



**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET  
FOLYÓIRATA**

**XXXV. évfolyam  
B U D A P E S T**

**1984**

**7**

# HÍRADÁSTECHNIKA

## A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXV. évfolyam 1984. 7. szám

# BHG ORION TERTA

## MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXX. évfolyam 1984. 7. szám

# MEV REMIX TKI

## MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

II. évfolyam 1984. 7. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke:

HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

MÉREY IMRÉNÉ

SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

\*

### SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

#### HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné

Dr. Flesch István

Forintos György

Gál Ferenc

#### BHG

Rovatvezető: Angyal László

Tudományos szerkesztő: Dr. Frajka Béla

Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter,  
dr. Gosztony Géza, dr. Kerpán István, Klug  
Miklós, Laczkó Endre, Tölgyesi László

#### MEV

Rovatvezető: Kászonyi László

Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz

Balogh Albert, Csornai László, Czermann  
Mihály, Hidas György, Huszka Zoltán,  
dr. Ligeti Róbertné, dr. Mátay Géza,  
dr. Motál György, Schödl Ervin

#### ORION

Rovatvezető: Jakubik Béla

Tudományos szerkesztő: Dr. Frigyes István

Csernoch János, Froemel Károly, Szabó  
Károly, Szász Gerő

#### REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza

Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz

Bodnár László, Kovács Gyula, Mészáros  
Sándor, Molnár László

#### TKI

Rovatvezető: Dr. Baranyi András

Tudományos szerkesztő: Dr. Lajtha György

dr. Henk Tamás, dr. Kása István Megyesi  
Csaba, dr. Sárkány Tamás, dr. Simonyi Ernő

#### TERTA

Rovatvezető: Bánsághi Pál

Tudományos szerkesztő: Dr. Gordos Géza

Baján Tibor, Benedek Elek, Halmi Gábor,  
Hutter Mihály

\*

Szerkesztőségi ügyekben  
és kéziratokkal kapcsolatban  
felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné,  
telefon: 495-098

### ROVATOK

Egyesületi élet  
Rendszertechnika  
Kapcsolástechnika  
Vezetékes technika  
Fénytávközlés  
Vezeték nélküli technika  
Adástechnika  
Vételtechnika  
Mikroelektronika  
Alkatrésztechnika  
Hálózatelmélet  
Elektromágneses problémák

### ROVATGAZDÁK

HTE (H)  
TKI (□)  
BHG (#)  
TERTA (↔)  
ORION (\*)  
MEV (Λ)  
REMIX (Δ)

### ROVATTÁRSÁK

BEAG HTV  
BME KONAKTA  
BRG KŐPORC  
EMO KFKI  
El. Szöv. M. Posta  
FMV ML  
GAMMA MM  
HTSZ MFKI  
HAGY TUNGSRAM

### TARTALOM

#### DR. PÁLINSZKI ANTAL:

A televíziós átviteli csatorna lineáris torzításainak hatása a tele-  
text adatjelre ..... 289

**DR. ALMÁSSY GYÖRGY** ..... 294

#### SZENTPÉTERI PIROSKA—HEKSCH FERENC:

Az U400 gate array és tervezési módszerei ..... 295

#### DENK ATTILA:

A DRF 13/03—06 típusú digitális mikrohullámú rádiórelé rendszer  
Szemle ..... 301, 306, 334

#### FEJÉR GYÖRGY—DR. KORMÁNY TERÉZ:

Aranybevonatú csatlakozó érintkezők megbízhatósági vizsgálatai 307

#### REMIX:

Beállító és szabályozó huzalpotenciométerek ajánlott termék-  
választéka '84 ..... 312

#### DR. TÓTH ENDRE:

Az Erlang-képlet áramkör szám szerinti első, illetve második deri-  
váltjának gyakorlati számítási módszere ..... 320

III. Televíziótechnikai Szeminárium és kiállítás ..... 328

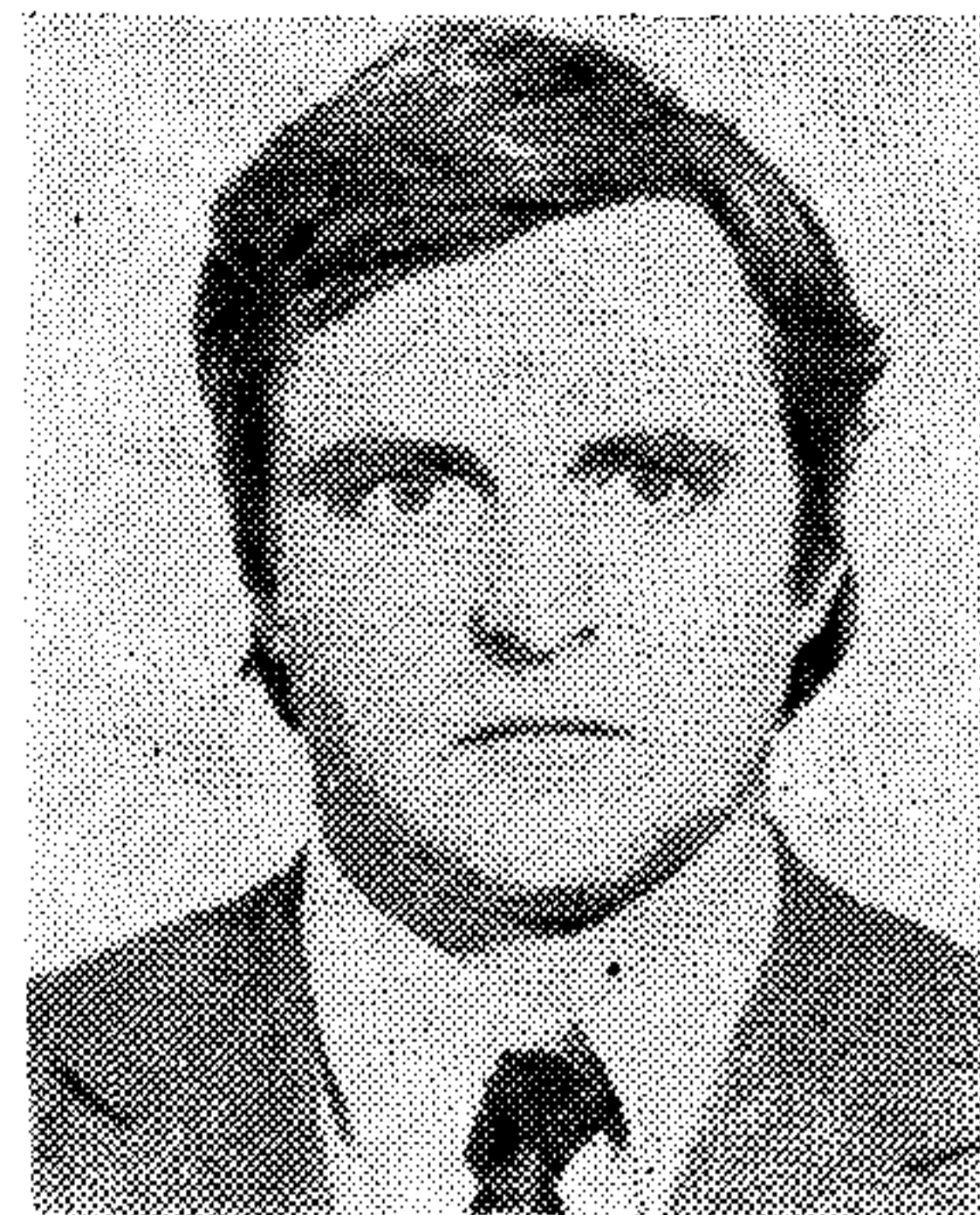
#### TÓTH LÁSZLÓ:

SC áramkörök analízise ..... 329

Tartalmi összefoglalások ..... 335

# A televíziós átviteli csatorna lineáris torzításainak hatása a teletext adatjelre

DR. PÁLINSZKI ANTAL  
BME—HEI



## ÖSSZEFOGLALÁS

A szerző a televíziós átviteli csatorna lineáris torzításainak a teletext adatjelre gyakorolt torzító hatását vizsgálja. A számítógépes szimulációval elvégzett vizsgálatok az ekvivalens alapsávi karakterisztika ideálistól eltérő voltának hatására keletkező szimbólumközi áthallások nagyságának meghatározását tűzték ki célul a következő három esetben:

- Sávkorlátozás hatásának vizsgálata.
- Ideálistól eltérő amplitúdó karakterisztika hatásának vizsgálata.
- Ideálistól eltérő fáziskarakterisztika hatásának vizsgálata.

A vizsgálatok eredményeiből megállapítható, hogy az analóg képátvitel szempontjából megfelelő minőségű átviteli csatorna lineáris torzításai a teletext adatjelek átvitele esetén sem okoznak számottevő torzítást.

## 1. Bevezetés

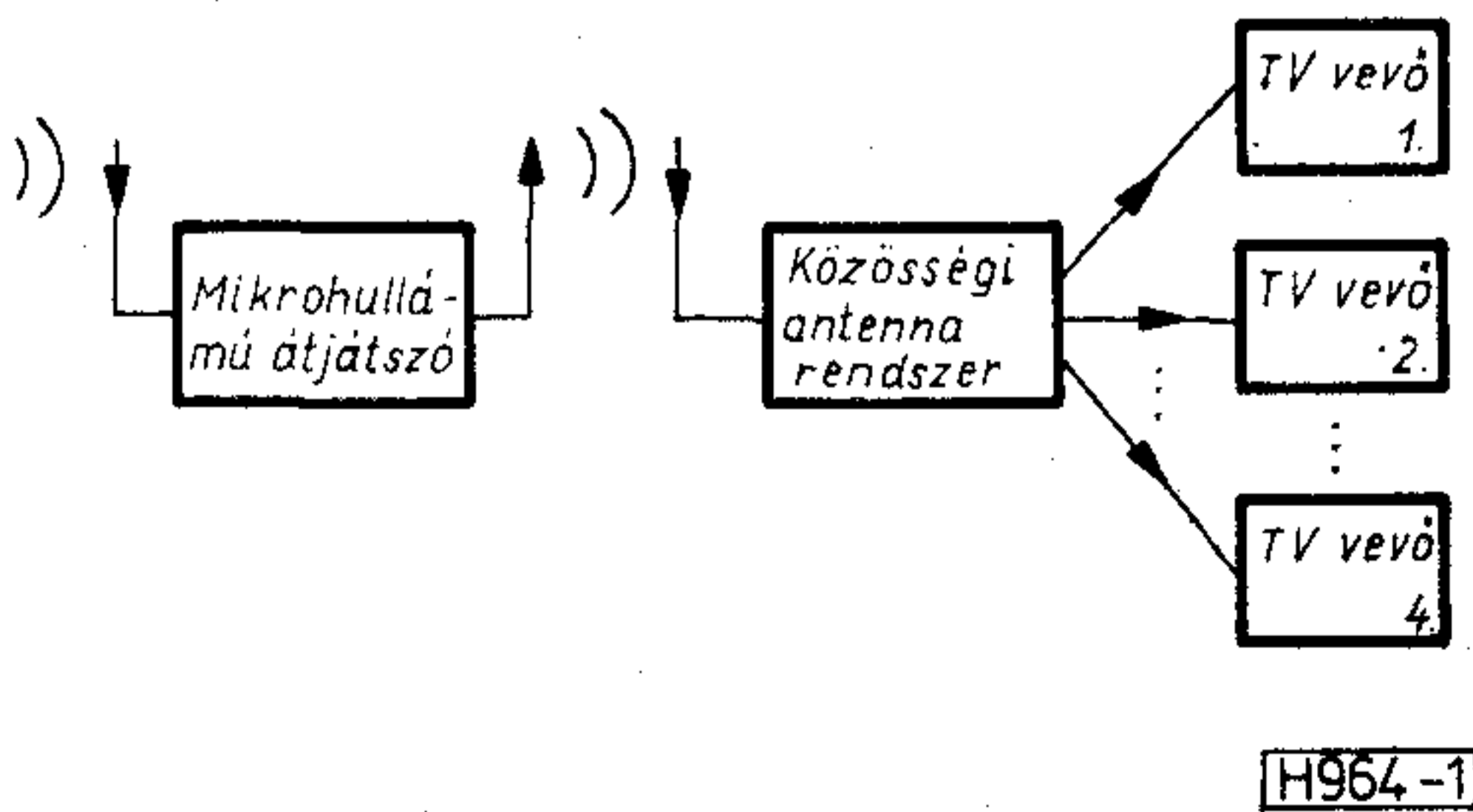
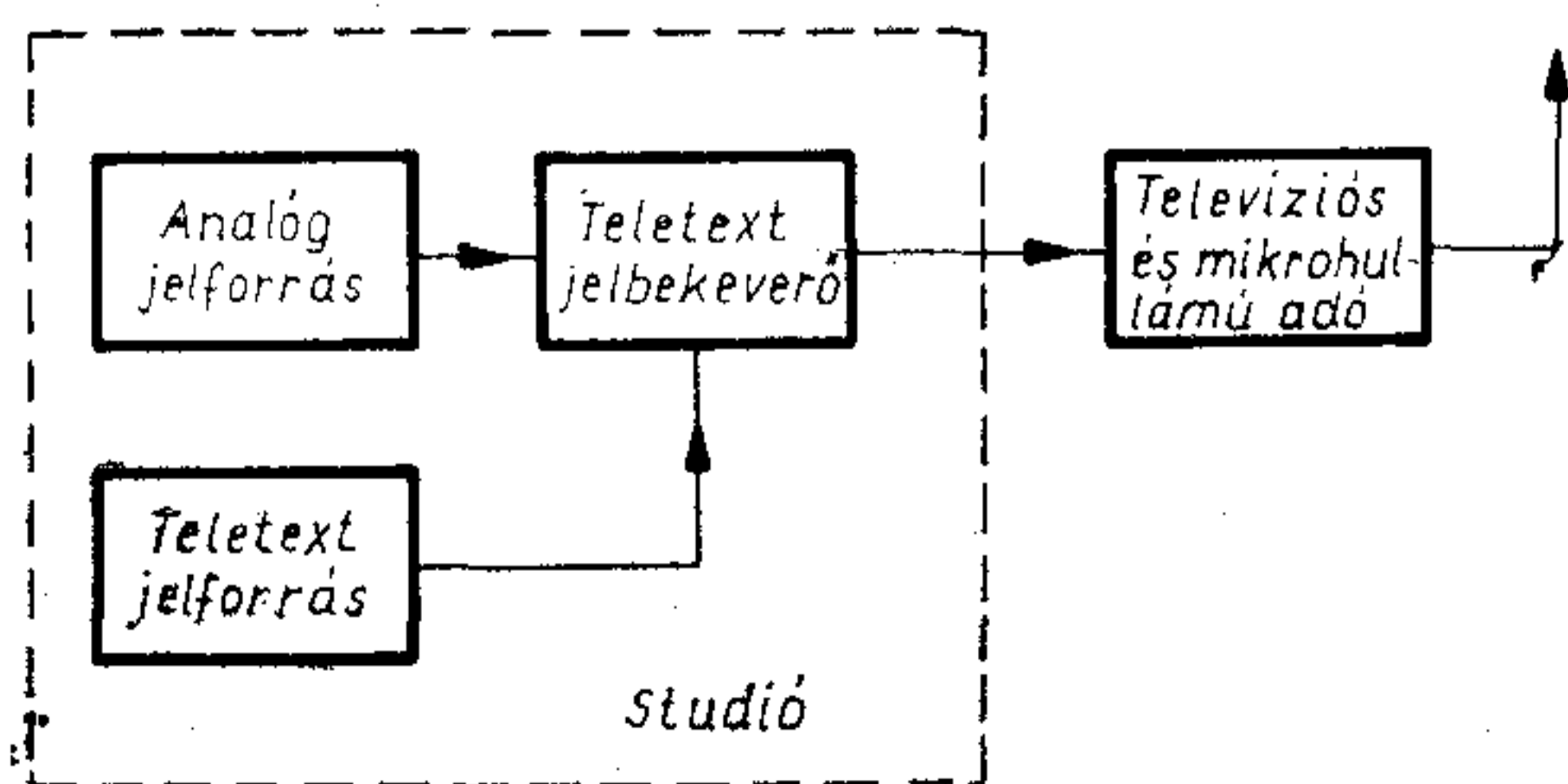
A teletext adatjel átviteli útját az 1. ábra szemlélteti.

A valóságban ennél egyszerűbb átviteli utak is lehetnek és vannak is. [Pl. adott vételi körzetekhez mikrohullámú átjátszó(k) nélkül is eljuthat a tv-adó jele, valamint sok esetben a közösségi vevőantenna rendszert kihagyva közvetlenül jut el a tv-adó jele a vevőkészülékek saját antennájára]. Az átviteli út torzításainak hatását egy leegyszerűsített modell alapján célszerű vizsgálni. A leegyszerűsített átviteli út tömbvázlata a 2. ábrán látható.

A 2. ábra átviteli csatornának nevezett egységébe bele kell érteni az 1. ábra minden olyan egységét, amelynek hatása lehet a teletext adatjelekre, sőt az átviteli csatornába tartozónak kell tekinteni a tv-vevőkészülék antenna bemenetétől a videodemodulátor kimenetéig tartó részét is.

Általános esetben az átviteli csatorna által okozott nemkívánatos hatások a következők lehetnek [1]:

- lineáris torzítások keletkezése,
- nem lineáris torzítások létrejötte,
- zaj hozzáadása a hasznos jelhez,
- reflexiók keletkezése.



Beérkezett: 1984. III. 20. (\*)

1. ábra. A tv-jelbe ültetett teletext adatjel átviteli útja

DR. PÁLINSZKI  
ANTAL

A BME Villamosmérnöki Karának híradástechnikai szakán kapott jeles minősítéssel diplomát 1966-ban. 1966 óta a BME Híradástechnikai Elektronikai Intézetében dolgozik, jelenleg adjunktusi beosztásban. 1977-

ben SECAM rendszerű színes jel vizsgálata témakörben summa cum laude minősítésű egyetemi doktori fokozatot kapott. Jelenleg a teletext és viewdata adatátviteli rendszerek hazai bevezetése körül felmerülő szakmai problémával foglalkozik.



2. ábra. Az átviteli út egyszerűsített modellje

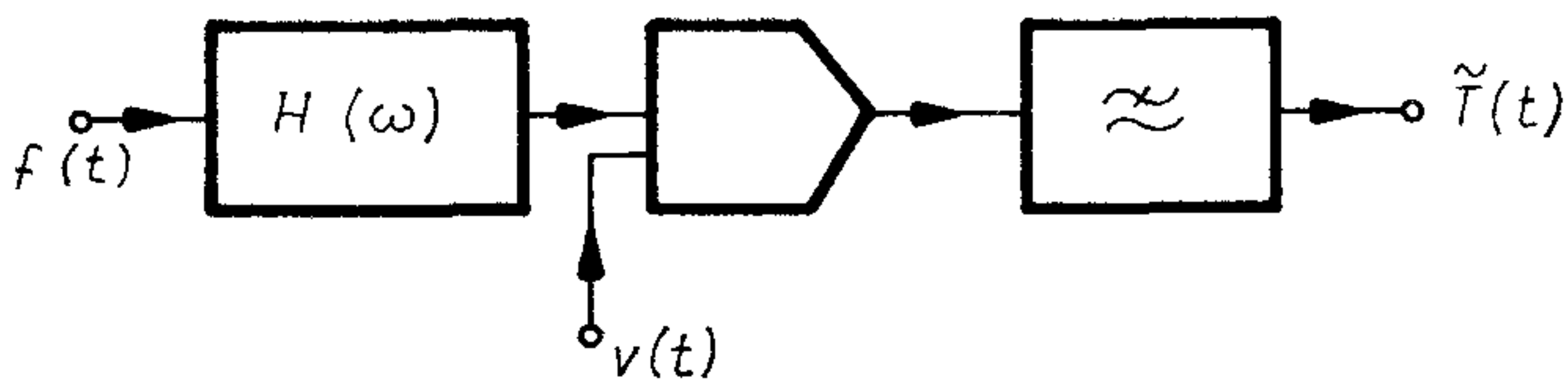
A továbbiakban csak a lineáris torzítások hatásával fogunk foglalkozni.

## 2. Lineáris torzítások hatásának vizsgálata

Feltételezve, hogy a tv-vevőkészülékben szorzóáramkörös videodemodulátor van, vizsgálati modellünk legyen a 3. ábrán látható elrendezés!

A teletext adatjel  $T(t)$  torzulásainak vizsgálatát az esetek többségében célszerű a 3. ábra vizsgálati modelljének ekvivalens alapsávi megfelelőjének alapján végezni. Ez az ekvivalens alapsávi modell a 4. ábrán látható.

Az NRZ kódolású  $T(t)$  jel elemi jelekből épül fel. Tételezzük fel, hogy az  $y(t)$ -vel jelölt elemi jel eleget tesz a Nyquist kritériumnak. A Nyquist kritérium kielégítése jelen esetben azt jelenti, hogy az  $y(t)$



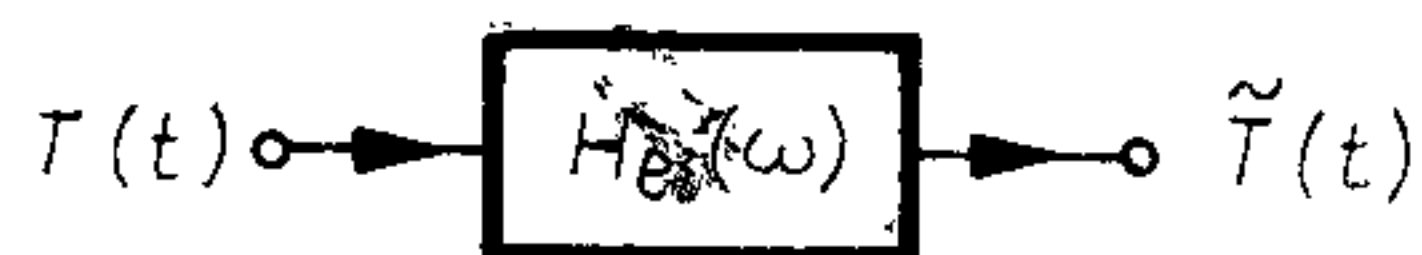
$f(t)$  teletext adatjellel  $[T(t)]$  modulált  $\Omega$  vivőfrekvenciájú tv jel

$v(t) = \cos(\Omega t + \phi)$  koherens szorzójel

$\tilde{T}(t)$  = demodulált teletext jel

$H(\omega)$  = a lineárisnak tekintett csatorna átviteli függvénye H964-3

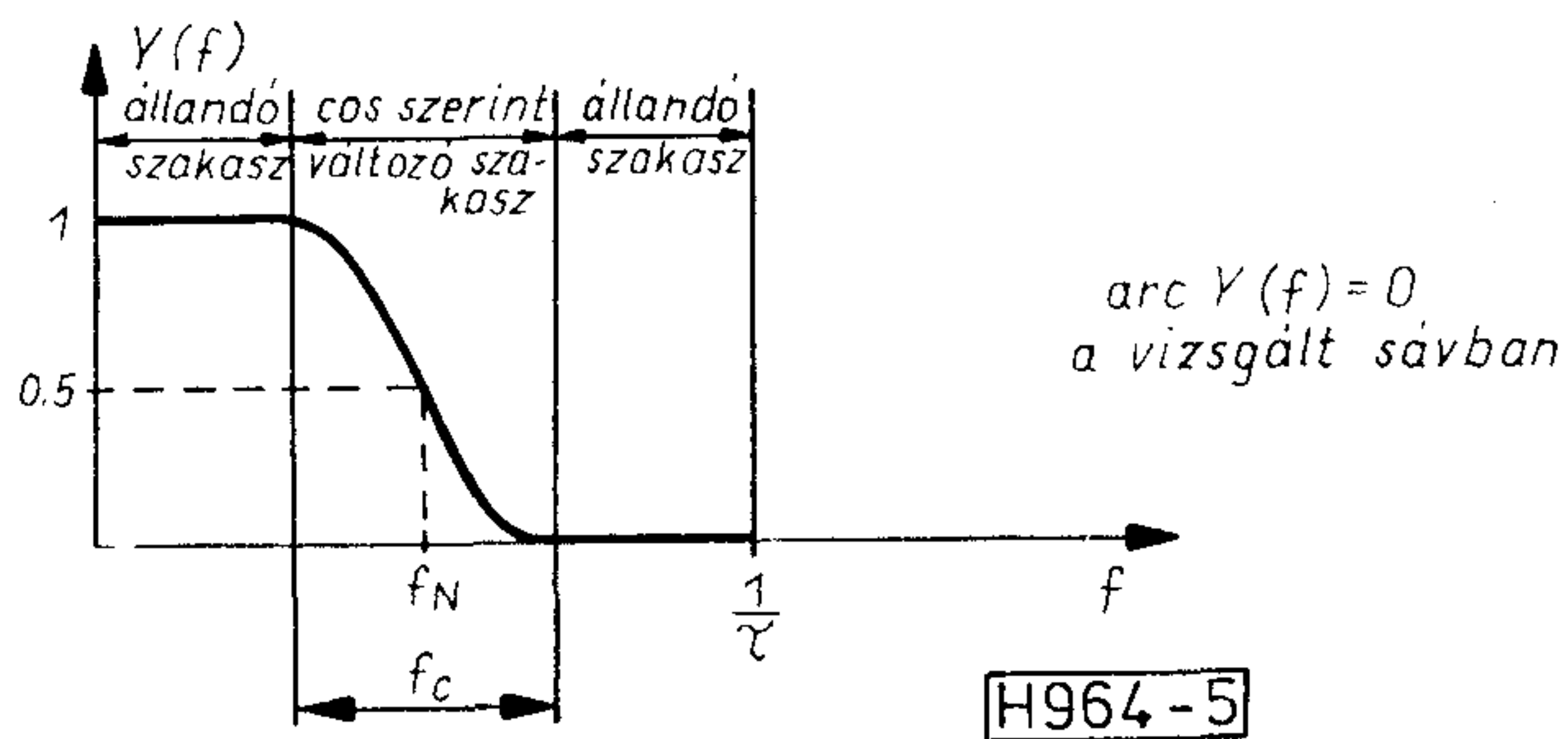
3. ábra. Szorzódemodulátoros vizsgálati modell



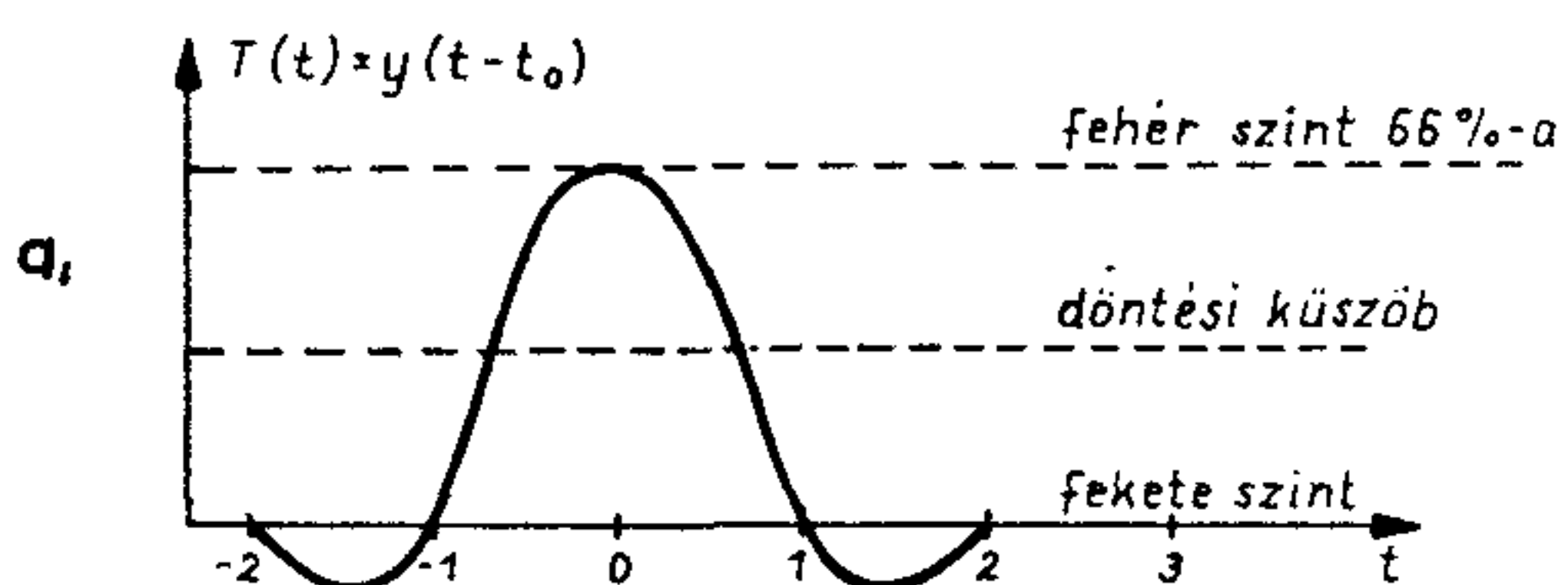
$$H_e(\omega) = k \frac{H(\omega + \Omega) + H(\omega - \Omega)}{2}$$

ha a 3. ábra aluláteresztő szűrőjét ideálisnak tekintjük H964-4

4. ábra. A szorzódemodulátoros modell ekvivalens alapsávi megfelelője

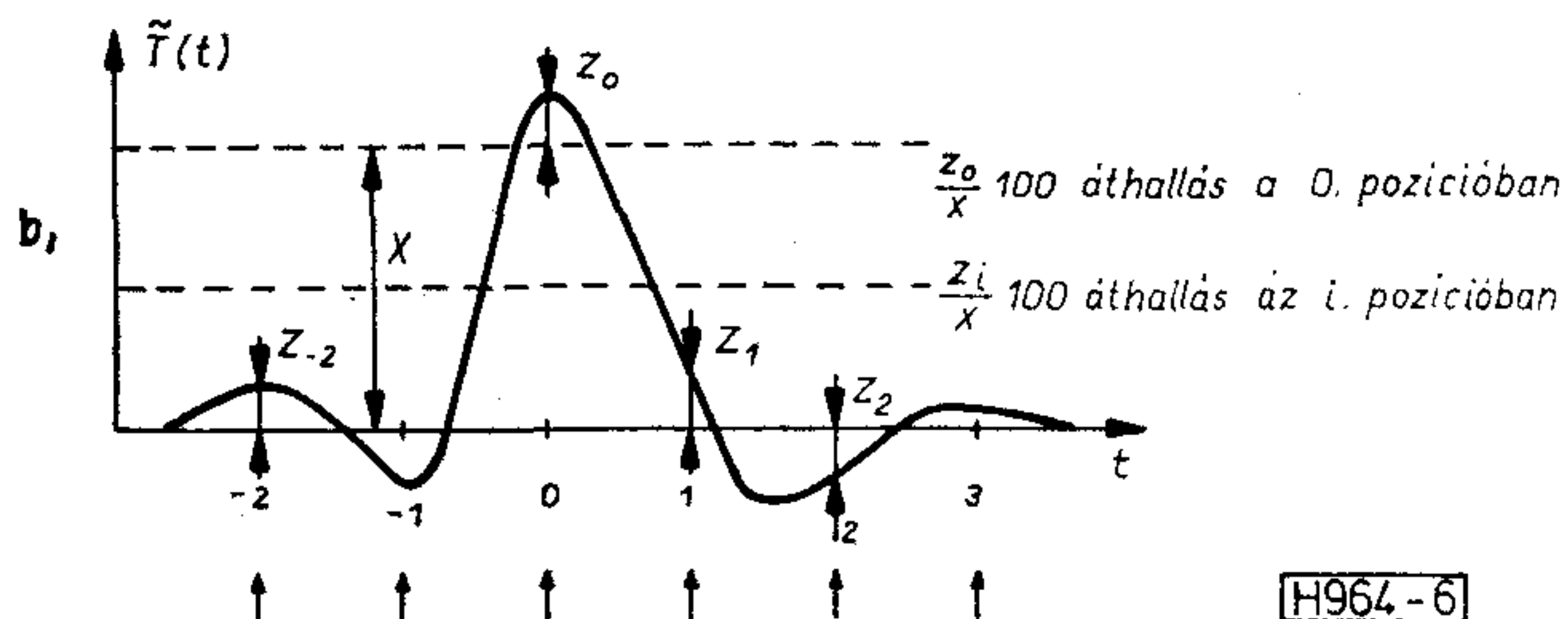


5. ábra. Az elemi jel Fourier-transzformáltja



↑ ↑ ↑ ↑ ↑ ↑  
Mintavételi helyek és pozíciók

↓  
Lineáris torzítás  
 $[H_e(\omega)]$



6. ábra. Az elemi jel és a lineárisan torzított elemi jel időbeli lefolyása

Fourier-transzformáltjának abszolút értéke az  $f_N = \frac{1}{2\tau}$  frekvenciára nézve páratlan függvény és a Fourier-transzformált arcusa lineáris az  $|f| \leq \frac{1}{\tau}$  frekvenciasávban. (Itt  $\frac{1}{\tau}$  értéke a teletext szabvány-nak megfelelően 6,9375 MHz, azaz az időrés szélessége  $\tau = 144,144$  ns.)

A Nyquist-feltételt nagyon sokféle  $Y(\omega) = F\{y(t)\}$  esetén is lehet teljesíteni. Jelen vizsgálataink során csak az ún. emelt cosinusos eseteket használtuk. (5. ábra.)

Az 5. ábra jelölései alapján vezessük be a sávszűkítés mértékének fogalmát:  $a = \frac{f_c}{2f_N} \cdot 100\%$

Az „a” értéke 0% és 100% között változhat és konkrét értéke arra ad utalást, hogy a cosinusos legömbölyítés sáv szélessége hogy viszonylik az elvileg igénybevehető teljes sáv szélességhez a  $2f_N$ -hez.

A teletext adatjel torzulásainak vizsgálatát egy — az ABC 80 kesszámítógépre kidolgozott — szimulációs program segítségével végeztük el. A szimulációs program alkalmas akár az elemi jel, akár az elemi jelekből létrehozott tetszőleges bitkombinációk átvitelének a vizsgálatára a lineáris torzítások szempontjából. Jelen esetben vizsgálataink kizárólag az elemi jelek átvitelére fognak szorítkozni. Az elemi jelek vizsgálata során kapott eredmények kiértékelése a következőkben leírtak szerint fog történni. Az átviteli csatorna lineáris torzításainak hatására szimbólumok közötti áthallások fognak keletkezni. A különböző mintavételi pozíciókban keletkező áthallások nagyságával lehet jellemezni az elemi jelek torzulásának mértékét. A 6. ábra jelöléseit felhasználva az  $i$ -edik mintavételi pozícióban keletkezett áthallás nagysága:  $\frac{Z_i}{x} \cdot 100\%$ .

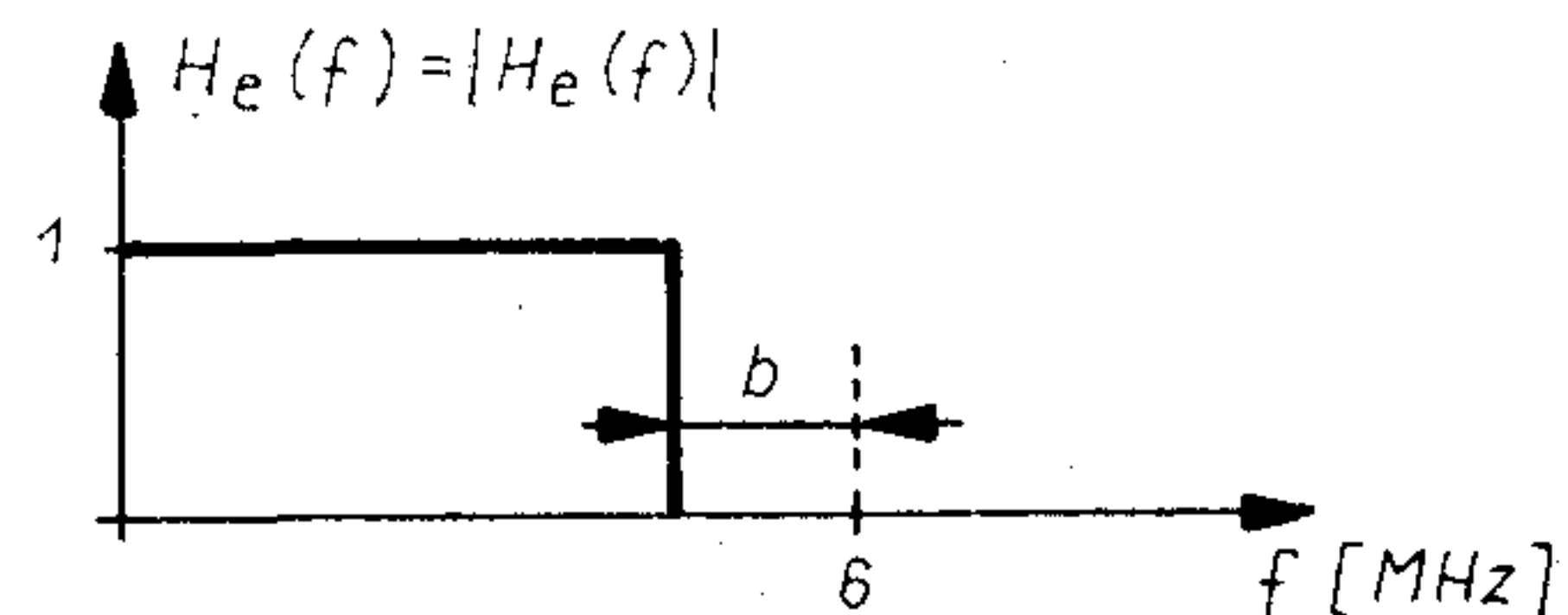
A továbbiakban a következő lineáris torzítási hatásokat fogjuk vizsgálni:

- sávhatárolás,
- amplitúdó karakterisztika egyenetlensége,
- lineáristól eltérő fáziskarakterisztika.

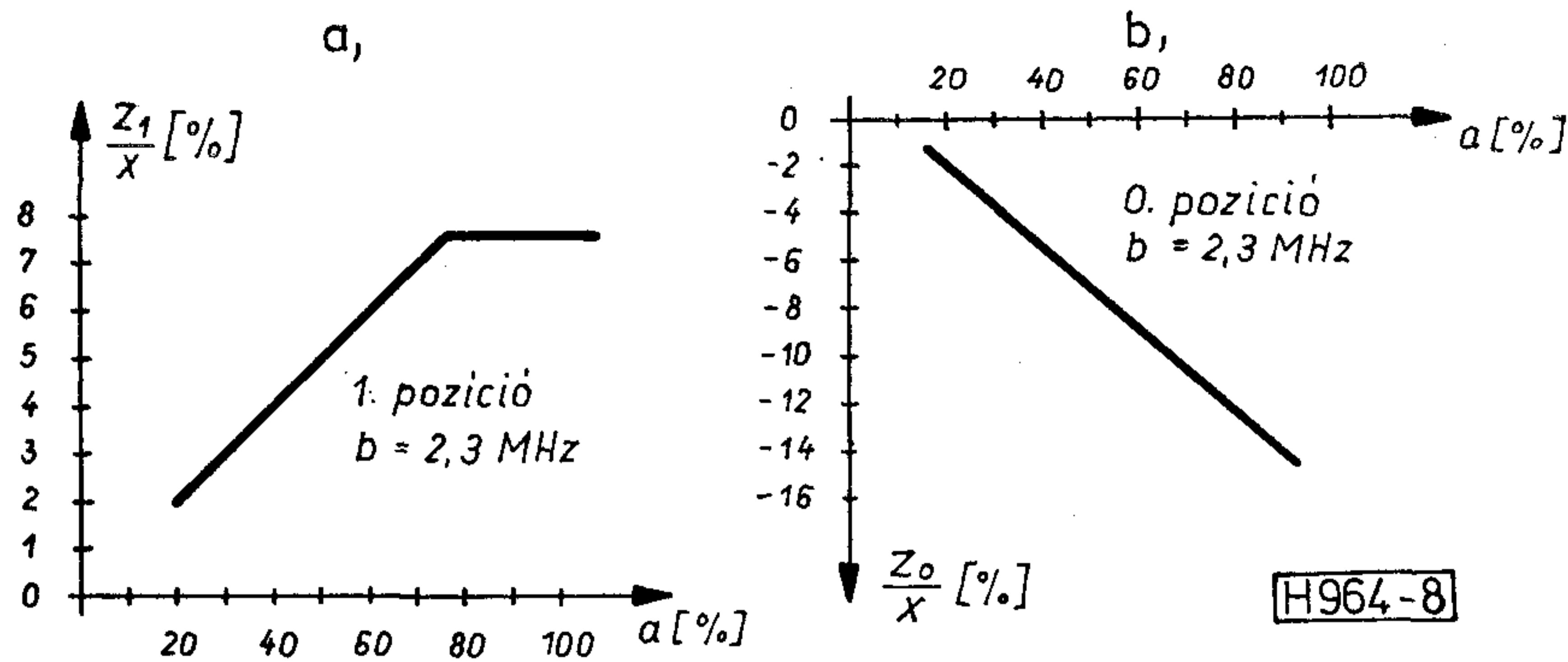
### 3. A sávkorlátozás hatásának vizsgálata

A sávkorlátozás hatását a 7. ábrán látható ekvivalens alapsávi karakterisztika alapján vizsgáltuk.

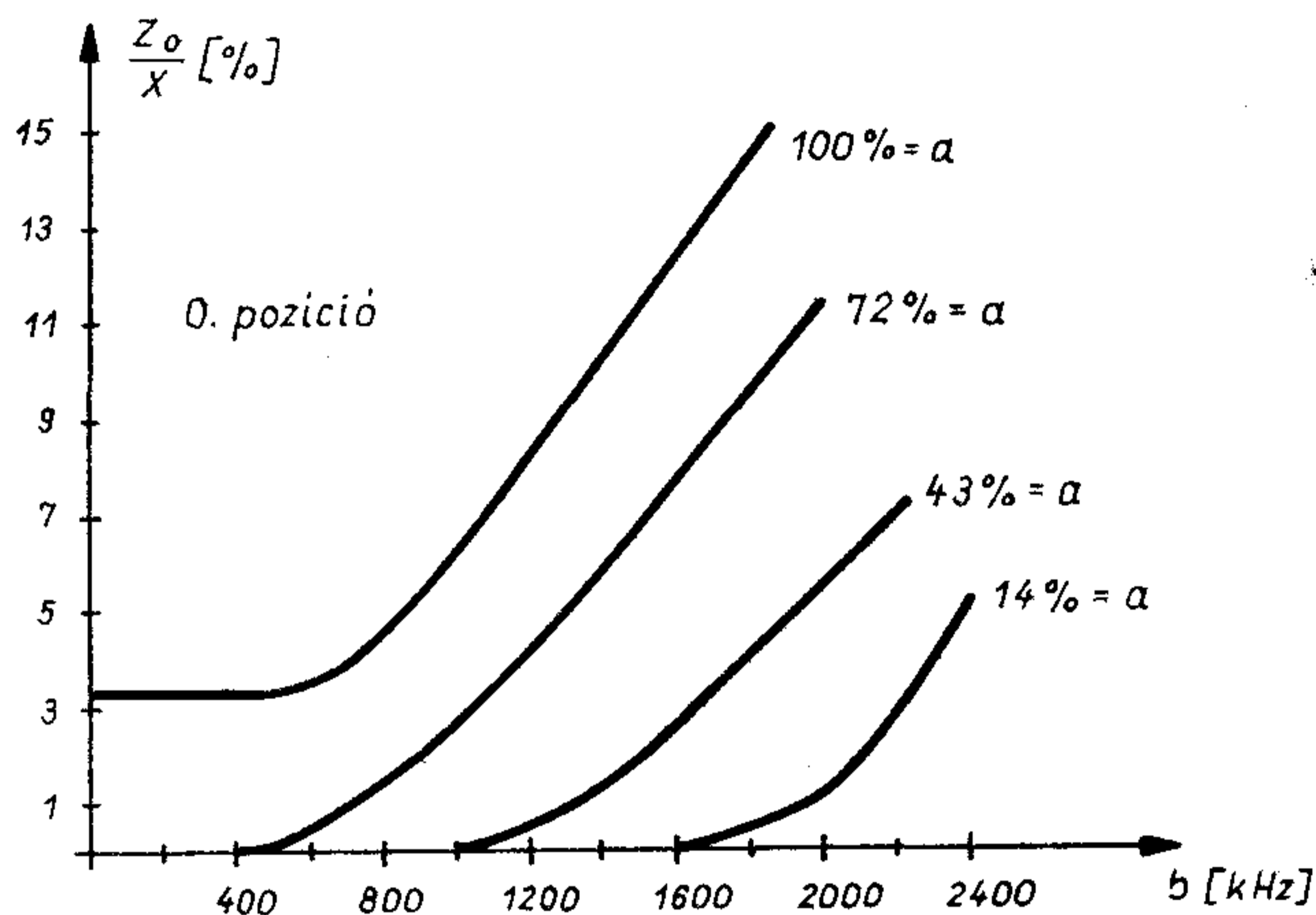
A sávkorlátozás mértékének változtatásával „b” értékének 0 és 2,3 MHz közötti változtatásával valósítottuk meg. A sávkorlátozás hatásának eredményeit a 8. és 9. ábrák szemléltetik.



7. ábra. Sávkorlátozást okozó ekvivalens alapsávi karakterisztika



8. ábra. A vizsgált maximális sávkorlátozás által okozott szimbólumközi áthallások a sávszűkítés mértékének függvényében



H964-9

9. ábra. Szimbólumközi áthallások nagysága a sávkorlátozás mértékének függvényében

A 8. ábra a vizsgált maximális sávhatárolás esetén ( $b=2,3$  MHz) a 0. és az 1. mintavételi pozíciókban keletkező áthallások nagyságát mutatja az elemi jel sávszűkítési mértékének függvényében. A 9. ábra a 0. mintavételi pozícióban keletkező áthallás nagyságát mutatja a sávkorlátozás ( $b$ ) függvényében az elemi jel néhány jellegzetes sávszűkítési mértéke esetén.

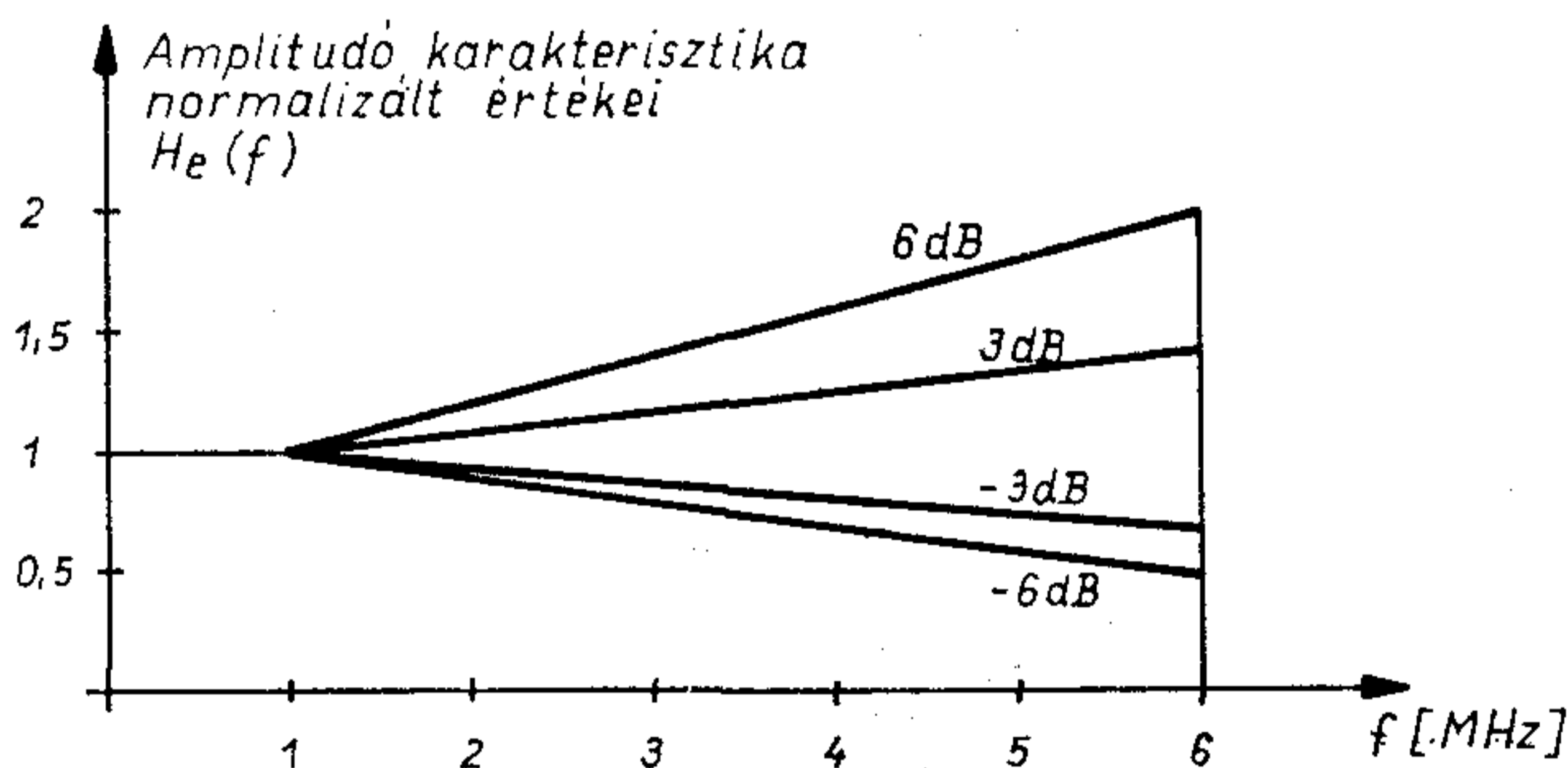
#### 4. Az amplitúdó karakterisztika egyenetlenségének hatása

A tv-átviteli csatorna amplitúdó karakterisztikájának az ideálistól való eltérését leginkább a vevőkészülék középfrekvenciás erősítőjének nem megfelelő amplitúdó karakterisztikája okozhatja. Ennek megfelelően az ekvivalens alapsávi karakterisztika meghatározásához az ideálistól eltérő középfrekvenciás amplitúdó karakterisztikából fogunk kiindulni. A következő feltételezésekből indulunk ki:

- a középfrekvenciás (KF) erősítő fáziskarakterisztikája ideális (esetünkben zérus) a vizsgált frekvenciatartományban,
- a vevőkészülék KF erősítőjének amplitúdó karakterisztikája a 37 és 39 MHz közötti szakaszon (Nyquist-oldal) ideális,

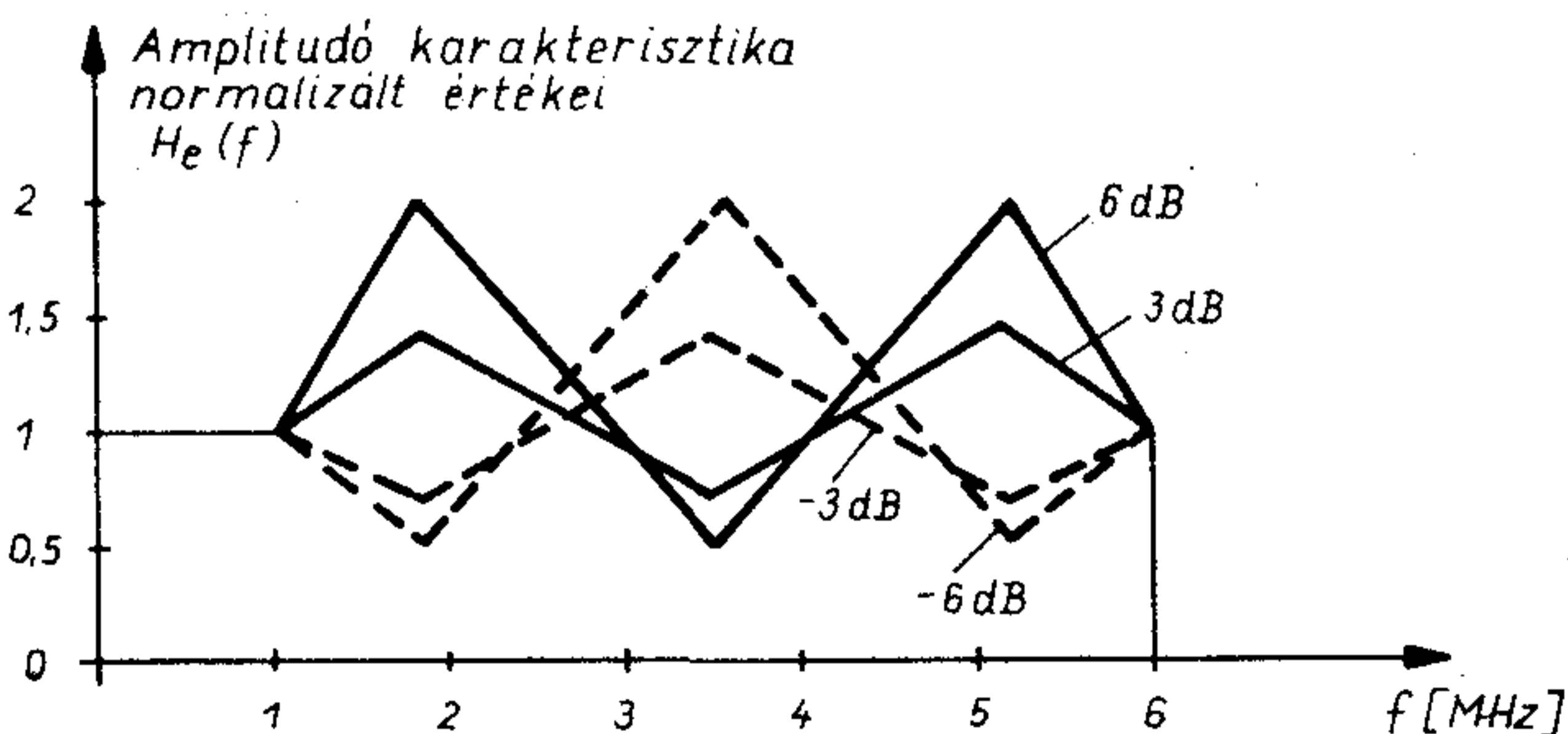
- a KF amplitúdó karakterisztika a 32 és 37 MHz közötti szakaszokon belül nem ideális, mégpedig:
  - lineárisan változik,
  - ingadozik.

A lineáris változás és az ingadozás mértékének maximuma vizsgálataink során  $\pm 6$  dB volt. Ennél nagyobb lineáris változást, illetve ingadozást nem érdemes vizsgálni, mivel ilyen esetekben már az analóg jel szempontjából sem megfelelő az átvitel. A lineáris változás hatásának vizsgálatát a diszkrét LC elemekből felépített KF szűrők, míg az ingadozás hatásának vizsgálatát a felületi hullámszűrők alkalmazásai indokolják.



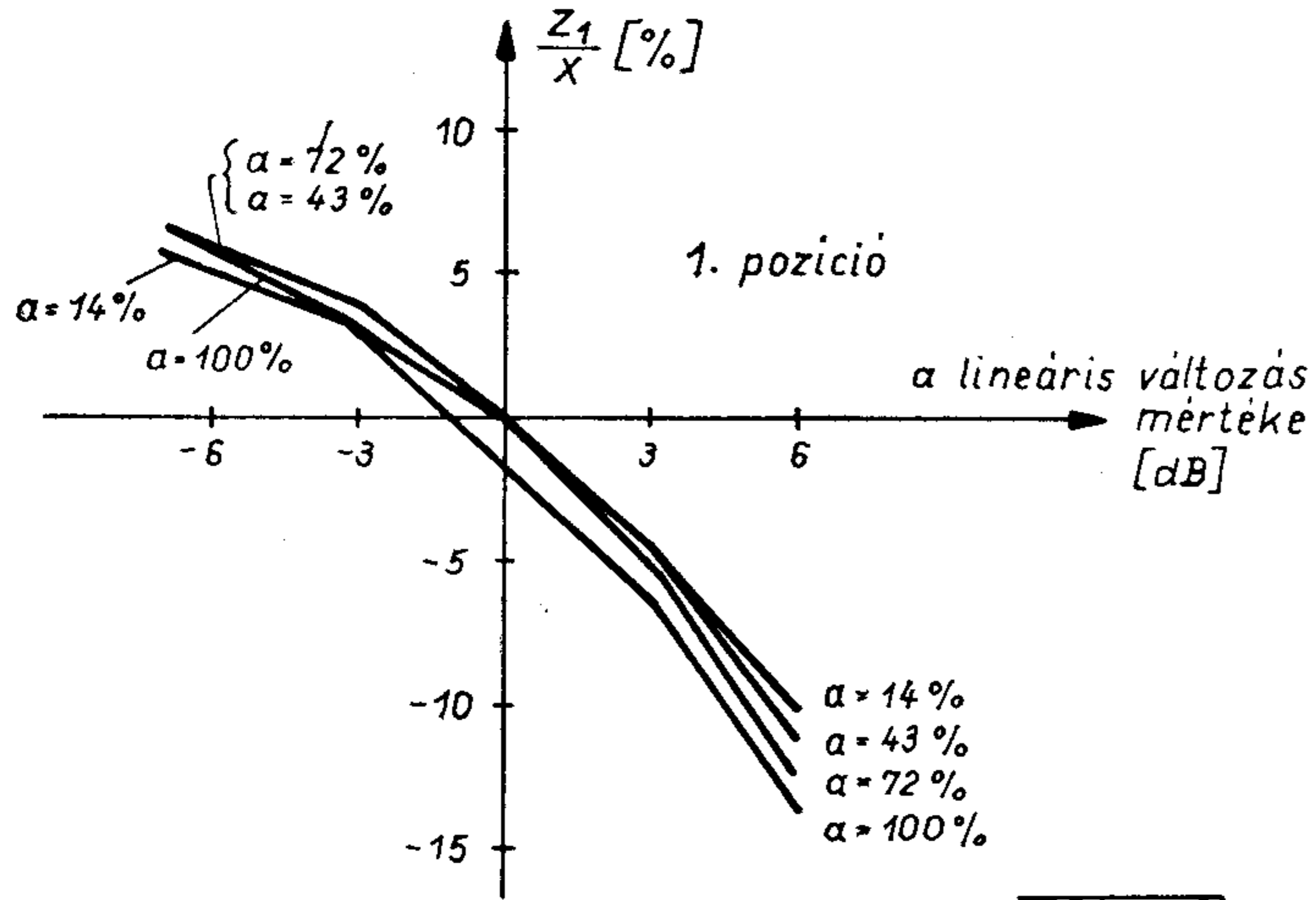
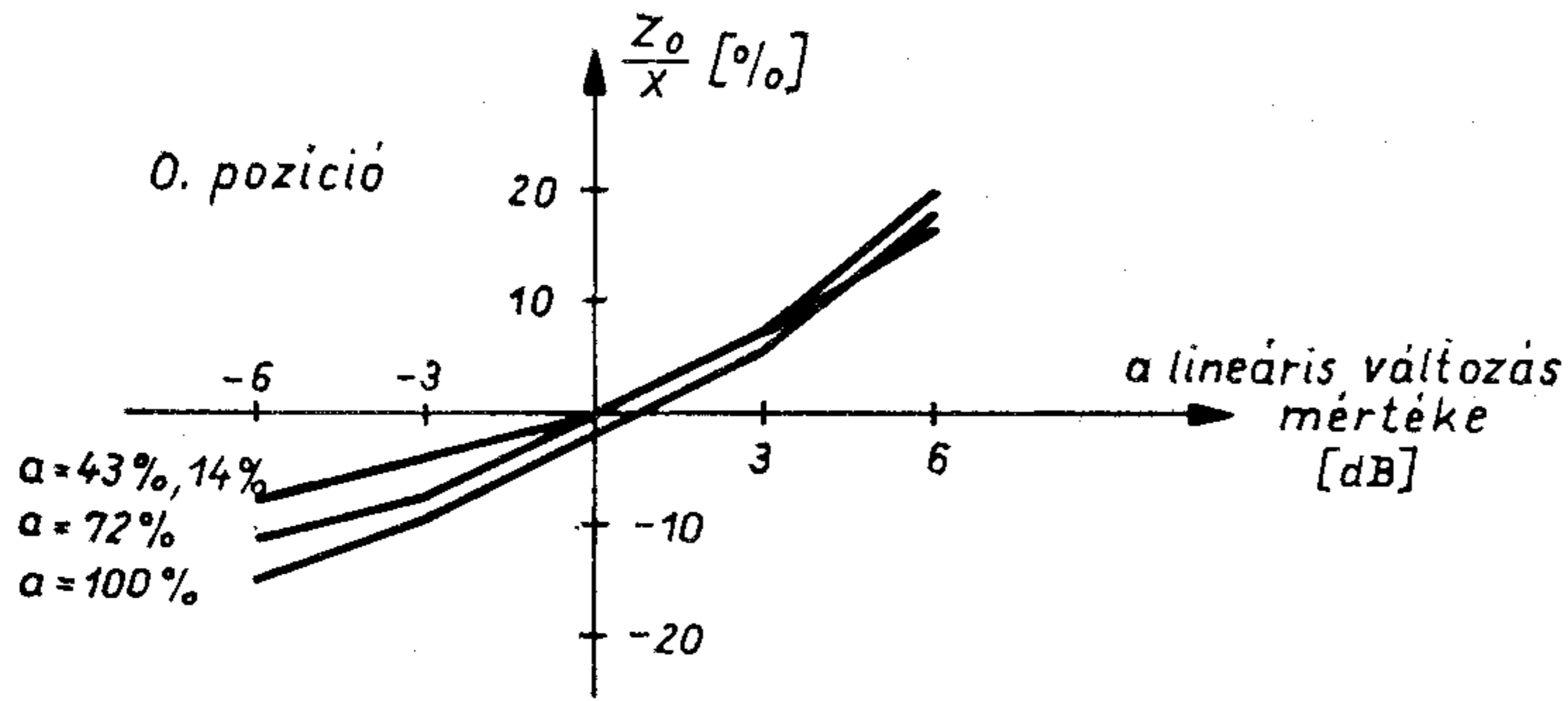
H964-10

10. ábra. Lineárisan változó középfrekvenciás átviteli karakterisztika ekvivalens alapsávi megfelelője



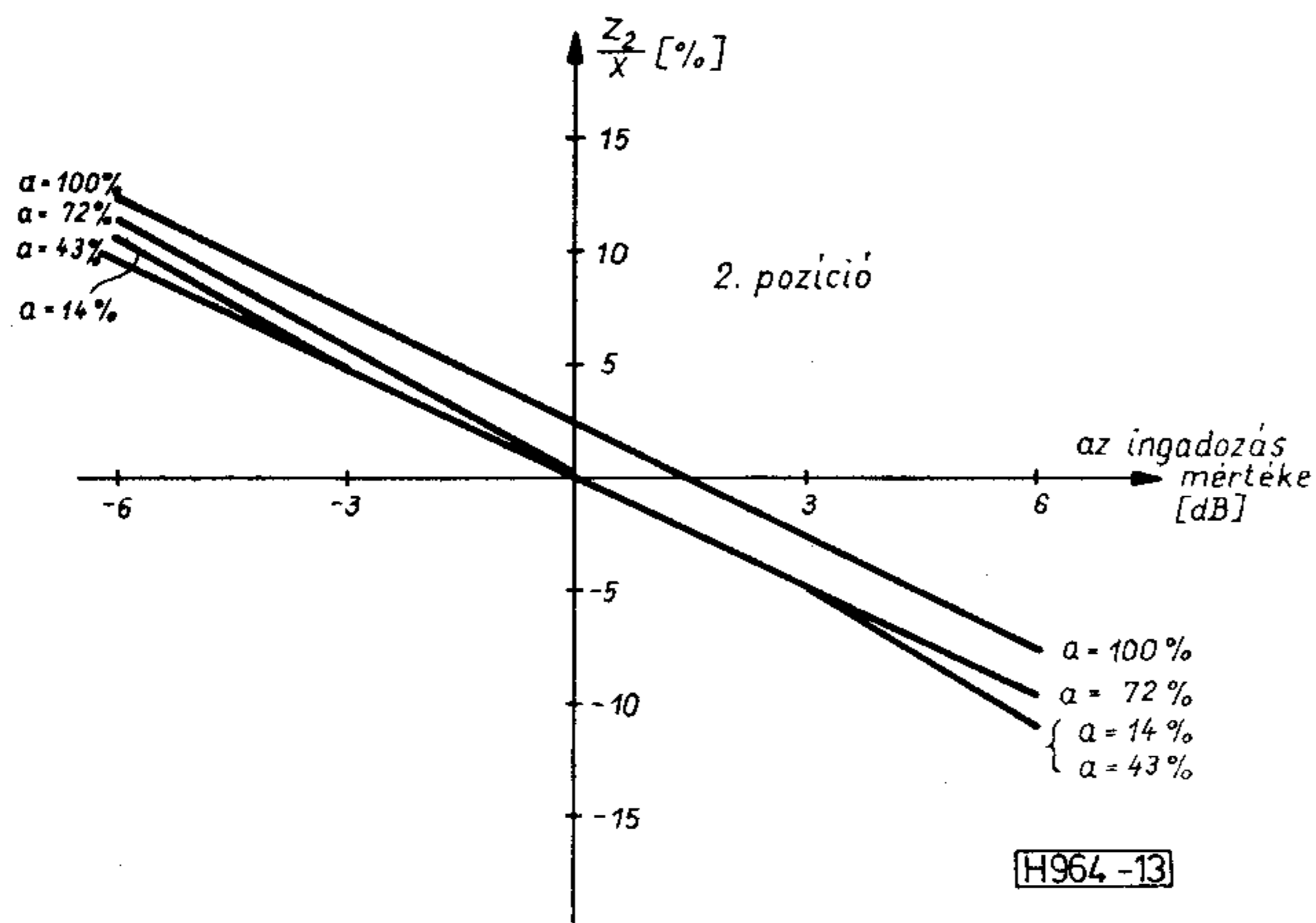
H964-11

11. ábra. Ingadozó középfrekvenciás átviteli karakterisztika ekvivalens alapsávi megfelelője



H964-12

12. ábra. A lineárisan változó KF átviteli karakterisztika által okozott szimbólumközi áthallások



H964-13

13. ábra. Az ingadozó KF átviteli karakterisztika által okozott szimbólumközi áthallások

A lineárisan változó és az ingadozó amplitúdó karakterisztikájú KF átviteli karakterisztikáknak megfelelő alapsávi ekvivalensek a 10., illetve a 11. ábrákon láthatók.

A lineárisan változó karakterisztika áthallásra gyakorolt hatását a 0. és 1. mintavételi pozíciókban a 12. ábra szemlélteti, míg a 13. ábrán az ingadozó amplitúdó karakterisztika által okozott áthallás mértékét láthatjuk a 2. mintavételi pozícióban.

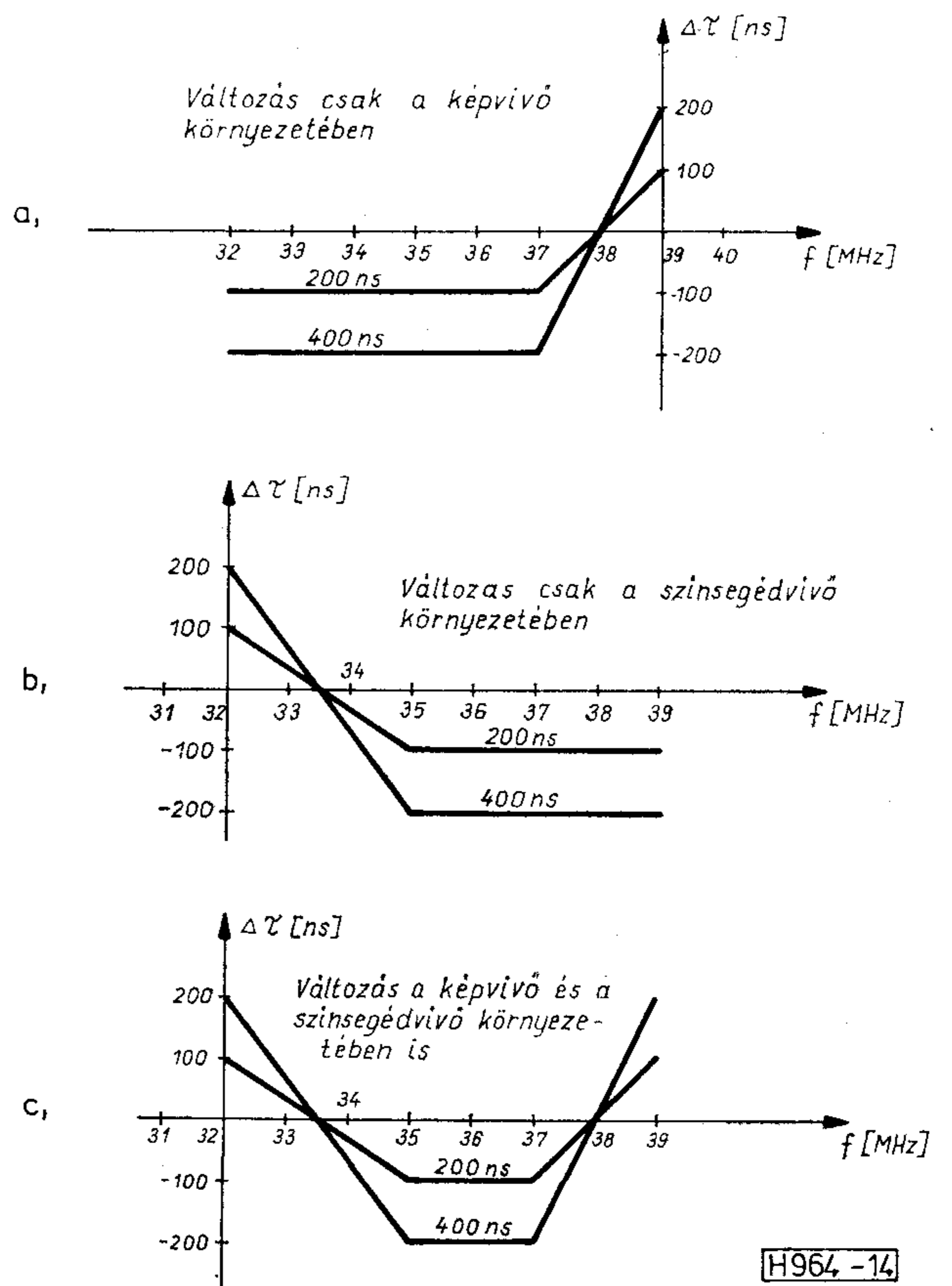
## 5. Lineáristól eltérő fáziskarakterisztika hatásának vizsgálata

Hasonlóan a 4. pontban elmondottakhoz ebben az esetben is igaz, hogy a tv-átviteli csatorna egységei közül a vevőkészülékek KF erősítőjének lineáristól eltérő fáziskarakterisztikája idézheti elő leginkább a szimbólumok közötti áthallásokat. Figyelembe véve, hogy a csoportfutási idő karakterisztika és a fáziskarakterisztika kölcsönösen meghatározzák egymást, vizsgálati módszerünk a következő volt. A KF sávban feltételezett konstans-tól eltérő csoportfutási idő karakterisztikából meghatároztuk az alapsávi ekvivalens fáziskarakterisztikát és ennek ismeretében számítottuk ki az áthallásokat az egyes mintavételi pozíciókban.

A KF sávban a következő, állandótól eltérő, csoportfutási idő karakterisztikákat tételeztünk fel:

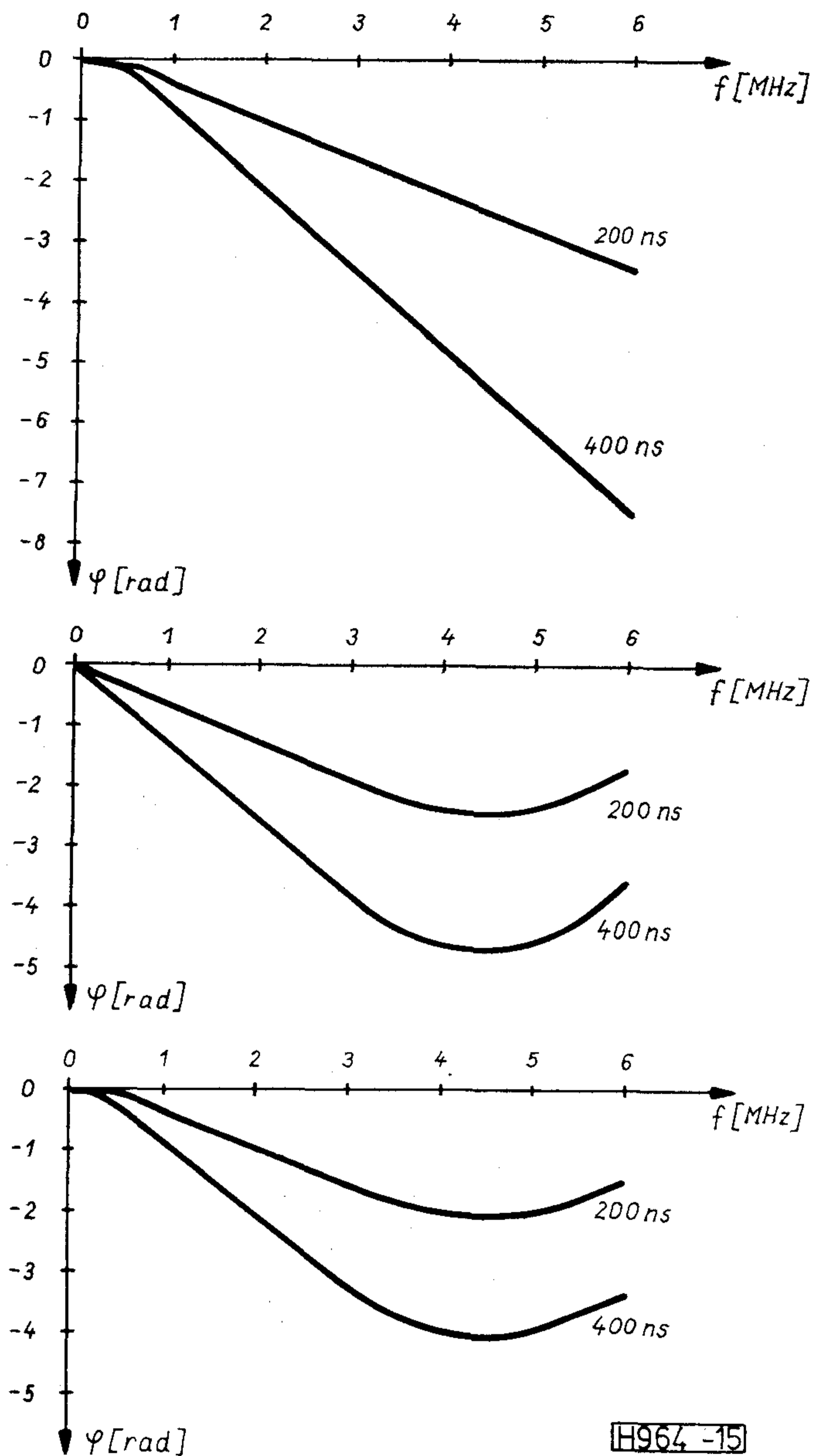
- a) a futási idő 37 és 39 MHz között lineárisan változik és egyébként állandó,
- b) a futási idő 32 és 33 MHz között lineárisan változik és egyébként állandó,
- c) az a) és b) esetek együttes hatásának feltételezése.

Mindhárom vizsgálati esetenél kétféle futásiidő-változást tételeztünk fel, mégpedig 200, illetve 400 ns-t. (A feltételezett és vizsgált csoportfutási idő karakterisztikákat a 14. ábra mutatja.) A 14. ábra futási idő karakterisztikáiból számított ekviva-

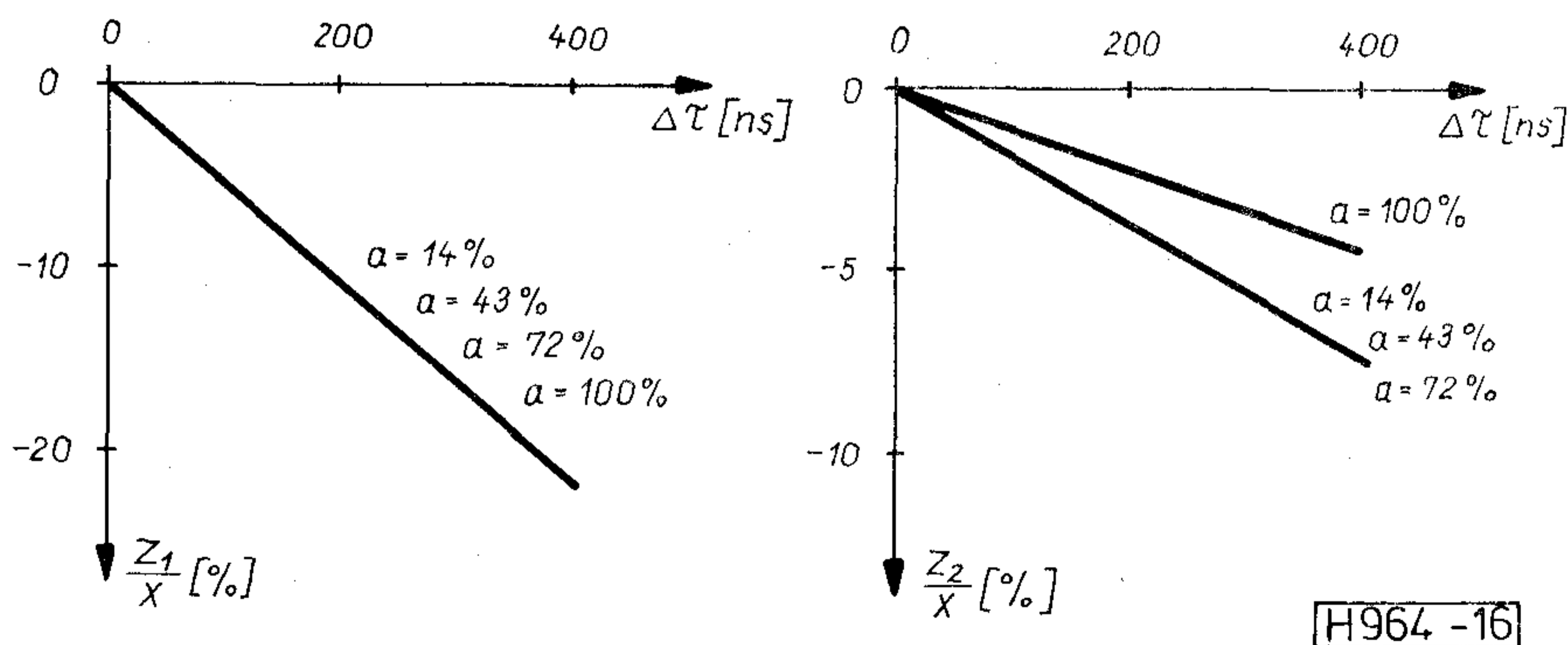


H964-14

14. ábra. A nem állandó csoportfutási idő hatásának vizsgálatához feltételezett változó csoportfutási idő karakterisztikák



15. ábra. A változó csoportfutási idő karakterisztikáknak megfelelő ekvivalens alapsávi fáziskarakterisztikák



16. ábra. A képívő környezetében változó csoportfutási idő karakterisztika által okozott szimbólumközi áthallás

lens alapsávi fáziskarakterisztikák a 15. ábrán láthatók.

Az  $a$ ) esetnek megfelelő nem állandó futási idő hatására keletkező áthallásokat az 1. és 2. mintavételi pozícióban a 16. ábra szemlélteti.

## 6. A vizsgálatok eredményeiből levonható következtetések

A sávkorlátozás hatásának vizsgálata során kapott eredményekből megállapítható, hogy bármely mintavételi pozícióban csökken a szimbólum közötti áthallás nagysága, ha a sávszűkítés mértékét ( $a$ ) zérus felé közelítjük. Ez az eredmény előre várható volt, az elemei adatjel Fourier-transzformáltjának ismeretében. A fontosabb eredménynek inkább az tekinthető, hogy a legnagyobb áthallási érték a 0. mintavételi pozícióban kisebb mint 16% és az 1. pozícióban kisebb mint 8% az általunk vizsgált maximális sávkorlátozás esetén. Az  $i > 1$  mintavételi pozíciókban az áthallások maximuma további csökkenő tendenciát mutat. Mindezekből megállapítható, hogy önmagában a sávkorlátozás hatására nem fog bekövetkezni hibás döntés.

A lineárisan változó amplitúdó karakterisztika hatásának vizsgálataiból kiderült, hogy az áthallás nagysága a 0. mintavételi pozícióban  $-15\%$  és  $20\%$  között és az 1. pozícióban  $6\%$  és  $-15\%$  között változik az általunk feltételezett amplitúdó karakterisztikák esetén. Ebből az is következik, hogy a vizsgálatainknál feltételezett  $\pm 6$  dB-es határok között levő lineáris amplitúdó karakterisztika változás önmagában még nem okozhat hibás döntést.

Az ingadozó amplitúdó karakterisztika hatásának vizsgálati eredményeiből megállapítható, hogy lényeges áthallások soha nem a 0. mintavételi pozícióban keletkeznek, hanem  $i > 1$  értékű pozíciókban. A  $\pm 6$  dB-es ingadozás maximálisan  $\pm 12\%$  áthallást okozott. Ily módon itt is megállapíthatjuk, hogy önmagában az ingadozó amplitúdó karakterisztika nem okozhat hibás döntést. Végül eredményeinkből az is megállapítható volt, hogy mind a lineáris változás, mind az ingadozás tekintetében lényegében független az áthallás nagysága a sávszűkítés mértékétől.

Csak a képvivő környezetében változó futásiidő-karakterisztika hatásának vizsgálataiból megállapítható, hogy áthallások lényegében csak az 1. és 2. mintavételi pozícióban keletkeznek. Az 1. mintavételi pozícióban keletkező áthallások nagysága független a sávszűkítési mérték ( $a$ ) értékétől. A 2. mintavételi pozícióban keletkező áthallások is csak kismértékben mutatnak függést „ $a$ ” változásától. A keletkező áthallások eléggé nagyok (az 1. pozícióban kisebb mint 25%, a 2. pozícióban kisebb mint 10%), ezért kedvezőtlen bitkombinációk esetén az áthallási hibák felhalmozódhatnak akár oly mértékben is, hogy hibás döntést eredményezhetnek. További fontos eredménynek tekinthető, hogy a teletext adat-

jel lényegében csak a képvivő környezetében fellépő futásiidő-változásokra érzékeny.

Eredményeinket összefoglalva megállapíthatjuk, hogy az analóg képátvitel szempontjából megfelelő minőségű átviteli csatorna a teletext adatjelek átvitelére is alkalmas [2].

#### I R O D A L O M

- [1] Dr. Pálinszki Antal, Kis-Szölgyémi Ferenc, dr. Ferenczy Pál: A teletext adatjel torzulásainak vizsgálata. Tanulmány. 1983. (A PKI megbízásából, 146 oldal.)  
 [2] Dr. Pálinszki Antal: A televíziós csatorna egyes szakaszainak hatása a teletext adatjelekre. Tanulmány. 1983. (A PKI megbízásából, 28 oldal.)

## DR. ALMÁSSY GYÖRGY

A Távközlési Kutató Intézet Igazgatósága, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnöksége és a gyászoló család mélyen megrendülve tudatja, hogy

### DR. ALMÁSSY GYÖRGY

Kossuth-díjas, Állami díjas,

a műszaki tudományok doktora, címzetes egyetemi tanár,

a Távközlési Kutató Intézet tudományos főmérnöke, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület főtitkára, valamint számos nemzetközi szervezet megbecsült tagja, a hazai elektronikai kutatás elméleti és gyakorlati úttörője, a tudomány szolgálatában eltöltött példamutató életének 65. évében, 1984. június 26-án, rövid szenvedés után elhunyt.

Búcsúztatása 1984. július 9-én volt a Farkasréti temetőben.

Tudomásul venni szinte lehetetlen, elhinni alig lehet, hogy június 26-a óta nincs már közöttünk. Visszaidézve a Távközlési Kutató Intézet előtt hajnalonként feltűnő, hajókoffer nagyságú táskájában tengernyi szakirodalmat mindig magával cipelő, kedves, derűsen bölcs alakját, szívesen ringattuk volna magunkat abba az illúzióba, hogy mindig velünk marad. Ezért is olyan nehéz tőle búcsúznunk.

Több volt ő, mint a Távközlési Kutató Intézet vezető tudósa. Az elektronikai szakma nagy egyénisége. Jelkép volt a híradástechnika magyar és nemzetközi műszaki-tudományos életében, s a közéletben végzett több mint négy évtizedes munkássága megtanított bennünket a szakma szeretetére, a jobbért, az igaz ügyért való fáradhatatlan harc szükségességére.

1919-ben született. 1942-ben szerzett gépészmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki Egyetemen. 1950-ben — alapítótagként — már TKI dolgozó és hűséggel az is

maradt mindvégig. 100-nál több nemzetközi tudományos publikáció és több mint 20 találmány fémjelzi kiemelkedő tudományos színvonalát.

1959-ben kandidátusi fokozatot ért el. 1962-ben Kossuth-díjat kapott, 1968-ban a műszaki tudományok doktora lett, 1978-ban Állami díjjal tüntették ki. 1968-tól a Budapesti Műszaki Egyetem professzoraként, generációk sorát nevelte és tanította a mikrohullámú technika és az elektronikai konstrukció témakörében.

A TKI viharos történetének több kritikus pillanatában állt helyt mindenkiért és jelentett biztos pontot mindenkinek. Az utolsó pillanatig dolgozott. Kórházi ágyán — infúziós tűvel a karjában — szakmai cikkek elfogadását engedélyezte. Ajánlásaival sokaknak még halála után is segítséget fog nyújtani... A régi idők mindent tudó nagy öregje volt Ő, aki lépést tudott tartani a korrallal, s akinek értékítéletei páratlan bölcsességről tanúskodtak.

Gyászjelentésén azoknak az



intézeteknek, intézményeknek neve áll, melyekhez munkája kötötte. De ravatalánál ott voltak, búcsúztak a világ minden tájáról azok a pályatársak, akik egy rokonszenves tudóssal érzik szegényebbnek a világot.

Almásy professzor kedves és bölcs alakja mindig hiányozni fog nekünk; műszaki-tudományos életművét — mint elérhetetlen színvonalat — mindörökre emlékeztünkbe véssük.

Búcsúzó gondolatként: G. S.:  
A forrás üzenete

Ha nem kértek, én akkor is adok.  
Nem-et mondani,  
egyikőtöknek sem tudok.  
mert *forrás vagyok!*

Az, hogy adok, nem érdemem.  
De tudjátok,  
a legnagyobb boldogság nekem,  
ha isszátok vizem!

És tudjátok azt is hogy  
köszönetre nem is gondolok.  
Ha nem kapok, én akkor is adok,  
adok, adok, mert sorsom,  
hogy *forrás vagyok!*



# Az U400 gate array és tervezési módszerei

SZENTPÉTERI PIROSKA, HEKSCH FERENC  
Mikroelektronikai Vállalat



## ÖSSZEFOGLALÁS

Az U400 gate array a MEV MOS LSI berendezésorientált áramkörválasztékának egyik legsokoldalúbban alkalmazható típusa. Felépítése rendkívül egyszerű, könnyen megismerhető bármely, a digitális tervezésben járatos tervezőmérnök számára. Grafikus és számítógépes segédeszközök teljes rendszere teszi lehetővé berendezésorientált áramkörök tervezését U400-on anélkül, hogy a tervező az integrált áramkörök tervezésében akár csak alapvető jártassággal rendelkezne. Az U400 rövid ismertetése után a tervezési folyamatot és az azt támogató tervezési segédletrendszert ismerteti ez a cikk, különös tekintettel a felhasználó-gyártó kapcsolatra.

Az U400 elemmátrix a Mikroelektronikai Vállalat berendezésorientált MOS LSI áramkörválasztékának az eddigi tapasztalatok alapján a legsokoldalúbban alkalmazhatónak bizonyult típusa. Négyszáz darab ún. alapcellát — négy bemenetű, definiálatlan funkciójú kaput — tartalmaz egy tíz sorból és negyven oszlopból álló mátrixban. A bemenetek védelmét és a kimenetek terhelhetőségét a chip szélén körben elhelyezkedő univerzális input/output fokozatok biztosítják.

Az U400 — mint a gate array áramkörök túlnyomó többsége — a befémezett állapotig előregyártott. Végleges funkcióját a csaknem kész szeleten a fémező hálózat kialakításával kapja. Ez azt jelenti, hogy egy adott funkciójú berendezésorientált áramkör megtervezése egyetlen maszk, a fémező megtervezésére redukálódik.

A Mikroelektronikai Vállalat olyan — grafikus és számítógépes segédeszközökből álló — segédeszközrendszert hozott létre és bocsát a közeljövőben a felhasználók rendelkezésére, amely lehetővé teszi berendezésorientált integrált áramkörök tervezését az U400 gate array-re az integrált áramkörök tervezésében való akár alapvető jártasság nélkül is, a NYÁK tervezés analógiájára. Ez a cikk — az U400 rövid ismertetése után — ezt a segédeszközrendszert, illetve célszerű használatát kívánja bemutatni, különös tekintettel a felhasználó-gyártó kapcsolatára a tervezési folyamatban.

## Az U400 gate array

Az U400 n-csatornás, poliszilícium vezérlő elektródás MOS technológiával készült, növekményes üzemmódban működő terhelőtranzisztorokkal. Három tápfeszültséget igényel. ( $V_{DD} = +5$  V,  $V_{GG} = +12$  V,  $V_{BB} = -5$  V).

Az öt tranzisztort tartalmazó mátrix alapcella kapcsolási rajzát, rétegrajzát és a segédleteken megjelenő szimbolikus rajzát az 1. ábrán láthatjuk. A

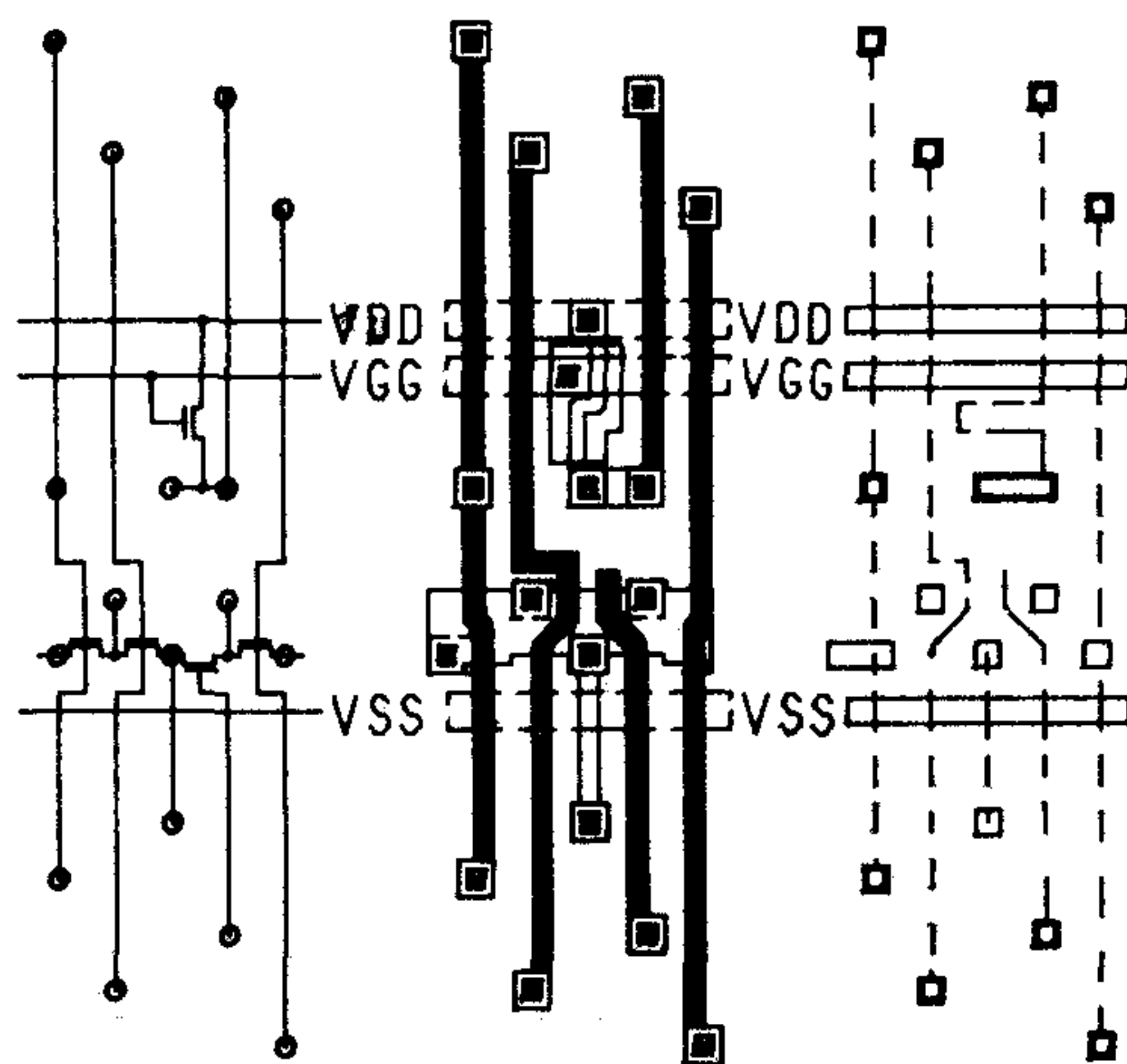
## SZENTPÉTERI PIROSKA

1977-ben végzett a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán, a műszaki fizika ágazaton. Jelenlegi munkahelyén, a Mikroelektronikai Vállalatnál (volt HIKI) 1978 óta dolgozik. Az első időkből integrált áramkörök mérés technikájával, egyedi mérési összeállítások tervezésével, be-

rendezésorientált áramkörök mérés tervezésével foglalkozott. Két éve a konstrukciós osztály dolgozója. Szakterülete berendezésorientált — előbb full custom, majd cellakönyvtáras, végül gate array — áramkörök tervezése. Az U400 típus tervezője. Nevéhez fűződik az U400 tervezési módszereinek kidolgozása.

meghajtó tranzisztorok az alapcellán belül, illetve egy-egy sor negyven alapcelláján keresztül is sorosan kapcsolódnak. Láthatjuk, hogy a mátrixot alkotó alapcellák igen kis komplexitásúak, és előre nem definiált összeköttetésűek, ami — szükség szerint több alapcella felhasználásával — szinte tetszőleges logikai funkció kialakítását teszi lehetővé.

Az összeköttetési hálózat két rétegű. A vertikális összeköttetések túlnyomó többsége a poliszilícium rétegben kialakított bujtatásokkal valósítható meg,



- DIFFUZIO
- POLISI
- ⊗ KONFAKTUS

H926-1

1. ábra. U400 alapcella

Beérkezett: 1983. XI. 23. (▲)

amelyek egyben a meghajtó tranzisztorok vezérlő elektródái is. Ez a réteg a tervezés során csak a fix csatlakozási pontokon keresztül hozzáférhető, és amennyiben egy ilyen poliszilícium csíkot bujtatásra használ a tervező, gondoskodnia kell annak az aktív elemektől való elszigeteléséről, például a szomszédos diffúziós pontok földelésével. A kívánt funkció kialakítása a fémező rétegben történik, a megfelelő csatlakozási pontoknak egymással, illetve a földvezetékekkel való összekötésével. A könnyű kezelhetőség érdekében a csatlakozási pontok egy — a  $12\ \mu\text{m}$  fémcsik szélességből és  $6\ \mu\text{m}$  csiktávolságból adódó —  $18\ \mu\text{m}$ -es makroraszteren helyezkednek el. A grafikus tervezési segédletek olyan nagyításban ábrázolják az alapcellát, hogy azokon a tervező számára oly lényeges makroraszter  $2,0$  vagy  $2,4\ \text{mm}$ . Ez az a méret ugyanis, amely biztosítja az áttekinthetőséget, ugyanakkor azt is, hogy a teljes chipet ábrázoló „lepedő” is elférjen egy egyszerű munkasztalon.

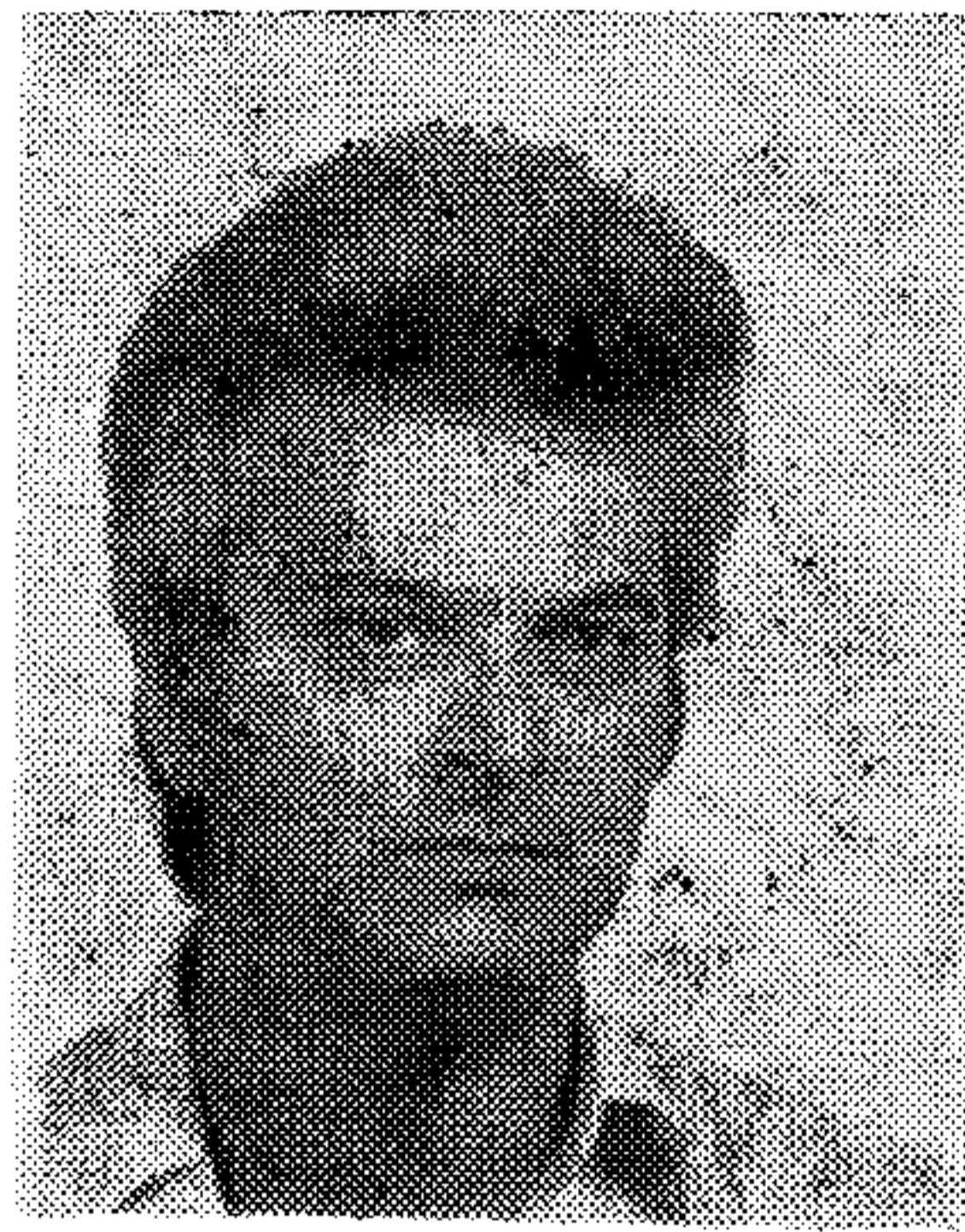
Példaképpen bemutatunk néhány megoldást egyszerűbb logikai funkciók topológiai megvalósítására egy vagy több alapcella felhasználásával.

A 2. ábra egy egyszerű inverter néhány megvalósítási módját mutatja be. A meghajtó tranzisztor gate-je (bemenet) melletti egyik diffúziós pont (source) a földhöz csatlakozik, a másik (drain) a terhelő tranzisztorra.

A terhelő tranzisztor megfelelő elektródái fixen a  $V_{GG}$ , illetve  $V_{DD}$  tápfeszültségekre vannak kötve. Figyelmet érdemel, hogy a kimeneti diffúziós pontot a szomszédos gate földelésével el kell szigetelni a környezetétől!

A 3. ábra NOR kapuk megvalósítására mutat példát. A három bemenetű NOR kaput az inverterhez hasonló módon kell szigetelni környezetétől. A négy bemenetű NOR kapuk esetében lehetséges a földre kötendő diffúziós pontokkal lezárni kétoldalt a kaput, így az elszigetelés automatikusan megoldódik.

A MOS technika általában nem szereti a NAND kapuk alkalmazását. Ugyanis, mivel a meghajtó tranzisztorok sorosan kapcsolódnak, így eredő csatorna ellenállásuk nagy, a megfelelő kimeneti „0”



HEKSCH FERENC

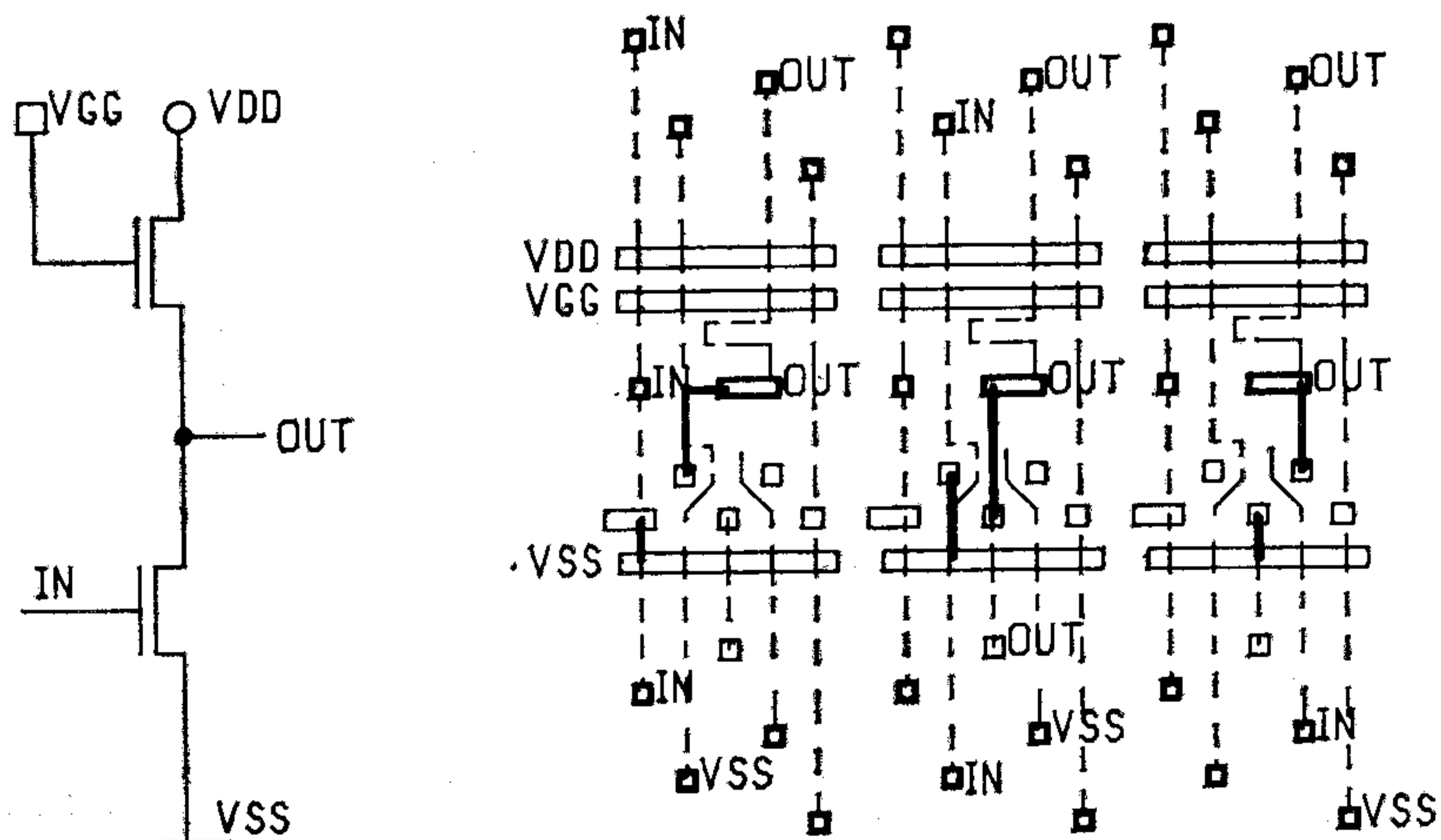
A BME Villamosmérnöki Karán 1969-ben a Híradástechnika Szak felvezető ágazatán végzett.

Azóta MOS integrált áramkörök tervezésével és fejlesztésével foglalkozik, korábban a HIKI-ben, jelenleg a MEV-ben. Nevéhez fűződik az első hazai MOS LSI típusok tervezése, pl. a 256 bites SRAM,  $2 \times 100$  bites shift register, 2 kbites ROM és EPROM, továbbá analóg kapcsoló és LCD meghajtó. Az utóbbi években a tervezési metodika fejlesztése és a MEV berendezésorientált áramkör típusainak kialakítása területén tevékenykedik, jelenleg mint a berendezésorientált áramkörtervező osztály vezetője.

szint csak viszonylag széles meghajtó tranzisztorokkal realizálható. Az U400 esetében is ez a helyzet. Az alapcella csak két bemenetig tudja biztosítani NAND kapuk esetében a névleges kimeneti „0” szintet. Három vagy négy bemenet esetén két-két tranzisztort párhuzamosan kell kötni. Így négy bemenetű NAND kaput csak két alapcellában lehet megvalósítani, ahogyan az a 4. ábrán látható.

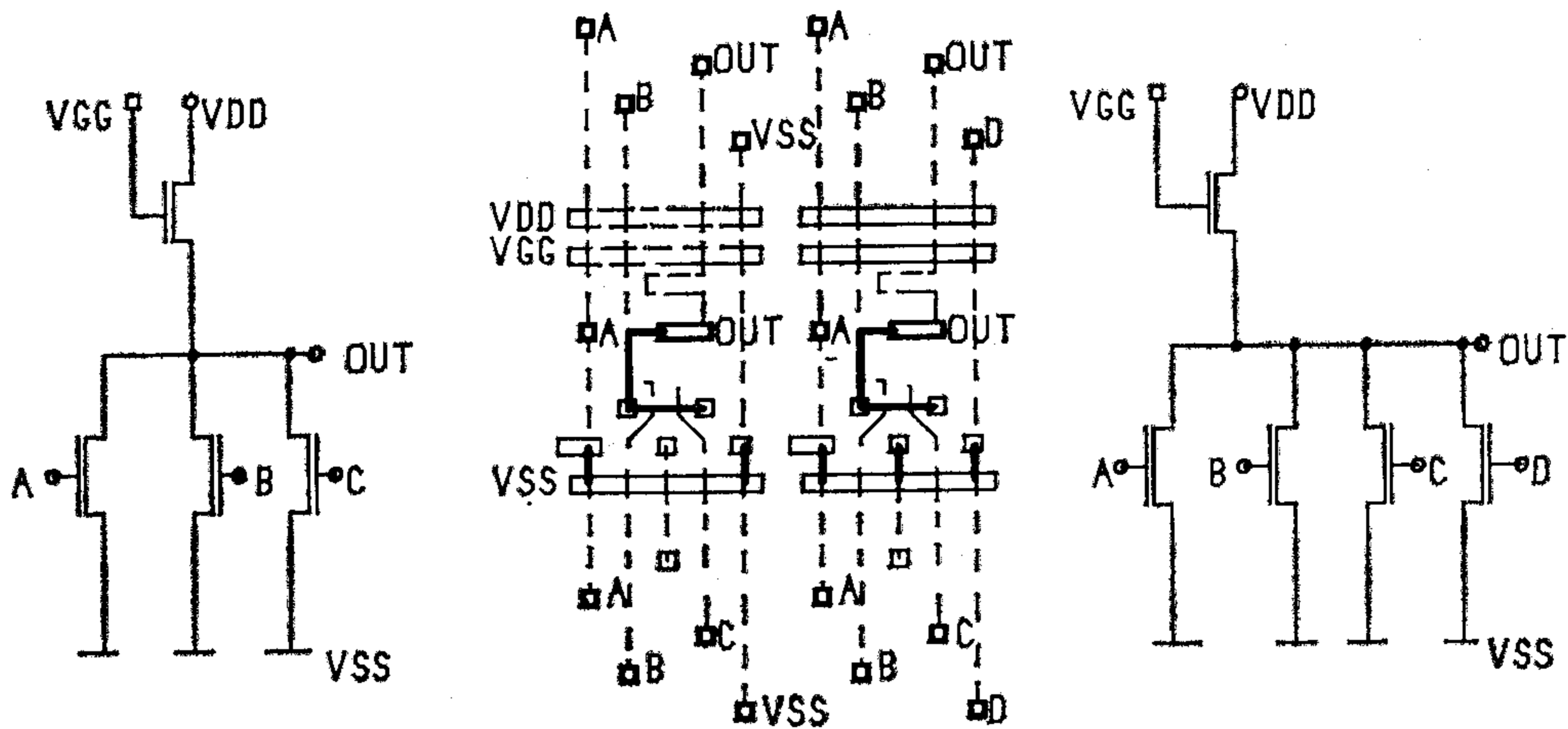
A példák sorát az 5. ábrán látható RS latch zárja, amely CLEAR és RESET bemenetekkel rendelkezik, és az órajel „1” szintjére íródik be.

Amennyiben a mátrixban előállt a kívánt funkció, következhet az univerzális input/output cellák bekötése. Az input/output cellák — 37 db van belőlük a chipen — hat tranzisztort tartalmaznak (6. ábra), amelyek közül egy terhelőként, három meghajtóként és terhelőként egyaránt beköthető. Két tranzisztor, mivel egyik elektródájuk (source) fixen a földhöz van kötve, csak meghajtóként alkalmazható. A cellakönyvtár a hat tranzisztorból összehuzalozható input/output fokozatoknak közel teljes választékát



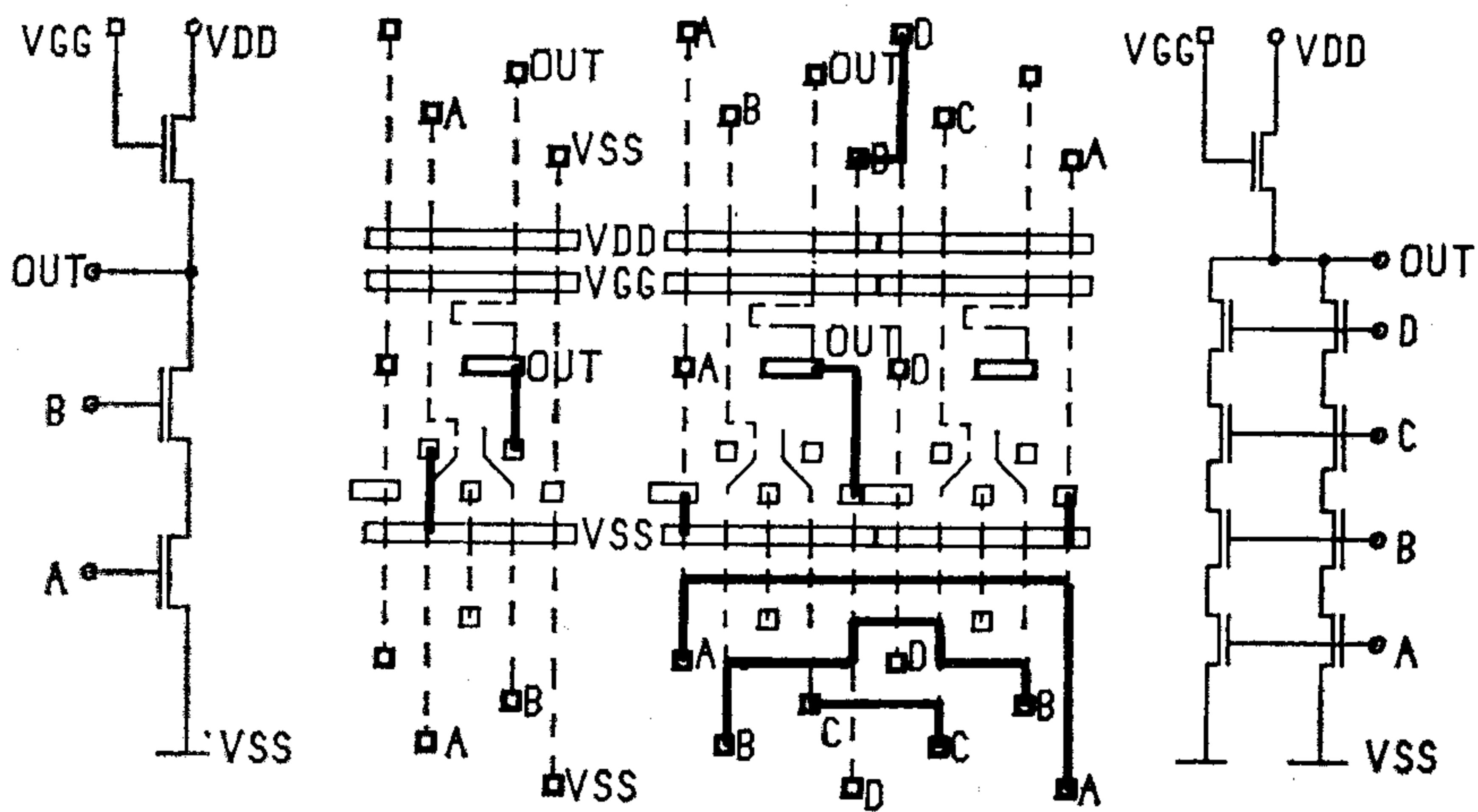
H926-2

2. ábra. Inverterek



H926-3

3. ábra. NOR kapuk



H926-4

4. ábra. NAND kapuk

tartalmazza, az egyszerű bemenetektől, invertáló vagy nem invertáló, open-drain vagy totem pole kimenetektől a háromállapotú input/output bufferig. Így, ha csak különleges igények nem merülnek fel, a tervező ezek között csaknem mindig megtalálja a neki megfelelőeket. Mivel igen ritkán kell új cellát tervezni, és ez MEV konstruktőr feladata, az input/output celláknak csak a három, bekötésre szolgáló csatlakozási pontja illeszkedik a 18  $\mu\text{m}$ -es makroszterre.

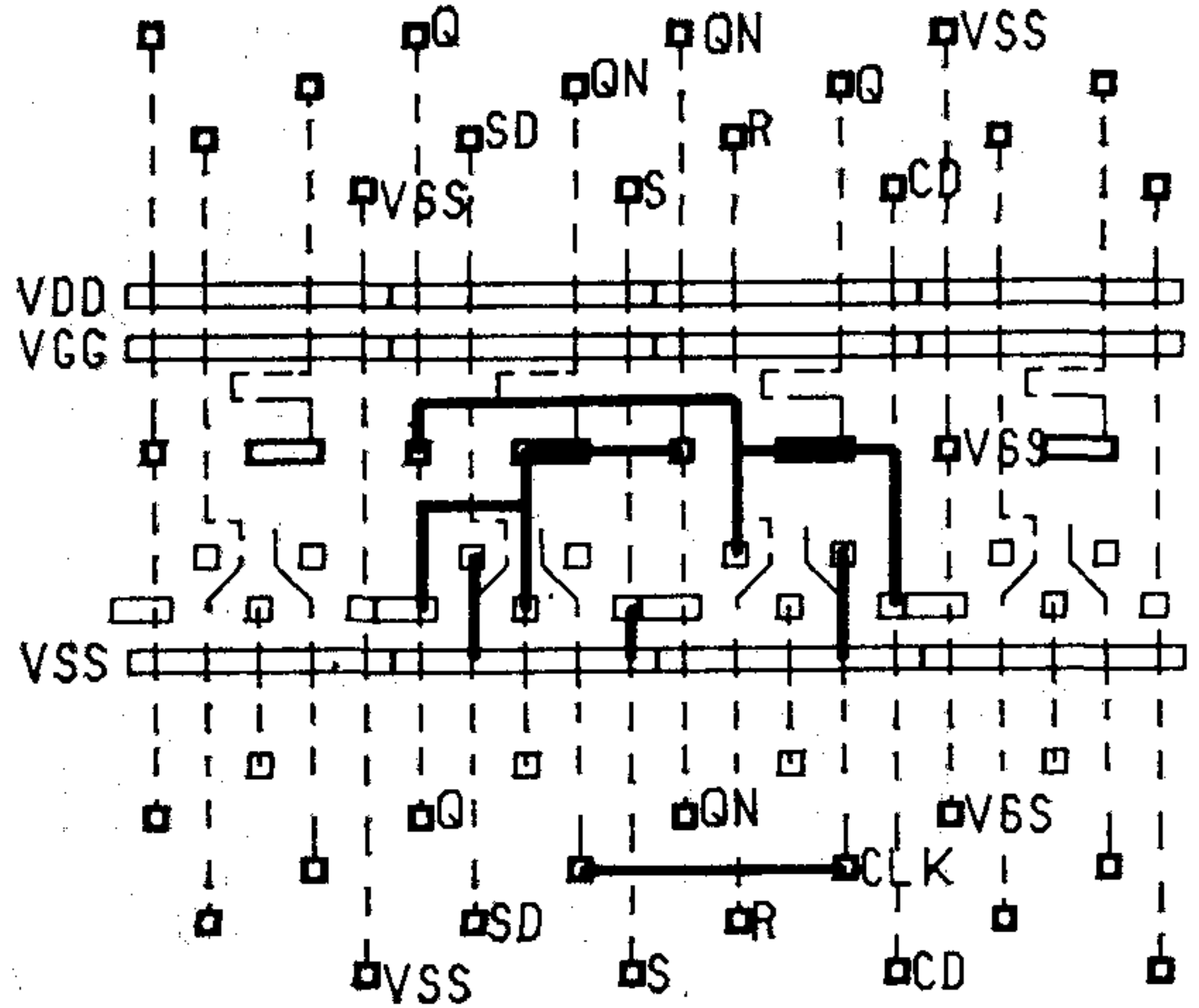
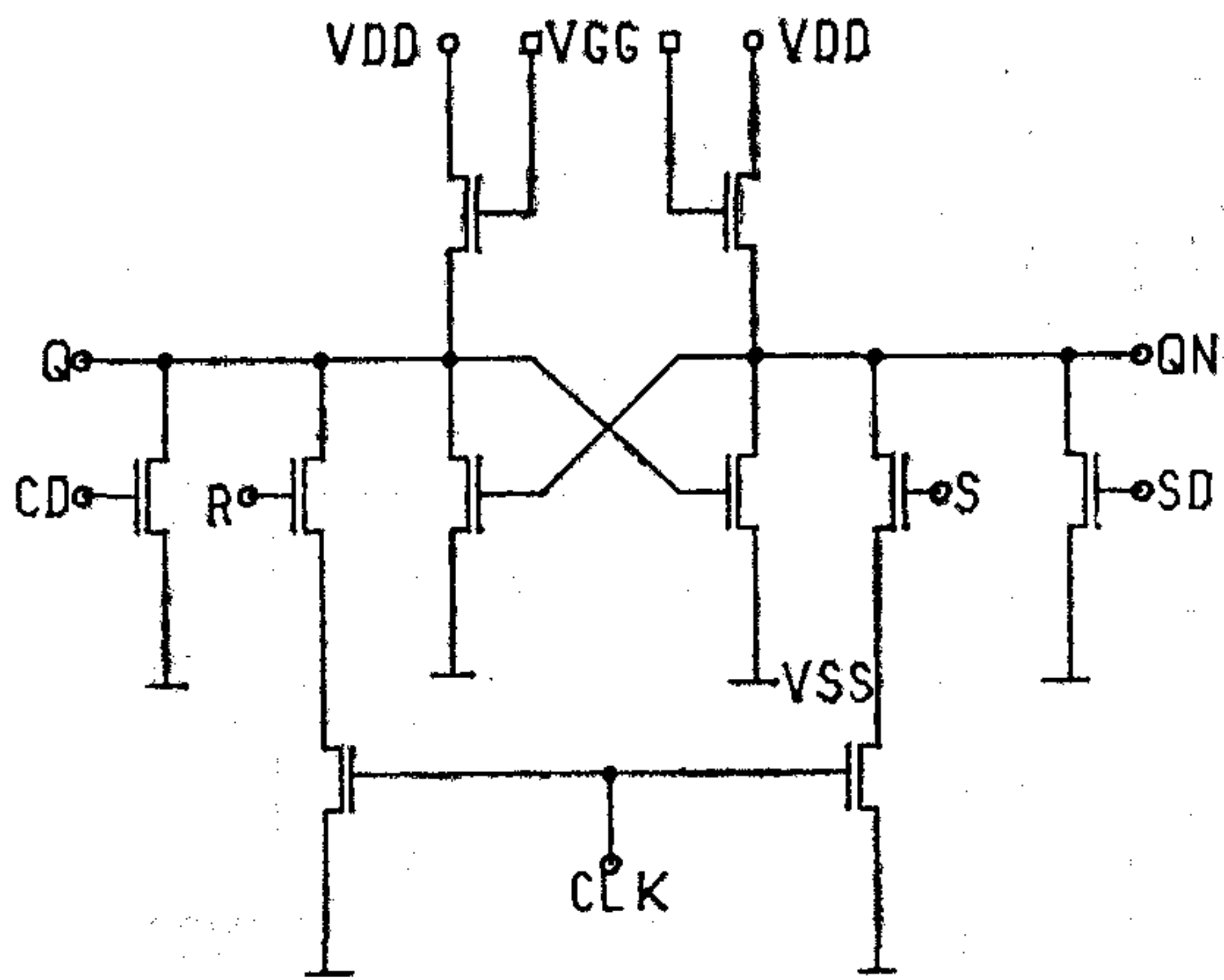
#### A tervezés folyamata

Az U400 gate array-n való tervezés folyamatábráját láthatjuk a 7. ábrán, az induló specifikációtól az összeköttetési topológiát tartalmazó fémező maszkig. A Mikroelektronikai Vállalatnál a tervezői kapacitás jelenleg ennek a folyamatnak optimális esetben kb. háromnegyed éves átfutását teszi lehetővé. A megrendelő (felhasználó) jelentősen lerövidítheti a tervezési időt, ha a tervezési folyamat egy részét, kihasználva saját szabad kapacitását, magára vállalja. Ez

természetesen jelentős költségmegtakarítást is jelent számára. Elvileg a felhasználó a tervezési folyamatot egészen a 7. ábra szaggatott vonaláig átválthatja, ehhez a gyártó — a Mikroelektronikai Vállalat — az állandó konzultációs lehetőségen kívül a munka minden fázisában igen hatékony grafikus és számítógépes segédeszközöket bocsát a rendelkezésére.

A tervezés az ún. *induló specifikáció* alapján kezdődik el. Bármilyen, az induló specifikáció hiányosságából vagy pontatlanságából adódó hiba a topológiai terv kisebb-nagyobb áttervezését és új maszk készítését vonja maga után, ami általában jelentősen megnöveli az átfutási időt és a fejlesztési költségeket. Ezért berendezésorientált áramköröknél általában, így az U400 gate array-n megvalósított áramköröknél is, az induló specifikáció különös fontossággal bír. Ez annyira így van, hogy amennyiben a megrendelő maga nem kíván részt venni a tervezési folyamatban, az induló specifikáció része a megrendelő-gyártó közötti szerződésnek. A következőket kell tartalmaznia:

— kapcsolási rajz,

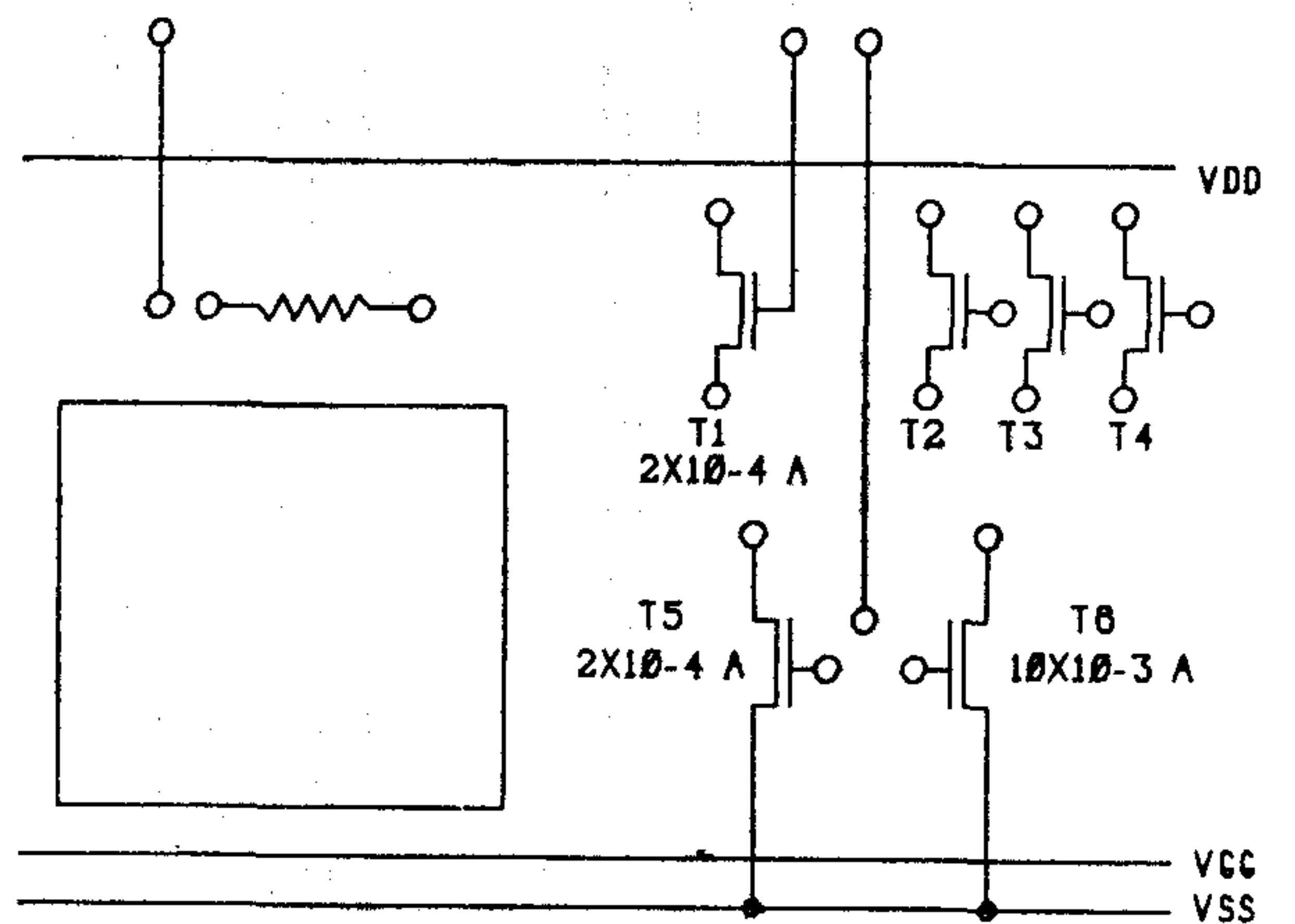


H926-5

5. ábra. RS latch

- a felhasznált alkatrészek és gyártóik,
- a működés rövid leírása,
- input/output követelmények,
- időzítési diagram,
- tesztelési előírások.

Az eddigi gyakorlat szerint általában TTL vagy CMOS tokokból összeállított, már működő kapcsolásokat valósítottunk meg egy vagy több U400-as chipen, ezt tükrözi az induló specifikáció első két pontja is. Ebben az esetben a *logikai tervezés* általában teljes áttervezést jelent. A feladatot a MOS technikához kell illeszteni (pl. a NAND kapuk helyett célszerű NOR kapukat alkalmazni), illetve ki kell küszöbölni az esetleges redundanciákat és nem használt részfunkciókat a hálózatból. Várhatóan javulni fog a logikai tervezés hatékonysága abban az esetben, amikor a felhasználó egy adott funkciót eleve berendezésorientált áramkörre tervez majd. A logikai tervezés vagy áttervezés alapja a *cellakönyvtár*. Alapkiépítésben a cellakönyvtár tartalmazza a leglényegesebb és legtöbbször előforduló alapkapukat és tárolóelemeket, általában több topológiai változatban. Ezenkívül tartalmaz nagyobb logikai tömböket: multiplexereket, dekódereket, számláló cellákat stb. Ez utóbbiak köre állandóan bővül. A felhasználó a könyvtár alapkiépítését a MEV által kiadott tervezési segédletekből ismerheti meg, amelyekben megtalálja a cellák listáját, az egyes cellák logikai és tranzisztor szintű kapcsolási rajzát, elektromos paramétereit, valamint a meglévő huzalozási változatokat. A logikai tervezés megkezdése előtt célszerű ezeket a segédleteket áttekinteni, illetve tájékozódni arról, hogy a cellakönyvtár aktuális tartalma milyen nagyobb logikai tömbök használatát teszi még lehetővé. A megvalósítandó áramkör logikai tervét úgy célszerű elkészíteni, hogy lehetőleg kevés olyan elemet tartalmazzon, amely nem szerepel a cellakönyvtárban. A könyvtári cellák ugyanis optimalizált és többszörösen verifikált elemek, és alkalmazásukkal a feladat a cellák összehuzalozására redukálódik, hasonlóan a TTL/CMOS tokokkal történő tervezéshez, ami nagy könnyebbséget jelent a tervezés során.



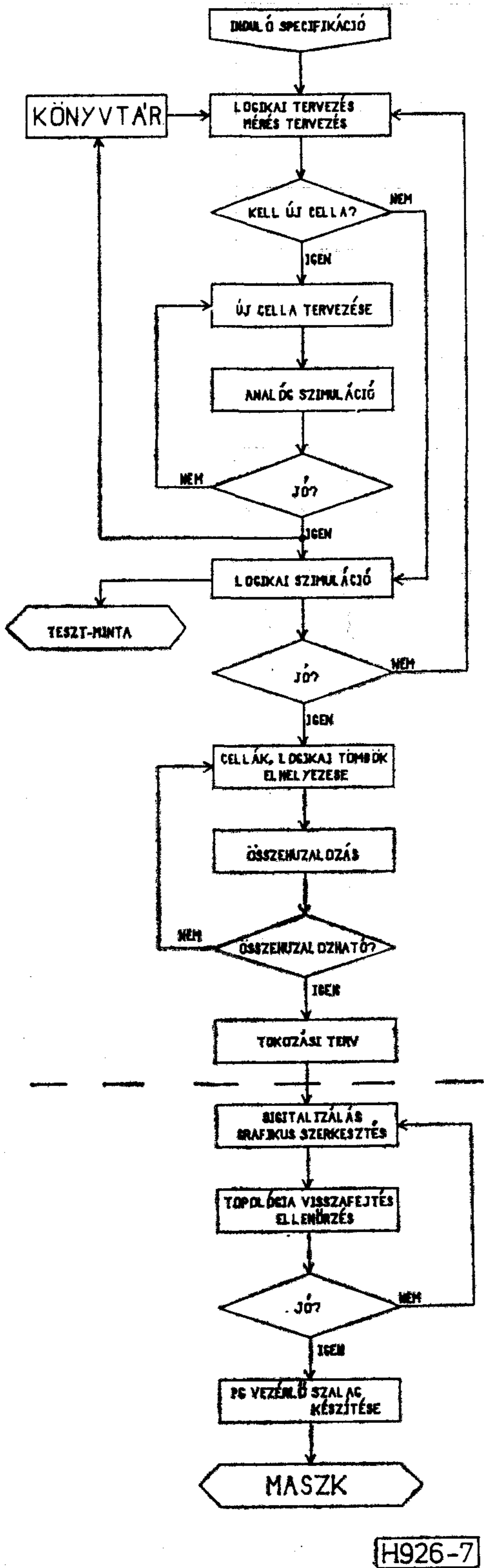
H926-6

6. ábra. Input/output cella

Ha egy funkció nem található meg a cellakönyvtárban, vagy az adott topológiai változat nem megfelelő, új cellát kell tervezni. Új cella tervezéséhez a MEV egy A4-es méretű grafikus segédletet ad ki, amely a mátrix egy négy oszlopot és tíz sort tartalmazó részletének az 1. ábrán látható szimbolikus rétegrajza. Az új cella verifikálásához célszerű analóg számítógépes szimulációt alkalmazni, amely a MEV feladata.

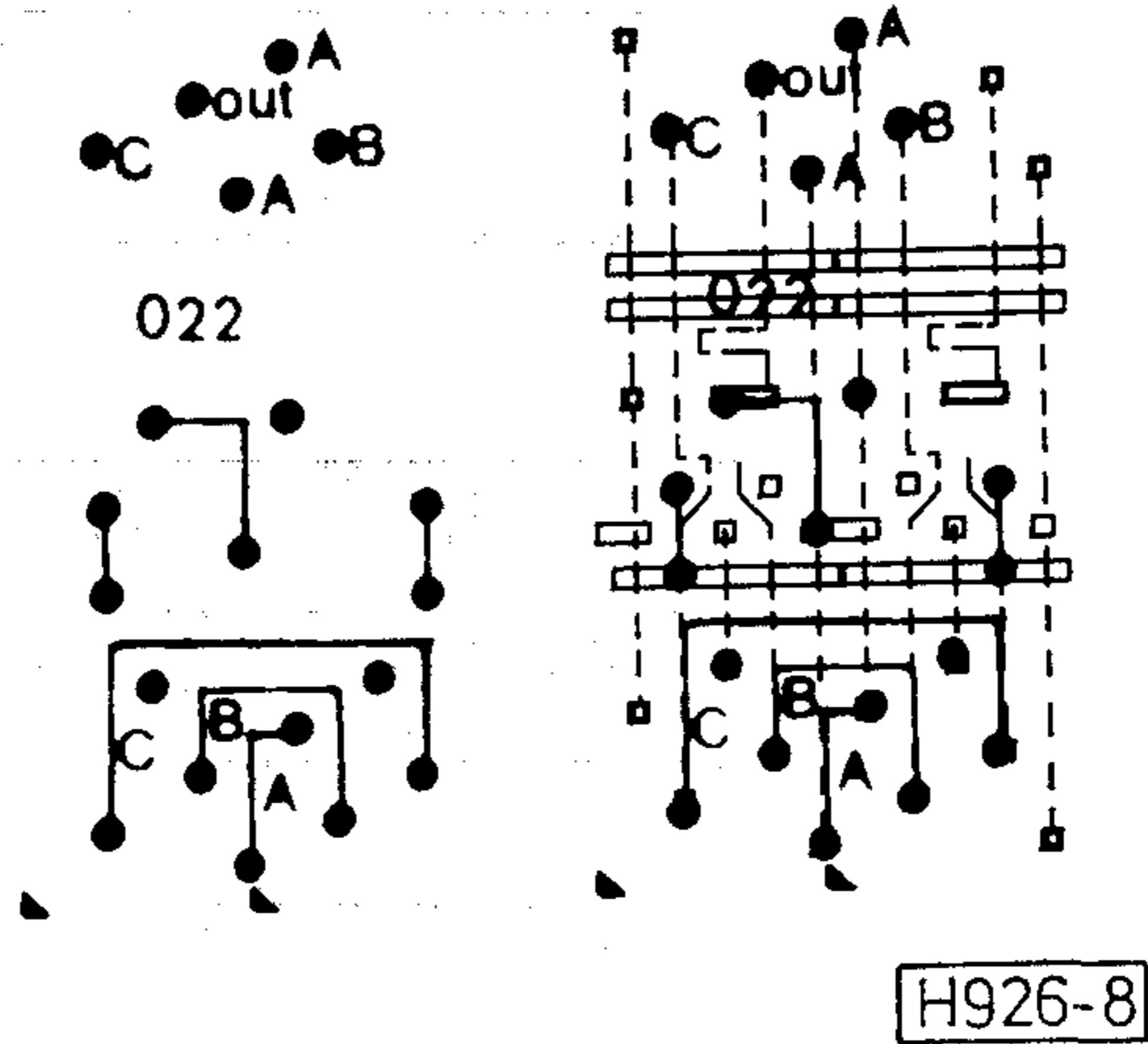
A MEV végzi el — amennyiben az ellenőrzések eredménye megfelelő — az új celláknak a cellakönyvtárba való beépítését is.

Az így elkészült *logikai terv* általában annyira bonyolult, hogy a tervezésnek ebben a fázisában elengedhetetlen egy számítógépes *ellenőrzés* a megvalósított funkció verifikálására. (A tapasztalatok alapján ez még viszonylag egyszerű hálózatoknál is célszerű.) A logikai terv ellenőrzésére a Mikroelektronikai Vállalatnál a felhasználóknak is rendelkezésére áll a LOGSIM számítógépes logikai szimulációs program, amely lehetővé teszi a logikai működés gyors ellenőrzését, az időzítések figyelembevételével kimutatja az esetleges házárdokat, valamint lehetővé



7. ábra. A tervezési folyamat

teszi a tesztminták hatékonyságának vizsgálatát. A LOGSIM „felhasználó orientált”, azaz használatát egy tervezőmérnök néhány óra alatt teljes mértékben elsajátíthatja. Segítségével igen bonyolult hálózatok (max. 12 500 kapu vagy funkcionális elem, max. 50 vezérelt bemenet, max. 200 bemenet/kapu vagy kimenet/kapu) ellenőrzése végezhető el, olcsób-



8. ábra. Cella-matricák

ban, gyorsabban és sokkal hatékonyabban, mint az áramkör bread-board modelljének megépítésével.

Az ellenőrzött logikai terv birtokában megkezdődhet a *geometriai tervezés*. Először a logikai tömböket kell elhelyezni a mátrixban, figyelembe véve az összeköttetések helyszükségletét és az esetlegesen kötött kivezetés elrendezést. Ezután következhet a cellák, makrocellák összhuzalozása, illetve a kivezetések bekötése a megfelelő input/output cellák csatlakozó pontjaira. Az input/output cellákat a chipen a MEV tervezője helyezi majd el, ehhez ebben a fázisban csak az IC kivezetésekre kell ráírni a kiválasztott cella típusát. A geometriai tervezés megkönnyítésére a Mikroelektronikai Vállalat három grafikus tervezési segédletet dolgozott ki. A logikai tömbök, cellák durva elhelyezési vázlatát dolgozhatja ki azon az A4-es méretű tervezési segédleten, amely hatvanszoros nagyításban tartalmazza a mátrix celláit, körvonalukkal ábrázolva, a valóságos elrendezésben. A cellakönyvtári cellák, makrocellák meglévő huzalozási változata(i) öntapadós matricákon állnak a tervező rendelkezésére. Rövid átfutási idővel öntapadós matricák készíthetők azokról a cellákról is, amelyek eddig nem szerepeltek a cellakönyvtárban. A matricákon betűvel azonosítva vannak a cella kivezetései. Ezek a matricák, a durva elhelyezési vázlat szerint, közvetlenül ráragaszthatók a teljes chipet sematikus topológiai rajz formájában ábrázoló „lepedőre”. A feladat ezek után a cellák megfelelő kivezetéseinek összekötése fémmel, vagy — betartva a bujtatásra vonatkozó elszigetelési szabályokat — a polyszilícium bujtatások felhasználásával. (Az összeköttetéseket a középvonalukkal megadva kell ábrázolni. A későbbi feldolgozás során a tervező rendszer ebből a 12  $\mu\text{m}$  széles fémcsíkok ábráját automatikusan generálja.) A 8. ábrán egy cella matricáját láthatjuk önállóan, illetve a segédletre helyezve.

Optimális esetben ez az a pont, ameddig a megrendelő — felhasználva a rendelkezésére bocsátott segédleteket — eljuthat, természetesen a gyártóval való szoros együttműködés, állandó kapcsolattartás mellett. Annak érdekében, hogy a geometriai tervből a MEV-nél maszk sorozat, illetve áramkör készüljön, a kész geometriát megfelelően dokumentálni kell számára. Meg kell adni a topológiát a „lepedőn”

LOGIKAI TERVEZÉS	A CELLAKÖNYVTÁR HASZNÁLATÁNAK ISMERTETÉSE CELLAKÖNYVTÁR CROSS REFERENCE CELLÁK LOGIKAI KAPCSOLÁSI RAJZA TRANZISZTOR SZINTŰ KAPCSOLÁSI RAJZA TOPOLOGIAI VÁLTOZATAI ELEKTROMOS PARAMÉTEREI
ÚJ CELLA TERVEZÉSE	A4-ES MÉRETŰ, A MÁTRIX TÍZ SORÁT ÉS NÉGYVEN OSZLOPÁT ÁBRÁZOLÓ SEMATIKUS RÉTEGRAJZ
LOGIKAI SZIMULÁCIÓ	LOGSIM PROGRAMRENDSZER
TOPOLOGIAI TERVEZÉS	A4-ES MÉRETŰ, A MÁTRIXOT AZ ALAPCELLÁK KÖRVOIVAL ÁBRÁZOLÓ RAJZ A LOGIKAI TÖMBÖK DURVA ELHELYEZÉSÉRE CELLÁK MATRICÁI A TELJES ÁRAMKÖR ÁBRÁZOLÓ SEMATIKUS RÉTEGRAJZ /LEPEDŐ/
TOKOZÁS TERVEZÉS	A4-ES MÉRETŰ RAJZ A TOKOZÁSI TERV MEGADÁSÁRA
VISSZAFEJTÉS	CELLINEX PROGRAM

H926-9

9. ábra. Tervezési folyamat, tervezési segédletek

(felragasztott cellák, összekötő hálózat, az input/output cellák típusa), az áramkör tokozási vázlatát (ehhez külön segédletet bocsát a MEV a felhasználók rendelkezésére), az áramkör mérési előírásait, valamint egy összeköttetési táblázatot, amely megadja az egyes cellák, tömbök összeköttetéseit. Ez utóbbi a végső topológiai ellenőrzés során nélkülözhetetlen.

A gyártónál a „lepedőn” megadott hálózatot digitalizálják, majd a grafikus szerkesztés (cellák, köztük az input/output cellák beültetése) után következhet a topológia ellenőrzése visszafejtéssel. A Mikroelektronikai Vállalatnál a *topológia visszafejtése* a CELLINEX\* program segítségével történik. A program a maszk-geometria alapján feltárja a cellák között létrejövő összeköttetéseket, és ebből előállítja az áramkör logikai leírását. Segítségével dokumentálható az összeköttetések listája, a cellák listája, az összeköttetések területe (pl. kapacitásuk meghatározására), cellaelhelyezési rajz, illetve ún. layout statisztika, valamint végezhető jelfolyam-felderítés is. A program eredményei önmagukban is értékelhetők, vagy összehasonlíthatók a logikai terv alapján készült összeköttetési táblázattal. Ha ez a végső ellenőrzés sem tár fel új hibát, a tervezési folyamat az ábragenerátor vezérlő szalag, illetve a maszk elkészítésével lezárul.

Egyedi vagy cellás tervezésű áramköröknél a maszk sorozat elkészítése és a technológizálás kb. 4 hónapot vesz igénybe. Ezen idő alatt lehetőség van a mérés kidolgozására és tárgyi feltételeinek megteremtésére. Előregyártott áramköröknél, így az

\* Az OKKFT keretében a MEV részére kifejlesztette a BME—EET.

U400 esetében is, a maszk kb. két hét alatt elkészül, a kész maszk alapján pedig csupán néhány nap szükséges a technológiai műveletekre. Ezért az áramkör mérését már a tervezés során ki kell dolgozni, illetve olyan mérőberendezést kell alkalmazni, amely eléggé flexibilisen képes követni a fellépő igényeket. A teszttervezés a logikai tervezés fázisában kezdődik, a tesztminta logikai szimuláció során nyeri el végső formáját. A mérés szakemberei a logikai szimulátor dokumentációja alapján kezdik el a mérőprogramok írását. A Mikroelektronikai Vállalatnál a mérés az ICOMAT200 mérőautomatával történik, amely igen magas fokú automatizálást tesz lehetővé, hardware beavatkozás nélkül.

#### Összefoglalás

Láttuk, hogy a Mikroelektronikai Vállalat az U400 gate array-n való tervezéshez a tervezés minden fázisában igen hatékony segédeszközöket bocsát a felhasználó rendelkezésére annak érdekében, hogy az minél nagyobb részt átvállaljon a tervezési folyamatból. Ez érdeke a vállalatnak is, mivel tervezői kapacitást szabadít fel, és érdeke a felhasználónak is, aki jelentősen lerövidítheti ilyen módon a tervezési időt, illetve a fejlesztési költség jelentős részét megtakaríthatja. A grafikus és számítógépes segédeszközöket a 9. ábrán táblázatban foglaljuk össze. Végül hangsúlyozzuk a MEV és a felhasználó közötti állandó kapcsolattartás jelentőségét, amely a hatékony együttműködés előfeltétele még akkor is, ha a tervezést teljes egészében a MEV végzi, és különleges fontossággal bír abban az esetben, amikor a felhasználó többkevesebb részt vállal a tervezésben.

# A DRF 13/03–06 típusú digitális mikrohullámú rádiórelé rendszer

DENK ATTILA

Orion



## ÖSSZEFOGLALÁS

A közlemény 13 GHz-es frekvenciasávban működő DRF 13/03–06 típusú rádiórelé rendszert ismerteti. A berendezés átviteli kapacitása egy-egy rádiócsatornán 480, vagy 960 PCM telefoncsatorna. Ez a kapacitás 34 Mbit/s, ill.  $2 \times 34$  Mbit/s-os átviteli sebességnek felel meg. A berendezés kielégítő működéséhez szükséges tartalékolási, távellenőrző, ill. szolgálati távbeszélő információt az SHF csatorna másodlagos modulációja biztosítja. A rendszer teljesíti a CCIR ide vonatkozó ajánlásait. A korszerű rádiórelé berendezés a 10 GHz feletti berendezések első tagja. A közlemény áttekintést ad a berendezés, ill. összeköttetés mérési eredményéről is.

## 1. Bevezetés

A DRF 13/03–06 típusú rádiórelé rendszer berendezései slimrack felépítésűek, teljesen félvezetősek, az adó direkt modulációval és Gunn-diódás végerősítővel működik. A berendezésekből kiépített rendszer a 12,75...13,25 GHz-es frekvenciasávban 8 rádiófrekvenciás csatornán összesen  $8 \times 960 = 7680$  duplex telefoncsatorna két pont közötti összeköttetését teszi lehetővé.

Sugaras elágazásokkal (csillagpont) kiépített rendszerben, kedvező földrajzi adottságok esetén közepes méretű antennával 100 000 telefoncsatorna is átvihető.

A berendezésekből kiépített hálózatok megfelelnek a CCIR, ill. KGST vonatkozó ajánlásainak. A teljesen félvezető, részben integrált áramkörös kialakítás nagy megbízhatóságú, könnyen karbantartható összeköttetések létesítését teszi lehetővé. A berendezések, vagy 20...35 V, ill. 35...75 V egyenfeszültségről, vagy szünetmentes tápáramforrás felhasználásával váltakozó áramú hálózatról működtethetők. A rendszer működési hőmérséklet-tartománya 0–50 °C között van.

Csillagpontos, ill. vonalban telepített több szakaszos rendszerek létesítését az alapsávi pontok (HDB–3 csatlakozás) között működő csatornatartalékoló berendezés, távellenőrző rendszer, továbbá szolgálati távbeszélő csatornák (omnibusz és express) teszik lehetővé.

Az egyes ismétlő állomások regeneráló típusok, a csatlakozás HDB–3 síkon történik.

A berendezés konténeres változata az antenna közelében történő telepítést biztosítja. Ebben az esetben jelentős fading tartalék növekedést érünk el. A csatlakozás a másik konténerhez ismétlőállomáson, ill. a multiplex–demultiplex berendezéshez (végállomáson) koaxiális kábellel történik. Ilyen alkalmazás esetén járulékos fűtőegység beépítésével

## DENK ATTILA

A BME Villamosmérnöki Karán mikrohullámú ágazaton szerzett diplomát 1969-ben. Kezdetben a TKI fejlesztésű mikrohullámú áramkörök honosításában vett részt, majd 1973-tól rendszeres technikai feladatokkal bízták meg. 1974 vége óta mint rendszertechnikai fejlesztési osztályvezető az

Orion fejlesztésű berendezések tervezését irányítja. Legfontosabb korábbi munkái: 7 és 8 GHz-es 960 TF/TV rádiórelé-berendezés család, RRM–8 kiscsatorna-számú berendezés, RP 2/120T rendszer. Több folyóiratcikke jelent meg. Számos előadást tartott Magyarországon, illetve külföldön.

a működési hőmérséklet-tartomány kb. 30 °C-kal megnövelhető.

A hajlékony tápvonalak és a teljes méretben elkészülő műanyag, ill. alumínium antennák a rendszer további fontos részét képezik.

## 2. Frekvenciaterv

A 13 GHz-es frekvenciatartományt a közepes kapacitású digitális berendezések számára jelölték ki.

A rendszer fő jellegzetességei:

Frekvenciasáv:	12 750–13 250 MHz
Sávközépi frekvencia:	$F_0 = 12 996$ MHz
Csatornaszám (felsávonként):	6, ill. 8
Csatornaszám (teljes sávban):	12, ill. 16
Csatornatávolság	
– ellentétes polarizációban:	35 MHz, ill. 28 MHz
– azonos polarizációban:	70 MHz, ill. 56 MHz
Középső rés távolsága:	105 MHz, ill. 70 MHz
Tolófrekvencia:	280 MHz, ill. 266 MHz

Csatornaelrendezés:

8/16 vivő esetén

Alsó felsáv  $F_n = F_0 - 259 + 28n$  MHz

Felső felsáv:  $F'_n = F_0 + 7 + 28n$  MHz

ahol  $n = 1, 2, \dots, 8$

6/12 vivő esetén

Alsó felsáv:  $F_n = F_0 - 259 + 35n$  MHz

Felső felsáv:  $F'_n = F_0 + 21 + 35n$  MHz

ahol  $n = 1, 2, \dots, 6$

A helyi oszcillátor frekvencia:

Alsó felsávban a helyi oszcillátor frekvenciája nagyobb, mint a csatornafrekvencia. Felső felsávban a helyi oszcillátor frekvenciája kisebb, mint a csatornafrekvencia.

Beérkezett: 1984. III. 7. (\*)

### 3. A rendszer funkcionális részei és főbb műszaki adatai

#### A) Az antennák és tápvonalrendszerek felépítése

Az antennák  $\varnothing 0,5$  m;  $\varnothing 1,5$  m;  $\varnothing 2$  m átmérőjű műanyagból, ill. alumínium lemezből készült tükörből és egy kétpolarizációs tápfejből épülnek fel. A kétpolarizációs tápfej a polárváltót is magában foglalja.

Az antennavezetéként alkalmazott flexibilis csőtápvonal (E 130) kis csillapítású (13 dB/100 m) a teljes frekvenciasávon. A tápvonal berendezés felőli végén alkalmazott légelzáró a kondenzálódott víz lecsapolására, ill. a túlnyomás biztosítására szolgál.

#### Műszaki adatok:

Antennanyereség a gömbsugárzóra vonatkoztatva:

$\varnothing 0,5$ m esetén	33,5 dB
$\varnothing 1,5$ m esetén	43,2 dB
$\varnothing 2$ m esetén	45,5 dB

Maximális állóhullámarány: 1,2

Súly (tartó nélkül):

$\varnothing 0,5$ m	7 kg
$\varnothing 1,5$ m	40 kg
$\varnothing 2$ m	46/150 kg

#### B) Rádiófrekvenciás adó-vevő és váltó áramkör

##### a) Feladata

A PCM multiplex berendezésből érkező  $1 \times 34$  Mbit/s, vagy szinkron  $2 \times 34$  Mbit/s-os jelfolyamot HDB-3 csatlakozáson fogadja, majd megfelelő átalakítás után a mikrohullámú adót modulálja. A vételi oldalon a mikrohullámú vevő jelét középfrekvenciára transzponálja, demodulálja és HDB-3 jelfolyammá alakítja, majd egy további ismétlés céljából a következő adóra juttatja, vagy végállomáson a demultiplexre adja tovább.

##### b) Működési leírás

Az adó-vevő berendezés funkcionálisan a következő részekre bontható:

- adó és vevő alapsávi illesztő egységek (jelsebességfüggő),
- modulátor és adóberendezés,
- szűrőváltó (jelsebességfüggő),
- vevőblokk (jelsebességfüggő),
- demodulátor-regenerátor (jelsebességfüggő),
- tápegységek és távjelző egység.

Az adó-vevő berendezés blokséma szintű felépítését az 1. ábrán láthatjuk. Ennek alapján követhetjük végig a jelutat.

— A multiplex berendezéstől érkező  $1 \times 34$  Mbit/s, vagy  $2 \times 34$  Mbit/s jelfolyam CCITT G 703 ajánlása szerinti HDB-3 kóddal csatlakozik az adó alapsávi illesztőhöz. A vételi oldalon az alapsávi egység elvben ugyanezt a jelet szolgáltatja a multiplex berendezés felé.

Jelsebesség:  $1 \times 34, 368$  Mbit/s, vagy  
 $2 \times 34, 368$  Mbit/s

Szint:  $1 V_{p-p}$

Impedancia: 75 ohm

Megengedett kábelcsillapítás 17 MHz-nél 12 dB.

Az áramkörök összevontan tartalmazzák az adóoldali funkciókat (HDB-3 dekódolást, AIS generátort, a 10 bites scramblert és a dibit képzőt), ill. a vételi inverz átalakításokat (kétszerező áramkör, „descrambler”, AIS generátor, HDB-3 kódoló).

— A mikrohullámú 4 fázisú (QPSK) direktmodulátor bemenő jelei (A és B dibit jelpár és a H. óra jelsor).

Szimmetrikus vezetékeken kapcsolódnak ECL logikai szinteken a logikai, ill. meghajtó áramkörhöz.

A szóban forgó logika előírásai a következők:

$$„0” \div -1,7 V$$

$$„1” \div -0,8 V$$

A demodulálás fázisbizonytalanságának elkerülése érdekében differenciális kódolást alkalmazunk. A kódolás Gray-kód szerinti. A meghajtó áramkörök a PIN diódák vezérléséhez szükséges teljesítményt biztosítják.

A soros típusú úthossz modulátor csőtápvonalas kivitelű, cirkulátoros realizációban, melynek maximális beiktatási csillapítása 3 dB, és ugyanakkor a maximális fázispontatlanság kisebb mint  $5^\circ$ . Az adó minimális modulált mikrohullámú kimenőszintje +10 dBm.

— A berendezés lokállandóságát egy összerendelt felépítésű adó-vevő lokálgenerátor biztosítja. Az alapgenerátor egy szabadon futó  $\sim 2$  GHz-es tranzistoros oszcillátor, mely frekvenciájának sokszorozásával nyerjük a 13 GHz-es kimenő jelet. A vevő oldali frekvenciaszabályozás egy az SHF csatornának megfelelően változó értékű kb. 120 MHz-es kristályoszcillátor jelére történik (PLL segítségével).

Az adó frekvenciájának szabályozása a frekvencia-tervnek megfelelően 336 MHz, ill. 350 MHz, ennek leosztott jele és egy kristályoszcillátor jelének összehasonlításával történik ugyancsak PLL segítségével.

Kimenő jelszintje min. +15 dBm, ill. +13 dBm. Az adó PLL hurok a szolgálati csatorna jelsáv (0,3... 16 kHz) modulációját fogadja -15 dBm jelszint, melyből frekvenciasokszorozás után 25 kHz<sub>eff</sub> löket jön létre.

— A modulált min. +10 dBm szintű mikrohullámú jel erősítése egy szinkronizációs üzemben működő Gunn-erősítővel történik.

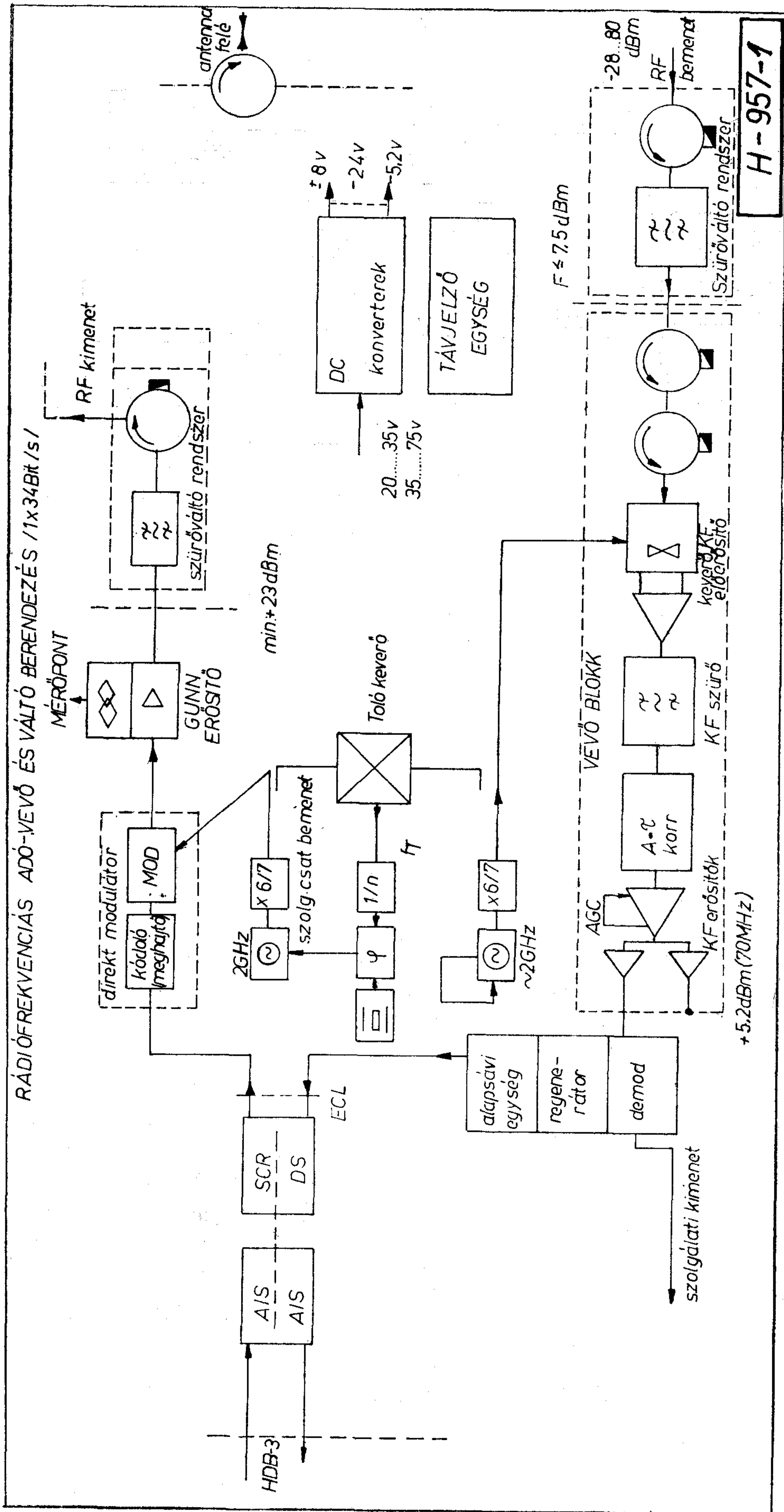
Az erősítő szinkronizációs tartománya (150 MHz, kimenő teljesítménye) +23 dBm (200 mW).

Az erősítő hőstabilitását egy 70 °C-on működő hőmérséklet-szabályozó rendszer biztosítja. Az erősítő önálló tápegységgel rendelkezik.

A reflexiós típusú erősítő helyes működését a be- és kimeneten levő leválasztó cirkulátorok biztosítják. Kimenő impedancia: 50 ohm (SMA csatlakozó).

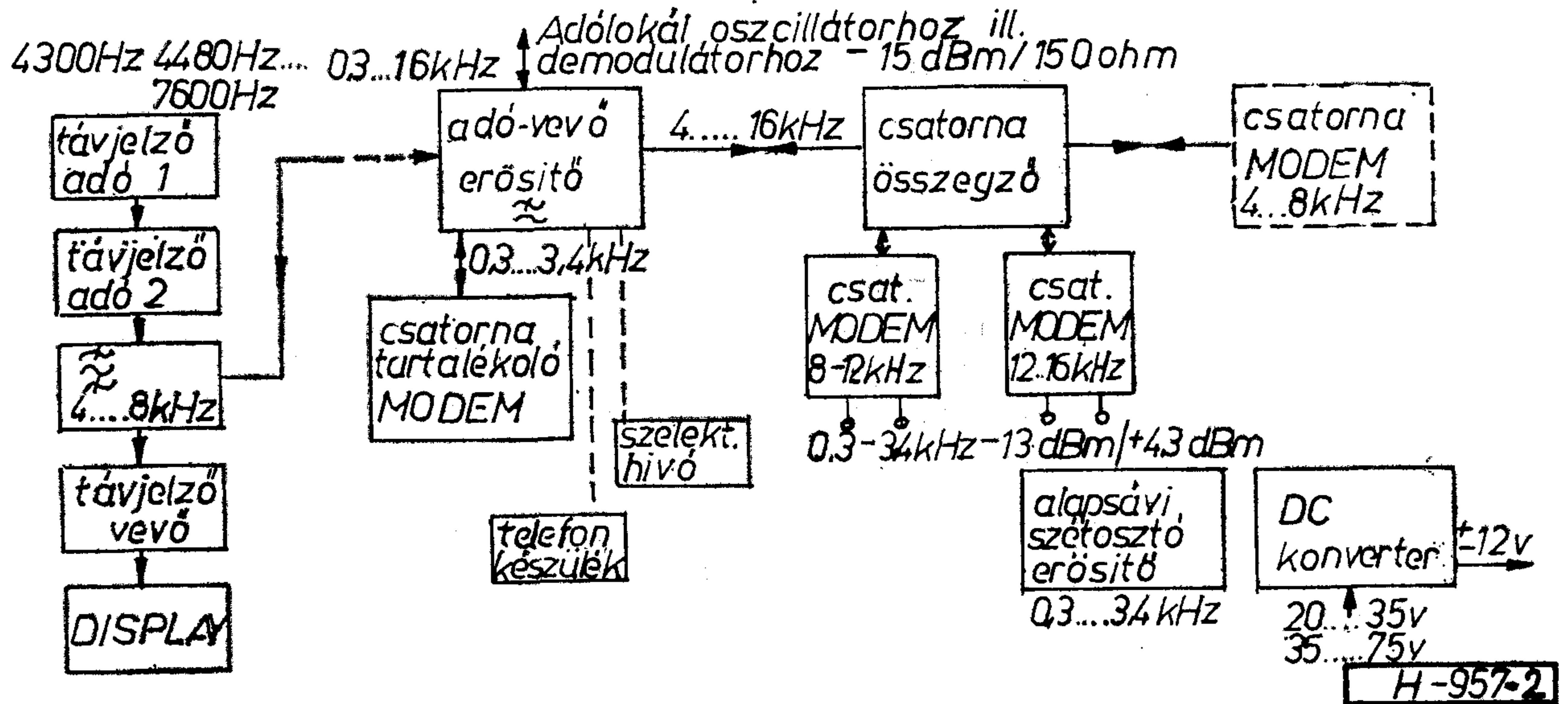
— A széles sávú modulált spektrum nem kívánatos modulációs oldalsávjainak elnyomását egy maximálisan lapos karakterisztikájú adószűrő végzi. Ez 34 Mbit/s-os átvitelnél 40 MHz-es sávzélességű (3 dB) kb. 2 dB-es beiktatási csillapítással rendelkezik, és 6 üreges kivitelű.  $2 \times 34$  Mbit/s-os jelátvitel esetén az adószűrő 50 MHz-es sávzélességű, kb. 4 dB beiktatási csillapítású és 6+4 üregrezonátort tartalmaz. Az említett szűrő elegendő elnyomást biztosít a





1. ábra

## SZOLGÁLATI MULTIPLEX BERENDEZÉS



2. ábra

8-1' adó-vevő párosítás esetén is. Anyaga invár. Az állandó hullámellenállású lezárásait cirkulátor és izolátor biztosítja.

— Az egy antennára dolgozó adók és vevők szétválasztását egy nagy zárócsillapítású, széles sávú cirkulátor látja el.

— A vevő oldali szűrőváltó rendszer mindkét átviteli kapacitásnál az adó oldalival megegyező sávzélességű. Feladata a vevő nagyfrekvenciás védelme, különös tekintettel a tükrőfrekvenciára és más érzékeny tartományokra.

— A vevőblokk a rádiófrekvenciás jelet a 70 MHz-es középfrekvenciára konvertálja. A szükséges lokáljelet az oszcillátorblokkból nyerjük.

A kettős ellenütemű vevőkeverő + KF előerősítő kis zajtényezőjű, nagy dinamikatartományú microstrip áramkör.

Az 5 körös középfrekvenciás sávszűrő a Nyquist sávzélességnél kb. 15%-kal szélesebb 3 dB-es átteresztő tartományú, melynek feladata a szomszédos rádiócsatornák zavaró szintjének elnyomása.

A 3 körös A és  $\tau$  korrektor az átviteli sáv ( $70 \pm 8,5$  MHz, ill.  $70 \pm 17$  MHz) kis ingadozású kiegyenlítését szolgálja, ugyanakkor minimális erősítéssel is rendelkezik.

A középfrekvenciás főerősítő, AGC erősítő és a két kimenetű végerősítő nagy KF szinttartományban ( $-3$  dBm... $-55$  dBm) állandó kimenőszintet ( $+5,2$  dBm) biztosít. Ugyanakkor mikrohullámú bemenőjel hiánya esetén (a keverő bemenetén  $-80$ – $-85$  dBm alatt) helyettesítő oszcillátor jele kapcsolódik a kimenetre.

— Az említett módon sávhatárolt modulált jel a koherens demodulátorra jut. A 70 MHz-es jel egyrészt a vivő helyreállításához szükséges négyszerezőre, másrészt egy-egy szorzó áramkörre kerül.

A szorzó áramkörök vivőjét egy PLL-lel szabályozott 70 MHz-es VCO szolgáltatja. Ugyanebből a PLL-ből nyerjük a szolgálati modulációt is. A koherens lineáris demoduláció a modulációs folyamat in-

verze. A szorzó áramkörök kimenetén aluláteresztő szűrő választja le a vivő frekvenciát, ill. annak felharmonikusait.

— Az ECL szintű dabit jelsorok a kvarcvezérlésű regenerátorra jutnak. Az órajel visszanyerése és regenerálása analóg PLL-lel történik. A kimeneten mind az A, B dabit jelpár, mind a H órajel megjelenik normál és negált ECL szinten.

— A regenerált jelsorok a korábban leírt alapsávi illesztő egység vevő oldalára kerülnek.

— A nondisszipatív 20 kHz-es kapcsolási frekvenciájú tápegységek két feszültségtartományban fogják át a 20–75 V-os tartományt. Hatásfokuk 80% és a stabilizálás mértéke 1%. Külön tápegység gondoskodik a digitális áramkörök és külön tápegység az analóg áramkörök ellátásáról.

A távjelző egység az adó-vevő fontosabb jellemzőit gyűjti össze (végerősítő, lokáloszcillátor szintje, demoduláció és regeneráció helyes működése).

### C) Segédberendezések

#### a) Szolgálati multiplex berendezés

A berendezés feladata a főcsatorna működtetéséhez és ellenőrzéséhez szükséges jelek összefogása és szétosztása. Blokkséma szintű felépítését a 2. ábrán láthatjuk.

A teljes kisegítő sáv 0,3...16 kHz tartományú, mely 4 FDM telefoncsatornát jelent. Ezen csatornák átvitele a mikrohullámú vivő frekvencia-modulációjával történik.

Az egyes telefoncsatornák a következő információkat viszik át:

- 0,3...3,4 kHz telefonösszeköttetés, vagy a csatornatartalékolás hiba- és igazolójeleinek átvitele.
- 4...8 kHz távellenőrzés, vagy express távbeszélő csatorna átvitele.
- 8...12 kHz express távbeszélő csatorna.
- 12...16 kHz express távbeszélő csatorna.

Valamennyi telefoncsatorna szelektív hívási lehetőséggel szerelhető fel.

Az egyes csatornamodulátorok  $-13$  dBm/ $+4,3$  dBm-es 600 ohm-os „interface”-szel csatlakoznak a 4, ill. 6 vezetékes telefonkészülékekhez. A csatornamodemek kétszeres transzponálással állítják elő a 3 csatornás alcsoportot. A közbenső transzponálási sáv a 48...52 kHz-es tartomány.

A vivőfrekvenciák kristálystabilitásúak. Az adás-vételi összevont erősítő a lokáloszcillátor modulációs bemenetéhez, ill. a demodulátorhoz kapcsolódik.

A berendezés főbb adatai:

- csatlakozás az RF berendezéshez (adó oldalon):  
— 15 dBm/150 ohm szimm.,
- csatlakozás az RF berendezéshez (vételi oldalon):  $-15$  dBm/150 ohm szimm.,
- frekvencialök: 25 kHz<sub>eff</sub>,
- jel-zaj viszony min. 40 dB.

Az egyes szakaszok telefoncsatornáinak összeköttetése, vagy a hangfrekvenciás sávban, vagy a vivőfrekvenciás fekvésben (0,3...16 kHz) lehetséges.

#### b) Távellenőrző rendszer

Egy megvalósított összeköttetés berendezéseinek, ill. azok részeinek ellenőrzését egy központi állomásról végezhetjük el. A rendszer nem lekérdező típusú, az egyes állomásokon belül időosztásban rendezi össze az információkat, míg a különböző állomások egymástól frekvenciában térnek el. A különböző állomásokon elhelyezett egy, vagy két távjelző adókártya a központi állomás távjelző vevőivel a 4–8 kHz közötti sáv egy-egy távirócsatornáján keresztül van kapcsolatban (egyirányú kapcsolat). A display egységen a kívánt állomás számtárcsával állítható be. A 16, ill. 32 információ állapotát piros, ill. zöld LED-ek mutatják. Az összesen 18 állomás távellenőrzési ciklus ideje kb. 4 s.

— Csatornatartalékoló berendezés. A mikrohullámú összeköttetések megbízhatósága, ill. rendelkezésre állása jelentősen növelhető az automatikus tartalékoló berendezések felhasználásával. Az ilyen típusú tartalékolás berendezés meghibásodás, ill. fading miatti megszakadás ellen véd. Kétféle kiépítésű változat lehetséges:

1+1 típus, nem kiterjeszhető változata, mely adó oldalon a HDB-3 csatlakozáson fogadja a multiplex jelét, majd párhuzamosan hajtja meg az üzemi és tartalék adót. Vevő oldalon a két csatorna jele közül a hibátlan jelsort kapcsolja és adja tovább a demultiplexerre. A vezérlés csak a vevő oldal logikája alapján történik, tehát nem igényel segédinformációs csatornát. A vezérlés lehet automatikus, ill. kézi.

N+1-es változat, ahol  $1 \leq N \leq 7$  közötti. Az egyes széles sávú csatornák kapcsolása — mind adó, mind vevő oldalon — alapsávon a HDB-3 csatlakozáson történik.

A csatornák állapotát vevő oldalon figyeljük. Az átviteli tulajdonságok változásait a kiértékelő hálózatok logikai szintté alakítják, melyek kódolása után a fizikai sávban az adó oldalra jutnak vissza. Itt megtörténik a jelek dekódolása, majd ezek a hibajelek az adó oldalon alapsávi kapcsolók vezérlését végzik.

Az adó oldali kapcsolás azt jelenti, hogy a tartalék csatorna alapsávi bemenete párhuzamosan kapcsolódik a meghibásodott üzemi csatorna bemenetével. Az átkapcsolással egyidőben az adó rész logikai rendszere igazoló jelet küld az előbbieknél megfelelő fizikai csatornán át a vevő oldal részére hasonlóan kódolt formában. Itt megtörténik a vevőkapcsoló átváltása üzemiről tartalék csatornára. A tartalékolás szakasz közbenső állomásán a szolgálati kapcsoló a hiba és az igazoló jelek dekódolása után az üzemi, ill. tartalék csatornára áll be.

A logika manuálisan, ill. automatikusan működtethető. Az első csatorna mindig a gyors csatorna és mindig elsőbbséget élvez a többi csatornával szemben. Elvben a gyors kapcsolás lehetséges az előre párhuzamosított üzemi és tartalék csatorna esetén. Egyes csatornák kitilthatók a tartalékolásból. Az automatikus display LED-ek segítségével kijelzi a duplex átviteli csatorna mindenkor állapotát.

A rendszer legfontosabb jellemzői:

Teljes működési idő a prioritást élvező csatornára:  $\leq 15$  ms

Teljes működési idő a többi csatornára:  $\leq 45$  ms

Átkapcsolási idő:  $\leq 1$  ms

Átviteli mód: QPSK az 1800 Hz vivőn, 2400 baud sebességgel.

#### 4. Rendszerszámítás

Az alábbiakban egy tájékoztató jellegű számítást adunk.

Átviteli kapacitás:	1×34 Mbit/s
Frekvencia:	13 GHz
Szabadtéri csillapítás:	142,9 dB
(D=25 km)	
Tápvonalveszteség (50 m):	6,5 dB
Szűrőváltó veszteség:	6 dB
(1 A—V-re)	
Antennaátmérő:	2 m
Antennanyereségek összege	
az adó és vevő oldalon	91 dB
Adó teljesítmény:	+23 dBm
Vevő bemenőszint:	-41 dBm
Vevő küszöbszint (bittévesztés	
$10^{-3}$ )	-79 dBm
Fading tartomány	38 dB
2×34 Mbit/s esetén a fadingtartalék kb. 4 dB-lel	
kisebb.	

#### 5. Típusmérések eredményei

Az alábbiakban egy adóból és vevőből álló összeköttetés méréseit ismertetjük:

A) Berendezésszámítások:	
Adóteljesítmény, tipikusan:	24...24,5 dBm
Adó — helyi oszcillátor	
teljesítményszintje:	15...16 dBm
Direkt modulátor csillapítás:	2,2...2,9 dB
Vevő — helyi oszcillátor szint:	16,5 dBm
Adó — helyi oszcillátor	
frekvenciájának eltérése:	-13...+60 kHz
Vevő KF frekvenciás eltérése:	+17...+32 kHz

Gunn-erősítő szabadon futó frekvencia elcsúszása:	-400...+600 kHz
Vevő zajtényező:	5,2...7,3 dB
Szűrőváltó veszteség (adó+vevő)	
1×34 Mbit esetén	4,4...5,6 dB
2×34 Mbit/s esetén	6,3...6,9 dB
Modulált jelre	
1×34 Mbit/s esetén	4,9...6,1 dB
2×34 Mbit/s esetén	7,8...8 dB
Hamis jelek szintje	
fB ± 17 MHz-en belül:	-30...-40 dBv
fv ± 17 MHz-en kívül:	-45...-50 dBv
Adó spektrum aszimmetria max.	± 2,5 dB
Vevő KF szint:	+4,9...+5,6 dBm
Vevő lekapcsolási küszöb, ill. a helyettesítő oszcillátor	
bekapcsolása:	-79...-84 dBm
kikapcsolása:	-78...-83 dBm
AGC hatásosság / KF szint csökkenés -80 dBm-nél a 20 dBm-es bemenőszintnél mért értékhez képest	0,5...1,6 dB
KF sávszélesség:	-9,7...+9,8 MHz +10,4 -10,4
Demodulátor befogási tartomány -20...-80 dBm-es bemenő- szint tartományban	± 450 kHz... ± 650 kHz
Adó-vevő + modem fogyasztás kb.:	75 W
Amplitúdó-frekvencia karakterisztika (1×34 Mbit/s-re): ± 8,5 MHz-ra	0,2 dB

(2×34 Mbit/s-ra) ± 17 MHz	0,3 dB
Futási idő — frekvencia karakterisztika	
± 8,5 MHz-re	2 ns
± 17 MHz-re	3 ns
BER a bemenőszint függvényében	
10 <sup>-3</sup> -re	
1×34 Mbit/s	-79,3...-81 dBm
2×34 Mbit/s	-78...-79 dBm
Adó-vevő szolgálati jel-zaj viszonya:	-63...-68 dBm
Teljes szolgálati átvitel pszofometrikus jel-zaj viszonya	41...51 dB
Végül megadjuk a berendezés néhány fontosabb általános jellemzőjét is.	
Hőmérséklettartomány:	
Garantált paraméterek:	5...45 °C
Működési hőmérséklettartomány:	0...50 °C
Relatív páratartalom:	40 °C-on 95%
Tárolási hőmérséklettartomány:	-50...+70 °C
Mechanikai jellemzők (Slim rack oszlop méretei)	
magasság:	2600/2000/1700 mm
szélesség:	120 mm
mélység:	260 mm
Tápfeszültség névlegesen	24 V (20—35 V) 48 V (35—75 V)
polaritás:	pozitív vagy negatív

A változtatás jogát (különösen olyan változtatást, mely továbbfejlesztés eredménye), fenntartjuk.

## Szemle

Összeállította: GÁL FERENC

A logic-array-k olyan szabványosított mikroáramkörök, amelyeket a gyártás utolsó fázisában az alkalmazó igényeinek megfelelően módosítani lehet. A szakértők véleménye szerint fényes jövő elé néznek, piaci hányaduk az elkövetkező években a diszkrét logikai áramkörök kárára bővülni fog. Ezt persze alátámasztja az is, hogy a hagyományos áramkörök-nél komplexebb funkciók ellátására alkalmasak. Jó példa a logic-array-k/gate-array-k előnyösebb felhasználhatóságának igazolására a miniszámítógépeket gyártó Digital Equipmentsnél végzett belső vizsgálat, amelyet VAX11/750 típusjelű saját számítógépükkel kapcsolatban ejtettek meg: gate-array-k alkalmazásával a szükséges nyomtatott áramkör felület több mint 50%-kal, a rendszer teljesítményfelvétele 1,75 kW-ról 1 kW-ra, a helyigény pedig 50%-kal csökkent, miközben a rendszer megbízhatósága megkétszereződött.

A logic-array-k a különböző felhasználóknak különböző előnyöket kínálnak. A számítógépgyártók fő előnye, hogy gyártmányaik számítóteljesítménye emelkedjen, az új rendszer kifejlesztéséhez szükséges idő az alkalmazott sokféle csipek ellenére rövid legyen. Ebben nagy segítséget jelentenek a logic-

array-k. A hadiipar, légiközlekedési és űrkutatási berendezések esetén az elsődleges szempont a hely- és súlyigény csökkentése. A logic-array-k ezt biztosítják — a kis darabszám ellenére — költségcsökkentéssel, folyamatos anyagszállítással és tartalékalkatrészekkel.

*VDI nachrichten 3. sz. 1983.*

\*

A Telefongyárban számítógépre épül a termelésirányítási rendszer (TEMIR). Kísérletképpen a központi szolgáltató gyáregység termelési osztályán helyezték el azt a terminált, ahol manuális feldolgozást végeznek, és ezt akarják kiváltani a rendszer segítségével.

\*

Az SZFO két fiatal mérnöke a Telefongyárban olyan célműszert tervezett, amelyet beszerezni sehol sem lehet. Halmi Gábor és Madarasi János fejlesztőmérnökök kitalálta műszere a konzolnyomtatók gyári elektromos vizsgálatát, tesztelését, szervizelését teszi lehetővé.

(Folytatás a 334. oldalon.)

# Aranybevonatú csatlakozó érintkezők megbízhatósági vizsgálatai

FEJÉR GYÖRGY

Kontakta, Budapest

DR. KORMÁNY TERÉZ

BME Elektronikus Eszközök Tanszék, Budapest



## ÖSSZEFOGLALÁS

Vizsgálati és ellenőrző módszerek kerültek kidolgozásra, amelyekkel különböző aranybevonatú csatlakozó érintkezők minősíthetők és összehasonlíthatók. Így pl. vizsgálták az egymást követő igénybevételek (hő sokk, pára, ipari gáz, elektromos terhelés) hatását az átmeneti ellenállás változására. Ellenőrizték a különböző technológiával kialakított arany-, illetve nikkelbevonatok morfológiáját, rétegvastagságát, az iparigáz-igénybevétel hatására keletkező korróziós termékek összetételét, a kopási helyeken visszamaradó bevonat állapotát. Összefüggést találtak a bevonatok anyagi tulajdonságai és az igénybevételekkel szembeni ellenállóképességük között.

## Bevezetés

A gazdasági életben az elmúlt évtizedben lezajlott változások — a gyártási költségek emelkedése, és egyes alapanyagok, pl. a nemesfémek árának növekedése — jelentősen módosították az elektromechanikus alkatrészek gyártási technológiájának, tervezési szempontjainak korábban kialakult gyakorlatát. E változások közül az egyik legjelentősebb az érintkezők gyártása területén következett be. Elterjedtek ugyanis a különböző nemesfém takarékos bevonatkészítő eljárások, melyek befolyásolhatják az érintkezők minőségét, korlátozhatják környezetállóságukat, illetve ebből kifolyólag alkalmazási területeket.

Az új korszerű érintkezőbevonatok vizsgálata a megbízhatóság ellenőrzésével foglalkozó laboratóriumokat is új feladatok megoldására készíti.

A következőkben megbízhatósági módszertani kísérlet eredményeit kívánjuk ismertetni. A vizsgálat sorozatot különböző rétegvastagságú és felépítésű, nemesfém bevonattal ellátott csatlakozó érintkezőkön hajtottuk végre. azzal a céllal, hogy vizsgálati és kiértékelési eljárást dolgozzunk ki az érintkezők szélsőséges környezeti viszonyok közötti működésének — megbízhatóságának — minősítésére.

A következőkben:

- a végrehajtott igénybevételi eljárásokat,
- a vizsgáló berendezéseket,
- az alkalmazott mérési eljárásokat,
- a vizsgálati eredmények feldolgozását és értékelését kívánjuk ismertetni.

## 2. A vizsgálati programban végrehajtott igénybevételi eljárások

A vizsgálati program kidolgozásakor a teljesíteni kívánt célkitűzéseink a következők voltak:

Beérkezett: 1984. I. 21. (A)

## FEJÉR GYÖRGY

Egyetemi tanulmányait az Eötvös Loránd Tudományegyetem Természettudományi Karán végezte, ahol fizikusi diplomát szerzett. 1962-ben a Műszeripari Kutató Intézetben az elektromechanikai alkatrész osztályon kezdte meg jelenleg is folytatott szakmai gyakorlatát, mint tudományos munkatárs. 1972–78 között a vizsgálati laboratórium vezetőjeként elsősorban különböző csatlakozó és kap-

csoló típusok megbízhatósági és típusvizsgálatai műszaki kivitelezésének és az eredmények kiértékelési módszereinek megoldása foglalkoztatta. 1978-tól a Kontakta Alkatrészgyár fejlesztési laboratóriumában dolgozik, mint osztályvezető. Ebben a beosztásban feladata, elsősorban a vállalat új termékei fejlesztési vizsgálatainak irányítása, de lehetősége nyílik a korábbi kutatási tevékenység folytatására is.

- a) a különböző nemesfém bevonatokkal ellátott érintkezők környezetállóságának meghatározására alkalmas vizsgálati módszer kifejlesztése,
- b) a szélsőséges környezeti feltételek között üzemelő érintkezők megbízhatósági, illetve alkalmazás-technikai jellemzőinek meghatározására alkalmas vizsgálati eljárás biztosítása (felhasználói igények szerint).

A fenti célok elérésére a következő igénybevételi sorrendű vizsgálati programot dolgoztuk ki:

Gyors hőmérséklet-változás igénybevétel:

- igénybevételi ciklusok száma: 10,
- meleg tér hőmérséklete: +100 °C,
- hideg tér hőmérséklete: -40 °C,
- a hőmérséklet-változás sebessége: 1 °C/perc.

Állandósult hőmérséklet esetén az egyes hőmérsékleti igénybevételek időtartama: 1 óra.

Tartós nedves meleg igénybevétel:

- az igénybevétel időtartama: 4 nap,
- a vizsgáló tér hőmérséklete: +40 °C,
- a vizsgáló tér páratartalma: 95% relatív nedvességtartalom.

Az így kialakított vizsgálati ciklust öt ízben megismételtük.

A kombinált hőmérséklet-változás és a tartós nedves meleg igénybevételi szakasz után a vizsgálati mintákon

- mechanikai élettartam igénybevételt, majd
- iparigáz-igénybevételt hajtottunk végre.

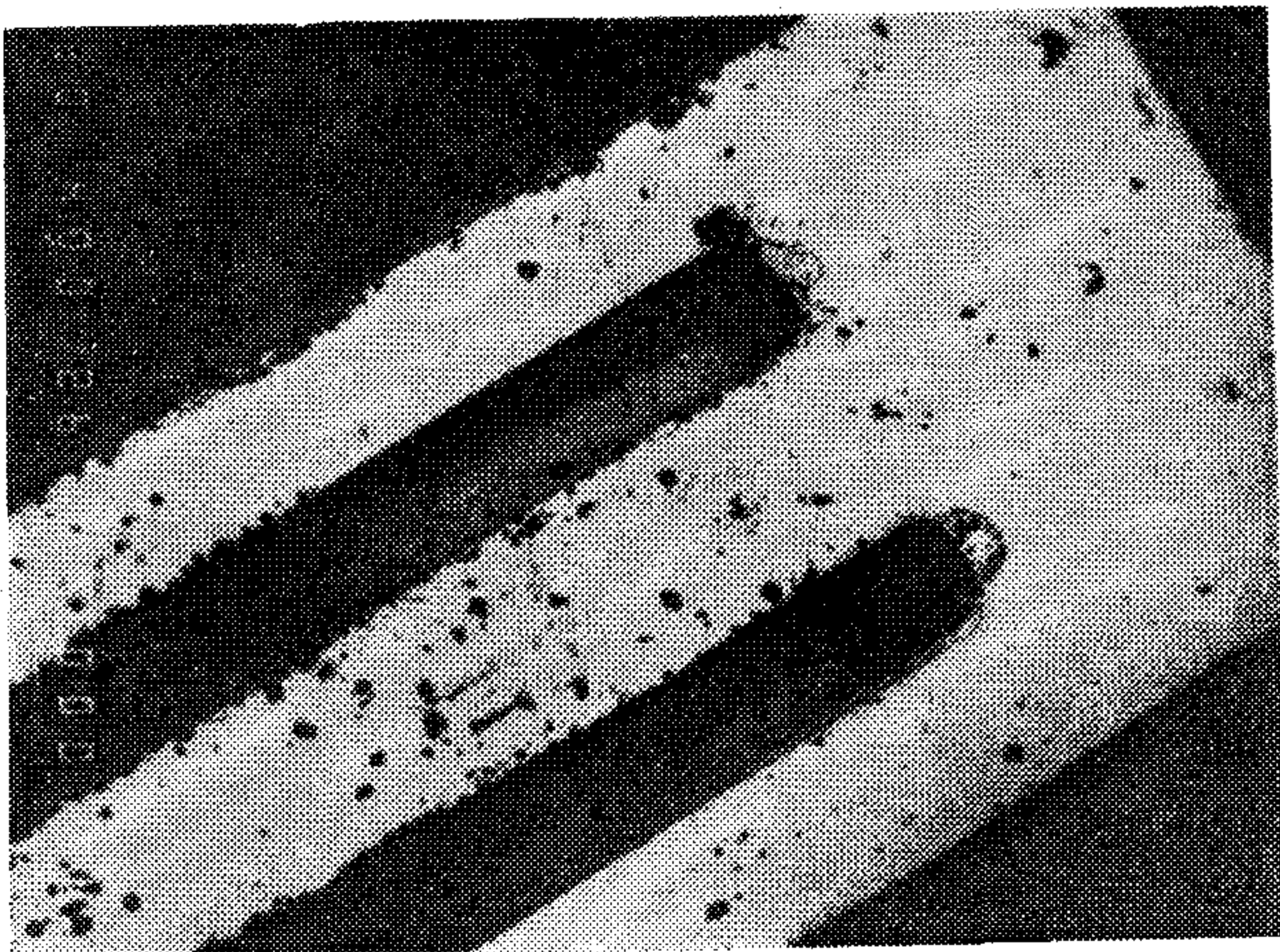
Az ipari gázállóság igénybevétel körülményei az alábbiak voltak:

- H<sub>2</sub>S igénybevételénél (a minták egyik felén) az igénybevétel időtartama 21 nap,
- az igénybevételi tér szennyező gáz koncentrációja:  $10 \pm 2$  ppm,
- a vizsgáló tér hőmérséklete:  $+25 \pm 2$  °C,
- a vizsgáló tér páratartalma:  $75 \pm 5\%$  relatív légnedvességtartalom.
- SO<sub>2</sub> igénybevételénél (a vizsgálati minták második felén) az igénybevétel időtartama: 21 nap,
- az igénybevételi tér szennyező gáz koncentrációja:  $25 \pm 5$  ppm,
- az igénybevételi tér hőmérséklete:  $+25 \pm 2$  °C.

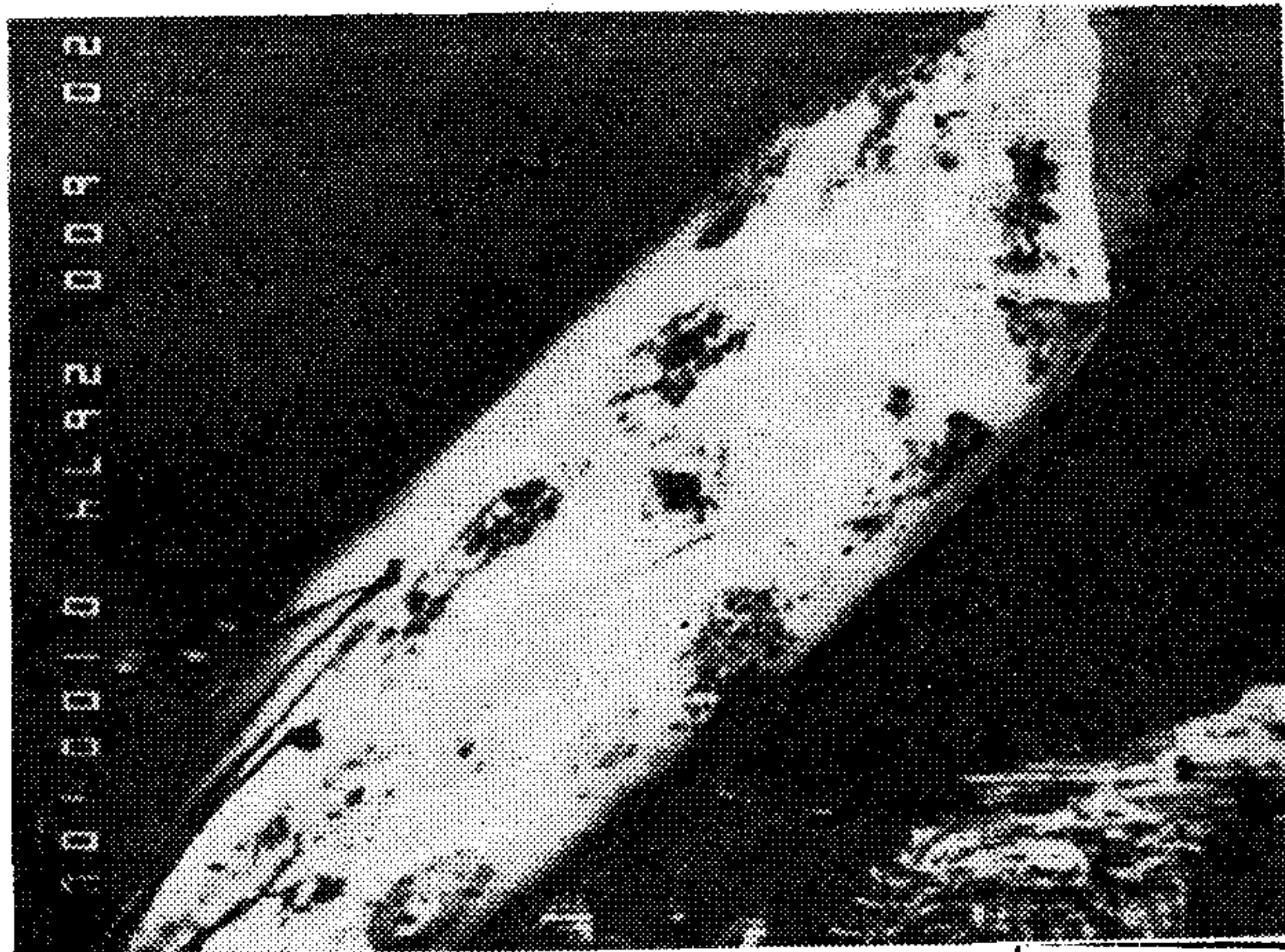
A vizsgáló tér páratartalma:  $75 \pm 5\%$  relatív nedvességtartalom.

A vizsgálatok során ellenőrzött paraméter az átmeneti ellenállás értékének változása volt.

A vizsgálatba három különböző gyártmányú és típusú csatlakozó sáv érintkezőit vontuk be. Az egyes érintkezők bevonatvastagságaira utaló adatokat az 1. táblázat tartalmazza. A táblázatban közölt adatokat az érintkezők vizsgálata során a kompozíció üzemmódban készített visszaszórt elektronképeken



a,



b,

H945-1

1. ábra. Érintkezők („A” mintacsoport) felülete SO<sub>2</sub> igénybevétel után (visszaszórt elektronképek): a) 2677. felvétel, b) 2674. felvétel



DR. KORMÁNY TERÉZ

Az Eötvös Loránd Tudományegyetemen szerzett vegyész oklevelet. 1958—1982 között a Távközlési Kutató Intézetben dolgozott. 1982 óta a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén docens. Pus-kás Tivadar-, Pollák—Virág- és MTESZ-díjas. A HTE elnökségi tagja, a MTESZ V.B. tagja, részt vesz több MTESZ egyesület munkájában. Kutatási területe az elektronikus anyagok vizsgálata és a mikroelektronikai technológia.

méréssel határoztuk meg és a mért értékeket jellemzőnek tartjuk a megfelelő típus összes vizsgált darabjára.

1. táblázat

Csatlakozó érintkezők bevonatának rétegvastagsága

Érintkező jele	Aranyréteg (μm)	Nikkelréteg (μm)
I. Hüvely	2	25
I. Dugó	1	3
I. Hüvely	2	9
II. Dugó	2	6
II. Hüvely	3	2
III. Dugó	3	3

### 3. A vizsgáló berendezések és mérési eljárások

Az ellenőrzött nagy érintkezőszám és az ebből kifolyólag elvégzendő nagyszámú mérés, a mérési sorozatok vezérelhetősége, valamint az eredmények kiértékelhetőségének biztosítása speciálisan kialakított mérési összeállítást igényelt.

A mérési összeállítás blokkvázlata a 2. ábrán látható.

A mérési összeállítás

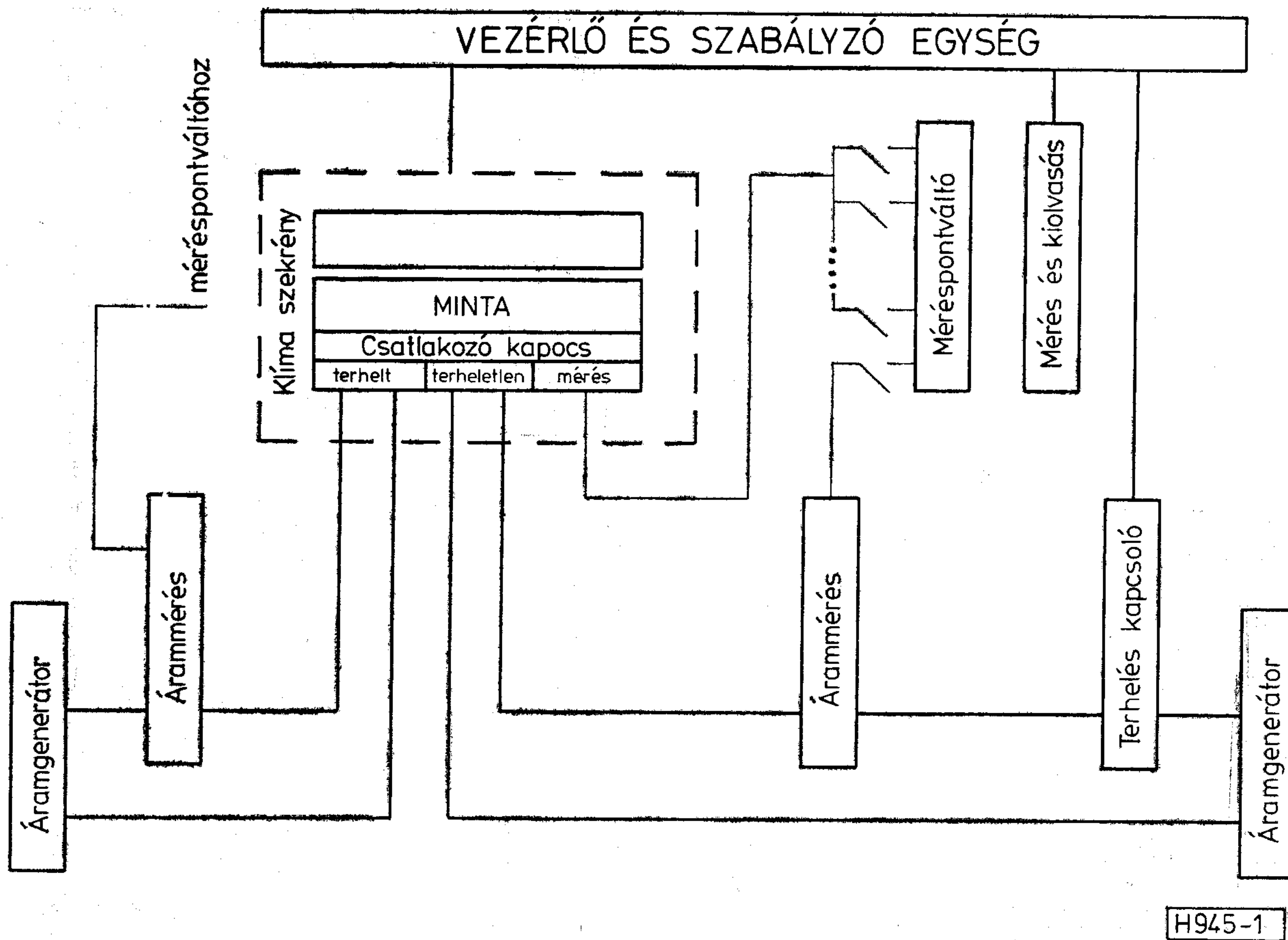
- vezérelhető üzemi klímasekrényt,
- méréspontváltót,
- vezérelhető mérőkészüléket,
- a vizsgálati minták terhelő áramát biztosító áramforrást,
- adatrögzítő berendezést

tartalmaz.

Az egész rendszer program szerinti üzemét a klímasekrénybe épített mikroprocesszor vezérli.

Ez a vezérlési eljárás lehetővé teszi, hogy az ellenőrző mérések minden esetben az előre programozott és a klímasekrény érzékelői által ellenőrzött környezeti körülmények között történjen meg. Így biztonsággal állíthatjuk, hogy a mérőrendszer által szolgáltatott mérési eredmények egymással összemérhetők és csakis a vizsgált érintkezők jellemzőiben — az igénybevétel hatására — bekövetkezett elváltozásokat tartalmazzák.

A mérőrendszer az esetleges, és előre nem látott



2. ábra. A mérési összeállítás blokkvázlata

okból bekövetkezett, áramköri hibákból származó mérési pontatlanságok kiküszöbölésére az egyes mérési helyeken a mérést öt ízben ismétli, a hibásnak tekinthető eredményeket regisztrálja és a helyes eredményeket átlagolja.

Az átmeneti ellenállásmérések elvégzése négy-pontos mérőáramkörben történik, oly módon, hogy az igénybevétel során a mérés pontváltó a terhelő áramkört megszakítja és létrehozza a mérés idejére a négy-pontos mérési eljárás áramkört.

Az arany-, illetve nikkelvevonatok rétegvastagságát, morfológiáját és az érintkező felület kémiai összetételét elektronsugaras mikroanalízissel ellenőriztük az MTA Geokémiai Kutató Laboratóriumában. A felhasznált berendezés JEOL gyártmányú SUPERPROBE 733 típusú készülék volt.

#### 4. A vizsgálati eredmények feldolgozása és értékelése

Az ipari gázállóság vizsgálatánál jelentős különbséget találtunk a H<sub>2</sub>S gázban, illetve az SO<sub>2</sub> gázban kezelt csatlakozó minták között. A 75% relatív nedvességtartalmú térben H<sub>2</sub>S-ben kezelt csatlakozók átmeneti ellenállása 21 napi igénybevétel után is csak kissé változott (az eredeti érték 2–6-szorosára nőtt), kéntartalmú korróziós termékek jelenlétét nem lehetett kimutatni.

21 napos, 75% relatív nedvességtartalmú, SO<sub>2</sub> tartalmú térben végzett igénybevétel hatására viszont egyes minták ellenállásértékei nagyságrendek-

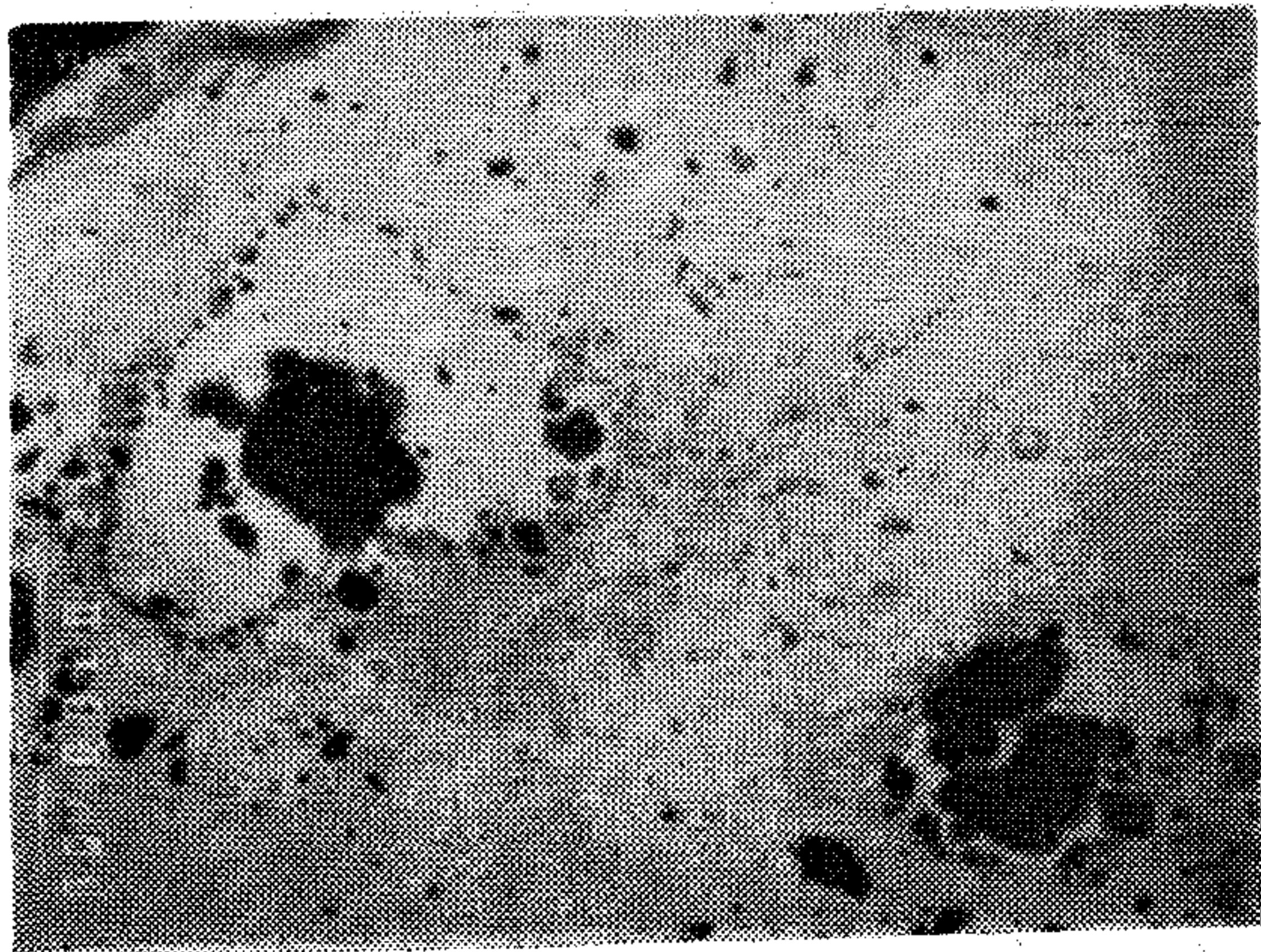
kel változtak (l. 2. táblázat), s ezek felületén nagy számú, kéntartalmú korróziós termékeket lehetett kimutatni.

2. táblázat

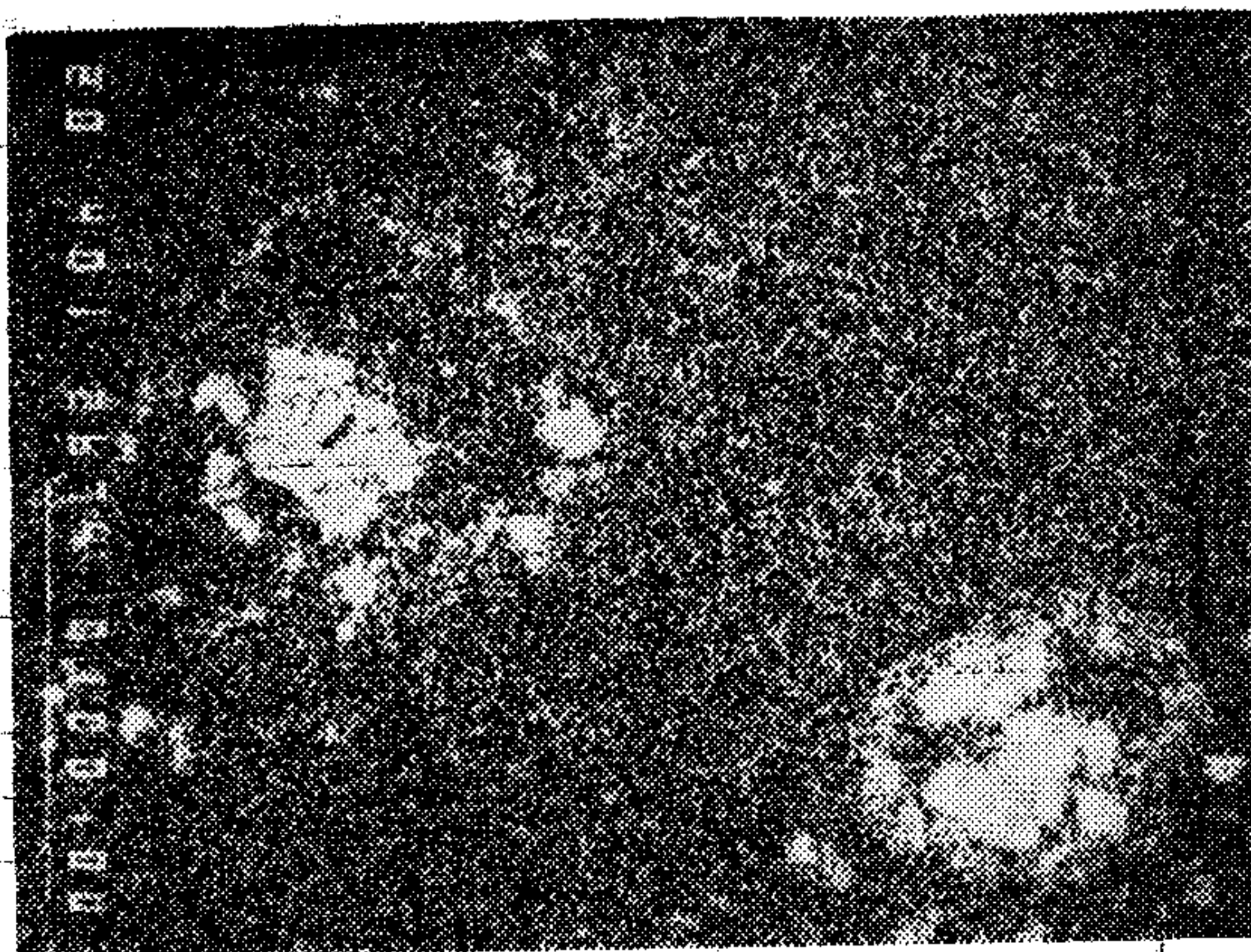
Átmeneti ellenállásértékek változása („A” mintacsoport)

Csatl. jele	Alapállapotban	Hőfokváltozás után	Igénybevétel után	
			10 ppm H <sub>2</sub> S 75% rel. nedvesség 21 nap	25 ppm SO <sub>2</sub> 75% rel. nedvesség 21 nap
I.	1,6–1,8 mΩ	4,7–4,9 mΩ	9–10 mΩ	1,2–28 Ω
II.	3,5–6,0 mΩ	3,0–7,0 mΩ	6–11 mΩ	25 mΩ–4 Ω
III.	3,0–5,0 mΩ	3,0–13,0 mΩ	6–19 mΩ	26 mΩ–5 Ω

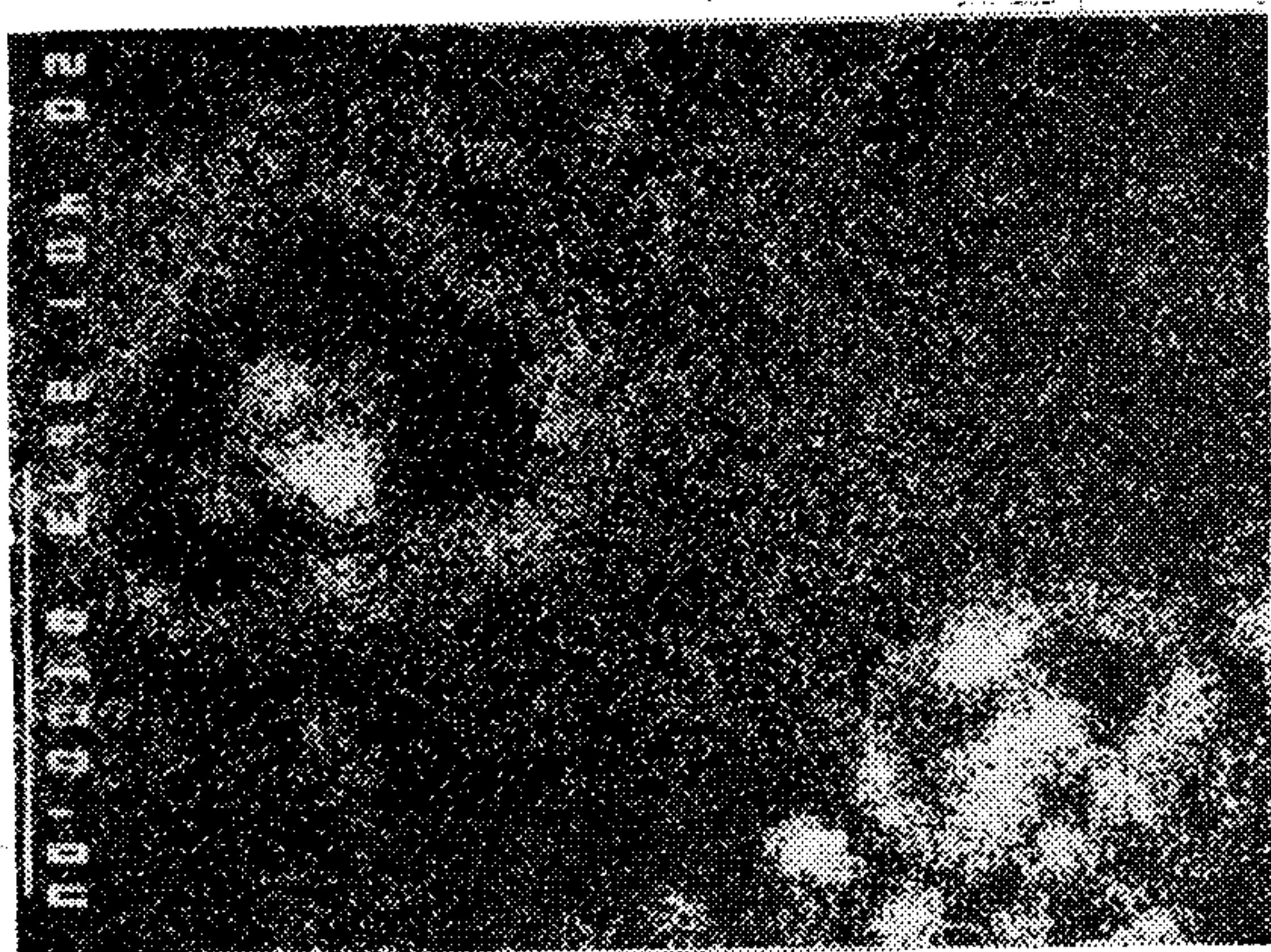
Az egész felületet beborító korróziós termékek keletkezése és a néhány ohm átmeneti ellenállásérték-növekedés együttesen következett be (l. a sötét kontúrú foltokat a 2677, 2674 jelű kompozíciós üzemmódban készült visszaszórt elektronképeken). A néhány ohm ellenállású minták felületén keletkezett korróziós termékekben nikkelt (a köztes rétegből) és rezet (a hordozóból) is találtunk, nemcsak ként (l. a 2672., 2673., 2674., 2676. sz. felvételeket). Azoknál a mintáknál viszont, ahol az ellenállás-



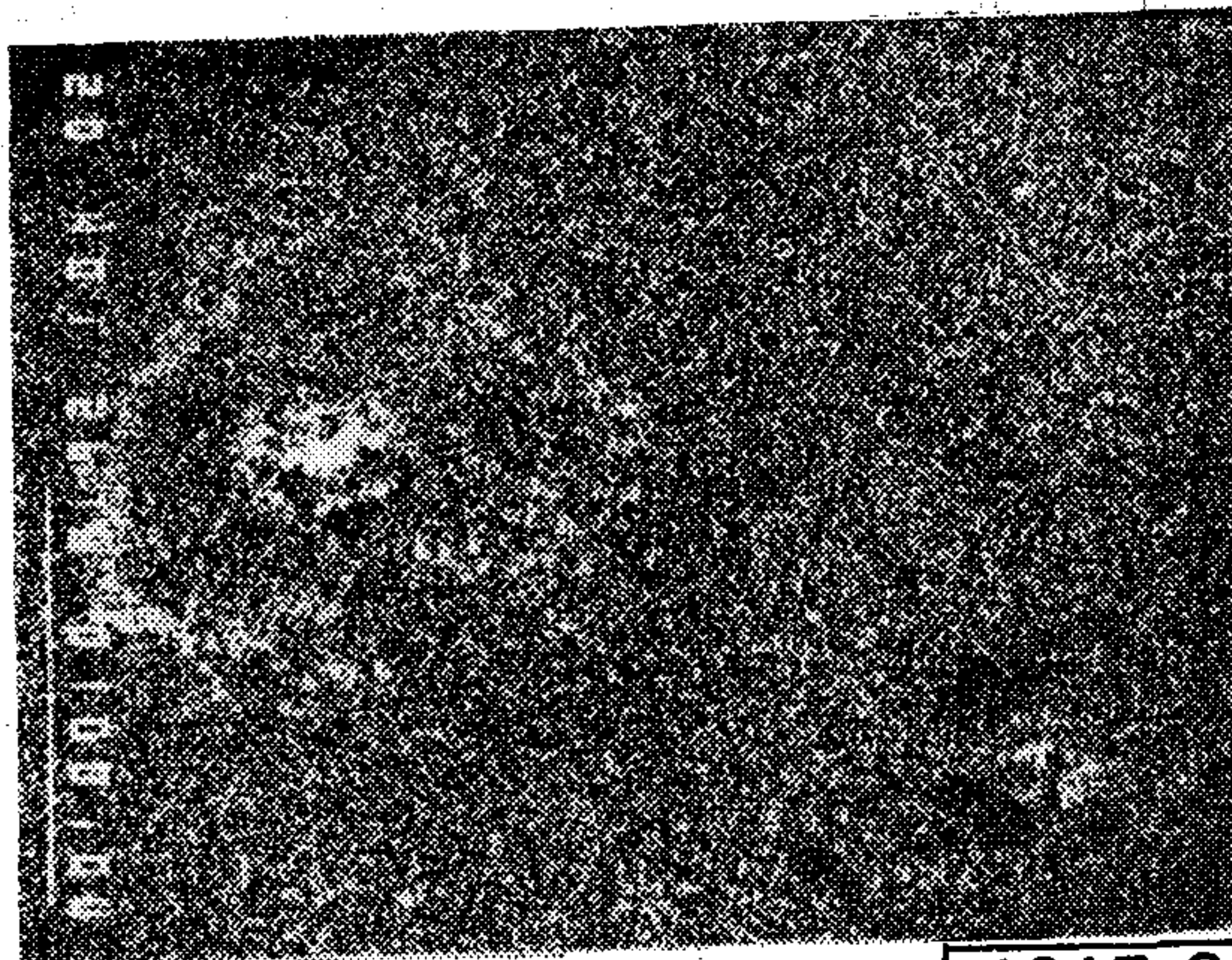
a.)



c.)



b.)



d.)

H945-2

3. ábra. Elemeloszlások az 1. ábra szerinti termékekben: a) 2672. felvétel visszaszórt elektronkép, b) 2673. felvétel SK $\alpha$ -kép, c) 2674. felvétel NiK $\alpha$ -kép, d) 2676. felvétel CuK $\alpha$ -kép

3. táblázat II.

Különböző vastagságú Au bevonattal védett dugóérintkezők átmeneti ellenállásának átlagértékei igénybevétel előtt és után („B”-mintacsoport)

Igénybevétel megnevezése	A különböző bevonatvastagságoknál mért átmeneti ellenállások (átl. mohm)			
	0,6—0,7 $\mu\text{m}$	0,7—0,8 $\mu\text{m}$	0,8—0,9 $\mu\text{m}$	1—1,1 $\mu\text{m}$
I.				
1. Beérkezési állapotban	2,46	2,56	2,49	2,57
2. 500 ciklus csatlakoztatás után	2,60	2,74	2,50	2,62
3. 10 nap SO <sub>2</sub> igénybevétel után	3,77	6,00	5,00	3,90
4. 21 nap SO <sub>2</sub> igénybevétel után	10,00	5,23	7,50	3,70
5. A 2+3 igénybevétel után	4,60	4,53	9,67	4,60
6. A 2+4 igénybevétel után	8,53	4,80	6,40	4,50
7. A 2+3+4 igénybevétel után	2,60	3,36	3,00	3,05
8. A 2+4+2 igénybevétel után	6,20	3,90	4,30	3,00

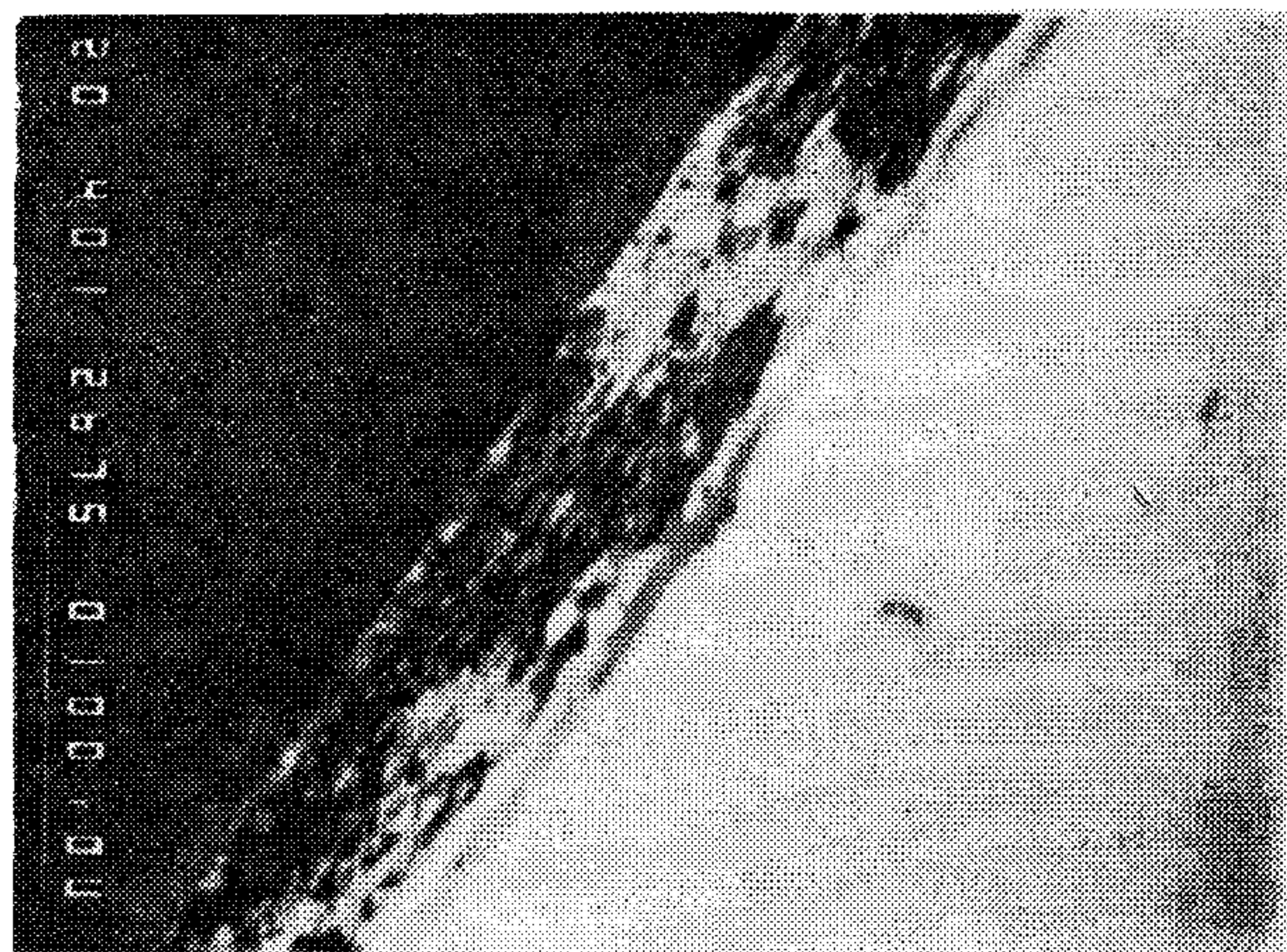
1. Beérkezési állapotban	2,32	2,24	2,29
2. 500 ciklus csatlakoztatás után	2,29	2,30	2,29
3. 10 nap H <sub>2</sub> S igénybevétel után	2,67	2,43	2,57
4. 21 nap H <sub>2</sub> S igénybevétel után	2,63	2,50	2,52
5. A 2+3 igénybevétel után	2,53	2,40	2,57
6. A 2+4 igénybevétel után	2,57	2,45	2,55
7. A 2+3+2 igénybevétel után	2,67	2,67	2,63
8. A 2+4+2 igénybevétel után	2,60	2,53	2,55

Megjegyzés: Az alappéréseket 10—12 db, az igénybevétel utáni méréseket 3—3 db mintán végeztük el és a mért értékek átlagát tüntettük fel a táblázatban.

változás csak néhányszor tíz, esetleg 100 mohm értékű volt, a korróziós termékben csak ként találtunk (l. a 2675. és 2676. jelű felvételeket).

A vizsgálatok megerősítették azt a korábbi feltételezésünket (1), hogy a korrózió többlépéses folyamat, amelynek első lépése a kéntartalmú (természetes környezetben klórtartalmú is) gyökök adszorpciója





a.)



b.)

H945-3

4. ábra. Érintkezők („B” mintacsoport) felülete SO<sub>2</sub> igénybevétel után: a) 2675. felvétel visszaszórt elektronkép, b) 2676. felvétel SK $\alpha$ -kép

a felületen, ezt követi a köztesréteg és hordozófém atomjainak diffúziója a felületre a bevonat (Au-réteg) pórusain keresztül, majd a fémionok reakciója a kemisorbeált kén- (és klór-) tartalmú gyökökkel.

A megbízhatóság növelése tehát ezen folyamatok meggátlását jelenti, azaz optimális vastagságú és szerkezetű köztes rétegek, illetve bevonatok kialakítását kívánja meg.

Újabb kísérletsorozatban — a fenti felismerésekre alapozva — azokat a változtatott technológiával előállított Au-bevonatokat vizsgáltuk, amelyek bár az előző mintáknál lényegesen vékonyabbak voltak

0,7–1,1  $\mu\text{m}$  vastagságúak, de a köztes Ni-réteg és az Au-bevonat kialakításánál a fentiekben vázolt korróziós mechanizmus meggátlására törekedtek.

Ezen csatlakozók elektronszondás vizsgálata alapján megállapítható volt, hogy az optimalizált technológiával kialakított felületeken a vázolt többlépcsős korróziós mechanizmusnak még SO<sub>2</sub> igénybevétel esetén is legfeljebb az első lépése következett be: a kén-tartalmú gyökök kemisorpciója (l. 2676. felvétel). A csatlakoztatási ciklust követően pedig már ezt a S-tartalmú korróziós terméket sem tudtuk az esetek többségében kimutatni.

Mindezek alapján feltételeztük, hogy az átmeneti ellenállásértékek változása is csekély lesz. A feltételezés igazolódott. Az ellenállásértékek növekedése (l. 3. táblázat) egyetlen SO<sub>2</sub> kezelés során sem lépte túl az eredeti alapérték négyszeresét, H<sub>2</sub>S-es kezelés esetén pedig gyakorlatilag nem volt ellenállás-változás.

Az ipari gázban történő igénybevételt követő csatlakoztatás hatására pedig az SO<sub>2</sub>-ben kezelt mintáknál is ellenállás-csökkenés következett be.

## 5. Összefoglalás

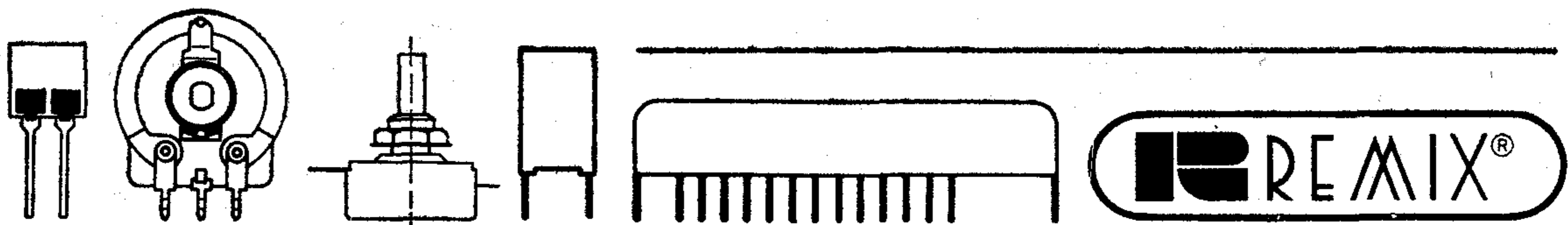
Megállapítást nyert, hogy megfelelő vastagságú és szerkezetű nikkal köztesréteg, valamint póruszegény, viszonylag vékony (nemesfém-takarékoság!) aranybevonatok kialakításával a felületi korrózió mértéke csökkenthető, illetve olyan korróziós termék keletkezik, amely a rendeltetésszerű használat során lekopik. Közvetlen összefüggés van tehát a Ni-köztesréteg és az Au-bevonat morfológiája, laterális, illetve vertikális homogenitása és az igénybevételekkel szembeni ellenállóképessége között. Az alkalmazott vizsgálati eljárások, azaz az átmeneti ellenállásmérés és a korróziós termékek elektronszondás ellenőrzése, jól használhatók az érintkezők szélsőséges környezeti viszonyok közötti működésének — megbízhatóságuknak — minősítésére.

## Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetüket fejezik ki dr. Nagy Géának az elektronszondás vizsgálatokban nyújtott segítségért és a Kontakta Alkatrészgyár Galvánműhelyében dolgozó kollégáknak a kísérleti minták biztosításáért.

## I R O D A L O M

- [1] Dékány L.-né—Kormány T.: Híradástechnika 30. p. 243. (1973).



# MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

Tipus	Hordozó	Leszedő	Terhelhetőség [W]	Névleges rezisztencia [Ω]	Sor	Tűrés [%]	Kezdő és maradék rezisztencia [Ω]	Szabályozási jelleg	
Beállító	P810x	rétegelt lemez	alpakka rugólemez	0,7/40°C	10 ... 15k	E6, E12	±20,10	max.0,2	A
	P819x	szigetelt alumínium	alpakka rugólemez	3/50°C	22 ... 470	E6	± 20 10	max 1% vagy 0,5 amelyik nagyobb	A
	P841x	nagy hőállóságu műanyag	alpakka rugólemez	3/40°C	22 ... 22k	E6	± 20,10,5		A
	P814x	kerámia	menetes orsóra szerelt alpakka rugólemez	0,5/40°C	10 ... 10k	E6	R ≤ 100Ω ±20,10 R > 100Ω 20,10,5	max 5% vagy 1,5 amelyik nagyobb	A
Szabályozó	P812	rétegelt lemez	alpakka rugólemez	1/40°C	10 ... 10k	E5, E12 E24	±20,10,5		A
	P806 <sup>1/2</sup>	rétegelt lemez	alpakka rugólemez	3/40°C	51 ... 10k	E6, E12 E24	±20,10,5		A
	P808 <sup>6/7</sup>	rétegelt lemez	alpakka rugólemez	3/40°C	68 ... 10k	E6, E12	± 20,10		A
	P811 <sup>8/9</sup>	rétegelt lemez	alpakka rugólemez	4/40°C	20 ... 20k	E6, E12 E24	±20,10,5		A

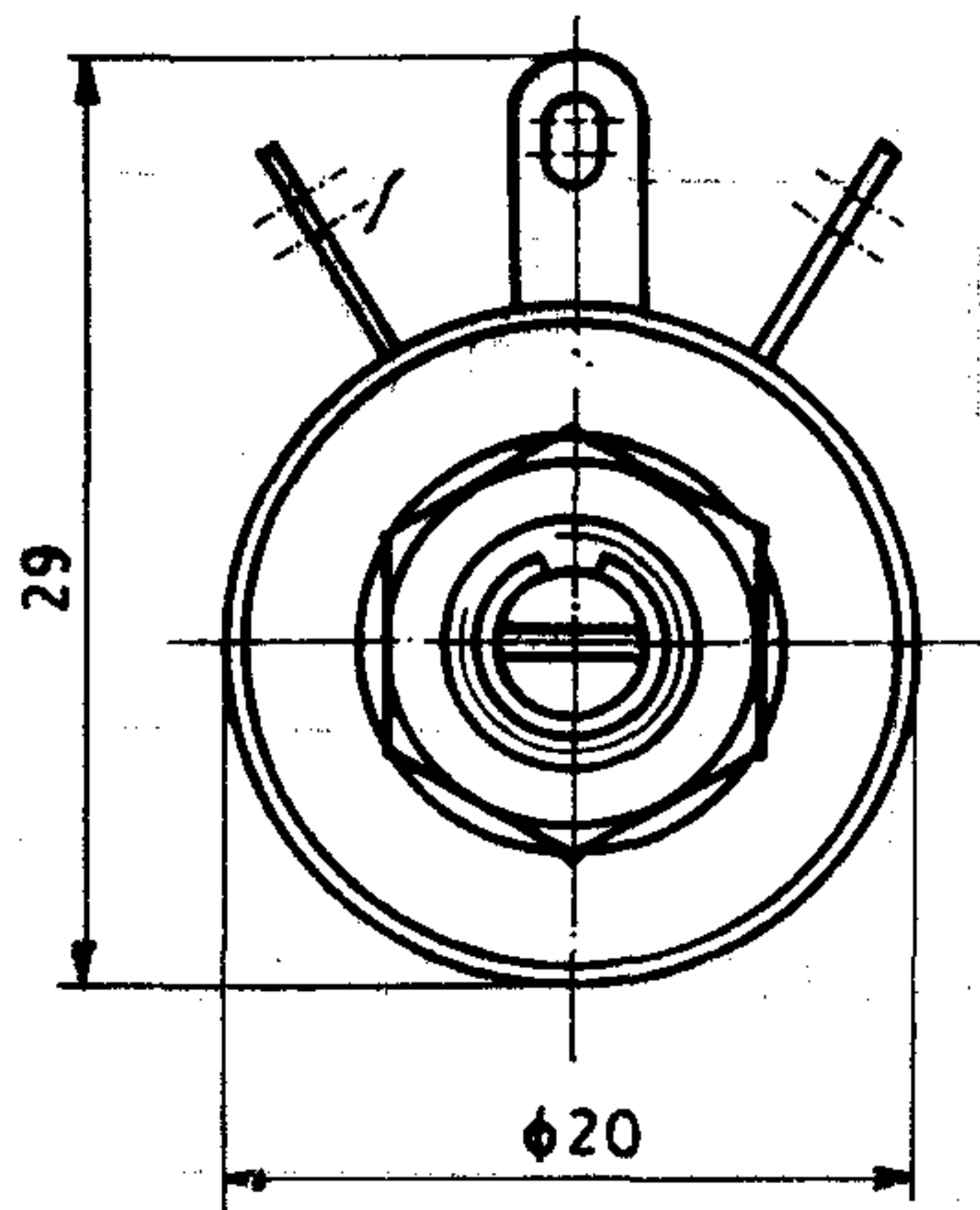
## BEÁLLÍTÓ ÉS SZABÁLYOZÓ

# HUZALPOTENCIOMÉTEREK

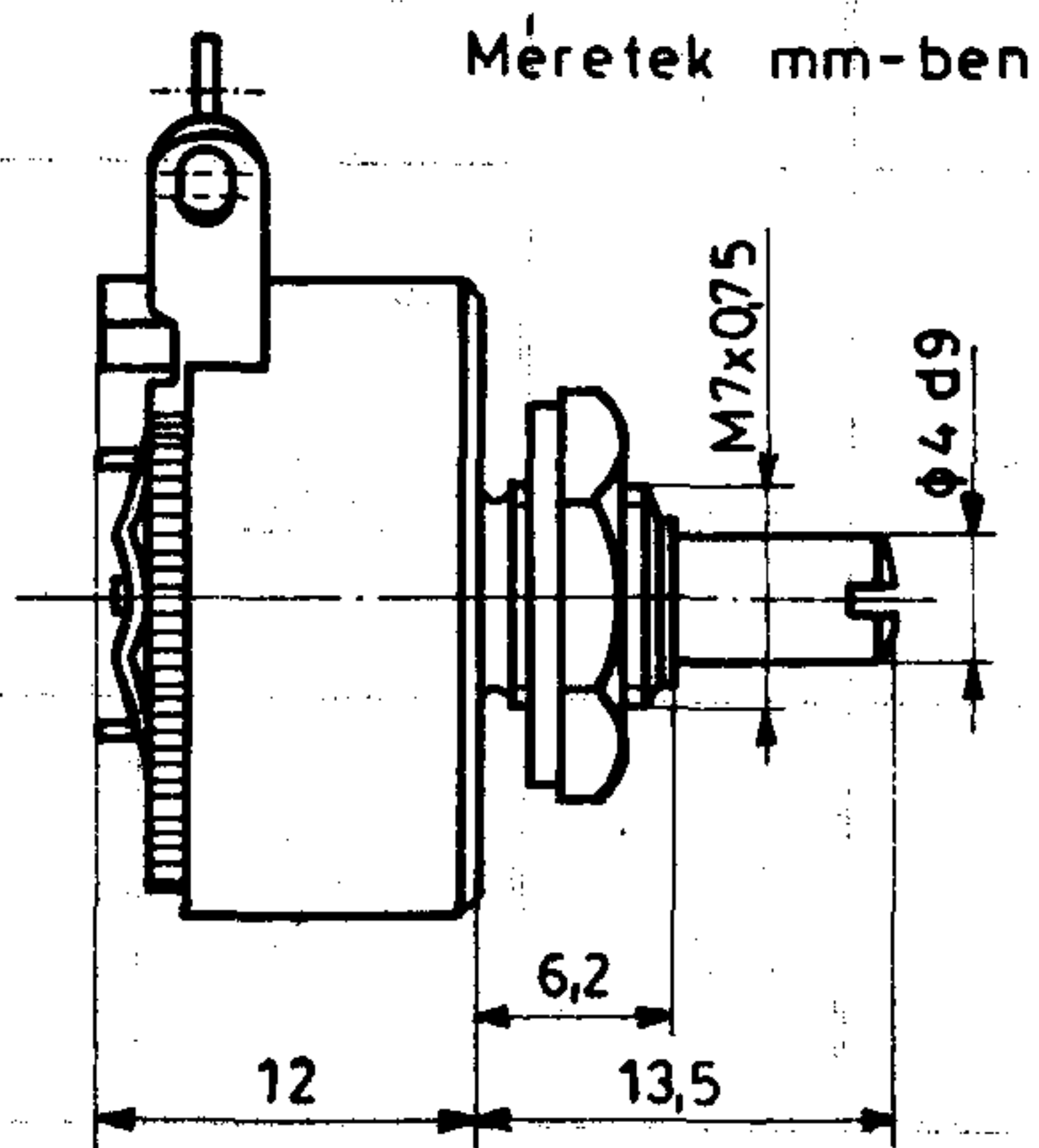
## AJÁNLOTT TERMÉKVÁLASZTÉKA '84

Határfeszültség [V]	Hőmérsékleti tényező TK [ $10^{-6}/K$ ]	Feszültség- vizsgálat [V]	Szigetelési ellen- állás [ $\Omega$ ]	Működtetési tartomány	Mechanikai tartósság [ciklusszám]	Kulcsszám	Termék- szabvány
250=	$\pm 300$	600~	100M	$240^\circ$ $\pm 10^\circ$	500	25/085/-	Rx-74.182/3
$\sqrt{P_{\bar{u}} \cdot R}$	$\pm 400$			$285^\circ$ $\pm 15^\circ$	500	55/125/04	Rx-74.326
$\sqrt{P_{\bar{u}} \cdot R}$	100 $\Omega$ - 10k $\Omega$ $\pm 100$			$270^\circ$ $\pm 10^\circ$	200	55/125/04	MF-137
$\sqrt{P \cdot R}$	$\pm 300$	500~	min. 5G	67 $\pm$ 5 fordulat	100	55/085/21	Rx-74.219/1
250=	$\pm 300$	1000=	min. 100M	$270^\circ$ $\pm 10^\circ$	5000	40/070/-	Rx-74.141/2
250=	$\pm 300$	1000=	min. 500M	$280^\circ$ $\pm 10^\circ$	500	25/100/-	Rx-74.118/1
250=	$\pm 300$	1000~	min. 100M	$270^\circ$ $\pm 10^\circ$	5000	40/070/-	Rx-74.117/1
250=	$\pm 300$	1500=	min. 100M	$260^\circ$ $\pm 10^\circ$	R < 10k $\Omega$ 5000 R $\geq$ 10k $\Omega$ 2500	40/070/-	Rx-74.119/1

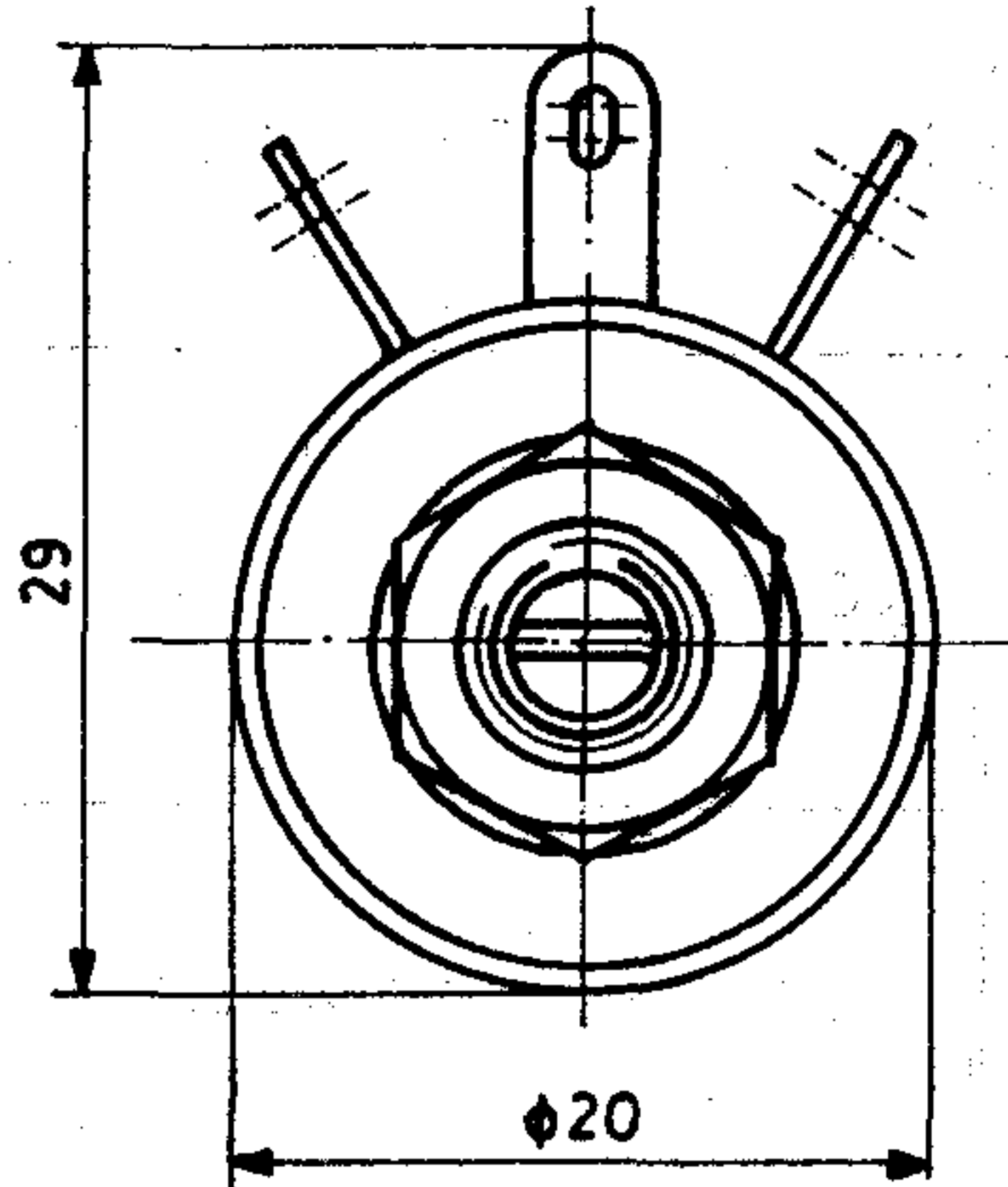
Tipus	Hordozó	Leszedő	Terhelhetőség [W]	Névleges rezisztencia [ $\Omega$ ]	Sor	Tűrés [%]	Kezdő és maradék rezisztencia [ $\Omega$ ]	Szabályozási jelleg
P0815x	vörösrez huzal	rugólemez palládium-ezüst betéttel	1/40°C	22 ... 1,5k	E12	$\pm 10,5$	max. 1%	A
P817	tömörre égetett kerámia gyűrű	alpakka rugólemez	10/70°C	1 ... 6,8k	E6	$\pm 20,10$	max. 0,2	A
P8161		alpakka rugólemez	25/70°C	4,7 ... 68k	E6	$\pm 20,10$	max. 0,2	A
P816 $\frac{2}{3}$			100/70°C	22 ... 33k				
R623-xxx		lakkkal bevont vörösrez huzal	palládium-ezüst használata ajánlott	+40°C-ig 0,3 Wcm +125°C-on 0 Wcm	100...200k/1m	igény szerint	$\pm 10,5$	



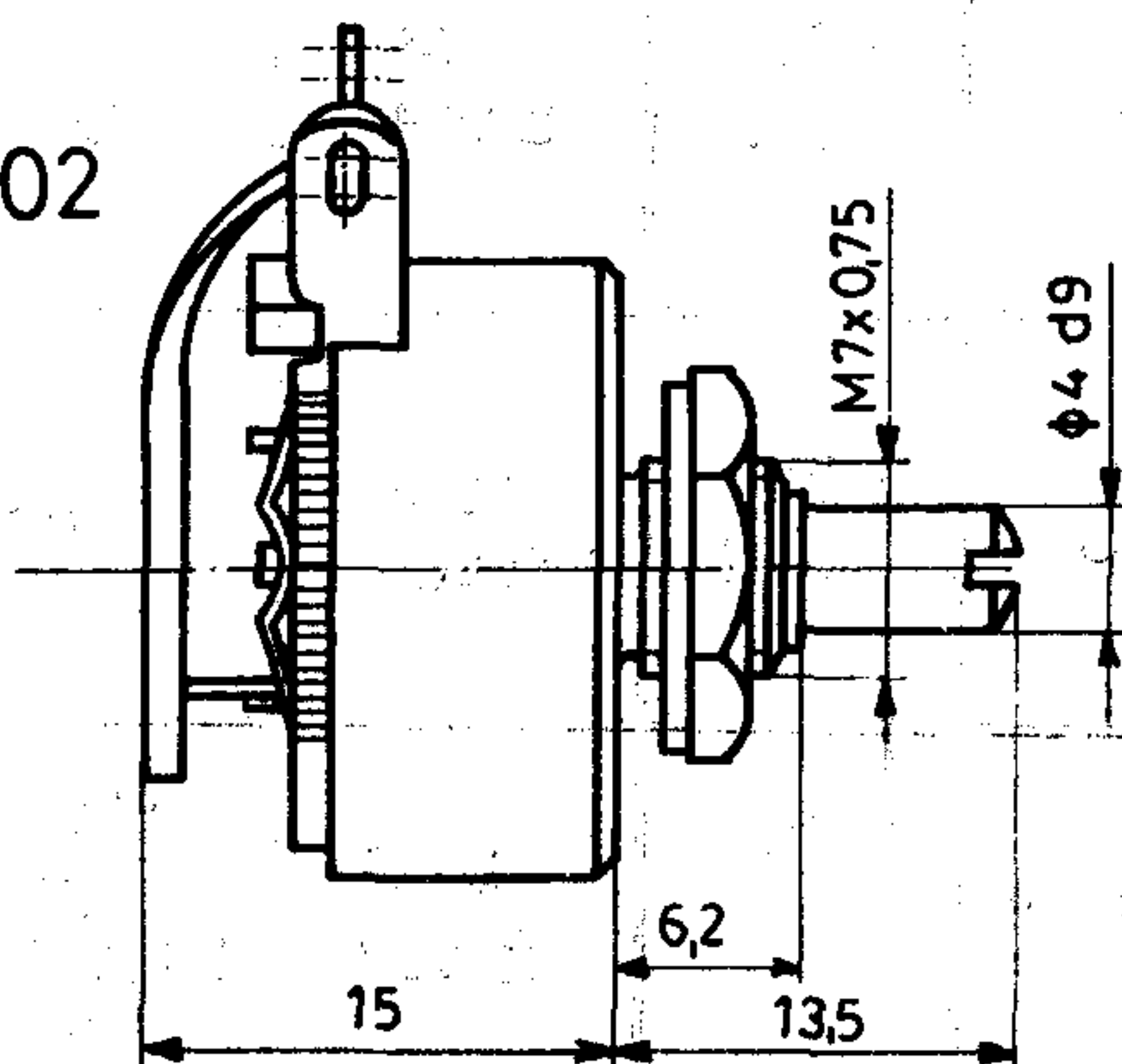
P8101



Méreték mm-ben



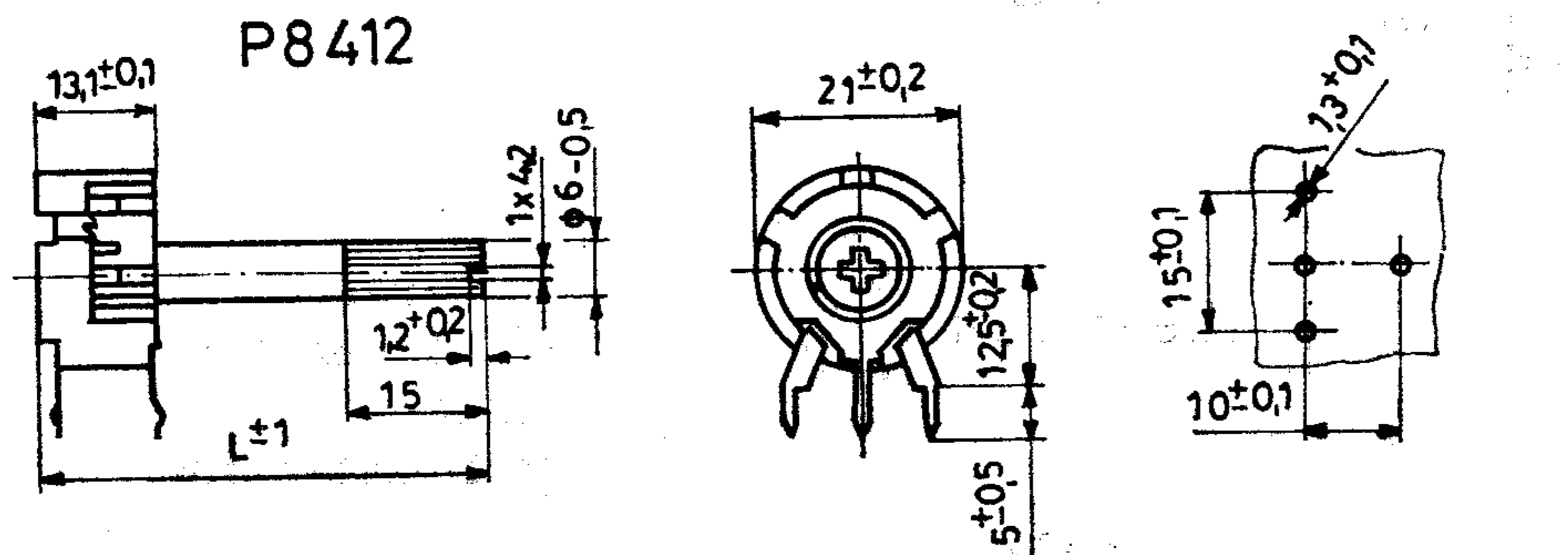
P8102



**P810x  
Beállító  
huzal-  
potenciométer**

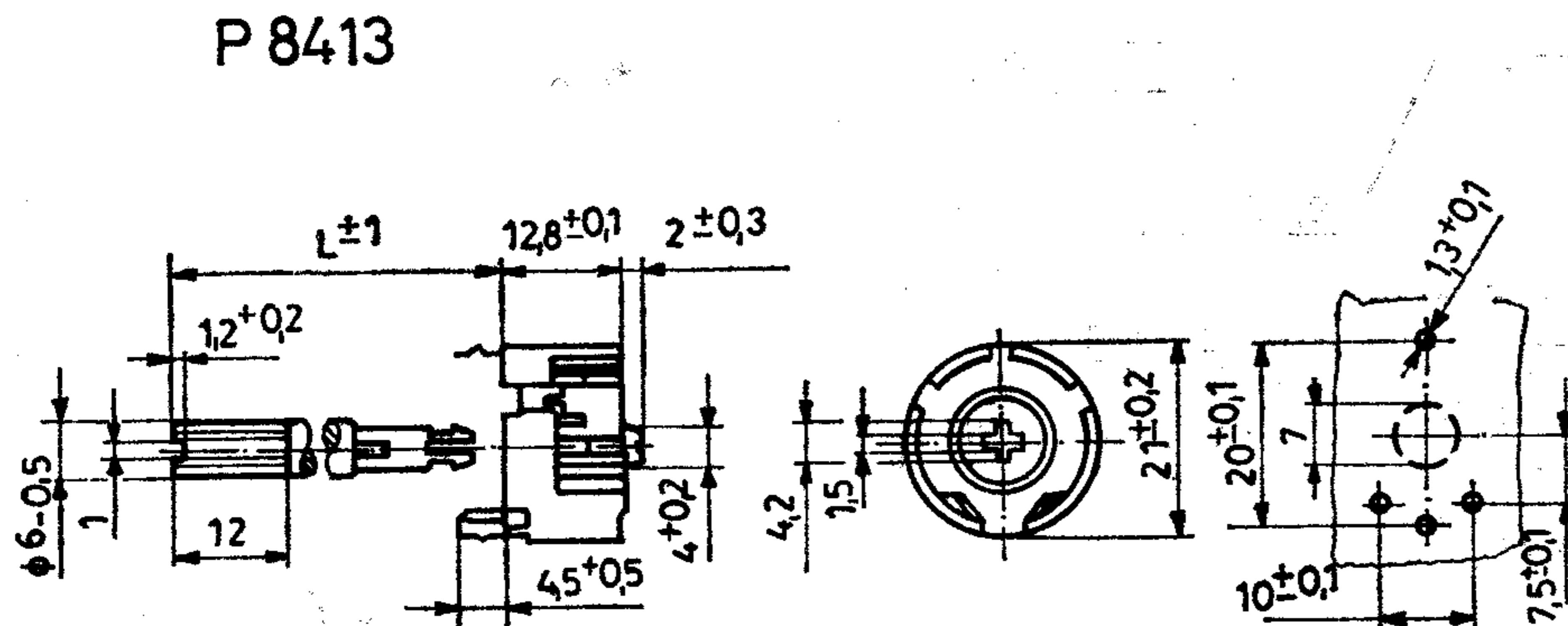
Határfeszültség [V]	Hőmérsékleti tényező TK [10 <sup>-6</sup> /K]	Feszültség vizsgálat [V]	Szigetele- si ellen- állás [Ω]	Működési tartomány	Mechanikai tároltság [ciklusszám]	Kulcsszám	Termék- szabvány
$\sqrt{P \cdot R}$	max. ±100			310° ±5°	P0815 5000 P08151 50000	25/70/04	MF-0058/1
$\sqrt{P \cdot R}$	max. ±500	1500~	min. 500M	285° ±5°	R ≤ 1,5 kΩ 5000 R > 1,5 kΩ 500	40/125/04	Rx-74.247/3
$\sqrt{P \cdot R}$	max. ±500	1500=	min. 500M	300°  310°	R ≤ 3,3 kΩ 5000 R > 3,3 kΩ 500  R ≤ 15 kΩ 5000 R > 15 kΩ 500	40/125/04	Rx-74.247/1
250= a hordozó és az ellenállás- huzal között	-25...+125°C max.100 jellemzően 40		min. 100M/1m				Rx-74.265

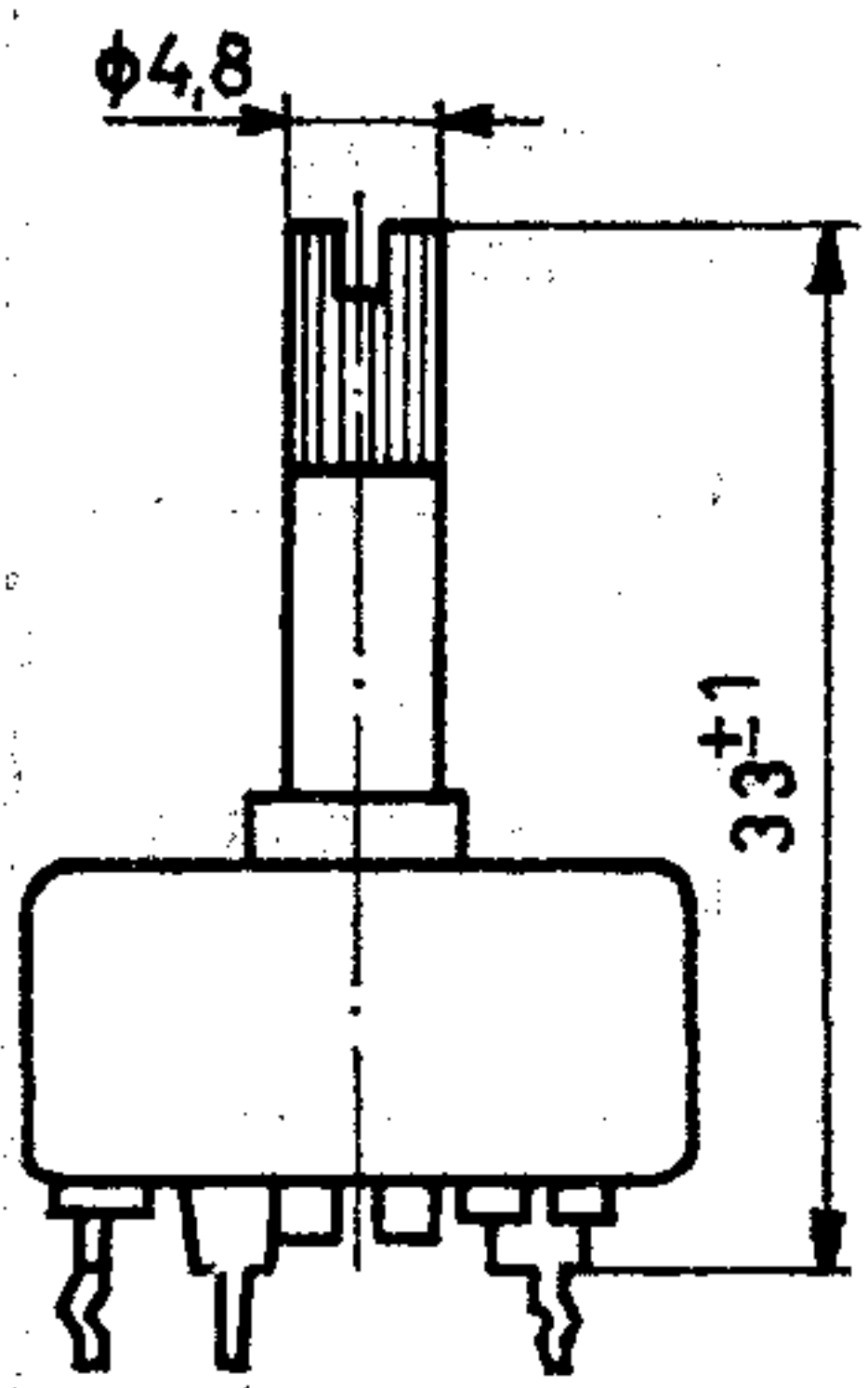
### Felerősítés



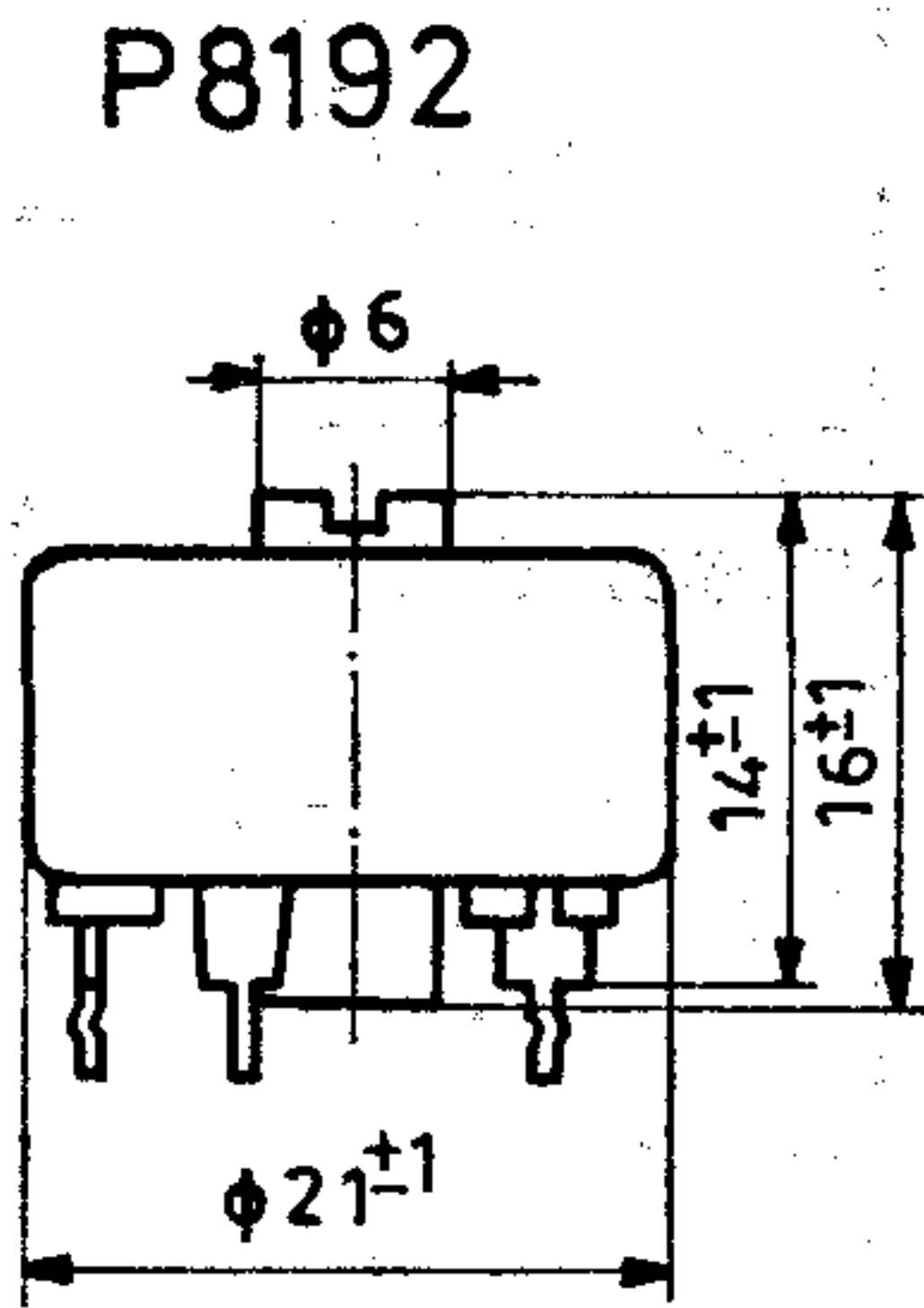
Méreték mm-ben

**P841x**  
**Beállító**  
**huzal-**  
**potenciométer**



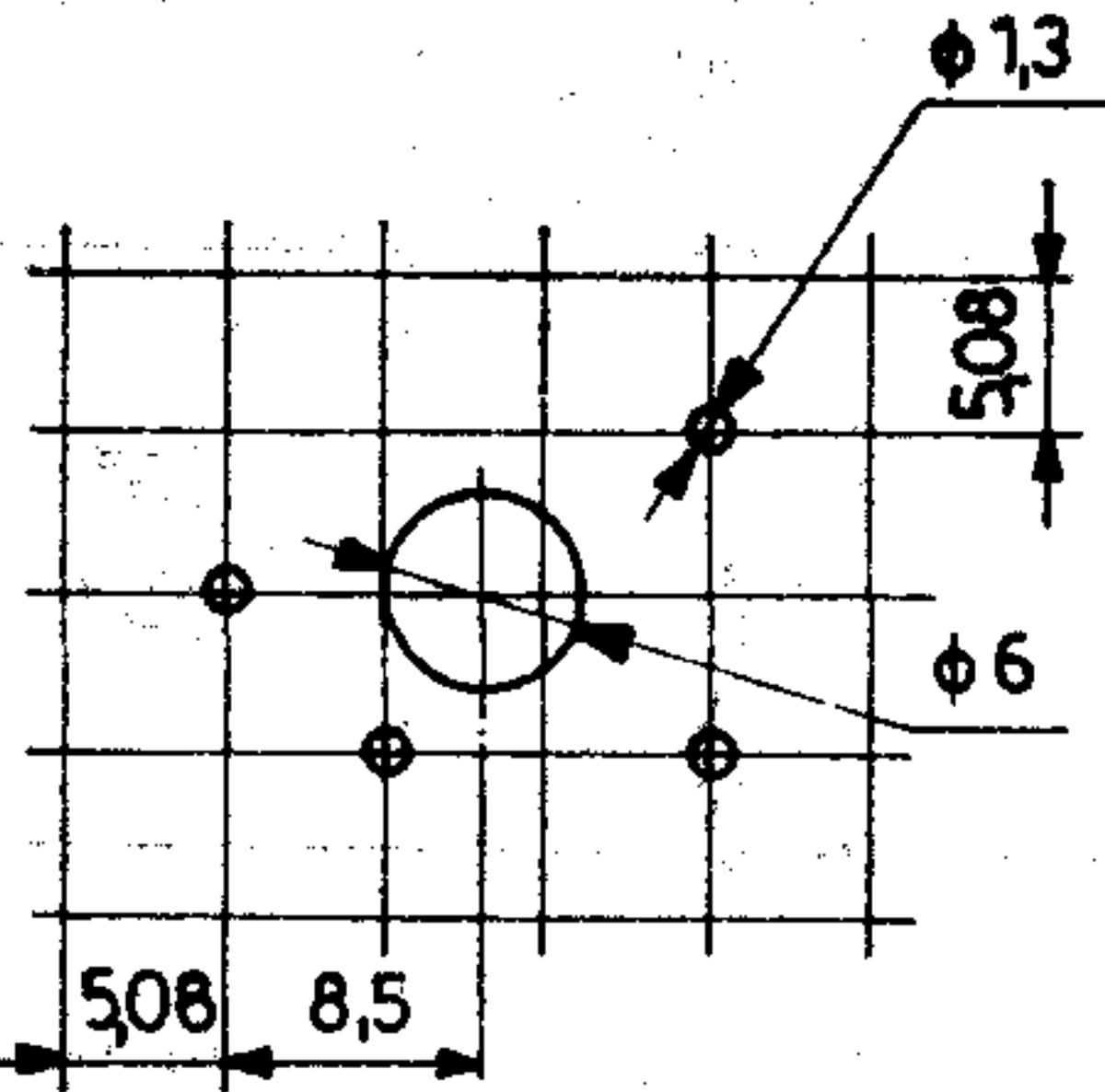


P8191



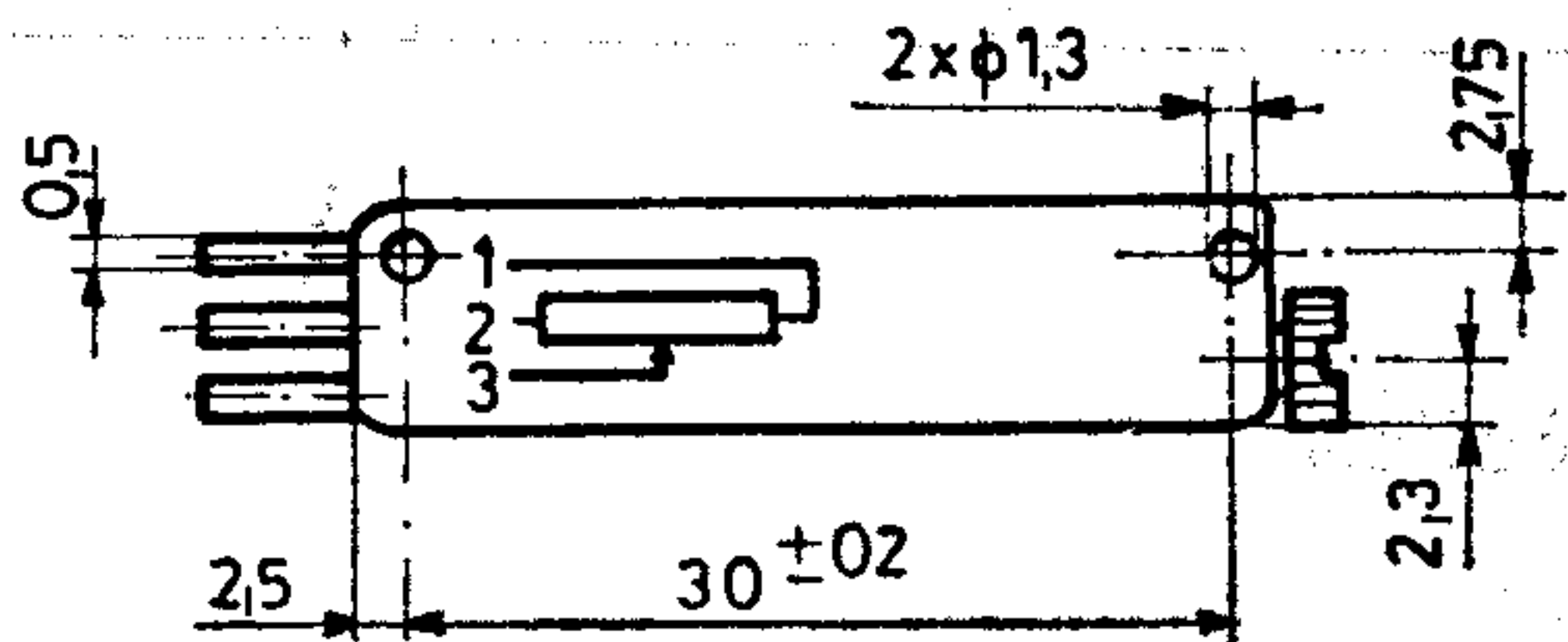
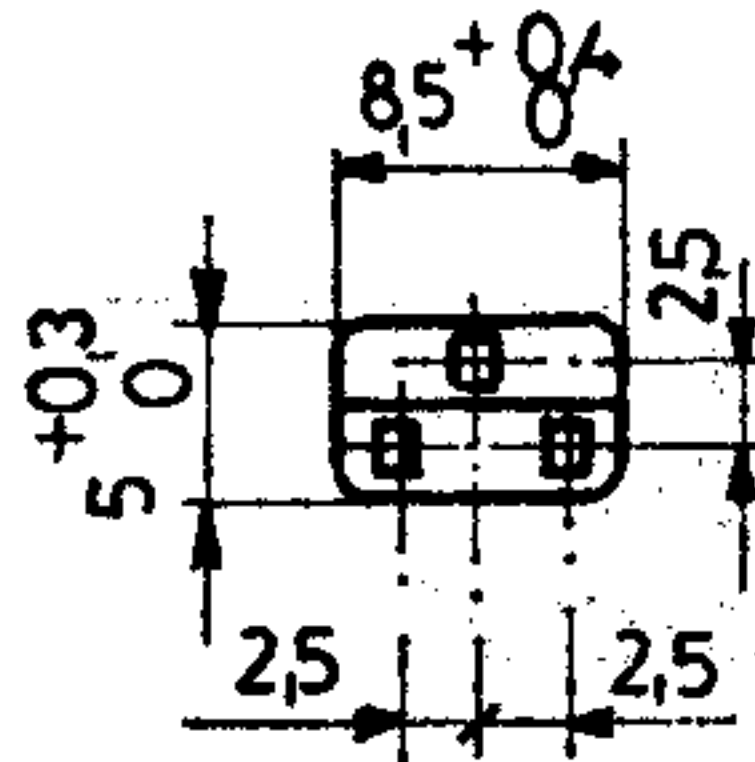
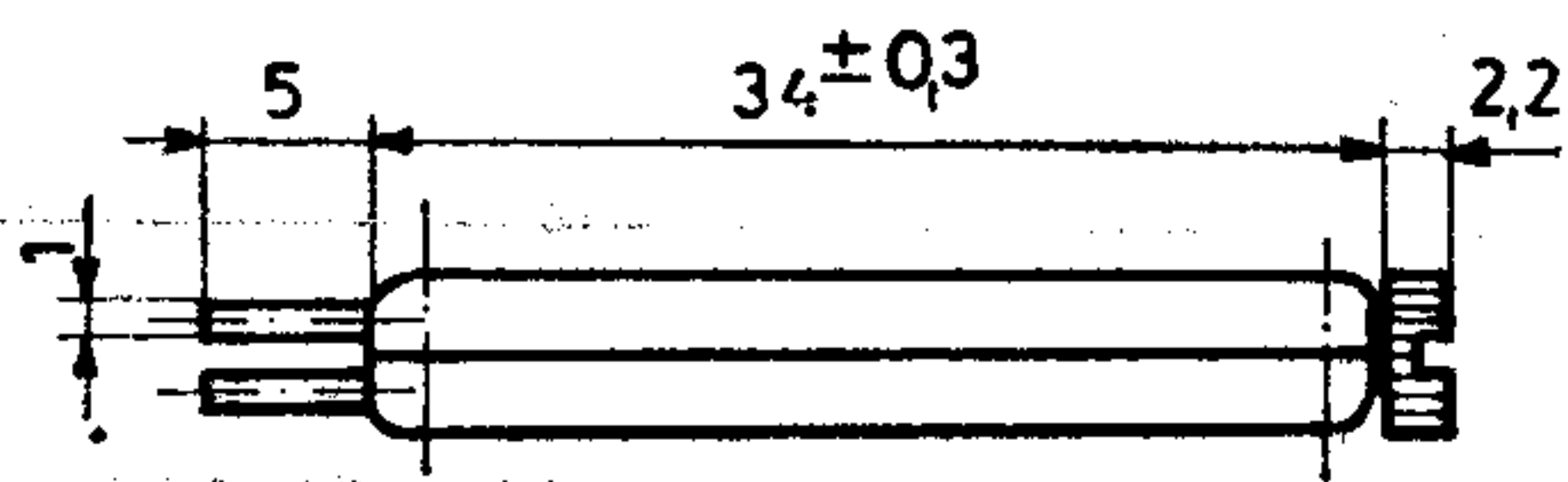
P8192

Felerősítés  
(beültetés felől)



Méreték mm-ben

**P819x**  
**Miniatur**  
**beállító**  
**huzal-**  
**potenciométer**



P8141

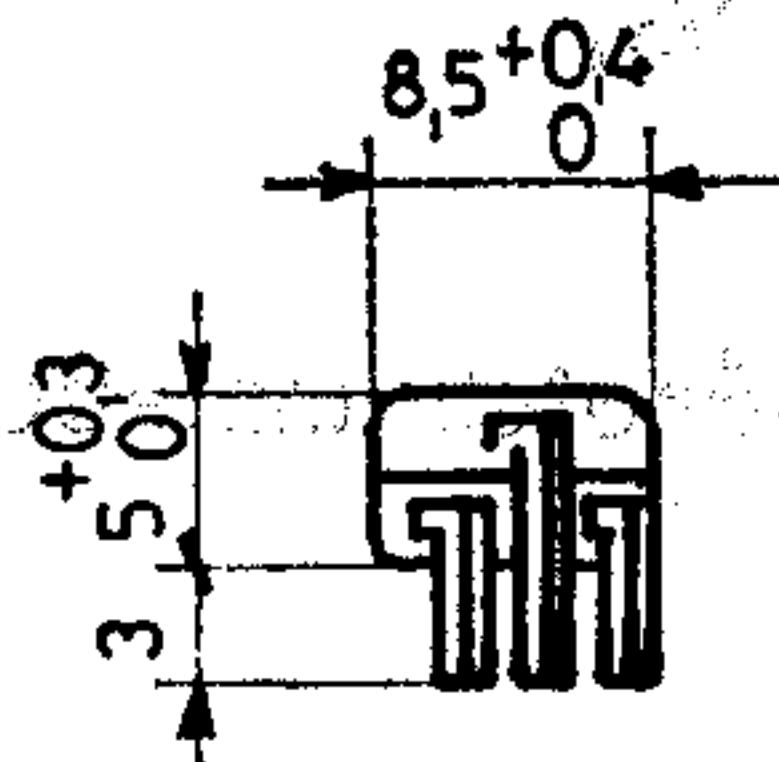
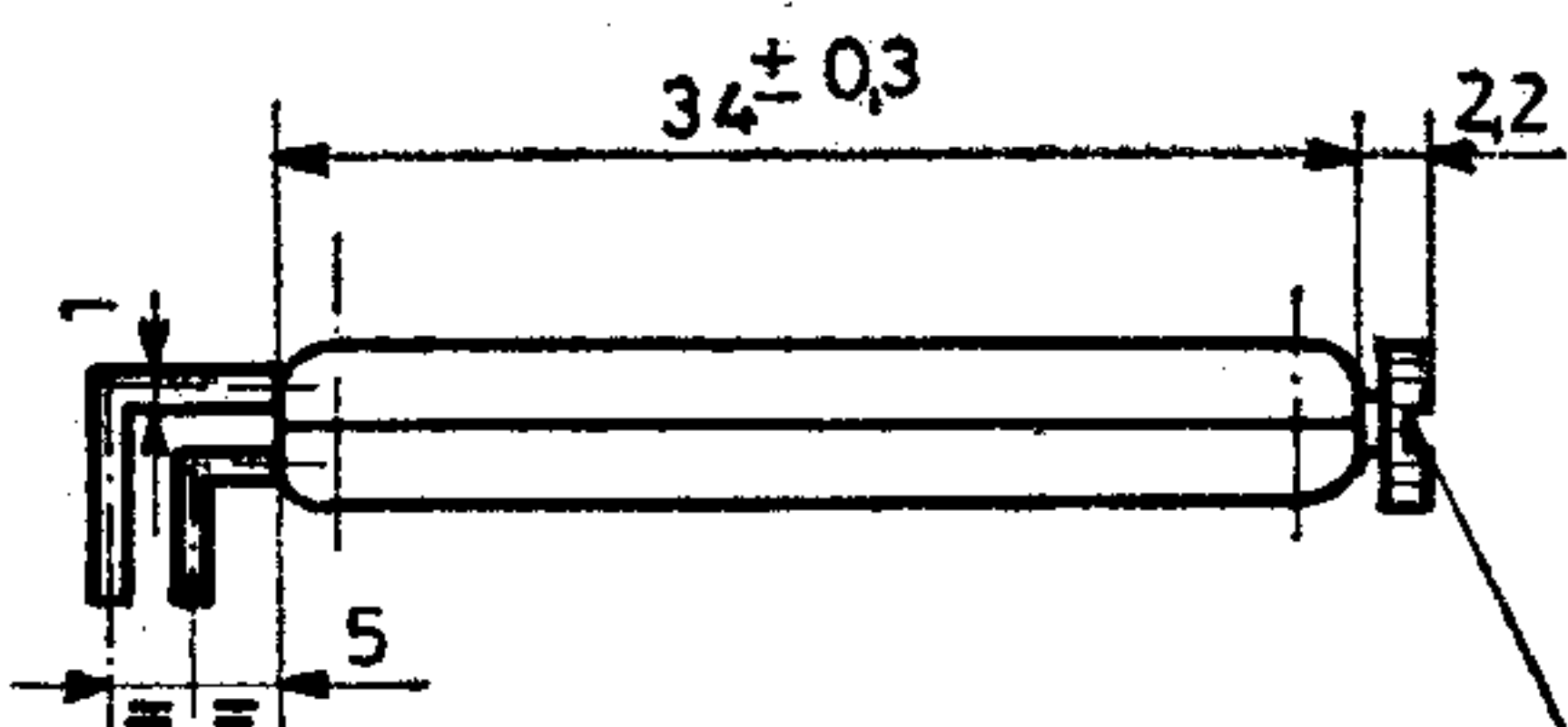
P8142

Forgatógomb

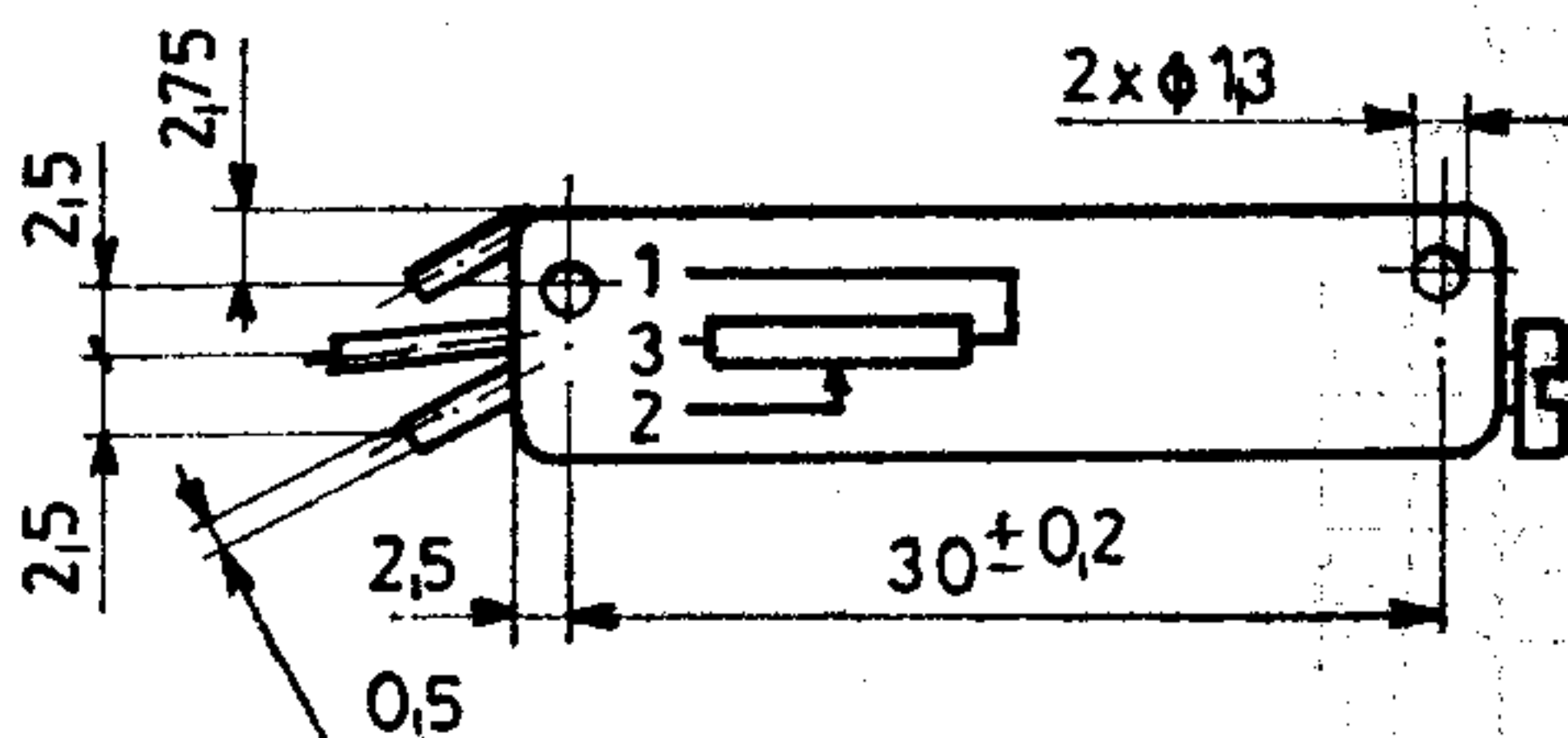
- P8141  $\phi$  5,0 mm
- P8142  $\phi$  3,5 mm
- P8143  $\phi$  5,0 mm
- P8144  $\phi$  3,5 mm

Méreték mm-ben

**P814x**  
**Miniatur**  
**finombeállító**  
**huzal-**  
**potenciométer**



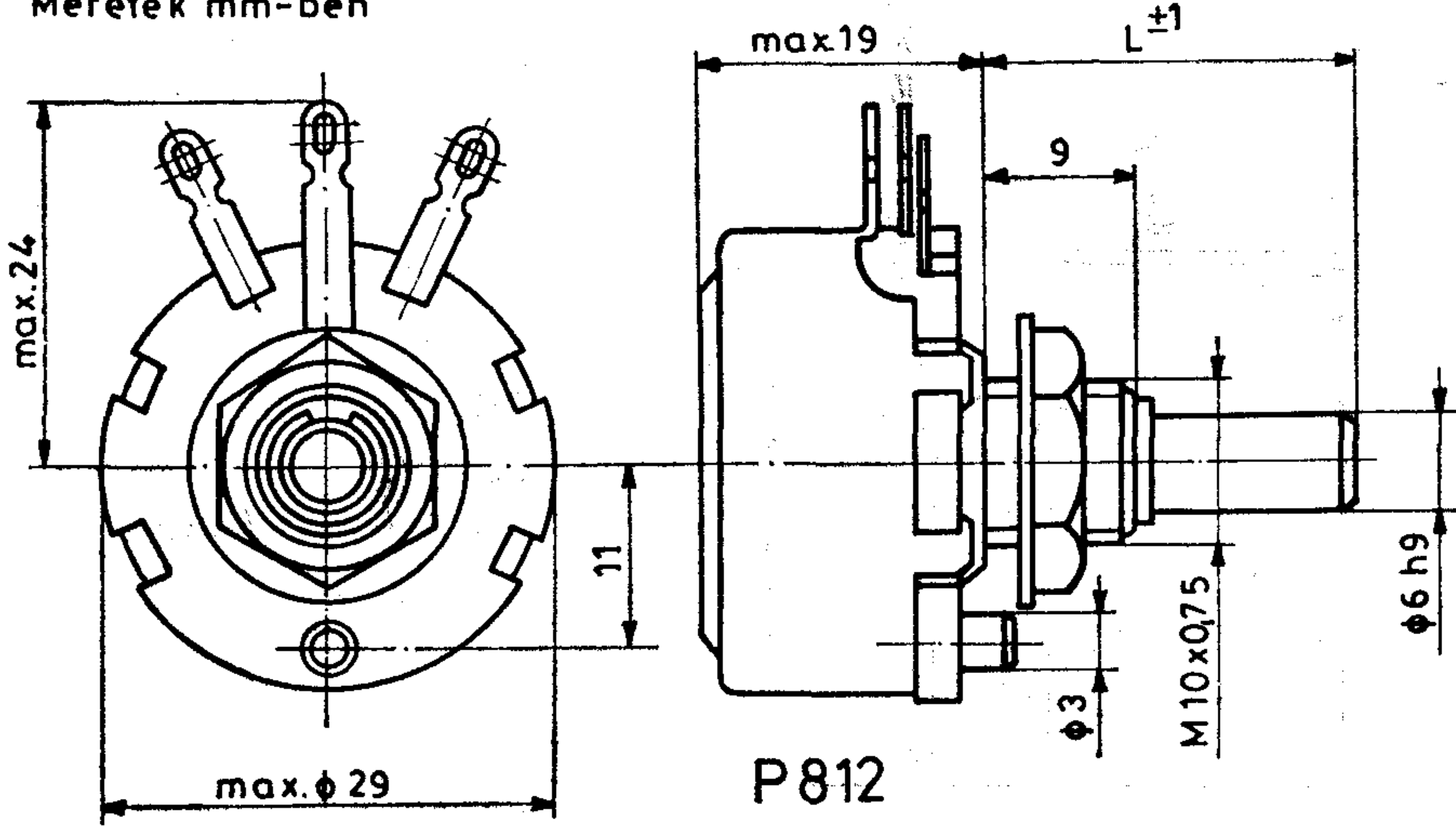
0,6x3



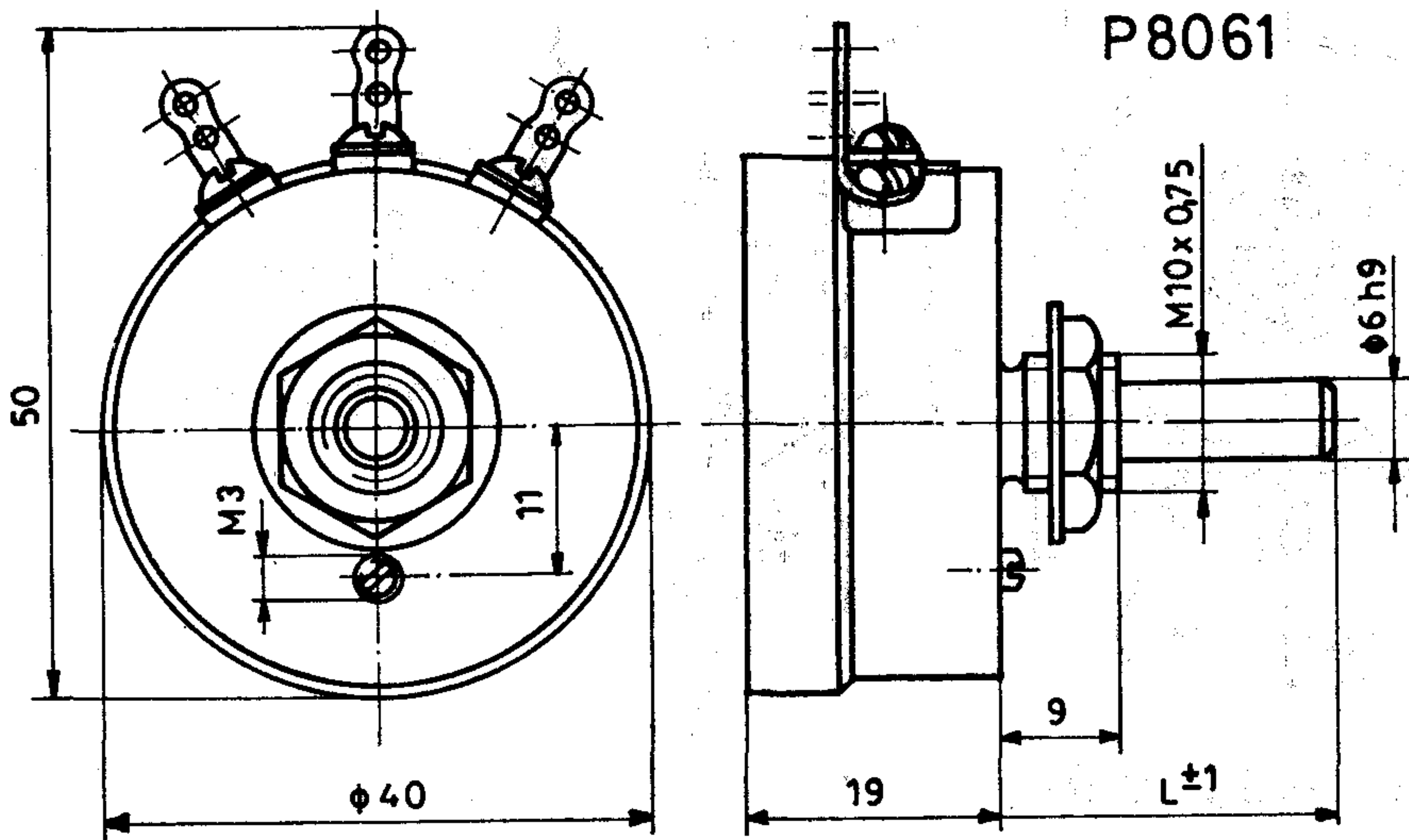
P8143

P8144

Méreték mm-ben



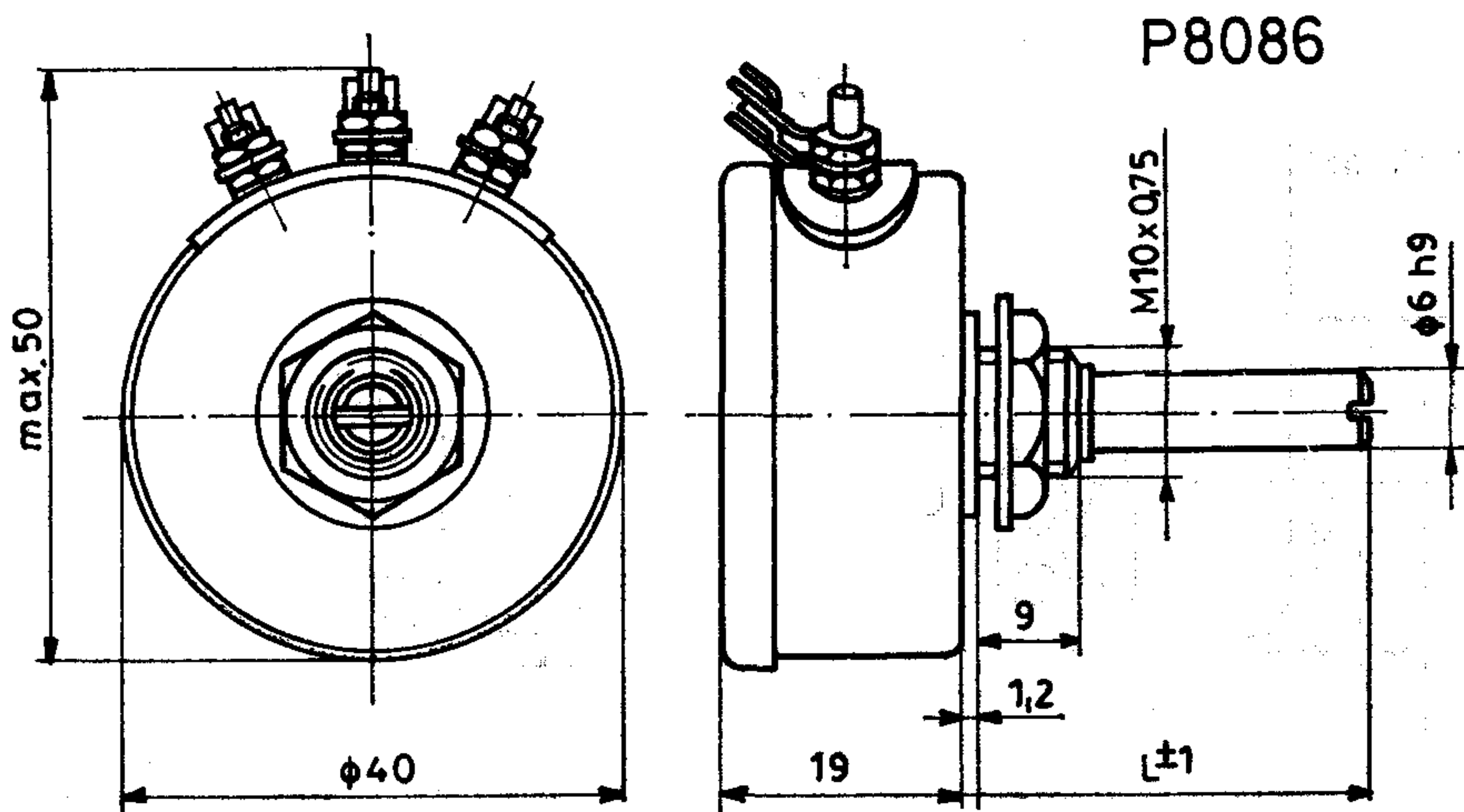
**P812**  
Huzal-  
potenciométer



**P8061**

**P806x**  
Huzal-  
potenciométer

P8062 tengelyrögztős kivitel

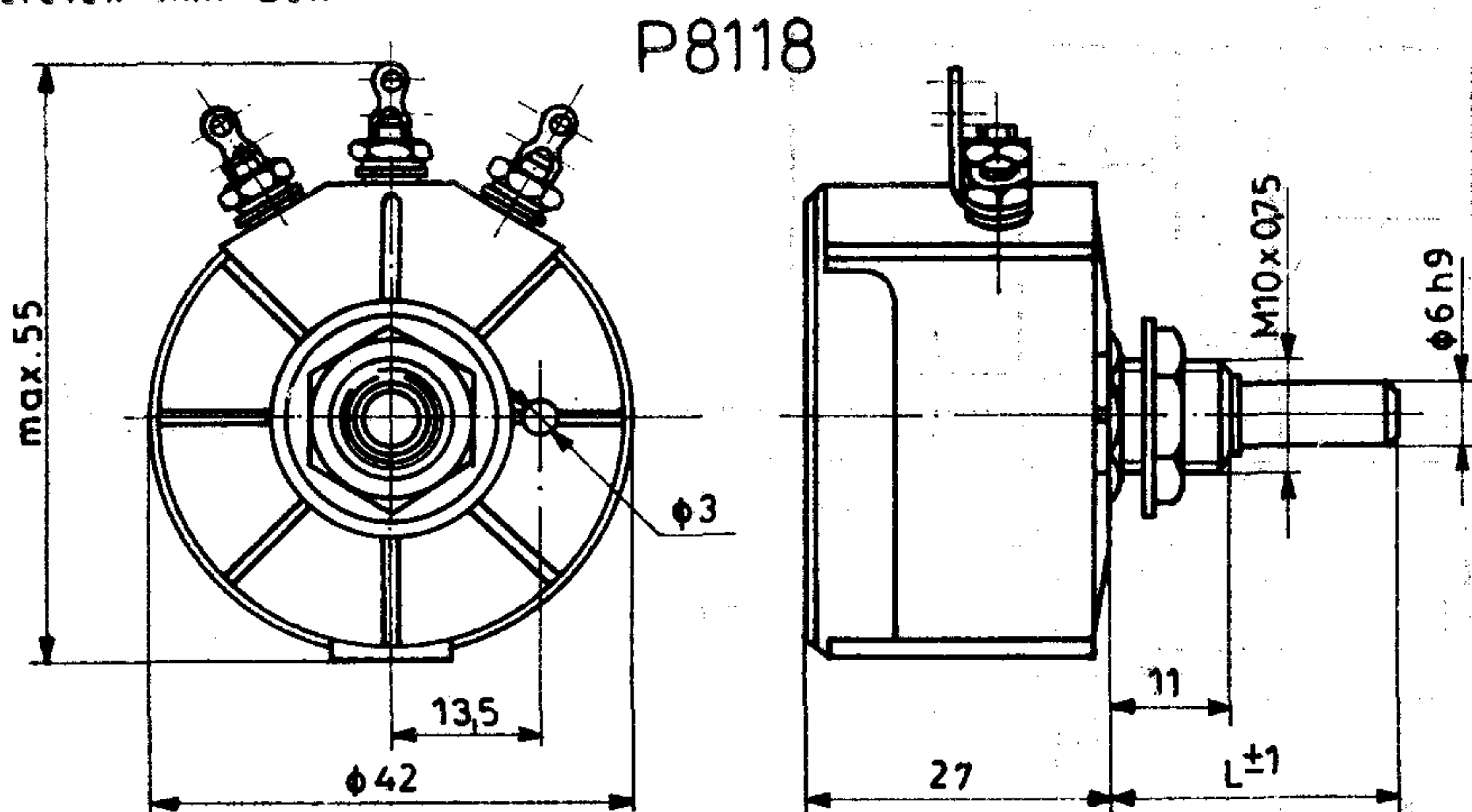


**P8086**

**P808x**  
Huzal-  
potenciométer

P8087 tengelyrögztős kivitel

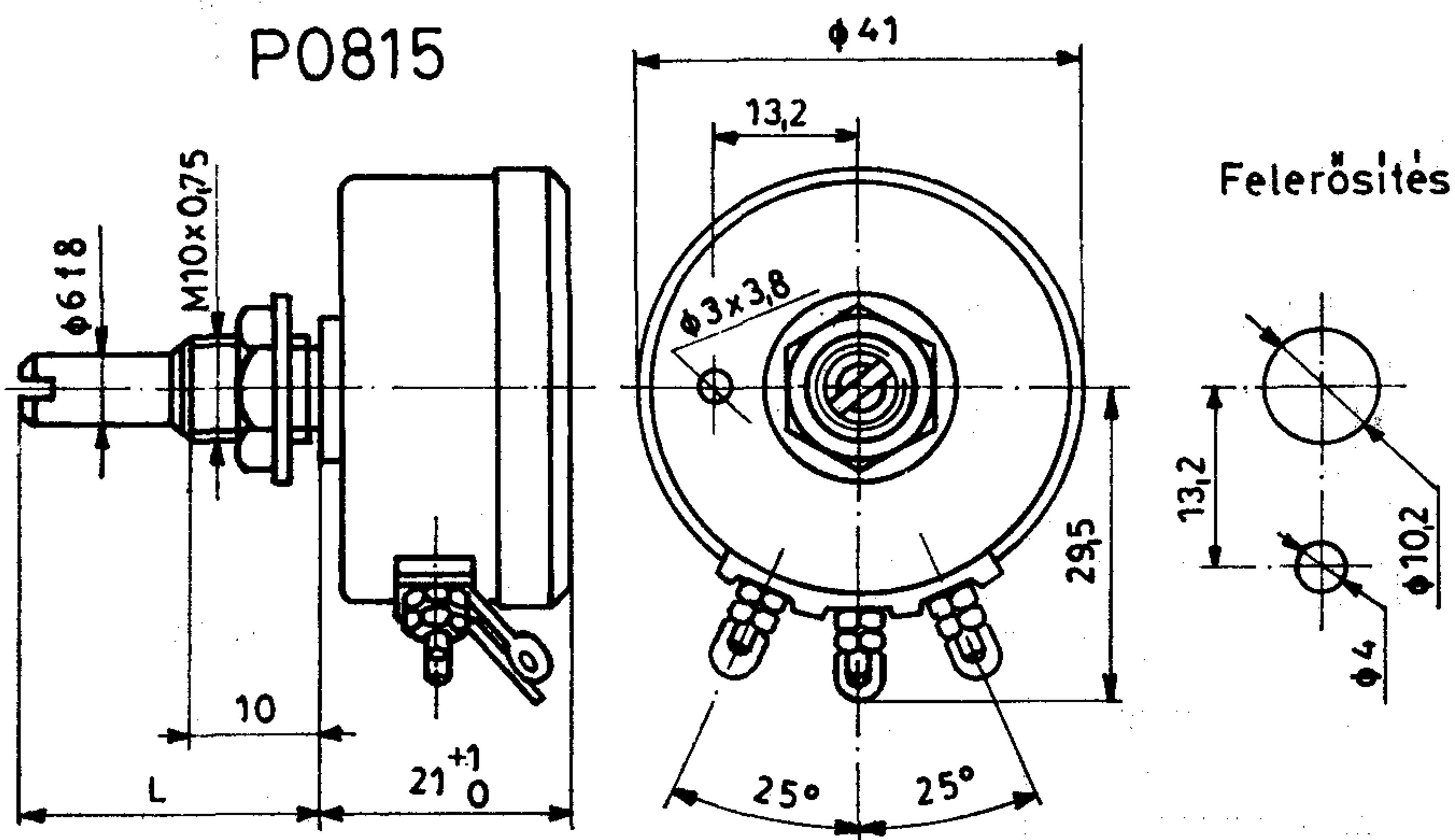
Méreték mm-ben



P8118

**P811x**  
Huzal-  
potenciométer

8119 tengelyrögzős kivitel



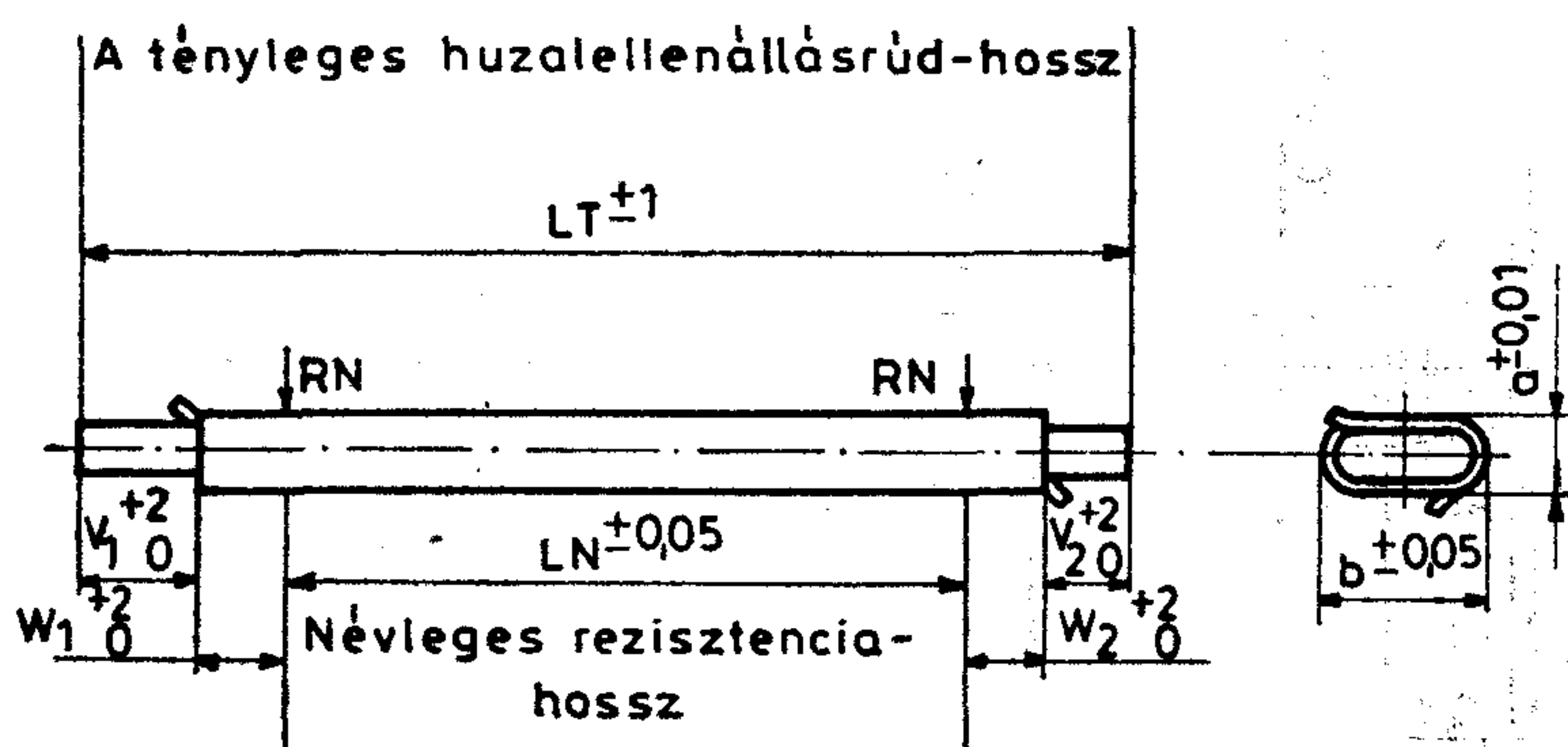
P0815

Felerősítés

**P0815x**  
Finom-  
szabályozó  
huzal-  
potenciométer

P08151 Nagy mechanikai tartósságu kivitel

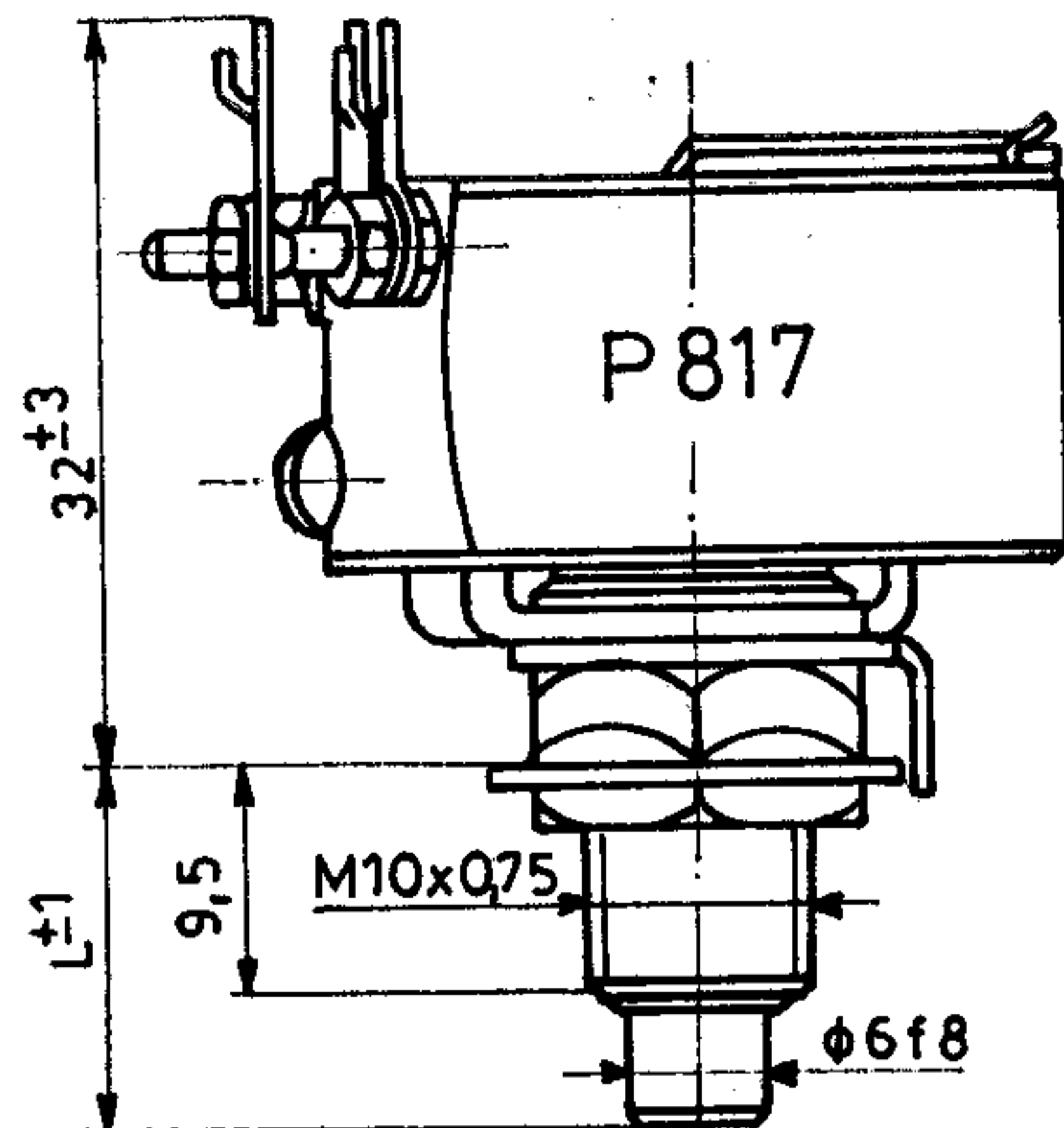
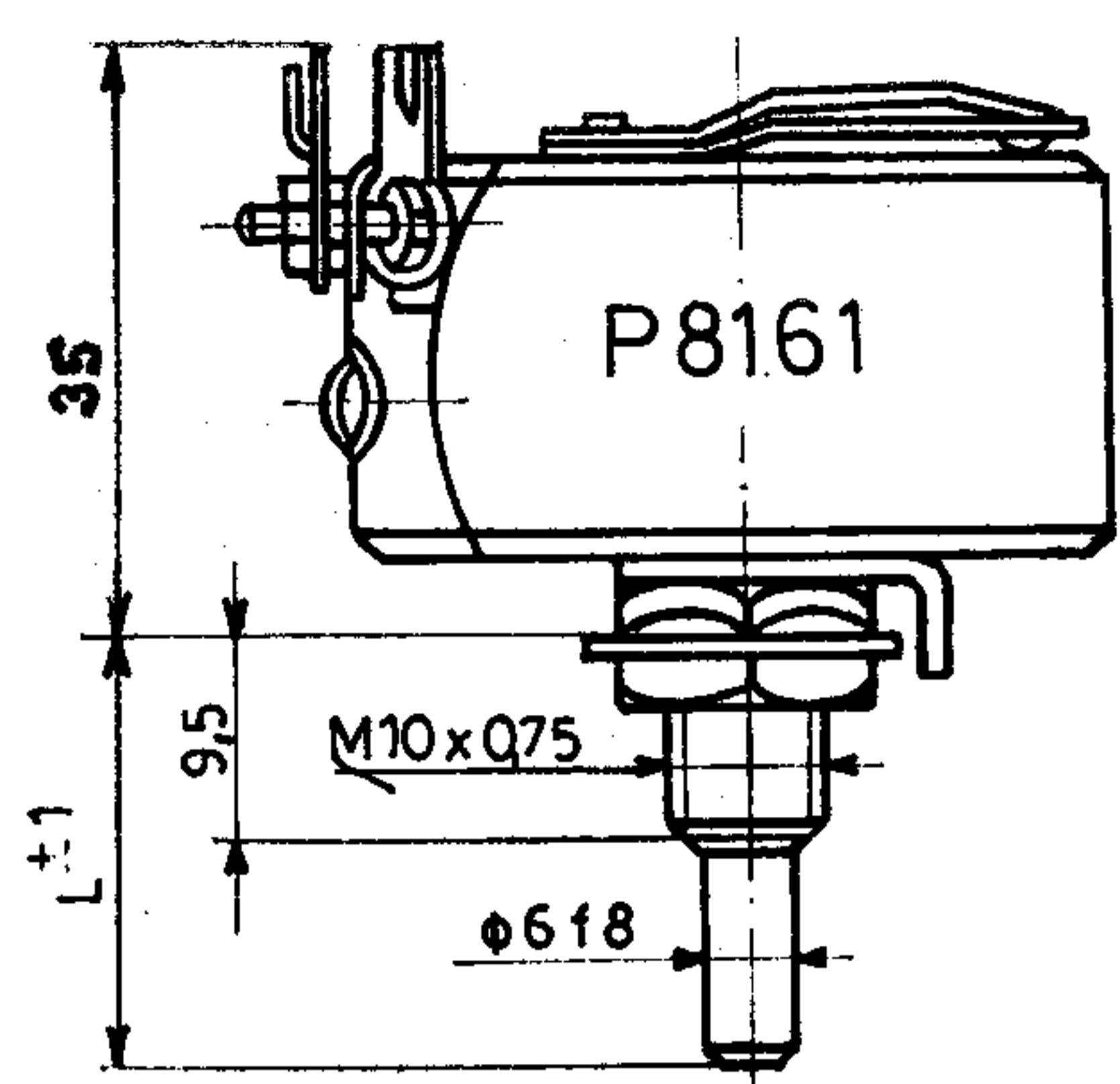
Méreték mm-ben



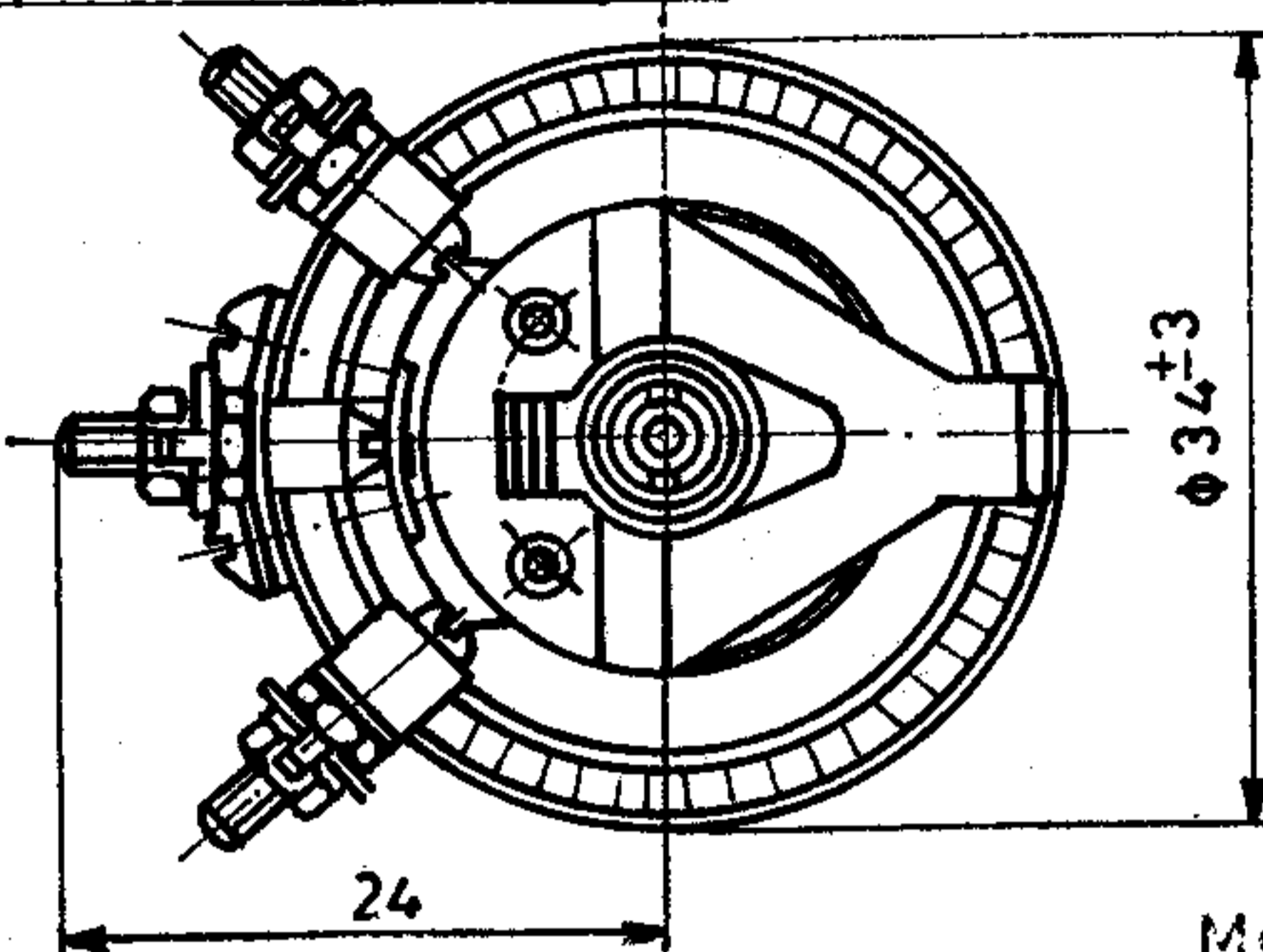
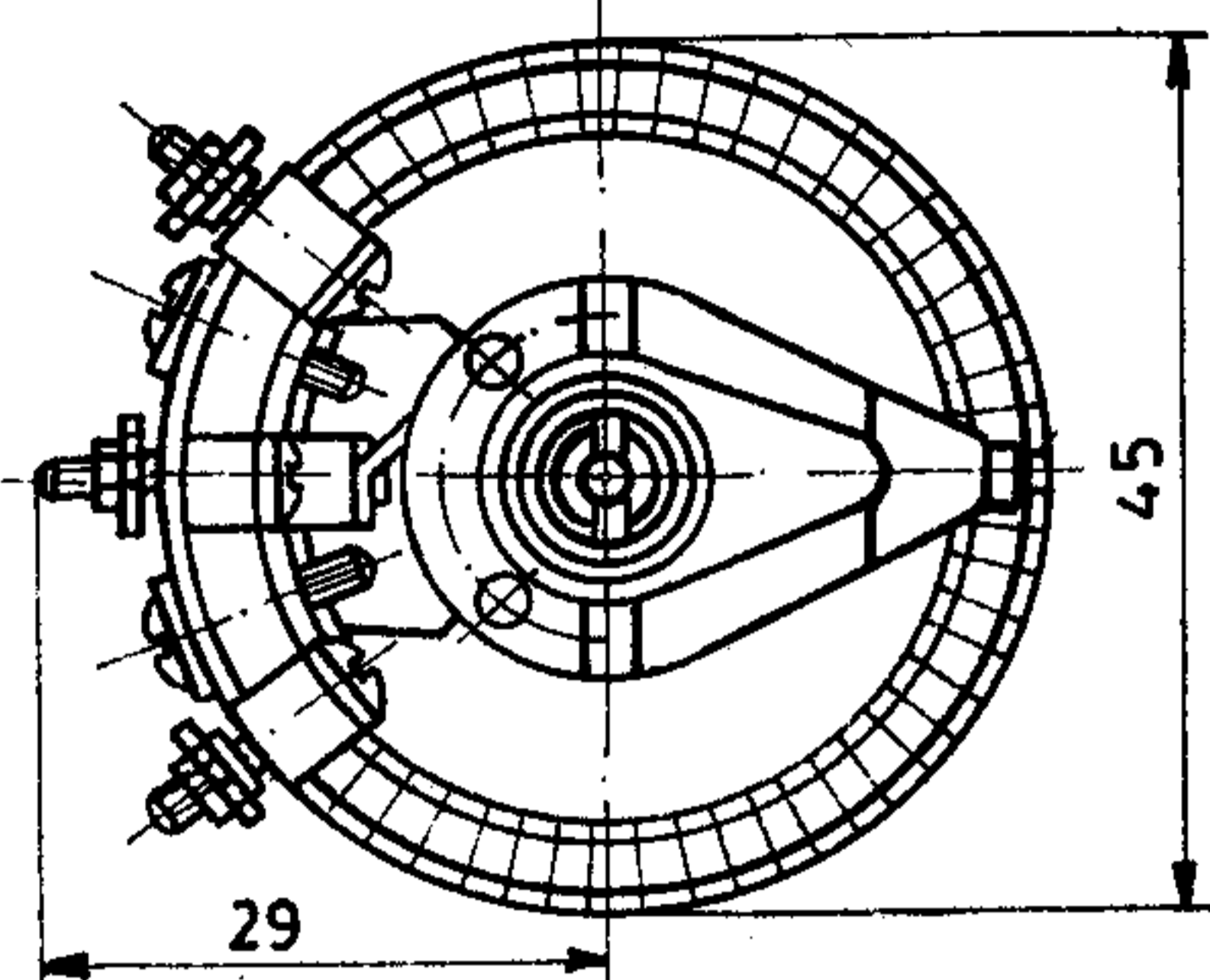
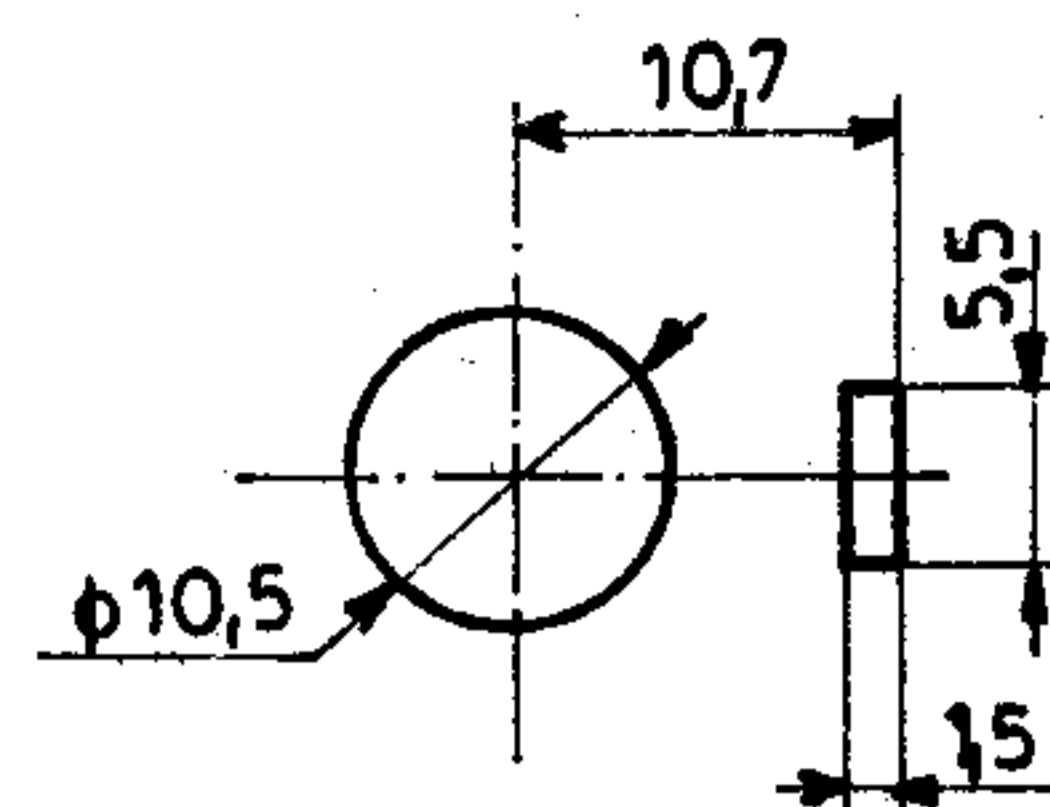
**R623—xxx**  
Lineáris  
huzal-  
ellenállás  
rúd

-XXX azaz a felhasználó kívánságának  
figyelembe vételével gyártjuk

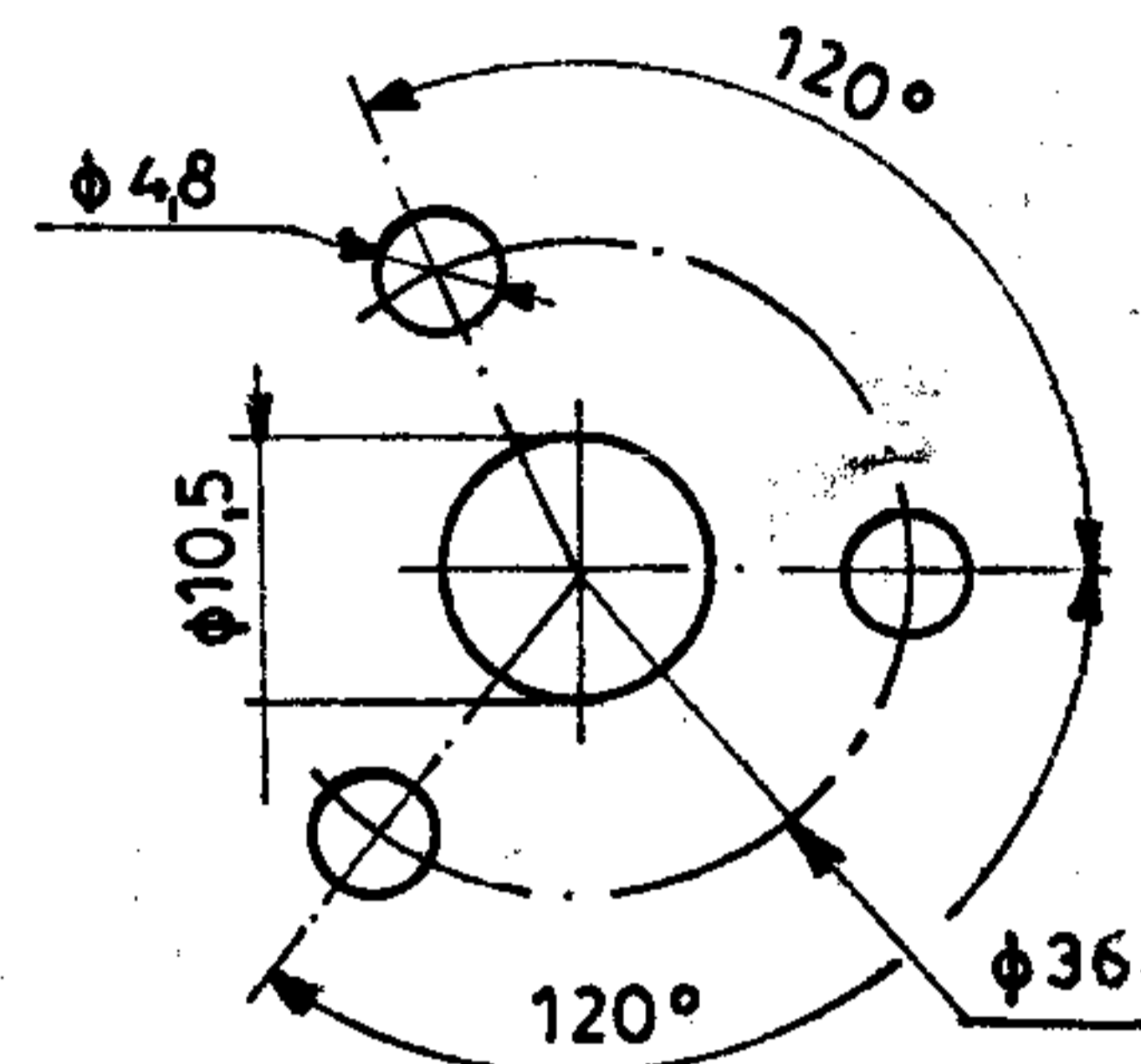




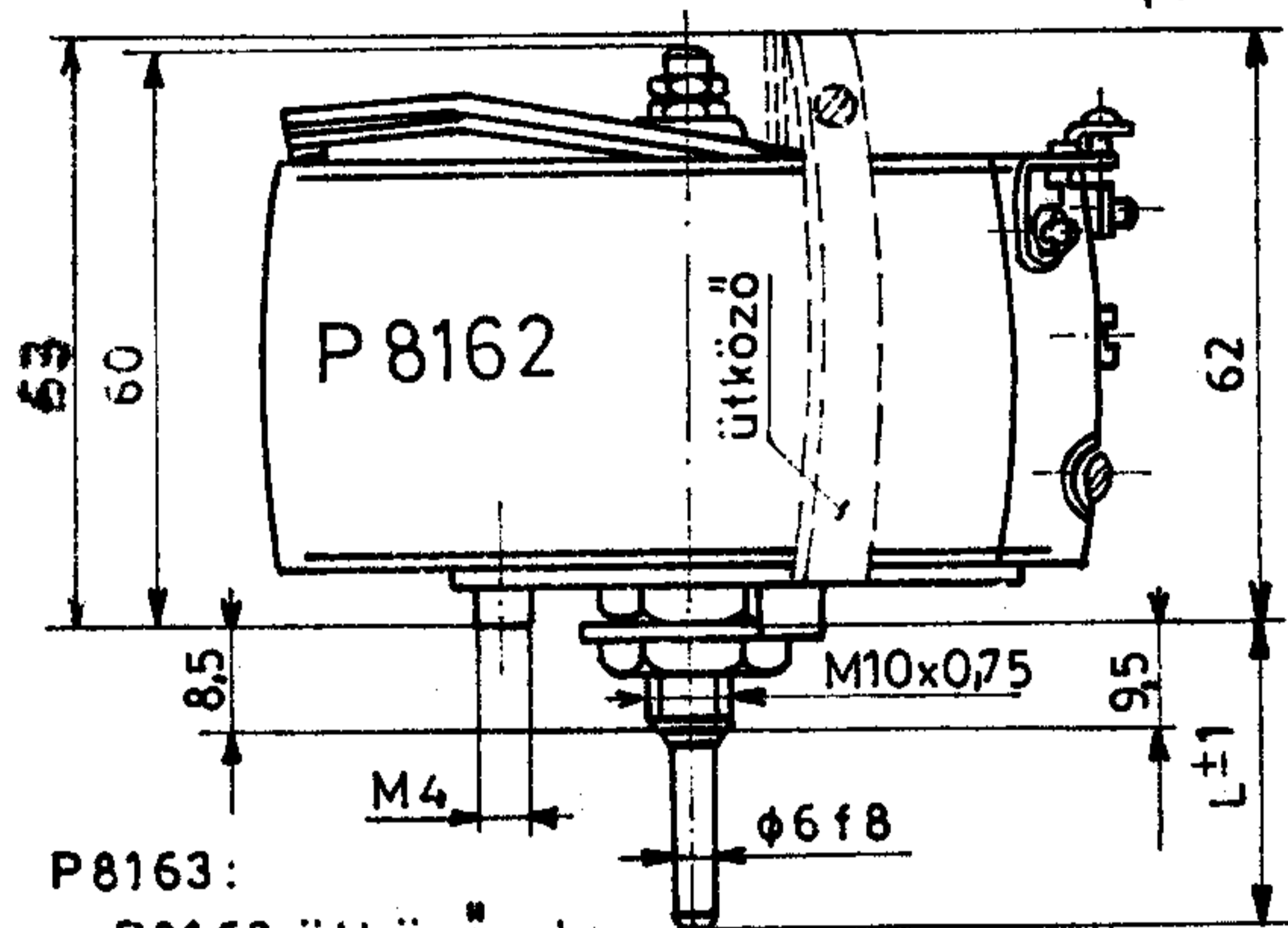
Felerősítés  
P8161, P817



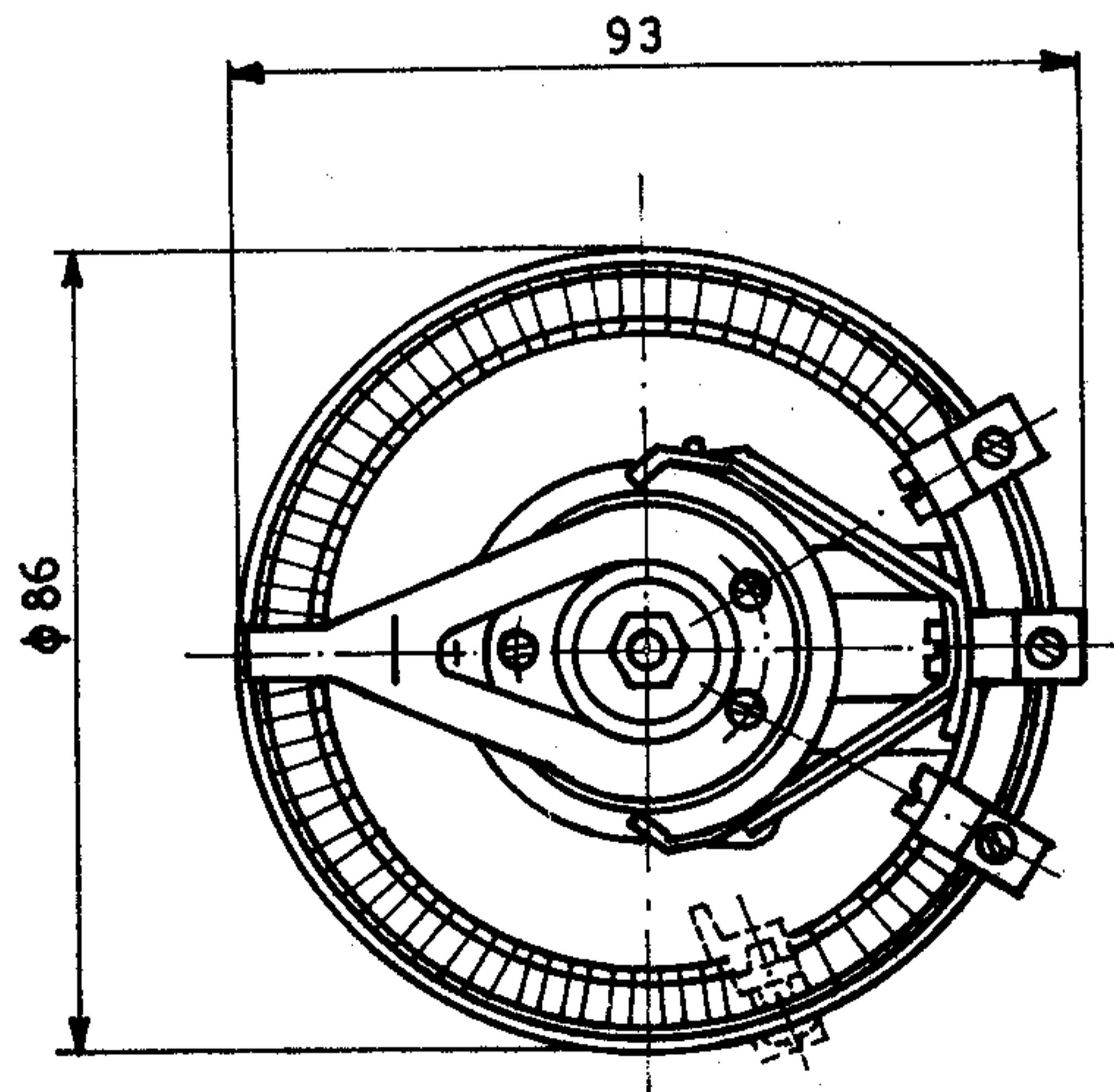
P8162



Méreték mm-ben



P8163:  
a P8162 ütkezővel



### P816x; P817 Kerámiavázás huzal- potenciométerek

Tengelytáblázat a P812, P8061, P8086, P8118, P8015x, P816x  
és a P817 típusokra \*

Tengelyvégkiképzés	
jel	ábra
1	
2	
3*	
4*	

\* Csak 3...8 jelű tengelyhosszakkal

Tengelyhossz	
jel	L [mm]
1	16
2	20
3	25
4	32
5	40
7	60
8	80

Megkeresésükre küldünk katalógust. Kereskedelmi főosztályunk várja érdeklődésüket és készséggel áll rendelkezésükre. Plavec Istvánné



RÁDIÓTECHNIKAI VÁLLALAT Bp. X., Pataky tér 20.  
H-1475 Bp. 10. Pf. 64. Tel.: 573-033. Telex: 22-4565

# Az Erlang-képlet áramkör szám szerinti első, illetve második deriváltjának gyakorlati számítási módszere

DR. TÓTH ENDRE  
Postai Tervező Intézet



## ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk az Erlang B-képlet áramkörszám szerinti első és második deriváltjával foglalkozik. Pozitív, ill. negatív áramkörszámok mellett ismerteti a nem (0,1) intervallumba eső áramköri nyalábokra vonatkozó rekurziós képleteket. Végül a deriváltak gyors és a gyakorlat részére megfelelő pontossággal való kiszámítására közelítő képleteket ismertet.

## 1. Bevezetés

Ismeretes, hogy az Erlang-B képlet általános, tört, illetve negatív áramkörökre és érvényes alakja az alábbi:

$$E_x(A) = \frac{A^x e^{-A}}{\Gamma(x+1, A)} = \frac{A^x e^{-A}}{\int_A^\infty t^x e^{-t} dt}, \quad (1)$$

ahol:

- $x$  az áramkörszám,
- $A$  az  $x$  áramkörszám részére felajánlott forgalom (erlangban),
- $\Gamma(x+1, A)$  nem teljes  $\Gamma$ -függvény,
- $E_x(A)$  a veszteségi tényező.

Bizonyos számításokhoz célszerű felhasználni az Erlang-képlet áramkörszám szerinti első, illetve második deriváltját.

Ilyen számítás például a trunkhálózatok optimális haránt áramkörszámának differenciális Rapp-módszerrel való meghatározása (13, 14) vagy az ERT-módszer (9, 10, 11, 12, 13)  $A^*$ , illetve  $n^*$  értékeinek érintőmódszerrel való meghatározása. Ezeknél a módszereknél az Erlang-képlet deriváltjain kívül a túlsorduló forgalom átlagértékének és szórásnégyzetének áramkörszám szerinti első, illetve második deriváltjai is szerepelnek, amiknek a számítási nehézségét vissza lehet vezetni a veszteségi tényező deriváltjainak számításának nehézségére. Ezeket a nehézségeket szeretném ebben a cikkben feloldani.

## A deriváltak értékei

Az első deriváltat először H. Akimaru határozta meg (1, 2, 3) az alábbi képlet segítségével:

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} = E_x \left[ \ln A - \frac{\partial}{\partial x} \ln \Gamma(x+1, A) \right]. \quad (2)$$

## DR TÓTH ENDRE

Mérnöki diplomáját 1959-ben kapta meg a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának híradástechnikai szakán. 1969-ben távbeszélőtechnikai szakmérnöki diplomát szerzett. Egyetemi doktori címet 1976-ban kapott a „Körzethálózatok optimális tervezése” című disszertációjáért. 1959. május 11. óta a Postai Tervező Intézet dolgozója.

1981-ig a központos osztályon távbeszélő-központok és helyközi hálózatok méretezésével foglalkozott. Jelenleg a számítástechnikai csoport dolgozója. Távbeszélő forgalomelmélet területén elsősorban a trunkhálózatok optimális méretezésével foglalkozik. Ebben a témában jelenleg meg a Híradástechnikában korábbi cikkei is, és ezt az elméletet alkalmazta több helyközi trunk hálózati tervében is.

A képletben a  $\frac{\partial}{\partial x} \ln \Gamma(x+1, A)$  a másodfajú, nem teljes  $\psi$ -függvény. Segítségével a deriváltat az alábbi módon is felírhatjuk:

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} = E_x [\ln A - \psi(x+1, A)] = -E_x \psi'. \quad (3)$$

A (3) képletből következik, hogy

$$\psi' = \psi(x+1, A) - \ln A. \quad (4)$$

A (3) képlet deriválásával megkapjuk az áramkörszám szerinti második deriváltat is (3):

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} = E_x \left( \psi'^2 - \frac{\partial \psi'}{\partial x} \right). \quad (5)$$

A differenciális Rapp-módszer alkalmazásánál a túlsorduló forgalom átlagának, illetve szórásnégyzetének áramkörszám szerinti első és második deriváltjában szintén szerepel a  $\psi'$ , illetve a  $\frac{\partial \psi'}{\partial x}$  kifejezés (14). Ha a (3), illetve az (5) képletet ki tudjuk számítani, azokból a  $\psi'$ , illetve a  $\frac{\partial \psi'}{\partial x}$  kifejezést is meg tudjuk határozni, aminek segítségével a differenciális Rapp-módszerhez szükséges valamennyi parciális deriváltat elő tudjuk állítani.

A cikk első részében azt szeretném bemutatni, hogy elvileg a veszteségi tényezőhöz hasonlóan a deriváltakat is elég a (0, 1) intervallumban meghatározni, majd rekurziós képletek segítségével bármely pozitív vagy negatív  $x$ -re ki lehet számítani azokat. Ebben a részben bemutatom azt is, hogy a rekurzió során hogyan változik a számítás hibája, tehát a gya-

Beérkezett: 1983. X. 21. (#)

korlatban milyen számtartományban célszerű a rekurzióval számolni.

A cikk második részében egy közelítő képletet mutatunk be, aminek segítségével a  $(0, 1)$  intervallumban a gyakorlati számításokhoz kielégítő pontossággal meg lehet közelíteni a deriváltakat, és az irodalomban [1, 2, 3] közölt végtelen sorokhoz, illetve az integrálközelítésekhez képest egy-két nagyságrendnyi gépidőt meg lehet takarítani, ami a képletek sokszor való kiszámítása esetén az egész hálózatoptimalizálási programban jelentős gépidőnyereséget jelent.

### Rekurziós képletek

Kimutatható, hogy a (3), illetve az (5) képletben ismertett deriváltak értékeit tetszőleges  $x$  esetre — az Erlang-képlethez hasonlóan — rekurziós képletekkel a tört áramkörszámokkal felvett értékekből is ki lehet számítani.

#### Az első derivált rekurziós képlete (1, 3, 6, 12)

Az első deriváltra az alábbi rekurziós képletet lehet felírni:

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} = \frac{\frac{\partial E_{x-1}}{\partial x} x - 1}{A E_{x-1} + x} E_x. \quad (6)$$

A képletet az alábbi alakban is fel lehet írni:

$$\psi' = (1 - E_{x-1}) \left( \psi'_{x-1} + \frac{1}{x} \right). \quad (7)$$

#### A második derivált rekurziós képlete

A második derivált rekurziós képlete az alábbi:

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} = 2 \cdot \frac{\partial E_x}{\partial x} \left[ \frac{\frac{\partial E_x}{\partial x}}{E_x} - \frac{\frac{\partial E_{x-1}}{\partial x}}{E_{x-1}} \right] + \frac{E_x}{E_{x-1}} (1 - E_x) \cdot \frac{\partial^2 E_{x-1}}{\partial x^2}. \quad (8)$$

A (6–8) képletek segítségével az  $x-1$  áramkörszámnál kiszámított értékekből határozhatjuk meg az  $x$  áramkörhöz tartozó értékeket. A képletek többszöri alkalmazásával a  $0 \leq x \leq 1$  tartományban kiszámított deriváltakból kiszámíthatjuk az  $x > 1$  tartományba eső értékeket is.

#### A rekurziós képletek kiterjesztése a fiktív negatív áramkörszámok tartományára

A következőkben vizsgáljuk meg, hogy a deriváltakra felírt képleteket ki lehet-e terjeszteni a negatív áramkörszámokra is.

Először azt nézzük meg, hogy mikor kell a negatív áramkörszámokat figyelembe venni.

Ismeretes, hogy az ERT-módszerben az egyenértékű áramkörszám csúcsos forgalom esetén pozitív, véletlenszerű forgalom esetén pedig nulla. G. Bretschneider bebizonyította (11), hogy simított forgalom esetén negatív egyenértékű áramkörszámot kell figyelembe venni. (Ha tehát a negatív áramkörszámnak ajánljuk fel az egyenértékű forgalmat, akkor adódik a vizsgált egyenértékű forgalom.) A negatív áramkörszámot soha sem kell realizálni. Közbenő választás esetén a tényleges áramkörszámhoz hozzá kell adni, s az eredő áramkörszámról továbbcsorduló, illetve az azon lebonyolódó forgalmat kell a hálózat többi részén figyelembe venni. Utolsó választású forgalom esetén pedig az egyenértékű — véletlenszerű — forgalomból és a veszteségi tényezőtől  $(m+n^*)$ -ot számítunk ki (az Erlang-B képlet segítségével), ahol „ $m$ ” az utolsó választású áramkörszám, „ $n^*$ ” az egyenértékű áramkörszám — ami simított forgalom esetén negatív. Az utolsó választású áramkörszámot  $(m+n^*) - n^*$  művelet elvégzése után kapjuk meg, tehát simított forgalom esetén az Erlang-képlettel kapott áramkörszám és az egyenértékű áramkörszám abszolút értékének összegeként. A negatív áramkörszám megvalósításának igénye tehát itt sem merül fel, csak a simított forgalomnak az egyszerűen számítható véletlenszerű forgalomba való transzformálására szolgál.

A továbbiakban nézzük meg, hogy a  $(0, 1)$  intervallumban kiszámított veszteségi tényezőtől, illetve annak deriváltjaiból a fiktív negatív áramkörszámokhoz tartozó megfelelő értékeket milyen rekurziós képletekkel lehet kiszámítani.

Írjuk fel a veszteségi tényező pozitív irányú rekurziójára vonatkozó képletet

$$E_x = \frac{A E_{x-1}}{x + A E_{x-1}}. \quad (9)$$

A képletből kifejezhetjük  $E_{x-1}$ -et.

$$E_{x-1} = \frac{x E_x}{A(1 - E_x)}. \quad (10)$$

Látható, hogy  $x=0$ -nál (ahol  $E_x=1$ ) a képlet  $\frac{0}{0}$  alakot vesz fel. Itt a kifejezés határértékére az alábbiakat írhatjuk fel:

$$E_{-1} = \frac{1}{-E_i(-A) A e^A}, \quad (11)$$

ahol

$$E_i(\xi) = - \int_{\xi}^{\infty} t^{-1} e^{-t} dt, \quad (12)$$

az úgynevezett integrálexponenciális függvény (1, 3, 11, 15, 16). (Nem szabad összetéveszteni az ugyancsak  $E$ -vel jelölt veszteségi tényezővel.)  $-E_i(-A)$ -t  $A=0$  esetén az alábbi sorral határozhatjuk meg

$$-E_i(-A) = -C - \ln A + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{A^n}{n \cdot n}, \quad (13)$$

ahol  $C$  az Euler-féle állandó ( $C=0,577\ 215\ 665$ ).

Ez a sor kis forgalmaknál gyorsan konvergál.

$A=1$  E felajánlott forgalom esetén  $-E_i(-A)$  értékét  $2 \cdot 10^{-8}$  relatív hibán belül számíthatjuk ki az alábbi Csebisev-közelítéssel:

$$-E_i(-A) \approx \frac{e^{-A}}{A} \cdot \frac{\sum_{r=0}^4 a_r A^r}{\sum_{k=0}^4 b_k A^k} \quad (14)$$

Az  $a_k$  és a  $b_k$  állandókat a Függelékben adom meg.

Az Erlang-képlethez hasonlóan a deriváltakra is fel lehet írni csökkenő irányú rekurziót.

A (6) képletből az első deriváltra az alábbi csökkenő irányú rekurziót írhatjuk fel:

$$\frac{\partial E_{x-1}}{\partial x} = \frac{E_{x-1}}{x} \left( \frac{A E_{x-1} + x}{E_x} \frac{\partial E_x}{\partial x} + 1 \right) \quad (15)$$

A (8) képletből pedig a második deriváltra lehet felírni a csökkenő irányú rekurziót:

$$\frac{\partial^2 E_{x-1}}{\partial x^2} = \left[ \frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} - 2 \cdot \frac{\partial E_x}{\partial x} \left( \frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\partial E_{x-1}}{\partial x} \right) \right] \cdot \frac{E_{x-1}}{E_x(1-E_x)} \quad (16)$$

Az előzőekben láttuk, hogy a veszteségi tényező re-

$$\frac{\partial E_{-1}}{\partial x} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{E_{x-1} \left( \frac{A \cdot E_{x-1}}{E_x} \cdot x \cdot \frac{\partial E_x}{\partial x} + 1 \right)}{x} = \frac{E_{-1}}{1} \left[ \left( \frac{A \frac{\partial E_{-1}}{\partial x} + 1}{E_0} - \frac{A \cdot E_{-1}}{E_0} \frac{\frac{\partial E_0}{\partial x}}{E_0} \right) \frac{\partial E_0}{\partial x} + \frac{A \cdot E_{-1}}{E_0} \cdot \frac{\partial^2 E_0}{\partial x^2} \right] \quad (19)$$

A képletből fejezzük ki a  $\frac{\partial^2 E_0}{\partial x^2}$ -et (figyelembe véve, hogy  $E_0=1$ , valamint a (17) képletet):

$$\frac{\partial^2 E_0}{\partial x^2} = \frac{2}{A \cdot E_{-1}} \cdot \left( \frac{\frac{\partial E_{-1}}{\partial x}}{E_{-1}} + \frac{1}{A \cdot E_{-1}} \right) \quad (20)$$

Ha a  $\frac{\partial^2 E_0}{\partial x^2}$  (20) képlet szerinti kifejezését behelyettesítjük a (16) képletbe, kiderül, hogy az  $x=0$  helyen a szögletes zárójelen belüli kifejezés 0 lesz, tehát  $-1$  áramkör számításánál az áramkörszám szerinti második derivált rekurziós képlete is  $\frac{0}{0}$  alakot vesz fel. Ilyen esetben tehát a második deriváltat is közvetlenül kell meghatározni.

### A rekurziós képletek hatása a számítás hibájára

Az előzőekben ismertetett rekurziós képletek használhatóságának eldöntése végett vizsgáljuk meg a hiba változását a rekurzió során, azaz azt, hogy például az  $x$ -edik rekurzió hibájának hatására milyen nagyságú lesz az  $(x+1)$ -ik, illetve az  $(x-1)$ -ik rekurzióban a hiba?

kurziós képlete  $-1$  áramkörszámmal  $\frac{0}{0}$  alakot vesz

fel. Keressük meg a  $\frac{0}{0}$  alak határértékét a l'Hospital-szabállyal! Írjuk fel tehát a (10) képlet számlálójának és nevezőjének differenciálhányadosát:

$$E_{-1} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{x \cdot E_x}{A(1-E_x)} = \frac{E_x}{-A \frac{\partial E_x}{\partial x}} = \frac{E_0}{-\frac{\partial E_0}{\partial x}} \quad (17)$$

Ha a (17) képletből kifejezzük a  $\frac{\partial E_0}{\partial x}$  deriváltat, és behelyettesítjük a (15) egyenletbe, kiderül, hogy az  $x=0$  helyen a zárójelen belüli kifejezés 0 lesz, tehát  $-1$  áramkör számításánál az áramkörszám szerinti első derivált rekurziós képlete is  $\frac{0}{0}$  alakot vesz fel. Ilyen esetben tehát az első deriváltat is közvetlenül kell meghatározni.

A  $-1$  áramkörhöz tartozó első deriváltat az alábbi képlettel lehet közvetlenül felírni (1, 3)

$$\frac{\partial E_{-1}}{\partial x} = \frac{E_{-1}}{E_i(-A)} \cdot \left\{ \frac{1}{2} \left[ (C + \ln A)^2 + \frac{\pi^2}{6} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-A)^n}{n \ln^2} \right\} \quad (18)$$

Írjuk fel az első derivált  $\frac{0}{0}$  alakjára is a l'Hospital-szabályt:

### Áramkörszám növelésével (pozitív áramkörszám esetén) jelentkező hiba

Itt azt vizsgáljuk meg, hogy az  $(x-1)$ -ik rekurzió hibája mekkora hibát okoz az  $x$ -ik rekurzióban?

Először az első derivált kiszámítására vonatkozó (6) képletet vizsgáljuk meg! Tételezzük fel, hogy az  $(x-1)$ -ik rekurzió után  $\varepsilon_{x-1}$ , az  $x$ -ik rekurzió után pedig  $\varepsilon_x$  hibával kapjuk meg a  $\frac{\partial E}{\partial x}$  deriváltat, s használjuk fel azt a tételt, hogy az áramkörszám-növelés rekurziója nem növeli a veszteségi tényező számítási hibáját (11)!

Az (5) képlet alapján felírhatjuk, hogy

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} + \varepsilon_x = \frac{\frac{\partial E_{x-1}}{\partial x} + \varepsilon_{x-1}}{A \cdot E_{x-1} + x} \cdot x - 1 \cdot E_x \quad (21)$$

Az egyenlet jobb oldalát osszuk két részre:

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} + \varepsilon_x = \frac{\frac{\partial E_{x-1}}{\partial x}}{A \cdot E_{x-1} + x} \cdot x - 1 \cdot E_x + \frac{\varepsilon_{x-1} \cdot x}{A \cdot E_{x-1} + x} \cdot E_x \quad (22)$$

Az egyenletből kivonva a (6) egyenletet, s az  $E_x$  helyére a (9) képlet szerinti rekurziós összefüggést helyettesítve, majd  $E_{x-1}$ -gyel egyszerűsítve,  $\varepsilon_x$ -re az alábbiakat kapjuk:

$$\begin{aligned} \varepsilon_x &= \varepsilon_{x-1} \cdot x \cdot \frac{A \cdot E_{x-1}}{E_{x-1}(A \cdot E_{x-1} + x)} = \\ &= \frac{A \cdot x}{(A \cdot E_{x-1} + x)^2} \cdot \varepsilon_{x-1}. \end{aligned} \quad (23)$$

Vezessük be az alábbi  $k$  tényezőt:

$$k = \frac{A \cdot x}{(A E_{x-1} + x)^2}. \quad (24)$$

A továbbiakban azt kell bebizonyítani, hogy  $k$  értéke minden pozitív  $x$  és  $A$  értékre  $\leq 1$  marad.

Keressük meg azt az  $X, A$  értékpárt, amelyre  $k$  értéke maximális lesz! Ebből a célból végezzük el a  $\frac{\partial k}{\partial x}$  és a  $\frac{\partial k}{\partial A}$  deriválást, s a deriváltakat tegyük egyenlővé 0-val!

$A \frac{\partial k}{\partial x} = 0$  egyenletből kapjuk:

$$A E_{x-1} + x = 2x \left( A \frac{\partial E_{x-1}}{\partial x} + 1 \right). \quad (25)$$

$A \frac{\partial k}{\partial A} = 0$  egyenletből pedig az következik, hogy

$$x = A \left( E_{x-1} + 2A \frac{\partial E_{x-1}}{\partial A} \right). \quad (26)$$

A (25) és (26) egyenlet bonyolult differenciálegyenlet-rendszert alkot, amiben  $E_{x-1}$  nem lineárisan függ  $x$ -től és  $A$ -tól, továbbá a nevezőben integrálos kifejezés áll.

Az egyenletrendszert teljesen analitikus megoldás helyett részben analitikus, részben numerikus módon oldottam meg.

Helyettesítsük be a (26) egyenletbe a  $\frac{\partial E_{x-1}}{\partial A}$  értékét (1, 5, 13)! Ebben az esetben az egyenletet az alábbi módon írhatjuk tovább:

$$x = A \left[ E_{x-1} + 2A \left( \frac{x-1}{A} - 1 + E_{x-1} \right) E_{x-1} \right]. \quad (27)$$

Az egyenletet  $A$ -ra érintő módszerrel oldjuk meg! Ebből a célból rendezzük 0-ra, s a bal oldalt jelöljük  $y$ -nal:

$$y = A \{ E_{x-1} + [2(x-1) - 2A(1 - E_{x-1})] E_{x-1} \} - x. \quad (28)$$

Vezessük be a

$$t = x - A(1 - E_{x-1}) \quad (29)$$

kifejezést! Ebben az esetben  $E_{x-1}$  kiemelése után a (28) képletet az alábbi módon írhatjuk:

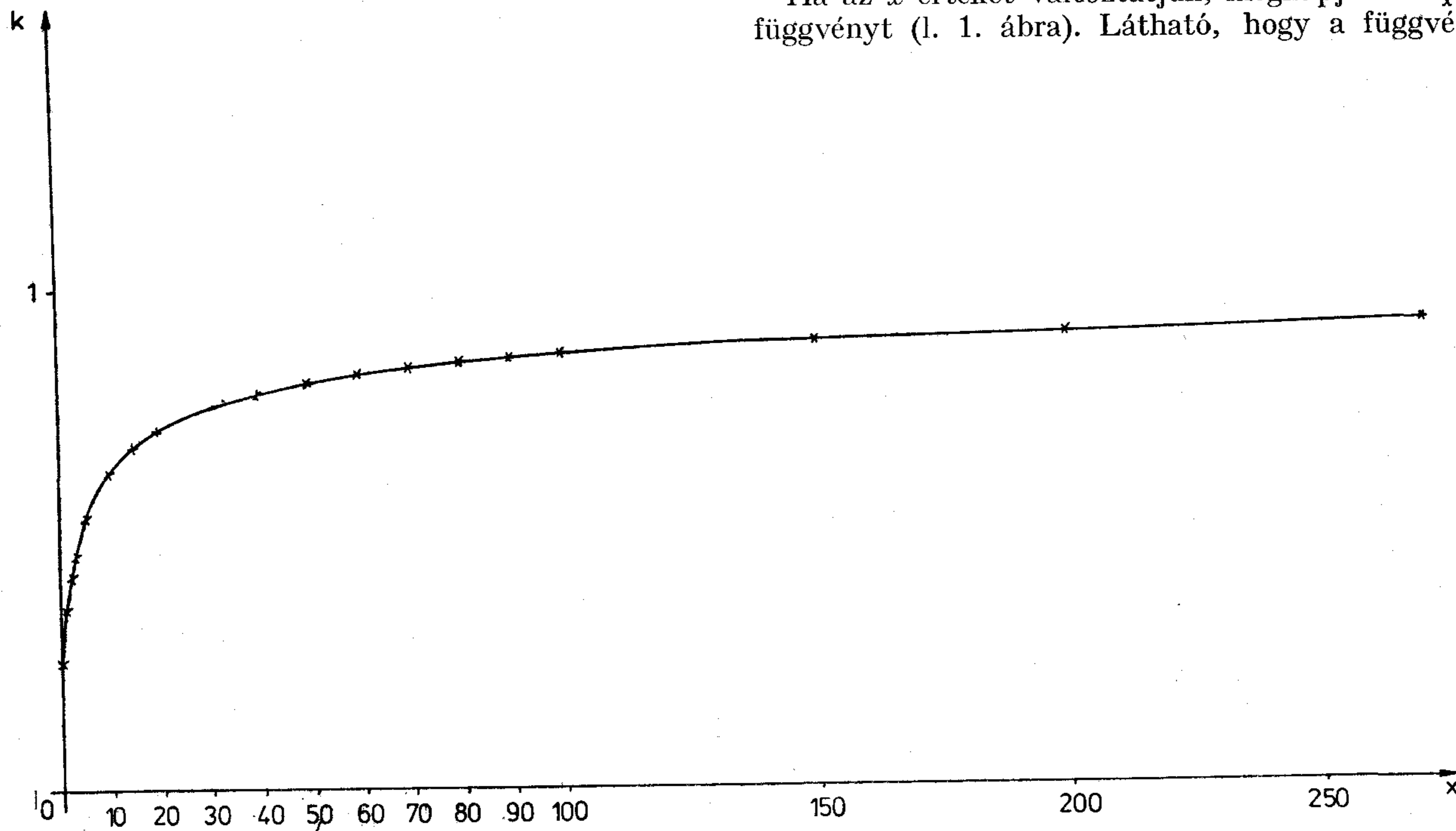
$$y = A \cdot E_{x-1} (2t - 1) - x. \quad (30)$$

Deriváljuk  $y$ -t  $A$  szerint

$$\frac{\partial y}{\partial A} = E_{x-1} [t(2t - 1) + 2A(t \cdot E_{x-1} - 1)]. \quad (31)$$

Ezután már kiszámíthatjuk az érintő módszerrel azt az  $A$  értéket, amihez adott  $x$  mellett a maximális  $k$  érték tartozik, majd a (24) képlet alapján az  $x$ -hez tartozó maximális  $k$  értéket ( $k_x$ ) is kiszámíthatjuk.

Ha az  $x$  értékét változtatjuk, megkapjuk a  $k_x(x)$  függvényt (l. 1. ábra). Látható, hogy a függvény



H908-1

1. ábra

$x=0$ -tól monoton nő, és aszimptotikusan tart a  $\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{A}{x} = 1$  értékhez.

Mivel tehát a  $k$  értéke nem nő 1 fölé, az első derivált rekurziós képletére igaz, hogy

$$|\varepsilon_x| \leq \varepsilon_{x-1}. \quad (32)$$

Kimondhatjuk tehát, hogy az első derivált rekurziós képletét minden pozitív  $x$ -nél felhasználhatjuk a derivált kiszámítására, mert a rekurzió során a számítás hibája nem nő.

A második deriváltra vonatkozó (8) képlet számítási hibájára az alábbiakat írhatjuk fel:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} + \varepsilon_x = & 2 \frac{\partial E_x}{\partial x} \cdot \left( \frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\partial E_{x-1}}{\partial x} \right) + \\ & + \frac{E_x}{E_{x-1}} \cdot (1 - E_x) \cdot \left( \frac{\partial^2 E_{x-1}}{\partial x^2} + \varepsilon_{x-1} \right). \end{aligned} \quad (33)$$

A képlet felírásánál felhasználjuk a (31) képletet, vagyis azt, hogy az első derivált számítási hibája nem nő a rekurzióval, valamint azt a már említett tételt (11), hogy a rekurzió során a veszteségi tényező számítás hibájasmé nő.

A (33) egyenlet jobb oldalának második tagját kettéválasztva:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} + \varepsilon_x = & 2 \frac{\partial E_x}{\partial x} \left( \frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\partial E_{x-1}}{\partial x} \right) + \\ & + \frac{E_x}{E_{x-1}} \cdot (1 - E_x) \cdot \frac{\partial^2 E_{x-1}}{\partial x^2} + \frac{E_x}{E_{x-1}} \cdot (1 - E_x) \cdot \varepsilon_{x-1}. \end{aligned} \quad (34)$$

Az egyenlethől kivonva a (8) egyenletet, s az  $\frac{E_x}{E_{x-1}}$  hányadost, illetve az  $1 - E_x$  értéket a (9) képletből kifejezve, az alábbi egyenlőséget kapjuk:

$$\begin{aligned} \varepsilon_x = & \frac{E_x}{E_{x-1}} \cdot \frac{x}{A \cdot E_{x-1} + x} \cdot \varepsilon_{x-1} = \\ = & \frac{Ax}{(A \cdot E_{x-1} + x)^2} \cdot \varepsilon_{x-1} = k \cdot \varepsilon_{x-1}. \end{aligned} \quad (35)$$

A (34) képlet tehát teljesen azonos a (22) képlettel, amiből következik, hogy a második deriváltra is igaz a (32) képlet.

Kimondhatjuk tehát, hogy a második derivált rekurziós képletét is minden pozitív áramkörszám esetén felhasználhatjuk a derivált kiszámítására, mert a számítás hibája nem nő a rekurzió során.

### Az áramkörszám csökkentésével (negatív áramkörszám esetén) jelentkező hiba

Itt azt vizsgáljuk meg, hogy az  $x$ -ik rekurzió hibája mekkora hibát okoz az  $(x-1)$ -ik rekurzióban?

Először a negatív áramkörszámhoz tartozó veszteségi tényező kiszámítására alkalmas (10) képletet vizsgáljuk meg.

Jelöljük az  $x$ -ik rekurzió számítási hibáját  $\varepsilon_x$ -szel, az  $(x-1)$ -ik rekurzióét pedig  $\varepsilon_{x-1}$ -gyel!

A (10) képlet alapján felírhatjuk, hogy

$$E_{x-1} + \varepsilon_{x-1} = \frac{x(E_x + \varepsilon_x)}{A(1 - E_x - \varepsilon_x)}. \quad (36)$$

A képletből kivonva a (10) képletet, az alábbi eredményt kapjuk (feltételezve, hogy  $|1 - E_x| \gg |\varepsilon_x|$ )

$$\varepsilon_{x-1} = \frac{x}{A(1 - E_x)} \cdot \varepsilon_x = \frac{E_{x-1}}{E_x} \cdot \varepsilon_x. \quad (37)$$

A továbbiakban azt bizonyítjuk be, hogy az  $E_{x-1} > E_x$  egyenlőtlenség minden  $x$ -re fennáll.

A (2) képlet zárójeles kifejezése második tagjában az  $x$  szerinti deriválást elvégezve kapjuk, hogy

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x} \ln \Gamma(x+1, A) = & \frac{\frac{\partial}{\partial x} \int_A^\infty t^x e^{-t} dt}{\Gamma(x+1, A)} = \\ = & \frac{\int_A^\infty (\ln t) t^x e^{-t} dt}{\Gamma(x+1, A)}. \end{aligned} \quad (38)$$

Mivel  $t \geq 0$  esetén  $t^x \geq 0$  és  $e^{-t} \geq 0$ , továbbá  $t \geq A$  esetén  $\ln t \geq \ln A$ , írhatjuk, hogy

$$\int_A^\infty (\ln t) t^x e^{-t} dt > \ln A \int_A^\infty t^x e^{-t} dt. \quad (39)$$

Az egyenlőtlenséget behelyettesítve a (2) egyenletbe,  $A \geq 0$ -ra kapjuk, hogy

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} < 0. \quad (40)$$

Ennek alapján a  $(-\infty, \infty)$  intervallumban írhatjuk, hogy

$$E_{x-1} > E_x, \quad (41)$$

vagyis a veszteségi tényező függvénye monoton csökken mind a pozitív, mind pedig a negatív áramkörszám-tartományban.

A (41) képletet a (37) képletbe helyettesítve adódik, hogy

$$\varepsilon_{x-1} > \varepsilon_x. \quad (42)$$

A veszteségi tényező áramkörscsökkentés rekurziójának hibája tehát nő. Néhány  $(-6, -8)$  áramkörszám túl a hiba már jelentősen nagyvá válhat.

Az első derivált áramkör csökkentés rekurziója számítás hibájának meghatározásához induljunk ki a (15) képletből!

$$\frac{\partial E_{x-1}}{\partial x} + \varepsilon'_{x-1} = \frac{E_{x-1}}{x} \left[ \frac{AE_{x-1} + x}{E_x} \cdot \left( \frac{\partial E_x}{\partial x} + \varepsilon'_x \right) + 1 \right]. \quad (43)$$

A képletben egyszerűség céljából nem vettem figyelembe a veszteségi tényezők számítás hibáját.

A (43) képletből kivonva a (19) képletet, azt kapjuk, hogy

$$\varepsilon'_{x-1} = \frac{E_{x-1}}{x} \cdot \frac{A \cdot E_{x-1} + x}{E_x} \cdot \varepsilon'_x \quad (44)$$

Az egyenlet jobb oldalát átrendezve:

$$\varepsilon'_{x-1} = \frac{E_{x-1}}{E_x} \cdot \frac{AE_{x-1} + x}{x} \cdot \varepsilon'_x \quad (45)$$

Az  $AE_{x-1} + x$  kifejezést a (9) egyenletből levezetve, majd a (45) képletbe helyettesítve, kapjuk, hogy

$$\varepsilon'_{x-1} = \frac{A}{x} \cdot \left(\frac{E_{x-1}}{E_x}\right)^2 \cdot \varepsilon'_x \quad (46)$$

Látható, hogy a kezdeti szakaszban ( $A \cong |x|$ ) a hiba rohamosan nő. A későbbi rekurzió során a növekedés mértéke csökken, majd a hiba csökkenni kezd.

Nagy negatív áramkör számnál az (1) képlet nevezőjében levő integrál alsó határa közelében a  $t^x$  függvény sokkal gyorsabban változik, mint az  $e^{-t}$  függvény, ezért  $e^{-A}$ -t kiemelhetjük az integrál elé:

$$\lim_{x \rightarrow -\infty} E_x(A) = \frac{A^x e^{-A}}{e^{-A} \int_A^\infty t^x dt} = \frac{x+1}{A} \quad (47)$$

Ekkor az első derivált rekurziós képletének hibája az alábbi lesz:

$$\lim_{x \rightarrow -\infty} \varepsilon'_{x-1} = \lim_{x \rightarrow -\infty} \frac{A}{x} \cdot \frac{x^2}{(x+1)^2} \cdot \varepsilon'_x = 0 \quad (48)$$

A második derivált áramkör csökkentés rekurziója számítási hibájának meghatározásához induljunk ki a (16) képletből!

$$\frac{\partial^2 E_{x-1}}{\partial x^2} + \varepsilon''_{x-1} = \left[ \frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} + \varepsilon''_x - 2 \left( \frac{\partial E_x}{\partial x} + \varepsilon'_x \right) \cdot \left( \frac{\frac{\partial E_x}{\partial x} + \varepsilon'_x}{E_x} - \frac{\frac{\partial E_{x-1}}{\partial x} + \varepsilon'_{x-1}}{E_{x-1}} \right) \right] \frac{E_{x-1}}{E_x(1-E_x)} \quad (49)$$

A képletben  $\varepsilon'_x, \varepsilon'_{x-1}$  az első,  $\varepsilon''_x, \varepsilon''_{x-1}$  pedig a második derivált rekurzióval számított  $x$ -edik, illetve  $(x-1)$ -ik áramkörének számítási hibája. A képletben egyszerűség kedvéért nem vettem figyelembe a veszteségi tényező számítási hibáit.

A képletből kivonva a (16) képletet, s figyelembe véve a (46), illetve a (10) képletet,  $\varepsilon''_{x-1}$ -re a következő összefüggést kapjuk:

$$\varepsilon''_{x-1} = \left\{ \varepsilon''_x + 2\varepsilon'_x \left[ \frac{E'_x}{E_x} \cdot \left( 2 + \frac{A}{x} \cdot \frac{E_{x-1}}{E_x} \right) + \frac{\varepsilon'_{x-1}}{E_{x-1}} \right] \right\} \frac{A}{x} \cdot \left(\frac{E_{x-1}}{E_x}\right)^2 \quad (50)$$

A (49) képletben szereplő negatív előjeleket a maximális hiba kiszámítása végett változtattam az (50) képletben pozitívvá. (Az  $\varepsilon, \varepsilon'$ , illetve  $\varepsilon''$  mennyiségek abszolút értékek.) Az egyszerűség végett az  $(\varepsilon'_x)^2$ , illetve az  $\varepsilon_x \cdot \varepsilon'_{x-1}$  tagokat elhanyagoltam.

Látható, hogy az első derivált számítási hibájánál

1. táblázat

$x$	$E_x$	$E'_x$	$E''_x$	$E_k$	$E'_k$	$E''_k$
-0.10	1.00880798	-0.09150872	0.00114127	1.00879494	-0.09166024	0.00083945
-0.20	1.01796436	-0.09162107	0.00112357	1.01796451	-0.09172461	0.00044794
-0.30	1.02713185	-0.09173104	0.00121078	1.02713855	-0.09174982	0.00005643
-0.40	1.03631021	-0.09183864	0.00109486	1.03631317	-0.09173589	-0.00033509
-0.50	1.04549921	-0.09194385	0.00097932	1.04548443	-0.09168281	-0.00072660
-0.60	1.05469861	-0.09204689	0.00107508	1.05464842	-0.09159057	-0.00111811
-0.70	1.06390820	-0.09214754	0.00096218	1.06380124	-0.09145919	-0.00150962
-0.80	1.07312775	-0.09224598	0.00084967	1.07293895	-0.09128865	-0.00190113
-0.90	1.08235704	-0.09234242	0.00095399	1.08205766	-0.09107896	-0.00229264
-1.00	1.09159585	-0.09243662	0.00095325	1.09115344	-0.09083012	-0.00268415
-2.10	1.19379368	-0.09334258	0.00073498	1.18857416	-0.08550891	-0.00699077
-2.20	1.20313133	-0.09341394	0.00075832	1.19708944	-0.08479026	-0.00738229
-2.30	1.21247603	-0.09348350	0.00078390	1.20553091	-0.08403245	-0.00777380
-2.40	1.22182760	-0.09355141	0.00068955	1.21389463	-0.08323550	-0.00816531
-2.50	1.23118587	-0.09361758	0.00059556	1.22217670	-0.08239939	-0.00855682
-2.60	1.24055069	-0.09368229	0.00075000	1.23037320	-0.08152414	-0.00894833
-2.70	1.24992188	-0.09374521	0.00053364	1.23848022	-0.08060973	-0.00933984
-2.80	1.25929930	-0.09380673	0.00069346	1.24649384	-0.07965617	-0.00973135
-2.90	1.26868277	-0.09386661	0.00073055	1.25441015	-0.07866346	-0.01012286
-3.00	1.27807215	-0.09392489	0.00064208	1.26222523	-0.07763159	-0.01051437
-6.10	1.57131433	-0.09506748	0.00009658	1.43292242	-0.02622492	-0.02265122
-6.20	1.58082175	-0.09508543	0.00018797	1.43543101	-0.02394023	-0.02304273
-6.30	1.59033091	-0.09510235	-0.00003650	1.43770916	-0.02161638	-0.02343424
-6.40	1.59984171	-0.09511833	0.00021725	1.43975298	-0.01925338	-0.02382575
-6.50	1.60935404	-0.09513313	0.00015323	1.44155854	-0.01685123	-0.02421726
-6.60	1.61886781	-0.09514701	0.00025132	1.44312192	-0.01440993	-0.02460877
-6.70	1.62838290	-0.09515973	0.00018873	1.44443922	-0.01192947	-0.02500029
-6.80	1.63789923	-0.09517153	0.00012638	1.44550651	-0.00940987	-0.02539180
-6.90	1.64741669	-0.09518235	0.00006427	1.44631988	-0.00685111	-0.02578331
-7.00	1.65693517	-0.09519209	0.00000238	1.44687543	-0.00425321	-0.02617482

már megismert  $\frac{A}{x} \left( \frac{E_{x-1}}{E_x} \right)^2$  szorzón kívül jelentős járulékos tagok is megnövelik a második derivált számítási hibáját.

Az 1. táblázatban  $A=10E$  forgalom és  $x=-0,1 - (-1, 0), -2,1 - (-3,0)$ , illetve  $-6,1 - (-7,0)$  áramkör szám mellett láthatók a veszteségi tényező, valamint a veszteségi tényező első és második deriváltjának a Simpson-módszerrel azonos pontosságú, de sokkal gyorsabb Romberg-módszerrel (17) számított „pontos” és rekurziós képlettel számított közelítő (a táblázatban „k” indexszel jelölt) értékei.

Látható, hogy a veszteségi tényezőt és annak az első deriváltját az első áramkör szám tartományban jól megközelíti a rekurziós képlet. Az első deriváltra a második tartományban a pontos és a rekurziós képlettel számított értékek között már jelentős az eltérés, míg a harmadik tartományban rekurziós képlettel használhatatlan eredményt kapunk. A veszteségi tényező közelítő értéke a harmadik tartományban szintén jelentősen eltér a pontos értéktől. Az is látható, hogy a második derivált számítására a rekurziós képlet mindhárom áramkör szám tartományban használhatatlan.

Gyakorlatban a simított forgalom legtöbbször a haránt áramkörökön lebonyolódó, más haránt áramkörökre, illetve az utolsó választású áramkörökre rácsorduló forgalmakból adódik. Mivel ezen áramkörökre általában más haránt áramkörökről jelentős csúcsos forgalom csordul rá, az eredő csúcsossági tényező, ha 1-nél kisebb is, de 1 közelében lesz. Ebből viszont az következik, hogy az eredő egyenértékű áramkör szám ritkán haladja meg a  $-2$  értéket, tehát a veszteségi tényezőt és az első deriváltját a megfelelő rekurziós képlettel lehet számítani, s csak elvétve kell a hosszadalmas Romberg-módszert alkalmazni. A második deriváltat pedig célszerű az első deriváltak különbségi hányadosából meghatározni.

### A deriváltak közelítő meghatározása

A deriváltakban szereplő integrálokat zárt alakban nem lehet megoldani, csak valamilyen (Simpson-, Romberg- stb.) integrál közelítő módszerrel. Ezek viszont meglehetősen lassúak. Ha többször (például trunkhálózat tervező programban  $10^3 - 10^6$  nagyságrendben) kell a deriváltakat kiszámítani, az egész program futásideje megvalósíthatatlan nagy értékre adódhat. Célszerű ezért a deriváltak meghatározására közelítő módszert alkalmazni.

A  $0 \leq x \leq 1$  tartományban Y. Rapp a veszteségi tényezőre az alábbi közelítő képletet vezette le (11):

$$E_k = C_0 + C_1 x + C_2 x^2 \quad (51)$$

ahol:  $C_0 = 1, \quad (52)$

$$C_1 = -\frac{A+2}{(1+A)^2 + A}, \quad (53)$$

$$C_2 = \frac{1}{(1+A)[(1+A)^2 + A]}. \quad (54)$$

A közelítő képlet a gyakorlati számításokhoz elegendő pontosságú. A képlet deriválásával a veszteségi tényező áramkör szám szerinti deriváltjára is jó közelítő képletet lehet kapni.

A közelítő képlet második deriváltja azonban már nem alkalmas a veszteségi tényező áramkör szám szerinti második deriváltjának közelítésére. A közelítő képlettel számított második derivált egy állandó szám, ami nem felel meg a függvénynek.

A második derivált közelítő függvényének meghatározásához a Rapp-féle másodfokú parabolát egészítsük ki egy harmadfokú taggal!

$$E_k = C_0 + C_1 x + C_2 x^2 + C_3 x^3. \quad (55)$$

A továbbiakban a  $C$  tényezőket az alábbi kezdeti feltételek segítségével lehet megoldani:

$$E_0 = C_0 = 1, \quad (56)$$

$$E_1 = C_0 + C_1 + C_2 + C_3 = \frac{A}{1+A}, \quad (57)$$

$$E'_0 = C_1, \quad (58)$$

$$E'_1 = C_1 + 2C_2 + 3C_3, \quad (59)$$

$$E''_0 = 2C_2, \quad (60)$$

$$E''_1 = 2C_2 + 6C_3, \quad (61)$$

$$E'_1 = \frac{\frac{E'_0}{E_0} - 1}{A \cdot E_0 + 1} E_1 = \frac{E'_0 - 1}{A + 1} E_1, \quad (62)$$

$$\begin{aligned} E''_1 &= 2E'_1 \left( \frac{E'_1}{E_1} - \frac{E'_0}{E_0} \right) + \frac{E_1}{E_0} (1 - E_1) E''_0 = \\ &= 2E'_1 \left( \frac{E'_1}{E_1} - E'_0 \right) + E_1 (1 - E_1) E''_0. \end{aligned} \quad (63)$$

Az egyenletrendszerben  $E_0$  a veszteségi tényező az  $x=0$  helyen,  $E_1$  a veszteségi tényező az  $x=1$  helyen. Hasonlóképpen lehet értelmezni az  $E'_0$ ,  $E'_1$  első, illetve az  $E''_0$ ,  $E''_1$  második deriváltakat is.

A (62) képletet a (6), a (63) képletet pedig a (8) rekurziós képlet alapján lehet felírni.

Az egyenletrendszert megoldva,  $C_1$ -re az alábbi másodfokú egyenletet kapjuk:

$$a \cdot C_1^2 + b C_1 + c = 0, \quad (64)$$

ahol

$$a = \frac{A^2}{(1+A)^3}, \quad (65)$$

$$b = 1 + \frac{4A}{(1+A)^2} + \frac{A(1-A)}{(1+A)^3} + \frac{A^2}{(1+A)^4}, \quad (66)$$

$$c = \frac{3}{1+A} - \frac{2A}{(1+A)^2} + \frac{2A}{(1+A)^3} - \frac{A^2}{(1+A)^4}. \quad (67)$$

$C_1$ -re a másodfokú egyenlet megoldóképletének csak a pozitív diszkriminánsát kell figyelembe venni, tehát

$$C_1 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}. \quad (68)$$



$x$	$E(x)$	$E_k(x)$	$E'(x)$	$E'_k(x)$	$E''(x)$	$E''_k(x)$
0.05	0.99523716	0.99505745	-0.09150116	-0.09149558	0.00123714	0.00122978
0.10	0.99066383	0.99048422	-0.09143894	-0.09143375	0.00126774	0.00124325
0.15	0.98609364	0.98591409	-0.09137616	-0.09137125	0.00130858	0.00125671
0.20	0.98152659	0.98134710	-0.09131273	-0.09130808	0.00126137	0.00127018
0.25	0.97696273	0.97678329	-0.09124875	-0.09124424	0.00132273	0.00128364
0.30	0.97240209	0.97222269	-0.09118412	-0.09117972	0.00130640	0.00129711
0.35	0.96784469	0.96766533	-0.09111889	-0.09111453	0.00132962	0.00131057
0.40	0.96329058	0.96311125	-0.09105302	-0.09104866	0.00131477	0.00132404
0.45	0.95873977	0.95856048	-0.09098655	-0.09098212	0.00135827	0.00133750
0.50	0.95419230	0.95401305	-0.09091942	-0.09091491	0.00136389	0.00135097
0.55	0.94964820	0.94946900	-0.09085163	-0.09084703	0.00136066	0.00136444
0.60	0.94510751	0.94492836	-0.09078321	-0.09077847	0.00137707	0.00137790
0.65	0.94057026	0.94039116	-0.09071412	-0.09070924	0.00138463	0.00139137
0.70	0.93603648	0.93585744	-0.09064438	-0.09063933	0.00141155	0.00140483
0.75	0.93150620	0.93132724	-0.09057397	-0.09056875	0.00142962	0.00141830
0.80	0.92697946	0.92680058	-0.09050286	-0.09049750	0.00142970	0.00143176
0.85	0.92245630	0.92227750	-0.09043106	-0.09042558	0.00142129	0.00144523
0.90	0.91793674	0.91775803	-0.09035857	-0.09035298	0.00145960	0.00145869
0.95	0.91339154	0.91324221	-0.09026854	-0.09027971	0.00145893	0.00147216

(Mivel a közelítő képletben a gyakorlatban a másodfokú tag az eredményt csak kis mértékben befolyásolja, számítógépen gyorsabb és pontosabb eredményt kapunk az érintő módszer alkalmazásával.)

$C_1$  ismeretében  $C_2$ -t, majd  $C_1$ -ből és  $C_2$ -ből  $C_3$  értékét az alábbi képletekkel számíthatjuk ki:

$$C_2 = \frac{A}{(1+A)^2} - \frac{3}{1+A} - C_1 \left[ 2 + \frac{A}{(1+A)^2} \right], \quad (69)$$

$$C_3 = -\frac{1}{1+A} - C_1 - C_2. \quad (70)$$

Az (55) képlet deriválásával jó közelítő képleteket írhatunk fel a veszteségi tényező deriváltjaira is:

$$E'_k = C_1 + 2C_2x + 3C_3x^2, \quad (71)$$

$$E''_k = 2C_2 + 6C_3x, \quad (72)$$

ahol:  $E'_k$  az áramkörszám szerinti első derivált,

$E''_k$  pedig a második derivált közelítő értéke.

A közelítő képletek pontosságának bemutatására  $A=10E$  forgalom mellett,  $x=0,05-0,95$  áramkörszám tartományban kiszámoltam az Erlang-képletet és a deriváltjait a pontosnak tekinthető (integrál közelítéssel meghatározott), valamint a közelítő számítás alapján. A számítás eredményét a 2. táblázatban tüntettem fel.

A táblázat fejlécén látható a veszteségi tényező ( $E$ ) és annak közelítő értéke ( $E_k$ ), a veszteségi tényező első deriváltja ( $E'$ ) és annak közelítő értéke ( $E'_k$ ), valamint a veszteségi tényező második deriváltja ( $E''$ ) és annak közelítő értéke ( $E''_k$ ).

A számítást elvégeztem  $10E$ -nél kisebb, illetve nagyobb forgalom mellett is. A számítás eredménye az 1. táblázathoz hasonló lett. A táblázatból látható, hogy pozitív áramkörszám esetén a pontos és a közelítő számítás eredménye gyakorlatilag azonos.

Az előző fejezet végén megemlítettem, hogy pozitív irányú rekurzió során a számítás hibája csökken. Ha a közelítő számítás és a pontos számítás közötti különbséget számítási hibának fogjuk fel, a pozitív rekurzió során az is csökken.

### Köszönetnyilvánítás

Ezúton szeretném megköszönni Baumgartner Rezsőnek és Tóth Ilonának, hogy a cikk létrejöttéhez jelentősen hozzájárultak a vele kapcsolatos számítógépes programok megírásával és lefuttatásával.

### I R O D A L O M

- [1] Akimaru, H., Nishimura, T.: Derivates of Trunk Functions for Full Availability Systems. Internal Report (Seika Hokoku No. 3550) of ECL. 1-5. oldal.
- [2] Akimaru, H.: Optimum Design of Switching Systems. Review of the Electrical Communication Laboratory. Vo. 10. No 7-8. July-August. 1962. 385-401. oldal.
- [3] Akimaru, H., Nishimura, T.: The Derivatives of Erlang's B Formula. Review of the Electrical Communication Laboratory Volume, 11. No 9-10. September-October 1983. 428-445. oldal.
- [4] Akimaru, H., Tokushima, H., Nishimura, T.: Derivates of Wilkinson Formula and Their Application to Optimum Design of Alternative Routing Systems. ITC-9. 1-6. oldal.
- [5] Akimaru, H., Takahashi, H.: Asymptotic Expansion for Erlang Loss Function and Its Derivative. IEEE Transactions on Communications. Vol. Com. 29. No. 9. September 1981.
- [6] Nivert, K., Schantz, C.: Some Methods for Improving the Efficiency of Simulation Programs. ITC-7. 1-5. oldal.
- [7] Rappaport, S.: Calculation of Some Functions Arising in Problems of Queueing and Communications Traffic. IEEE Transactions on Communications. Vol. Com. 27. No 1. January 1979.
- [8] Sanders, B.: Comments on „Calculation of Some Functions Arising in Problems of Queueing and Communications Traffic” IEEE Transactions on Communications. Vol. Com. 28. No 6. June, 906-907. oldal.
- [9] Wilkinson, R. I.: Theories for Toll Traffic Engineering in the U.S.A. Bell System Technical Journal. 35. (1956.) 421-514. oldal.
- [10] Wallström, B.: Congestion Studies in Telephone Systems with Overflow Facilities. Ericsson Technics. No 3. 1966. 189-351. oldal.
- [11] Bretschneider, G.: Extension of the Equivalent

- Random Method to Smooth Traffics. ITC—7. 1—9. oldal.
- [12] Rapp, Y.: Planning of Junction Network in a Multi-exchange Area. I. General Principles. Ericsson Technics. No 1. (1964) 77—130. oldal.
- [13] Dr. Tóth Endre: Optimális trunkhálózat számítása a veszteségi tényező, az átlagérték, valamint a szórásnégyzet deriváltjai alapján. Híradástechnika. (Beküldött kézirat.)
- [14] Dr. Tóth Endre: Optimális trunkhálózat számítása számítógéppel a veszteségi tényező, az átlagérték, valamint a szórásnégyzet deriváltjai alapján. INFO. (A Postai Tervező Intézet Információs tájékoztatója.) 1983. 7. évfolyam/6.
- [15] Pattantyús: Gépész- és villamosmérnökök kézikönyve. 1. Műszaki Könyvkiadó.

- [16] Bronstein—Szemengyajev: Matematikai zsebkönyv. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1982.
- [17] Ralston, A.: Bevezetés a numerikus analízisbe. Műszaki Könyvkiadó. 1969.

#### Függelék

A (14) képlet együtthatóinak értéke:

$$\begin{aligned} a_0 &= 0,267\ 773\ 734\ 3; & b_0 &= 3,958\ 496\ 922\ 8 \\ a_1 &= 8,634\ 760\ 892\ 5; & b_1 &= 21,099\ 653\ 082\ 7 \\ a_2 &= 18,059\ 016\ 973\ 0; & b_2 &= 25,632\ 956\ 148\ 6 \\ a_3 &= 8,573\ 328\ 740; & b_3 &= 9,573\ 322\ 345\ 4 \\ a_4 &= 1 & b_4 &= 1 \end{aligned}$$

### III. Televíziótechnikai Szeminárium és kiállítás

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület, a Közlekedéstudományi Egyesület és az Optikai Akusztikai és Filmtechnikai Egyesület közös rendezésében 1984. május 2—4. között Budapesten a MTESZ székházban tartotta meg sorrendben a harmadik Televíziótechnikai Szemináriumot és kiállítást.

A Szemináriumon 270-en vettek részt, közöttük 20 külföldi vendég. Elküldte előadóit a Hirschmann, a Rohde-Schwarz, a Philips, az EEV (angol), a Centrit (lengyel) cégek, míg a hazai előadók a BME, a HT, a Posta, az Orion, a Videoton, a HTV és az MTV szakembergárdájából kerültek ki.

A Szeminárium teljes ideje alatt az első emeleti előcsarnokban négy hazai cég kiállítását láthatta a hallgatóság. A HT a számítógép vezérelt videojel-analizátorát, a kábeles tv hálózati elemeit, erősítőit, a fényvezető kábeles átviteltechnikai berendezéseit, az Orion és Videoton a legújabb színes tv vevőkészülékeit, a hang-, ill. videotechnikai berendezéseit, számítástechnikai alkalmazásokat mutatta be, míg a HTV a közösségi vevőantenna rendszerek főállomását állította ki. A Rohde-Schwarz cég a legújabb műszereiről és mérési elveiről összeválogatott szakkatalógusait hozta el és osztotta ki az előadáson a résztvevőknek. A megnyitó beszédet Köveskúti Lajos, a HTE elnöke mondta, majd dr. Schmideg Iván, az OMFH főosztály-vezető-helyettese adott átfogó képet a tv-technika jelenlegi helyzetéről. Az MTV Híradója a Szeminárium első napján beszámolt az esti adásidőben a megnyitóról, riportot készített a Szeminárium Szervező Bizottságának elnökével, dr. Ferenczi Pál egyetemi professzorral, és rövid interjút kért a Philips cég képviselőjétől, Guy Bonemme úrtól, aki a legfejlettebb európai színvonalról beszélt, és röviden megvilágította a jövőbeni elképzeléseket cégén belül.

A kiállítás sikeréhez hozzájárult az is, hogy a kísérleti teletext adás magazinoldalait az MTI és az MTV különlegesen szerkesztett oldalakkal egészítette ki, mely a tv adásideje alatt került kisugárzásra.

A 40 előadást öt szekcióban bonyolították le, ezek az alábbiak voltak:

- tv stúdiótechnikai megoldások, rendszerek,
- tv vételtechnikai kérdések (antennarendszerek, kábeltelevízió, műholdas tv-vétel),
- mérőberendezések és mérési módszerek,
- tv adástechnikai rendszerek és áramkörök,
- tv vevőkészülékek áramkörei.

A Szervező Bizottság az előadásokat szekción belül úgy állította össze, hogy azok a különböző témájuk

ellenére is kapcsolódjanak egymáshoz, így a konzultációk idejére a hallgatóságban összefoglaló kép alakulhatott ki a témával kapcsolatban. Nagy érdeklődés mutatkozott meg az előadások iránt és örömmel volt megállapítható, hogy a látogatottság mértéke elérte a 85—90%-ot, függetlenül a délelőtti vagy a délutáni szekcióktól.

Külön kiemelni egy pár színvonalas előadást, melyek rendkívüli érdeklődést váltottak ki. Ezek közé tartozott Guy Bonemme (MBLE—Philips): 3. szintű teledata rendszer és ugyancsak általa tartott: Mikroprocesszor-vezérelt teletext CCT-IC bemutatása, dr. Ferenczi Pál (BME—HEI): Az RF televíziójelben levő teletext jel spektrális eloszlásának demodulálás nélküli mérése, dr. Pálinszki Antal (BME—HEI): Reflexiós paraméterek mérése spektrumanalizátorral, G. Grün (Rohde-Schwarz): A második hangcsatorna kérdései tv-készülékeknél (sztereó hang).

A hallgatóság nagy figyelemmel hallgatta Zimmermann Róbert (Keszthelyi Híradástechnikai Kisvállalat): Egy város, egy antenna című kábeles témát összefoglaló, S. Tóth Ferenc (GELKA): A teletext információ növelése a SECAM rendszerű sorazonosító jelek megszüntetésével című, vevőkészülékes témával foglalkozó előadásokat.

Bár az előadások idejét 20'-ben állapították meg, az egyes témák kifejtéséhez ennél sok esetben több időre volt szükség. Ez azonban nem róható fel az előadónak, akik ezeket az időtúllépéseket olyan színvonalú tartalommal töltötték ki, hogy a szekcióelnökök is jobbnak látták nem félbeszakítani, hanem befejezni hagyni a gondolatmenetet.

Az előadások magyarul, ill. angolul hangzottak el. Ezúton szeretnénk elismerésünket kifejezni a szinkrontolmácsolást végző szakembereknek, akik hibamentesen és fáradságot nem ismerve fordították a helyenként igen nehéz, speciális szakmai szöveget.

A Szeminárium három napja lehetőséget adott arra, hogy a kül- és belföldi szakemberek kicserélhessék gondolataikat, kapcsolatokat alakíthassanak ki és kölcsönös konzultációkkal hozzáegíthessék egymást a legfrissebb információk megszerzéséhez.

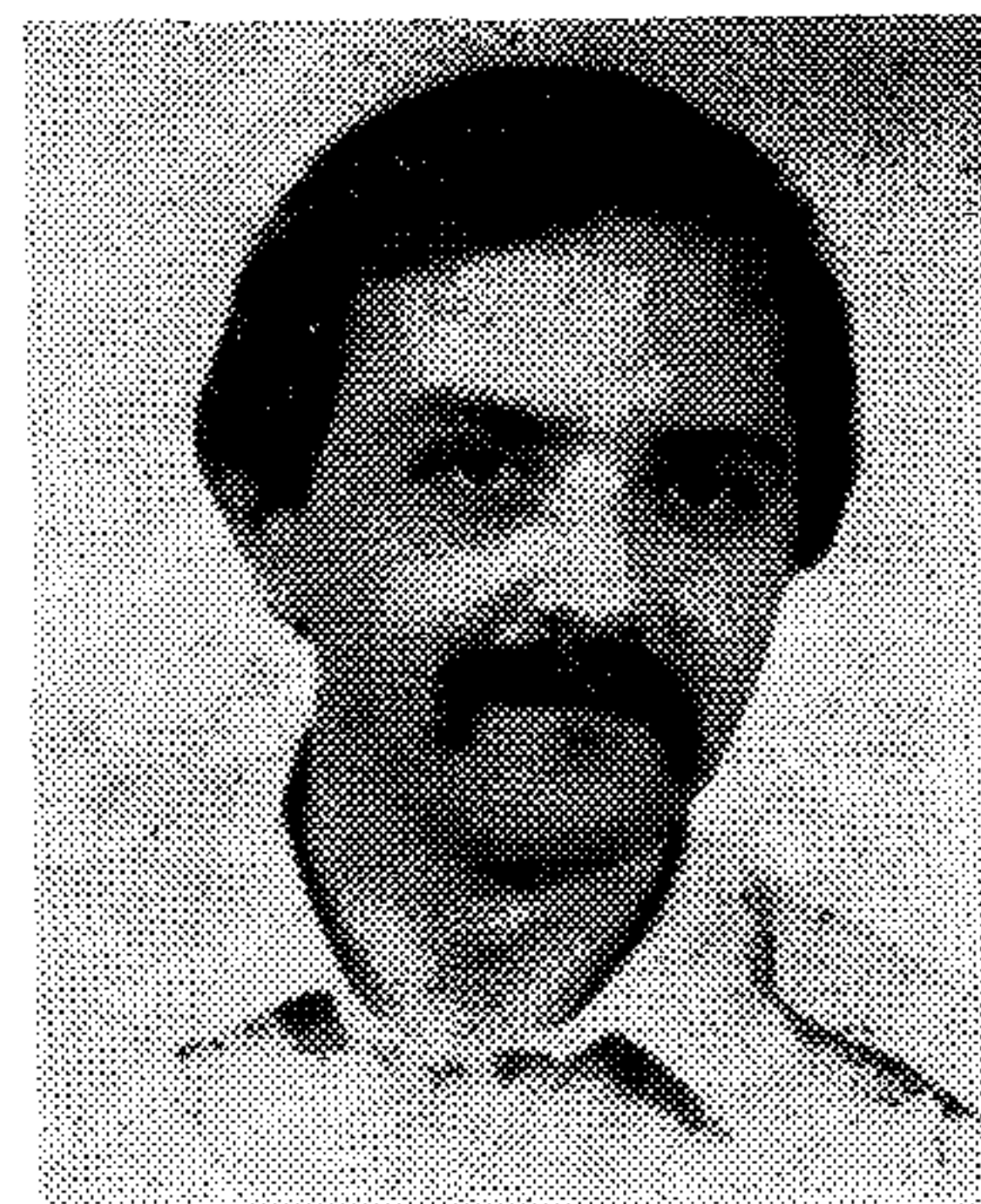
Úgy érezzük, a Szeminárium betöltötte vállalt szerepét, és az elnökség megállapodott — a hallgatóság nagy öröme — abban, hogy ezután két évenként tartsanak hasonló céllal szemináriumot és kiállítást.

Varsányi János,  
a HTE RTV Szakosztály titkára

# SC áramkörök analízise

TÓTH LÁSZLÓ

Távközlési Kutató Intézet



## ÖSSZEFOGLALÁS

Az ismertített módszer segítségével ideális kapcsolókat, kondenzátorokat és műveleti erősítőket tartalmazó SC áramkörök analízise végezhető el. A fázisok számára, az órajelek kitöltési tényezőire nincs megkötés. Az egyes fázisokra jellemző mátrixok, ill. konstansok az áramkör topológiájának, a kapacitások értékeinek, valamint a kapcsolókat vezérlő órajeleknek az ismeretében viszonylag könnyen generálhatók. Ezek segítségével az átviteli karakterisztikákat zárt formulákkal számítjuk. Az eljárás különösen hatékony a sokfázisú „many phase” SC áramkörök analízisére, mivel frekvenciapontként — a fázisok számától függetlenül — csupán egyetlen mátrixinvertálásra van szükség. Az elvi megfontolások összegzése után a számítási eljárást mintapéldán mutatjuk be.

## Bevezetés

Napjainkban az áramkörtervezők egyre nagyobb fokú integráltságra és áramkörsűrűség elérésére törekednek. Az integrált áramköri technológiában az egyre nagyobb fokú „miniatürizálásnak” határt szab az ellenállások pontos, kisméretű és környezeti hatásoktól független realizálása.

A probléma megoldásának egyik módja az, hogy kondenzátorok és kapcsolók segítségével olyan áramköröket hoznak létre, amelyek már nem tartalmaznak ellenállást. Kissé pongyola megfogalmazással úgy is mondhatnánk, hogy kapcsolók és kondenzátorok segítségével végzik el az ellenállások szimulációját.

A csupán kondenzátorokkal, órajelekkel vezérelt kapcsolókat és aktív elemeket (általában műveleti erősítőket) tartalmazó áramköröket kapcsoló kapacitású, vagy angol nevének rövidítése után SC (Switched Capacitor) áramköröknek nevezik.

Az SC áramkörök tervezése és analízise az 1970-es évek végén indult fejlődésnek. Ez a fejlődés azóta is szakadatlanul tart. A hálózatelméleti kutatások jelentős része ide koncentrálódik. A hazai elektronika is kellő időben kezdett el a témával foglalkozni. Az 1980-ig megjelent szintézis és analízis módszereket tömören foglalja össze [7]. Kellő technológiai háttér nélkül csupán diszkrét elemekből megépített áramkörök, ezen belül is elsősorban szűrők készültek (pl. [8]).

Ebben a cikkben egy — az eddig megjelent analízis módszerektől ([1], [2], [3], [4], [5], [6]) elviekben különböző olyan analízis eljárást ismertetünk, amely [3]-hoz hasonlóan zárt formulás végeredményeket ad, de ehhez képest — mint a későbbiekben majd konkrétan látni fogjuk — számítástechnikai előnyökkel rendelkezik. A továbbiakban Tsividis mintapéldáján [3] illusztrálva felvázoljuk a [9], illetve [10]-ben részletesen kifejtett megfontolásokat.

## TÓTH LÁSZLÓ

1982-ben végezte el a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán a híradástechnikai szak mikrohullámú ágazatát. Azóta a Távközlési Kutató Intézet dolgozója. Az SC áramkörök analízisével 1981-től foglalkozik. 1981-ben a kapcsoló kapacitású szűrők matema-

tikai leírását összefoglaló TDK dolgozatával megnyerte a Híradástechnikai Tudományos Egyesület különdíját, majd 1982-ben diplomatervével a Diplomaterv pályázaton nyert első díjat. A TKI-ban megrendezett Alkotó ifjúság pályázaton „SC áramkörök analízise” című pályamunkájával ugyancsak első díjat nyert.

## 1. Az alapfogalmak definiálása

Legyenek az SC áramkör építőelemei, azaz a

- *kapcsolók,*
- *kondenzátorok,*
- *műveleti erősítők ideálisak.*

A kapcsolókat periodikus impulzussorozatok, ún. „órajelek” vezérlik. Ennek következtében addig az időtartamig, amíg a hálózatban szereplő kapcsolók nyugalomban (statikusan nyitott, illetve zárt helyzetben) vannak, homogén, nem energiamentes kapacitív hálózattal állunk szemben. Ha az áramkörben akár egyetlen kapcsoló is állapotot vált, az azt eredményezi, hogy azon két csomópont között, ahol eddig szakadás volt, most rövidzár lesz (ill. fordítva). Ez pedig az áramkör gráfjának a megváltozását jelenti. Egy működő SC hálózat tehát egy időben szakaszosan változó gráffal jellemezhető. Ezeket az egymástól megkülönböztetett gráfokat nevezik *állapotoknak*, vagy divatosabb neve szerint *fázisoknak*. Az egyes fázisok időtartama, egymás utáni sorrendjük, illetve az állapotok száma a kapcsolókat vezérlő órajelek ismeretében egyértelműen meghatározott. Vezessük tehát be az alábbi jelöléseket:

$N$ : Fázisok száma,

$T$ : *Kapcsolási periódusidő,*

amely szerint az egyes állapotok periodikusan következnek egymás után. Vagyis bármely  $t$  időpillanatot tekintve a  $t+nT$  időpillanatokban ( $n=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ ) a hálózat ugyanabba az állapotba kerül.

$T_i$ : Az  $i$ -edik fázis időtartama ( $i=1, 2, 3, \dots, N$ ).

$\tau_i$ : Az első, a második, ..., valamint az  $i$ -edik állapotok időtartama együttesen:

Beérkezett: 1984. III. 20. (□)

$$\tau_i = \sum_{m=0}^i T_m, \quad \text{ahol} \quad \tau_0 = T_0 = 0; \quad (\tau_N = T).$$

( $\tau_0$ -nak, ill.  $T_0$ -nak csak a formulázhatóság miatt van jelentősége.)

Az 1. ábrán egy  $N$ -fázisú SC áramkör topológiájának időben szakaszos változását szemléltettük a fentiekben bevezetett fogalmak segítségével.

## 2. Időtartománybeli analízis

Időtartománybeli leírás során az a feladatunk, hogy adott gerjesztés esetén a hálózat kimenetén meghatározzuk a gerjesztésre adott válaszjel időfüggvényét. Esetünkben a gerjesztést *ideális feszültséggenerátor* szolgáltatja. Mivel a vizsgált rendszerünk időben szakaszosan változó, az időtartománybeli jellemzést is külön-külön kell elvégezni azokra a részintervallumokra, amelyekben a kapcsolók  $T_i$  időtartamig nyugalomban vannak. Mivel a kapcsolási periódusidő bevezetésével a topológiára nézve egy alapvető periodicitást feltételeztünk, várhatóan a végeredmény is rekurziós jellegű fog ölni.

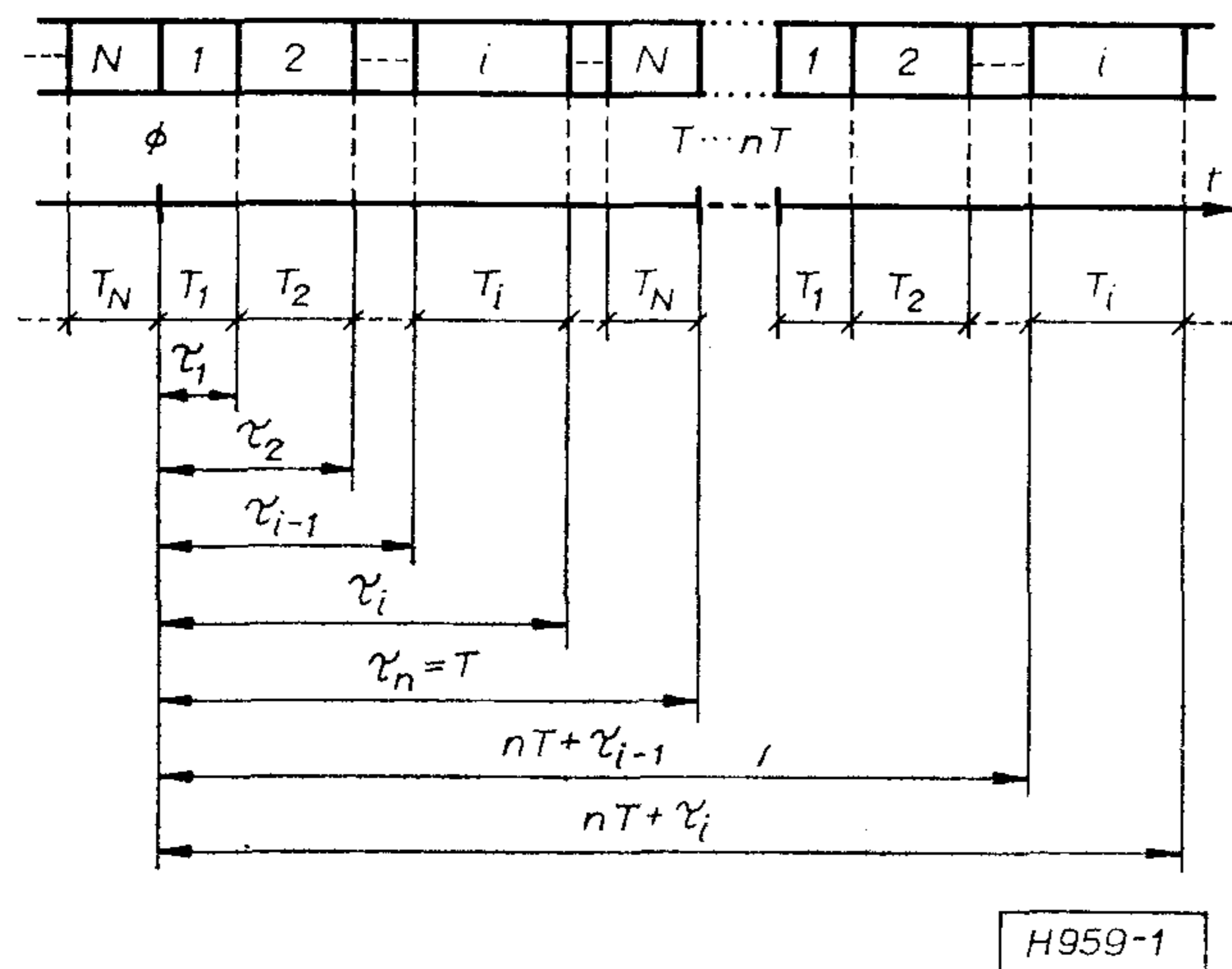
Szükségszerűen tehát le vizsgálatainkat az  $nT + \tau_{i-1} < t \leq nT + \tau_i$  időintervallumra (lásd 1. ábra), ahol az SC áramkör egy homogén, nem energiamentes kapacitív hálózattal jellemezhető.

A szóban forgó intervallumra jellemző hálózat várhatóan tartalmazni fog kondenzátorokból és feszültséggenerátorokból álló hurkot, így nem tekinthető regulárisnak. Ha azonban Kirchhoff csomóponti egyenlete helyett annak integrált alakját, az ún. töltésegyenletet használjuk, úgy az egyes ágak töltéseinek időfüggvénye állapotváltozónak tekinthető. Igazolható, hogy ebben az esetben az ágak töltéseinek időfüggvénye a generátorfeszültség és a töltések kezdeti értékeinek ismeretében egyértelműen meghatározható.

Az  $i$ -dik állapotot leíró egyenletek tehát az alábbiak:

$$\sum_k u_k(t) = 0 \quad (\text{huroktörvény}), \quad (1)$$

$$\sum_k q_k(t) = \sum_k q_k(nT + \tau_{i-1}) \quad (\text{töltésegyenlet}). \quad (2)$$



1. ábra. Az SC áramkörök időfüggő topológiájának, valamint az erre jellemző időintervallumok értelmezése

Kondenzátorok esetén az előjeles töltés arányos a kondenzátor feszültségével. Az arányossági tényező a kondenzátor kapacitása:

$$q(t) = C \cdot u(t). \quad (3)$$

Általános esetben fel kell venni az ismeretlenek közé a generátor, valamint a műveleti erősítők kimeneteinek a töltését is. Ez nem kívánatos, hiszen a számunkra értékes információt a kondenzátorfeszültségek hordozzák. A [9]-ben igazoltuk, hogy abban az esetben, ha a kapcsolatban egyetlen generátor szerepel úgy, hogy az egyik végpontja földponton van, akkor a fenti töltések kiszámítása nem szükséges. Ha tehát a töltésegyenletet csupán azokra a csomópontokra írjuk fel, amelyekhez nem csatlakozik generátor, illetve műveleti erősítő kimenet, úgy (3)-t (2)-be lehet helyettesíteni:

$$\sum_k C_k \cdot u_k(t) = \sum_k C_k \cdot u_k(nT + \tau_{i-1}). \quad (4)$$

Vagyis (1) és (4) segítségével biztosan felírható annyi lineárisan független egyenlet, hogy bármely két csomópont között (természetesen egy gráfkomponensen belüli csomópontokról van szó) meghatározható a feszültség időfüggvénye.

Mivel a keresett feszültség—idő függvény a generátorfeszültség és a kondenzátor kezdeti feszültségeinek lineáris kombinációjával fejezhető ki — ez egyértelműen adódik (1) és (4) jellegéből —, végeredményben az alábbi állapotegyenletre jutunk:

$$nT + \tau_{i-1} < t < nT + \tau_i$$

esetén

$$y(t) = a_i \cdot x(t) + \mathbf{A}_i^* \cdot \mathbf{u}_c(nT + \tau_{i-1}),$$

$$\mathbf{u}_c(t) = \boldsymbol{\alpha}_i \cdot x(t) + \boldsymbol{\beta}_i \cdot \mathbf{u}_c(nT + \tau_{i-1}), \quad (5)$$

ahol:  $i = 1, 2, 3, \dots, N$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots,$$

(5)-ben  $x(t)$ -vel jelöltük a generátorfeszültséget,  $y(t)$ -vel a válaszjelet,  $\mathbf{u}_c(t)$ -val pedig a kondenzátorok feszültségeinek vektorát. Az  $\mathbf{A}_i$  és  $\boldsymbol{\alpha}_i$  vektorok a  $\boldsymbol{\beta}_i$  mátrixok, ill. az  $a_i$  konstansok az  $i$ -dik fázisra jellemző állandók („\*” a transzponálás műveletét jelenti). [10]-ben megmutattunk egy olyan algoritmust, amely segítségével ezen állandók az SC áramkör topológiájának és a kapacitások értékeinek ismeretében mátrix formában állíthatók elő.

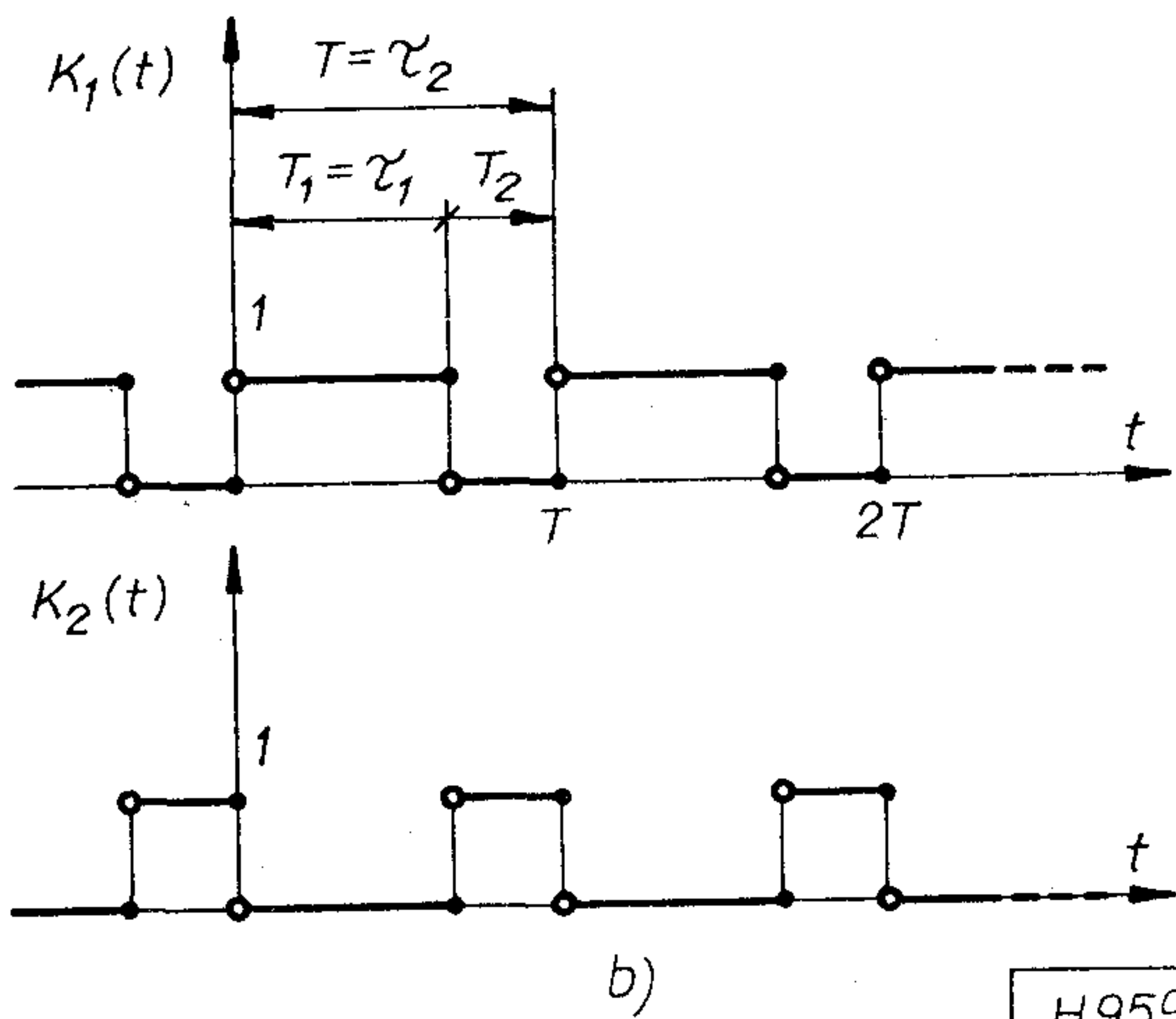
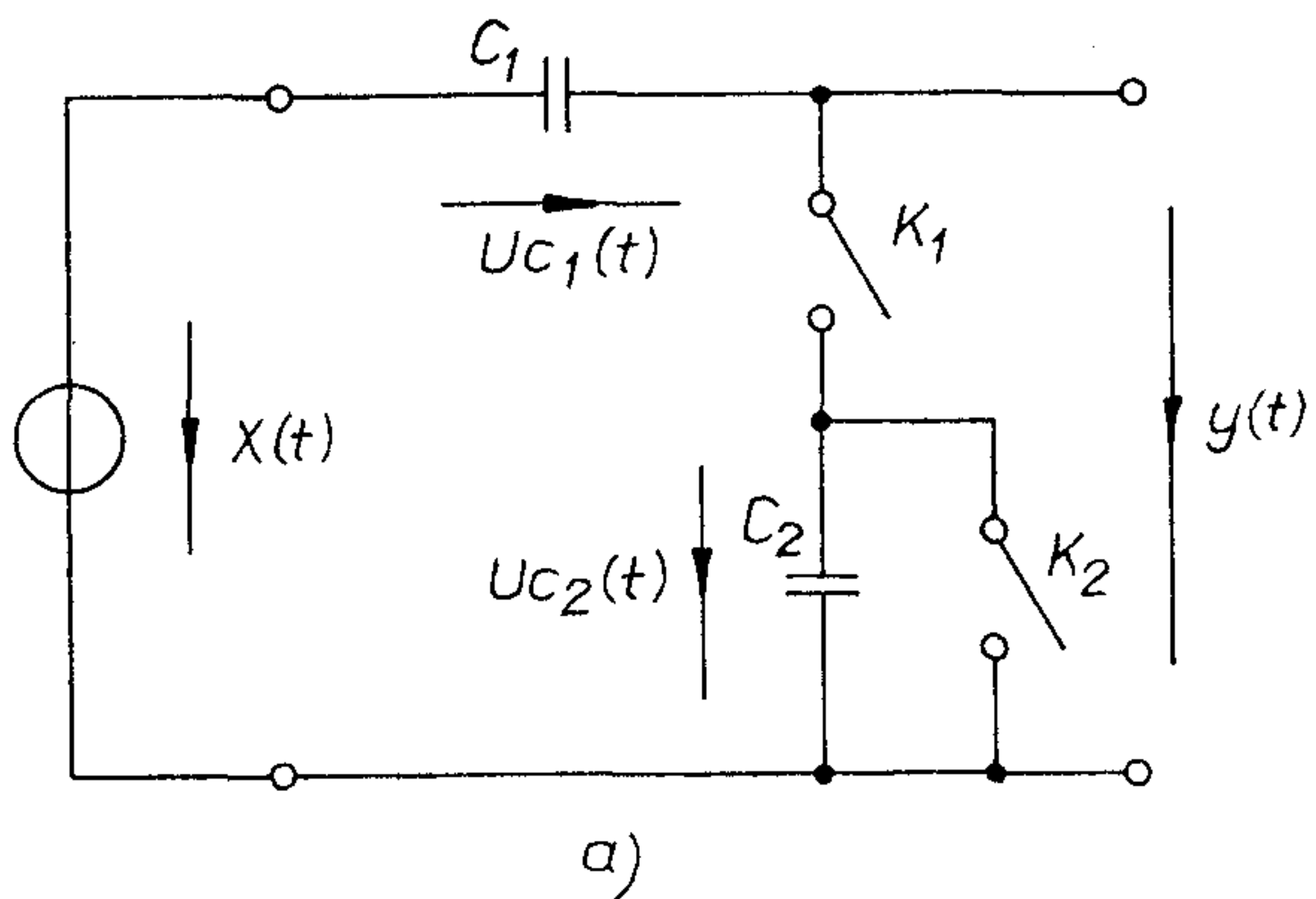
## 3. Mintapélda az időtartományban

Az áramkör kapcsolási rajza a 2a ábrán, a kapcsolókat vezérlő (nem átlapolódó) órajelek pedig a 2b ábrán láthatók. Az egyes és kettős állapotokra jellemző részhálózatok a 3a, illetve 3b ábrákon vannak feltüntetve, a kondenzátorok feszültségeinek eredeti mérőirányát megtartva. Az első állapotban (K1 zárt és K2 pedig nyitott helyzetben van) az A csomópontra felírt töltésegyenlet és a hurokegyenletek az alábbiak:

$$-C_1 \cdot u_{c1}(t) + C_2 \cdot u_{c2}(t) = -C_1 \cdot u_{c1}(nT) + C_2 \cdot u_{c2}(nT),$$

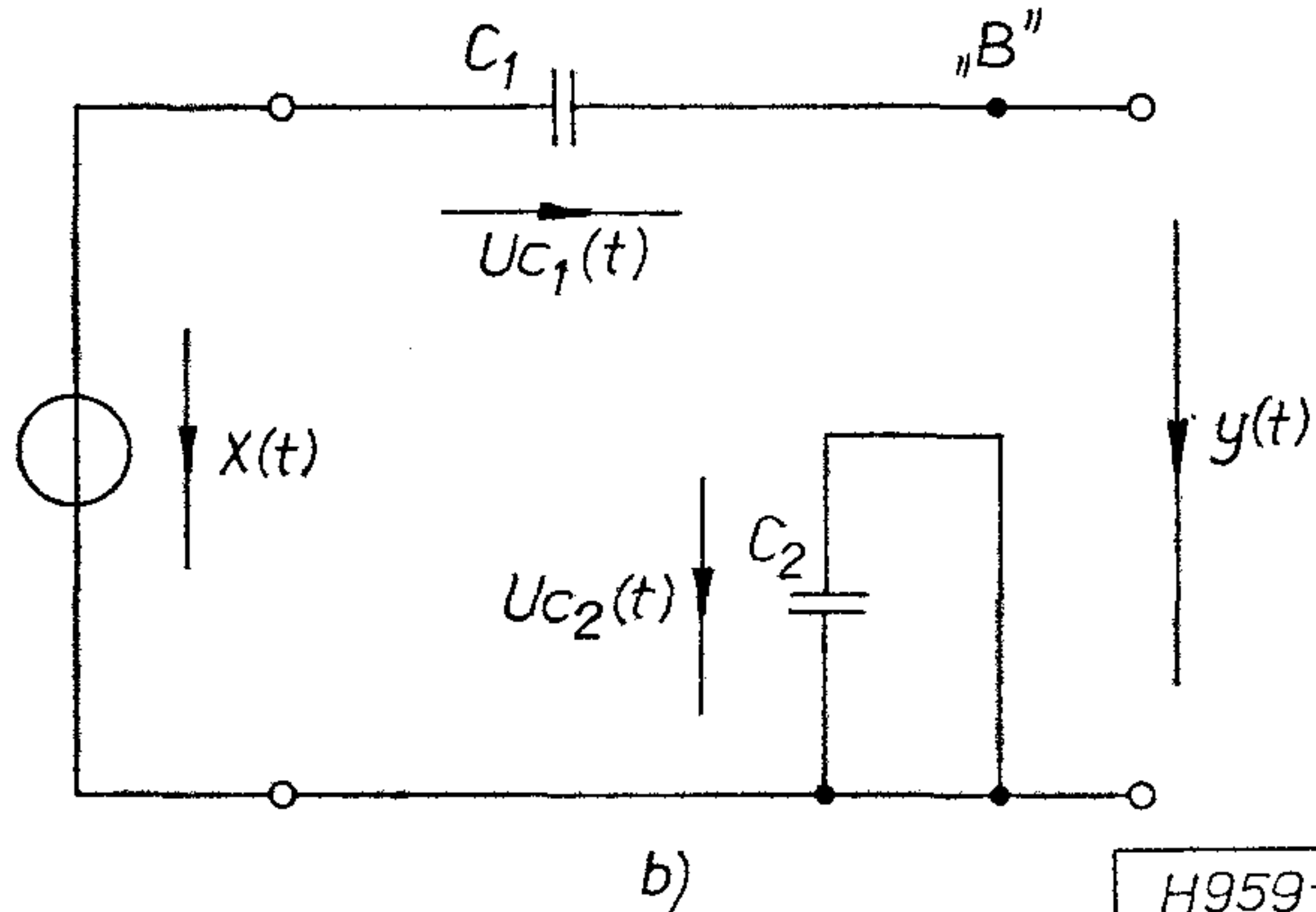
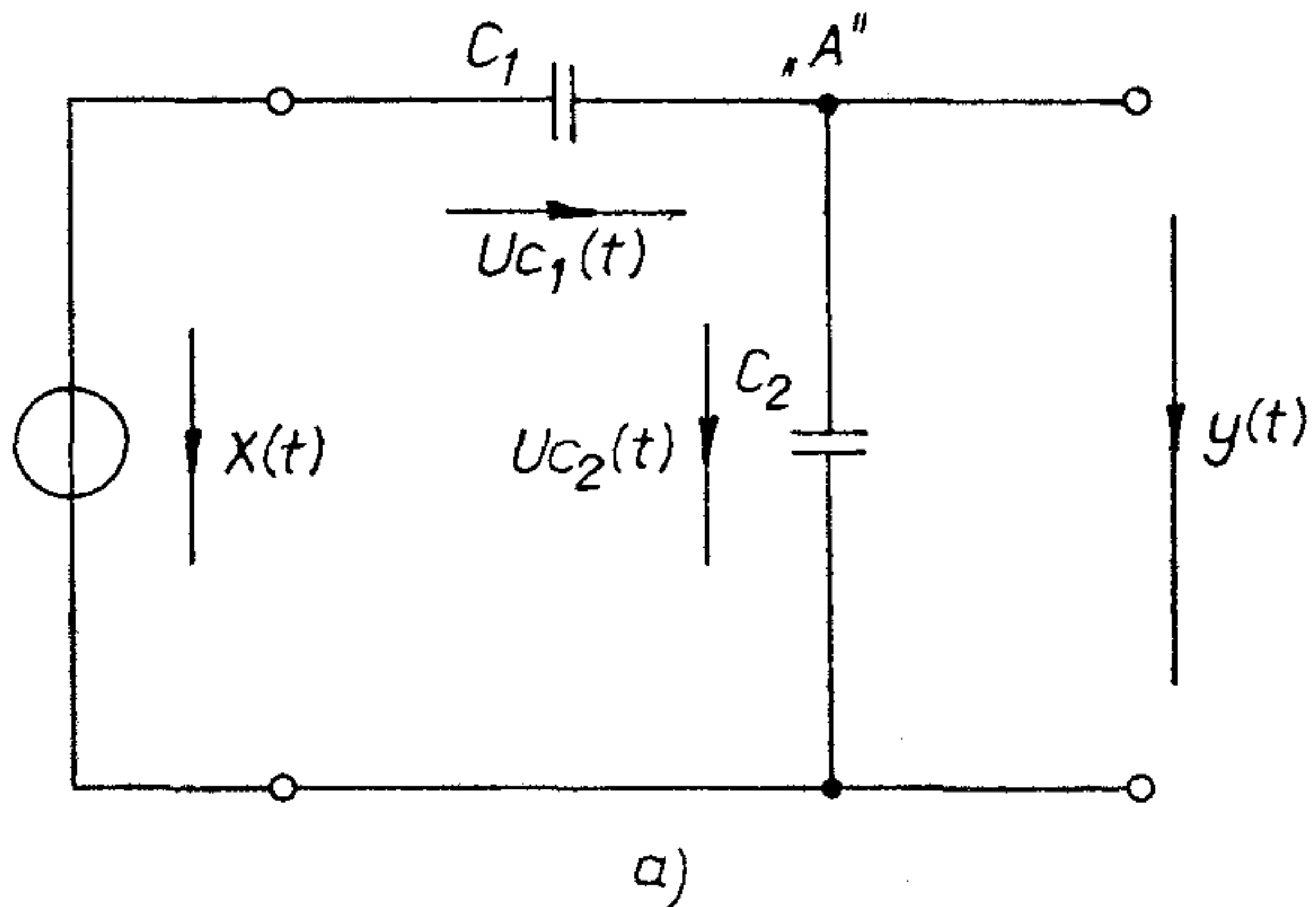
$$x(t) - u_{c2}(t) - u_{c1}(t) = 0, \quad (6)$$

$$u_{c2}(t) - y(t) = 0.$$



H959-2

2. ábra. a) Tsividis mintapéldája, b) a kapcsolókat vezérlő órajelek



H959-3

3. ábra. a) A mintapélda első állapota, b) a mintapélda második állapota

A második állapotban pedig a  $B$  csomópontra felírt töltésgyenlet és hurokegyenletek alapján:

$$\begin{aligned} -C_1 \cdot u_{c1}(t) &= -C_1 \cdot u_{c1}(nT + T_1), \\ x(t) - y(t) - u_{c1}(t) &= 0, \\ u_{c2}(t) &= 0, \end{aligned} \quad (7)$$

$d = \frac{c_2}{c_1 + c_2}$  bevezetésével (6) és (7) átrendezése után

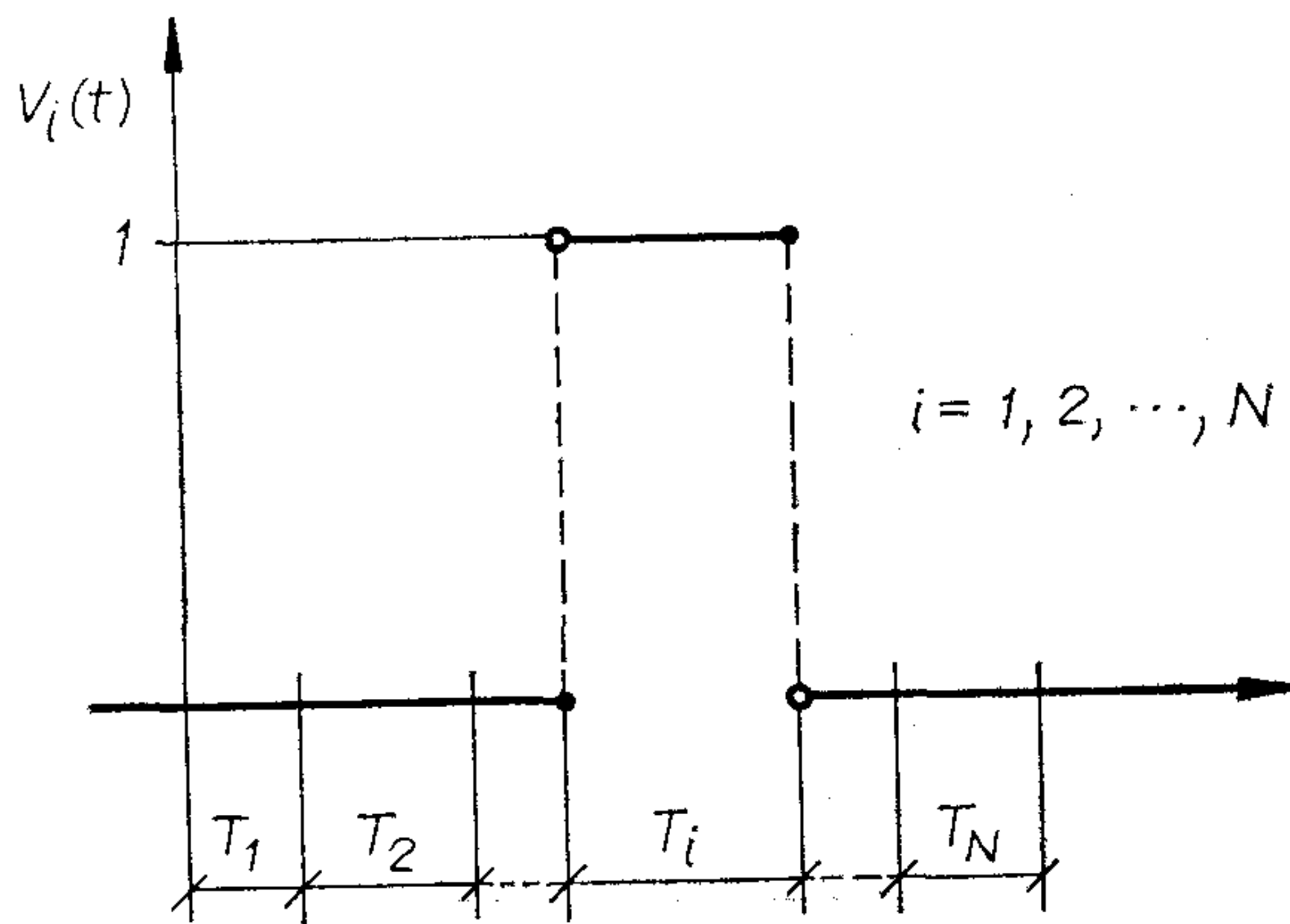
(5) alakra jutunk, ahol:

$$\begin{aligned} i &= 1, 2; \quad N = 2; \quad \tau_1 = T_1; \quad \tau_2 = T_1 + T_2 = T, \\ a_1 &= 1 - d; \quad a_2 = 1; \quad \Lambda_1^* = [d - 1, d]; \quad \Lambda_2^* = [-1, 0], \\ \alpha_1^* &= [d, 1 - d]; \quad \alpha_2^* = [0, 0], \end{aligned} \quad (8)$$

$$\beta_1 = \begin{bmatrix} 1 - d & -d \\ d - 1 & d \end{bmatrix} \quad \text{és} \quad \beta_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

#### 4. Frekvenciatartománybeli analízis

Frekvenciatartományban való leírásról akkor beszélünk, ha az  $x(t)$  gerjesztés és az  $y(t)$  válaszjel  $X(\omega)$  és  $Y(\omega)$  Fourier-transzformáltjai között állapítunk meg kapcsolatot. (5) alapján láttuk, hogy a gerjesztés, valamint a hálózatra jellemző mátrixok segítségével a kimenet egyértelműen meghatározott. Mivel a Fourier-transzformáció kölcsönösen egyértelmű kapcsolatot teremt az időfüggvény és a spektruma között, megállapítható, hogy  $X(\omega)$  és  $Y(\omega)$  kapcsolata szintén definit. A hálózatelméletben szokásos módszer, hogy a kimenő feszültséget bizonyos speciális vizsgálófüggvényekre adott válaszjelek segítségével fejezik ki. Mivel az SC áramkörök gráfja az  $i$ -edik fázisban  $T_i$  ideig nem változik meg, kézenfekvő a vizsgálójelet a 4. ábrának megfelelően definiálni. Nevezzük a rendszer  $v_i(t)$ -re adott válaszjelét  $w_i(t)$ -nek. Ennek Fourier-transzformáltját pedig jelöljük  $W_i(\omega)$ -val.



H959-4

4. ábra. A  $v_i(t)$  vizsgálójelet értelmezése

Ennek felhasználásával [9]-ben az alábbi általános (igaz, hogy bonyolult, de zárt) formulát vezettük le:

$$Y(\omega) = \sum_{i=1}^N \left[ \frac{1}{T} W_i(\omega) \cdot \exp(j\omega\tau_i) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp \cdot (-j2\pi n\tau_i/T) \cdot X(\omega - n2\pi/T) + a_i \frac{T_i}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\exp(-j2\pi n[T_i/2 + \tau_{i-1}]/T) \cdot \text{sinc}(nT_i\pi/T) - \exp(j\omega T_i) \cdot \text{sinc}(\omega T_i/2) \cdot \exp(-j2\pi n\tau_i/T)) \cdot X(\omega - n2\pi/T) \right], \quad (9)$$

ahol:  $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$

Látható, hogy (9)-ben  $W_i(\omega)$ -n kívül szerepel még az (5)-ben bevezetett  $a_i$  is. Mivel a későbbiekben  $W_i(\omega)$ -t is az  $a_i$ ,  $A_i$ ,  $\alpha_i$  és  $\beta_i$  állandókkal fogjuk kifejezni, ettől a szépséghibától egy pillanatra tekintsünk el. (Ennél a pontnál szeretnénk megjegyezni, hogy a [3]-ban használt vizsgálójel szinuszos.)

## 5. Szűrőrealizálás SC áramkörrel

Lineáris és időinvariáns rendszereknél — mint ismeretes — a gerjesztés és a válaszjel spektrumainak kapcsolata az alábbi egyszerű formát ölti:

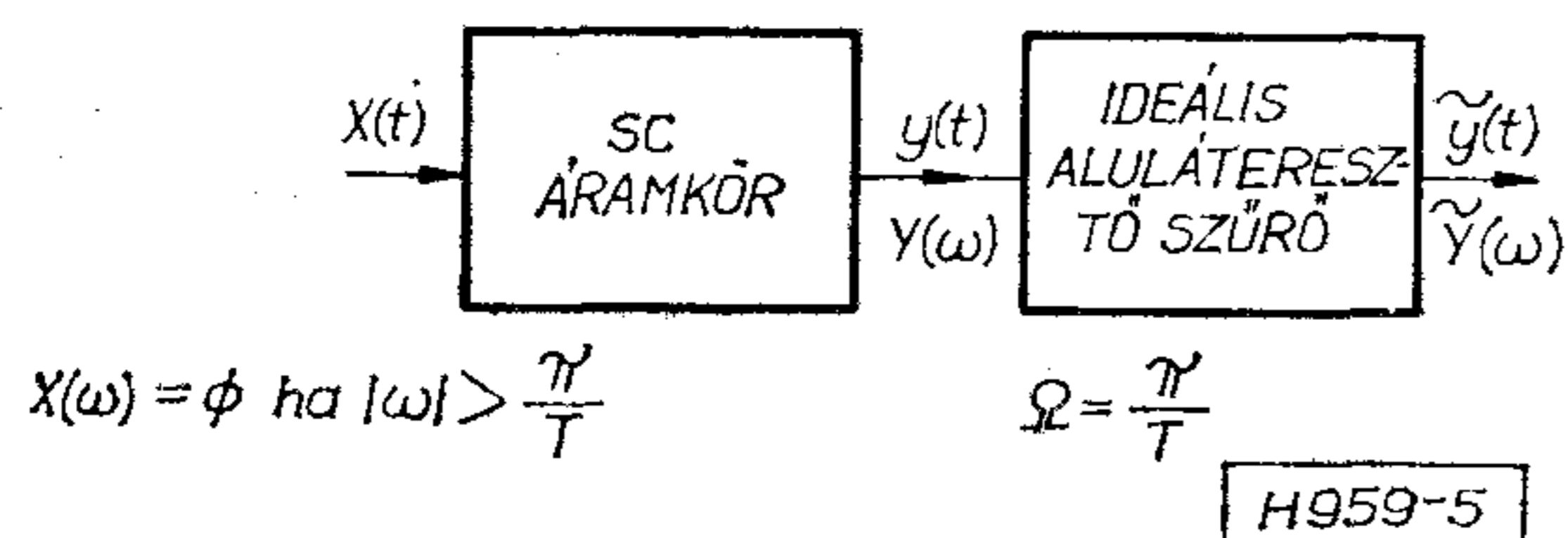
$$Y(\omega) = H(\omega) \cdot X(\omega), \quad (10)$$

ahol  $H(\omega)$  a rendszer átviteli karakterisztikája (a Dirac-impulzusra adott válaszjel időfüggvényének Fourier-transzformáltja).

Az SC áramkörök — noha lineárisak — időben variáns rendszerek. Ezt könnyű belátni, hiszen a kapcsolók olyan parametrikus ellenállásoknak is felfoghatók, amelyeknek ellenállása nulla és végtelen között változik. Időben változó paraméterű rendszereknél a gerjesztés és a válaszjel spektrumainak a kapcsolata bonyolultabbá válik. Ez látható (9) és (10) összevetéséből is. Mivel a kapcsolt kapacitásokat tartalmazó áramkörökkel nagyrészt hagyományos RLC, ill. aktív RC hálózatokat — tehát lineáris és időinvariáns rendszereket — szeretnénk kiváltani, elvárjuk tőlük, hogy a frekvenciatartományban való jellemzésük is ezekéhez hasonló legyen. *Ehhez kiegészítő áramkörökre és a gerjesztésre tett megkötésekre van szükség.*

### 5.1. Átviteli karakterisztika értelmezése sávhatárolt bemenet esetén

A kapcsolás elrendezése az 5. ábrán látható. A gerjesztés tehát legyen sávhatárolt a  $\pi/T$  körfrekvenciáig, valamint kapcsoljunk az SC áramkör kimenetére egy olyan ideális aluláteresztő szűrőt, amelynek vágási körfrekvenciája (ezt  $\Omega$ -val jelöltük) ugyancsak  $\pi/T$ .



5. ábra. Átviteli karakterisztika értelmezése folytonos bemenet esetén

A szűrő kimenetén megjelenő  $Y(\omega)$  a sávhatárolt gerjesztés miatt (9)-ben megfelel az  $n=0$  esetnek. Elvégezve a helyettesítést, az alábbi eredmény adódik:

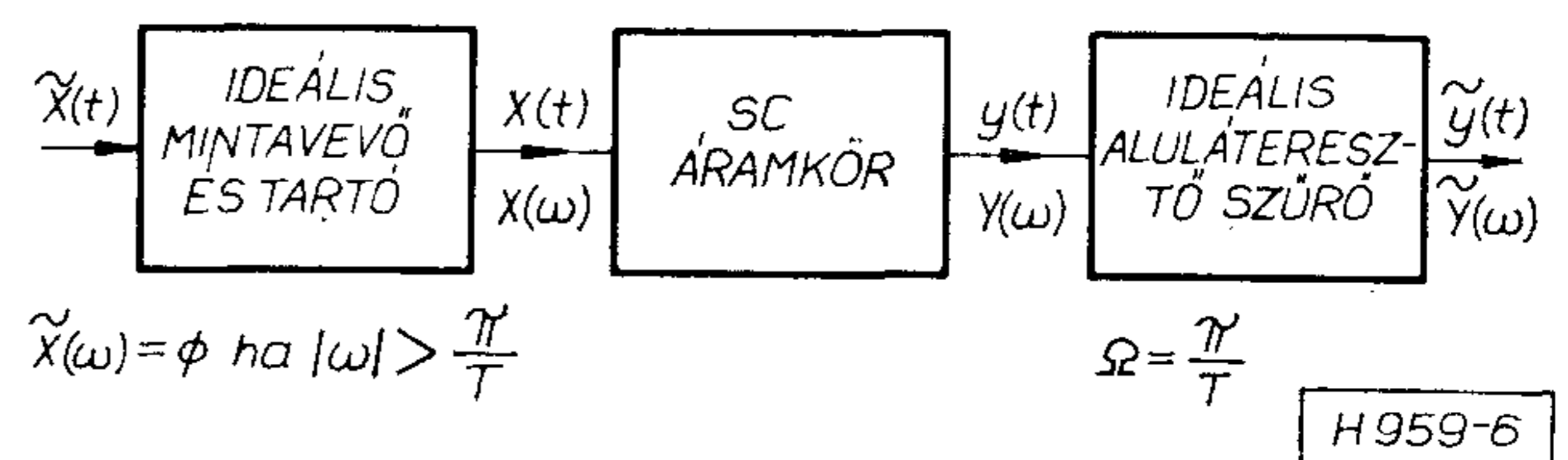
$$\tilde{Y}(\omega) = \left[ \frac{1}{T} \cdot \sum_{i=1}^N (W_i(\omega) \exp(j\omega\tau_i) + a_i T_i [1 - \exp(j\omega T_i/2) \cdot \text{sinc}(\omega T_i/2)]) \right] X(\omega), \quad (11)$$

vagyis  $Y(\omega)$  és  $X(\omega)$  kapcsolata megfelel a (10) összefüggésnek. Értelme van tehát átviteli karakterisztikáról beszélni. Ha ezt a  $H_f(\omega)$ -val jelöljük, úgy (11) alapján a következőképpen fejezhető ki:

$$H_f(\omega) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{i=1}^N (W_i(\omega) \cdot \exp(j\omega\tau_i) + a_i T_i [1 - \exp(j\omega T_i/2) \text{sinc}(\omega T_i/2)]). \quad (12)$$

### 5.2. Átviteli karakterisztika értelmezése mintavett és tartott bemenet esetén

A fenti gondolatmenetnél valamivel bonyolultabb módon belátható, hogy mintavett és tartott gerjesztés esetén ugyancsak értelmezhető (12)-től általában különböző átviteli karakterisztikák.



6. ábra. Átviteli karakterisztika értelmezése mintavevő és tartó áramkör felhasználásával

Legyen most a kapcsolás elrendezése a 6. ábra szerinti. Az SC áramkör kimenetére kapcsolt szűrő vágási körfrekvenciája most is  $\pi/T$ . Az  $\tilde{x}(t)$ -vel jelölt gerjesztés szintén legyen sávhatárolt a  $\pi/T$  körfrekvenciáig. A gerjesztés és a kapcsolt kapacitású hálózat közé pedig iktassunk be úgy egy ideális mintavevő és tartó áramkört, hogy a mintavételezések esenek egybe a kapcsolók valamely állapotváltási időpontjaival.

Ekkor [9] és [10] alapján megmutatható, hogy  $\tilde{Y}(\omega)$  és  $\tilde{X}(\omega)$  kapcsolata ugyancsak (10) jellegű lesz. Attól függően, hogy a tartást milyen hosszú időtartamokig végezzük el, különféle átviteli karakterisztikákhoz jutunk. Ha  $x(t)$  egy teljes kapcsolási periódusig, azaz  $T$  ideig tartott, úgy az átviteli karakterisztikát jelöljük  $H_T(\omega)$ -val. Ha ellenben a tartás csak az egyes fázisoknak megfelelő ideig tart, úgy jelölje az így számított átvitelt  $H_{T_i}(\omega)$ . A meglehetősen hosszadalmas levezetés végeredményei az alábbiak:

$$H_T(\omega) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{i=1}^N W_i(\omega), \quad (13)$$

valamint

$$H_{T_i}(\omega) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{i=1}^N W_i(\omega) \cdot \exp(j\omega\tau_{i-1}). \quad (14)$$

$H_f(\omega)$  és  $H_T(\omega)$  függetlenek a kezdeti (a  $t=0$  időpillanat után következő) állapottól,  $H_T(\omega)$  nem. Itt lényeges, hogy a mintavevő-tartót a kapcsolók mely állapotváltási időpontjaihoz szinkronizáljuk.

## 6. Az átviteli karakterisztikák mátrixos megfogalmazása

Mivel az időtartományban ((5) alapján) adott gerjesztés esetén az  $a_i$ ,  $\mathbf{A}_i$ ,  $\alpha_i$  és  $\beta_i$  jellemzők segítségével a válaszjel időfüggvénye meghatározható, a 4. ábrán látható  $v_i(t)$  ismeretében a fenti állandók segítségével  $w_i(t)$  és így  $W_i(\omega)$  is kifejezhető. A levezetés mellőzésével ennek végeredménye a következő:

$$W_i(\omega) = a_i T_i \cdot \exp(-j\omega[\tau_{i-1} + T_i/2]) \cdot \text{sinc}(\omega T_i/2) + b_i(\omega) + \exp(-j\omega T) \cdot [\mathbf{F}^*(\omega) \cdot (\mathbf{T} - \mathbf{Q} \cdot \exp(-j\omega T))^{-1} \cdot \mathbf{U}_i]. \quad (15)$$

A (15)-ben szereplő  $b_i(\omega)$  konstansok, az  $\mathbf{F}(\omega)$  és  $\mathbf{U}_i$  vektorok, valamint a  $\mathbf{Q}$  mátrix egy  $N$ -fázisú SC áramkör esetén  $a_i$ ,  $\mathbf{A}_i$ ,  $\alpha_i$  és  $\beta_i$  meglehetősen bonyolult függvényei. Ezek megtalálhatók [10]-ben. A függvénykapcsolatok jelentősen leegyszerűsödnek akkor, ha az áramkör kétfázisú. Ebben az esetben:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_1 &= \beta_2 \cdot \alpha_1; & \mathbf{U}_2 &= \alpha_2; & \mathbf{Q} &= \beta_2 \beta_1, \\ b_1(\omega) &= T_2 \cdot \exp(-j\omega[T_1 + T_2/2]) \cdot \text{sinc}(\omega T_2/2) \cdot \mathbf{A}_2^* \cdot \alpha_1, \\ b_2(\omega) &= 0, \\ \mathbf{F}^*(\omega) &= T_1 \cdot \exp(-j\omega T_1/2) \cdot \text{sinc}(\omega T_1/2) \cdot \mathbf{A}_1^* + T_2 \cdot \exp(-j\omega[T_1 + T_2/2]) \cdot \text{sinc}(\omega T_2/2) \cdot \mathbf{A}_2^* \cdot \beta_1. \end{aligned} \quad (16)$$

Ha a (15)-ben kifejezett  $W_i(\omega)$ -t visszahelyettesítjük (12)-be, (13)-ba, illetve (14)-be, úgy zárt formulákat kapunk az egyes átviteli karakterisztikákra. Végezzük ezt konkrétan el folytonos bemenet (5. ábra) esetén. Ha ekkor (15)-t visszairjuk (12)-be, valamint a szummázás elé kivisszük az  $i$ -től független elemeket, úgy az alábbi végformulára jutunk:

$$\begin{aligned} H_f(\omega) &= \frac{1}{T} \sum_{i=1}^N [a_i T_i \cdot \exp(-j\omega[\tau_{i-1} + T_i/2]) \cdot \text{sinc}(\omega T_i/2) + b_i(\omega)] \cdot \exp(j\omega \cdot \tau_i) + \\ &+ \frac{1}{T} \exp(-j\omega T) [\mathbf{F}^*(\omega) \cdot (\mathbf{T} - \mathbf{Q} \cdot \exp(-j\omega T))^{-1} \cdot \\ &\cdot \sum_{i=1}^N \mathbf{U}_i \cdot \exp(j\omega \tau_i) + \frac{1}{T} \sum_{i=1}^N a_i T_i [1 - \exp(j\omega T_i/2)] \cdot \text{sinc}(\omega T_i/2)]. \end{aligned} \quad (17)$$

Példaként határozzuk meg a 2a ábrán látható áramkör  $H(\omega)$  átviteli karakterisztikáját. Az egyes fázisokra jellemző állandókat (8)-ban már előállítottuk. Helyettesítsük ezeket (16)-ba:

$$\mathbf{U}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ 1-d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

$$\mathbf{U}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1-d & -d \\ d-1 & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-d & -d \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$\begin{aligned} b_1(\omega) &= T_2 \exp(-j\omega[T_1 + T_2/2]) \cdot \text{sinc}(\omega T_2/2) \cdot \\ &\cdot [-1, 0] \cdot \begin{bmatrix} d \\ 1-d \end{bmatrix} = \\ &= -d \cdot T_2 \cdot \exp(-j\omega[T_1 + T_2/2]) \cdot \text{sinc}(\omega T_2/2), \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{F}^*(\omega) &= T_1 \cdot \exp(-j\omega T_1/2) \cdot \text{sinc}(\omega T_1/2) \cdot [d-1, d] + \\ &+ T_2 \cdot \exp(-j\omega[T_1 + T_2/2]) \cdot \text{sinc}(\omega T_2/2) \cdot [-1, 0] \cdot \\ &\cdot \begin{bmatrix} 1-d & -d \\ d-1 & d \end{bmatrix} = (T_1 \cdot \exp(-j\omega T_1/2) \cdot \text{sinc}(\omega T_1/2) + T_2 \cdot \\ &\cdot \exp(-j\omega[T_1 + T_2/2]) \cdot \text{sinc}(\omega T_2/2)) \cdot [d-1, d]. \end{aligned} \quad (22)$$

Ha ezek után a (18), (19), (20), (21) és (22) összefüggéseket visszahelyettesítjük (17)-be, úgy némi átrendezés után az alábbi formula adódik:

$$\begin{aligned} H_f(\omega) &= 1 - d \frac{T_1}{T} - \\ &- \frac{d[\exp(j\omega T) - 1 + d - d \cdot \exp(j\omega T_1)]}{j\omega T [\exp(j\omega T) - 1 + d]}, \end{aligned} \quad (23)$$

(23) pedig megegyezik [3] ide vonatkozó végeredményével.

## Összefoglalás

Az ismertett módszer segítségével ideális kapcsolókat, kondenzátorokat és műveleti erősítőket tartalmazó SC áramkörök analízise végezhető el. Nem tettünk megkötéseket a fázisok számára és az órajelek kitöltési tényezőire. Az egyes fázisokra jellemző  $a_i$  konstansok  $\mathbf{A}_i$  és  $\alpha_i$  vektorok, valamint  $\beta_i$  mátrixok az áramkör topológiájának, a kapacitások értékeinek, valamint a kapcsolók vezérlésének ismeretében viszonylag könnyen generálhatók. Ezek segítségével pedig (12), (13), (14) és (15) felhasználásával háromféle átviteli karakterisztika is számolható zárt formulákkal.

Az eljárás különösen hatékony abban az esetben, ha a fázisok száma nagy. Az utóbbi időben megnövekedett az érdeklődés a sokfázisú „many phase” SC áramkörök iránt. Ennek fizikai alapja az, hogy a veszteségi ellenállásokat olyan kapcsolt kapacitásokkal szimulálják, melyeknek kapcsolási ideje az áramkörre jellemző  $T$  kapcsolási periódusidőnél jóval kisebb. Ennek arányában megnövekszik az állapotok száma is. Számítógépes analízis esetén sokfázisú és nagyméretű áramkörök vizsgálatánál kritikus tényező a frekvenciapontonkénti mátrixinvertálás. [3]-ban az átvitel egy frekvencián való meghatározásához annyi mátrixinvertálás szükséges, amennyi a fázisok száma. Ezzel szemben, ha visszatekintünk a (17) összefüggésre, megállapíthatjuk, hogy egy frekvencián a fázisok számától függetlenül csupán egyetlen inverzióra — a  $\mathbf{T} - \mathbf{Q} \exp[-j\omega T]$  mátrixinvertálására — van szükség. Ez (15) alapján  $H_T(\omega)$ -ra, illetve  $H_{T_i}(\omega)$ -ra is érvényes. Az ismertett módszer alapján számítógépes analízis progra-

mot dolgoztunk ki SC áramkörök vizsgálatára, melynek hatékony működését több mintapéldán igazoltuk.

#### I R O D A L O M

- [1] *F. Brglez*: Exact nodal analysis of switched-capacitor networks with arbitrary switching sequences and general inputs. Part I. 12th Asilomar Conf. on Circuits and Systems, pp. 679–683. Nov. 1978. Part II. Proc. IEEE ISCAS Tokyo, 1979, pp. 748–751.
- [2] *M. L. Liou, Y. L. Kuo*: Exact analysis of switched-capacitor networks with arbitrary inputs. IEEE Tr. on Circuits and Systems vol. CAS-26. Apr. 1979. pp. 213–223.
- [3] *Y. P. Tsividis*: Analysis of switched capacitive networks. IEEE Tr. on Circuits and Systems vol. CAS-26, Nov. 1979, pp. 935–946.
- [4] *C. Kurth, G. S. Moschytz*: Nodal analysis of switch-

- ed-capacitor networks. IEEE Tr. on Circuits and Systems. vol. CAS-26. Febr. 1979, pp. 92–105.
- [5] *J. I. Sewell*: Analysis of active switched-capacitor networks. Proc. IEEE vol. 68. Febr. 1980, pp. 292–293.
- [6] *J. Rabaly, J. Vandewalle, H. De Man*: On the frequency domain analysis of switched Capacitor networks including all parasitics. Proc. of the IEEE Circuits and Systems Conference, Chicago, 1981, pp. 868–871.
- [7] *Fülöp T., Gefferth L., Géher K., Simon Gy.*: CCD és SC szűrők. Tanulmány az OMF B megbízásából. BME/HEI 1980. november.
- [8] *Fülöp T.*: SC szűrők kísérleti megvalósítása II. Tanulmány az OMF B megbízásából. BME/HEI 1981. november.
- [9] *Tóth L.*: SC áramkörök analízise. Alkotó Ifjúság Pályázat. TKI 1983. szeptember.
- [10] *L. Tóth and E. Simonyi*: Analysis of multi-phase switched-capacitor filters. Proc. of the IEEE Circuits and Systems Conference, Montreal 1984.

(Folytatás a 306. oldalról.)

A Frost and Sullivan amerikai piackutató cég tanulmánya szerint a mikrohullámú berendezések piaca az Egyesült Államokban átlag évi 16,1%-kal bővül 1987-ig és így az 1982-es 287,7 millió dollárról 1987-re 607,2 millió dollárra nő. A piacbővülést elsősorban a növekvő hadi kiadások, továbbá az ipari és kereskedelmi mikrohullámú távközlő rendszerek növekvő elterjedése okozza. A katonai célú mikrohullámú eszközök gyártóinak és felhasználóinak vásárlásai átlag évi 33%-kal nőnek a vizsgált időszakban. 1982-ben a legjelentősebb piaci szegmenst a szintetizált jelgenerátorok alkották (az összes eladások 33,4%).

Mikrohullámú vizsgáló berendezések csoportjainak várható átlagos évi forgalomnövekedése 1982–1987 között:

Szintetizált jelgenerátorok	18,8%
Teljesítménymérők	17,8%
Spektrum analízátorok	17,5%
Sweep generátorok	14,8%
Skalar hálózat analízátorok	13,5%
Vektor hálózat analízátorok	13,2%
Frekvenciamérők	12,1%
Jelgenerátorok	10,0%
Zajmérők	9,4%

(*Test and Measurement World*, 1983. november)

\* \* \*

A Siemens cég heidenheimi üzemében vizsgálatokat végeztek annak megállapítására, hogy az üzemi hőmérséklet mennyiben befolyásolja az alumínium fóliás elektrolit kondenzátorok élettartalmát. A vonatkozó NSZK szabvány 40° C hőmérséklet esetén 100 000 órában határozza meg az élettartamot. A képünkön látható Sikorel 125 típusú kondenzátor jócskán „túltesztelte” ezeket a követelményeket félmillió óras élettartalmával.

Ez a nagy megbízhatóságú kondenzátor család (a Sikorel márkanév utolsó három betűje az angol reliability – megbízhatóság – szó első három betűjére utal) tagjainak kapacitástartományuk 1000–150 000 µF-ig, feszültségtartományuk 16–100 V-ig terjed. A magasabb üzemi hőmérséklet hatására természetesen a sikorel kondenzátorok élettartama is csökken, de nem olyan mértékben, mint a korábbi típusoké. A vizsgált darabok még 70° C esetén is 100 000 óras élettartamot értek el.

(*Siemens Press release B P B 0482.128e*)

A Hewlett Packard cég új, hangolt üregrezonátoros jelgenerátorait a frekvencia sáv, illetve az FM löketfrekvencia kétszerezését biztosító egységekkel egészítették ki.

Így a 2,3–13,0 GHz frekvenciatartományú HP8683D és az 5,4–18,0 GHz frekvenciatartományú HP8684D típus alkalmas műholdas video modulációra. A moduláció 0–10 MHz, a löket a kettőzött sávban ±10 MHz mindkét típusnál. Mindkét generátornál lehetőség nyílik impulzus modulációra a fő és kettőzött sávokban egyaránt, ami radar rendszerek vizsgálatánál előnyös. Az impulzus felfutási és visszafutási idő kisebb mint 10 ns, a be/kikapcsolási arány jobb mint 80 dB. A belső impulzusgenerátor frekvenciája 10 Hz-től 1 MHz-ig, az impulzusszélesség 100 ns-től 100 ms-ig, a késleltetés pedig 50 ns és 100 ms között változtatható. A HP 8683/4D típus a hordozható, nagy megbízhatóságú HP 8683/4B modell továbbfejlesztése, melyet 12 000 órás üzemi MTBF jellemez. A kettőzött sávok kimenőteljesítménye –3 és –130 dBm között van kalibrálva.

(*Hewlett Packard Measurement and Computation News*, 1983. december)

\* \* \*

Az NSZK szövetségi postájának döntése szerint a jelenlegi kábeles és rádióösszeköttetéses híradástechnikai hálózatot (Nyugat-Berlint is beleértve) gyors adat-, szöveg- és videoátvitelre, valamint tv- és rádióműsor-szétosztásra alkalmas szatelit hírközlő rendszerrel egészíti ki. A program első lépcsőjében 30 földi fogadóállomást építenek ki a 12/14 gigahertz frekvenciasávra, amit később 2 20/30 gigahertzes állomás egészít ki. A rendszer másik részét a világűrben keringő 1 üzemi és 1 tartalék műhold, ill. egy további, a földön tárolt tartalék műhold alkotja.

A szatelites hírközlő rendszer üzembe helyezését 1987-re tervezik.

A nagyszabású projektet részben az NSZK Postakutató (DETECON) és Űrkutatási Hivatal (DFVLR), részben pedig magáncégek finanszírozzák.

A jelentős cégekből (Siemens, SEL stb.) a közelmúltban 815 millió DM tőkével létrehozott ipari konzorcium megalakulása egyben a program beindulását is jelenti.

(*Siemens Presse Information*, K ÖV 0783.186 d)



Д-р Палински, А.:

**Влияние линейных искажений телевизионного канала на сигнал данных спровочного телевидения**

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1984. № 7.

Автор рассматривает влияние линейных искажений канала телевизионной передачи на сигнал данных спровочного телевидения. Целью исследования проводимых с помощью симуляции на ЭВМ являлось определение величины межсимвольных перекрестных помех возникающих из-за отклонений эквивалентных частотных характеристики от идеальных в следующих трех случаях:

- исследование влияния сужения частотной полосы,
- исследование влияния отключения амплитудно-частотной характеристики от идеальной,
- исследование влияния отключения фазо-частотной характеристики от идеальной.

По результатам исследований можно определить что линейные искажения канала передачи качество которого соответствует требованиям по передаче аналогового, не вызывают значительных искажений сигналов данных спровочного телевидения.

Сентпетери, П.—Хекш, Ф.:

**U400 gate array и методы его проектирования**

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1984. № 7.

U400 gate array является одним из типов обширного применения аппаратно ориентированного ассортимента схем MEV MOS LSI. Структура ее очень простая, для инженера проектировщика по цифровой технике легко определяема. При помощи полной системы графических и вычислительных средств обеспечивается проектирование аппаратно ориентированных схем на U400; без знания проекторщика основы проектирования интегральных схем. После краткого изложения U400 статья знакомит интересным проектом и вспомогательной системой проектирования, обращая особое внимание на контакты между изготовителем и потребителем.

Денк, А.:

**DRF 13/03—06 микроволновая дигитальная радио-ретрансляционная система**

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1984. № 7.

В статье приведены данные о микроволновой цифровой радио-ретрансляционной системе, работающей в диапазоне частот 13 Ггерц. Передающая мощность этого оборудования составляет 480 или 960 РСН-ТФ каналов/SHF канал. Эта емкость сочетается со скоростью передачи информации 34 Мбит/сек с характеристикой  $2 \times 34$  Мбит/сек. Информация о дистанционном управлении, о резервной системе и о служебном ТФ канале, необходимая для удовлетворительной работы оборудования, передается посредством вторичной модуляции SHF передатчиков. Система соответствует стандартам и рекомендациям CCIR. Это радио-ретрансляционное оборудование является первым среди оборудования с диапазоном частот свыше 10 Ггерц. В статье приведены данные о результатах измерений оборудования т. е. радиорелейной линии.

Фейер, Д.—д-р Кормань, Т.:

**Испытания по надежности разъемов с контактами золотым покрытием**

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1984. № 7.

Разработаны аппаратуры и приборы испытания и контроля при помощи которых возможно оценить и сопоставить контакты с золотым покрытием. Так например, проводились испытания упомянутым методом по последовательным воздействиям (температурный удар, пара, промышленный газ, электрическая нагрузка) на изменение переходного сопротивления. Проверилась морфология, толщина слоя покрытия из золота и никкеля, нанесенного различной технологией, а также состав продуктов коррозии, образовавшихся под действием промышленных газов и остаток покрытий в местах износа. Определено соотношение между свойствами материалов покрытия и их устойчивости против нагрузки.

Д-р Тот, Е.:

**Метод практического вычисления первой т. е. второй производной по числу схем формулы Эрланга**

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1984. № 7.

Статья занимается первой т. е. второй производной по числу схем формулы-Б Эрланга. Кроме положительных и отрицательных чисел схем автор знакомит с формулой рекурсии, относящейся к схемным пучкам лежащих вне интервала (0,1). В заключении знакомит с формулой приближения для точного практического вычисления производных.

Тот, Л.:

**Анализ фильтров „SC“**

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1984. № 7.

С помощью описанного метода можно проводить анализ схем „SC“, содержащих идеальные переключатели, конденсаторы и операционные усилители. На количество фаз и на коэффициент заполнения тактовых

сигналов не имеется ограничений. Матрицы и постоянные, свойственные отдельным фазам, относительно легко создаются, поскольку знакомые топология схемы, величины емкостей и тактовые сигналы, управляющие переключателями. С помощью этих передаваемые характеристики вычисляются закрытой формулой. Метод особенно эффективный для анализа многофазных схем „SC“, и так, независимо от количества фаз только одно инвертирование матрицы требуется по пунктам частоты. После выводов теоретических соображений проведем вычисления на конкретном примере.

\* \* \*

Dr. Pálinszki, A.:

**Die Wirkung der Linearverzerrungen des Fernsehkanals auf die Signalparameter**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. Nr. 7.

Der Autor untersucht die lineare Verzerrungswirkung des Fernsehübertragungskanals auf die Teletext-Signalparameter. Die Bestimmung der Größe des Symbolintervallstörfeuers wird durch mit der Rechnersimulation durchgeführte Untersuchungen zum Ziel gesetzt. Diese Bestimmung weicht von der idealen äquivalenten Basisbandcharakteristik ab und entsteht auf deren Wirkung. Es wird in den folgenden Fällen untersucht:

- Die Untersuchung der Wirkung der Bandsbeschränkungen.
- Die Untersuchung der Wirkung der von dem Idealen abweichenden Amplitudencharakteristik.
- Die Untersuchung der Wirkung der von dem Idealen abweichenden Phasecharakteristik.

Aus den Ergebnissen der Untersuchungen ist festzustellen, daß die Linearverzerrungen des Übertragungskanals von entsprechender Qualität in der Hinsicht der Analogübertragung bei der Übertragung des Teletext-Signalparameters keine bedeutende Verzerrung verursachen.

Szentpéteri, P.—Heksch, F.:

**U400 „gate array“ und dessen Planungsmethoden**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. Nr. 7.

U400 gate array, ist einer der am vielfältigsten verwendbaren Type der gerätorientierten Stromkreisauswahl von MEV MOS LSI. Seine Struktur ist sehr einfach und leicht erkennbar für jeden Konstrukteur, der in der digitalen Planung erfahren ist. Ein ganzes System der graphischen und rechnergestützten Hilfsmittel ermöglicht die Planung von gerätorientierten Stromkreisen auf U400, ohne, dass der Planer mit der geringsten Erfahrung in der Konstruktion von integrierten Stromkreisen verfügen müsste. Nach der kurzen Bekanntmachung des Stromkreises U400, erörtert der Verfasser des Artikels den Planungsprozess, sowie das dazu gehörende Hilfsmittelsystem für die Planung, mit besonderer Hinsicht auf das Verhältnis Verwender-Hersteller.

Denk, A.:

**DRF 13/03—06 digitales Radio-Relay System**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. Nr. 7.

Die Veröffentlichung beschreibt das DRF 13/03—06 digitale Radio-Relay System. Die Übertragungskapazität der Einrichtung je SHF Kanäle ist 480 oder 960 PCM TF Kanal. Diese Kapazität entspricht einer Übertragungskapazität von 34 Mbit/s bzw.  $2 \times 34$  Mbit/s. Die Informationen des Reservierungssystems, der Fernüberwachung und des Dienstkanals die zum einwandfreien Betrieb der Einrichtung notwendig sind, sind durch eine Sekundärmodulation des SHF Kanals gesichert. Das System entspricht der einschlägigen Empfehlung der CCIR. Die moderne Einrichtung ist das erste Glied der Einrichtungen über 10 GHz. Die Publication gibt eine Übersicht über den Messergebnissen der Einrichtung bzw. Verbindung.

Fejér, Gy.—Dr. Kormány, T.:

**Zuverlässigkeits Untersuchungen an vergoldeten Kontakten**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. Nr. 7.

Zur Beurteilung der Qualität von Kontakten mit Edelmetall-Schichten wurden verschiedene Untersuchungsmethoden angewendet. Die Veränderung des Kontaktwiderstandes bei Behandlung in industrieller Gasatmosphäre, bei thermischer und elektrischer Belastung, usw. wurde mittels einer spezieller Versuchsanordnung ermittelt. Zur Bestimmung der Schichtdicke und Morphologie der Ni-, bzw. Au-Schichten und der chemischen Zusammensetzung der Korrosionsprodukte wurde die Elektronenstrahl-Mikroanalyse angewendet. Der Zusammenhang zwischen den Schichteigenschaften und der Beständigkeit gegen verschiedene Behandlungen konnte nachgewiesen werden.

Dr. Tóth, E.:

**Praktische Rechnungsmethode für die erste, bzw. zweite Derivierte nach dem Schaltkreis, der Erlang-Funktion**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. Nr. 7.

Der Artikel beschäftigt sich mit der ersten und zweiten Derivierte nach dem Schaltkreis der Erlang B-Funktion. Ausser der positiven, bzw. negativen Schaltkreiszahlen werden auch die Rekursionsformeln hinsichtlich der in dem „Nein“-Intervall liegenden (0,1) Stromkreisbündel dargestellt. Zu letzt werden Näherungsformeln bekanntgegeben, welche zur schnellen Berechnung der Derivierten mit für die Praxis geeigneter Genauigkeit dienen.

Tóth, L.:

**Analyse von SC Filtern**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. Nr. 7.

Die angegebene Methode ermöglicht die Analyse von SC Netzwerken, die ideale Schalter, Kondensatoren und Operationsverstärker enthalten. Es gibt keine Begrenzung an die Anzahl der Phasen und der Füllfaktoren der Taktsignale. Die für die einzelnen Phasen charakteristischen Konstanten und Matrizen können einfach errechnet werden; dazu benötigt man Kenntnis der Netzwerk-Topologie, der Kapazitätswerte und der Taktsignale, die die Schalter steuern. Somit können die Übertragungscharakteristiken durch abgeschlossenen Formeln angegeben werden. Das Verfahren ist besonders geeignet für die Analyse der „many phase“ Netzwerke, denn man braucht nur eine Matrixinvertierung für jeden Frequenzpunkt, unabhängig von der Anzahl der Phasen. Nach Zusammenfassung der theoretischen Überlegungen wird das Verfahren durch ein Musterbeispiel illustriert.

\* \* \*

Dr. Pálinszki, A.:

**TV channels' Effects of linear distorsions on teletext signals**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. No. 7.

In this paper the effects of linear distorsions of TV transmission channels on teletext signals are investigated. Computer simulation was carried out to obtain the value of intersymbol interference caused by the disturbance of equivalent baseband channelcharacteristic in the next three cases:

- a) band limitation,
- b) realistic amplitude characteristic,
- c) realistic phase characteristic.

The results show that when a TV channel provides a good picture quality on the screen, the teletext signal is almost free of distortion.

Szentpéteri, P.—Heksch, F.:

**Type U400 Gate Array and Design Methods**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. No. 7.

The U400 is the most Universal MOS LSI gate-array type of the MEV's „system-oriented“ (= custom) integrated circuit choice. The very simple circuit structure offers a fast success for any designer skilled in electronic equipment design. The complete arsenal of graphic manual and computerassisted software accessories ensures that one can really do a U400 design without being experienced in MOS circuit theory and practice. This paper gives a brief description of the U400 features, the design route and design-aid system emphasizing the important of the customer-vendor connection.

Denk, A.:

**DRF 13/03—06 microwave digital radio-relay system**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. No. 7.

The paper describes the microwave digital radiorelay system DRF 13/03—06 operating in the frequency range of 13 GHz. The transmission capacity of this equipment is 480 or 960 PCM-TF channels per SHF channel. This capacity corresponds to bit rate of 34 Mbit/s resp.  $2 \times 3$  Mbit/s. The information of the remote control, of the stand-by system and of the service TF channel necessary to the satisfactory operation of the equipment is transmitted via a secondary modulation of the SHF transmitters. The system meets the relevant CCIR Recommendations. This radio-relay equipment is the first member of the equipment-family above 10 GHz. The paper gives a survey about the measuring results of the equipment resp. of the link.

Fejér, Gy.—Dr. Kormány, T.:

**Reliability investigations on nobel metal connector contacts**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. No. 7.

Several measuring methods have been used to compare the quality of nobel connector contacts. Especially the change of contact resistivity during heat-treatment, enviromental-testing, industrial gas treatment, etc. has been evaluated by a special experimental set. The layer thickness of the Ni- and Au-deposits, its morphology, the chemical composition of the corrosion products was checked by electron-probe-microanalysis. A close connection between the material parameters of deposits and its resistance against experimental treatments could be established.

Dr. Tóth, E.:

**Practical Computing Method of First and Second Derivatives of Erlang-Formula with Respect to Circuit Number**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. No. 7.

The paper deals with the first and second derivatives of Erlang-formula with respect to circuit number. Supposing positive and negative circuit numbers, respectively, the rekursive formulas relating to circuit routes outside of (0,1) interval are introduced. At last approximative formulas for computing derivatives fast and accurately for practical purposes are introduced.

Tóth, L.:

**Analysis of SC filters**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1984. No. 7.

The described method is suitable for the analysis of SC circuits containing ideal switches, capacitances and operational amplifiers. There is no restriction on the number of phases and the space factor of the clock pulses. The matrices and constants characterizing the individual phases can be generated relatively easily from the topology of the circuit, the values of the capacitances and the clock pulses controlling the switches. Using these results the transmission characteristics are calculated in closed formulae. The method is especially efficient for the analysis of many phase SC circuits, since only one inverting of the matrix is necessary for each frequency point independently of the number of phases. After summarising the theoretical results the method is applied in calculating a practical example.

## HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt 9—11. 1073. Telefon: 221-285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. 1900. Felelős kiadó: Siklósi Norbert vezérigazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással, a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 138,— Ft, egész évre 276,— Ft. Egyes szám ára 23,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1839 Budapest, Postafiók 149.



Egyetemi Nyomda — 84.2469 Budapest, 1984. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató.

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375