoport vezetőségének, a tanulmányutat bonyolító UCTI dolgozóinak, különösen V. Scandale-nek, valamint a meglátogatott intézmények kiváló szakembereinek, többek között prof. Paglianinak (ISPT), ing. Mastrobuononak (ASST), ing. A. Greconak (Telespazio), A. Reggianinak (SIP), és ing. B. Narcisinek, valamint E. Dassoninak (SIT—SIEMENS) a segítségét, értékes közreműködését és fáradozását a tanulmányút sikere érdekében.

Stefler Sándor
PKI

Integrált szolgáltatású vezetékes hírközlő hálózatok (kábeles televízióhálózatok)

ETO 621.394.74.018.424;621.396.679.4;654.197.2

Már évtizedekkel ezelőtt ún. közösségi vevőantenna-rendszereket, majd később nagyközösségi vevőantenna-rendszereket dolgoztak ki és építettek azért, hogy a természetes és mesterséges tereptárgyak (dombok, magasházak stb.) árnyékolta épületekben lakók TV és URH rádió műsorvételét lehetővé tegyék, ill. javítsák. Előbbiek rendszerint egy erősítőállomásról egy lakóépület egyetlen lépcsőházhoz tartozó részét, később egy vagy több lakóházat, utóbbiak pedig már egész településeket, lakótelepeket láttak el — általában — VHF jelekkel. Az antenná(ka)t az ellátott lakóház, illetve valamely vételi szempontból kedvező helyen levő épület, torony stb. tetején helyezték el — nagyközösségi vevőantenna-rendszerekben, akár az általuk ellátott településen kívül is.

A nagyközösségi vevőantenna rendszereknek a következő előnyök vannak:

- a) A természetes és mesterséges tereptárgyak hullám terjedést gátló, árnyékoló hatása, és az általuk esetleg létrehozott reflexiók érvényesülése elkerülhető;
- b) az egyes szórakoztató műsorok vételéhez szükséges antennák és levezető kábeleik — egyéni antennák esetén gyakran fellépő — egymáshatása kiküszöbölhető;
- c) az épületeken nincsenek a városképet rontó antenna-„erdők”, és megszűnnek a velük járó tetőtúlterhelési és épületállagrontó hatások (pl. beázás);
- d) elsősorban a sűrűn lakott településeken az előfizetőknek olcsóbb vétellehetőséget teremt, mint az egyéni antennák;
- e) olyan, esetleg külföldi adóktól kisugárzott műsorok is vehetők, amelyek az egyes előfizetők egyéni antennáival egyáltalán nem, vagy csak igen nagy költségek árán hozzáférhetőek;
- f) a frekvenciakiosztással megszabott, korlátozott programszám növelhető;
- g) a nagyobb antennanyereség stb. révén növelhető a hasznos jel—zavarójel viszony.

A nagyközösségi vevőantenna-rendszerek közös vonása, hogy csak adóktól kisugárzott és az antennáival vett műsorokat osztja szét az előfizetők között, tehát a hír mindig csak egy irányban, az előfizetőhöz áramlik.

Az ilyen rendszerek TV és — rendszerint — URH rádió programokat továbbítanak. A kábelcsillapítás csökkentése érdekében az UHF (és a 12 GHz-es) sáv csatornáit általában átteszik valamelyik szabad VHF csatornába. A szellemkép elkerülése miatt ugyanezt

teszik azokkal a VHF sávbeli csatornákkal is, amelyek jele — az előfizetőknél, vagy egy részükénél — a kábelén érkezővel azonos nagyságrendű.

Mivel a TV-vevőkészülékek szelektivitása rendszerint nem megfelelő, és a vevőkészülék-oszcillátorok jele bejuthat a kábelhálózatba, Európában a szomszédos csatornákat általában nem használják ki. Nagyobb számú (pl. 12) program átvitelkor a TV műsorátvitelre kiosztott VHF csatornák száma nem elegendő. Ezen a kb. 40 MHz és 290 MHz közötti frekvenciatartománynak az említett VHF csatornákon kívüli részének, az ún. különcsatornáknak a felhasználásával szokás segíteni. Az alsó különcsáv Európában általában 104 MHz-től 174 MHz-ig, a felső pedig 230 MHz-től 293 MHz-ig terjed. Ekkor a különcsatornákat, vagy az előfizetőnél, közvetlenül a vevőkészülék nagyfrekvenciás bemeneti csatlakozója előtt, vagy valamilyen más az előfizető előtti átviteli pontban külön készülékkel, illetve áramkörrel vissza kell tenni eredeti frekvenciasávjukba, ill. csatornájukba.

A szóban forgó berendezés felépítése — figyelembe véve az átvitt információ fajtáját — értelemszerűen hasonló a 2. pontban tárgyalthoz. Itt csak annyit érdemes megjegyezni, hogy a nagyberendezéseknek mérő és hibajelző áramköruk is van, melyekkel ellenőrizhető az átviteli jellemzők nagysága, illetve jelezhető a hiba, sőt annak helye is.

A nagyközösségi vevőantenna-rendszerek és az ún. zártláncú (régiesen elnevezéssel: ipari) TV-rendszerek nyújtotta lehetőségeket és előnyöket szolgáltatásokban egyesítve, sőt bővítve újabb hírközlő rendszert kapunk. Ez egyrészt nemcsak az antennákkal vehető műsorokat továbbítja az előfizetőhöz, hanem más hírforrások jelét is (pl. helyi stúdió, adathankok stb.), másrészt azt is lehetővé teszi, hogy az előfizető is küldhessen hírt a rendszer központjába, vagy másik előfizetőnek, vagyis az összeköttetés, a hírátvitel kétirányú legyen.

Az ilyen rendszert szokásosan *kábeles TV-rendszernek* nevezik, de helyette újabban a *kábeles szélessávú hírközlő rendszer* elnevezés is használatos. Utóbbi elnevezéssel szeretnék megkerülni azt az ellentmondást, amely az előbbiben szereplő TV szó és a mögötte rejlő, a TV kereteit messze meghaladó szolgáltatások között van. Az elnevezésből azonban egyrészt nem tűnik ki, hogy több hírközlő rendszer egyesítéséről van szó, másrészt a szélessávú nem megkülönböztető jelző, hiszen az előbbiekben tárgyalt rendszerek is ugyanilyen értelemben szélessávúak. Helyesebb a címbeli elnevezés, melyben az integrált szó a különféle szolgáltatásokra, és a nekik megfeleltethető hálózatok egyesítésére, a vezetékes szó pedig a hálózat felépítésére utal.

1. A rendszer által nyújtható szolgáltatások és az ezeknek megfelelő jelek átvitelének módja

A ma elképzelhető szolgáltatások:

a) Alap műsorprogramok:

A rendszer központi antennáival hozzáférhető rádió- és TV-műsorok.

b) Kiegészítő műsorprogramok:

Körzeti — nem Budapesten levő — *stúdió által előállított műsorok*: tudósítások a fontosabb helyi, tájegységi, megyei (összefoglalóan körzeti) politikai, gazdasági, kulturális eseményekről; nyílt viták, eszmecserek a körzet pl. fejlesztési terveiről stb.; a körzeti stúdióban készült szórakoztató műsorok; helyi színházi stb. közvetítések; ismeretterjesztő előadások stb.

A rendszer központjában, ill. stúdiójában rendelkezésre álló és az *előfizető által kért műsorok*: két különböző TV-csatornában egyidőben közvetített műsor közül az egyiket adáskor nézheti, a másikat későbbi, adott vagy választható időpontra kérheti az előfizető; a központban, illetve a stúdióban rendelkezésre álló filmek valamelyikének hozzá közvetítését kérheti az előfizető stb.

Az utóbbi és az ezután felsorolt szolgáltatásokban az összeköttetés előfizető — és központ —, vagyis kétirányú. Ezért az előfizetőnél szükség van olyan készülékre vagy berendezésre, amely lehetővé teszi, hogy ő is küldhessen információt a központba vagy másik előfizetőnek.

c) Kiegészítő szolgáltatások:

Előfizetők közvetlen kapcsolatát megteremtő szolgáltatások: hangtelefon, képtelefon.

Tájékoztatót nyújtó szolgáltatások (képernyőn): időjárásjelentés térképpel, vagy anélkül; tájékoztatás járművezetőknek az időjárásról, utakról, forgalomról; helyközi, távolsági és nemzetközi járatú tömegközlekedési eszközök menetrendje; színház-, mozi- stb. műsorok; kiállítások; újságcikkek, hírek, közlemények stb. magyarázó megjegyzésekkel, vagy anélkül; könyvtári szolgáltatások (folyóiratok áttekintése, könyvbeli ábrák, diagrammok stb. bemutatása másolatkészítéssel lehetőségével; könyv- és folyóiratkatalógus, újdonságjegyzék, stb. megtekintése); gyermekek figyelése játszótéren.

Fogyasztói szolgáltatások: Árubevásárlás otthoni kiválasztással; közműszolgáltatás, illetve -fogyasztás mértékének megállapítása (gáz-, villany- stb. óra leolvasása) a fizetendő összeg közlésének, sőt számlázásának lehetőségét is beleértve.

Biztonsági szolgáltatás: tűz, betörés stb. jelzése a lakóházban vagy vállaltnál és a tűzoltóságnál, rendőrségnél stb.

Véleménynyilvánítást lehetővé tevő szolgáltatás: szavazatgyűjtés, közvéleménykutatás stb.

d) Csak intézményeket, vállalatokat, vagy egyes előfizetői rétegeket érintő szolgáltatások:

Oktatás azonos foglalkozásúaknak, beosztásúaknak, érdeklődési körűeknek stb., a bármikori kérdés, vá-

lasadás, vita lehetőségével. Az előadó a legkedvezőbb feltételeket nyújtó helyiségben, a hallgatók pedig otthonukban, vállalat stb. alkalmas helyiségében vannak, és látják és hallják egymást.

Megbeszélések, konferenciák, konzultációk stb. (pl. vállalat különböző telephelyein levő vezető munkatársainak, szakmai csoportoknak stb.) személyes összejövetel nélkül, hang és kép útján.

Egészségügyi szolgálatok, amikor az orvos vagy orvosok egy része és a beteg eltérő helyen tartózkodik: távkonzíliumok; táv-betegfigyelés nemcsak egészségügyi intézményből, de pl. az orvos lakásáról is; távdiagnózis; diagnosztizálás adatbankban levő, betegségekre vonatkozó ismeretekre is támaszkodva.

Bankügyek: A bankok és közületi, valamint magánügyfelek kapcsolatának szinte minden területére kiterjedhet (tájékoztatás hitelekéről, átutalások közlése, számlakivonatok megjelenítése képernyőn stb., szükség szerint igénybe véve a következő szolgáltatást is).

Adatátvitel: számítógépek és perifériák kapcsolata (interaktív) távadatkérés stb.

Több, fentebb felsorolt szolgáltatás szintén adatátvitel jellegű.

Forgalomirányítás, -ellenőrzés és -tájékoztatás, beleértve a repülőtér is.

A titkosság több szolgáltatásban elengedhetetlen, vagy lényeges követelménye is teljesíthető.

A ma létező megépített rendszerek egyike sem nyújtja a fenti szolgáltatások mindegyikét, de több magába foglalja valamennyi lehetőségét. Ennek fő okai részben a költségekkel korlátozott igényekre, részben pedig — főleg Európában — hatósági vagy ilyen jellegű intézkedésekre, illetve álláspontra vezethetők vissza.

A jelenlegiek hibrid rendszerek: a jeleket a forrásuknak megfelelően analóg vagy digitális alakban viszik át. A mai távlati elképzelés szerint e módszert a csak digitális jelek átvitele váltja fel, amikor az analóg jeleket digitálissá alakítják át, illetve a forrásokat és visszaalakítókat digitálisokkal váltják fel. A tiszta digitális átvitel lehetővé teszi a redundancia-csökkenést, jobb jel-zaj viszony elérését, egységes nyalábolási mód kialakítását, az előfizető- és központ-irányú információk csatornáinak rugalmas — a nyalábolott jel sebességének és a csatornkapacitásnak tökéletesebb összehangolásán alapuló — megválasztását, egységes felépítés kialakítását, a megbízhatóság fokozását, továbbá a karbantartás és a javítás egyszerűsítését. Az ilyen átvitelre is tekintettel a fentini műszaki szempontból többet mond az átvendő forrásjelek sáv szélesség, illetve csatorna igényére is utaló felsorolás:

a) Jelzésátvitel (lekérő, utasító és közlő információk):

- Távirójellegű jelek
- Adatátviteli jelek

b) Beszéd- és zeneátvitel:

- Telefon beszédjelek
- Rádió- és TV-beszédjelek
- Rádió és TV monofon, valamint HIFI bifon sztereo) és kvadrfon zenei jelek.

c) Képtávitel:

- Videotelefon képjelek
- TV képjelek,
- Grafikus display jelek
- Speciális nemraszter képjelek.

A jelek áramlási iránya szerint az összeköttetések három csoportba oszthatók:

Jelek küldése központból előfizetőkhez,
előfizetőkől központba,
előfizetőtől előfizetőhöz.

Az utóbbi két felsorolásból következtetni lehet a jelek átviteli módjára (beleértve a nyalábolást, hierarchiákat, multiplex sebességet, csatornkapacitást stb. is), a rendszer felépítésére (központ, alközpontok rendszere, előfizetői terminál stb) és a berendezések, valamint az átvivő vonalszakaszok jellemzőire.

Jelenleg a központból az előfizetőhöz menő, vagyis az ún. előfizetőirányú információt vivő analóg jeleket FDM vagy SDM, a digitális jeleket pedig TDM és FDM eljárással viszik át. A teljes átviteli frekvenciasáv kb. 40 MHz-től 300 MHz-ig terjed.

Az előfizetőtől a központba az ún. központirányú információ FDM vagy/és TDM eljárással jut el, rendszerint az 5 MHz és 40 MHz közötti sávban.

A TDM eljárásban a jeleket valamilyen impulzus kódmodulációval (PCM, DPCM stb.) viszik át.

2. A rendszer, ill. hálózat felépítése

A rendszer tervezésének főbb lépései:

- A szolgáltatások megválasztása;
- az átviteli mód, rendszertechnika (hibrid vagy digitális átvitel, nyalábolás stb.) megválasztása, beleértve a frekvenciaterv készítését is. Utóbbi a lehető legnagyobb számú kihasználható csatornára törekedve, a vezeték nélküli átvitelbeli frekvenciakiosztást figyelmen kívül hagyó is lehet;
- a teljes rendszer jellemzőinek meghatározása;
- felépítési rendszertechnika kidolgozása;
- az átviteli rendszer elemei jellemzőinek meghatározása.

Valamennyi jel átvitelekor tekintettel kell lenni az adott átviteli módra és a jelekre vonatkozó szabványokra és előírásokra.

A rendszer, illetve hálózat felépítéséről általánosságban a következők mondhatók el:

A rendszer központja főközpont vagy főállomás, vagy fejállomás. Két részből áll, a műsorprogramok vételére szolgáló rádió, tv, mikrohullámú és szatellit antennákat is tartalmazó vevőberendezésből és a tulajdonképpeni központi állomásból. A kettő telepelye az optimális vételi hely kiválasztása miatt nem szükségszerűen azonos.

A főközpont fogadja — az antennák jele mellett — a különböző forrásjeleket (helyi stúdióé, adatbankoké stb.). A jeleket itt szükség szerint tárolják, valamelyik csatornába helyezik (pl. a helyi stúdió műsorát), erősítik, szintjüket azonosra állítják és állandósítják; helyesbítik a csoportfutási idő hibákat; ös-

szegezik a csatornák jelét; az átvivő vonalban haladó jelek szintjének távellenőrzéséhez, önműködő szabályozásához, hibák jelzéséhez és tartalékegységre átkapcsoláshoz pilotjeleket állítanak elő és adnak a jelekhez. Röviden: itt dolgozzák fel és készítik elő a jeleket az előfizetőkhez küldéshez.

Itt fogadják, ill. választják ki a központirányú jeleket és végzik el az ezeknek megfelelő műveleteket (pl. műsoradás adott előfizetőnek, riasztás stb.). Itt állítják elő továbbá az átviteli lánc elemei távtáplálásához a tápfeszültségeket.

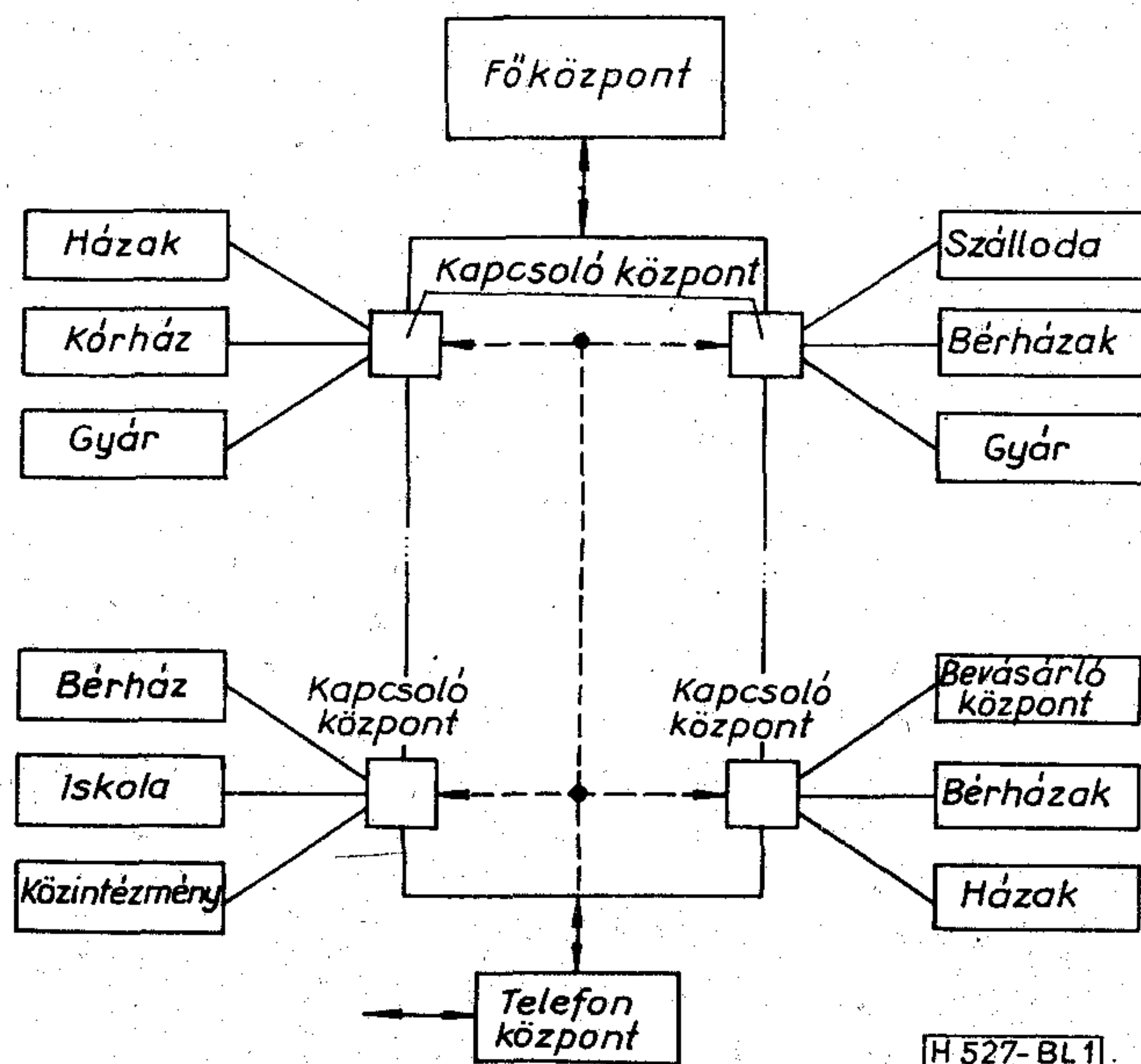
A főközpont feladatainak zömét számítógép is el láthatja.

A főközpont és az előfizetők közötti jelenlegi átviteli hálózatok két fő csoportba oszthatók. Vannak kapcsoló központos és többsíku hálózatok.

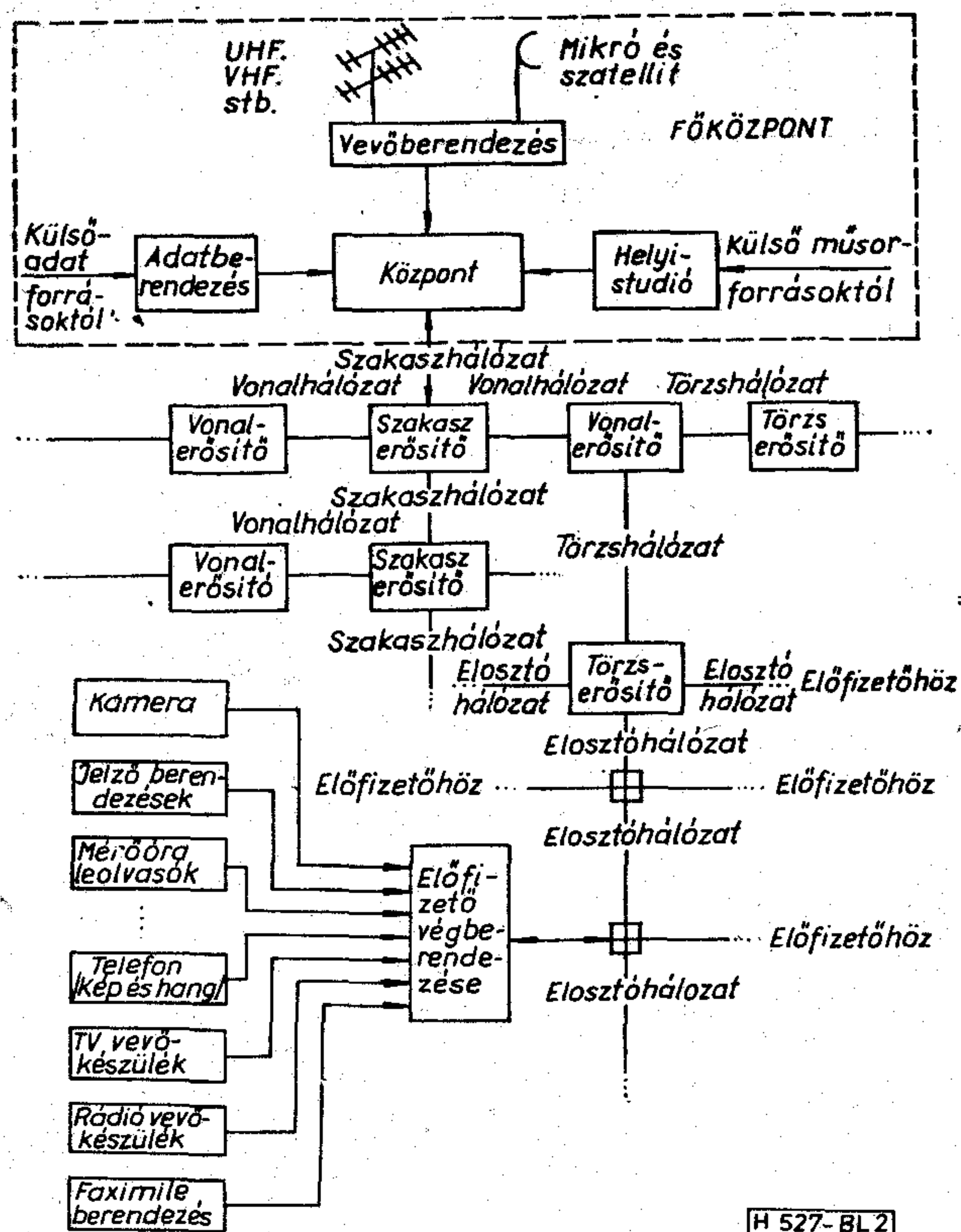
Előbbi esetben a kapcsoló vagy elosztó központokat egymással és a főközponttal (esetleg az előfizetőkkel is) annyi kábel köti össze, amennyi az információk (programok stb.) száma. Ez tehát térmultiplex (SDM) felépítésű hálózat. (Ilyen pl. az ún. tárcsázz egy programot rendszer.) Az előfizetőtől a kapcsoló központba egy vagy két kábel megy (1. ábra). A központirányú információhoz nem szükséges külön kábel, ha a jeleket FDM és/vagy TDM eljárással továbbítják. Azokat mégis inkább külön kábelben viszik át.

Az ilyen rendszerben sok kábelre van szükség, de mivel a sávzsélesség viszonylag kicsiny, azok — a másik rendszercsoportbelihez képest — nem drágák. Előnyös, hogy itt az interferenciaveszély kicsiny, és könnyebben megoldható, mind az előfizetőnek szóló sürgős közlemények (pl. riasztás) azonnali tudatása, mind bizonyos információk titkosságának biztosítása.

A többsíku rendszerek felépítése — a főközponttól kiindulva — hasonlatos a fák ágrendszeréhez (2. ábra). Ennek megfelelően a főközpont és az előfizetők közötti átviteli hálózat az ellátott terület



1. ábra. Kapcsoló központos kétirányú átviteli rendszer lehetséges elvi vázlata
(A szaggatott vonalak a meglévő telefonhálózat teljesebb felhasználási lehetőségét szemléltetik.)



2. ábra. Többsíkú, kétirányú átviteli rendszer lehetséges elvi vázlatja

nagyságától, illetve az előfizetők számától függően több, ún. síkra, gyakori elnevezéssel az ún. szakasz-, vonal-, törzs- és elosztó-hálózati síkra osztható. FDM és/vagy TDM eljárást alkalmaznak. A főközponttól az előfizetőig egy vagy két kábel viszi valamennyi jelet.

Az előfizetőket a rendszerhez csatlakoztató elosztóhálózat rendszerint passzív, a többi vagy azok többsége aktív. Utóbbiak fő elemei erősítők. Ezek önműködő szabályozással azonos szinteket állítanak elő. A kiegyenlítés fázis-, csillapítás- és hőmérséklet-függő. Erősítőket használnak jelszétosztásra, váltószűrőkkel jelszétválasztásra (pl. kétirányú összeköttetés miatt) és az itt nagyfontosságú illesztéshez is. A szóban forgó hálózatokban más áramköri egységek, pl. iránycsatolók, szintellenőrök, tápegységek stb. is vannak. A tápfeszültséget távtáplálással oldják meg. (A rendszernek hálózathügetlen energiaforrása is van.)

A hálózat berendezéseit földbe, alagutakba, kábelaknákba, épületekbe (főleg pincébe), vagy oszlopokon elhelyezett szekrényekbe helyezik. Az átalakíthatóság bővíthetőség, szerelhetőség és javíthatóság szempontjából előnyös a modulrendszerű felépítés. A szekrényeknek nagyfrekvenciásan jól árnyékolóknak és — különösen a nedves helyeken levőknek — vízállóknak és korrózióvédeknek kell lenniük.

A hálózatok lényeges építőelemei a kábelek és kábelcsatlakozók. Elsősorban az átviteli sávbeli kis jelcsillapítás és a jó nagyfrekvenciás árnyékolás fontos. A főközponttól az előfizetők felé haladva gazdaságossági okból az egyes síkokban a kábel hossza egyre kisebb (pl. rendre 5000 m, 800 m, 200 m, 50 m) és a

hosszegységre jutó csillapítása egyre nagyobb. Kísérletek folynak üvegszálak kábelekké is.

A jelenlegi legnagyobb rendszer kb. 30 km átmérőjű területen kb. 100 ezer előfizetőt lát el. A nagyszemélyes berendezései csak nagyon megbízhatóak és professzionális kivitelűek lehetnek. Emellett meghibásodás esetén önműködően tartalékberendezés kapcsolódik be, és a hibahelyet áramkör közli az ellenőrző személyzettel.

Az elosztóhálózat végpontjain az előfizetői végberendezések (terminálok) találhatók. Ezek — a szolgáltatások jellegétől és mennyiségétől függően — egyszerű vagy különleges vevőkészülékből, jelforrásokból (beleértve a riasztásra, a mérőórák leolvasására stb. szolgálókat is), modulátorokból, cím kódolókból és dekódolókból, jelátalakító, időzítő, jelrögzítő, ki-nyomtató, jeltároló, és különböző segéd- és kiegészítő (pl. programáttevő egység) berendezésekből, illetve egységekből állnak. Az előfizetői végberendezés ilyen kiépítettségben tulajdonképpen egy kis számítógépből, továbbá vizuális megjelenítőből és hangvisszaadóból áll.

3. Néhány következtetés

A munkaidő csökkentése és az ismeretszerzésnek a tudományos-technikai forradalom által megkövetelt gyorsuló üteme a szabadidőre ellentétes, sőt eredőjükben csökkentően ható tényezők. Ezért a hasznos információ kiválasztásának és továbbításának olyan módszereire van szükség, melyek e csökkenő tendenciát legalábbis ellensúlyozzák és a szabadidő kellemes eltöltéséhez kényelmi, szórakoztató stb. szolgáltatásokkal mind hatékonyabban hozzájárulnak. A szóban forgó hírközlő hálózatok e célok elérése egyik eszközének tekinthetők.

Fentiekből következik, hogy az ilyen hálózatok felépítése bonyolult és költséges. Pl. 1973-ban közölt előzetes számítások szerint az NSZK egész területére kiterjedő rendszerek felépítési költsége 20—24 milliárd márka, és a szolgáltatások köre szűkebb az 1. pontban felsoroltaknál. Az integrált szolgáltatású vezetékes hírközlő hálózatok tervezése és felépítése — már ezért is — igen széleskörű, gondos és körültekintő munkát kíván. Az országos hálózat felépítése előtt a gazdasági, műszaki stb. problémák gyakorlati tanulmányozhatósága érdekében célszerű néhány ezer előfizetőt magába foglaló ún. mintahálózat létrehozása.

Hazánkban — nem utolsósorban éppen a nagy költségek miatt — ilyen országos hálózat kiépítése nem a közeli jövő feladata. Ennek ellenére már ma is előkészítő munkákat kell végezni, sőt több területen a szóban forgó hálózat szempontjaira figyelemmel kívánatos tevékenykedni. Így pl. a híradástechnika területén a közösségi és a nagyközösségi vevőantenna-rendszerek telepítésekor, felépítésekor, építőelemeinek és berendezéseinek kialakításakor; az újonnan lefektetendő (cserénél is) pl. telefonkábelek kiválasztásakor és lefektetési módjának megválasztásakor; átjátszóadók telepítésekor; körzeti stúdiók kialakításakor stb. már ma is célszerű, sőt kívánatos az említett célt szem előtt tartani. Mindezzel később sok munka és tetemes költségek takaríthatók meg.

Autósok figyelem!**6—12 V-ról üzemeltethető 4 A és 10 A-os akkumulátortöltő**

Kapható: Vízonteladók részére a

Ravill Híradástechnikai Alkatrész Osztályon

Budapest IX.

Üllői út 51.,

Telefon: 331-188, 145-916

Fogyasztók részére a

Ravill Alkatrész Áruházban

Budapest VI.,

Bajcsy-Zsilinszky út 45.

Telefon: 120-827, 121-991

4 A-os fogyasztói ára: 821,— Ft

10 A-os fogyasztói ára: 1120,— Ft

**KÖNYVISMERTETÉS****Két új könyv, gráfok alkalmazásáról magyar nyelven**

Gráfok már Kirchhoff óta szerepet játszanak villamos hálózatok vizsgálatában. Ma pedig a gráfelmélet — és általában a hálózati leírásmódok és módszerek — új korszakukat élik az elektronikai tervezésben, elsősorban (1) a számítógépes tervezés, (2) az elektronikai eszközök új lehetőségei, és nem kevésbé (3) a témakör új irányzatai és eredményei következtében.

Ezért különösen öröndetes dolog, hogy a hazai könyvkiadás 1976-ban is folytatta korábbi aktivitását ezen a területen. Az alábbiakban az 1976. évi hazai könyvkiadás két idevágó új terméséről számolok be, röviden és nem a témakör művelőjének jogán, hanem csupán a tárgy iránt érdeklődő olvasóként.

Vágó István: A gráfelmélet alkalmazása villamos hálózatok számításában. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1976

Ez a könyv villamos hálózatok gráfmódszereiről szól, a gyakorlati villamosmérnökök széles körének előismereteiből kiindulva, a „Villamosságtan” tárgy jól ismert didaktikáját követve, összesen hat fejezetben, mintegy kétszázötven oldalon.

Pontosabban gráfok alapfogalmairól ad bevezetést az első fejezet, körülbelül ötven oldalon. Ezt követi további öt fejezet (a) a koncentrált paraméterű hálózatok gráfelméleti alapjairól, (b) sokpólusú hálózatok jellemző mátrixainak számításáról, (c) távvezeték- vagy más szóval tápvonalhálózatokról, (d) lineáris invariáns aktív hálózatokról (bizonyos elektronikai hálózatok modelljeiről) és (e) az állapotegyenletek gráfmódszereiről. Mindezt a szerző igen szemléletesen, jól tagolt tárgyalásban, a harmadik fejezettől tervezési konkrétumokhoz szorosan kapcsolódva teszi meg.

A könyv — az energiahálózatokról szóló harminc lap kivételével — közvetlenül a HÍRADÁSTECHNIKA olvasóinak jellegzetes tervezési problémáival foglalkozik. Az utolsó három fejezet magába foglalja azt a munkát, amelyet a BME Elméleti Villamosságtan Tanszék kollektívája — ezen belül elsősorban maga a szerző — végzett, a távvezeték-hálózatok és az elektronikai modellek (ezeken belül főleg a nullátoros és norátoros leírásmód) gráfmódszereiben.

A könyv ötven tételre tagolt bibliográfiája megfelelő lehetőségeket nyújt abban, hogy az olvasó kiegészítse a tárgyalta módszerekkel kapcsolatos olvasmányait, vagy áttekinthesse a szerző és munkatársai idevágó folyóiratcikkeit. A könyv jól használható villamosmérnökök széles körének továbbképzésére, akár a gyakorlati munka közé iktatott olvasásra. Ajánlom ezenkívül azoknak is, akik további gráfelméleti tanulmányaikat (például a következőkben ismertetett Mayeda-könyv olvasását) kívánják előkészíteni tervezési konkrétumokhoz szorosan kapcsolódó stúdiummal.

Mayeda, Wataru: Alkalmazott gráfelmélet. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1976 (Fordítás. Az eredeti mű: Graph Theory, Wiley)

Mayeda alapvető munkájának fordítása elsősorban az erősen matematikai érdeklődésű villamosmérnökök gráfelméleti tanulmányaihoz nyújt hasznos segítséget, tizennégy fejezetben, mintegy ötszáz oldalon. Pontosabban (a) az első hat fejezet (mintegy kétszáz oldal) a gráfelmélet alapvető fogalmairól és tételeiről szól, majd ezt követi további nyolc fejezet (b) az elektronikai és logikai tervezés, (c) a hálózati folyamatok és (d) a rendszerdiagnosztika jellegzetes gráfelméleti módszereiről, a matematikai monográfiák tárgyalásmódjában.

Ez a könyv is voltaképp igen kevés előismeretből indul ki és igen jól olvasható. Mégis a matematikai olvasmányokban járatlan olvasó kitartó munka nélkül aligha fog olvasásából valóban profitálni. E ráfordítás is azonban okvetlenül megéri annak, aki matematikai értelemben is önálló munkát kíván végezni, vagy akár matematikus társaival kíván e célból szakszerűen kommunikálni. E könyv magyar nyelven való megjelenése értékes segítséget jelent a matematikai problémákra fogékony tervezőmérnökök és a matematikusok közös munkájának további kibontakoztatásához, további közös szemináriumok létrehozásához, továbbá természetesen matematikusok és matematikushallgatók alkalmazásokra is kiterjedő tanulmányaihoz.

A könyv összesen közel négyszáz tételre (fejezetekre tagolt) bibliográfiát foglal magába. Mindez jó ösztönzést nyújthat a kutatások iránt érdeklődő olvasónak a forrásmunkák tanulmányozásához. E bibliográfiából egyúttal jó képet nyerhetünk (a) a szerző sokoldalú munkásságáról, (b) valamint a témakör hazai matematikusainak idevágó tevékenységéről (a kézirat lezárásának időpontjáig), (c) a korábbi évek több magyar nyelvű gráfelméleti munkájáról.

Érdekes lett volna azonban, ha a könyv fordítója, Recski András — aki maga is a témakör aktív művelője — nemcsak irodalmi kiegészítést és kisebb lábjegyzeteket, hanem fordítói szupplementumot is ír a könyvhöz, úgy, ahogy ez (főleg a szovjet könyvkiadásban) szokásos és tanulságos. Hiszen e könyv olvasóinak is tanulságos volna értesülni arról az igen aktív munkáról és ismeretterjesztésről, amelyet a témakör hazai matematikusai — köztük jelentős részben maga a fordító — mind a gráfok és ezzel rokon struktúrák területén, mind konkrétan a gépi tervezés idevágó módszereiben végeztek, különösen Mayeda kéziratának lezárása óta. Megértem azonban, ha Recski András jól ismert szerénysége és mértéktartása tartotta vissza effajta kiegészítés írásától.

Csibi Sándor

A fotovoltaiikus PIN fotodiódák hibái

ETO 621.383.52.004.64

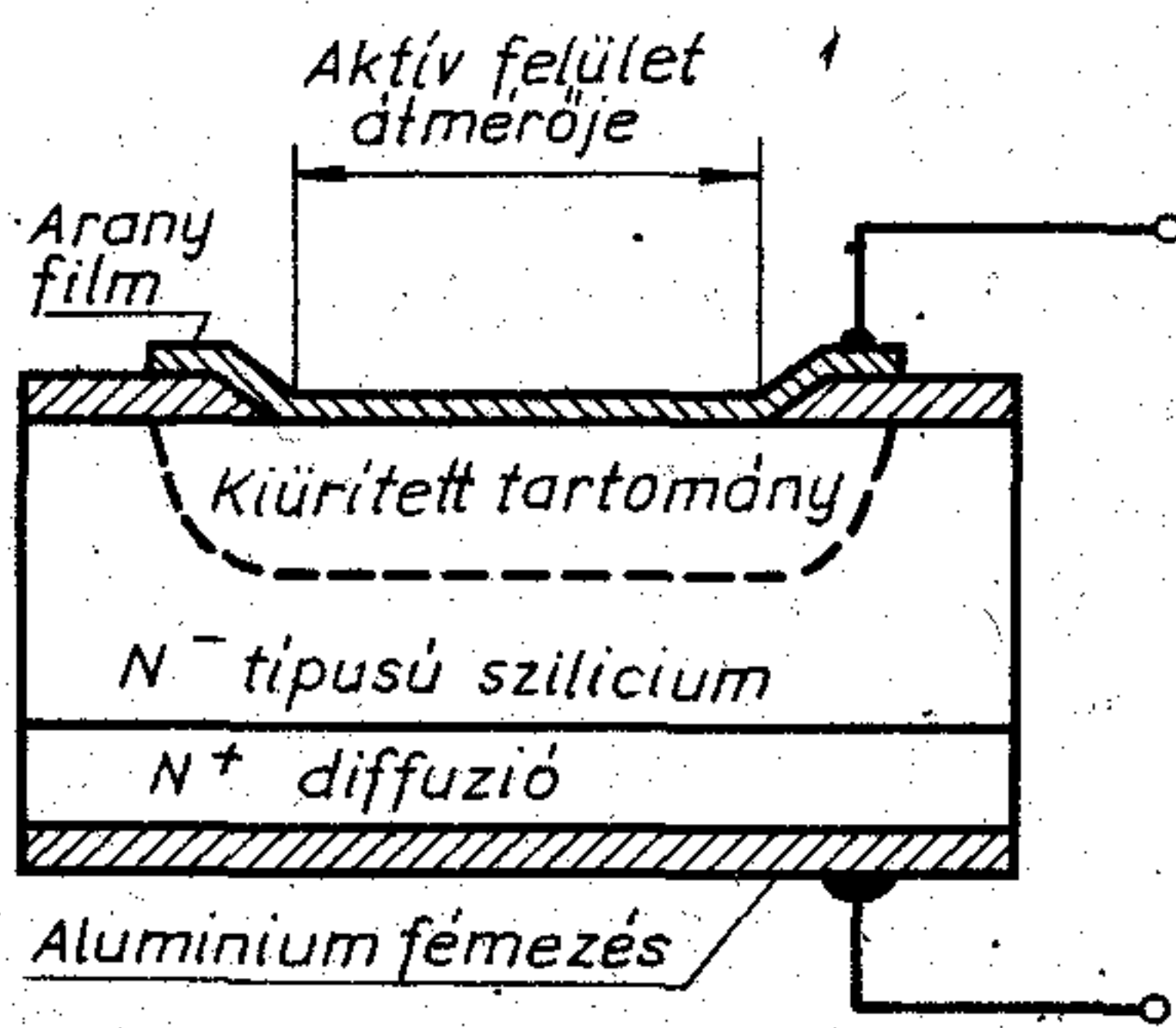
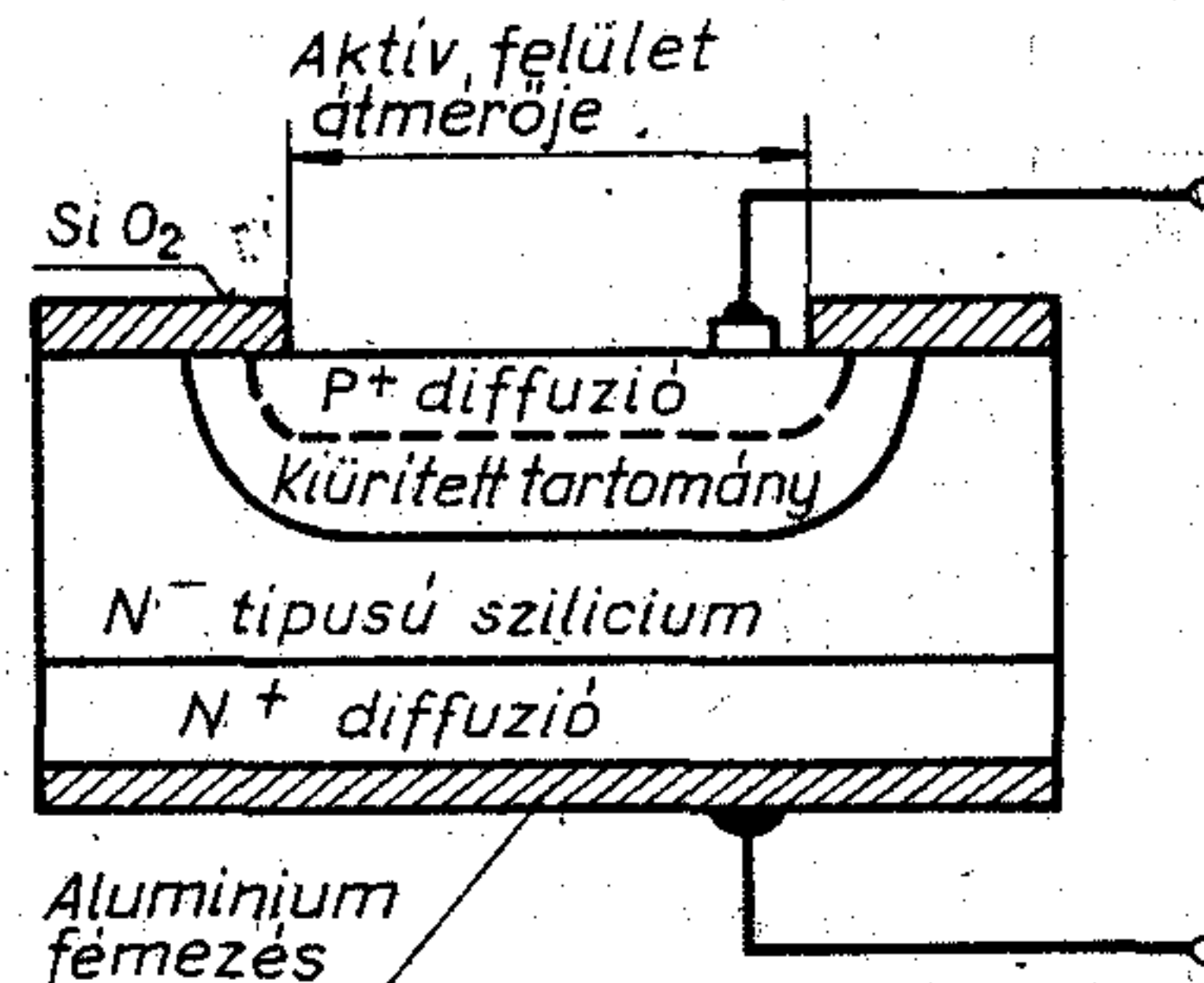
A PIN fotodiódák érzékenysége a fény hullámhosszától, a fotodióda előfeszültségétől és hőmérsékletétől függ. A fotovoltaiikus PIN fotodiódák helyettesítő képe a söntellenállás, az átmeneti kapacitás és a soros ellenállás segítségével rajzolható fel. A söntellenállás hőmérsékletfüggő. Az átvitel linearitása a soros, a terhelő és a söntellenállástól, valamint a fotoáramtól függ. A soros, a terhelő és a söntellenállás olyan hőzájaramot hoz létre, amely a frekvencia függvényében egyenletes eloszlást mutat.

1. A PIN fotodióda

A PIN fotodióda egy p-i-n felépítésű fényérzékeny félvezető eszköz. A rövidítésben a p betű a p-típusú, az n az n-típusú adalékolt, az i pedig az adalékolatlan, intrinsic félvezető réteget jelenti. A középső i réteg szerepe miatt egyrészt a belső elektromos tér hatására a töltéshordozók sokkal gyorsabban eljutnak az egyik rétegből a másikba, másrészt a fotoáram – megvilágítás összefüggés is lineárisabb, mint a p-n fotodiódánál [1]. A belépő fotonok keresztülhaladnak a p rétegen és az i rétegben fotogerjesztéssel lyuk–elektron párokat hoznak létre, amelyeket a p és az n réteg begyűjt, miután azok az i rétegen keresztül vándoroltak [2]. A p és az n réteg erősen adalékolt (fajlagos ellenállása kisebb $0,1 \Omega\text{cm}$ -nél), az i réteg pedig gyengén (fajlagos ellenállása 10 és $10^5 \Omega\text{cm}$ közötti érték) [3]. A kivezetések a p és az n-típusú rétegen vannak. A p-típusú réteg olyan vékony, amennyire az technológiailag lehetséges [2]. Egy planárdiffúziós és egy Schottky-gátas PIN fotodióda struktúráját mutatja be az 1. ábra [4].

Típusai

Két típusa ismeretes. Az egyik a fotokonduktív, a másik a fotovoltaiikus üzemmódra optimalizált típus [3]. Fotokonduktív üzemmódban a PIN fotodióda záróirányú előfeszítést kap, ezért érzékenysége a hosszabb hullámhosszak felé megnő (4. ábra), a lecsökkent átmeneti kapacitása miatt pedig a frekvenciaátvitele kiszélesedik [5]. Ezért nagy sebességű fényimpulzusok vagy nagyfrekvenciásan modulált állandó intenzitású fénysugár detektálására használják. A fotokonduktív üzemmód hátránya az, hogy sötétáram keletkezik, ami sörétzajt okoz [5]. Fotovoltaiikus üzemmódban a PIN fotodióda előfeszítést nem kap. A fotokonduktív üzemmóddal összehasonlítva az érzékenysége kisebb a nagyobb hullámhosszaknál, a nagyobb átmeneti kapacitása miatt pedig a frekvenciaátvitele keskenyebb [5]. Ezért alacsony frekvenciájú, kis zajú méréseket tudnak vele végezni [6], mivel kihasználják, hogy ebben az üzemmódban nem



H 534-DB1

1. ábra. A planárdiffúziós (felül) és a Schottky-gátas (alul) PIN fotodióda struktúrája

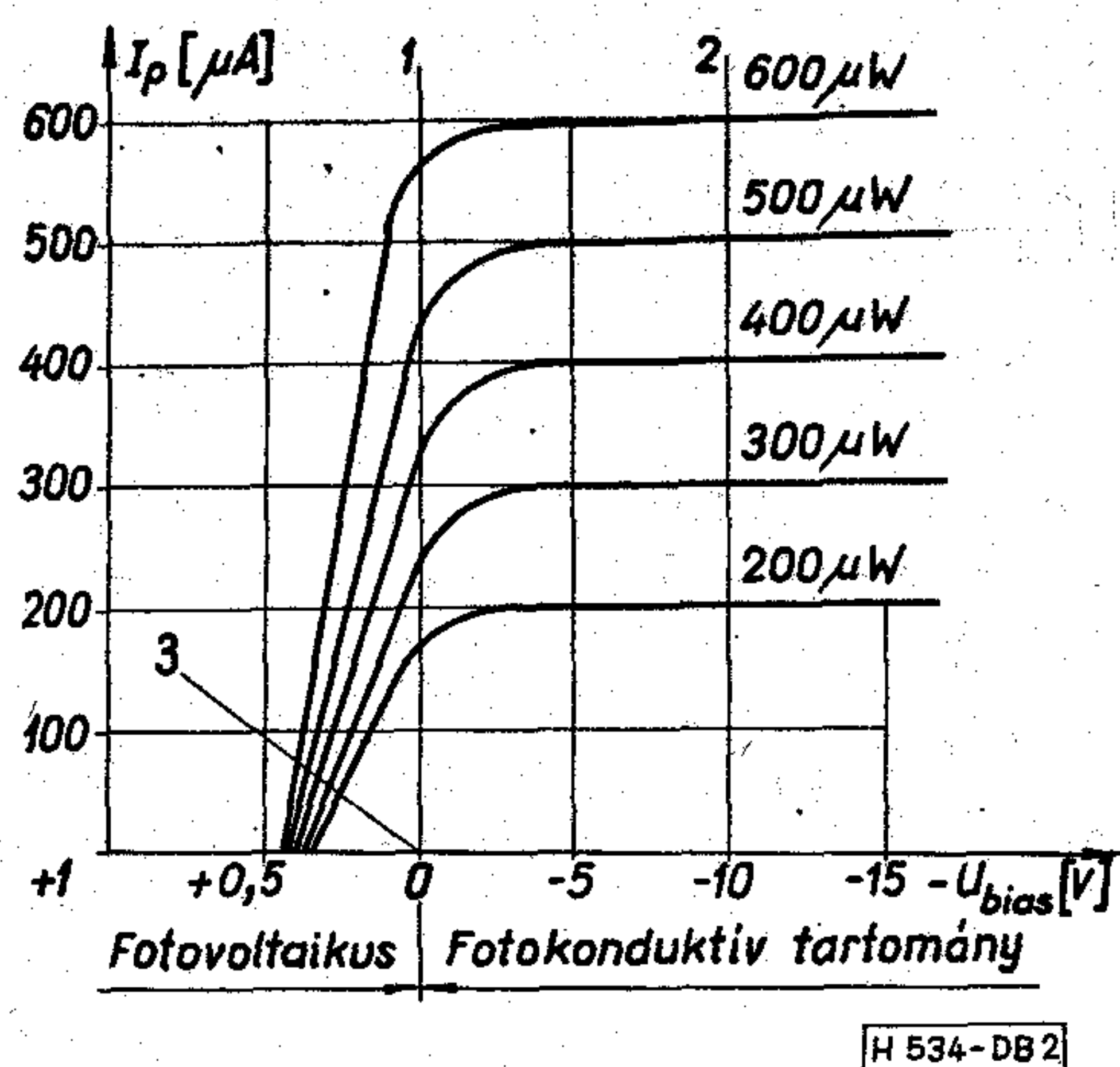
keletkezik sötétáram. Kis fényintenzitás méréséhez ez ideális üzemmód [4].

A két üzemmódot az 1. táblázat [4] hasonlítja össze. A 2. ábra egy tipikus szilícium PIN fotodióda fotoáram-előfeszültség karakterisztikáit mutatja a megvilágító fény teljesítményével paraméterezve. Az 1-es számmal jelölt terhelési görbe az előfeszítés nélküli (fotovoltaiikus) üzemmódban azt az esetet mutatja, amikor a terhelő-ellenállás körülbelül zérus. Ekkor a fotodióda átvitele lineáris. A 2-es számmal jelölt egyenes (-10 V-os előfeszítéshez (fotokonduktív üzemmód) és körülbelül zérus terhelő-ellenálláshoz (rövidzár) tartozik. A fotodióda fotoáram – fényteltjesítmény összefüggése lineáris. A 3-as számú görbe zérus előfeszítéshez és nagy terhelő-ellenálláshoz tartozik. Az ábrán jól látható, hogy a fotodióda átviteli függvénye nem lineáris: a terhelési görbe a karakterisztikákat nem azonos távolságokban metszi [7].

1. táblázat

A PIN fotodiódák üzemmódjainak összehasonlítása

Fotovoltaiikus	Fotokonduktív
Előfeszültség zérus	Előfeszültség negatív
Nincs sötétáram	Van sötétáram ($\leq 10^{-7}$ A)
Érzékenység 100%	Nagyobb érzékenység (110%)
Érzékelési idő 10^{-6} sec	Gyorsabb érzékelési idő: 10^{-8} sec



2. ábra. A szilícium PIN fotodióda fotoáram-előfeszültség karakterisztikája

Érzékenysége

A PIN fotodióda érzékenysége a fényteljesítményből elektromos áramba való átalakítás hatásfokát jelenti. Általában egy foton egy elektron–lyuk párt hoz létre [4]. A PIN fotodióda érzékenysége függ:

- a beeső fény hullámhosszától, mivel a szilícium abszorpciós koeficiense és fényvisszaverése hullámhosszfüggő,
- az alkalmazott előfeszültségtől, mivel az a lyuk–elektron párok begyűjtését befolyásolja. (Az így előidézett érzékenységváltozás körülbelül 0,1%/V),
- a hőmérséklettől, mivel az egyrészt a szilícium optikai állandóit, másrészt a lyuk–elektron begyűjtési folyamatot befolyásolja [4]. Hatása körülbelül 0,2%/°C.

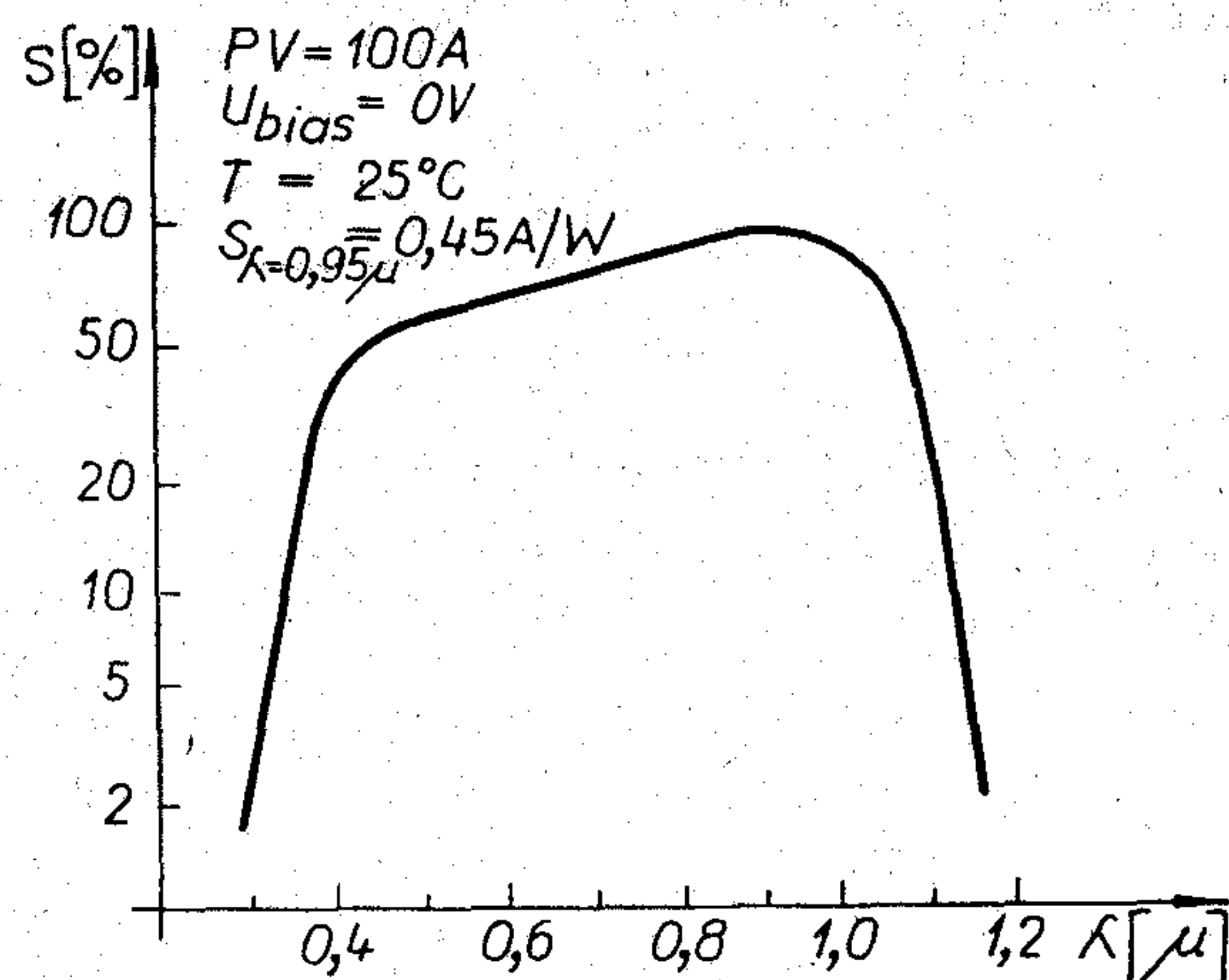
A kvantum hatásfok az elektron–lyuk párokat létrehozó és a szilíciumkristályba beérkező fotonok aránya. Az érzékenységgel való kapcsolatát a

$$QE = \frac{124\% S}{\lambda_{(\mu)}}$$

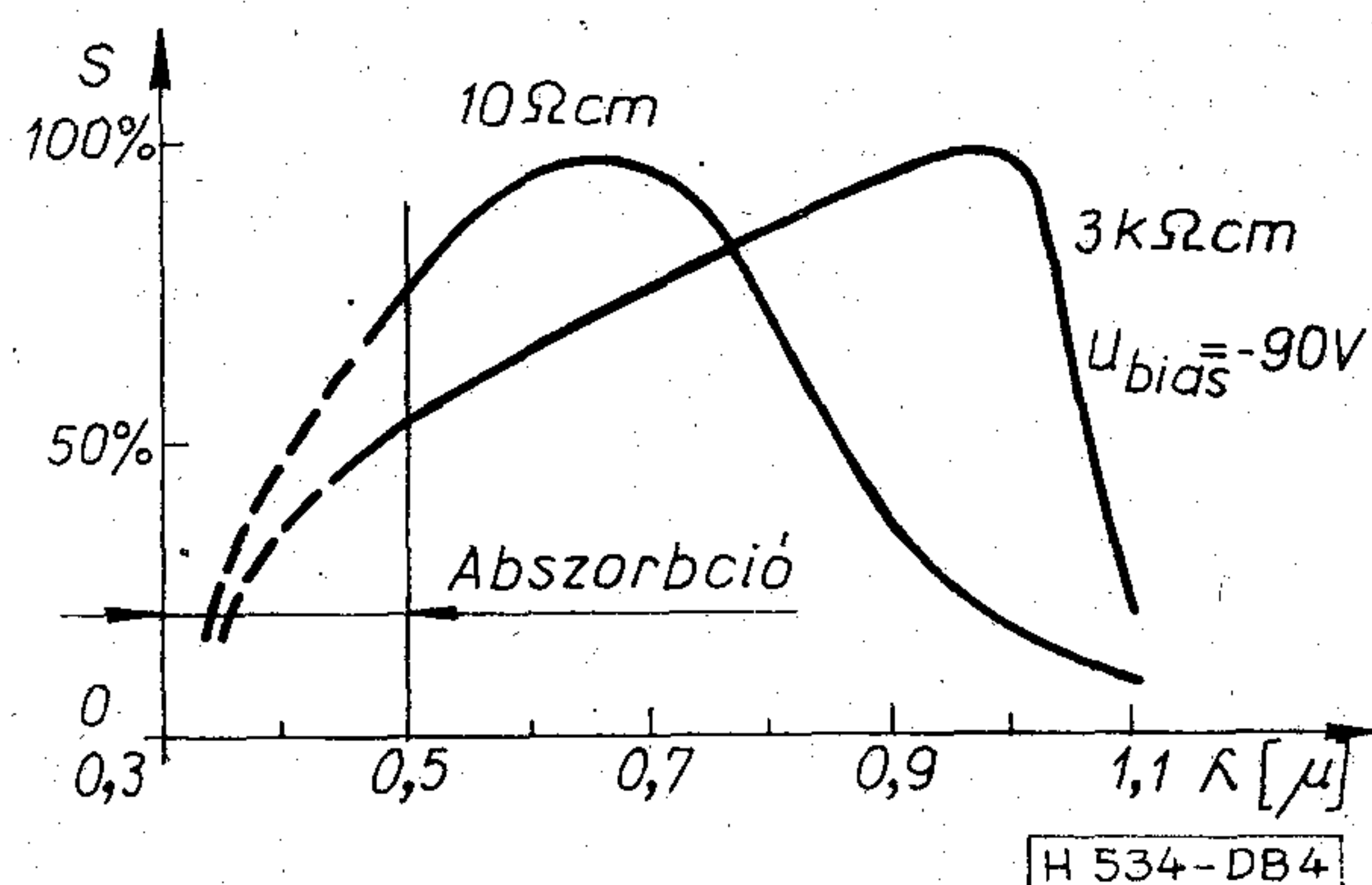
összefüggés [4] adja meg, ahol QE a kvantum hatásfok, S az érzékenység, $\lambda_{(\mu)}$ a hullámhossz μ -ban.

A PIN diódák kvantumhatásfokával R. Fisher foglalkozik részletesebben [2].

Az elmondottak illusztrálására a 3. ábra egy PV 100A típusú fotodióda relatív spektrális érzékenységét mutatja 0V előfeszültségnél 25 °C-on. Érzékenysége 0,95 μ -nál 0,47 A/W [8]. A 4. ábra két különböző



3. ábra. A PV 100A típusú PIN fotodióda relatív spektrális érzékenysége 0V előfeszültségnél 25 °C-on



4. ábra. A PIN fotodióda relatív spektrális érzékenységi görbéi 0 és (–90) V előfeszültségnél (10, illetve 3000 Ωcm-nél)

szilícium ellenállásra mutatja be egy PIN fotodióda relatív spektrális érzékenységi görbéjét. A szilícium fajlagos ellenállása 0V előfeszültségnél itt 10 Ωcm, (–90 V)-nál 3 kΩcm [5].

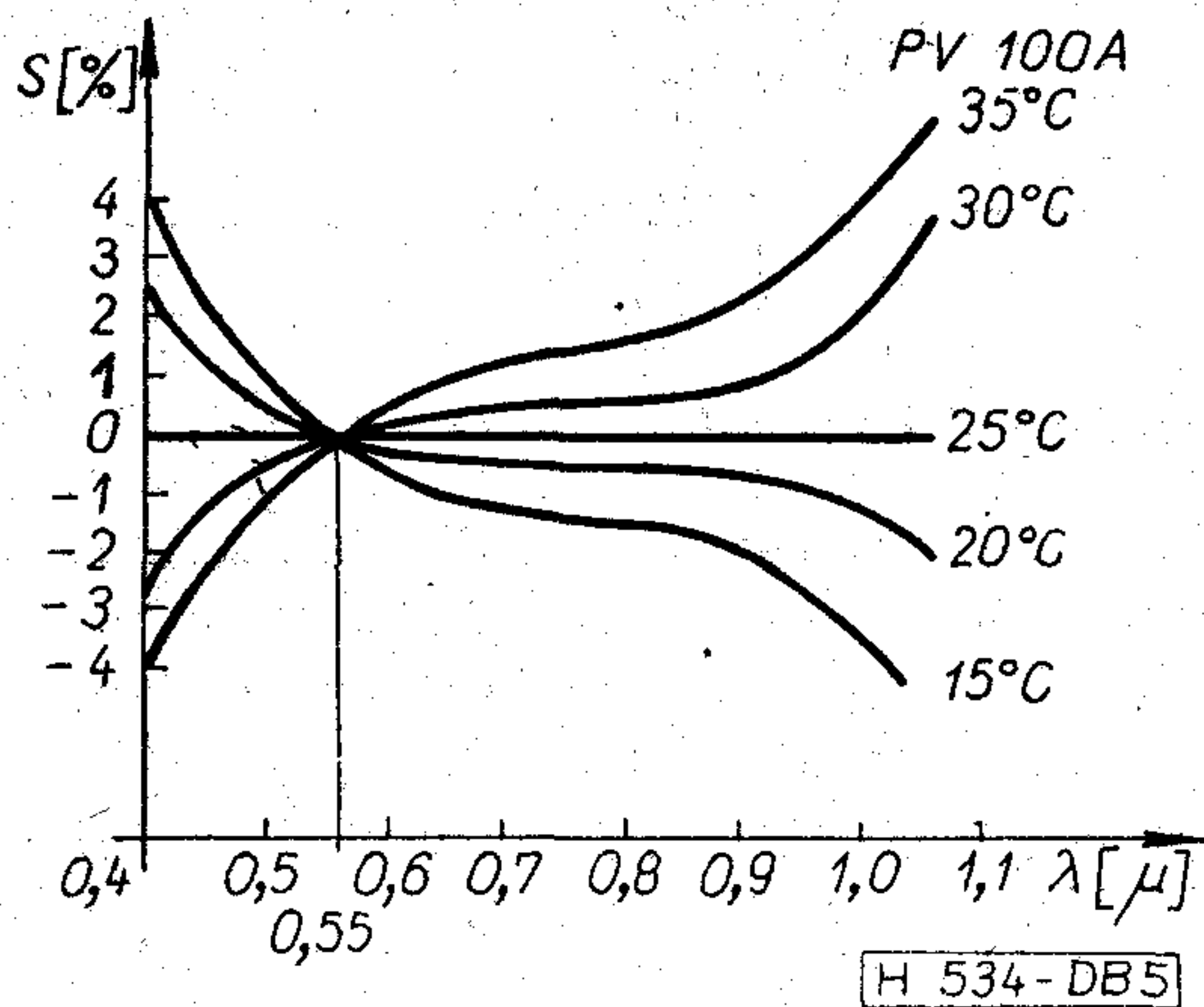
Hőmérsékletfüggése

Hőmérséklet hatására két paraméter változik jelentősen: az érzékenység és a sötétáram (az utóbbi csak fotokonduktív üzemben). A 2. táblázat ismerteti ezek nagyságát [4]. Az 5. ábra egy PV 100 A típusú PIN fotodióda érzékenységváltozását mutatja a hullámhossz függvényében, különböző hőmérsékleteknél [8].

2. táblázat

PIN fotodiódák hőmérsékleti jellemzői

	FOTOVOLTAIKUS		FOTOKONDUKTÍV		
	Érzékenység változása	Érzékenységváltozás előjele	Érzékenység változása	Érzékenységváltozás előjele	Sötétáram változása
Schottky-gátas	0,6%/°C	csak negatív	0,2%/°C	pozitív vagy negatív; hőmérsékletfüggő	20 °C-onként kétszeresedik
Planárdiffúziós	0,2%/°C	pozitív vagy negatív; hőmérsékletfüggő	0,2%/°C	pozitív	20 °C-onként kétszeresedik
pozitív, negatív: meredekség előjelek A sötétáram mindig nő a hőmérséklet növekedésével					

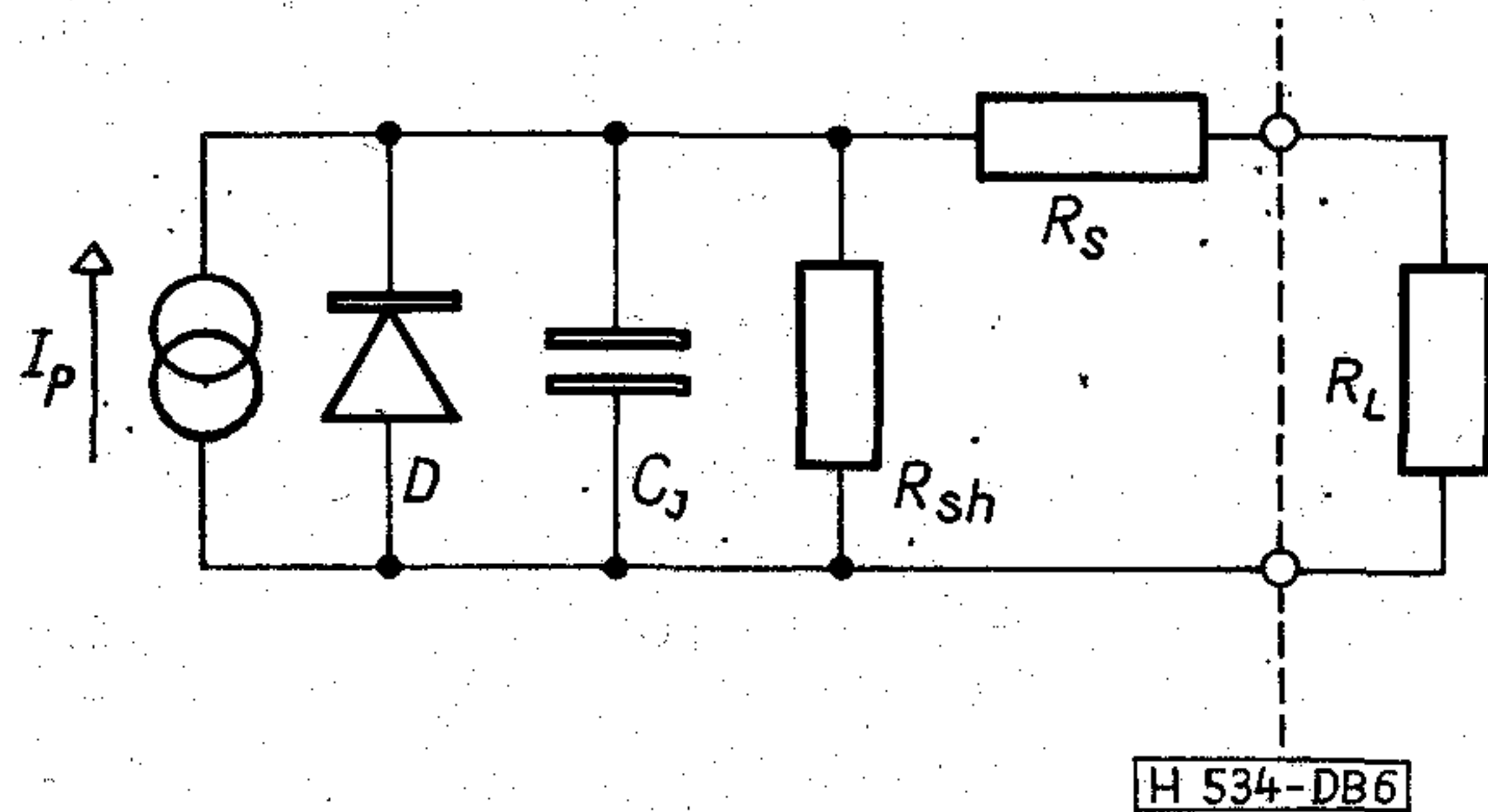


5. ábra. A PV 100A típusú PIN fotodióda érzékenységváltozása a hullámhossz függvényében, különböző hőmérsékleteknél

2. Fotovoltaikus PIN fotodiódák

Helyettesítő kép

A fotovoltaikus PIN fotodiódák helyettesítő képe a 6. ábrán látható, ahol D az ideális fotodióda, I_p a fotoáram, R_{sh} a söntellenállás, C_j az átmeneti kapacitás, R_s a soros ellenállás, R_L a fotodióda terhelő-ellenállása [5].



6. ábra. A fotovoltaikus PIN fotodiódák helyettesítő képe

Paraméterek

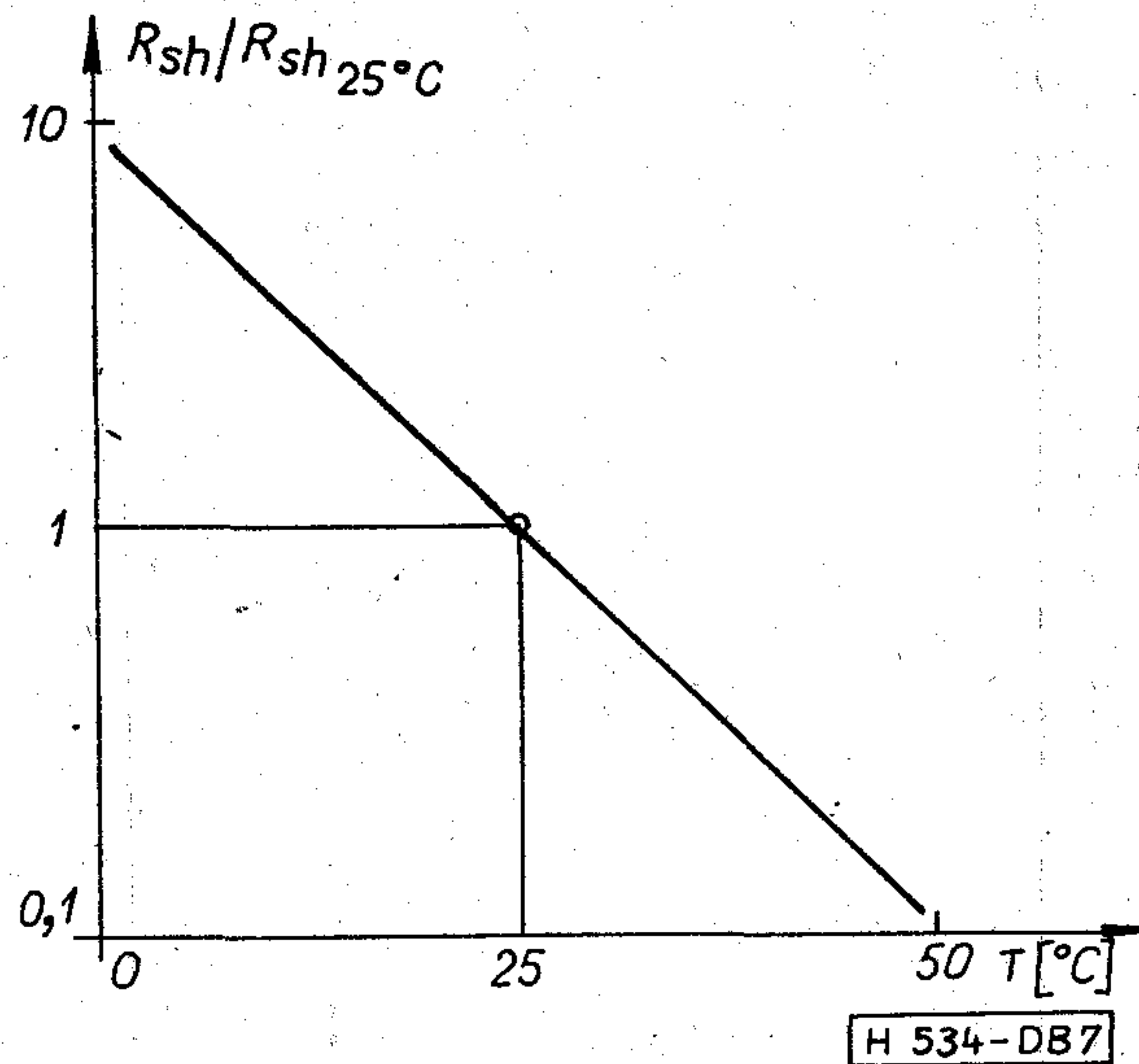
A söntellenállás függ a hőmérséklettől (7. ábra), a dióda $A_{aktív}$ aktív felületétől (8. ábra), a technológiától és az anyagválasztástól. A technológia és az anyagválasztás célja a maximális $R_{sh}/A_{aktív}$ elérése. Az átmeneti kapacitás az aktív felülettel egyenesen arányos. Nem függ a hőmérséklettől. Tipikus értéke 3000 pF/cm² OV előfeszítésnél.

A soros ellenállás értéke

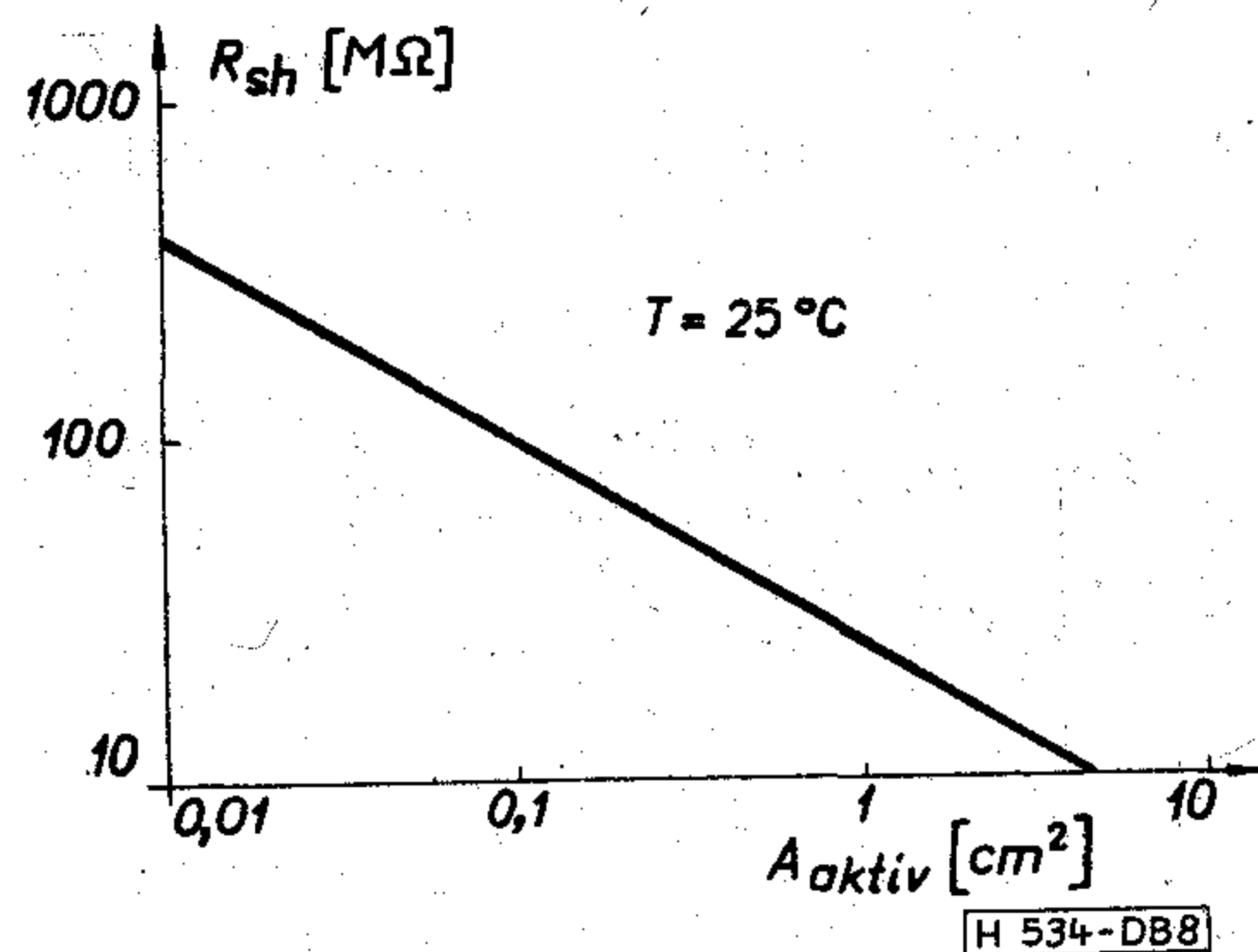
$$R_s = \rho \frac{L}{A} + R_c,$$

ahol ρ a szilícium fajlagos ellenállása [Ωcm], L a fotodióda és a kiürített rész vastagságának különbsége [cm], A az aktív felület [cm²], R_c a kontaktus ellenállása [Ω].

A kontaktus ellenállása jó minőségű fotodiódánál körülbelül 10 Ω , a szilícium ellenállása pedig körülbelül 6 Ω felületegységenként [6].



7. ábra. Tipikus söntellenállás-változás a hőmérséklet függvényében



8. ábra. Tipikus söntellenállás az aktív felület függvényében

Linearitás

A soros ellenállás jelentőségét az adja, hogy a terhelőáram átfolyik rajta, ezzel a diódát nyitóirányban előfeszíti, lerontva a linearitási tartomány felső végét. (Ez különösen kis aktív felületű fotodiódáknál nagy jelentőségű [6]).

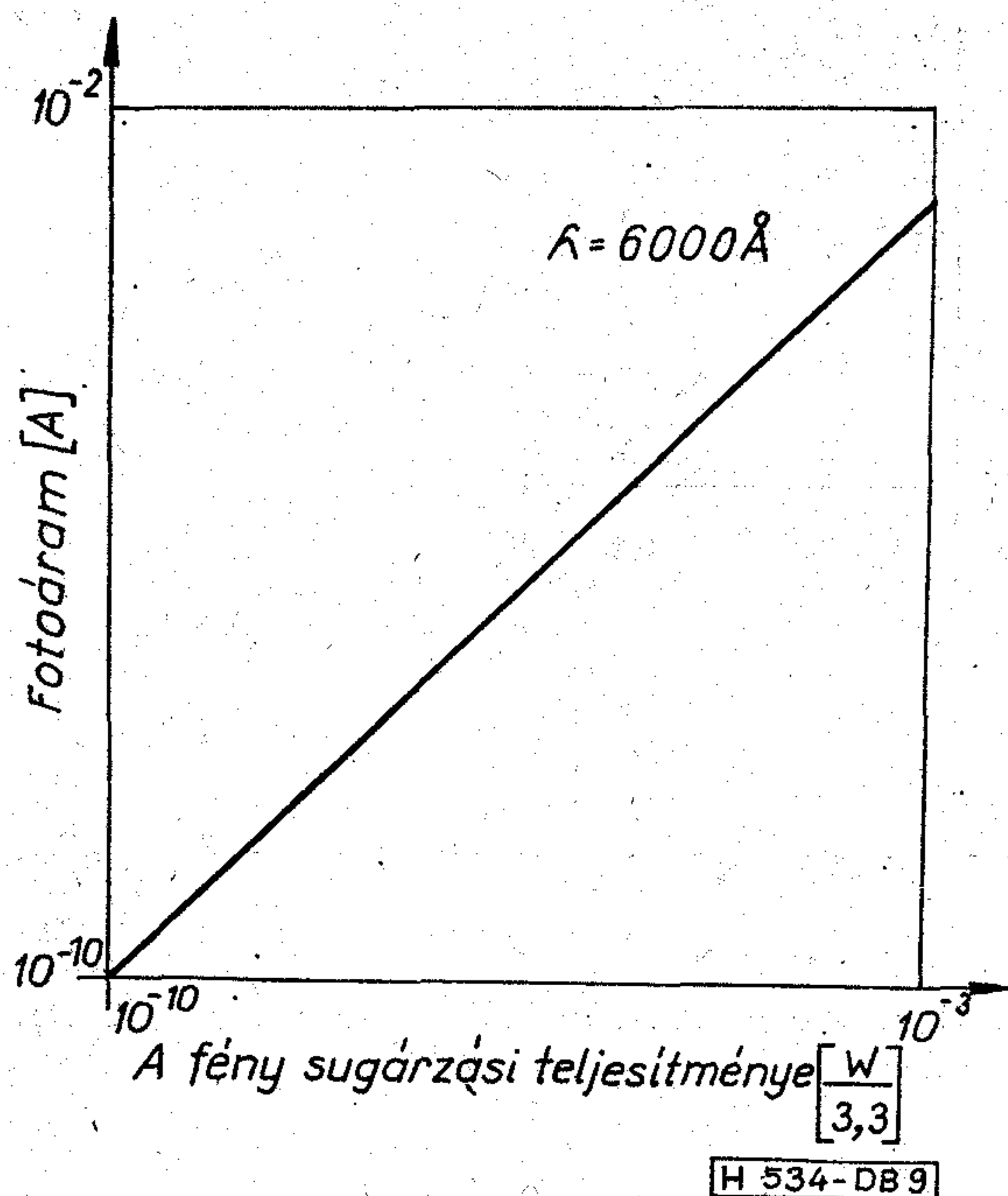
Az átvitel linearitása azonban függ még a terhelő-ellenállástól is, amelyen eső feszültség a soros ellenálláson eső feszültséggel megegyező polaritású. Withe-rell és Faulhaber szerint amikor a szilícium fotodióda terhelő-ellenállása kicsi (körülbelül 1 Ω), a fotoáram a megvilágítással lineárisan változik, de amikor a terhelő-ellenállás nagy (jóval nagyobb a söntellenállásnál), és a megvilágítás erős, a terhelésen levő feszültség logaritmikusan függ a megvilágítástól [9].

Az átvitel linearitása (9. ábra) a soros és a terhelő-ellenálláson kívül függ még a fotoáramtól és a söntellenállástól is az alábbi gyakorlati képlet szerint:

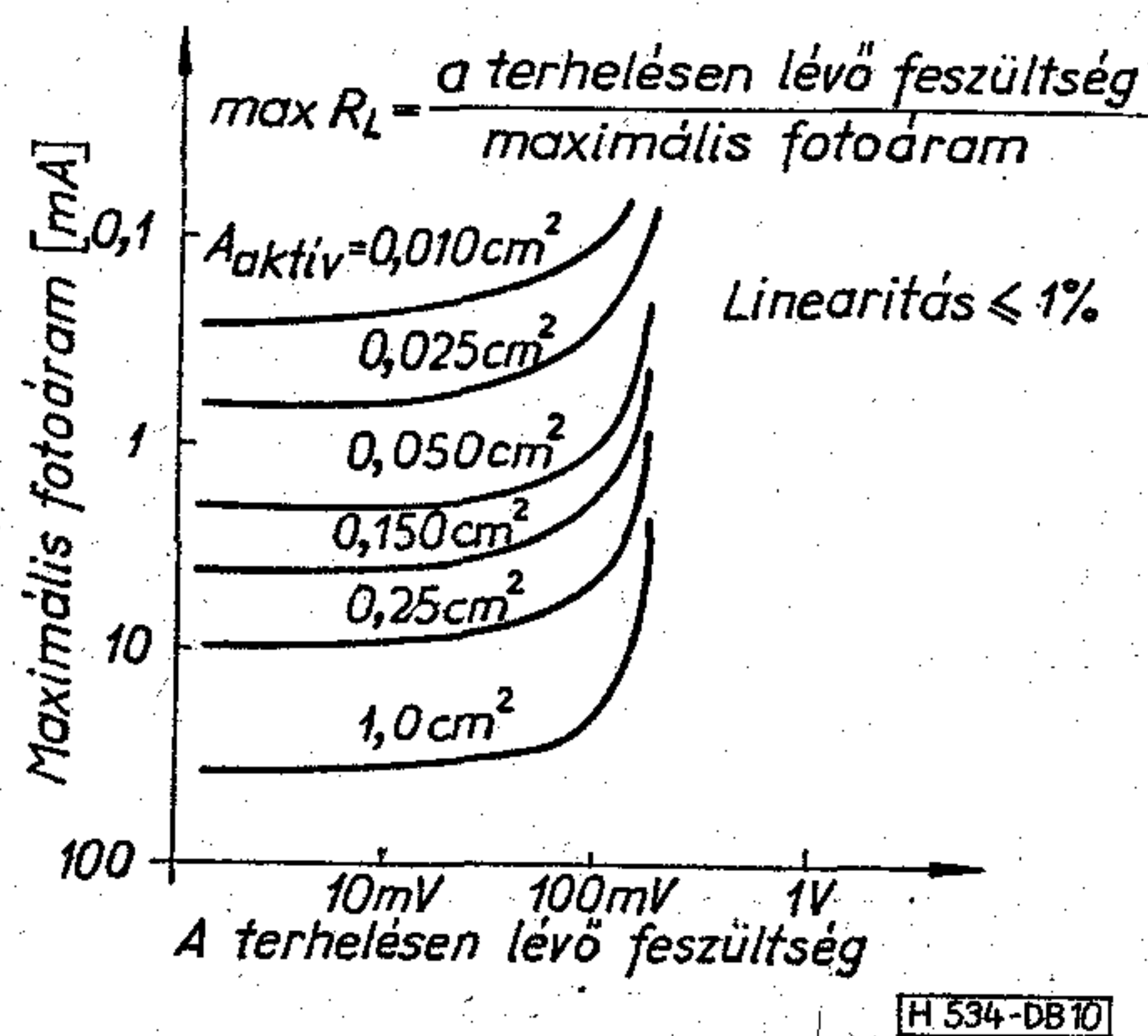
$$I_{p\max} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{R_s + R_L} \ln \frac{L \cdot R_{sh}}{R_s + R_L}, \quad (1)$$

ahol $I_{p\max}$ az L linearitáshoz megengedhető maximális fotoáram, L a tervezett linearitás (1%-nál 0,01).

A 10. ábra az (1) összefüggés alapján készült: az 1% linearitáshoz megengedhető maximális fotoáram a terhelő-ellenálláson megjelenő feszültség függvényében van feltüntetve [6].



9. ábra. Az átvitel linearitása PIN fotodiódánál $\lambda = 6000 \text{ \AA}$ hullámhosszon



10. ábra. Az 1% linearitáshoz megengedhető maximális fotóáram a terhelő-ellenálláson megjelenő feszültség függvényében

Zaj

A fotovoltaiikus PIN fotodiódák sönt-, soros és terhelő-ellenállása hőzajáramot hoz létre a következő összefüggések szerint:

$$I_N = (I_{N_{sh}}^2 + I_{N_s}^2 + I_{N_L}^2)^{1/2}$$

$$I_{N_{sh}} = \left(\frac{4kTB}{R_{sh}} \right)^{1/2}$$

$$I_{N_s} = \left(\frac{4kTB}{R_s} \right)^{1/2}$$

$$I_{N_L} = \left(\frac{4kTB}{R_L} \right)^{1/2},$$

ahol I_N a teljes hőzajáram, $I_{N_{sh}}$ a söntellenállás hőzajáram, I_{N_s} a soros ellenállás hőzajáram, I_{N_L} a terhelő-ellenállás hőzajáram, k a Boltzmann-állandó, T az abszolút hőmérséklet, B a zaj sávszélessége.

E hőzajáramok a frekvencia függvényében egyenletes eloszlást mutatnak [5], [6].

A PIN fotodiódák zaját Hamstra és Wendland mérte sötétben és megvilágítva. Az elmélettel kiválóan egyező eredményeket kaptak [10].

A fotodiódák fontos jellemzője a zajegyenérték-teljesítmény (NEP), az a fényteljesítmény, amely a fotodióda teljes zajáramával azonos fotoáramot hoz létre. Értéke az alábbi összefüggésből határozható meg:

$$NEP = \frac{I_N}{S},$$

ahol I_N a fotodióda teljes zajáram [A], S a fotodióda érzékenysége [A/W].

A zajegyenérték-teljesítmény függ a fényforrás hullámhosszától, a zaj sávszélességétől, a hőmérséklettől és a fotodióda paramétereitől [6]. A zajegyenérték-teljesítmény nagysága például a PIN-020, vagy a PIN-040 típusú (UDT) kis zajú PIN fotodiódáknál tipikusan $5 \cdot 10^{-15} \text{ W}$ [4].

IRODALOM

- [1] *Stefanik*: Rádiótechnika Évkönyv, 1974, 192. o.
- [2] *Fisher*: Appl. Opt. 7, 1079 (1968).
- [3] Planar Diffused Silicon PIN Photodiodes, 3/72, United Detector Technology Inc.
- [4] Silicon Photodetector Design Manual, UDT, 7M/4-72.
- [5] Silicon Photodiode Application Notes D3000B-1, EG&G, Electro-Optics Division.
- [6] Silicon „Photovoltaic” Detectors and Detector/Amplifier Combinations; Data Sheet D3002A-1, EG&G, Electro-Optics Division.
- [7] Schottky Barrier Silicon PIN Photodiodes, UDT; Data Sheet: Schottky Barrier Photodiode Series.
- [8] PV-100A „Photovoltaic” Silicon Photodiode and HAV-1000 PV Photodiode/Operational Amplifier; Data Sheet, EG&G.
- [9] *Witherell and Faulhaber*, Appl. Opt. 9, 73 (1970).
- [10] *Hamstra and Wendland*, Appl. Opt. 11, 1539 (1972).
- [11] *Dienes Barnabás*: Lézersugár térbeli intenzitáseloszlásának meghatározására szolgáló mikrodensitóméter, Műszaki doktori értekezés, Budapest, 1977.

Nagy alakhűségű vizsgáló impulzus előállítása

ETO 621.317.72.09:621.374.018.782.4

Az alábbiakban ismertetett impulzus előállítási módszer analóg feszültség-komparátorok méréséhez dolgoztuk ki, de egyéb esetekben is jól használható.

Az egyértelmű tárgyalásmód érdekében előljáróban összefoglaljuk a legfontosabb fogalmakat, tudnivalókat.

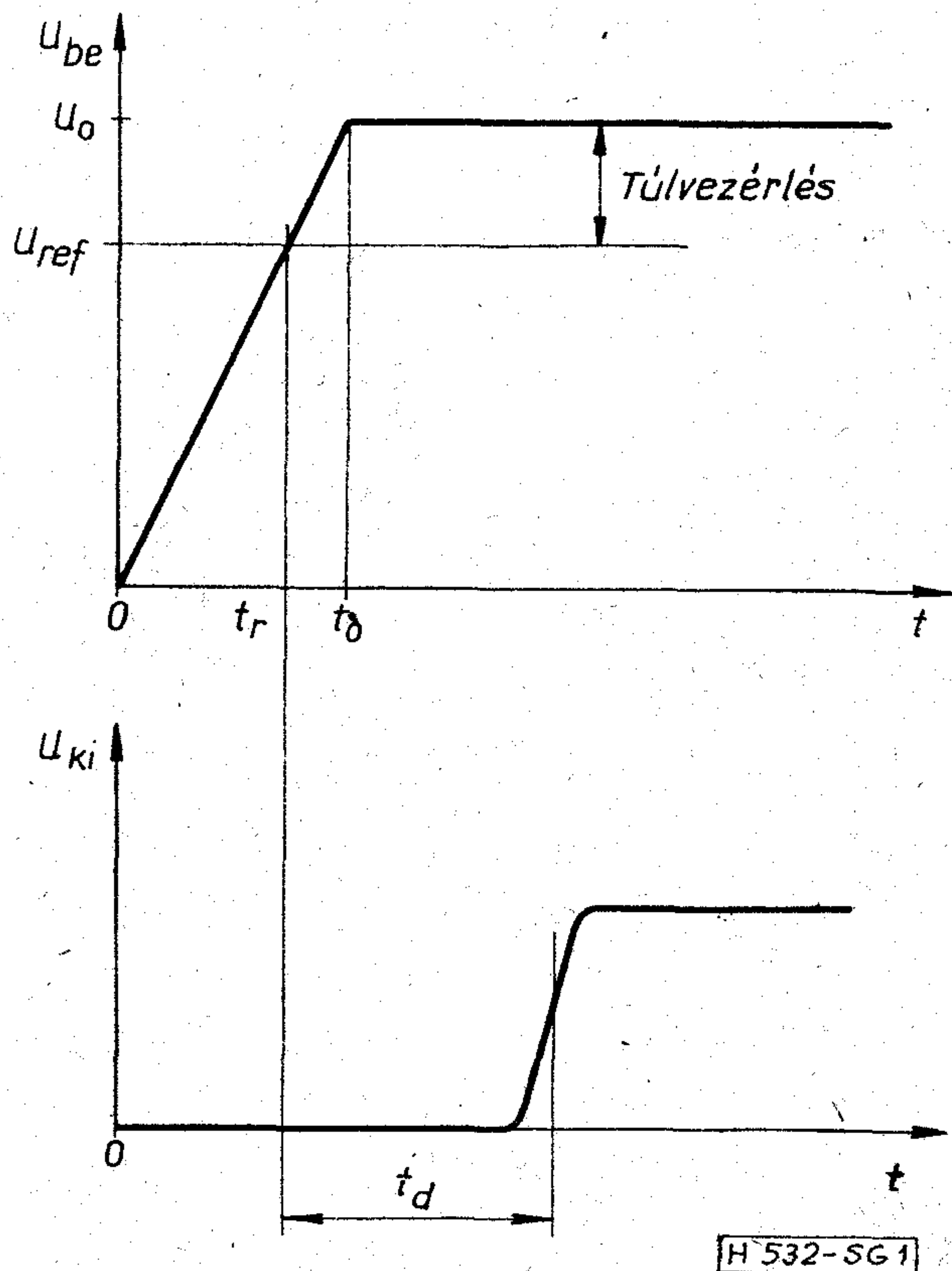
Analóg feszültség komparátorok késleltetési idejét a jelbemenetre adott, egységugrást közelítő impulzussal mérik. Túlvezérlésnek nevezzük azt a feszültségértéket, amellyel a bemenő impulzus meghaladja a referencia bemenet szintjét. Az 1. ábra alján levő időfüggvény a komparátor kimenő jele, t_d -vel a késleltetési időt jelöltük.

A késleltetési idő elsősorban a túlvezérlés mértékétől függ, ezért a túlvezérlést állandó értéken kell tartani, azaz a jelbemenetre adott feszültségnek a referenciaszint (U_{ref}) elérése után gyorsan, a legkisebb eltéréssel kell megközelítenie az állandósult értéket. Az 1. ábra idealizált vizsgáló jelet mutat. Célunk, hogy ezt a függvényt minél pontosabban közelítsük meg. Túllövéstől, berezgéstől mentes impulzust szeretnénk előállítani, amelynél a felfutó és állandósult szakasz átmenete nem „legömbölyített”, hanem „éles”, „sarkos”.

A felfutás linearitására általában nincs szigorú előírás. A $t > t_0$ tartományban követelmény: az állandósult érték megközelítésének hibája a beállított túlvezérléshez ($U_0 - U_{ref}$) képest legyen kicsi. Egy további engedményt tehetünk: a t_0 időpontot közvetlenül követő olyan rövid időtartományban, amely a késleltetési időhöz képest elhanyagolható, az állandósult értéktől (U_0) az előzőnél nagyobb eltérés is felléphet.

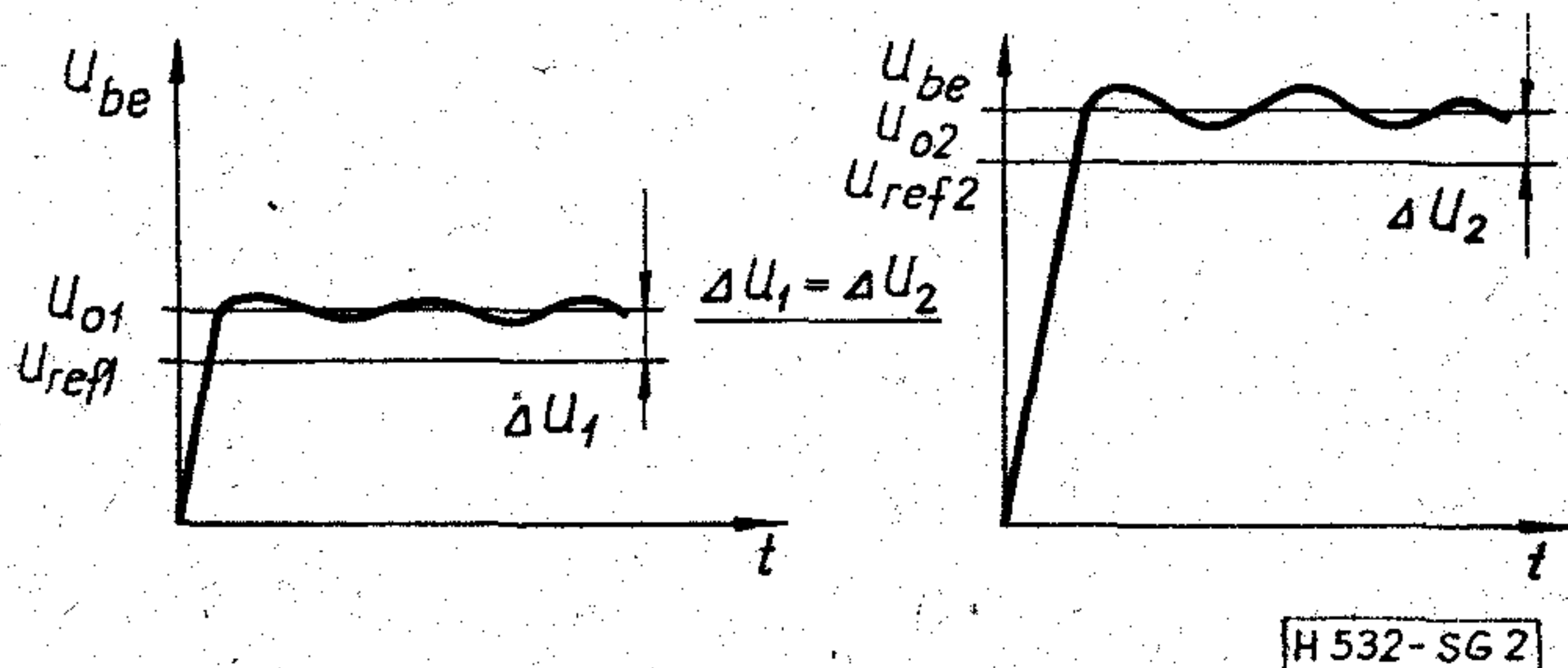
Katalógusok és adatlapok az impulzussal mért késleltetési időt rendszerint csak 100 mV bemenő feszültségugrásnál adják meg. Ennek magyarázata kézenfekvő, melyre adatlapokon utalást is találunk. A bemenő jel amplitúdójától függetlenül csak akkor várhatunk azonos késleltetési időt, ha a túlvezérlés nagysága abszolút mérőszámban kifejezve minden esetben ugyanakkora. Kisebb jelszinteknél a túlvezérlési tartománynak kisebb %-át teszi ki az amplitúdóval arányos túllövés, berezgés, ezért ilyenkor könnyebb a túlvezérlés mértékének ingadozását kis értéken tartani, ami a reprodukálható mérés egyik feltétele (2. ábra).

Sok esetben kíváncsi vagyok, hogy az áramkör néhány V-nyi feszültségváltozást is helyesen dolgozzon fel. Ilyenkor a felhasználó számára nem ad megnyugtató képet a 100 mV-os impulzussal végzett mérés eredménye. Nem biztos, hogy azonos túlvezérlés mellett ugyanolyan kis késleltetési időt mérhetünk nagy bemenő jeleknél, mint kis jeleknél.



H 532-SG 1

1. ábra. Az ideális vizsgáló impulzus és a komparátor kimenő jele

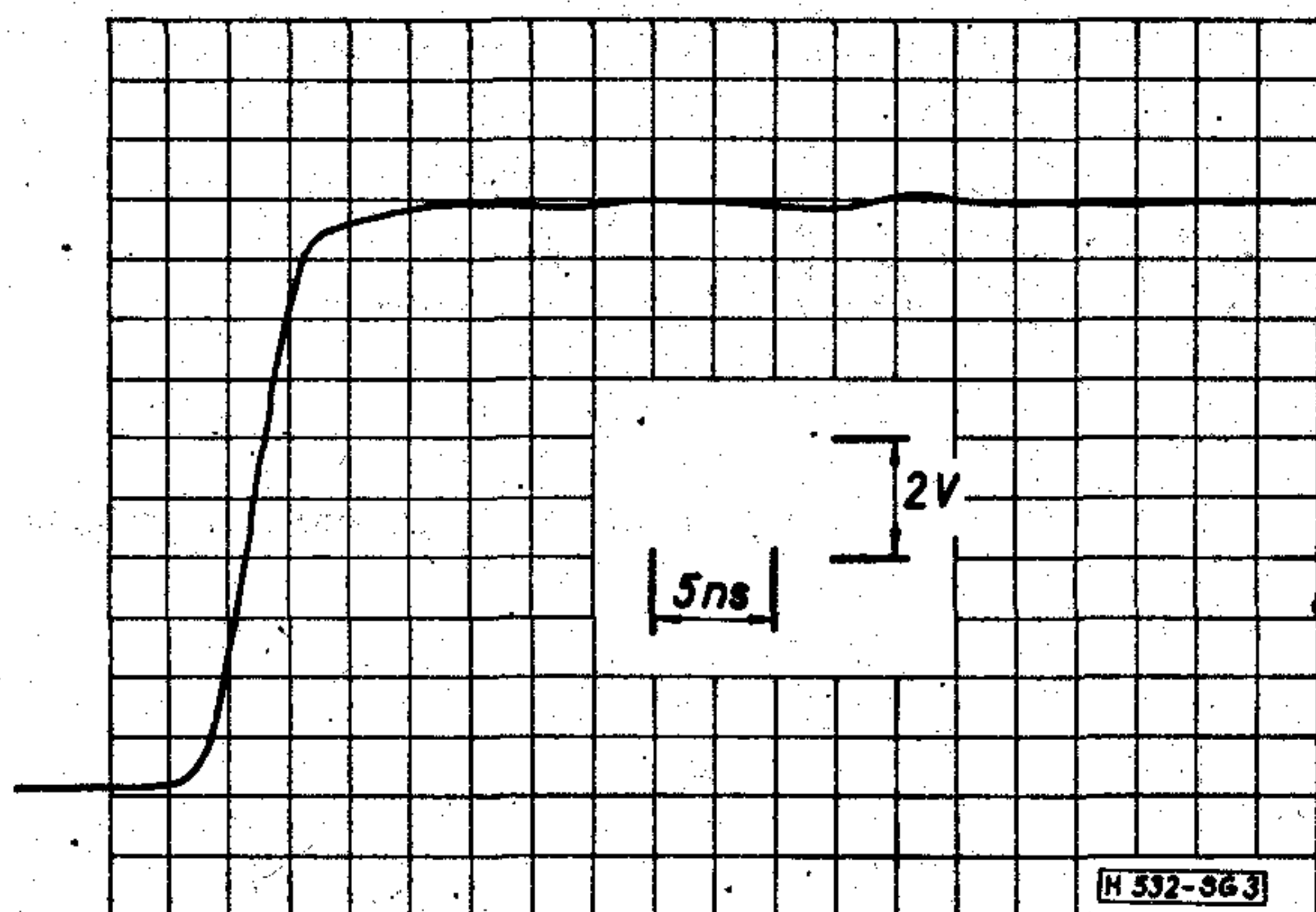


H 532-SG 2

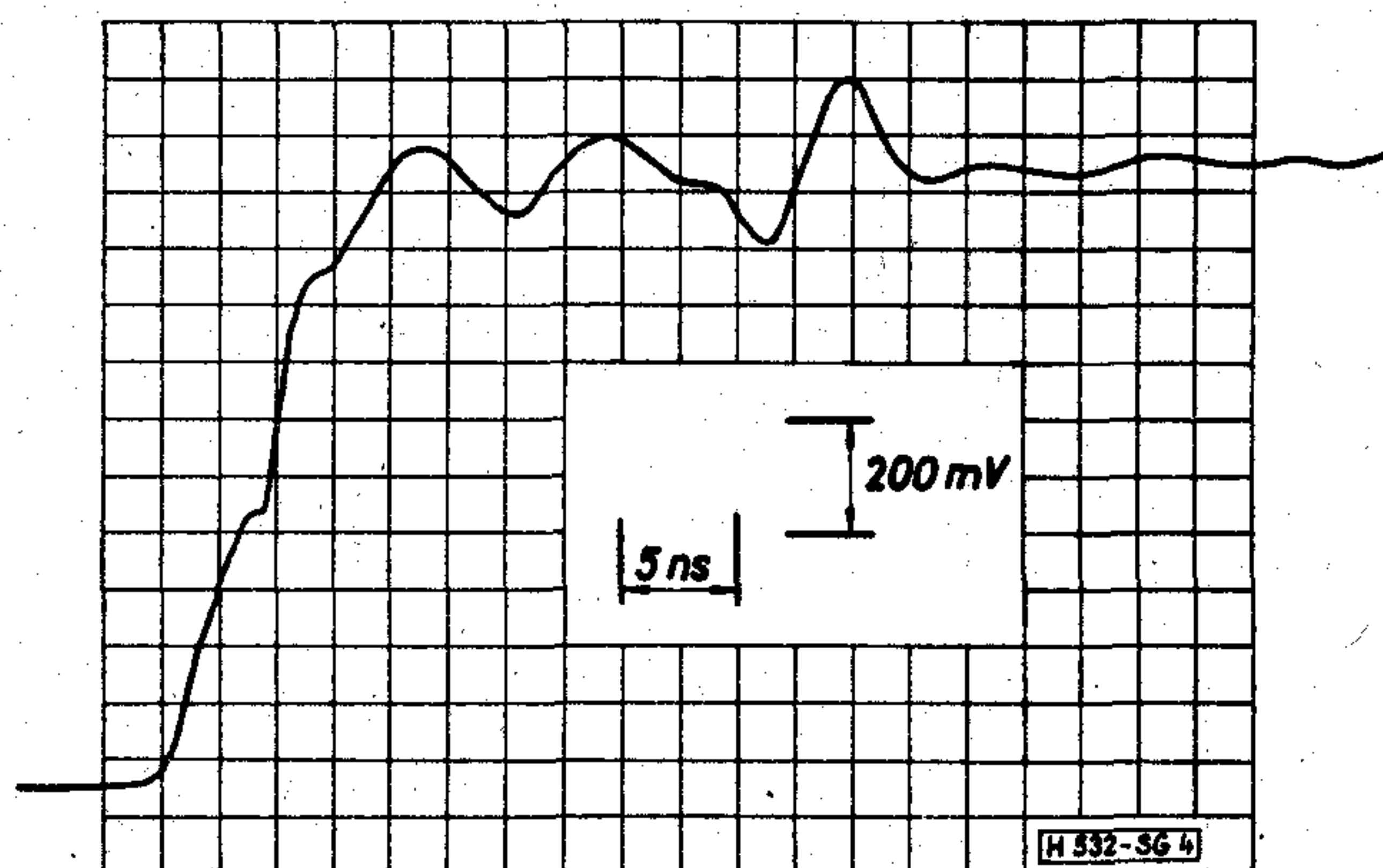
2. ábra. A túlvezérlés állandó értéken tartásának nehézsége a bemenő jel amplitúdó növelésekor

Feladatunk volt egy nagy bemenő impedanciájú (FET bemenetű), ± 10 V feszültségtartomány feldolgozását lehetővé tevő, 100 mV-os túlvezérlésnél várhatóan 10 nsec késleltetési idejű komparátor vizsgálata.

Az általunk ismert impulzusgenerátorok közül egyik sem felel meg erre a célra. Hullámforma-torzításuk elérheti az 5%-ot. Ez pl. már 5 V impulzus amplitúdónál is 250 mV ingadozást jelent, amely a kívánt állandó túlvezérlésnek (100 mV) nemhogy töredéke,



3. ábra. Az EH Kutató Laboratórium 135 A típ. generátorának 10 V-os impulzusa



4. ábra. A 3. ábrán látható impulzus „tetejének” elektronikus kinagyítása

hanem többszöröse. Példaképpen a 3. ábrán látható egy jóminőségű impulzusgenerátornak, az EH Research Laboratory termékének (135 A típus) jelalakja. A 3. ábra egy +10 V-os impulzus képe. Az állandósult szakaszt jobban megfigyelhetjük a 4. ábrán, amely mintegy az impulzus „tető” elektronikus kinagyítása. A „hullámszár” amplitúdója csúcsról csúcsig mérve 290 mV, emiatt alkalmatlan a már említett komparátor vizsgálatára. Megfelelően kis amplitúdót beállítva természetesen már használható, mert a „hullámszár” és az impulzus amplitúdója arányosan csökken.

Mivel az irodalomban nem találtunk kellő útmutatást e feladat megoldására, ezért a mérési problémákat önállóan kíséreltük megoldani. Méréstechnikai műfogásokkal a nsec-os időtartományban nem látszott célravezetőnek kísérletezni, inkább egy megfelelő vizsgáló jel előállítására törekedtünk.

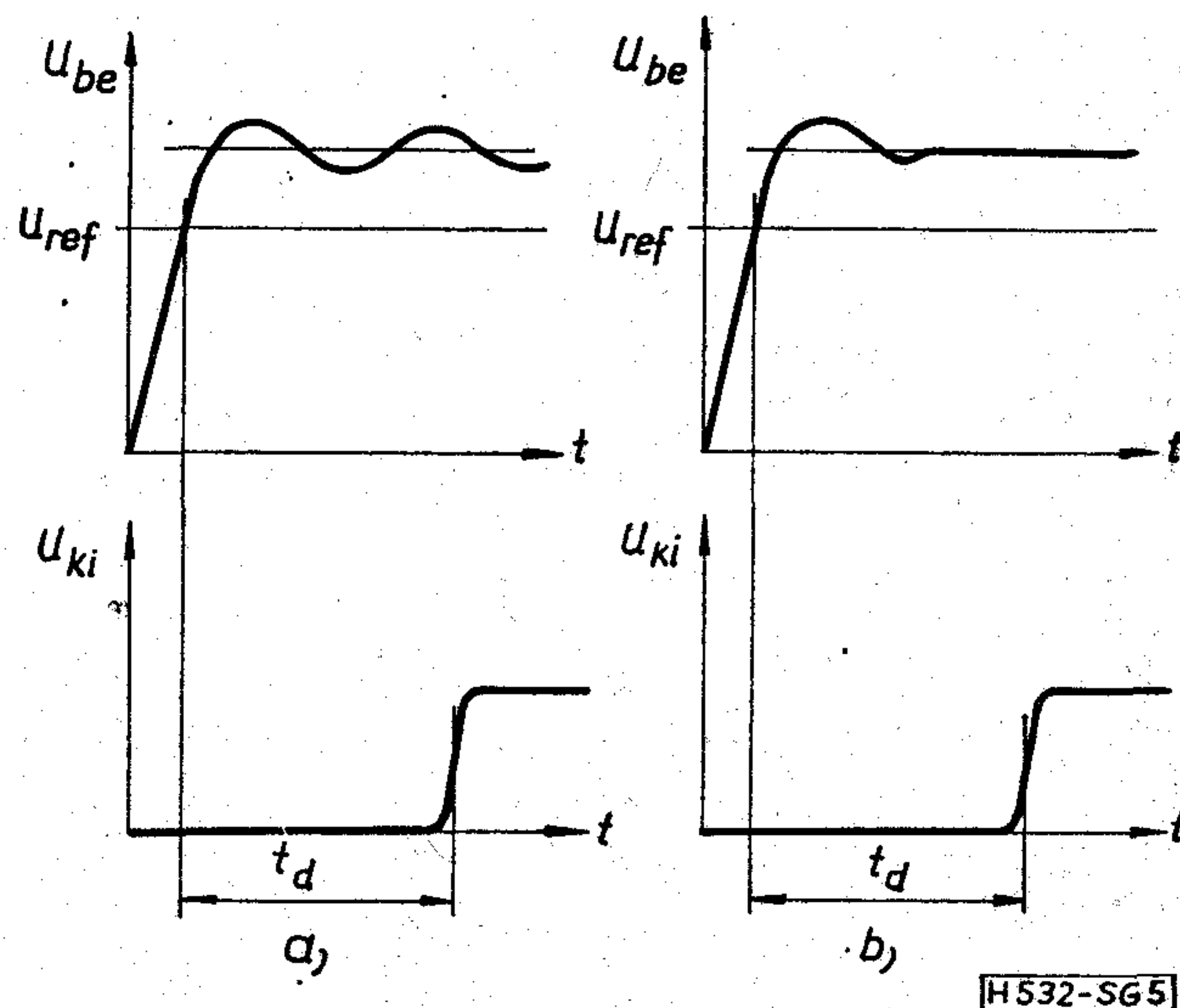
Az impulzust valamilyen módon számszerűen jellemeznünk kell. A felfutó szakaszt elegendő a szokásos módon a 10 és 90%-os pontokhoz tartozó felfutási idővel, vagy a jelváltozás mértékével (slew rate) megadni. Az impulzusgenerátoroknál használatos hullámmformatorzítás keveset mond számunkra, mert arra nem ad felvilágosítást, hogy az idő függvényében milyen mértékben csökken a jeltorzulás, milyen gyorsan közelítjük meg az állandósult értéket. Az 5a ábra komparátorok vizsgálatára alkalmatlan, az 5b ábra pedig egy elfogadható vizsgálójelet mutat, bár

mindkettő hullámmformatorzítása azonos. A továbbiakban az alakhűség kifejezést használjuk, amelynek számszerű megadási módja: néhány — valamilyen referencia ponttól számított — időpontban előírjuk az eltérést az állandósult értéktől %-ban, vagy feszültségértékben kifejezve.

A nagy alakhűségű impulzus egyéb vizsgálatoknál is jó szolgálatot tehet. Álljon itt csupán két példa.

Az időtartományban végzett reflexiós méréseknél (time domain reflectometry, TDR) az impulzus „tető” „hullámszár” zavarja a reflektált jelek kiértékelését. A nagyobb alakhűségű jelen kisebb reflexiók is kiértékelhetők minden járulékos segédeszköz (pl. iránycsatoló) nélkül is. A felfutó és állandósult szakasz „sarkosabb” átmenete lehetővé teszi az időablak csökkentését is, azaz a generátortól a vizsgálni kívánt eszközre rövidebb úton vezethetjük az impulzust. Így az átvitel során létrejött csillapítás csökken, nagyobb meredekségű jel jut a mérendő eszközre. Lehetőség van arra is, hogy az oszcilloszkópon megfigyelni kívánt jel „tetejét” elektronikusan kinagyítsuk a később ismertető módon, és így még tovább terjeszthetjük a vizsgálati tartományt a kisebb reflexiók irányába.

Műveleti erősítők, követők beállási idejének (settling time) széles körben elterjedt mérési módszerét [1] ismerteti. Néhányszor 10 nsec-nál kisebb beállási időknél ez a módszer már nem használható megnyugtatóan. Ha a feszültségcsúcsokat nem vágjuk le, akkor az oszcilloszkóp feléledési ideje meghamisíthatja a mérést. Ha pedig vágó diódákat használunk az oszcilloszkóp bemenetével párhuzamosan, azok kapacitása a szóban forgó tartományban frekvenciafüggőséget okoz, melyet a kapacitás nemlineáris jellege miatt kompenzációval sem lehet kielégítően csökkenteni. Ilyenkor kisebb hibát követünk el, ha egy megfelelően nagy alakhűségű jelet juttatunk a mérendő áramkör bemenetére, azt ideális egységugrásnak tekintve, a vizsgált eszköz kimenő jelének állandósult szakaszát figyeljük meg a már említett elektronikus kinagyítással.



5. ábra. Azonos hullámforma torzítású bemenő jelek. a) alkalmatlan, b) alkalmas komparátorok vizsgálatához

1. A vizsgálójel műszaki adatai és előállításának lehetőségei

Olyan impulzusra van szükségünk, amelynek feszültsége változtatható, max. amplitúdója legalább 10 V, polaritása átkapcsolható. Az alakhűsége nézve következőket kívánjuk: a túlvezérlés kezdetének időpontjától (az 1. ábrán t_r) számított 2...3 nsec eltelté után maximum 20...30 mV lehet az eltérés az állandósult értéktől. Ezt a követelményt természetesen a maximális amplitúdónál is teljesíteni kell. 10 V amplitúdó esetén a megengedett hiba 0,2...0,3% lehet.

A felfutási idő megválasztásánál szempontunk az, hogy a 10 V amplitúdójú impulzus jelváltozási meredeksége legalább 2500 V/ μ sec legyen. Így az impulzusgenerátorunk a kitűzött célon kívül egyéb nagysebességű áramkörök vizsgálatára is a legtöbb esetben megfelelő lesz. A felfutási idő tehát max. 4 nsec lehet.

Az impulzust a mérendő eszköz bemenetének közvetlen közelében kell előállítanunk. Ha távolabb vezetnénk, akkor a rendelkezésre álló — egyébként jó minőségű — kábelek, csatlakozók és lezárások reflexiója a jel alakhűségét nagymértékben rontaná.

A mérendő eszköz nagy bemenő ellenállású ugyan, de a bemenő kapacitása néhány pF. Ezért a fenti műszaki adatokat 5 pF terhelő kapacitáson mérve is teljesíteni kell.

A szűkebb értelemben vett impulzuselőállításon kívül még további feladatok is megoldásra várnak. Valamilyen módon ellenőriznünk kell az előállított jel alakhűségét, amihez rendszerint mintavevő oszcilloszkópra van szükség. A mintavevő oszcilloszkópok legtöbbje külső szinkronizáló jellel indítható, ezért erről is gondoskodnunk kell.

A megvalósított generátor ismertetése előtt, a teljesség igénye nélkül, számba vesszük az egyes részfeladatok megoldására kínálkozó lehetőségeket.

Kis felfutási idejű impulzus előállításáról tudósít a [2] közlemény. Tunnel-diódával készült a generátor, s ez magában rejti a módszer hátrányát: nem állítható elő elég nagy és szabályozható amplitúdójú impulzus. A cikk nem garantál 6 nsec elteltével 1%-nál jobb alakhűséget. Előnye viszont, hogy pretrigger jel képezhető.

Nagy és változtatható amplitúdójú (akár 100 V-os) impulzusok hozhatók létre kis terhelő ellenálláson is lavina üzemmódú tranzisztorttal [3]. Töltéstároló diódákkal formálják a jelet, s így a nsec tört része alatti felfutási időt érnek el. Az alakhűség azonban nem kielégítő. Pretrigger jel nem használható az oszcilloszkóp szinkronizálására, mert a tranzisztort indító jel megjelenése után az impulzus létrejöttének időpontja elég nagy szórást mutat. Itt és hasonló esetekben két szinkronizálási mód közül választhatunk. Használhatjuk a véletlen mintavételezést, vagy késleltető művonalon keresztül vezetjük a megfigyelni kívánt jelet az oszcilloszkóp függőleges erősítőjére. A véletlen mintavételezés hátránya, hogy különleges oszcilloszkópot, vagy külön erre a célra készített vízszintes elterítő rendszert igényel. A késleltető művonal jelentős jeltorzulást okoz. A lavina üzemmódú tranzistoros impulzusgenerátor alakhűsége amúgy sem kielégítő, ezért mindenképpen szükség van jelformálásra. A szerzők ezt az utóbbi szinkronizálási módot választották. A már említett töltéstároló diódák javítják

ugyan az alakhűséget is, de az céljainkra még távolról sem megfelelő.

Tág tartományban változtatható amplitúdójú, a psec-os tartományba eső felfutási idejű impulzusokat igen egyszerűen nyerhetjük reed relével. Ha az eszköz koaxiális kiképzésű, akkor az alakhűség a korábban említett tunnel-diódás megoldáshoz hasonló lesz. A szinkronizálás azonban ugyanolyan problémákat vet fel, mint amit az előző esetben láttunk. A [4] közlemény egy megoldást ismertet reed relével előállított, kis felfutási idejű, jó alakhűségű impulzus előállítására. Az impulzus oszcilloszkópos felrajzolására véletlen mintavételezést használ. Ennek az eljárásnak hátránya, hogy órákat vesz igénybe az impulzus megjelenítése, mert a relé csak kis ismétlődési frekvenciával gerjeszthető. Eközben már jelentős hibát okozhat az oszcilloszkóp erősítőjének nullpont vándorlása. Más esetekben, amikor az ismétlődési frekvencia jóval nagyobb, pl. lavina üzemmódú impulzusgenerátornál, a bonyolultságát leszámítva kiváló lehet ez az eljárás is. Az [5] cikk jól illusztrálja azt a nagy erőfeszítést, amely arra irányult, hogy a reed relével előállított impulzus jó minőségét a legkevésbé rontsák le a jelalak megfigyelésénél. A veszteségek csökkentése érdekében folyékony He-ba mártott, speciális kiképzésű késleltető művonnal tették lehetővé a felfutó él megfigyelését, és az elfogadhatóan kis jelalaktorzulást.

A megfelelő eljárás kiválasztásakor elsődleges szempontunk az egyszerű, olcsó, gyors elkészítés volt. Ezért döntöttünk a reed jelfogó mellett. Tömegmérésekről lévén szó a véletlen mintavételezés nagy időigénye miatt nem jöhetett szóba. Úgyszintén el kellett vetnünk speciális késleltető művonal és hűtő közeg használatát is. Egyedüli megoldásként maradt: egyszerű késleltető művonalon keresztül vezetni a jelet a mérendő áramkörre és az oszcilloszkópra, a művonal után jelalakformálást végezni olyan mértékben, hogy a szükséges alakhűséget elérjük. Mivel a művonal jelentősen rontja az impulzus minőségét, nem volt érdemes koaxiális reed-et használni. Ez tovább egyszerűsítette a kivitelezést.

A művonal torzításának csökkentésére [6] közül egy eljárást: lineáris RLC tagokkal igyekszik kompenzálni a tápvonal veszteségeit. Bár jelentős javulást ér el, de az impulzusátvitel minősége céljainkra nem felel meg, mert $\pm 2\%$ ingadozás lép fel az állandósult érték körül. A korrekciós tagok számának növelésével a hiba csökkenthető ugyan, de a pontos beállítás egyre körülményesebb lesz. Célszerűbb esetünkben kihasználni azt a tényt, hogy nem tetszőleges jelalak kis torzítású átvitele a feladatunk, hanem egy speciális időfüggvény (1. ábra) létrehozása. Ilyen megvilágításban kézenfekvő, ha a lineáris jelalakformálás helyett nemlineáris elemekkel kíséreljük meg az eltorzult jelből a kívánt időfüggvényt előállítani. Erre a célra diódás vágó áramköröket használunk.

Nem említettük még az alakhűség ellenőrzésének módját. A fejezet elején láttuk, hogy 10 V amplitúdónál az állandósult értéket max. 0,2...0,3% hibával kívánjuk megközelíteni. Ennek ellenőrzéséhez célszerű legalább 0,1% pontossággal megfigyelni a jelet.

Mintavevő oszcilloszkópoknál lehetőség van arra, hogy az alapvonal eltolásával, a függőleges erősítőnek akár a legérzékenyebb állásában is, mV-os pon-

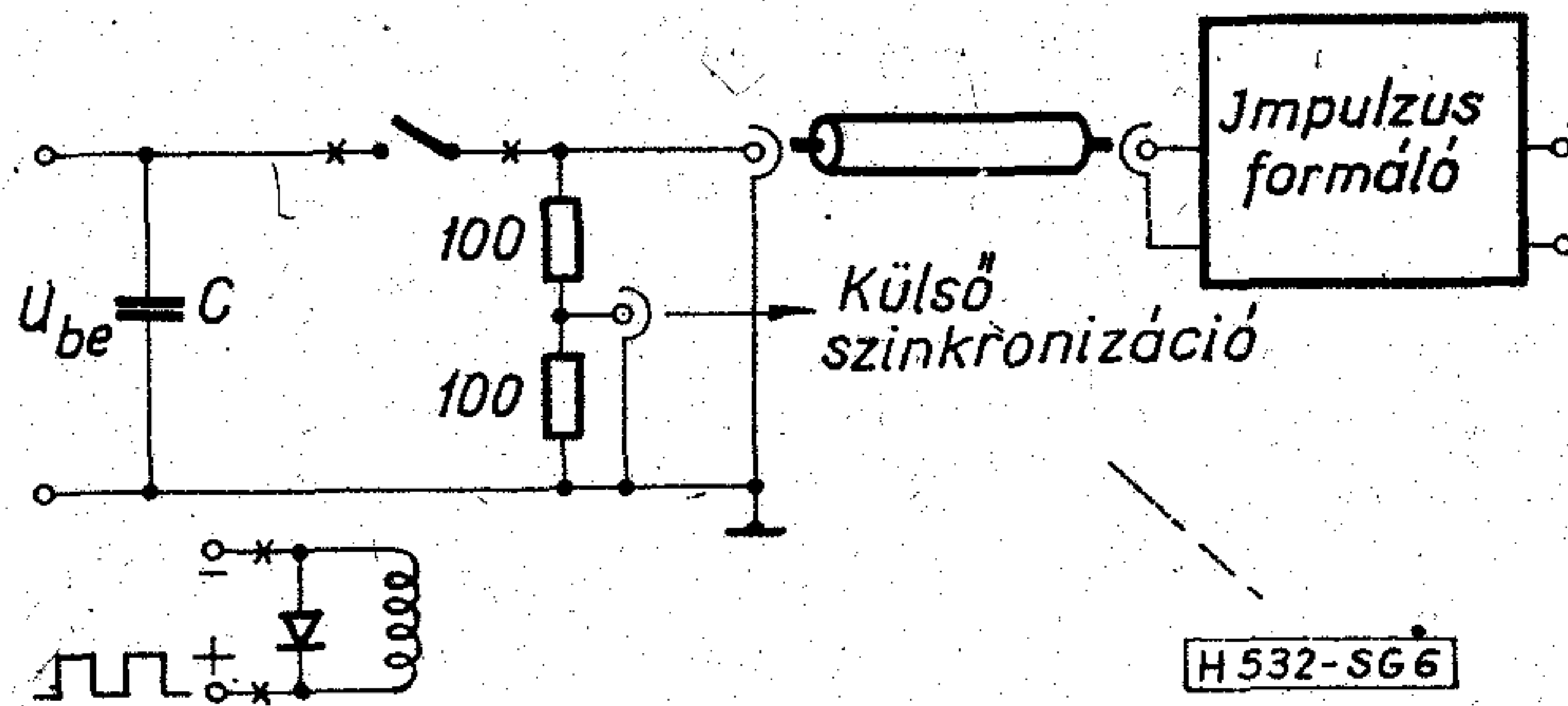
tossággal megfigyelhessük egy 1...2 V-os impulzus tetejét a feléledési idővel kapcsolatos problémáktól mentesen. Így a 0,1% pontosságú mérés optikai nehézségeit kiküszöbölhetjük ugyan, de egyáltalán nem lehetünk biztosak abban, hogy a 4 nsec-os felfutást közvetlenül követő 2...3 nsec elteltével a mérőrendszer saját tranziensei 0,1%-nál kisebb hibát okoznak. Erről méréssel sem tudunk meggyőződni, mert erre alkalmas impulzusgenerátort nem készítenek.

A problémát oly módon kerüljük meg, hogy egy kapu áramkörrel kiválasztjuk az impulzus tetejét, s ezt a már kisebb amplitúdójú jelet vesszük szemügyre. Ha pl. a 10 V-os impulzus tetejének 1 V-os sávját kapuzzuk ki, akkor ezt a leválasztott jelet elegendő 1% pontosan megfigyelni. Ez már megfelelő oszcilloszkóp birtokában kellő gondossággal és körültekintéssel a választott 4 nsec felfutási idő mellett biztosítható. Elsősorban olyan jelalakvizsgáló alkalmas erre a célra, amely a mintavevő áramkört is tartalmazó mérőfejjel rendelkezik, s ennél fogva nem szükséges a mérendő jelet kábellel az előlapig vezetni. A kábel és lezárások okozta elkerülhetetlen reflexiók ugyanis 1%-nál nagyobb hibát eredményezhetnek. A mérőfejek rendszerint nagy bemenő impedanciájúak, ezért a vizsgáló eljárást csak ilyen esetre dolgoztuk ki. Természetesen a kapuáramkört és a mérőfej csatlakozási pontját, a mérendő áramkör bemenetéhez hasonlóan, a lehető legközelebb kell tenni a nagy alakhűségű impulzus előállítási helyéhez.

A kérdés most már csak az, hogy milyen határfrekvenciájú oszcilloszkópra van szükség, illetve milyen az oszcilloszkóp impulzusátvittele. A katalógusok, gépkönyvek ezen a téren szűkszavúak, ha van is adat, az rendszerint csak kisebb-nagyobb pontossággal írja le az igen meredek felfutású, egységugrást közelítő bemenő jelre adott válaszfüggvényt. Ez tulajdonképpen a vizsgáló rendszer átmeneti függvénye. Olyan részletességgel nem közlik a függvény menetét, amelynek alapján számítással meg határozhatnánk az esetünkben várható kimenő jelet. A levágási meredekség ismeretében is kiszámíthatnánk a bemenő jelünkre adott választ, de erre még kevesebb adatunk van. Mindenesetre ez utóbbi módszerrel megadhatunk egy alsó határt. Ha olyan átviteli függvényt tekintünk, amelynek egy valós pólusa van, akkor kiszámítható, hogy az 1. ábrán látható bemenő jelet (a kapuzás utáni jel alakja hasonló az eredeti függvény menetéhez) t_0 után 2...3 nsec múlva csak akkor közelítjük meg 1%-nál pontosabban, ha a rendszer határfrekvenciája legalább 200 MHz. A számítás során $t_0 = 4$ nsec-mal számoltunk, bár a kapuzott jel elvileg jóval kisebb felfutási idejű. A magyarázatot a következő fejezetben találjuk. Belátható, hogy a gyakorlati esetekben ennél csak kedvezőtlenebb a levágási meredekség alakulása, ezért célszerű legalább 500...1000 MHz határfrekvenciájú oszcilloszkópot használni. Pontosabb felvilágosítást kaphatunk rezgésvizsgálónk alkalmasságáról, ha a függelékben közölt elvi megfontolás alapján ellenőrző mérést végzünk.

2. A megoldás részletes ismertetése

A reed jelfogóval készült impulzuskeltőt és a külső szinkronizálás csatlakoztatási módját a 6. ábrán



6. ábra. Az impulzuskeltő felépítése és a külső szinkronizálás, késleltető művonal csatlakoztatási módja

láthatjuk. Feltüntettük a késleltető művonalat is, melyet az impulzusformáló követ.

A jelfogóval az U_{be} egyenfeszültséget kapcsoljuk a késleltető művonalra. Az impulzus polaritása az egyenfeszültség kapcsok megcserélésével megfordítható. A C kondenzátor feladata a tápvezeték induktivitának hatástalanítása. A jelfogót egy kb. 100 Hz ismétlődési frekvenciájú impulzusgenerátorról járattuk.

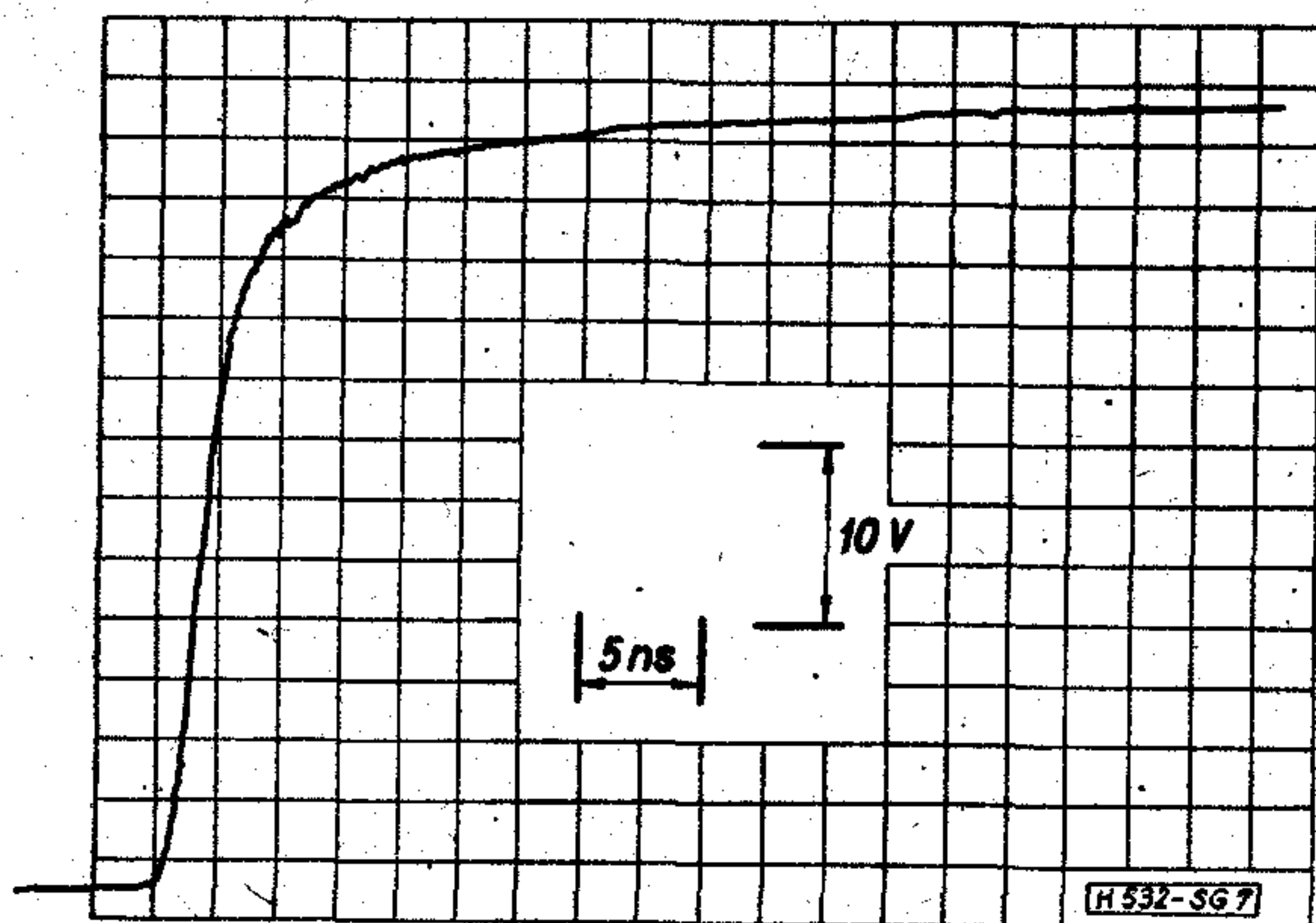
A vázolt megoldásban csak az érintkező zárása után kapunk kis felfutási időt, a bontást követően viszonylag lassan csökken a feltöltött késleltető művonal feszültsége nullára. Az ismétlődési frekvencia kicsi, így elegendő idő áll rendelkezésre, hogy az újabb érintkezőzárás előtt gyakorlatilag teljesen töltésmentes legyen a rendszer.

Az általunk használt oszcilloszkóp szinkron bemenete 50 Ω bemenő ellenállású. 50 Ω hullámellenállású koaxális kábelt használva az ábrán feltüntetett osztó ellenállásokkal a készülékünk felől is megvalósíthatjuk az illesztett lezárást, legalábbis zárt érintkezőnél. Ennek nagyobb jelentősége akkor lenne, ha a másik oldalon nem biztosíthatnánk az illesztést.

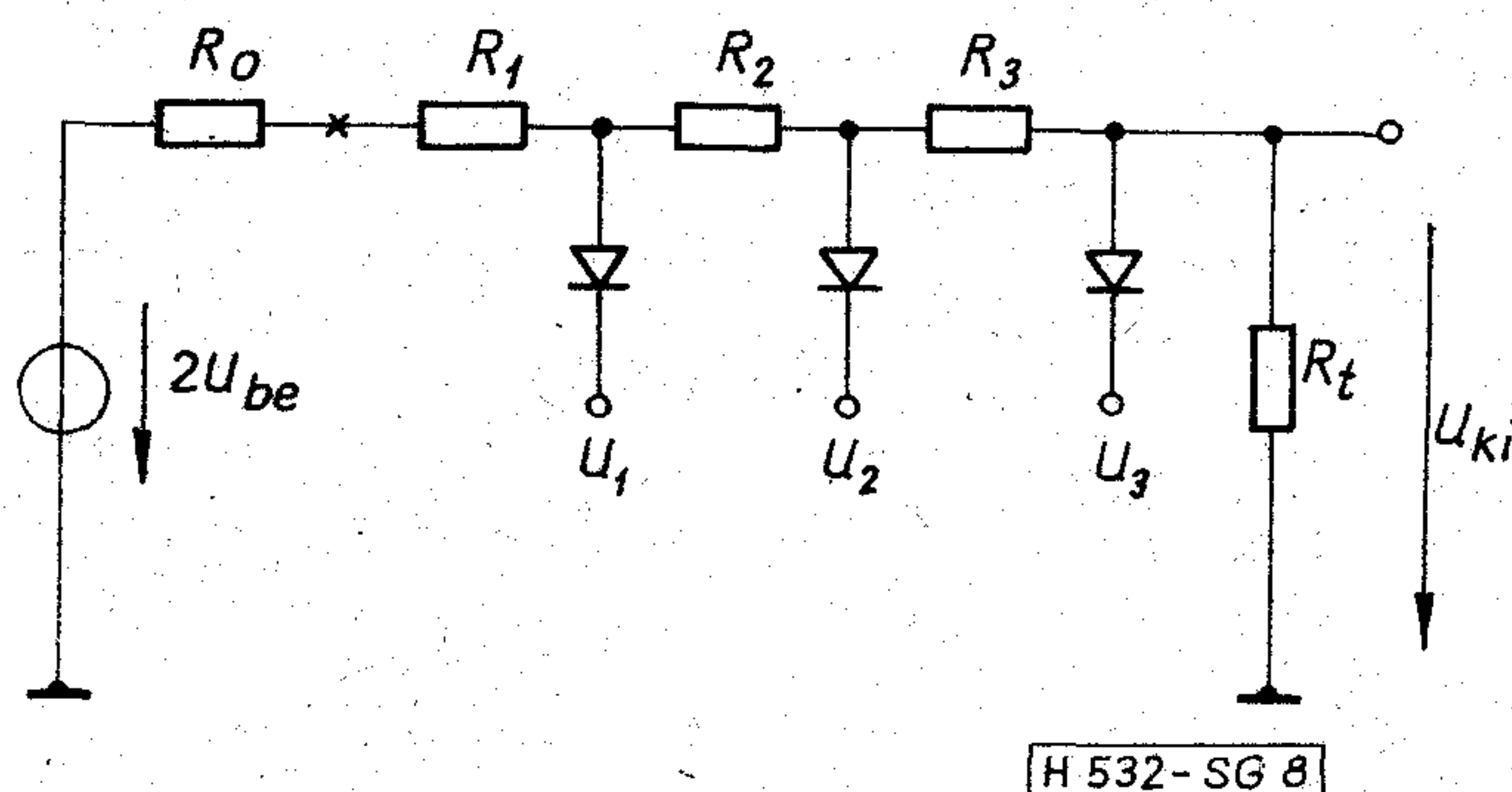
Késleltető művonalként egy 35 m hosszú, átlagos minőségű koaxiális kábelt alkalmazva 150 nsec késleltetési időt értünk el. Ezzel a felfutást megelőző kb. 30 nsec idő alatt is vizsgálható a jelalak. A kábel hullámellenállása 75 Ω , bár ennek különösebb jelentősége nincs, annál is inkább, mert egyik oldalon sem törekszünk illesztésre. A jelfogó érintkezőjének zárását követően az U_{be} feszültség hullám végigvonul a tápvonalon, a jelformáló felőli végen értéke megváltozik a reflexiós tényezőtől függően, s mindaddig változatlan ezen a ponton a feszültség, ameddig az itt visszaverődött hullám a jelfogónál ismét reflektálódva vissza nem jut a jelformáló bemenetére. Körülbelül 300 nsec-ig állandó a feszültség a jelformáló bemenetén, ez az idő pedig elegendő arra, hogy a felfutás után lejátszódó jelenségeket megfigyelhessük a vizsgálandó eszközön, áramkörtön. Ha a jelformálónál a feszültség reflexiós tényező pozitív, akkor a 300 nsec letelte után csak kisebb amplitúdójú feszültség léphet fel, így biztosítható, hogy a vizsgálandó áramkör, vagy éppen a jelformáló bemenetén túlfeszültségek ne lépjenek fel.

A 7. ábra mutatja a késleltető művonal kimenő jelet. Nyilvánvalóan szükséges a jelformálás, amelyet szintmegfogó diódákkal végzünk a 8. ábrán vázolt módon.

A nagymérvű jeltorzulás miatt egyfokozatú vágás nem elegendő, de három lépésben már elérhetjük a kitűzött célt. A késleltető művonalat R_0 hullám-



7. ábra. A késleltető művonal kimenő jele formálás nélkül



8. ábra. A jelformálás vázlatos elrendezése

ellenállásával és egy generátorral helyettesítettük, melynek feszültsége a jelfogóval kapcsolt feszültség kétszerese, annak megfelelően, hogy üresjárásban a reflexió tényező $+1$. A tápvonálnak ez az egyszerű modellezése csak addig engedhető meg, amíg az impulzuskeltő felől az első reflektált hullám a jelformáló bemenetére nem ér (300 nsec), de számunkra ez az időtartomány elegendő. A vonal veszteségeinek, jeltorzító hatásának figyelembevétele: úgy tekintjük, hogy a jelfogó a 7. ábrán látható jelet kapcsolja (a tényleges egyenfeszültség helyett), és így a tápvonalat a számítások során veszteségmentesnek tekinthetjük fel.

Az $R_t = 100 \Omega$ terhelő ellenállást azért iktatjuk be, hogy ehhez képest a mérendő áramkör bemenő kapacitása már csak elhanyagolható terhelést képviseljen. A többi ellenállást is hasonló értékűre célszerű felvennünk, mert különben a leosztás megnövekedése miatt túl nagyra kellene U_{be} értékét választani. A jó határolás érdekében nagyobb értékek kedvezőbbek lennének. A megépített kapcsolásban $R_1 = R_2 = 100 \Omega$ és $R_3 = 56 \Omega$.

A diódával szemben támasztott legfontosabb követelmény: vezetésmodulációja [7...11] elhanyagolható, vagy nagyon kicsi legyen, mert ellenkező esetben túllövés keletkezik. A jó határolás érdekében kívánatos a kis nyitóirányú ellenállás; a felfutási idő szempontjából pedig a kis záróirányú kapacitás. A planár epitaxiális diódák kis soros ellenállásúak, kis záróirányú kapacitásuk van, vezetésmodulációjuk is a legkisebb a p-n átmenetű diódák közül [7, 8]. Azonban még ezekkel a diódákkal is a megengedettnél jóval nagyobb túllövést kapnánk. Fém-félvezető átmenetnél

elvileg nem lép fel vezetésmoduláció [12, 13], ezért a HP 5082—2800 típusjelű diódára esett választásunk. Záróirányú kapacitása kellően kicsi (max. 2 pF), azonban soros ellenállása nagy: 25...30 Ω . Ez is hozzájárul ahhoz, hogy 3 fokozatú jelformálás szükséges.

A nyitóirányú áramot egy határ fölé növelve a parazita diódák kinyitnak [7], ez vezetésmodulációval jár együtt. Ennek a ténynek figyelembevételével a 2. és 3. dióda maximális nyitóirányú áramát 5 mA-re vesszük fel. Ez abból a szempontból is kedvező, hogy a dióda kivezetései által képviselt soros induktivitáson fellépő tranziens feszültség okozta túllövés is elhanyagolható. Az 1. dióda maximális áramát 20 mA-re választjuk. Az első fokozatban fellépő túllövés kevésbé zavaró, mert ezt további jelformálás követi. A nagyobb áram felvétele azért kedvezőbb, mert értékét pontosabban tudjuk tartani az ellenállások, tápfeszültségek szórása ellenére is.

A választott típus soros ellenállását (amely a kristály tömb, s nem az átmenet ellenállása) átlagosan 28 Ω -nak mértük. Emiatt csak kb. 1 mA-nél kisebb nyitóirányú áramoknál tekinthetjük exponenciálisnak a karakterisztikát. Mivel ennél nagyobb mértékben vezéreljük a diódákat, lineáris töréspontos karakterisztikával fogjuk a számításokat végezni. Úgy közelítjük a diódát, hogy csak 0,4 V-nál (U_0) nagyobb feszültségnél kezd vezetni, nyitóirányú ellenállását (r_s) konstans értéknek, 28 Ω -nak tekintjük.

A diódák és a 8. ábrán feltüntetett ellenállások ismeretében kiszámíthatjuk a diódákat előfeszítő és a jelfogóval kapcsolandó feszültségeket. I_1, I_2, I_3 -mal a diódák maximális nyitóirányú áramát jelöljük. A számítási részletek mellőzésével a végeredmények:

$$U_3 = U_{ki} - U_0 - r_s I_3 \quad (1)$$

$$U_2 = U_{ki} \left(1 + \frac{R_3}{R_t} \right) + R_3 I_3 - U_0 - r_s I_2 \quad (2)$$

$$U_1 = U_{ki} \left(1 + \frac{R_3 + R_2}{R_t} \right) + R_3 I_3 + R_2 (I_2 + I_3) - U_0 - r_s I_1 \quad (3)$$

$$U_{be} = \frac{U_{ki}}{2} \left(1 + \frac{R_3 + R_2 + R_0 + R_1}{R_t} \right) + \frac{R_3 I_3}{2} + \frac{R_2 (I_2 + I_3)}{2} + \frac{(R_0 + R_1) (I_1 + I_2 + I_3)}{2} \quad (4)$$

Az előzőleg felvett adatokkal pl. $U_{ki} = 9$ V-ra a következő eredményeket kapjuk:

$$U_3 = 8,46 \text{ V} \quad U_2 = 13,8 \text{ V}$$

$$U_1 = 23,4 \text{ V} \quad U_{be} = 22,7 \text{ V}$$

Mivel mindegyik összefüggés U_{ki} lineáris függvénye, ez egyszerűen lehetővé teszi az impulzus amplitúdó folyamatos változtatását. Az egyes diódák előfeszültségét és az U_{be} kapocspárra adott feszültséget előállíthatjuk egy-egy összegző műveleti erősítővel. Az impulzus polaritása a diódák kivezetéseinek és az összes egyenfeszültség polaritásának függvénye.

A határolás mértékének ellenőrzése érdekében kiszámítjuk a kimenő feszültséget az idő függvényében. A bemenő feszültség növekedésekor kezdetben egyik dióda sem vezet, a 7. ábra jelét az alábbi osztási-

szonnyal szorozva formálatlanul visszkapjuk:

$$a_0 = \frac{R_t}{R_t + R_0 + R_1 + R_2 + R_3} = 0,232.$$

A 3. dióda kinyitását követően a további bemenő feszültség növekedésre nézve a következő osztási-
szonyt kapjuk:

$$a_1 = \frac{r_s \times R_t}{r_s \times R_t + R_0 + R_1 + R_2 + R_0} = 0,062.$$

Ez mindaddig érvényes, amíg a 2. dióda ki nem nyit. Ezután a leosztás:

$$a_2 = \frac{r_s(r_s \times R_t)}{r_s(R_0 + r_s \times R_t) + (r_s + R_3 + r_s \times R_t)(R_0 + R_1 + R_2)} = 0,0196.$$

Ha a bemenő jel akkora, hogy az 1. dióda is vezet, a további feszültségváltozásra nézve az alábbi leosztást kapjuk:

$$a_3 = \frac{r_s^2(r_s \times R_t)}{r_s \times [R_2 + r_s \times (R_3 + r_s \times R_t)] + R_0 + R_1} = 0,00551.$$

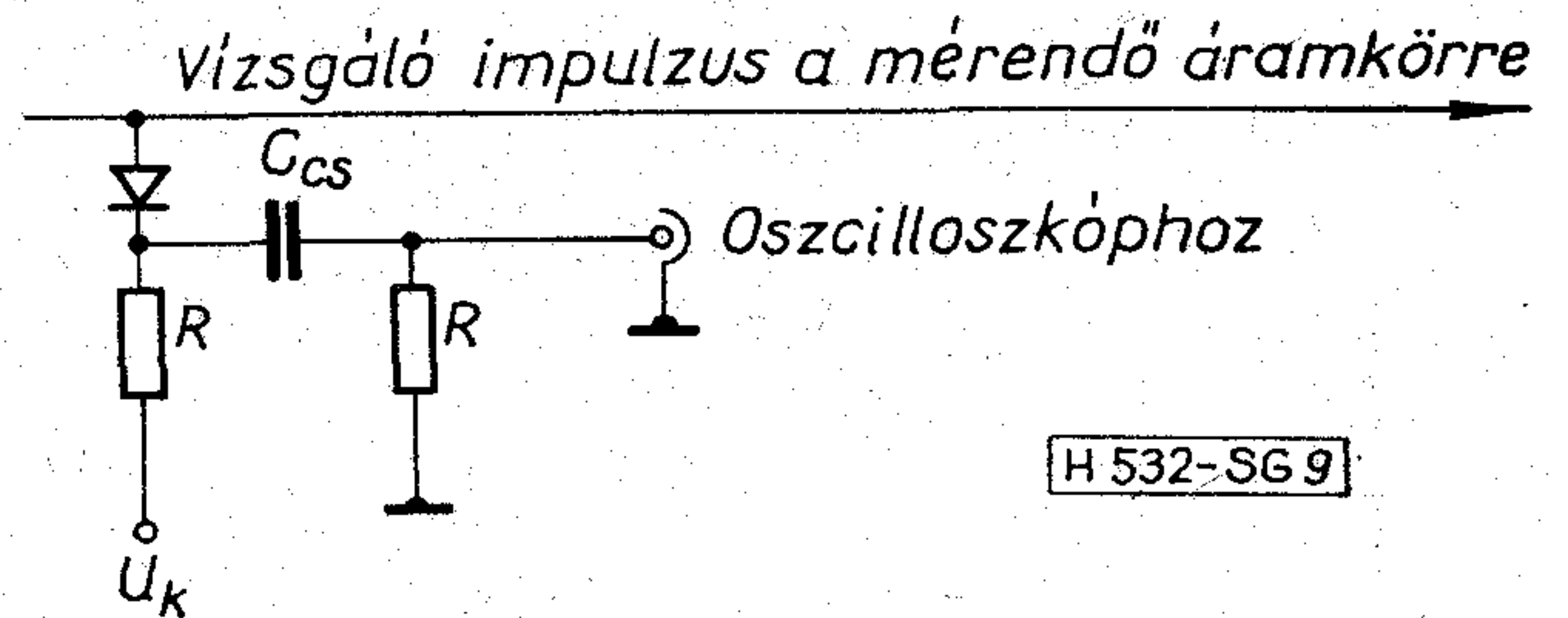
$U_{ki} = 9$ V-ra a számítás eredményét az 1. táblázat tartalmazza.

Az alakhűség ellenőrzéséhez szükséges kapuáramkört a 9. ábrán láthatjuk. Ha az impulzus feszültsége ($U_k + U_0$)-nál nagyobb, a dióda vezet, $r_s \ll R$ esetben a feszültségváltozás teljes egészében az oszcilloszkópra jut. C_{cs} az egyenfeszültség leválasztására szolgál.

1. táblázat

A kimenő feszültség alakulása az idő függvényében

t [nsec]	$2U_{be}$ [V]	U_{ki} [V]	Megjegyzés
0,75	3,87	0,9	Egyik dióda sem vezet. A felfutás 10%-os pontja.
1,75	19,4	4,5	Egyik dióda sem vezet. A felfutás 50%-os pontja.
3,5	35	8,1	Egyik dióda sem vezet. A felfutás 90%-os pontja.
5	38,2	8,86	A 3. dióda a vezetés határán.
5,25	38,8	9—0,1	A 3. dióda vezet. A 100 mV-os túlvezérlés kezdete.
6,25	39,8	9—0,039	A 3. dióda vezet. A 2. dióda a vezetés határán.
7	40,4	9—0,027	A 2. és 3. dióda vezet. Az 1. dióda a vezetés határán.
10	42	9—0,018	Mindegyik dióda vezet.
15	43,1	9—0,012	Mindegyik dióda vezet.
20	44,1	9—0,007	Mindegyik dióda vezet.
∞	45,3	9	Mindegyik dióda vezet.



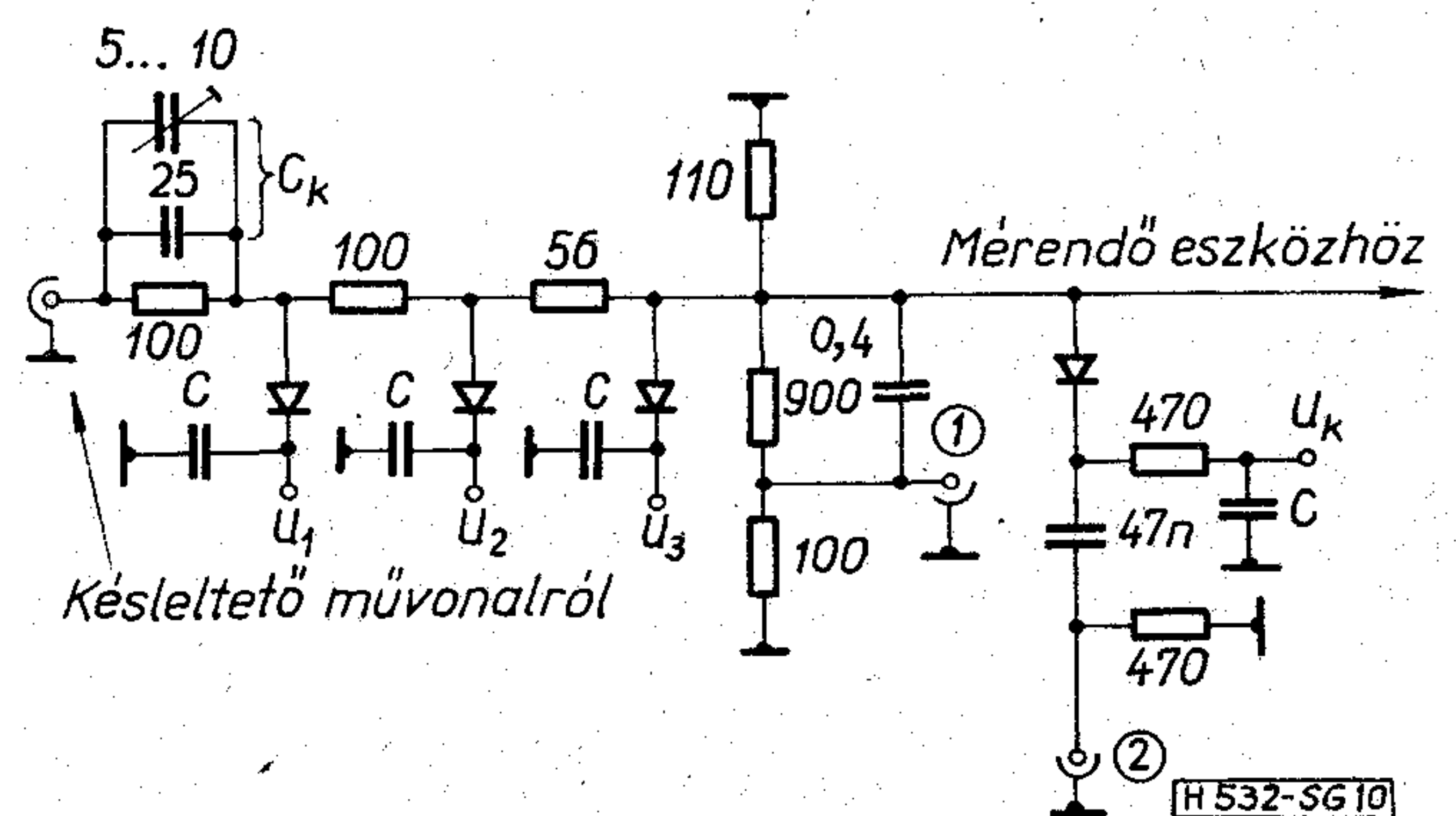
9. ábra. Az elektronikus kinagyításhoz szükséges kapuáramkör

$C_{cs} = 47$ nF és $R = 470 \Omega$ felvételével biztosítható, hogy 300 nsec alatt a kondenzátor feszültségváltozása elhanyagolható (rövidzárnak tekinthető), az impulzusok közötti szünetben pedig oly mértékben veszt töltéséből, hogy a dióda kinyitáshoz szükséges feszültséget nem befolyásolja. Az előző okok miatt itt is Schottky diódát használunk. Ezzel az áramkörrel megfigyelhetjük a vizsgálandó jel ($U_k + U_0$)-nál nagyobb feszültségű tartományát. Ha U_k elég nagy, akkor csupán a jel „teteje” látható az oszcilloszkópon, ezzel az elektronikus kinagyítás problémáját megoldottuk.

Eddig a kapuzó dióda záróirányú és az oszcilloszkóp bemenő kapacitását hallgatólágon zérusnak tekintettük. Valójában 0,5 pF-ra becsülhető a záróirányú kapacitás. A zárófeszültség változása miatt az integrált kapacitással számolunk [7]. Jelalakvizsgálónk bemenő kapacitása 4 pF. A dióda kapacitás eredményeképpen a vizsgálandó jel felfutásának idején már akkor is kapunk kimenő jelet, amikor még a feszültség ($U_k + U_0$)-nál kisebb. Az előző adatokkal kb. 9-ed részére leosztva megjelenik a kapu kimenetén a jel felfutó szakasza. Ez különösebben nem zavaró, sőt előnyös, mert már jóval korábban megkezdődik a vizsgálandó rendszer kapacitásainak feltöltése, mint ahogy az ideális esetben bekövetkezne. Ez az oka annak, hogy az előző fejezet végén a kapuzott jel felfutási idejére is 4 nsec-ot vettünk fel, amely az eredeti jel felfutási idejével azonos.

Az oszcilloszkóp bemenő kapacitásának eredményeképpen a kapuáramkör kimenő feszültsége negatív irányban csak $\tau = C_{be}R/2 \approx 1$ nsec időállandóval képes változni (a dióda lezár). Ez esetünkben még elfogadható. A felfutó szakaszban ennek a hatásnak csökkentése érdekében U_k -t az alábbiak szerint célszerű megválasztani:

$$U_k \leq \frac{C_{be}}{C_{be} + C_z} U_{ki} - U_0,$$



10. ábra. A jelformáló teljes kapcsolási rajza

ahol: C_{be} az oszcilloszkóp bemenő kapacitása, C_z a dióda integrált záróirányú kapacitása.

Ha $U_{ki} = 9\text{ V}$, $U_k \leq 7,6\text{ V}$. Az (1)...(4) összefüggésekhez hasonlóan U_k is lineáris kapcsolatban van U_{ki} -vel.

A jelformáló teljes kapcsolását a 10. ábra mutatja. C_k a késleltető művonal frekvenciafüggő átvitelét némiképp kompenzálja, az alakhűsége javítja. A terhelő ellenállást úgy alakítottuk ki, hogy az előállított jel az ① ponton kapuzás nélkül, leosztva megfigyelhető legyen.

A kivitelezés során természetesen a nagyfrekvenciás szerelés szabályai szerint kell eljárni. Ezt a célt szolgálják többek között a C-vel jelölt, több daraból összeállított hidegítő kondenzátorok is.

3. Mérési eredmények

A 11. ábrán az ①, a 12. ábrán pedig a ② mérőponton megjelenő feszültségek mintavevő oszcilloszkóppal és regisztrálóval megörökített képét láthatjuk. Az a) jelű görbék a terhelés nélküli, a b) jelűek pedig az 5 pF-dal terhelt esetre vonatkoznak. Az ábrák jó egyezést mutatnak az 1. táblázat számított értékeivel és az előzőekben támasztott követelményekkel.

A 12. ábra felfutó szakaszának közepén egy közel vízszintes szakasz figyelhető meg. Az ezt megelőző időpontokban a jel felfutása a dióda záróirányú kapacitásának következménye.

4. Továbbfejlesztési lehetőségek

Kisebbsoros ellenállású diódákkal hatásosabb jelformálás érhető el, az alakhűség tovább javítható (pl. HP 5082-2305 típusjelű diódával, melynél $r_s = 3\Omega$). További határoló fokozatok beiktatásával is javítható a minőség a szükséges feszültségek növekedésének árán.

TDR mérésekhez a jelformálót töltéstároló diódákkal kiegészítve kisebb felfutási időt érhetünk el azonos alakhűség mellett. Mód van a kimenő ellenállás közel állandóvá tételére is, amely ezeknél a vizsgálatoknál fontos.

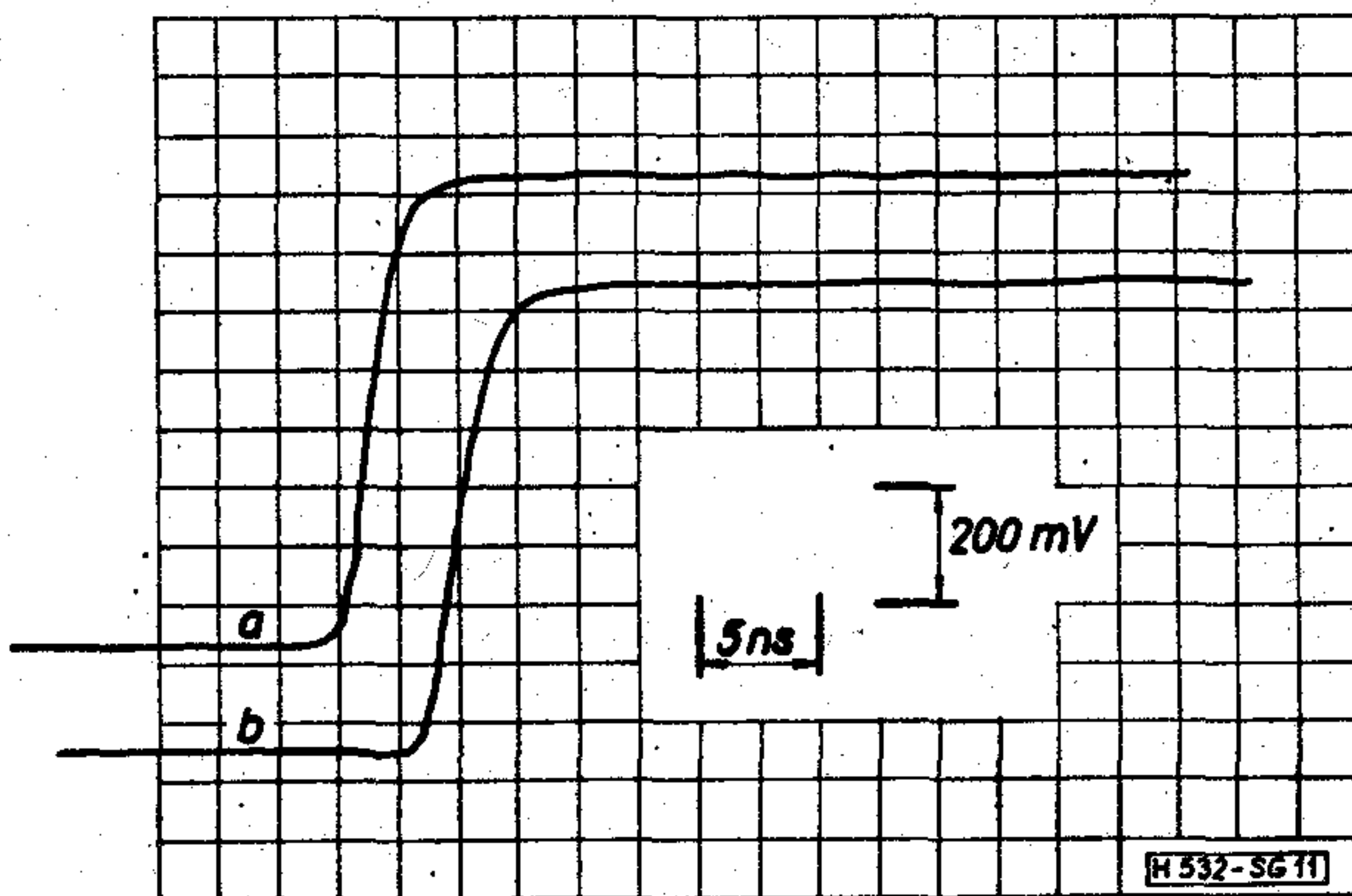
Az ismertetett elrendezés némi kiegészítéssel nemcsak mérési segédeszközként, hanem önálló műszerként is felépíthető.

5. Függelék

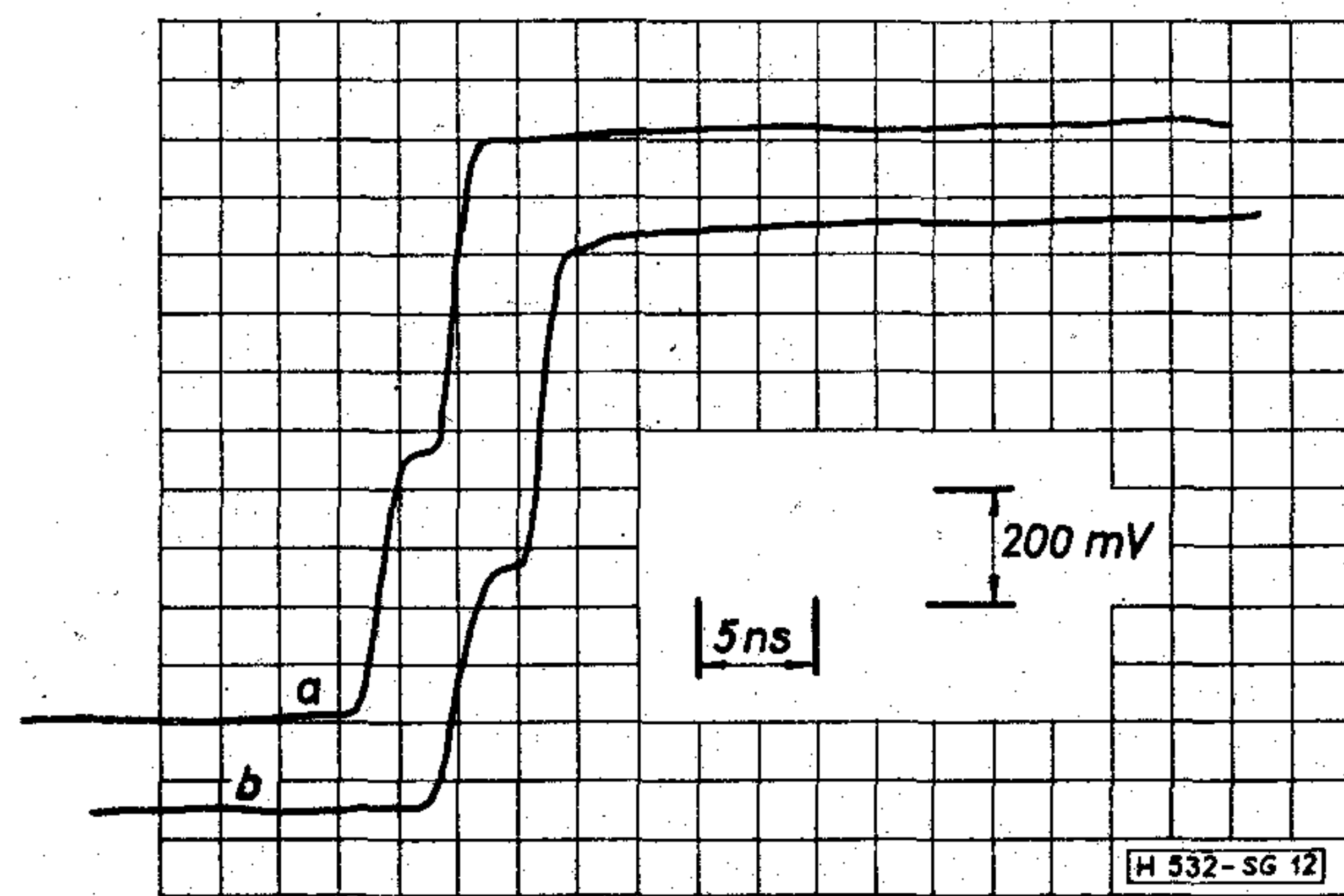
Tudjuk, hogy Duhamel tételével az átmeneti függvény ismeretében tetszőleges bemenő jelre kiszámítható a felelet. Egy oszcilloszkóp átmeneti függvénye pedig könnyen meghatározható: egy erre a célra készített, megfelelően kis felfutási idejű impulzusgenerátort a bemenetre kapcsolva a készülék ernyőjén megjelenő képet az átmeneti függvénynek tekinthetjük. Az 1. ábrán látható bemenő jel időfüggvénye:

$$U_{be}(t) = \frac{t}{t_0} 1_0(t) - \frac{t-t_0}{t_0} 1_0(t-t_0). \quad (5)$$

Duhamel tétele, ha az átmeneti függvényt $h(t)$ -vel



11. ábra. A 10. ábra ① mérőpontján megjelenő feszültség időfüggvénye



12. ábra. A 10. ábra ② mérőpontján megjelenő feszültség időfüggvénye

jelöljük, felírható az alábbi alakban:

$$U_{ki}(t) = U_{be}(0) \cdot h(t) + \int_0^t \frac{dU_{be}(t-\tau)}{d(t-\tau)} h(\tau) d(\tau). \quad (6)$$

Figyelembe véve, hogy $U_{be}(0) = 0$ és

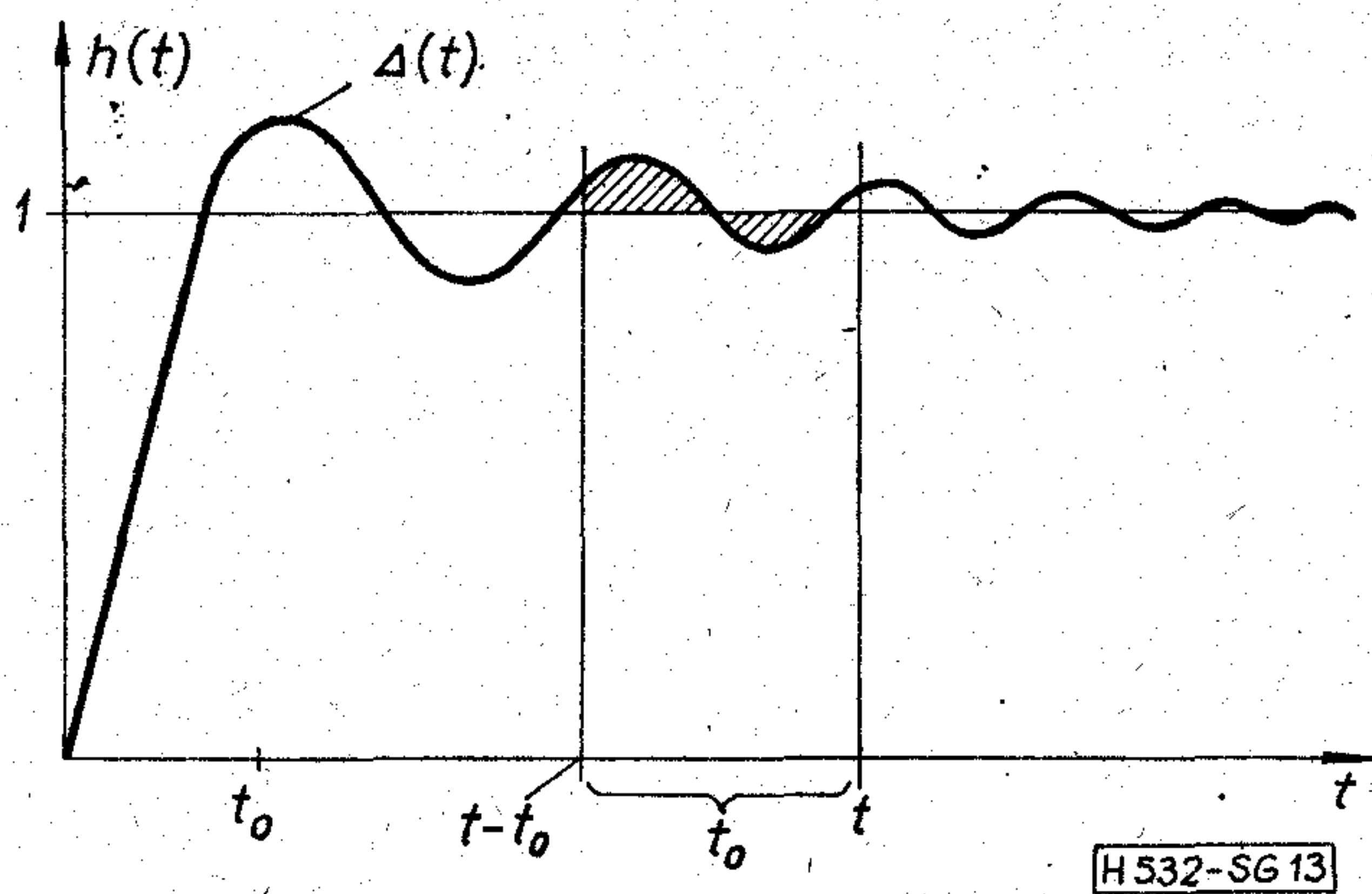
$$\frac{dU_{be}(t-\tau)}{d(t-\tau)} = \frac{1}{t_0} [1_0(t-\tau) - 1_0(t-t_0-\tau)],$$

a (6) egyenlet az alábbi módon rendezhető:

$$\begin{aligned} U_{ki}(t) &= \frac{1}{t_0} \int_0^t 1_0(t-\tau) \cdot h(\tau) d\tau - \\ &- \frac{1}{t_0} \int_0^t 1_0(t-t_0-\tau) \cdot h(\tau) d\tau = \\ &= \frac{1}{t_0} \int_0^t h(\tau) d\tau - \frac{1}{t_0} \int_0^{t-t_0} h(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (7)$$

A 2. tagot csak akkor kell számításba vennünk, ha $t > t_0$. Esetünkben ez a helyzet, hiszen az alakhűsége elsősorban t_0 után kívánjuk ellenőrizni nagy pontossággal. Ekkor (7) egyszerűbben is felírható:

$$U_{ki}(t) = \frac{1}{t_0} \int_{t-t_0}^t h(\tau) d\tau. \quad (8)$$



13. ábra. Az oszcilloszkóp átmeneti függvénye

Láthatjuk, hogy az 1. ábrán közölt speciális bemenő jelre adott felelet igen egyszerű kapcsolatban van az átmeneti függvénnyel. Ez a kapcsolat még szemléletesebbé tehető. Az átmeneti függvényt a következő alakban is elképzelhetjük (13. ábra):

$$h(t) = 1 + \Delta(t), \quad (9)$$

a (9) összefüggést (8) egyenletbe helyettesítve:

$$U_{ki}(t) = 1 + \frac{1}{t_0} \int_{t-t_0}^t \Delta(\tau) d\tau. \quad (10)$$

A 2. tag tulajdonképpen a felelet hibája, az az érték, amennyivel a kimenő jel eltér az ideális értéktől, 1-től. Ennek kell esetünkben 0,01-nél (1%) kisebbnek lennie adott t idő után. A (10) egyenlet és a 13. ábra alapján nyilvánvaló, hogy a keresett hiba a vonalkázott terület t_0 sávra vett átlagával azonos, miközben a $h(t) = 1$ értéket tekintjük a hiba 0 vonalának.

Oszcilloszkópunkon felrajzoltatva az átmeneti függvényt egyszerű szemrevételezéssel közelítőleg elvégezhetjük az integrálást, s így megbecsülhetjük, hogy a vizsgálni kívánt jelet egy t időpontban milyen pontossággal ábrázolja a jelalakvizsgáló.

Hangsúlyozni szeretnénk, hogy az 1%-os vizsgálati pontossághoz jelen esetben az átmeneti függvény $\Delta(t)$ ingadozásainak maximumai 1%-nál nagyobbak lehetnek, hiszen eredőben csak az ingadozások átlaga számít. Már attól az időponttól kezdve is kisebb lesz a hiba 1%-nál, amikor még az átmeneti függvény tranziensei 1%-nál nagyobbak. Minél nagyobb a vizsgált jel felfutási ideje (t_0), annál nagyobb sávra kell

az integrálást végezni, vagyis nagyobb tranziens amplitúdóknál is már 1%-ra csökken az eredő hiba. Ez egyáltalán nem meglepő, hiszen a nagyobb felfutási idejű jel energiájának zöme kisebb frekvenciasávba esik, egyre kevésbé zavaró az oszcilloszkóp sávkorlátozott átvitele.

Az oszcilloszkóp átmeneti függvényének felrajzolásához használt impulzusgenerátorra nézve nemcsak a megfelelően kis felfutási idő a követelmény. Arra is ügyelni kell, hogy az állandósult szakasznak abban az időtartományában, amikor már az 1%-os eredő pontosságot várjuk, amplitúdó ingadozása elegendően kicsi legyen. A [2] cikkben közölt impulzusgenerátor pl. jól megfelel erre a célra.

IRODALOM

- [1] J. G. Graeme, G. E. Tobey, L. P. Huelsman: Operational Amplifiers. Design and Applications, McGraw-Hill Book Company, New York, 1971. (B. 2. 4. fejezet).
- [2] George J. Frye: A Predictable Subnanosecond Step Generator. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-17, No. 4, December 1968, p. 324-329.
- [3] A. Murray Nicolson, H. M. Cronson, Peter G. Mitchell: Subnanosecond Risettime Pulse Generators. IEEE Trans. on Instrum. and Meas., Vol. 25, No. 2, June 1976, p. 104-107.
- [4] J. R. Andrews: Random Sampling Oscilloscope for the Observation of Mercury Switch Closure Transition Times. IEEE Trans. on Instrum. and Meas., Vol. IM-22, Dec. 1973, pp. 375-381.
- [5] James R. Andrews: Precision Picosecond-Pulse Measurements Using a High-Quality Superconducting Delay Line. IEEE Trans. on Instrum. and Meas., Vol. IM-23, No. 4, Dec. 1974, p. 468-472.
- [6] M. P. Ekstrom: Baseband Distortion Equalization in the Transmission of Pulse Information. IEEE Trans. on Instrum. and Meas., Vol. IM-21, No. 4, Nov. 1972, p. 510-515.
- [7] Kocsis Miklós: Félvezetős Impulzustechnika. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973. (6. fejezet)
- [8] Kocsis Miklós: High-Speed Silicon Planar-Epitaxial Switching Diodes. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1976. (2.1.3. fejezet)
- [9] Arpad Barna: High-Speed Pulse Circuits. Wiley-Interscience, 1970.
- [10] A. Barna, D. Horelick: A Simple Diode Model Including Conductivity Modulation. IEEE Trans. on Circuit Theory, CT-18, March 1971, p. 233-240.
- [11] I. Ladany: An Analysis of Inertial Inductance in a Junction Diode. IRE Trans. Electron Devices, Vol. ED-7, Oct. 1960, pp. 303-310.
- [12] Kahng, D., Lepsetter, M. P.: Planar Epitaxial Silicon Schottky Barrier Diodes. Bell System Technical Journal, Vol. XLIV, Sept. 1965, pp. 1525-1528.
- [13] Zettler, R. A., Cowley, A. M.: Hybrid Hot Carrier Diodes. Hewlett Packard Journal, Vol. 20, 6. Febr. 1969, pp. 13-20.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL*

A komplett véletlen változók véges sorozatot alkotnak, amely sorozat elemeinek egyenkénti valószínűsége nagyobb, mint 0 és a teljes valószínűségek összege 1. Feltételezve, hogy egy kódszót akarunk képezni, felhasználjuk a fenti jelek véges sorozatát, megkapjuk a kód abc-t. N_k -val jelölve a lehetséges kódszavak hosszát, a véletlen változó olyan C kódrendszerét kapjuk, amelyik kielégíti Kraft jólismert egyenletét. Ismerteti az átlagos kódhosszat és eljut Shannon entrópiaegyenletéig.

Olyan M dimenziós véletlen változósorozatot feltételezve, amelyik az előző leképzése, olyan kódszavakat kaphatunk, amelyeknek átlagos hossza nem azonos az előzővel. A kódszavakat zajmentes csatornán átvítve, eljut Shannon zajmentes kódolásának elméletéhez. Rényi elmélete alapján bevezeti a diszkrét, generált, véletlen változókat és megkapja Shannon pozitív elemű véletlen változókat tartalmazó valószínűségi egyenlőtlenségét. Végso következtetésként azt kapja, hogy generalizált véletlen változók esetén a kódolásnak feltétlenül egyenértékűnek kell lennie. (Information and Control, 1976. dec.; P. Nath [327])

* Válogatás a TUNGSRAM Műszaki és Gazdasági Tájékoztatóiból.

A programozó egységekben az alkalmazott programnyelvektől függetlenül, problémát jelent a forrásprogramok célszerű tárolása. Sem a forrásprogramok listái, sem azok kártyái alapján nem tudták biztosítani, hogy a legutolsó változat álljon (és csak az álljon) a rendelkezésre. Ha a programozó kilépett a cégtől, a probléma még csak nagyobb lett. A forrásprogramok kezelésére ezért létrehozták a MOPS rendszert (forrásprogramok kezelési rendszerét), amit 6 hónap alatt betanítottak. A programokat azonosítókkal lemezre viszik (forrásnyelvi alakban) és a felhasználó innen egy kinyomtató program felhasználásával mindig a legutolsó érvényes változat listáját kapja meg (ára kb. 15 cent). Minden listát, kártyát kidobtak, a programozás (javítás, módosítás) hatékonysága nőtt, a forrásprogramok ellenőrizhetőkké váltak. A programok üzemeltetése kikerült a programozási területről. Folyik a MOPS továbbfejlesztése olyan irányban is, hogy a forrásnyelvi változatokat mikrofilmre rögzítsék, vagy lecserélés esetén automatikusan össze tudják hasonlítani. (*Datamation*, 1976. dec. [328])

A mikroszámítógépek felhasználói egyre több memóriát akarnak csatlakoztatni a gépükhöz, hogy helyet biztosítsanak a software-nak. Ennek határt szab a Byte-orientált gépek 16 címvezetése (ez 65 536 címet tesz lehetővé). Az egyik bővítési lehetőség a memória szegmentálása oldal és folyamatos bázis címezéssel. A másik folyamatos memóriacímzést tesz lehetővé extra hardware felhasználásával, amely a címzéshez szükséges kiegészítő biteket szolgáltatja. 1 MByte címzéséhez 20 bitre van szükség. Ha az 1 MByte 32 Byte-os szegmensekre van bontva, 5 bit kell az oldal és 15 bit az oldalon belül a cím eléréséhez. Az első szegmens a „localmemory” az adatok mellett a többi szegmens kiválasztási programját is tartalmazza. A címek folyamatosságának biztosítására a késleltetett ugrást vagy más címvonal kiválasztási mechanizmust javasolnak. Folyamatos báziscímzési módszernél a programot egy független 20 bites bázisregiszter címezi, ennek 4 bitje adódik hozzá a mikroszámítógép 16 bit-es alapjához. Ez hardware kiegészítést jelent. (*Electronics*, 1976. dec. 23. [329])

A számítógépek árát, bár egyre csökkenő mértékben, még mindig erősen befolyásolja a hardware ára. Ez vezette az IBM kutatóit a 801 típusú miniszámítógép kifejlesztésekor, amikor nem tárolt mikroprogramokkal, hanem huzalozott logikával hajtottak végre utasításokat. Nincsenek regiszterek és egy kis számú, egyszerű utasítás (pl. LOAD, STORE, ADD) végrehajtását közvetlenül az ECL-es központi egység végzi. A gépben nincsenek általános regiszterek, az áramköröket az egyes műveletek végrehajtására specializálták. Bonyolult műveleteket (pl. lebegőpontos műveletek) egyszerűekre, mikroutasításokra bontva hajtják végre. A régi architektúrájú gépnek minden utasítás új volt, az új intelligensebb, emlékszik az előző utasításra. Ezzel egy intelligens fordítóprogram számára lehetővé válik az optimális programszerkesztés, a redundáns utasítások elhagyása, a központi egység várakozási idejének csökkentése. A kutatók tanulmányozzák azokat a függvényeket, amelyeket a software jobban tud kezelni, így visszajutunk a fordítóprogramok őskorához (de magasabb szinten), amikor a software-nek sokkal több feladatot kellett ellátnia. (*Electronics*, 1976. dec. 23. [330])

A mikroprocesszorok árának csökkenése nem olyan gyors, mint ahogy azt sokan várták, jelentette ki Al Peters, a DEC európai részlegének képviselője. A DEC az LSI-11 mikroszámítógép-családnál nem számít többre, mint 30...35%-os költségcsökkentésre. A csökkenés abból adódik, hogy az áramkörök bonyolultabbakká, így többcélúvá váltak, nagyobb sorozatok gyárthatók, másrészt a méretcsökkenések egyszerűbb berendezések készítését tették lehetővé. Az árban azonban ma már döntően megjelenik az áramkörök ellenőrzésének, tesztelésének elvégzése és a tulajdonságok meghatározása. Az elmúlt évben a mikroprocesszorok, mikroszámítógépek értékesítése Európában 27, míg az USA-ban 35%-kal nőtt. Al Peters szerint a mikroprocesszorok, mint önálló egységek iránt a kereslet csökkenni fog, míg a mikroszámítógépek, amelyek egyik eleme a mikroprocesszor, kereslete növekszik, de ezekkel software-t, programokat stb. kell szállítani. Tulajdonságaikban jobbaknak kell lenniük az Intel 8080-asnál. (*Data Processing*, 1976. nov. [331])

A Zygm Electronics (Unit 3, Dawe Road, Billingshurst, Sussex RH14 9SJ) vetítettképes tv-készülékeket elsősorban szállodákban, oktatóközpontokban és kórházakban alkalmazták, mivel kitűnő minőségű képet ad több láb átmérőjű nagyságban.

A cég billingshursti üzemében júliusban kezdte meg a gyártást, majd növelte forgalmát, emelte a termelékenységet, ezáltal sikerült árcsökkentést végrehajtania. Az egyszerű PAL vagy Secam norma szerint dolgozó berendezések ára 4950 fontról 4595 fontra csökkent, az új háromnormás modellek ára (ezek PAL, SECAM és NTSC norma szerint is üzemeltethetők) most 4950 font, a kétnormásaké (PAL/SECAM) pedig 4695 font. (*The Financial Times*, 1976. dec. 30. [332])

Az EGK-országok gazdasági szakemberei szükségesnek találják egy jelentős összeggel támogatott közös kutatási program beindítását a VLSI készülékek fejlesztésére (VLSI = very large scale integration — igen nagyfokú áramkör-integrálás). A program kezdeményezői csak így látják biztosítottnak a már folyamatban levő hasonló témájú japán kutatómunka alapján várható konkurrencia kivédését. Hangsúlyozzák, hogy például az IBM céget az USA-ban nagyarányú támogatásban részesítik hasonló tárgyú munkájában. A programnak célja lenne az amerikai konkurrenciával szemben is a versenyképesség biztosítása. A közös EGK támogatási alap kérdéseit már e fél-éven belül miniszteri szinten kívánják tárgyalni. Szakkörök véleménye szerint a támogatás összegének a Japánban folyó munka költségeinek szintjén kellene lenni. (*Electronics Weekly*, 1977. jan. 19. [333])

Új ötletet mutatott be egy japán gyártó cég egy tévékészüléknél, ahol a képet meg lehet állítani. A képernyő egyik sarkában megjelenik a megállított kép, míg a műsor normálisan folyik tovább. A műszaki ráfordítás alapján mindenestre magasabb kategóriájú ár várható az ilyen készülékre. (*Radio Elektronik Schau*, 1976. 4. sz. [334])

Egy, a Szovjetunióban kifejlesztett tévékészüléknek négy képernyője van. Egy nagy képernyőn jelenik meg a főműsor, s a másik három kisebb képernyőn a többi műsor, hang nélkül. Egyébként a Normende cég „Spectra Color Studio” elnevezéssel 1967-ben már kihozott ilyen készüléket és nem is kis mennyiséget adott el belőle. (*Radio Elektronik Schau* 1976. 4. sz. [335])

Magyarország kb. 70 mFt-ot fordít egy Fairchild-licencia alapján integrált áramköröket gyártó üzem létesítésére. Az áramkörök kifejlesztését és forgalmazását az izzólámpáiról és vákuumcsöveiről már ismert TUNGSRAM fogja végezni. A gyártást kb. évi 15 millió áramkörre tervezik, s a termékek jelentős hányadát exportra szánják. Ha figyelembe vesszük a TUNGSRAM agresszivitását és az egyéb területeken folytatott termelésével Európában kivívott kedvező helyzetét, nem lehet kétség afelől, hogy behatolása az IC-piacra nehezíteni fogja a Nyugat helyzetét. (*Inter-Electronique*, 1976. október 18. [336])

A száloptikákat, amelyekkel már igen alacsony kilométerenkénti csillapítást értek el, most alkalmassá tették 1,5 GHz körüli sáv szélességű átvitelre a Philips GmbH aacheni kutatólaboratóriumának mérnökei által kifejlesztett eljárással. Az új eljárás a szálbevonás során használt elektromosan gerjesztett reagensek alkalmazásán alapszik.

A száloptikák hírközlés céljára történő fejlesztésénél mindig a minimális veszteséggel történő jelátvitel állott az előtérben. Újabban azonban különböző laboratóriumoknak a világ minden részében sikerült — vegyi párologtatásos bevonási eljárás alkalmazásával — olyan kvarcszálat előállítani, amelyben a csillapítás a szál hosszában kilométerenként alig valamivel több 1 dB-nél.

De a csillapítás mellett egyformán fontos a száloptika átviteli kapacitása, más szóval azon telefonbeszélgetések száma, amelyek egyidejűleg továbbíthatók rajta. Nagyobb átviteli kapacitás (sáv szélesség) csak a szál belső szerkezetének módosításával érhető el. Aachenben egy kutatócsoport kifejlesztett

egy módosított vegyi párologtatásos bevonási módszert, ahol az eljárás során mikrohullámú energiával gerjesztett plazmát használnak a reagens gőz aktiválására. A kívánt törésmutatójú profilt úgy érik el, hogy többszáz vékony szennyezett réteget visznek rá egy tiszta kvarcüvegcső belső felületére. Szilícium-klorid gázt engednek át a kvarccsővön, oxigénnel és bizonyos illó szennyezőkkel (mint pl. germánium-kloriddal és bór-kloriddal) együtt. A plazma-zónában kémiai reakció megy

végbe, miáltal egy szennyezett üvegréteg rakódik le a belső falon. Végezetül a csövet felizzítják, míg szilárd pálcá lesz belőle. Ezután a pálcát addig húzzák, míg kb. 100 μm külső átmérőjű szálat nyernek, aminek a magja kb. 50 μm átmérőjű. Az ilyen módon előállított, germánium-oxiddal és bór-oxiddal szennyezett kvarcüveg-szál törésmutatójának lefutása parabolikus profilú, 1,4 dB/km minimális veszteséggel, 1050 nm hullámhossznál. (New Scientist, 1976. szeptember 16. [337])

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.391.822:621.382.3:681.325.6

Halmi G.:

TTL áramköri elemekkel felépített berendezések zaj-zavar védettsége I.

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 10. sz.

A cikk a digitális berendezéseknél egyre inkább terhebbé váló zaj-zavar problémákat ismerteti, a problémakört a gyakorlati tervezés oldaláról megközelítve. Ismerteti a gyakorlatban számba vehető zavarforrásokat, és az elméleti megfontolásokból és a mérésekből levonható következtetéseket.

ETO 621.394.74.018.424:621.396.679.4:654.197.2

Bognár L.:

Integrált szolgáltatású vezetékes hírközlő hálózatok (Kábeles televízióhálózatok)

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 10. sz.

A szerző a nagyközösségi vevőantenna-rendszerekből kiindulva ismerteti az integrált szolgáltatású vezetékes hírközlő hálózatok — másnéven: kábeles szélessávú hírközlő rendszerek — által nyújtható szolgáltatásokat, az ezeknek megfelelő jelek átvitelének és a rendszer felépítésének módjait. Végül mérlegeli az ilyen rendszerek elterjedésének esélyeit, mind külföldi, mind hazai vonatkozásban.

ETO 621.383.52.004.64

Dienes B.:

A fotovoltaiikus PIN fotodiódák hibái

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 10. sz.

A cikk a fotovoltaiikus PIN fotodiódák alkalmazásánál jelentkező elektronikus hibákat és a hibaforrások meghatározásának módjait foglalja össze. Ismerteti a PIN fotodiódák típusait, érzékenységét; a fotovoltaiikus PIN fotodióda helyettesítő képét, linearitását és zaját.

ETO 621.317.72.09:621.374.018.782.4

Száraz Gy.:

Nagy alakhűségű vizsgáló impulzus előállítás

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 10. sz.

A cikk elsősorban analóg feszültség-komparátorok késleltetési idejének nagyszintű méréséhez szükséges vizsgáló impulzus előállítás módját tárgyalja, de kitér egyéb alkalmazási területekre is. Az impulzus alakhűsége: a 10%-os pont idejét követő 3 ns alatt az amplitúdó eléri az állandósult érték 90%-át, további 1 ns elteltével 1%, majd az ezt követő 1 ns-on belül 0,3% hibával közelíti meg az állandósult értéket. A jel túllövéstől, berezgéstől mentes.

Обобщения

ДК 621.391.822:621.382.3:681.325.6

Халми, Г.:

Защищенность от шума и наводки аппаратур, построенных на схемных элементах TTL I.

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 10.

В статье излагаются, подходы к проблематике со стороны практического проектирования, проблемы шума и наводки, становящихся более и более неприятными в цифровых системах. Рассмотрены источники шума встречающихся на практике и выводы, полученные из теоретических соображений и на основе измерений.

ДК 621.394.74.018.424:621.396.679.4:654.197.2

Богнар, Л.:

Проводные сети связи с интегральными услугами (Кабельные сети телевидения)

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 10.

Исходя из систем приемных антенн широких масс излагаются услуги проводных сетей связи с интегральными услугами — или по другому: кабельных, широкополосных систем связи. Описываются методы передачи соответствующих сигналов и построение системы. В заключении дается оценка вероятности распространения таких систем в зарубежном и отечественном отношениях.

ДК 621.383.52.004.64

Диенеш, Б.:

Ошибки фотовольтоических фотодиодов PIN-а

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 10.

В статье обобщаются электронные ошибки, возникающие при применении фотовольтоических фотодиодов PIN-а и методы определения источников ошибок. Приводятся типы фотодиодов PIN-а и их чувствительность. Дается схема замещения фотовольтоического фотодиода PIN-а, его линейность и шум.

ДК 621.317.72.09:621.374.018.782.4

Сараз, Д.:

Создание испытательного импульса с высокой неискаженностью

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 10.

В статье главным образом обсуждается метод создания испытательного импульса для измерения времени опаздывания аналогического компаратора напряжения при высоком уровне, но касаются и другие области применения. Неискаженность импульса: за 3 нсек после времени 10%-ной точки амплитуда достигает 90% от установившееся значения. В истечении дальнейшего 1 нсек амплитуда сближает установившееся значение с погрешностью 1%, а после следующего 1 нсек погрешность составляет 0,3%. Полученный сигнал не содержит выброса и переходного процесса.

Zusammenfassungen

DK 621.391.822:621.382.3:681.325.6

Halmi, G.:

Geräusch-Störungsschutz von Einrichtungen welche TTL-Schaltungselemente anwenden I.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 10.

Der Verfasser erörtert jene Geräusch-Störungsprobleme, welche bei den digitalen Einrichtungen immer mehr oneros werden. Dieses Problem wird von der Seite des praktischen Entwurfes angenähert. Es werden die Störungsquellen, welche in der Praxis in Betracht genommen werden können, erörtert, und die von den theoretischen Überlegungen und Messungen gezogene Folgerungen, dargestellt.

DK 621.394.74.018.424:621.396.679.4:654.197.2

Bognár, L.:

Kabel-Verteilanlagenetze für integriertem Dienst (Kabelfernsehennetze)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 10.

Auf Grund der Grossgemeinschaftantenne-fernsehanlagen erörtert der Verfasser jene durch den Kabel-Verteilanlagen netzwerke für integriertem Dienst — anders auch Kabel-Breitbandfernsehsysteme genannt — ausführbare Leistungen, ferner die Methoden der Übertragung der entsprechenden Signale und der Konstruktion des Systems. Zuletzt erwähnt er die Chance der Verbreitung solcher Systeme, sowohl in ausländischer als auch in inländischer Beziehung.

DK 621.383.52.004.64

Dienes, B.:

Fehler von photovoltaischen PIN Photodioden

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 10.

In dem Aufsatz werden die elektronischen Fehler, welche bei der Anwendung von photovoltaischen PIN Dioden auftreten und die Bestimmungsmethoden von Fehlerquellen zusammengefasst. Die Typen und Empfindlichkeit der PIN Photodioden; das Ersatzschaltbild, die Linearität und das Geräusch der photovoltaischen PIN Photodioden wird erörtert.

DK 621.317.72.09:621.374.018.782.4

Száráz, Gy.:

Erzeugung von hoch formgetreueren Prüfpulsen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 10.

In erster Reihe erörtert der Verfasser die Erzeugungsmethode des Prüfpulses, welcher zur hoch Pegelmessung des Verzögerungszeitens der analogen Spannungskomparatoren notwendig ist. Weiter geht er auch auf andere Anwendungsgebiete ein. Die Formgetreue des Impulses ist das folgende: die Amplitude erreicht 90% des stationären Wertes in 3 ns gerechnet von dem 10% Wert Zeitpunkt. Die Abweichung von dem stationären Zustandswert ist weniger, als 1% in der folgenden 1 ns Zeitspannung und weniger als 0,3% in 2 ns. Das Signal ist Überschwingung und Klang frei.

Summaries

UDC 621.391.822:621.382.3:681.325.6

Halmi, G.:

Noise-Interference Protection of Equipments Applying TTL Circuit Elements I.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 10.

The author presents the noise-interference problems becoming more and more onerous in the digital equipments. This problem is approximated from the point of view of the design. The sources of interference which can be taken into account in practice, the conclusions drawn from the theoretical considerations and measurements are presented.

UDC 621.394.74.018.424:621.396.679.4:654.197.2

Bognár, L.:

Integrated Services Telecommunication Cable Networks (Cable Television)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 10.

On the basis of the large community antenna television systems the author presents the services realisable by the integrated services telecommunication cable networks — otherwise: wide band cable communication system — the methods of the transmission of their adequate signals and of the construction of the system. Finally he considers the chances of the spreading of these systems both in foreign and home respect.

UDC 621.383.52.004.64

Dienes, B.:

Failures of Photovoltaic PIN Photodiodes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 10.

The paper summarizes the electronic failures occurring in course of the use of photovoltaic PIN photodiodes and the methods of determining the failure sources. The types and sensitivity of the PIN photodiodes; the equivalent circuit, linearity and noise of the photovoltaic PIN photodiodes are presented.

UDC 621.317.72.09:621.374.018.782.4

Száráz, Gy.:

Generation of High Shape Fidelity Test Pulses

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 10.

The article presents a method to produce a high level test pulse mainly for the measuring of the propagation delay of analog comparators. The device can prove to be useful in other applications too. The wave shape of the pulse is the following: the amplitude reaches the 90% of the steady state value in 3 nsec, related to the time of the 10% point. The deviation from the steady state value is less than 1% in the next 1 nsec interval and less than 0,3% in 2 nsec. There is no overshoot or ringing.

Résumés

CDU 621.391.322:621.382.3:681.325.6

Halmi, G.:

Protection des equipment aux composants TTL contre bruit et perturbation I.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 10.

L'article décrit les problèmes du bruit-perturbation, qui devient le plus en plus fâcheux aux équipements numériques in les approchant à côté de calcul pratique. Il expose les sources de perturbation à considérer en le pratique et les conclusion qui on peut deduire des consideration raisonnée et mesuris.

CDI 621.394.4.018.424:621.396.679.4:654.197.2

Bognár, L.:

Réseaux de communication à services intégrés par cable (Télédistribution)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 10.

A partir des systèmes d'antenne de réception centraux l'auteur décrit les débits des réseaux de communication à services intégrés sur ligne, autrement dit les débits fournis par les systèmes de communication à large bande sur cables, la transmission des signaux répondant à ces débits et les facons de la construction du système. Enfin il examine les possibilités d'extension de ces systèmes soit en relation étrangère soit en relation nationale.

CDU 621.383.52.004.64

Dienes B.:

Erreurs des photodiodes photovoltaïques PIN

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 10.

L'article résume les erreurs électroniques qui se présentent dans l'applications des photodiodes photovoltaïques PIN et les moyenes de détermination des sources d'erreur. Il expose les types de photodiodes PIN, leur sensibilité, le circuit équivalent la linearité et le bruit de photodiode photovoltaïque PIN.

CDU 621.317.72.09:621.374.018.782.4

Száráz, Gy.:

Production d'impulsion de mesure à haute conformité

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 10.

En premier lieu l'article expose le procédé de la production d'impulsions de mesure qui sont nécessaire à mesurer de temps de delai des comparateurs de tension analogiques mains il s'occupe également des entres champs d'emploi. La conformité d'impulsion est: après le temps de point de 10 pc passé l'amplitude etteint 90 pc de son valeur stationnaire avec l'erreur de 1 pc. dans 1 nsec et avec l'arreur de 0.3 pc. dans 1 nsec suivant.

MŰSZAKI KÖNYVNAPOK**1977. OKTÓBER**

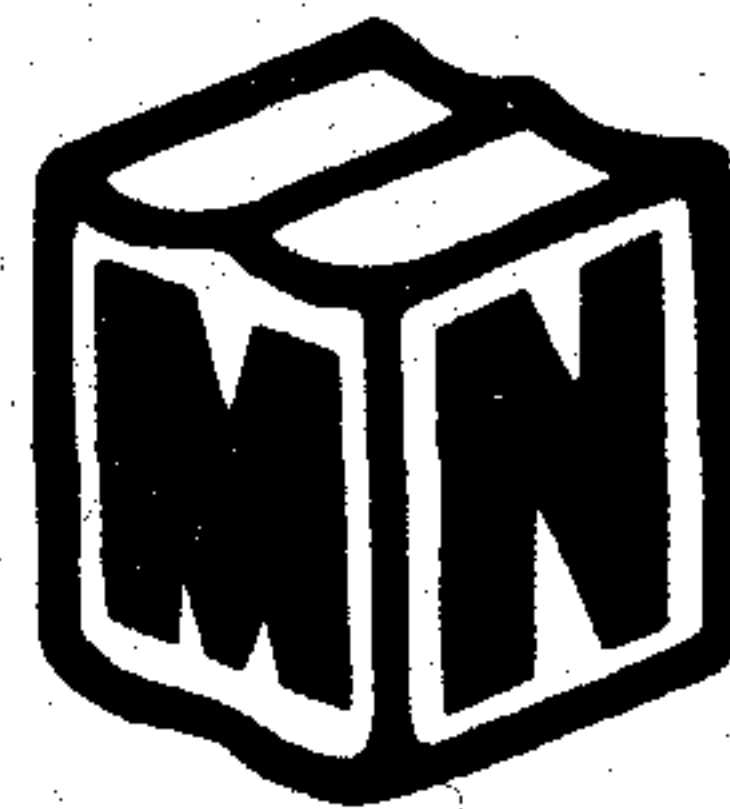
Szakemberek figyelmébe ajánljuk
az alábbi könyveket:

... pld. Alekszejev, J. P.: Korszerű rádióvételechnika	19,50
... pld. Csabai Dániel: A hangfelvétel gyakorlata	30,—
... pld. Gyakorlati világítástechnika. Szerk.: Gergely Pál	85,—
... pld. Gyurkovics Attila: Televíziójavítás és hibakeresés	31,—
... pld. Híradástechnikai Kislexikon	100,—
... pld. Konwicki—Konwinski—Lachowski: Rádióiránymérés. Rókavadászat	28,—
... pld. Magyar—Glofák—Theisz: IC-Atlasz. Digitális integrált áramkörök	80,—
... pld. Morris, M. M.: Digitális áramkörök és rendszerek	21,—
... pld. Villamos Automatikák. Szerk.: Bánóczy György	53,—
... pld. Zierl, R.: Rádiózástechnika	26,—

Címünk:

**MŰVELT NÉP
KÖNYVTERJESZTŐ
VÁLLALAT**

**252. sz. Műszaki és Idegennyelvű
Könyvesboltja
9021 GYŐR, Lenin u. 18.**



A fenti könyvek az októberi Műszaki Könyvnapok kiadványai. Megjelenésükkor szállítjuk.

A könyvek megrendelhetők a kivágott és kitöltött hirdetési szelvényen, vagy postai levelezőlapon.

Készpénzfizetés esetén 100,— Ft felett a szállítás költségmentes.

Részletvásárlásnál a postaköltséget, továbbá a 3% kezelési költséget felszámítjuk.

Részletfizetési kedvezmények: 200,— Ft felett 4 havi, 600,— Ft felett 6 havi törlesztés.

M e g r e n d e l é s

Alulírott megrendelem postai szállításra a fenti műveket:

+ Részletfizetéssel

+ + Készpénzfizetéssel

(A nem kívánt feltétel törlendő!)

Kelt
a megrendelő aláírása

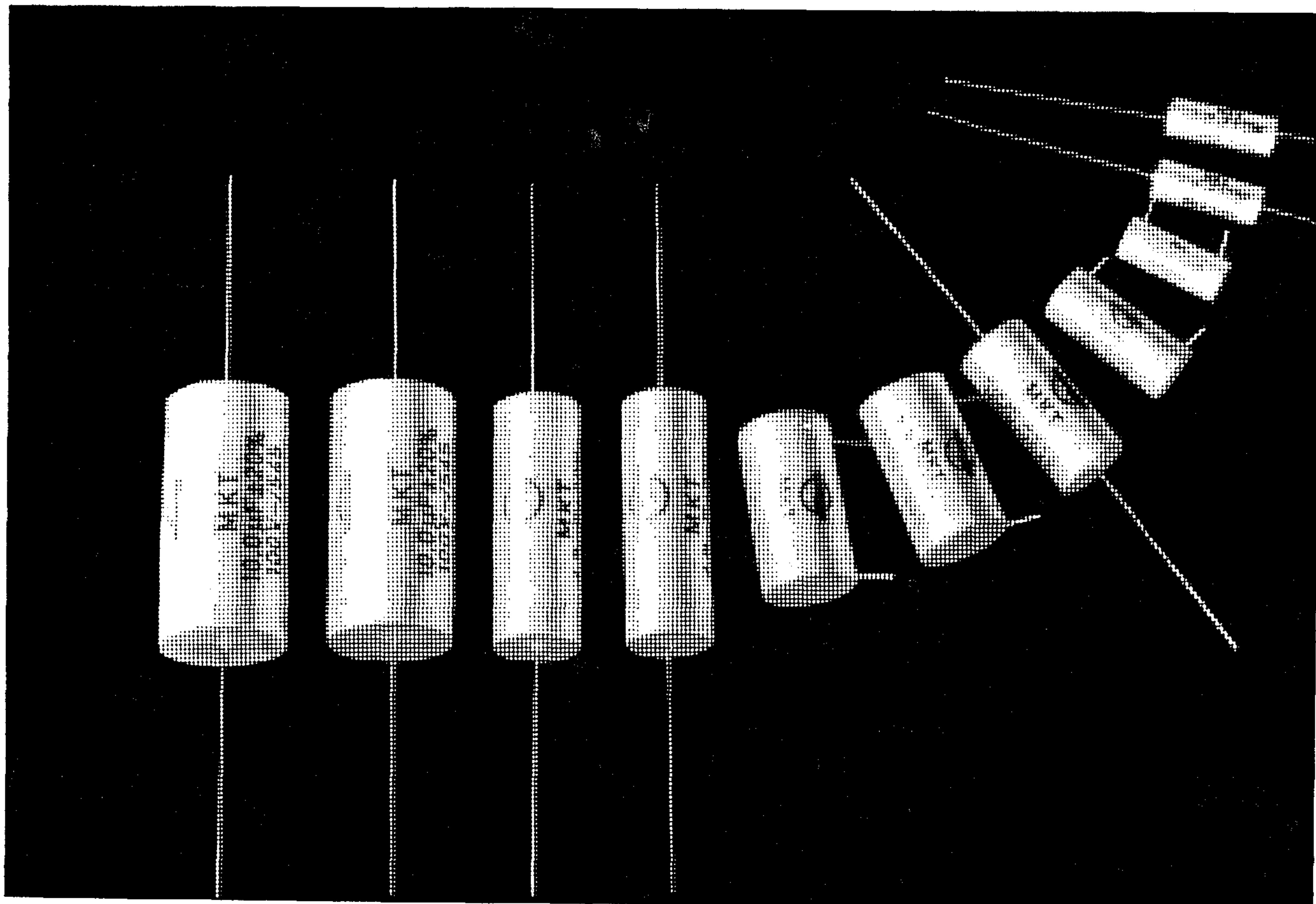
A megrendelő neve:

Címe (irányítószámmal):

Csak részletfizetés esetén töltendő ki!

Születési hely, év:

Anyja neve:



MKT Fémbevonatú poliészterkondenzátorok

MKT-kondenzátorokat nagy számban alkalmaznak az elektronika minden területén. Ez meghatározza a készülékek, berendezések és rendszerek üzembiztonságát és megbízhatóságát.

Az RFT-kondenzátorokat ezeknek a követelményeknek megfelelően fejlesztették ki. Minden alkatrészt a gyártás kezdetétől a kiszállításig komoly vizsgálatoknak vetnek alá, így biztosítják a hosszú élettartamot és a magasfokú megbízhatóságot.

Az MKT-kondenzátorokat két hengerformában szállítják, axiális és radiális csatlakozó huzalokkal.

A feszültségsorok és kapacitástartományok biztosítják az RFT-kondenzátorok általános alkalmazhatóságát.

100 V	—	0,22 ... 10 μ F
250 V	—	0,068 .. 3,3 μ F
400 V	—	0,033 .. 1 μ F
630 V	—	0,033 .. 0,47 μ F

Készséggel tájékoztatjuk Önt a részletes műszaki adatokról. Nagy gyakorlattal rendelkező szakmérnökök adnak Önnek tanácsot az alkalmazási problémákkal kapcsolatban.

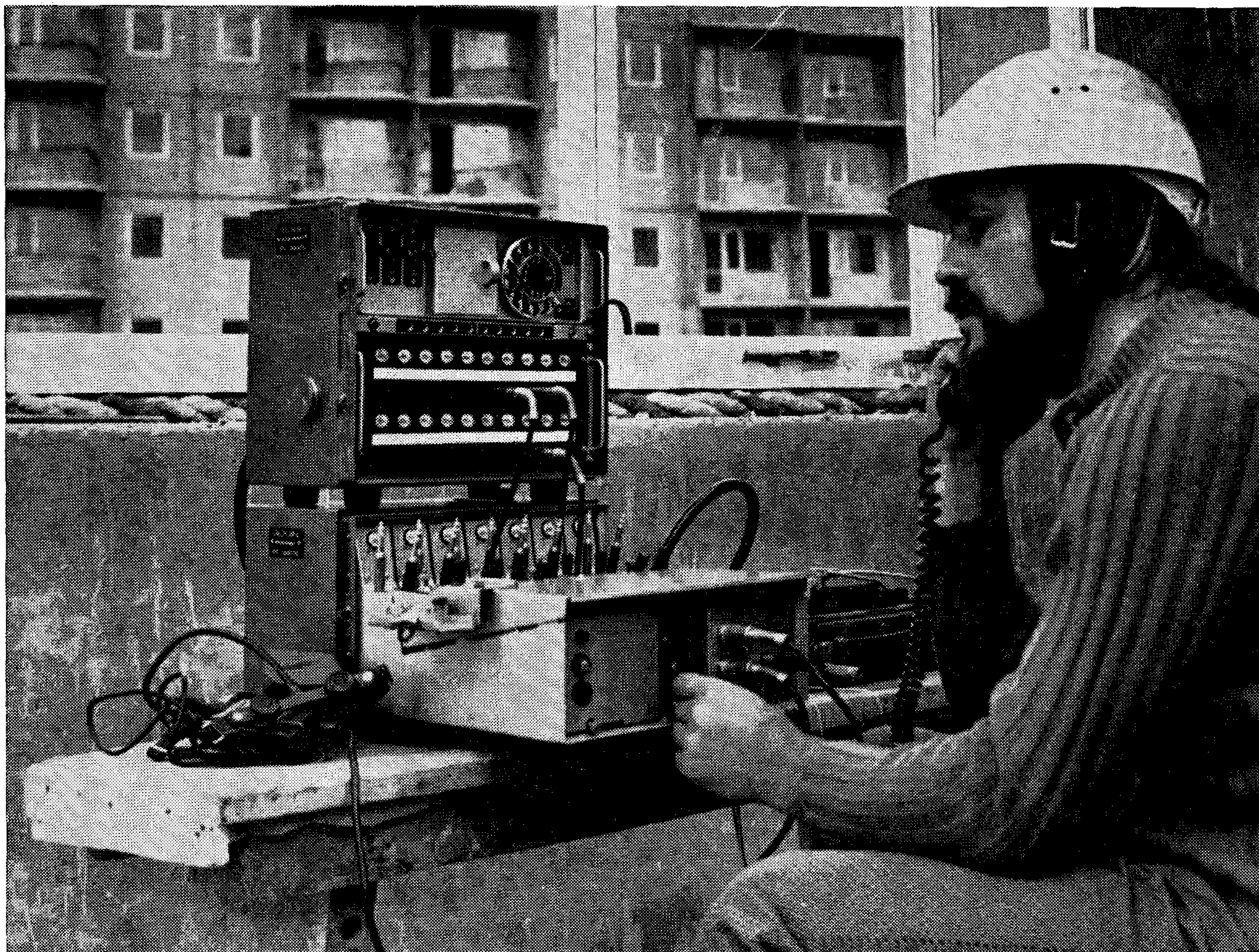
Exportőr:

HEIM-ELECTRIC
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR-1026 BERLIN ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Tájékoztatásért forduljon
a Német Demokratikus Köztársaság
Nagykövetsége
Kereskedelem-politikai Osztályának
Heim-Electric részlegéhez
1143 Budapest, Népstadion út 99.

RFT

Az RFT elektronikai alkatrészek — nagy teljesítményűek és megbízhatók



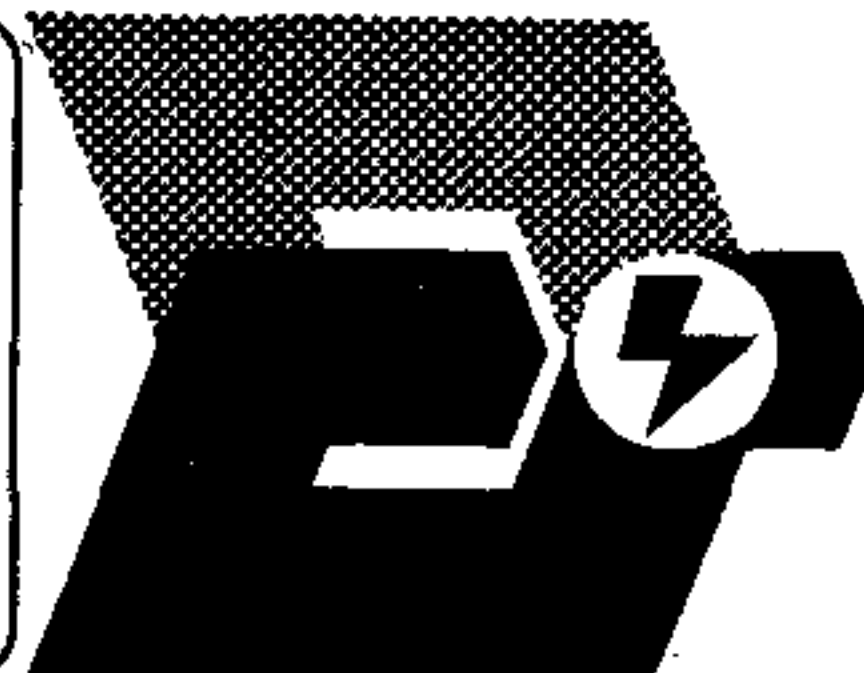
RFT helyi telefonközpont-rendszerek nehéz üzemi körülmények közötti alkalmazásra

Az OB 10 és OBM 20-tól 80-ig típusú RFT helyi telepes telefonközpont-rendszerek segítségével rövid időn belül felépíthetők mozgó és hálózati áramellátástól messzemenően független telefonhálózatok 10–120 helyi telepes telefonelőfizető részére, amelyekre nagy építkezéseknél, energiatermelő berendezéseknél, bányászatnál, ipari komplexumokban és más különleges létesítményeknél van szükség. A készülékek műszaki felépítése gyors kapcsolásokat tesz lehetővé és nehéz üzemi körülmények (por, piszok, nedvesség stb.) között is biztosítja a teljes üzemképességet. Az RFT helyi telepes telefonközpont-rendszerrel optimális kapcsolási lehetőségeket nyújtanak és biztosítják a csatlakozást a már meglévő helyi és központi telepes hálózatokhoz.

Ezen túlmenően rádióösszeköttetések megteremtésére is használhatók.

Részletes tájékoztatást nyújt
az NDK Nagykövetségének
27. Kereskedelempolitikai Osztálya
1143 Budapest XIV.
Népstadion út 99.

Exportőr:



RFT

NACHRICHTENTECHNIK • DDR