

HÍRADÁS- TECHNIKA



XXIV. ÉVFOLYAM, 7. SZÁM, 193-

1973. JÚLIUS

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

SALLAI GYULA: A transzverzális szűrő tolerancia-analízise	193
FORGÁCS G.—LŐRINCZY A.—TÜTTŐ P.: Töltés-továbbítású eszközök. A félvezető technika új iránya	202
Szemle	206, 221, 222
DR. RUPPENTHAL PÉTER: Logikai áramkörök zavarérzékenysége	207
UDVARHELYI GÁBOR: Hibrid aktív RC szűrők	215
Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola Tudományos Ülésszaka	219
Software távközlési kapcsoló-rendszerekben (Dr. Ruppenthal Péter)	220
Tájékoztató Szakmérnöki Szakokról	220
Budapesti Nemzetközi Vásár, 1973	222
Tartalmi összefoglalások	223
Обобщение	223
Zusammenfassungen	223
Summaries	223
Résumés	224

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: 1024 Budapest II., Mátyás útja 85. II. em. 231. Telefon: 154-859 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6–8. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, 1906 Budapest, Lenin körút 9–11. Levélcím: 1906. postafiók 223. Telefon: 211-285. Felelős kiadó: SIKLÓSI NORBERT igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215–96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 H. — 1376 Budapest 62. 73.483 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

SALLAI GYULA

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

A transzverzális szűrő tolerancia-analízise

ETO 621.372.54:621.372.85

A késleltető művonalas transzverzális szűrő (T-szűrő) tulajdonságai alapján a mintavételező szűrők osztályába tartozik, a nonrekurzív digitális szűrő analóg megvalósításának tekinthető. A Híradástechnika hasábjain 1971-ben megjelent [1] cikk a T-szűrő elvét, frekvenciatartománybeli tulajdonságait részletesen ismertette, s egyik legjelentősebb alkalmazási területével, az adatátviteli összeköttetések kiegyenlítésével foglalkozott. E cikkben a T-szűrő átviteli karakterisztikájának tolerancia-analízisét dolgozzuk ki. Értelmezzük és meghatározzuk a T-szűrő késleltető művonalanak rendszerjellemzőire, valamint beállítható paramétereinek (súlyozó együtthatóinak) értékére vonatkozó érzékenységeket, érzékenységinvariánciákat, tolerancia-összefüggéseket [8]. Az eredményül kapott összefüggések jól felhasználhatók. Egyrészt megvizsgálható adott késleltető művonallal ideálistól eltérő voltának (a veszteségnek, a névleges késleltetéstől való eltérésnek, a futási idő ingadozásának), valamint a súlyozó együtthatók toleranciáinak az átviteli karakterisztikára gyakorolt hatása. A kiértékelésre számítógép-program is készült. Másrészt a T-szűrő $K(j\omega)$ átviteli karakterisztikájára tett előírások alapján előírható a késleltető művonallal specifikációja, a tervezéshez elengedhetetlenül szükséges toleranciaséma, az építés során az egyes áramköri elemekre megkövetelt pontosság, valamint a súlyozó áramkörök megengedett toleranciája. Eredményeink a késleltetést shift regiszterrel megvalósító kvázidigitális szűrőkre is alkalmazhatók. Példaként, az előírt futási időt egyenletesen közelítő, mindentáteresztkből álló késleltetőkkel megvalósított T-szűrő analízisét végezzük el. Számításainkat a megépített T-szűrőn végzett mérési eredményekkel is összevetjük.

1. Értelmezések, definíciók

A T-szűrő egy késleltető láncból és egy súlyozó-összegző áramkörből áll. A beadott $x(t)$ jel a mindkét végén illesztett, M tagú késleltető láncra kerül,

amelynek tagjai — ideális esetben — a jelet nem változtatják meg, csak T idővel eltolják. A késleltető lánc mentén megjelenő jelek nagyságát és előjelét az $M+1$ darab d_i ($i=0, 1, \dots, M$) súlyozó együtthatónak megfelelően állítjuk be. Végül a súlyozott jeleket összegezve kapjuk az $y(t)$ kimeneti jelet. Ideális késleltető művonallal esetén a T-szűrő átviteli karakterisztikája az 1. ábra szerinti topográfiának megfelelően

$$K(j\omega) = \sum_{i=0}^M d_i e^{-ij\omega T} \quad (1)$$

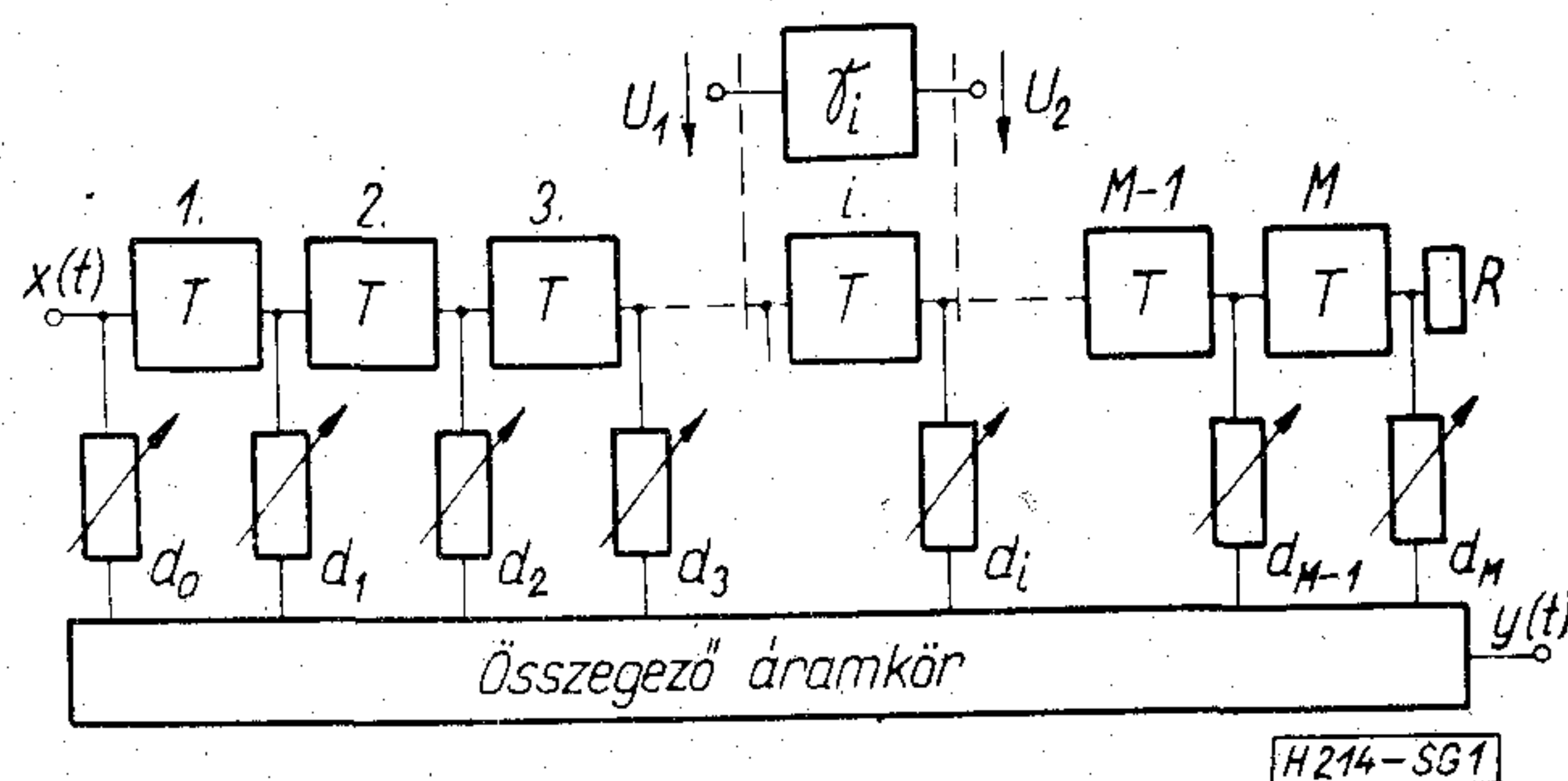
alakú, $2\pi/T$ szerint periodikus lesz. Ha a késleltető négypóluslánc tagjainak hullámátviteli mértéke:

$$\gamma_i(\omega) = \gamma = \ln \frac{U_1}{U_2} = \alpha + j\beta; \quad i=1, 2, \dots, M,$$

akkor a T-szűrő átviteli karakterisztikája:

$$K(j\omega) = \sum_{i=0}^M d_i e^{-i\gamma(\omega)}. \quad (2)$$

A (2) összefüggés felírásánál feltételeztük, hogy 1. a késleltető négypóluslánc tagjai azonosak, így egymást illesztve $\alpha(\omega)$ hullámcsillapításuk és $\beta(\omega)$ hullámfogatásuk összeadható; 2. a késleltető lánc két végén levő, megfelelő értékű R ohmos lezárásoknál eltekinthetünk a nem tiszta ohmos hullámellenállású késleltető négypólusok esetén fellépő reflexió hatásá-



1. ábra. Transzverzális szűrő. A γ_i hullámátviteli mértékű késleltető tagok az ideális T késleltetés követelményét közelítik

Beérkezett: 1973. I. 29.

tól. Megjegyezzük, hogy a továbbiakban a hullámcsillapítást egyszerűen csillapításnak, a hullámforgatást forgatásnak nevezzük.

A T-szűrő részkarakterisztikáit az alábbi összefüggésekkel definiálva:

$$K(j\omega) = A(\omega)e^{-jb(\omega)}; \tau(\omega) = \frac{d b(\omega)}{d\omega},$$

amplitúdó- és fáziskarakterisztikája:

$$A(\omega) = \left\{ \left[\sum_{i=0}^M d_i e^{-i\alpha} \cos i\beta \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^M d_i e^{-i\alpha} \sin i\beta \right]^2 \right\}^{1/2}, \quad (3)$$

$$b(\omega) = \arctg \frac{\sum_{i=1}^M d_i e^{-i\alpha} \sin i\beta}{\sum_{i=0}^M d_i e^{-i\alpha} \cos i\beta}. \quad (4)$$

Vegyük észre, hogy az átviteli karakterisztika egyrészt a d_i együtthatók függvénye, másrészt a késleltető művonal egy tagját jellemző $\alpha(\omega)$ csillapítás és $\beta(\omega)$ forgatás függvénye. Azaz

$$K = K[d_0, d_1, \dots, d_i, \dots, d_M, \alpha(\omega), \beta(\omega)].$$

Ha az M késleltető tagot egymástól függetlenül kezeljük, s a frekvenciafüggést külön tüntetjük fel:

$$K = K(\omega, d_0, d_1, \dots, d_i, \dots, d_M, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_M, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_M). \quad (5)$$

Láthatjuk, hogy $K(j\omega)$ egy nagyobb rendszernek, a T-szűrőnek a jellemzője, amelyet tulajdonképpen alrendszerek, azaz a késleltető tagok, csillapítók karakterisztikáival fejezünk ki, függetlenül attól, hogy az adott késleltetést, illetve súlyozást hogyan, milyen áramkörü megoldással valósítjuk meg. Éppen ezért az érzékenységek, toleranciák vizsgálatát is ilyen teljes rendszer—alrendszer viszonyban célszerű végezni, amikor is az alrendszer valamely paraméterének az előírttól való kismértékű eltéréseinek hatását kutatjuk a teljes rendszer jellemzőiben. A T-szűrő esetében a késleltető művonalra minden esetre egyöntetűen megadható az ideális késleltetésnek megfelelő előírás: $\alpha_i(\omega) = 0$, $\beta_i(\omega) = \omega T$ ($i = 1, \dots, M$).

Definiáljuk ezek után az abszolút és a relatív érzékenység, valamint a tolerancia fogalmát. Egy áramkör $y = y(x_1, x_2, \dots, x_1, \dots, x_L)$ karakterisztikájának x_i paraméterére vonatkoztatott abszolút érzékenysége:

$$S(y, x_i) \equiv S_i = \frac{\partial y}{\partial x_i} \quad (6)$$

Az y karakterisztika toleranciája $\Delta x_1, \dots, \Delta x_i, \dots, \Delta x_L$ megváltozások, előírástól való eltérések hatására:

$$\Delta y = \sum_{i=1}^L S_i \Delta x_i. \quad (7)$$

A relatív érzékenység definíciója pedig:

$$S'(y, x_i) \equiv S'_i = \frac{\partial \ln y}{\partial \ln x_i} = \frac{x_i}{y} S_i. \quad (8)$$

$$\Delta A(\omega) \leq |\Delta K(j\omega)| = \left\{ \left[\sum_i S(A, x_i) \Delta x_i \right]^2 + A^2(\omega) \left[\sum_i S(b, x_i) \Delta x_i \right]^2 \right\}^{1/2}. \quad (14)$$

Itt jegyezzük meg, hogy a különböző x_i -khez tartozó relatív érzékenységek nem függetlenek egymástól. Érdekes összefüggések adódnak általában a relatív érzékenységek összegére [2]. Az érzékenység összegek meghatározhatók pl. a paraméterek dimenziói közötti kapcsolat ismeretében.

Jelen vizsgálatunkban általában a $K = K(j\omega, x_i)$ átviteli karakterisztikának az érzékenységeivel foglalkozunk, ahol x_i valamelyik alrendszer paramétere. Az alábbi összefüggések gyakori alkalmazása miatt, és a jelölések bevezetése érdekében itt rögzítjük $K(j\omega, x_i)$ -re és részkarakterisztikáira vonatkozó érzékenységek viszonyát.

$$S(K, x_i) = \frac{\partial K(j\omega, x_i)}{\partial x_i} = \frac{\partial A(\omega, x_i) e^{-jb(\omega, x_i)}}{\partial x_i}.$$

Ha

$$S(A, x_i) = \frac{\partial A(\omega, x_i)}{\partial x_i},$$

és

$$S(b, x_i) = \frac{\partial b(\omega, x_i)}{\partial x_i}$$

akkor

$$S(K, x_i) = e^{-jb(\omega)} [S(A, x_i) - jS(b, x_i)A(\omega)]. \quad (9)$$

$K(j\omega)$ -ra normálva

$$\frac{1}{K} \frac{\partial K(j\omega, x_i)}{\partial x_i} = \frac{S(A, x_i)}{A} - jS(b, x_i). \quad (10)$$

Átírva logaritmikus karakterisztikára [2], figyelembe véve, hogy $\ln K(j\omega) = -a(\omega) - jb(\omega)$ és $A(\omega) = e^{-a(\omega)}$, így

$$\frac{1}{A} \frac{\partial A(\omega, x_i)}{\partial x_i} = -\frac{\partial a(\omega, x_i)}{\partial x_i} = -S(a, x_i),$$

(10)-t írhatjuk:

$$\frac{\partial \ln K(j\omega, x_i)}{\partial x_i} = -S(a, x_i) - jS(b, x_i). \quad (11)$$

Így a logaritmikus átviteli karakterisztika toleranciája (7) alapján

$$\Delta \ln K(j\omega) = -(\Delta a + j\Delta b) = \sum_{i=1}^L [-S(a, x_i) - jS(b, x_i)] \Delta x_i$$

amiből a logaritmikus amplitúdó- (csillapítás), ill. a fáziskarakterisztika változása

$$\Delta a(\omega) = \sum_{i=1}^L S(a, x_i) \Delta x_i, \quad (12)$$

$$\Delta b(\omega) = \sum_{i=1}^L S(b, x_i) \Delta x_i. \quad (13)$$

Az amplitúdó-karakterisztika változása az átviteli karakterisztika

$$\Delta K(j\omega) = \sum_{i=1}^L S(K, x_i) \Delta x_i$$

megváltozásának abszolút értékénél kisebb vagy azal egyenlő:

Ezen bevezetés után, a T-szűrő (2) átviteli karakterisztikájának érzékenységeit, toleranciáit négy lépésben határozzuk meg. Megvizsgáljuk a súlyozó együtthatókra vonatkozó összefüggéseket, majd az ideális késleltető vonal késleltetésére vonatkozó érzékenységet, toleranciákat, ezután a konstans késleltetésű, majd a nemlineáris fázisforgatású késleltető művonal veszteségeinek hatását tárgyaljuk. A relatív érzékenységek összegére kiadódó invariancia összefüggésekből minden esetben hasznos következtetéseket vonhatunk le.

2. A súlyozó együtthatók toleranciájának hatása

Vizsgáljuk meg, hogy az átviteli karakterisztika hogyan változik a súlyozó együtthatók kis megváltozásának, a csillapítótagok toleranciájának hatására. Tekintsük először a d_i -kre vonatkozó relatív érzékenységek összegét.

A súlyozó együtthatók arányos változtatásának hatására $K(j\omega)$ ugyanolyan arányban változik. Legyen a változás λ szoros, akkor írhatjuk

$$K(\lambda d_0, \lambda d_1, \dots, \lambda d_i, \dots, \lambda d_M) = \lambda \cdot K.$$

λ szerint differenciálva az alábbi formában, kapjuk

$$\sum_{i=0}^M \frac{\partial K}{\partial \lambda \cdot d_i} \frac{\partial \lambda \cdot d_i}{\partial \lambda} = K,$$

$$\sum_{i=0}^M d_i \frac{\partial K}{\partial \lambda \cdot d_i} = K.$$

$\lambda = 1$ -et helyettesítve és $K \neq 0$ -val átosztva

$$\sum_{i=0}^M \frac{d_i}{K} \frac{\partial K}{\partial d_i} = 1 \quad (15)$$

ami (8)-cal összevetve

$$\sum_{i=0}^M S^r(K, d_i) = 1 \quad (16)$$

azaz a súlyozó együtthatókra vonatkozó relatív érzékenységek összege egységnyi. Eredményünk más-ként is belátható, ugyanis (2)-t d_i szerint differenciálva, $K(j\omega)$ d_i szerinti érzékenységet kapjuk:

$$S(K, d_i) = \frac{\partial K}{\partial d_i} = e^{-i\gamma(\omega)}. \quad (17)$$

Képezzük az alábbi súlyozott összeget (2) figyelembevételével:

$$\sum_{i=0}^M d_i \frac{\partial K}{\partial d_i} = \sum_{i=0}^M d_i e^{-i\gamma} = K(j\omega)$$

és (15) átosztás előtti alakját kapjuk.

$$\Delta A(\omega) \leq \left| \sum_{i=0}^M e^{-i\gamma} \Delta d_i \right| = \left| \sum_{i=0}^M \Delta d_i \cos i\omega T - j \cdot \sum_{i=0}^M \Delta d_i \sin i\omega T \right| \leq |\varrho| \cdot \left\{ \left[\sum_{i=0}^M |\Delta d_i \cos i\omega T| \right]^2 + \left[\sum_{i=0}^M |\Delta d_i \sin i\omega T| \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (22)$$

Könnyen belátható, hogy (22) jobb oldali kifejezése a T-szűrő π/T -ig terjedő alapszegmensének közepére,

Felvetődik a kérdés, hogy az amplitúdó- és fáziskarakterisztikára nézve tudunk-e hasonló összefüggést megadni? A (15) bal oldalának valós és képzetes részére (10) alapján a következő írható:

$$\sum_{i=0}^M \frac{d_i}{K} \frac{\partial K}{\partial d_i} = \sum_{i=0}^M \frac{d_i}{A} S(A, d_i) - j \sum_{i=0}^M d_i S(b, d_i) = 1$$

tehát

$$\sum_{i=0}^M S^r(A, d_i) = 1, \quad (18)$$

$$\sum_{i=0}^M d_i \cdot S(b, d_i) = 0, \quad (19)$$

illetve (11)-ből

$$\sum_{i=0}^M d_i \cdot S(a, d_i) = -1.$$

A (17) alapján az amplitúdó- és a fáziskarakterisztika érzékenységei is meghatározhatók. A (9)-ből ugyanis:

$$S(A, x_i) = \operatorname{Re}\{S(K, x_i)e^{jb}\}$$

azaz

$$S(A, d_i) = \operatorname{Re}\{e^{-i\alpha} e^{-j(i\beta-b)}\} = e^{-i\alpha} \cos(i\beta-b) \quad (20)$$

mivel a művonal csillapítása $\alpha(\omega) \geq 0$

$$|S(A, d_i)| \leq 1.$$

Csillapításra $S(A, d_i)$ -ből

$$S(a, d_i) = -e^{a-i\alpha} \cos(b-i\beta).$$

Hasonlóan (10)-ből:

$$S(b, x_i) = -\operatorname{Im}\left\{\frac{1}{K} S(K, x_i)\right\}$$

azaz

$$S(b, d_i) = -\operatorname{Im}\left\{\frac{e^{-i\alpha} e^{-j(i\beta-b)}}{A(\omega)}\right\} = \frac{e^{-i\alpha}}{A(\omega)} \sin(i\beta-b). \quad (21)$$

Tehát

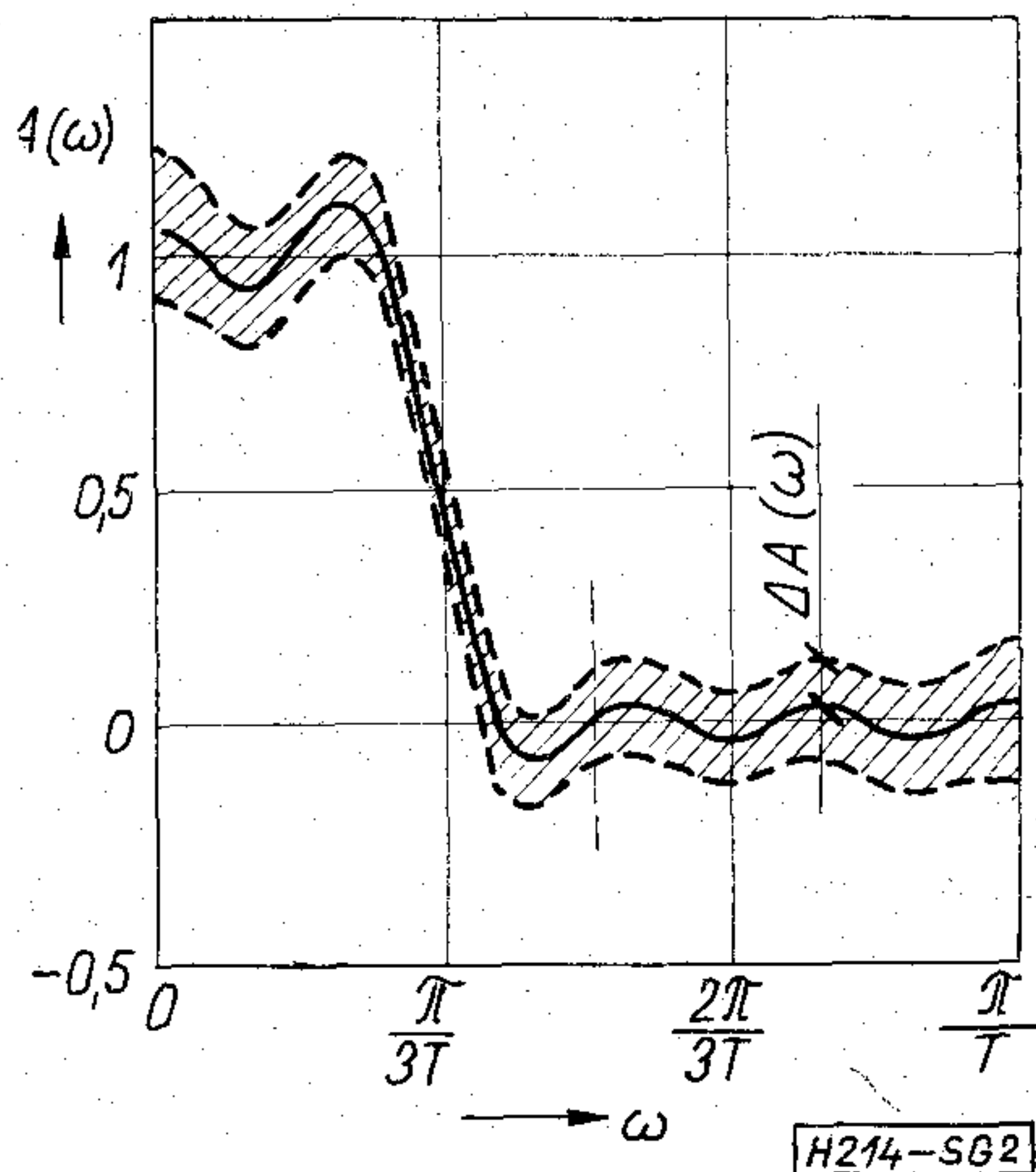
$$|S(b, d_i)| \leq A^{-1}(\omega).$$

Megjegyezzük, hogy a (21) és a (22) összefüggések természetesen (3), ill. (4)-ből is meghatározhatók.

Értékeljük a nyert összefüggéseket. Számítsuk ki, hogy a súlyozó együtthatók azonos nagyságú $|\varrho| = |\Delta d_i/d_i|$ relatív hibája esetén a T-szűrő karakterisztikáinak milyen maximális hibájával kell számolnunk. Az amplitúdó-karakterisztika megváltozása (14) és (17) szerint

$\pi/2T$ -re szimmetrikus. A maximális eltérésre az alábbi durvább becslés adható:

$$\Delta A_{\max} = \max_{\omega} \left| \sum_{i=0}^M e^{-ij\omega T} \Delta d_i \right| \leq |\varrho| \cdot \sum_{i=0}^M |d_i e^{-j\omega T}| = |\varrho| \cdot \sum_{i=0}^M |d_i|.$$



2. ábra. A $\Delta A(\omega)$ eltérések tartománya $\pi/3T$ határfrekvenciájú ideális aluláteresztő nyolcad fokú Fourier-approximációja esetén, ha a súlyozó együtthatók toleranciája $\pm 10\%$

A 2. ábrán látható a $\Delta A(\omega)$ eltérések tartománya — a (22) összefüggésnek megfelelően — az ideális aluláteresztő karakterisztika nyolcad fokú ($M=16$) Fourier-soros approximációja [3, 7, 8] esetén. A súlyozó együtthatók toleranciáját $\pm 10\%$ -nak tételeztük fel. A tartomány határai a maximálisan előforduló helyi hibákat ábrázolják, tehát ezeket a határokat nem érhetjük el az összes ω -n egyidejűleg.

Csak pozitív vagy csak negatív esetén bekövetkező hiba:

$$\Delta A(\omega) = \varrho \cdot A(\omega).$$

A fáziskarakterisztika toleranciája ebben az esetben természetesen zérus:

$$\Delta b = \sum_{i=0}^M S(b, d_i) \Delta d_i = \varrho \sum_{i=0}^M d_i S(b, d_i) \stackrel{(19)}{=} 0.$$

Legrosszabb esetben

$$\Delta b \leq \sum_{i=0}^M \left| \frac{1}{A(\omega)} \Delta d_i \right| = |\varrho| \sum_{i=0}^M \frac{|d_i|}{A(\omega)}.$$

Látható, hogy a fáziskarakterisztika hibája $A(\omega) \approx 0$ esetén igen nagy lehet. Ha valamelyik d_N ($0 \leq N \leq M$) együttható a többihez képest lényegesen nagyobb

$$|d_N| \gg \sum_{i=0, i \neq N}^M |d_i|,$$

az ideális T-szűrő amplitúdó-karakteristikájának ismert közelítő képlete [1]:

$$A(\omega) \cong d_N + \sum_{n=-N, n \neq 0}^{M-N} d_{n+N} \cos n\omega T. \quad (23)$$

Így a Δb hiba $|\varrho|$ nagyságrendű lesz. Ez a helyzet, ha a T-szűrőt kiegyenlítőként alkalmazzuk.

Megemlítjük, hogy mivel a súlyozó együtthatók tulajdonképpen közvetlenül meghatározzák az ideális T-szűrő súlyfüggvényét,

$$k(t) = \sum_{i=0}^M d_i \delta(t - iT),$$

a d_i -k változása a súlyfüggvényen közvetlenül tapasztalható. Így a súlyfüggvény megváltozását

Fourier transzformálva megkapjuk az átviteli karakterisztikában beállott változást:

$$\Delta K(j\omega) = \int_0^{MT} \Delta k(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Most $\Delta k(t) = k(t) \cdot \varrho(t)$, ahol $\varrho(t)$ függvényt úgy kell megválasztani, hogy egyrészt

$$\varrho(iT) = \frac{\Delta d_i}{d_i}$$

legyen, másrészt az integrálást könnyen végezhessek el [3].

Érzékenység-invariancia összefüggéseink alkalmazsak arra is, hogy az amplitúdó-karakterisztika (23) közelítő képletét jobban megvilágítsuk, érvényességi körét más oldalról is definiáljuk. A (18)-t kifejtve írhatjuk

$$\sum_{i=0}^M d_i \cdot S(A, d_i) = A,$$

mivel pedig (20)-ból $S(A, d_i)$ behelyettesíthető, azt kapjuk, hogy

$$A(\omega) = \sum_{i=0}^M d_i \cdot e^{-i\alpha} \cdot \cos(i\beta - b).$$

Definiáljuk a $b(\omega) = N \cdot \beta(\omega) + b_N(\omega)$ felbontást, ahol így $b_N(\omega)$ a művonal N tagjának fázisforgatásától való eltérését jelöli. Az $i = n + N$ jelölés mellett az

$$A(\omega) = \sum_{n=-N}^{M-N} d_{n+N} e^{-(n+N)\alpha} \cos(n\beta - b_N) \quad (24)$$

összefüggés teljesen általánosan helytálló. Ha ideális művonal esetére szorítkozunk

$$A(\omega) = \sum_{n=-N}^{M-N} d_{n+N} \cos(n\omega T - b_N), \quad (25)$$

ahol most

$$b_N(\omega) = \arctg \frac{\sum_{n=-N}^{M-N} d_{n+N} \sin n\omega T}{\sum_{n=-N}^{M-N} d_{n+N} \cos n\omega T}.$$

Ha (25)-t összevetjük, a csak $|d_i| \ll d_N$ ($i \neq N$) esetben közelítőleg érvényes (23) összefüggéssel, akkor azt a következtetést vonhatjuk le, hogy a (23)-mal ellenében az amplitúdó-karakterisztika nem pontosan koszinuszos komponensekből áll, hanem a $b_N(\omega)$ fáziskarakterisztika által torzított koszinuszos komponensekből tevődik össze. A (23) egzakt érvényességéhez tehát tulajdonképpen $b_N(\omega) \equiv 0$ feltételt kell megkövetelni, ami csak speciálisan, $d_{n+N} = d_{-n+N}$ esetén teljesül [8].

3. Az ideális T-szűrő T-érzékenysége

Ideális T-szűrő esetén az (5) összefüggés leegyszerűsödik az ideális $T_i = T$ ($i = 1, 2, 3, \dots, M$) késleltetésű tagoknak megfelelően:

$$K = K(\omega, d_0, d_1, \dots, d_M, T).$$

Felmerül a kérdés, hogy az előírt és „megvalósított” késleltetések különbsége hogyan befolyásolja az átviteli karakterisztikát. Vagy egy fordított esetet tekintve, ha T késleltetésű tagokból felépülő T-szűrőt követő mintavételező áramkör T helyett $T + \Delta T$ időközönként veszi a mintákat, a mintavételező szempontjából mekkora a $K(j\omega)$ toleranciája.

Mivel az időegység λ -szoros változtatása a frekvencia egységének reciprok változásával jár együtt, a transzfer jellemzők pedig nem változnak, írható

$$K(\lambda \cdot \omega, T/\lambda) = K.$$

Differenciálva λ szerint

$$\frac{\partial K}{\partial \lambda \cdot \omega} \omega + \frac{\partial K}{\partial (T/\lambda)} \cdot \left(-\frac{T}{\lambda^2}\right) = 0.$$

Ha $\lambda = 1$

$$\omega \frac{\partial K}{\partial \omega} = T \frac{\partial K}{\partial T}. \quad (26)$$

Ha értelmezzük $K(j\omega)$ frekvencia szerinti relatív érzékenységet, írhatjuk

$$S'(K, \omega) = S'(K, T). \quad (27)$$

A (26) közvetlenül igazolható, ha a

$$K(j\omega, T) = \sum_{i=0}^M d_i e^{-ij\omega T}$$

összefüggést (26) mindkét oldalának megfelelően képezzük:

$$\omega \frac{\partial K}{\partial \omega} = -j\omega T \sum_{i=0}^M i d_i e^{-ij\omega T} = T \frac{\partial K}{\partial T}.$$

Láthatjuk, hogy a T -re vonatkozó érzékenység a nagyobb indexű tagoktól jobban függ, s d_0 -tól pedig független.

Mivel $S'(K, \omega)$ nem más, mint $\ln K(j\omega)$ logaritmi-kus frekvenciaskálán vett meredeksége, (27)-t a (11) felhasználásával valós és képzetes részre bonthatjuk:

$$\frac{\partial \ln K(j\omega)}{\partial \ln \omega} = -\omega \frac{\partial(a+jb)}{\partial \omega} = -T \frac{\partial(a+jb)}{\partial T}.$$

Amiből

$$T \frac{\partial a}{\partial T} = \omega \frac{\partial a}{\partial \omega}, \quad (28)$$

$$T \frac{\partial b}{\partial T} = \omega \frac{\partial b}{\partial \omega} = \omega \cdot \tau. \quad (29)$$

Levonhatjuk azt a következtetést, hogy a T késleltetési idő toleranciájának eredményeként a csillapításkarakterisztika meredek szakaszainál fog a legnagyobb mértékben megváltozni, s a fáziskarakterisztika tulajdonképpen hasonlóan, a futási idő karakterisztikával arányosan változik meg. A változások a frekvenciával arányosan nőnek. Mindez összhangban van azzal, hogy T megváltoztatásával, a $K(j\omega)$ karakterisztikát a frekvenciatengely felett zsugorítjuk, illetve megnyújtjuk.

Amennyiben minden késleltető tag T_i késleltetését megkülönböztetjük,

$$K(\lambda \omega, T_1/\lambda \dots T_i/\lambda \dots T_M/\lambda) = K$$

kiindulás után (27)-hez hasonló eredményt kapunk:

$$S'(K, \omega) = \sum_{i=1}^M S'(K, T_i). \quad (30)$$

Írjuk fel példaként a ΔT_i toleranciák miatt létrejövő csillapításváltozást,

$$\Delta a(\omega) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=1}^M \frac{T_i}{K} \frac{\partial K}{\partial T_i} \frac{\Delta T_i}{T} \right\} = \left(\frac{\Delta T_i}{T} \right) \omega \frac{\partial a}{\partial \omega}$$

ahol felhasználtuk (30) valós részei közötti (28) típusú kapcsolatot, s az átlagos relatív késleltetési időeltérés gyakorlatilag jogos kiemelhetőségét.

Végül tekintsük ΔT hatását a fáziskarakterisztikára, (29)-ből

$$\Delta b(\omega) = \left(T \frac{\partial b}{\partial T} \right) \frac{\Delta T}{T} = \omega \cdot \tau(\omega) \frac{\Delta T}{T} \quad (31)$$

amiből a T-szűrő futási idő karakterisztikájának toleranciája is megadható:

$$\Delta \tau(\omega) = \frac{\partial \Delta b(\omega)}{\partial \omega} = \frac{\Delta T}{T} \left[\tau(\omega) + \omega \frac{\partial \tau(\omega)}{\partial \omega} \right].$$

Érdekes összefüggést kapunk, ha képezzük

$$S(\tau, T) = \lim_{\Delta T \rightarrow 0} \frac{\Delta \tau}{\Delta T} = \frac{\partial \tau}{\partial T},$$

mert írható:

$$T \cdot \frac{\partial \tau}{\partial T} - \omega \frac{\partial \tau}{\partial \omega} = \tau$$

vagy $\tau(\omega)$ -val átosztva

$$S'(\tau, T) = 1 + S'(\tau, \omega).$$

Analízisünk eredményeként nyert összefüggések segítségével adott karakterisztikák megengedett toleranciáihoz meghatározhatjuk a még elfogadható ΔT értéket.

4. A késleltetők veszteségének hatása

Az alábbiakban megvizsgáljuk, hogy a T-szűrő késleltető vonalát összetevő $\vartheta(\omega) = \frac{d\beta(\omega)}{d\omega} = T$ futási idejű tagjai hogyan befolyásolják a $K(j\omega)$ átviteli karakterisztikát, ha $\mathcal{A}(\omega) = e^{-\alpha(\omega)}$ frekvenciafüggő amplitúdó-karakterisztikával rendelkeznek, más szóval a késleltető művonal veszteségei milyen mértékben módosítják a T-szűrő karakterisztikáit. A veszteségek hatásának ismeretében a művonal elemeinek jósági tényezőjére tehetünk majd előírást.

Felhívjuk a figyelmet, hogy a számításba vett $\mathcal{A}(\omega)$ -nak a T késleltetéssel az adott áramköri elemekkel megvalósítható, de legalábbis kauzális rendszert kell adnia. A késleltető $\mathcal{A}(\omega)$ amplitúdó-karakterisztikájának ezért olyannak kell lennie, hogy a belőle Fourier-transzformációval számítható súlyfüggvény maximálisan $2T$ szélességű, időben korlátozott legyen. Így a késleltető tag súlyfüggvénye $\delta(t-T)$ helyett T -re szimmetrikus, s $(0; 2T)$ -n kívül zérus értékű elkent függvény lesz. A kauzalitás Paley—Wiener-féle feltétele szerint [4], az $\mathcal{A}(\omega)$ nem

lehet sávkorlátozott, a frekvencia szerinti mintavételi tétel szerint [5] pedig, a $2T$ időkorlátozottság miatt $\mathcal{A}(\omega)$ -nak csak $1/2T$ frekvenciaközönkénti értékeit vehetjük fel tetszőlegesen.

A T -szűrő átviteli karakterisztikája tehát

$$K(j\omega) = \sum_{i=0}^M d_i e^{-j\omega i T} \prod_{k=1}^i \mathcal{A}_k(\omega)$$

ha az egyes késleltetők $\mathcal{A}_i(\omega)$ karakterisztikáját megkülönböztetjük. (Ha $i=0$, a produktum 1-el veendő figyelembe.)

Mivel $\mathcal{A}_i$ -k és d_i -k dimenziótlan mennyiségek, ezért, ha egymást kiegyenlítve változnak, közben $K(j\omega)$ nem változik:

$$K\left(\lambda \mathcal{A}_1 \dots \lambda \mathcal{A}_M, \frac{d_1}{\lambda} \dots \frac{d_i}{\lambda^i} \dots \frac{d_M}{\lambda^M}\right) = K.$$

Differenciálva, $\lambda=1$ helyen

$$\sum_{i=1}^M \mathcal{A}_i \frac{\partial K}{\partial \mathcal{A}_i} - \sum_{i=1}^M i \cdot d_i \frac{\partial K}{\partial d_i} = 0.$$

$K(j\omega) \neq 0$ -val való osztás után írható:

$$\sum_{i=1}^M S'(K, \mathcal{A}_i) = \sum_{i=1}^M i \cdot S' \cdot (K, d_i).$$

Ha $\mathcal{A}_i \equiv \mathcal{A}$ karakterisztikákat azonosnak vesszük, hasonló megfontolás után

$$S'(K, \mathcal{A}) = \sum_{i=1}^M i \cdot S'(K, d_i). \quad (32)$$

$$\frac{1}{(-\alpha' - jT)} \frac{\partial K}{\partial \omega} = \frac{1}{-j\omega} \frac{\partial K}{\partial T} = \mathcal{A} \frac{\partial K}{\partial \mathcal{A}} = \sum_{i=1}^M i \cdot d_i \cdot e^{-j\omega i T} \mathcal{A}^i(\omega).$$

Vegyük az egyenletlanc értékét az ideális késleltetőnek megfelelően $\mathcal{A}(\omega)=1$ helyen, így $\alpha'=0$, s írható

$$\frac{j}{T} \frac{\partial K}{\partial \omega} = \frac{j}{\omega} \frac{\partial K}{\partial T} = \frac{\partial K}{\partial \mathcal{A}} = \sum_{i=1}^M i \cdot d_i \cdot e^{-j\omega i T}. \quad (33)$$

Az egyenletlanc első két tagja közötti kapcsolatot már a 3. szakaszban is megállapítottuk a (26) összefüggéssel, most e kapcsolatsor tovább bővült. Láthatjuk, hogy a veszteségeket jelképező $\mathcal{A}$ szerinti és a T szerinti differenciálhányadosok, érzékenységek szorosan összefüggnek.

Bontsuk fel (33)-t $K(j\omega)$ -val való osztás után valós és képzetes részekre:

$$\frac{j}{T} \left[\frac{\partial a}{\partial \omega} + j \frac{\partial b}{\partial \omega} \right] = \frac{j}{\omega} \left[\frac{\partial a}{\partial T} + j \frac{\partial b}{\partial T} \right] = \frac{\partial a}{\partial \mathcal{A}} + j \frac{\partial b}{\partial \mathcal{A}}$$

amiből azt kapjuk, hogy

$$-\frac{\partial a}{\partial \mathcal{A}} = \frac{1}{\omega} \frac{\partial b}{\partial T} = \frac{\tau}{T}, \quad (34a)$$

$$\frac{\partial b}{\partial \mathcal{A}} = \frac{1}{\omega} \frac{\partial a}{\partial T} = \frac{1}{T} \frac{\partial a}{\partial \omega}. \quad (34b)$$

A (34) összefüggések 2. és 3. tagjának kapcsolatát már a (28) és a (29)-ből ismerjük, a 3. szakaszban következtetéseket vontunk le. Most a szélső tagokkal kapcsolatos összefüggéseket diszkutáljuk.

Tehát $K(j\omega)$ érzékenysége $\mathcal{A}(\omega)$ vonatkozásában valamely ω frekvencián az együtthatókra vonatkozó érzékenységekből meghatározható.

A következőkben a $K(j\omega)$ átviteli karakterisztika $\mathcal{A}(\omega)$, illetve T szerinti érzékenysége, valamint frekvencia szerinti differenciálhányadosa között mutatunk ki kapcsolatot.

Differenciáljuk a

$$K(j\omega) = \sum_{i=0}^M d_i e^{-j\omega i T} \mathcal{A}^i(\omega)$$

összefüggést ω , $\mathcal{A}$ és T szerint. Az eredmények:

$$\frac{\partial K}{\partial \omega} = (-jT - \alpha') \left[\sum_{i=1}^M i \cdot d_i \cdot e^{-j\omega i T} \mathcal{A}^i(\omega) \right],$$

ahol

$$\alpha' \equiv \frac{d\alpha(\omega)}{d\omega} = -\frac{1}{\mathcal{A}} \frac{d\mathcal{A}(\omega)}{d\omega}.$$

$$\frac{\partial K}{\partial \mathcal{A}} = \frac{1}{\mathcal{A}} \left[\sum_{i=1}^M i \cdot d_i \cdot e^{-j\omega i T} \mathcal{A}^i(\omega) \right],$$

$$\frac{\partial K}{\partial T} = -j\omega \left[\sum_{i=1}^M i \cdot d_i \cdot e^{-j\omega i T} \mathcal{A}^i(\omega) \right].$$

Vegyük észre, hogy mindhárom esetben, a kapcsos zárójel ugyanazon kifejezést tartalmazza. Ezért írhatjuk:

A (34a)-ból

$$\frac{\partial a(\omega)}{\partial \mathcal{A}(\omega)} = -\frac{\tau(\omega)}{T},$$

A T -szűrő csillapításkarakterisztikájának toleranciája a veszteségek hatására:

$$\Delta a(\omega) = \frac{\partial a}{\partial \mathcal{A}} \Delta \mathcal{A} = -\frac{\tau}{T} \Delta \mathcal{A} = \frac{\tau}{T} |\Delta \mathcal{A}|, \quad (35)$$

tehát a csillapításváltozás arányos a művonal amplitúdó-karakterisztikájának az ideálistól való eltéréssel, $\Delta \mathcal{A}(\omega) = \mathcal{A}(\omega) - 1 < 0$, s az arányossági tényező a T -szűrő T -vel normalizált futási idő karakterisztikája. A tervezést könnyíti, hogy (35)-ben $\tau(\omega)$ az ideális T -szűrőhöz tartozik, így $\Delta \mathcal{A}$ -ra kézen tartható összefüggést nyerhetünk.

A (34b)-ből

$$\frac{\partial b(\omega)}{\partial \mathcal{A}(\omega)} = \frac{1}{T} \frac{\partial a(\omega)}{\partial \omega},$$

amely szerint

$$\Delta b(\omega) = \frac{1}{T} \frac{\partial a(\omega)}{\partial \omega} \Delta \mathcal{A}(\omega),$$

valamint

$$\Delta \tau(\omega) = \frac{1}{T} \left[\frac{\partial^2 a}{\partial \omega^2} \Delta \mathcal{A} + \frac{\partial a}{\partial \omega} \frac{\partial \Delta \mathcal{A}}{\partial \omega} \right] \cong \frac{1}{T} \frac{\partial^2 a}{\partial \omega^2} \Delta \mathcal{A}.$$

Tehát a veszteségek az amplitúdókarakterisztika meredek szakaszain okozzák a legnagyobb fázishibát.

A (34) további két, eddig diszkutálatlan összefüggése tervezésben kevésbé használható, de rámutat a T-szűrő különböző részkarakterisztikáinak különböző paraméterre vonatkozó érzékenységei közötti kapcsolatra.

5. A késleltetők lineáris torzításainak hatása

Ebben a szakaszban tovább szélesítjük vizsgálatunkat, s a T-szűrő késleltető vonalának tagjait teljesen általánosan, amplitúdó- és fáziskarakterisztikájával vesszük figyelembe. Ezzel a teljes rendszer—alrendszer viszony vizsgálata teljessé válik. Az alrendszer (a késleltetők) rendszerjellemező paramétereire vonatkoztatott érzékenységek segítségével mód nyílik az alrendszerre tett előírásoktól való eltéréseknek — esetünkben a késleltetők lineáris torzításainak — hatását kimutatni a T-szűrő, a teljes rendszer karakterisztikaiban.

A késleltető vonal egyes tagjainak paraméterei egyezzenek meg, s ezek legyenek kauzális késleltetőt jellemző $\alpha(\omega) = -\ln A(\omega) \geq 0$ csillapítás-, és $\beta(\omega) = \omega T + \Delta\beta(\omega)$ fáziskarakterisztikák. A 4. szakaszban vázolt gondolatmenetünknek megfelelően, most is kapcsolatot találunk a T-szűrő átviteli karakterisztikájának különböző differenciálhányadosai, érzékenységei között. Differenciáljuk a

$$K(j\omega) = \sum_{i=0}^M d_i e^{-i[\alpha(\omega) + j\beta(\omega)]}$$

összefüggést ω , α és β szerint. Azt kapjuk, hogy

$$\frac{1}{\alpha' + j\beta'} \frac{\partial K}{\partial \omega} = \frac{\partial K}{j\partial \beta} = \frac{\partial K}{\partial \alpha} = - \sum_{i=1}^M i \cdot d_i \cdot e^{-i(\alpha + j\beta)}.$$

A differenciálhányadosoknak vegyük az $\alpha=0$; $\beta=\omega T$ ($\beta' = T$) helyen felvett értékét:

$$\frac{j}{T} \frac{\partial K}{\partial \omega} = j \frac{\partial K}{\partial \beta} \Big|_{\omega T} = - \frac{\partial K}{\partial \alpha} \Big|_{\alpha=0} = \sum_{i=1}^M i \cdot d_i \cdot e^{-ij\omega T} \quad (36)$$

$K(j\omega)$ -val való osztás után a valós, illetve a képzetes részek egyenlősége:

$$\frac{\partial a}{\partial \alpha} \Big|_{\alpha=0} = \frac{\partial b}{\partial \beta} \Big|_{\beta=\omega T} = \frac{\tau}{T}, \quad (37a)$$

$$-\frac{\partial b}{\partial \alpha} \Big|_0 = \frac{\partial a}{\partial \beta} \Big|_{\omega T} = \frac{1}{T} \frac{\partial a}{\partial \omega}. \quad (37b)$$

Ezzel a T-szűrő késleltetőinek rendszerjellemező paramétereire vonatkozó érzékenységeket, az ún. rendszerérzékenységeket meghatároztuk.

Megállapíthatjuk, hogy a T-szűrő csillapítás-, illetve fáziskarakterisztikájának a késleltető azonos típusú karakterisztikájára vonatkoztatott érzékenysége egyaránt a T-szűrő futási idejével, ellentétes típusú karakterisztikára vonatkoztatott érzékenysége pedig a T-szűrő $a'(\omega)$ csillapításváltozás karakterisztikájától függ. Természetesen (37) és (34) nagy ha-

sonlóságot mutatnak, ezért sok vonatkozásban felhasználhatjuk az előző szakasz diszkussziójának eredményeit.

A késleltető tag veszteségeit kifejező $\Delta\alpha = \alpha$ csillapítás hatásaként a T-szűrő karakterisztikáinak megváltozása:

$$\Delta a(\omega) = \frac{\tau(\omega)}{T} \alpha(\omega),$$

$$\Delta b(\omega) = -\frac{1}{T} \frac{\partial a(\omega)}{\partial \omega} \alpha(\omega).$$

E két összefüggés a formai hasonlóságon túlmenően tartalmilag is kapcsolatba hozható az egyenletes veszteség elvének alkalmazásával nyerhető összefüggésekkel [6], amelyek szintén a veszteségmentes esethez tartozó karakterisztikáktól való eltérést adják meg.

A késleltető tag fáziskarakterisztikájának az ωT előírástól való $\Delta\beta(\omega)$ eltérésének hatása is hasonlóan megadható (37) alapján, például:

$$\Delta a(\omega) = \frac{1}{T} \frac{\partial a(\omega)}{\partial \omega} \Delta\beta(\omega).$$

Ha $\Delta\beta(\omega) = \omega \cdot \Delta T$, a 3. szakaszban tárgyalt esethez jutunk vissza.

Megadhatjuk most már a T-szűrő csillapításkarakterisztikájának az ideálistól való eltérését a késleltető tagok lineáris torzításainak függvényében,

$$\Delta a(\omega) = \frac{1}{T} [\alpha(\omega) \cdot \tau(\omega) + \Delta\beta(\omega) \cdot a'(\omega)] \quad (38)$$

hasonlóan a fáziskarakterisztikára

$$\Delta b(\omega) = \frac{1}{T} [\Delta\beta(\omega) \cdot \tau(\omega) - \alpha(\omega) \cdot a'(\omega)]. \quad (39)$$

Ezzel a T-szűrő karakterisztikáinak a késleltetők toleranciáiból fakadó hibáját meghatároztuk. A késleltetők, mint alrendszerek hatása a teljes rendszerre ismertté vált.

Megemlítjük, hogy a T-szűrő átviteli karakterisztikájának meghatározására egy ALGOL nyelvű számítógépprogram is készült. A késleltetők — lineáris torzításuk figyelembevételére érdekében — $\alpha(\omega)$ csillapítás és $\beta(\omega)$ futási idő karakterisztikájukkal vagy különböző tervezési paraméterekkel jellemezhetők. A program adott súlyozó együtthatók mellett kiszámítja a T-szűrő amplitúdó-, fázis- és futási idő karakterisztikáit, mind az ideális, mind a megadott késleltető lánc esetén, így módot nyújtva az összevetésre.

6. Példa. Késleltetés mindentáteresztoőkkel

A T-szűrők késleltető vonalának M darab késleltető egységét elsősorban mindentáteresztoő áramkörökkel valósítják meg. Természetesen mind a T nagyságú késleltetést, mind a csillapításmentességet csak véges frekvenciasávban tudjuk közelíteni, de e követelmények kielégítésére valójában is csak a T-szűrő bemeneti jel spektrumának sávhatárain belül van szükség. Határozzuk meg, hogy a mindentáteresztoőkkel megvalósított késleltetők lineáris torzításai

miatt mekkora eltérések jönnek létre az ideális T-szűrő karakterisztikáihoz képest! A T futási időt közelítsük egyenletesen, s alkalmazzuk az egyenletes veszteség elvét.

A *futási idő egyenletes* (Csebisevi) *közelítése* koncentrált L, C elemekből álló mindentáteresztő hálózattal az irodalomból ismert [6]. A futási idő menetét a maximálisan δ hibával approximált frekvenciasávban jó közelítéssel

$$\vartheta(\omega) = \vartheta_0 + \delta \cos 2\pi\omega/\omega_p \quad (40)$$

formában írhatjuk, ahol $\vartheta_0 = T + \Delta T$, $f_p = \omega_p/2\pi$ pedig az egyenletes közelítés hullámosságának átlagos periódushossza. Az egyenletes közelítésű késleltető tag fáziskarakterisztikája

$$\beta(\omega) = \int_0^\omega \vartheta d\omega = \vartheta_0\omega + \delta \frac{\omega_p}{2\pi} \sin\left(2\pi \frac{\omega}{\omega_p}\right),$$

az előírt ωT -től való eltérés:

$$\Delta\beta(\omega) = \Delta T\omega + \delta \cdot f_p \sin \omega/f_p. \quad (41)$$

A mindentáteresztők veszteségeinek figyelembevételére alkalmazzuk az *egyenletes veszteség elvét* [6]. Mivel reaktáns mindentáteresztőket tervezünk, $\alpha_{IDEÁL} = 0$. A veszteségek hatására a [6] szerinti közelítésben

$$\alpha(\omega) = \vartheta(\omega) \cdot d \quad [\text{Np}],$$

a $\beta(\omega)$ fáziskarakterisztika megváltozása elhanyagolható. Az egyenletes veszteség feltételezésének megfelelően minden áramkörü elem d vesztesége azonos,

amelyet az áramkörü elemek $Q(\omega)$ jósági tényezőjével adhatunk meg:

$$d = \frac{\omega}{Q(\omega)} \quad [\text{rad/sec}].$$

Így a késleltető csillapításkarakterisztikája, (40) által leírt futási idő karakterisztika esetén:

$$\alpha(\omega) = \vartheta_0 \cdot d + \delta \cdot d \cos 2\pi \cdot \omega/\omega_p.$$

A csillapításkarakterisztika első tagja frekvenciafüggetlen, ezért a T-szűrő súlyozó együtthatóinak módosításával teljesen kikompenzálható. Ugyanis, ha $\alpha(\omega) = \alpha_0 + \alpha_v(\omega)$ és d_i helyett $d_i e^{i\alpha_0} \cong d_i(1 + i\alpha_0)$ ($i=0,1, \dots, M$) nagyságú súlyozó együtthatókat állítunk be:

$$K(j\omega) = \sum_{i=0}^M (d_i e^{i\alpha_0}) e^{-i(\alpha + j\beta)} = \sum_{i=0}^M d_i e^{-i(\alpha_v + j\beta)}$$

a mindentáteresztők alapszabályítása a továbbiakban figyelmen kívül hagyható, s az eredetileg előírt d_i együtthatók mellett csak az $\alpha = \alpha_v$ csillapítást kell tekintetbe venni.

Tehát

$$\alpha(\omega) = \delta \cdot d \cos(\omega/f_p). \quad (42)$$

A csillapításingadozás maximumát $\hat{\alpha}$ -val jelölve, itt $\hat{\alpha} = \delta \cdot d$ [Np]. A (40)-t és (42)-t összevetve láthatjuk, hogy a mindentáteresztő futási idejének növekedése az $\mathcal{A}(\omega) = e^{-\alpha(\omega)}$ amplitúdó-karakterisztika ezen növekedéssel arányos csökkenését vonja maga után ugyanazon a frekvencián.

Ezek után a (38) és (39) összefüggések alapján már megadhatjuk az így tervezett mindentáteresztőket tartalmazó T-szűrő csillapítás- és fáziskarakterisztikájának toleranciáját:

$$\Delta a(\omega) = \frac{1}{T} \left[\tau(\omega) \cdot \delta \cdot d \cdot \cos \frac{\omega}{f_p} + a'(\omega) \cdot \Delta T \cdot \omega + a'(\omega) \cdot \delta \cdot f_p \sin \frac{\omega}{f_p} \right],$$

$$\Delta b(\omega) = \frac{1}{T} \left[\tau(\omega) \left(\Delta T \cdot \omega + \delta \cdot f_p \cdot \sin \frac{\omega}{f_p} \right) - a'(\omega) \cdot \delta \cdot d \cos \frac{\omega}{f_p} \right].$$

Láthatjuk, hogy a T-szűrő $a(\omega)$, illetve $b(\omega)$ karakterisztikájában az $\alpha(\omega)$, illetve $\Delta\beta(\omega)$ hullámossága τ/T -szeresen felerősödik. Lényeges $\Delta\beta$ hullámosságának frekvenciája is, kisebb f_p kedvezőbb. Az f_p csök-

kenését adott δ mellett a közelítés fokszámának növelésével érhetjük el.

A T-szűrő futási idő karakterisztikájának toleranciája pedig (39)-ből

$$\begin{aligned} \Delta\tau(\omega) &= \frac{\partial \Delta b}{\partial \omega} = \frac{1}{T} [\tau \cdot \Delta\vartheta(\omega) + \tau' \cdot \Delta\beta(\omega) - a' \cdot \alpha'(\omega) - a'' \cdot \alpha(\omega)] = \\ &= \frac{1}{T} \left[\tau(\Delta T + \delta \cdot \cos \omega/f_p) + \tau' \left(\Delta T \cdot \omega + \delta \cdot f_p \cdot \sin \frac{\omega}{f_p} \right) + a' \cdot \frac{\delta \cdot d}{f_p} \sin \frac{\omega}{f_p} - a'' \cdot \delta \cdot d \cdot \cos \frac{\omega}{f_p} \right]. \end{aligned}$$

Jellemző szintén a késleltető futási idő toleranciájának τ/T -szeres felerősödése.

Ha a továbbiakban $\Delta T = 0$ gyakorlatilag teljesíthető megkötést tesszük tolerancia összefüggéseink csak harmonikus függvényeket tartalmaznak. Ezért célszerű meghatározni az eredő hullámosságok amplitúdóját, amely tulajdonképpen a toleranciafüggvé-

nyek $-\tau(\omega)$, $a'(\omega)$ miatt frekvenciafüggő — „burkolója”.

$$\Delta a_{\max}(\omega) = \frac{\delta}{T} \sqrt{[d \cdot \tau(\omega)]^2 + [f_p \cdot a'(\omega)]^2}, \quad (43)$$

$$\Delta b_{\max}(\omega) = \frac{\delta}{T} \sqrt{[f_p \cdot \tau(\omega)]^2 + [d \cdot a'(\omega)]^2},$$

$$\Delta\tau_{\max}(\omega) = \frac{\delta}{T} \sqrt{[\tau(\omega) - d \cdot a''(\omega)]^2 + \left[\frac{d}{f_p} \cdot a'(\omega) + f_p \cdot \tau'(\omega) \right]^2}.$$

A nyert összefüggésekből a késleltetők lineáris torzításai miatt létrejövő legnagyobb eltérések az ideális T-szűrő karakterisztikáihoz képest már könnyen meghatározhatók. A késleltetők ideálistól eltérő voltát, torzítását a δ , f_0 és d paraméterek írják le, az előállítandó karakterisztikát pedig elsősorban futási idő és csillapításváltozás karakterisztikájával, illetve azok néhány jellemző adatával kell megadni a toleranciák számításához. Ezen összefüggések természetesen alkalmasak a késleltető vonal paramétereinek meghatározására is úgy, hogy a T-szűrő karakterisztikája egy adott tolerancia-sémán belül legyen.

Ha egy $M=2N$ tagú T-szűrőt kiegyenlítőként alkalmazunk és $d_N \gg |d_i|$ ($i \neq N$), feltételezhető, hogy

$$a'(\omega) \leq T \text{ [Np} \cdot \text{sec/rad]}; \quad \tau(\omega) \cong N \cdot T;$$

$$a''(\omega) \cong 0; \quad \tau'(\omega) \cong 0.$$

Így a (43) kifejezései az alábbiak szerint alakulnak:

$$\Delta a_{\max} = \frac{\delta}{T} \sqrt{(d \cdot N \cdot T)^2 + (f_p \cdot T)^2} = \sqrt{(N \cdot \hat{\alpha})^2 + (\delta \cdot f_p)^2}, \quad (44a)$$

$$\Delta \tau_{\max} = \frac{\delta}{T} \sqrt{(N \cdot T)^2 + \left(T \cdot \frac{d}{f_p}\right)^2} = \sqrt{(N \cdot \delta)^2 + \left(\frac{\hat{\alpha}}{f_p}\right)^2} \quad (44b)$$

A BME Híradástechnikai Elektronika Intézetében megtervezésre és megépítésre került egy 2400 Baudos szinkron adatátviteli összeköttetés kiegyenlítésére alkalmas 9 megcsapolású ($N=4$) T-szűrő [8]. A késleltetés névleges $T=1/2400$ sec értékét 0,1%-os pontossággal egyenletesen közelítettük három másodfokú mindentáteresztővel a $0 \div f_{\max}=3,75$ kHz tartományban. A kis veszteség érdekében jó minőségű kondenzátorokat, tekercseket használtunk. Az induktivitások jósági tényezőjére 1,2 kHz-en átlagosan $Q=140$ -es értéket mértünk. A (44) összefüggések segítségével egyszerűen meghatározható, hogy a futási idő $\delta=T/1000=0,42$ μ s nagyságú és átlagosan $f_p=f_{\max}/3=1250$ Hz periodicitású ingadozása, valamint az áramköri elemek egységesen feltételezett — 140-es jósági tényezőtől számított — $d=54$ r/s vesztesége milyen maximális eltéréseket okoz az ideális T-szűrő karakterisztikáihoz képest. Mivel $d \ll f_p$, és így $\hat{\alpha} \ll \delta \cdot f_p$, a (44) kifejezései jelentősen egy-

szerűsíthetők, a késleltető csillapításingadozásának hatása elhanyagolható:

$$\Delta a_{\max} \cong f_p \cdot \delta \text{ [Np]}; \quad \Delta \tau_{\max} \cong N \cdot \delta. \quad (45)$$

Számszerűen $\Delta a_{\max}=0,53 \cdot 10^{-3}$ Np, $\Delta \tau_{\max}=1,7$ μ sec. Nyilvánvaló, hogy meredek vágású T-szűrő esetén lényegesen nagyobb értékek adódnak, de megállapítható, hogy az ideális késleltető ilyen szintű közelítése feltétlenül elegendő. A gyakorlati kivitelezés során az L és C áramköri elemek toleranciái lényegesen nagyobb hibát okozhatnak a késleltető tag, így a T-szűrő karakterisztikáiban. Ezért a felhasznált alkatrészek pontosságára célszerű volt 0,5%-nál kisebb toleranciát előírni. Mérési eredményeink szerint egy késleltető tag csillapításkarakterisztikájának ingadozása így nem lépte túl a ± 1 cNp-t. Mivel most $\hat{\alpha}=0,01 \gg \delta f_p$, a T-szűrő kiegyenlítőként való alkalmazásában, az ebből fakadó hiba (44a) összefüggés szerint maximálisan N -szerez, tehát ± 4 cNp lehet. A megvalósított T-szűrő mért és az ideális T-szűrő számított csillapításkarakterisztikájának különbsége nem érte el a 4 cNp-t, amit az magyaráz, hogy az egyes késleltető tagok csillapításingadozásának frekvenciafüggése nem azonos, az ingadozások maximumai nem esnek egybe. A mérési hitelességének érdekében a súlyozó együtthatókat nagy pontossággal állítottuk be.

IRODALOM

- [1] Sallai Gy.: Adatátviteli összeköttetések kiegyenlítése transzverzális szűrővel. Híradástechnika. XXII. évf. 4. szám. 103–114. old. 1971. ápr.
- [2] Géher, K.: Theory of Network Tolerances. Akadémiai Kiadó. Budapest, 1971.
- [3] Leuthold, P. E.: Filternetzwerke mit digitalen Schieberegistern. Dissertation ETH. Zürich, 1967. Phillips Research Reports Supplements. 1967. No. 5.
- [4] Fodor Gy.: Lineáris rendszerek analízise. Műszaki Könyvkiadó. Budapest, 1967.
- [5] Gordos G.—Varga A.: Adatátvitel és adatfeldolgozás. BME jegyzet. Tankönyvkiadó, 1968.
- [6] Géher K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó. Budapest, 1968.
- [7] Huelsman, L. P.: Active Filters: lumped, distributed, integrated, digital and parametric. McGraw-Hill Book Co. New York, 1970.
- [8] Sallai Gy.: Transzverzális szűrők analízise és szintézise késleltető művonalak lineáris torzításainak figyelembevételével. Egyetemi doktori értekezés. Budapest, 1972.

Töltés-továbbítású eszközök — A félvezető technika új iránya

ETO 621.382.001.6

A szigetelt kapujú MOS eszközök tárháza 1970-től egy új, igen sokatígérő eszköztípussal, a töltés-továbbítású eszközökkel (CTD=Charge Transfer Device) gyarapodott. Az ilyen típusú eszközök ötlete eredetileg W. S. Boyle-tól és G. E. Smith-től, a Bell Laboratorium (USA) kutatóitól származik [1], akik eszközüket „töltés-csatolású eszköz”-nek (CCD=Charge Coupled Device) nevezték el. Azóta a kutatók rendkívül intenzíven foglalkoznak az ilyen típusú eszközökkel, további új, hasonló működésű eszközöket is kidolgoztak. Ezenkívül ide sorolható még a Philips cég kutatói, F. L. J. Sangster és mások által kidolgozott, tervezérlésű MOS tranzisztorokon alapuló ún. „integrált vödör-lánc tároló” (BBD=Bucket-Brigade Device) is [2–4].

Nyugodtan állíthatjuk, hogy a félvezetők fejlesztése terén jelenleg ezen eszközök iránt mutatkozik a legnagyobb érdeklődés. Ennek az oka elsősorban gazdasági jellegű. Általános a vélemény, hogy a legmodernebb létező MOS-memóriákkal összehasonlítva az árak aránya kb. 5:1 a CTD-k javára. Ez főként az egyszerűbb előállítási technológiából következik. A fenti eszközök közös tulajdonsága ugyanis, hogy az információt elektromos töltésekből álló töltéscsomagok formájában tárolják, illetve továbbítják a sorban elhelyezett cellák között, ami a technológia lényeges leegyszerűsödéséhez vezet:

A legköltségesebb lépést jelentő fémes kivezetések száma általában kisebb (a CTD-nél általában csak 5 vagy 6 kivezetés szükséges: egy bemenet, egy kimenet, kettő vagy három a meghajtó impulzusok és egy a test számára), a belső összekötések sokkal egyszerűbbek.

Összehasonlíthatatlanul kevesebb diffúzió szükséges, ezek egy lépésben elvégezhetők, a velük szemben támasztott minőségi követelmények csökkenése mellett. A diffúzió szintén a legnehezebb lépések közé tartozik, ezek csökkentése volt a fő oka annak, hogy a MOS-memóriák nagyrészt kiszorították a bipoláris tranzisztorok elvén alapulókat és a félvezető memóriákat a mágnesessel versenyképesé tették annak ellenére, hogy teljesítménydisszipációjuk általában nagyobb, kapcsolási sebeségük pedig kisebb, mint a bipoláris memóriáké.

Egységnyi információ tárolásához geometriailag sokkal kisebb hely szükséges, mint MOS alapú tárolók esetében. Ezek alapján várható, hogy ezek az eszközök jobb kihozatalúak lesznek, s egy félvezető szeleten sokkal több információ lesz elhelyezhető — előreláthatólag egy 10 000 bites memória ára 10 \$ körül lesz. Ami a méreteket illeti, a jelenlegi kísérleti példányoknál általában sikerült elérni a 0,0014 mm²/bit helyszükségletet, ami majdnem egy nagyságrenddel

kisebb, mint a többi félvezető memóriáknál. További modernebb eljárások alkalmazásával („self-aligned” technológia, elektronsugaras maszkkészítés) ez még tovább, kb. 0,001—0,0002 mm²/bit-re csökkenthető (kb. 1500 bit egy mm² felületen, azaz pl. 10 000 bit-nyi információ egyetlen kis félvezető kristálydarabkán!). A CTD-k felső frekvenciahatára jelenleg kb. 10—20 MHz, de megfelelő tervezéssel, illetve technológiával 50—100 MHz-re, sőt tovább is növelhető. Teljesítményigényük (a kapcsolási frekvenciától függően) 5—20 μ W/bit, memóriaként való felhasználás esetén pedig nyugvó („standby”) üzemmódban akár 20 nW/bit is lehet. Ezzel szemben a dinamikus MOS-memóriákra vonatkozó adatok max. 5 MHz, illetve ilyen frekvenciánál 100 μ W/bit [5–11].

A fentiekén kívül a töltés-továbbításos technológia másik nagy előnye a sokoldalúságban rejlik. A CTD-k alapján véve dinamikus léptető-tárolók és alkalmazhatók bárhol, ahol sorosan elérhető tárolókat használnak, mint például dob- vagy lemezmemóriák, késleltető vonalak, katódsugárcsöves frissítő és buffer memóriák, rövid elérési idejű törölhető, valamint sorozatosan elérhető memóriák stb.

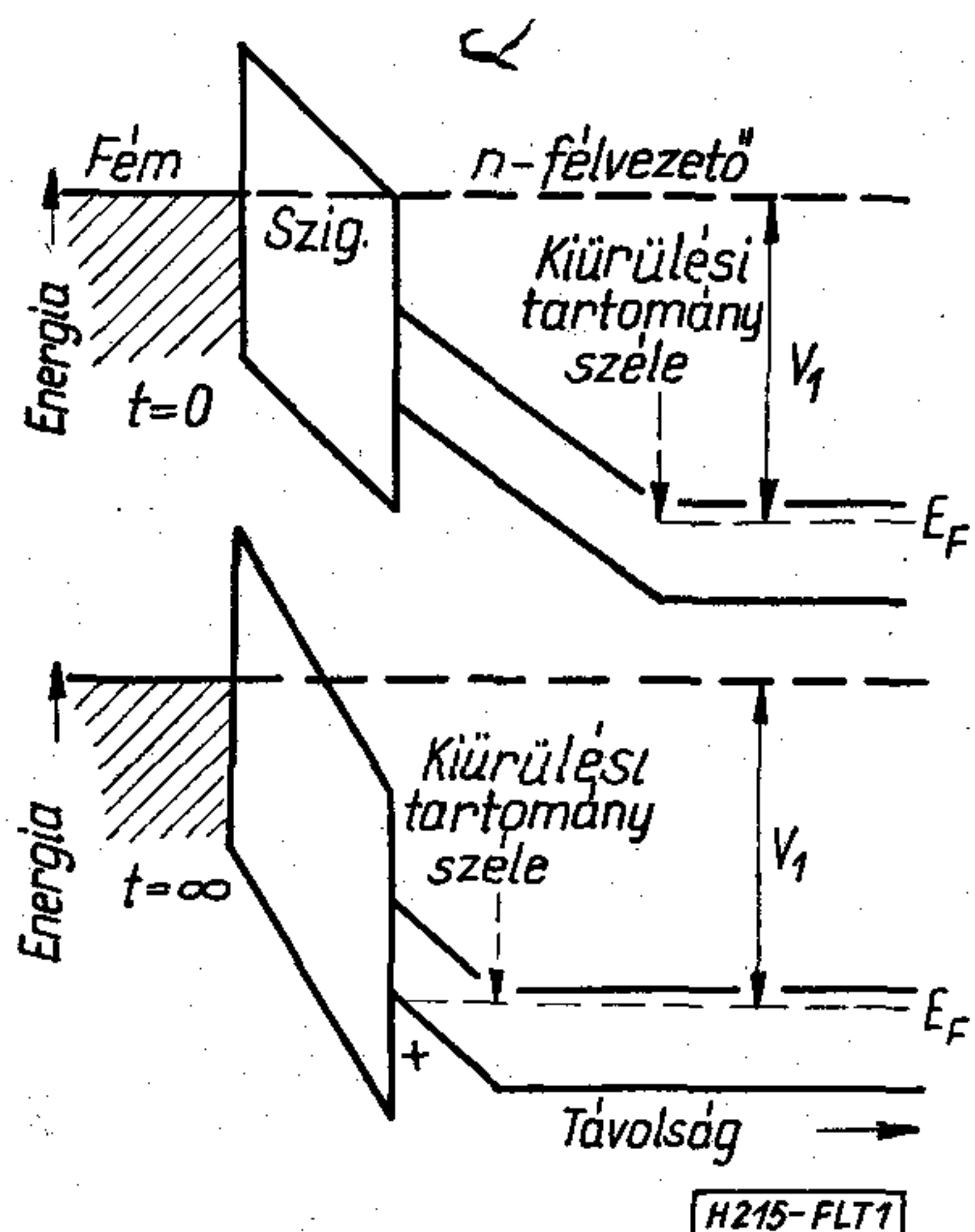
A szóban forgó eszközök hátránya, hogy a tárolt információ, illetve mint már említettük, az annak megfelelő töltéscsomag nem tárolható akármilyen hosszú ideig, s így bizonyos idő elteltével, illetve bizonyos számú cellán keresztül történő továbbítás után az információ felfrissítése szükséges, ezért a CTD-k csak dinamikus üzemmódban működtethetők. Ebből következik, hogy az eszközök alsó frekvenciahatára is limitált (néhányszor 100, esetleg 10 Hz), és ezért alkalmazásuk elsősorban a nagy sebességet és információsűrűséget igénylő területeken látszik rendkívül sokat ígérőnek.

A digitálison kívül a CTD-k alkalmasak analóg jelek tárolására, léptetésére, illetve késleltetésére is, ami további széles körű alkalmazási lehetőségeket rejt magában.

A fentiek alapján tehát a különböző tárolók területén a CTD-k a többi félvezető és egyéb memóriák erős versenytársaként jelentkeznek.

De ezzel még távolról sem merültek ki a CTD-k lehetséges felhasználási területei: ezek az eszközök ugyanis rendkívül egyszerűen felhasználhatók optikai jelek, jelsorozatok, képek elektromos jelekké való átalakítására. Egyaránt kialakíthatók lineáris vagy két dimenziós képjel átalakítók (vidikonok), amelyek az összes fentebb ismertetett előnyös tulajdonságokkal rendelkezvén szinte az egyetlen igazán versenyképes szilárdtest alapú (tehát többek között kis-méretű, lapos és kisfeszültségű) megoldást kínálják.

A töltés-továbbítású eszközök működésének alapjai a következőkben foglalhatók össze.



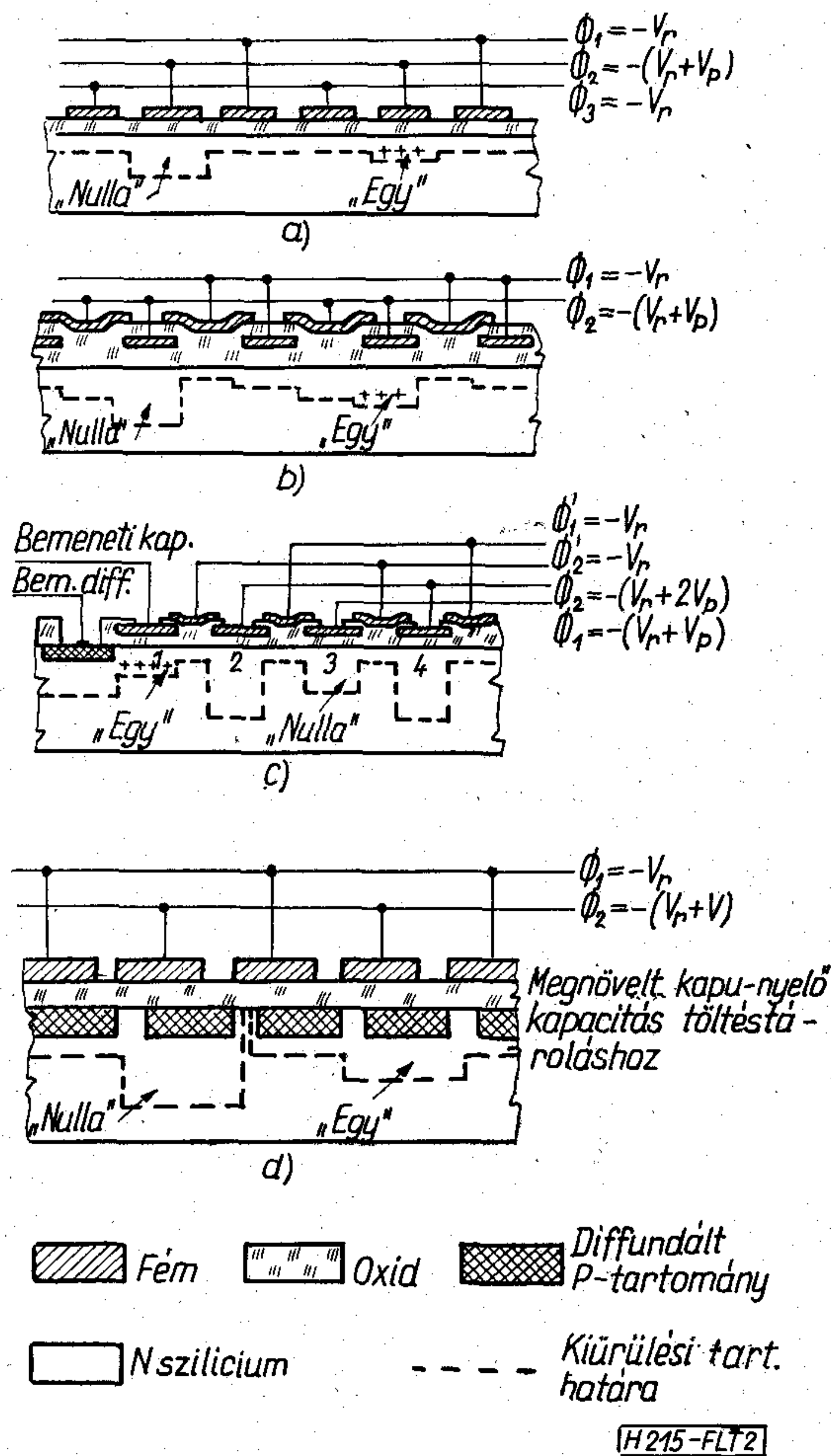
1. ábra. A fém-oxid-félvezető rendszer energiadiagramja; rögtön a fémelektroda V_1 feszültségre való kapcsolása után a felületen nincs töltéstárolás (a) és az egyensúly beállta, illetve a töltés bevitele után (b)

Egy félvezető anyag (általában szilícium) felületén potenciálgödröket hozunk létre, amelyekben elektronokat (vagy lyukakat) raktározunk el, s ezeket a potenciálgödrök mozgatása révén töltéscsomagok formájában a felület mentén továbbítjuk [1]. A potenciálgödört egy a félvezetőt fedő szigetelő (oxid) réteg tetején kiképzett fémelektrodára adott megfelelő feszültség segítségével hozzuk létre. Ez a feszültség a felületen az első pillanatban egy mély, nem egyensúlyi kiürülési tartományt létesít (1a ábra). Bizonyos idő eltelte után ebben a térfogathoz képest kisebbségi hordozók gyűlnek össze (az ábrán lyukak), amelyek a potenciálgödört feltöltik, s a felület inverzióba megy át, beáll a termikus egyensúly (1b ábra). A hordozókat elsősorban a termikus generáció szolgáltatja, ami elég lassú folyamat, néhány másodpercet is igénybe vehet. Ha ezen idő törtrésze alatt a potenciálgödörbe kívülről töltéshordozókat juttatunk, akkor az egyébként még üres gödörben levő töltések száma az információ mértékéül szolgálhat. Pl. EGY-nek feltöltött, NULLA-nak pedig üres gödör feleltethető meg. Ez a külső generálás, illetve jelbetáplálás történhet pl. egy p-n átmenet, vagy fém segítségével, ez utóbbi esetben a töltéshordozók száma a fény erősségével lesz arányos. Nyilvánvaló, hogy mindez csak a termikus generáció által meghatározott időnél jóval rövidebb intervallumokban használható információtárolásra, s elsősorban ez határozza meg az eszköz alsó határfrekvenciáját.

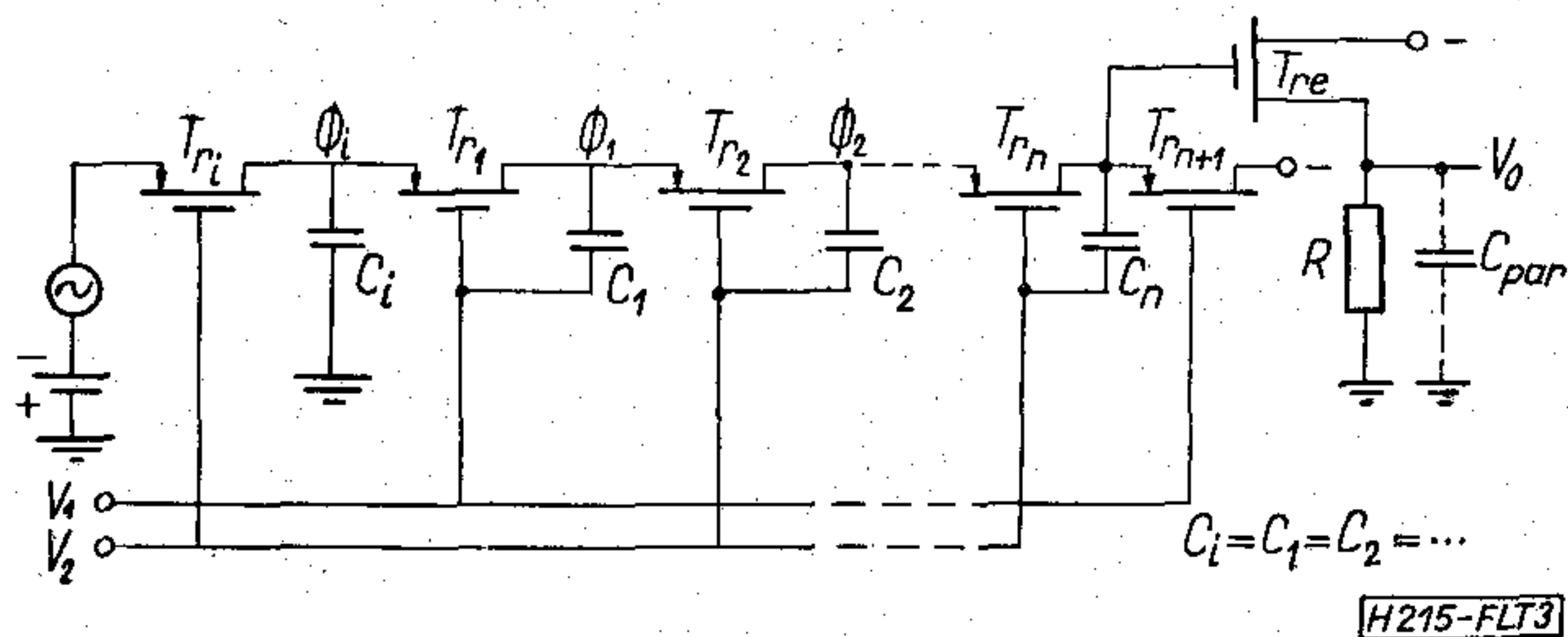
Ily módon tehát a felület közelében töltéscsomagot tudunk tárolni. A továbbiakban gondoskodnunk kell ennek továbbításáról a felület mentén, miáltal egy léptető-tárolóhoz jutunk. Ennek megoldására több megoldás létezik, ezeket a 2. ábrán vázoltuk fel. A 2a ábrán látható töltéscsatolású (CCD) eszköz esetében a felületen egymáshoz igen közel (kb. $3 \mu\text{m}$) távolságra elhelyezett elektródasor van kialakítva, amelyet háromfázisú rendszerbe kapcsolunk össze úgy, hogy a szomszédos elektródák alatti potenciálgödrök egymáshoz kapcsolódnak és a pozitív töltés a felület mentén a feszültségimpulzusok sorrendje által meghatározott irányban továbbhalad. A 2b ábra eseté-

ben kétfázisú elektróda kapcsolást használunk és az egyirányú haladás biztosítása érdekében minden potenciálgödör két különböző mélységű tartományból áll, amit a minden második elektróda alatt kiképzett vastagabb szigetelő réteg tesz lehetővé. A 2c ábrán a General Electrics (USA) cég kutatói W. E. Engeler, J. J. Tieman és R. D. Baertsch által feltalált felületi-töltés tranzisztor (SCT=Surface Charge Transistor) látható [7, 12, 13].

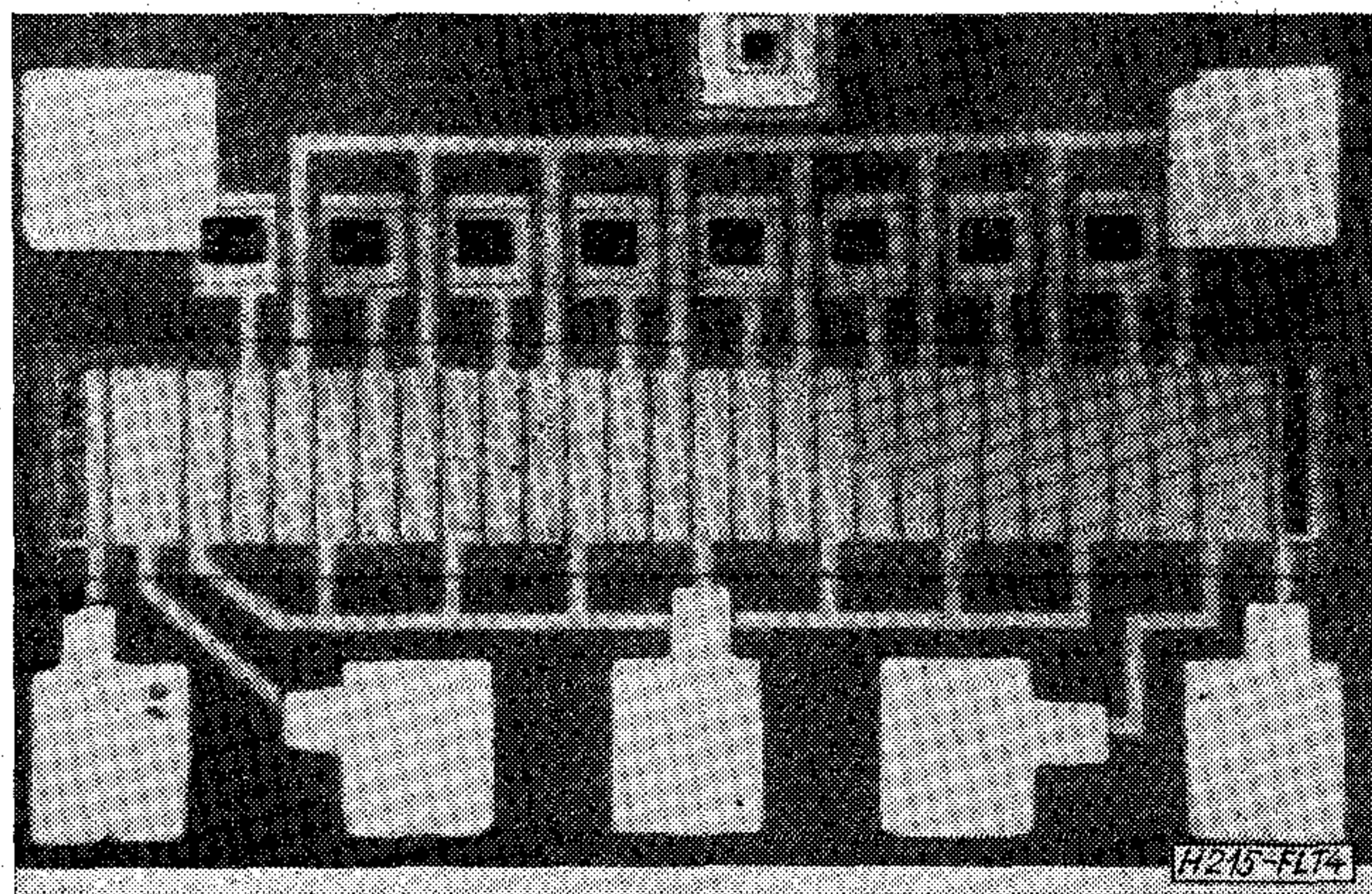
Ez az eszköz konvencionális MOS-tranzisztorokhoz hasonló működésű, de a forrás és nyelő tartományokat nem diffúzióval hozzuk létre, hanem azáltal, hogy a Φ_1 és Φ_2 elektródák alatt negatív feszültségimpulzusok segítségével inverziós tartományokat hozunk létre. A Φ_1 és Φ_2 elektródákra adott kapcsoló impulzusok pedig ezeket a tartományokat összekötik, illetve szétválasztják, lehetővé téve ezáltal a megfelelő töltésáramlást. Nyilvánvaló, hogy az impulzusok felcserélésével a töltéscsomagok haladási iránya egyszerűen megfordítható. A fenti esetben a tárolt töltés mindvégig a félvezető felületén kialakított inverziós tartományban marad. Az integrált MOS vödör-lánc (BBD) eszköz esetében (2d ábra) azonban már más a helyzet. Itt a fémelektrodák szintén kétfázisú sorba vannak kötve, de az elektródák alatt p-típusú diffúziós szigeteket hoznak létre. Így a jelet



2. ábra. A töltés-továbbítású eszközök alaptípusai: a) háromfázisú töltéscsatolású (CCD) eszköz, b) kétfázisú CCD, c) felületi-töltés tranzisztor (SCT) (ezen az ábrán a töltésbecsatoló fokozat is látható), d) integrált MOS vödör-lánc tároló (BBD)



3. ábra. A BBD helyettesítő kapcsolása



4. ábra. Egy, az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézet Rétegszerkezetek Osztályán készült háromfázisú rendszerrel dolgozó 8 bites töltés-csatolású léptető tároló képe 160-szoros nagyításban

képviselő töltés az alaphoz képest záróirányú előfeszítést nyert p-típusú tartományokban, további többségi hordozók formájában tárolódik, azaz tulajdonképpen a fémelektródák és az általuk átlapolt p-tartományok közötti kapacitás feltöltése révén. Ennek szemléletesebb bemutatása végett a 3. ábrán a BBD helyettesítő kapcsolását is felvázoltuk. A töltés továbbítása az előző eszközhöz hasonló módon, a fémelektródákra adott negatív impulzussorozat révén megy végbe. A tárolósor végére érkező töltéscsomag (információ) kicsatolása történhet záróirányban előfeszített p-n átmenet vagy egyszerűen nagy negatív (pozitív) feszültségre feltöltött, majd „lebegőre” kötött érzékelő fémelektróda segítségével.

A 4. ábrán egy az MTA—MFI-ben készült 8-bites háromfázisú CCD léptető tároló képét mutatjuk be.

Nem érdektelen megjegyezni, hogy míg a BBD diszkrét elemekből is felépíthető, mint az a helyettesítő kapcsolásból is látható, a többi CTD tulajdonképpen az első igazi integrált félvezető eszköz, amely az anyag egészére jellemző tulajdonságokat használ ki, s részeire egyáltalán nem bontható.

Az említett termikus generáción kívül több más jelenség is befolyásolja a töltéscsomag továbbítását, illetve annak eltorzulásához vezet. Ilyen pl. a felületi állapotokon történő töltésbefogás és az a jelenség, hogy az elektródák közti véges távolság miatt a potenciálgödrök nem érnek össze teljes magasságukban, hanem közöttük egy potenciálgát alakul ki, ami a szabad töltéscsatlást befolyásolja. Az elektródák közelítésének a maszkkészítés felbontóképessége szab határt, ami szokásos fotomaszk esetében $2,5\text{--}3\ \mu\text{m}$. Ennek áthidalására pl. kétszeres oxidációval kialakít-

ható, „betemetett” elektródákkal rendelkező, átlapoló elektródasor használható, ilyenek a 2b és 2c ábrán látható kapcsolások. De a maszkkészítés felbontóképessége is növelhető pl. elektronsugaras technikával. További lehetőség az átviteli hatások növelésére pl. az ion-implantációs technológia alkalmazása. Ennek segítségével az utóbbi időben a felület mentén igen vékony ($1\ \mu\text{m}$) „betemetett” csatornát alakítanak ki, ekkor a töltések ebben áramlanak, ami olyan nagymértékű hatások-növekedéshez vezet, hogy többszáz cella köthető sorba frissítés nélkül. A szokásos átviteli hatások jellemzésére megjegyezzük, hogy pl. egy 86 cellás háromfázisú rendszerrel 1 MHz meghajtó frekvencia mellett kb. 95%-os teljes töltésátvitelt figyeltek meg, ami 99,98%-os elemek közötti hatásoknak felel meg [14].

A fentiek alapján világos, hogy miért van szükség a töltéscsomag időnkénti frissítésére. Ennek megoldására a kutatók több egyszerű megoldást szerkesztettek. Ezeknél a frissítést egy külön frissítő cella végzi, amelyet a többi töltéstovábbító cella közé sorosan építenek be. A cella mérete nem nagyobb mint 1—2 bit tárolásához szükséges hely, így a méretek csak alig növekednek. A frissítő fokozatot ugyanazok az impulzusok működtetik, mint a többi fokozatot és a szükséges kivezetések számát az egész rendszeren csak eggyel vagy kettővel növeli meg, mivel az összes ilyen cella egyszerre működtethető. De létezik olyan megoldás is, ahol a frissítő cella egyáltalán nem igényel külön kivezetést. A frissítéshez külön diffúziós szigeteket kell létrehozni, de ez nem lényeges hátrány, mivel az a be- és kimeneti diffúzióval egy lépésben készíthető. Ezzel szemben a frissítő fokozatok segítségével különböző logikai kapcsolások is elvégezhetők, úgy mint NAND és NOR kapuk, számláló impulzusórák, soros vezérlés stb. [9, 15]. Hosszabb tárolók esetén általában 30—60 cella után szükséges egy frissítő fokozat beépítése, de közöltek már olyan adatot is, amely szerint 256 bit köthető sorba frissítés nélkül [11]. Nagyobb tárolók esetén a bit-sorok egymás alá több sorban is elhelyezhetők, ilyenkor két sor közé építenek be frissítő cellát és az egyik sorban beérkező legyengült jel a másik sorban felfrissítve ellenkező irányban kerül továbbításra.

A fentiekben már említettük, hogy a töltéscsomagot alkotó hordozók fénnel is gerjeszthetők, aminek alapján nyilvánvaló, hogy a CTD rendkívül egyszerűen használható kép-elektromos jel átalakítására is. Ilyenkor minden cellából egy tagra a tároláshoz szükséges feszültséget adnak, majd ezen fegyverzetek alatt a fény által generált hordozókat a szükség szerint pl. 0,25—65 msec ideig összegyűjtik. Ezután a töltéscsomagokat nagy sebességgel, pl. 1 MHz kapcsolási frekvenciával a kicsatoló diódához továbbítják, s így egy rendkívül egyszerű önletapogató rendszerhez jutnak. A rendszer lehet lineáris vagy két-dimenziós kialakítású is. A rendszerek előnye, hogy minden képpont ugyanazon a diódán keresztül, tehát azonos zaj és sötétárammal kerül kicsatolásra. Hátrány viszont, hogy a távolabbi képpontokból érkező jelek jobban deformáltak lesznek. Ennek leküzdésére is intenzív kutatások folynak. Először a Bell Laboratorium-ban sikerült 96 cellás lineáris CCD-vel igen jó minőségű képeket továbbítani [14, 18].

Utóbbi időben a Fairchild cégnél készítették igen kiváló tulajdonságokkal rendelkező 500 képpontos lineáris CCD, az RCA-nál pedig 32×44 elemes két-dimenziójú BBD képfelvevőt. Az alábbiánál 2,5 MHz kapcsolási frekvencia mellett 99,99999%-os átviteli hatásfokot sikerült elérni. Jelenleg egy nagyobb két-dimenziós rendszer kialakítása van folyamatban. A Bell Laboratorium-ból az első valódi CCD vidikonról érkezett hír: 128×106 elemes elrendezést készítettek, amely képtelefonban működik. A kutatások továbbra is intenzíven folytatódnak, mind a lineáris, mind a két-dimenziós kamerák terén.

Hasonló a helyzet a General Electrics-nél is, ahol x—y címzésű képfelvevőt dolgoztak ki.

A memóriák terén újabban az IBM-nél készítették egy 5760 bites CCD buffer memóriát, amely két 2880 bites chip-et tartalmaz. Egy chipen 6 db 480 bites sorbakapcsolt CCD schift regiszter van, 48 bitenként ismétlődő frissítéssel. Cellaméret: $1340 \mu\text{m}^2/\text{bit}$, de a teljes tároláshoz használt aktív terület csupán $770 \times 2300 \mu\text{m}^2 = 1,8 \text{ mm}^2$. Az egész memóriát egy $8,9 \times 11,4 \text{ cm}$ -es lapra szerelték fel a kisegítő áramkörökkel együtt, ami a többi IBM memóriakártyával csereszabatos. Kapcsolófrekvencia 0,5 MHz.

A General Electrics-nél SCT-k felhasználásával elkészítették az első x—y címzésű ilyen típusú „Random Access Memory”-t.

A Bell Laboratorium-ban külön „Random Access” CCD memóriacsoportot hoztak létre és már sikerült is a kapcsolási frekvenciát néhányszor 100 MHz-re növelni, sőt remélik, hogy a jövőben a gigaherzes határt is sikerül átlépniük. Ugyanitt 500 elemes CCD analóg késleltető vonalat is építettek, 1—10 MHz sáv szélességgel.

A Texas Instruments cég 10 kHz-es 13 bites MOS BBD „transzverse” szűrővel jelent meg [11, 16].

Az első kereskedelemben kapható BBD eszköz az Amperex Electrics Co (Nort-American Philips) M 31 jelű 32 lépcsős analóg léptető tárolója, ára 10 \$.

A vidikonként való felhasználás kapcsán megjegyezzük, hogy a CTD-k a jövőben számítógépekben valószínűleg nemcsak mint önálló memóriák nyerhetnek majd alkalmazást, hanem a szintén rohamléptekkel fejlődő holográfia-memóriák részeként is.

A képtárolás folyamatát a CTD-ben elvileg meg is fordítható és így módon számkijelző berendezések épülhetnek. Ehhez azonban a szilícium helyett más félvezető anyagra lenne szükség és ilyen irányú kutatások egyelőre még nem ismeretesek.

Befejezésül egy lehetséges CTD memória szervezést ismertetünk [9]. Az ilyen memóriáknál 1 bit képzéséhez kevesebb, mint 10^{-12} joule energia szükséges, ami félvezetőknél eddig általában az alsó határnak számított. Ez az energia még tovább csökkenthető és elvileg elérheti a néhányszor 10^{-14} joulet is, tehát ebből a szempontból a CTD még a mágneses buborék memóriáknak is versenytársa. Ha egy félvezető lapocsán 10^4 bitet képezünk ki, ez 10^7 bit/sec sebességnél $20 \mu\text{W}/\text{bit}$, illetve 0,2 W az egész egységnél. Több ilyen „chip” nagy rendszerre szervezhető közös kapcsoló impulzusokkal. A rendszerből adott pillanatban mondjuk 10 „chip” dolgozik egyszerre, ez kb. 2 W teljesítményt igényel. Ugyanakkor az egységek

nagyobb része tároló üzemmódban hagyható és a frissítések elvégzése érdekében elegendő a töltést alacsonyabb frekvenciával, pl. 10^4 Hz-el „körülhajtani”. Ehhez viszont 10^8 bitnél szintén csak 2 W teljesítményfelvétel szükséges.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a töltéstovábbító eszközök a félvezető technika rohamosan fejlődő új, rendkívül sokatígérő területe. Ez a felismerés az oka annak, hogy a legfrissebb értesülések szerint a hadiipar is igen nagy érdeklődést mutat ezen eszközök iránt. Az Egyesült Államok hadseregének mindhárom fegyverneménél folynak már az ilyen irányú munkálatok, a programban résztvevő vállalatokkal több jelentős szerződést kötöttek és a Hadtengerészet Elektronikai Intézete keretében (Navelex) közös koordináló szervet is létrehozta [16, 19].

IRODALOM

- [1] W. S. Boyle; G. E. Smith: Charge Coupled Semiconductor Devices; Bell Syst. Techn. J. 49 (1970) 587—593.
- [2] F. L. J. Sangster: Integrated MOS and bipolar analog lines using bucket-brigade capacitor storage; IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (1970) 74—75.
- [3] F. L. J. Sangster; K. Teer: Bucket-brigade electronics — new possibilities for delay, time-axis conversion and scanning; IEEE J. Solid-St. Circuits SC-4 (1969) 131—136.
- [4] F. L. J. Sangster: Der „Eimerkettenspeicher”, ein Schieberegister für analoge Signale; Philips Techn. Rdsch. 31 (1970—71) 91—111.
- [5] L. Altmann: The new concept for memory and imaging: Charge coupling; Electronics June 21 (1971) 50—59.
- [6] W. S. Boyle; G. E. Smith: Charge coupled devices — A new approach to MIS device structures; IEEE Spectrum July (1971) 18—27.
- [7] W. E. Engeler; J. J. Tiemann; R. D. Baertsch: The surface-charge transistor; IEEE Trans. Electron Dev. ED-18 (1970) 1125—1136.
- [8] W. E. Engeler; J. J. Tiemann; R. D. Baertsch: A memory system based on surface-charge transport; IEEE J. Solid-St. Circuits SC-6 (1971) 306—313.
- [9] W. F. Kosonocky; J. E. Carnes: Charge-coupled digital circuits; IEEE J. Solid-St. Circuits SC-6 (1971) 314—322.
- [10] J. E. Carnes; W. F. Kosonocky; E. G. Ramberg: Drift-aiding fringing fields in CCDs; IEEE J. Solid-St. Circuits SC-6 (1971) 332—326.
- [11] Electronics February 28, 1972.
- [12] W. E. Engeler; J. J. Tiemann; R. D. Baertsch: Surface charge transport in silicon; Appl. Phys. Letts. 17 (1970) 469—472.
- [13] R. D. Baertsch; W. E. Engeler; J. J. Tiemann: The pluses and minuses of charge transport device; Electronics de. 6. (1971) 86—91.
- [14] M. F. Tompsett; G. F. Amelio, et. al.: Charge-coupled imaging devices; Experimental results; IEEE Trans. Electron Dev. ED-18 (1971) 992—996.
- [15] M. P. Tompsett: A simple charge regenerator for use with charge-transfer devices and the desing of functional logic arrays; IEEE J. Solid-St. Circuits SC-7 (1972) 237—242.
- [16] Electronics May 22, (1972) 29.
- [17] F. L. J. Sangster: Integrierter Eimerkettenspeicher mit MOS-Tetroden; Philips Tech. Rdsch. 31 (1970—71) 270.
- [18] Bell Labs. Record, April (1971) 128.
- [19] Electronics October 9. (1972) 81.
- [20] W. S. Boyle: New approaches to Metal-Insulator-Semiconductor device structures; Proc. Int. Conf. on Phys. Chem. Cemic. Heterojunctions and Layer Structures (Ed.: G. Szigeti), Akadémiai Kiadó, Budapest (1971) vol. 5. 27—37 old.
- [21] G. F. Amelio; M. F. Tompsett; G. E. Smith: Experimental Verification of the charge coupled device concept; Bell Syst. Techn. J. 49 (1970) 593—600.
- [22] M. F. Tompsett; G. F. Amelio; G. E. Smith: Charge coupled 8-bit shift register; Appl. Phys. Letts. 17 (1970) 111—115.

- [23] Bell Labs. Record. June/July (1970) 188–189.
- [24] L. Altman: New MOS technique points way to junctionless devices; Electronics May 11 (1970) 112–118.
- [25] R. J. Strain; H. L. Schryer: A nonlinear diffusion analysis of charge-coupled device transfer; Bell Syst. Techn. J. 50 (1971) 1721–1740.
- [26] R. J. Strain: Power and surface states loss analysis of charge-coupled devices; IEEE El. Devices Meeting, Washington D. C. Oct. 1970.
- [27] T. S. Jayadevaiah; J. Laur: Simple model for charge-coupled devices; Electronics Letters 7 (1971) 751–753.
- [28] T. S. Jayadevaiah; J. Laur: A theory of charge-coupled devices (megjelenés alatt).
- [29] C. K. Kim; M. Lenzlinger: Charge transfer in charge-coupled devices; J. Appl. Phys. 42 (1971) 3586–3594.
- [30] E. A. Fetisov; V. N. Hitrov: Perenosz zarjada dvizsuscejszja potencialnoj jamoj; IV. Vszeszojuznoe szovescsanie po elektronnum javlenijam na poverhnosztii poluprovodnikov.
- [31] W. B. Joyce; W. J. Bertram: Linearized dispersion relation and Green's function for discrete-charge-transfer devices with incomplete transfer; Bell. Syst. Techn. J. 50 (1971) 1741–1759.
- [32] C. N. Berglund; H. J. Boll: Performance limits of bucket brigade shift registers; IEEE El. Dev. Meeting, Washington D. C. Oct. 1970.
- [33] G. F. Amelio; W. J. Bertram; M. F. Tompsett: Charge-coupled imaging devices: Design considerations; IEEE Trans. Electron Dev. ED-18 (1971) 986–992.
- [34] P. K. Weimer; M. G. Kovac: Shift-scanned image sensors based of charge transfer by the bucket-brigade method; IEEE Trans. Electron Dev. ED-18 (1971) 996–1003.
- [35] K. K. Thornber: Incomplete charge transfer in IGFET bucketbrigade shift registers; IEEE Trans. Electron Dev. ED-18 (1971) 941–950.
- [36] M. F. Tompsett: The quantitative effects of interface states on the performance of charge-coupled devices; IEEE Trans. Electron Dev. (megjelenés alatt).
- [37] C. N. Berglund; R. J. Strain: Fabrication and performance of charge-transfer dynamic shift-registers; Bell System Techn. J. 51 (1972) 655–703.
- [38] G. F. Amelie: Computer modeling of charge-coupled device characteristics; Bell System Techn. J. 51 (1972) 705–730.
- [39] L. Altman: Bucket brigade devices pass from principle to prototype.
- L. Boonstra; F. L. J. Sangster: Analog functions fit neatly onto charge transport chips.
- M. C. Kovac, et. al.: Solid state imaging emerges from charge transport; „Special Report”, Electronics February 28 (1972) 62–77.
- [40] C. N. Berglund; H. J. Boll: Performance limitations of IGFET bucket brigade shift registers; IEEE Trans. Electron Dev. ED-19 (1972) 852–860.
- [41] J. E. Carnes; W. F. Kosonocky: Noise source in charge coupled devices; RCA Rev. 33 (1972) 327–343.
- [42] J. E. Carnes; W. F. Kosonocky; E. G. Ramberg: Free charge transfer in charge-coupled device; IEEE Trans. Electron Dev. ED-19 (1972) 798–808.
- [43] P. P. Gelberger; C. A. T. Salama: A uniphase charge-coupled device; Proc. IEEE 60 (1972) 721–722.
- [44] D. F. Barble: Noise and distortion considerations in CCDs; Electronics Letts. 8 (1972) 207–208.
- [45] D. D. Buss; W. H. Bailey; D. R. Collins: Matched filtering using tapped bucket brigade lines; Electronics Letts. 8 (1972) 106–107.
- [46] W. J. Butler; M. B. Barron; C. M. Puckette: Bucket brigade bandwidth characteristics; Electronics Letts. 8 (1972) 449–450.
- [47] D. R. Collins; W. H. Bailey, stb.: Charge-coupled-device analogue matched filters; Electronics Letts. 8 (1972) 328–329.
- [48] C. A. T. Salama: Two-phase MNOS charge-coupled-device Electronics Letts. 8 (1972) 21–22.
- [49] C. N. Berglund, stb.: Two-phase stepped oxide CCD shift register using undercut isolation; Appl. Phys. Lett. 20 (1972) 413–414.
- [50] J. E. Carnes; W. F. Kosonocky: Fast-interface-state Losses in charge-coupled-devices; Appl. Phys. Lett. 20 (1972) 261–263.
- [51] C. Kim; E. H. Snow: p-channel charge-coupled-devices with resistive gate structure; Appl. Phys. Lett. 20 (1972) 514–516.
- [52] R. H. Walden, stb.: The buried-channel CCD; Bell System Techn. J. 51 (1972) 1635–1640.
- [53] R. J. Strain: Properties of an idealized travelling wave CCD; IEEE Trans. Electron Dev. ED-19 (1972) 1119–1130.
- [54] J. McKenna; N. L. Schryer: On the accuracy of the depletion layer approximation for charge-coupled-devices; Bell System Techn. J. 51 (1972) 1471–1485.

SZEMLE

Az A/S Norsk Data-Elektronik rövid idővel ezelőtt még a szakemberek előtt is ismeretlen cég volt. Az 5 éve alakult vállalat csupán most hallat magáról. A cég 90 fős fiatal gárdája kifejlesztette a modern NORDIC számítógép-rendszert és ezzel az amerikai konkurens konszernnel szemben megnyerte a norvég Meteorológiai Intézet pályázatát. A megrendelések értéke 1 millió dollár. A rendszer négy önálló, de integrált számítógépből áll. Ezek közül három a NORD-típusú berendezés, míg a rendszer negyedik tagja a NORD-5, új fejlesztésű speciális számítógép.

A vállalat alakulása óta már 76 NORD-1 számítógépet gyártott, amelyeket elsősorban a hajózásban és az iparban alkalmaznak (pl.: Norsk A/S Philips és A/S Norsk Elektrisk Brown and Boveri).

A vállalat további termékei a NORD-20 és a NORD-10 kismámítógép, ezeket a NORD-1-ből fejlesztették tovább és a következő évben kerülnek piacra. A vállalat kedvező lehetőségeket lát azokon a területeken, melyekről nagy konszernnek gyakran lemondanak, ti. a megrendelő kívánságainak megfelelő ajánlatok tételében. A cég szakemberei ezt így fogalmazzák: „A hagyományos számítógépgyártóknak a vevők mindig felteszik a kérdést, kielégítik-e az ajánlott specifikációk az igényeimet? A mi esetünkben a vevő közli a kívánt specifikációkat és megkapja.”

A norvég elektronikai ipar úgy látszik, a speciális igények minőségi kielégítésére törekszik. (Angewandte Informatik, 1973. 2. szám.)

A Plan Calcul által előirányzott összegek harmadik felhasználási területe speciális akciókat takar, melyek az adatfeldolgozás felhasználását támogatják mind az állami, mind a magánszektorban, ott, ahol úgy érzik, nem használták ki a lehetőségeket. Ezeket az összegeket oktatási tervzetek finanszírozására és a közigazgatás számára folyó szakemberképzésre fordítják. 1973-ban az e célra rendelkezésre álló összeg 12 millió francia frank.

1973-ban újonnan finanszírozandó területként jön számításba a nagyszámítógép-rendszerek fejlesztése, melyre 4 millió francia frankot irányoztak elő. Ez egybevág a francia kormány céljával, mely szerint nagy volumenű adatok feldolgozására alkalmas rendszerek fejlesztésére van szükség.

Az 1973-as költségvetés második legnagyobb tétele — 29 millió francia frank — az alkatrészek gyártásának és integrált áramköri memóriák fejlesztésének támogatását jelzi. 1971 óta a félvezetők fő gyártója a Sescosem és az RTS cég, ők a Thomson—CSF és a KETI kutatási tevékenységének támogatását is élvezik.

További összeget — 1 millió francia frankot — európai marketing tevékenységekre tettek félre, s 3 millió francia frankot állítottak be a Számítástechnikai Kutatási Bizottság által adott kutatási megbízások finanszírozására. Mindezek együttesen teszik ki a 225 millió francia frankos 1973-as költségvetést. (KGM—MTTI információ.)

Logikai áramkörök zavarérzékenysége

ETO 621.391.823:681.325.65

Az első monolitikus integrált áramkörök 1961-ben jelentek meg. Azóta számos komplex, nagysebességű elemekből álló logikai áramkörsaládot fejlesztettek ki. Ezek az áramkörök nagyteljesítményű elektronikus adatfeldolgozó rendszerek kialakítását tették és teszik lehetővé. Az elektronikus adatfeldolgozás a gazdasági és műszaki élet minden területén megjelent. Szembetűnő struktúraváltozás észlelhető a gépi folyamatszabályozás és a numerikus szerszámgépezés területén. Az adatfeldolgozó berendezések közvetlen kapcsolatba kerülnek a nagyteljesítményű ipari berendezésekkel.

A tisztán adatfeldolgozó berendezésekben a legfontosabb feladat a nagymennyiségű információ gyors feldolgozása, amelyhez nagysebességű, komplex áramkörökre van szükség. Ipari berendezések esetén a sebesség általában másodrangú kérdés, a tökéletes működés szempontjából elsőrangú problémává a zavarérzékenység lép elő.

A kizárólag információfeldolgozást végző berendezésekben általában csak az áramkörök tulajdonságaitól és a rendszer kialakításától függő, saját, belső zavarokkal kell számolni. Az ilyen jellegű zavarproblémák megfelelő nyomtatási, kábelezési elrendezéssel, szűréssel, árnyékolással és illesztéssel megoldhatók. A tárolt programmal működő rendszerekben nagyobb körületekintésre van szükség, mint a huzalozott logikájú rendszerekben, mert az előbbieken a belső állapotok és az azok közötti átmenetek száma lényegesen nagyobb és a zavarmentes működést az összes elképzelhető esetre nehéz előre ellenőrizni.

Külső zavarok elsősorban az ipari környezetben működő rendszerekben veszélyeztetik a hibátlan funkcionális működést. Szerszámgépek vezérlése, folyamatszabályozás, számítógépek perifériáinak működtetése esetén, távbeszélő központok kapcsoló szerelvényeivel való együttműködésakor az információt feldolgozó elektronika közelében levő motorok, mágnesek, jelfogók elektromos és mágneses úton zavarokat okozhatnak. Ilyen környezetben nagy zavartűrésű logikai áramköröket célszerű alkalmazni. Ilyen áramköröket korábban csak diszkrét vagy hibrid technikával készítették, az utóbbi években viszont integrált áramkörös kivitelben is megjelentek (pl. SGS H 100 sorozat [5], [6], Siemens FZ100 sorozat [8], Texas SN15000 sorozat [10]).

Az elterjedten használt TTL áramkörök zavarérzékenysége elméleti és tapasztalati úton megállapított előírások és ajánlások betartásával növelhető. Ilyen módon a belső zavarok kiküszöbölhetők és bizonyos mértékben a külső zavarok ellen is lehet védekezni. Erősen zajos környezetben a már említett nagy zavartűrésű áramköröket kell alkalmazni, melyek zavarérzékenysége külső elemek alkalmazásával tovább növelhető.

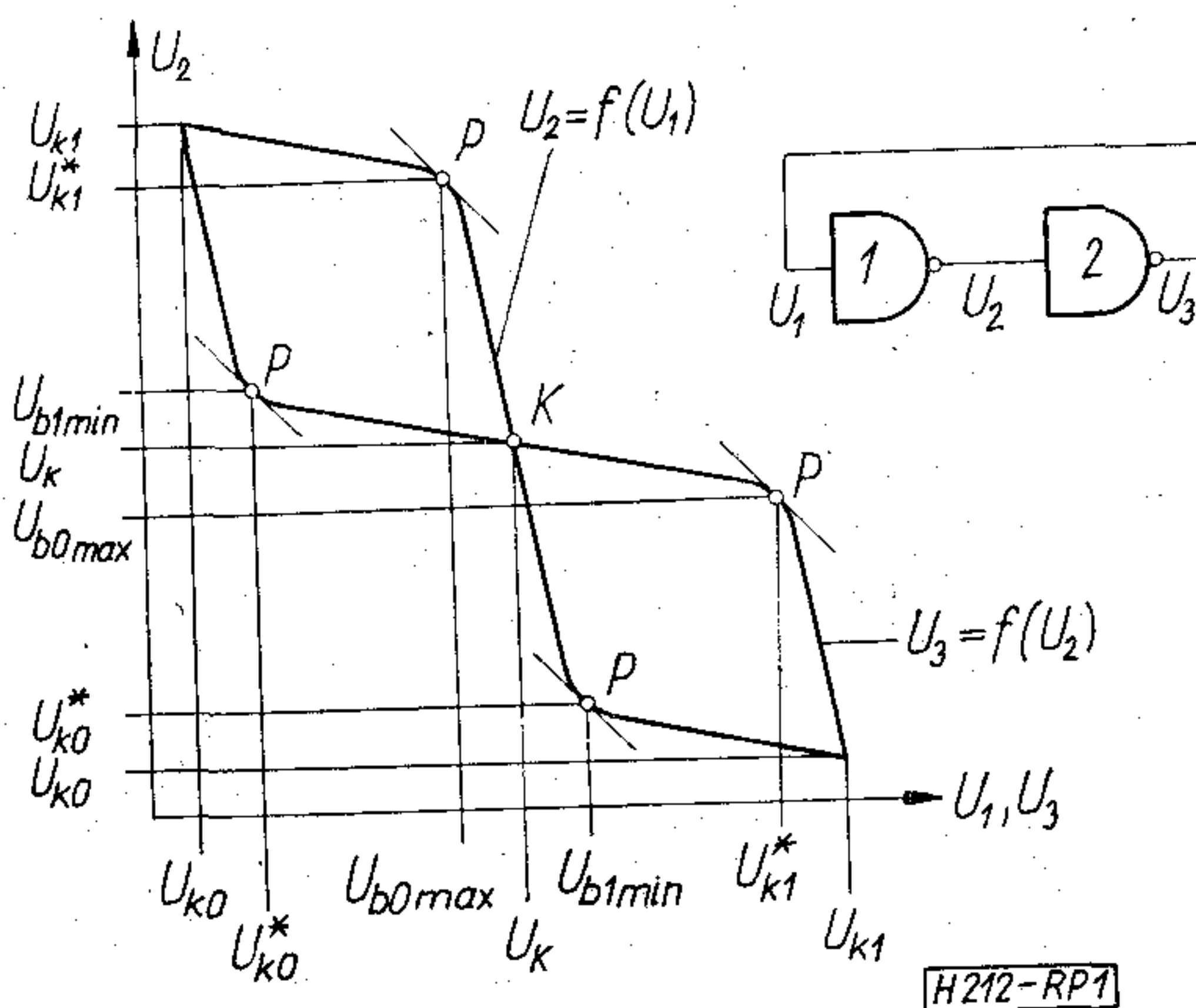
Az alapfogalmak, a zavarok forrásainak és hatásainak, a csökkentési lehetőségeknek az áttekintése után a TTL áramkörökkel kapcsolatos problémák, javaslatok kerülnek ismertetésre. A nagy zavartűrésű áramkörök bemutatására tipikus képviselőjűk, a H 100 sorozat tagjain keresztül kerül sor.

1. Sztatikus és dinamikus zavartűrés

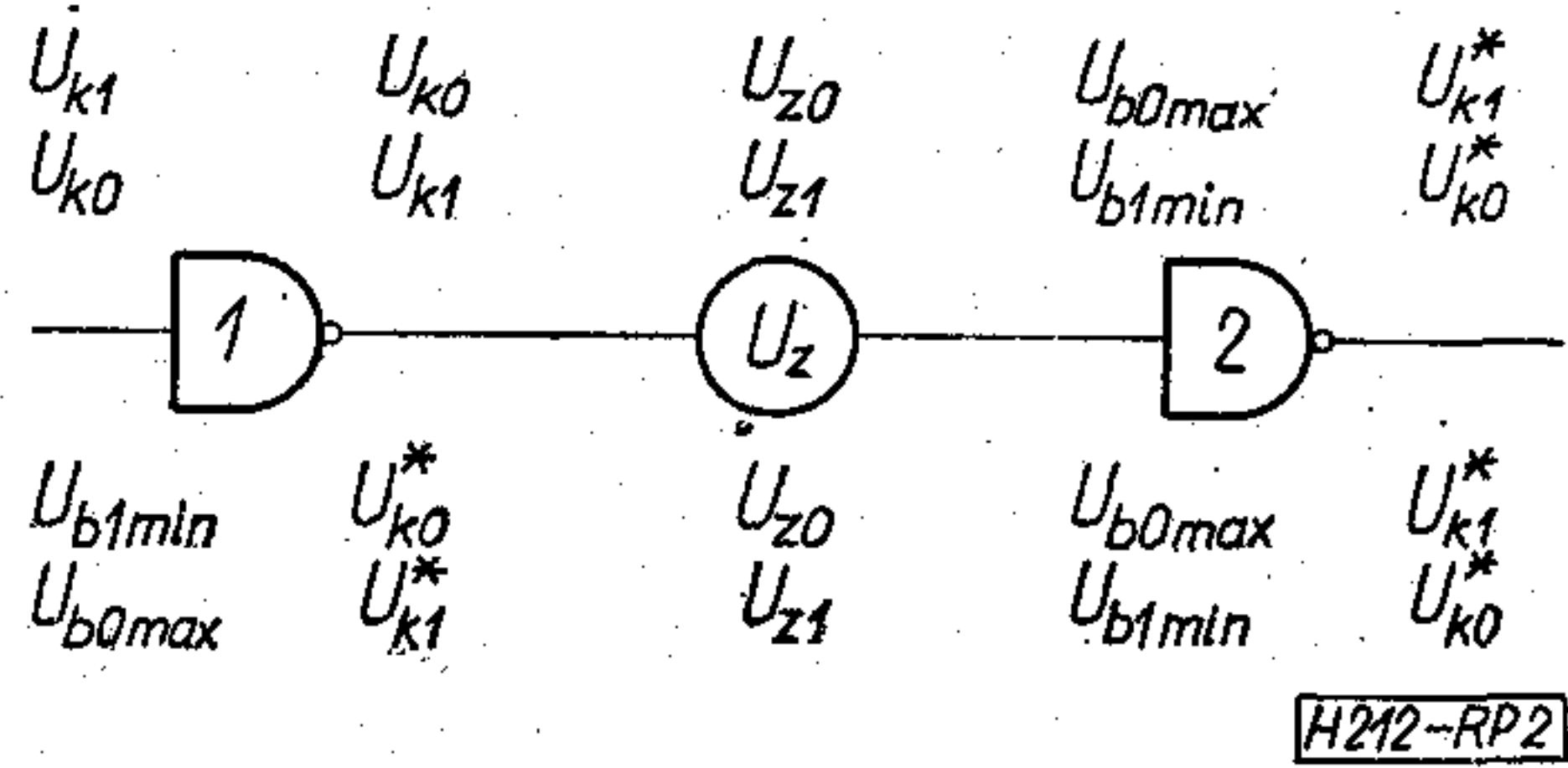
Logikai áramkörök esetén célszerű különbséget tenni a sztatikus és dinamikus zavartűrés között.

Sztatikus zavartűrés

Sztatikus zavaró jelek alatt az olyan zavaró jeleket értjük, melyek időtartama hosszabb, mint a logikai áramkörökben a jelek átlagos terjedési ideje (t_{pd}). A zavaró feszültség maximális amplitúdója, amely az áramkör logikai állapotát még nem változtatja meg, az átviteli függvény alapján határozható meg. Két sorbakapcsolt inverter átviteli függvénye az 1. ábrán látható. Az indexekben levő b és k betűk a be- és kimenetekre, az utánuk álló 0 és 1 pedig a logikai állapotra utal. Az átviteli függvény K metszéspontjához tartozó feszültséget küszöbfeszültségnek hívjuk. Ebben a pontban egy kapu be- és kimeneti feszültsége egyenlő. A P -vel jelölt pontokban az átviteli függvény érintőjének iránytangense -1 . A P és K pontok közötti szakaszokon a kapuk erősítenek, itt a ki- és bemeneti feszültségváltozások hányadosa $|\Delta U_k / \Delta U_b| > 1$. A P pontok és az átviteli függvény csúspontjai közötti szakaszokon $|\Delta U_k / \Delta U_b| < 1$, így ebben a tartományban a kimeneti változás kisebb, mint a bemeneti zavaró jel amplitúdója, tehát a zavaró jel a sorbakapcsolt kapukon lecsillapodik. Az 1. ábra alapján meghatározható a 2. ábra szerint ható zavaró jel (U_z) maximális amplitúdója, ami a



1. ábra



2. ábra

garantált kimeneti jel és a szükséges bemeneti jel közötti minimális távolság. Értéke logikai 0 és 1 állapotban:

$$U_{z0} = U_{b0max} - U_{k0}, \quad (1)$$

$$U_{z1} = U_{k1} - U_{b1min}. \quad (2)$$

Az idevonatkozó feszültségértékek láthatók a 2. ábra felső két sorában.

Ha az 1. kapu bemenetére is zavart kapu kimeneti jele került (2. ábra, alsó két sor), úgy, hogy az legfeljebb a P pontig romlott el, akkor a zavartűrés:

$$U_{z0} = U_{b0max} - U_{k0}^*, \quad (3)$$

$$U_{z1} = U_{k1}^* - U_{b1min}. \quad (4)$$

Ekkora zavaró jel sorbakapcsolt kapuk esetén az összes összekötő vezetéken egyidejűleg felléphet.

U_{k1} és U_{k1}^* és ezzel együtt U_{z1} is általában függ a tápfeszültségtől is. A kapuk közötti ágba elhelyezett dióda vagy ellenállás az azon eső feszültséggel csökkenti a sztatikus zavartűrést.

Dinamikus zavartűrés

Dinamikus zavarérzékenység esetén a t_{pd} időtartamnál rövidebb zavaró jelek hatását vizsgáljuk. A zavaró impulzusok időtartamának (T_z) csökkenése esetén az amplitúdó növekedhet. A dinamikus zavartűrés jellemzésére jól használható az amplitúdó-időtartam szorzat:

$$\Phi_z = U_z T_z. \quad (5)$$

Sztatikus jelek esetén a döntés amplitúdó alapon, dinamikus jelek esetén a döntés amplitúdó és idő alapon történik.

Áramkörsaládok összehasonlítása

Az 1. táblázat és a 3. ábra összehasonlítás céljából feltünteteti a fontosabb áramkörsaládok sztatikus és

1. táblázat

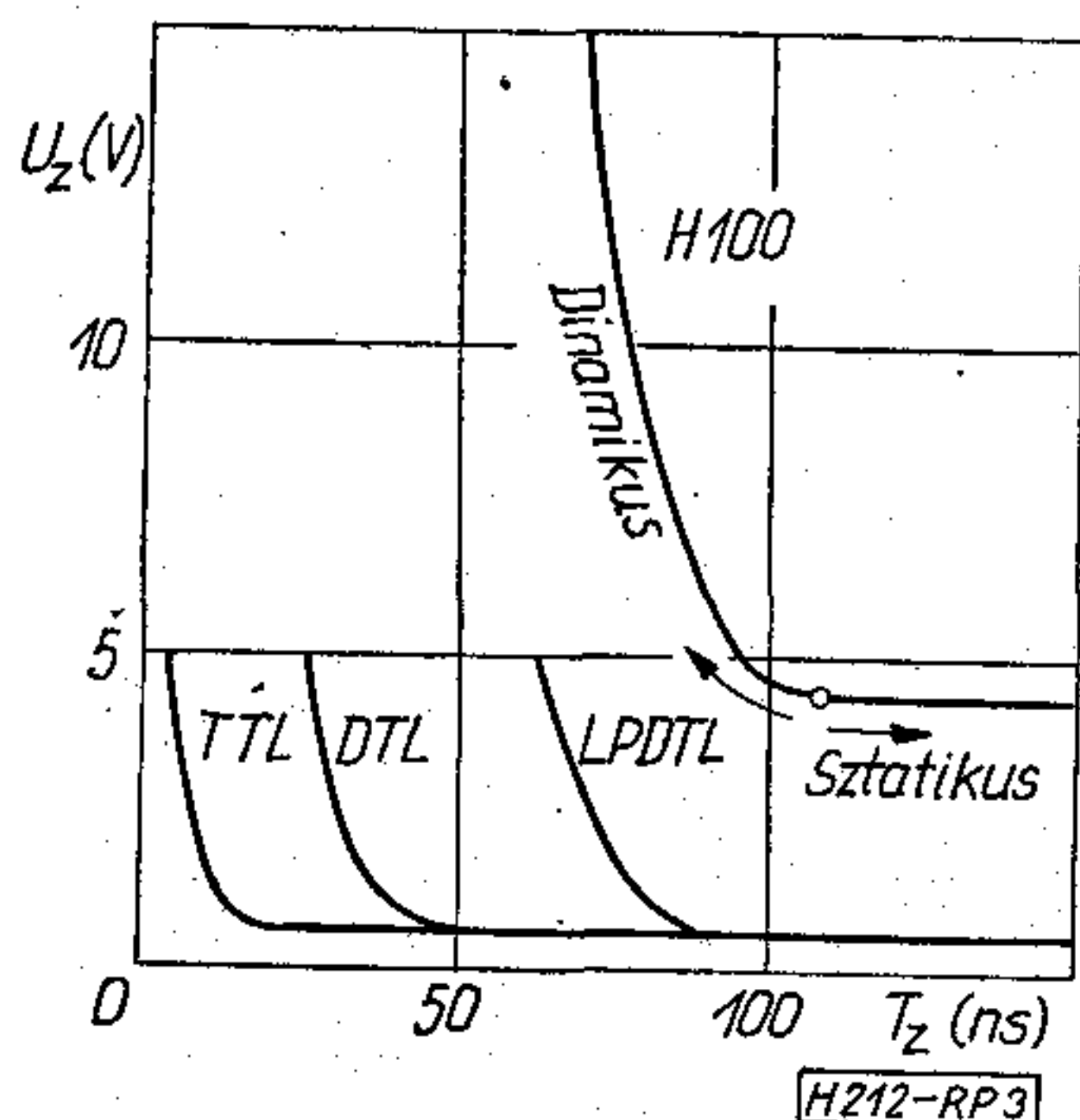
Áramkörsalád	Tápfesz.	Sztat. zavartűrés (legrosszabb eset)	Átlagos t_{pd}	Küszöbfeszültség U_K	Tip. fan-out	Átl. veszt. telj. kapunként
RTL	3 V	0,15 V	20 ns	0,7 V	5	12 mW
DTL	5 V	0,4 V	25 ns	1,4 V	10	8 mW
LPDTL	5 V	0,4 V	80 ns	1,4 V	10	1 mW
TTL	5 V	0,4 V	8 ns	1,4 V	10	12 mW
ECL	+5 V -2 V	0,1 V	1 ns	0,3 V	25	70 mW
MOS	-27 V -13 V	1,5–3 V	0,1–0,5 μ s	2,5–5 V	1–10	0,1–2 mW
H100	10,8–20 V	4,5 V	100 ns	7 V	25	36 mW

dinamikus zavartűrését. Az 1. táblázat a jobb összehasonlítás érdekében néhány fontosabb más elektromos paramétert is tartalmaz. A táblázat is szemlélteti, hogy a nagyobb zavarérzékenység érdekében magasabb küszöbfeszültségre és hosszabb

terjedési időre van szükség. A küszöbfeszültség növelése magasabb tápfeszültség alkalmazását teszi szükségessé.

2. A zavarok okai és csökkentésük

Zavarok alatt itt a szó legtágabb értelmében a digitális jelnek az adott áramkörrel megvalósítható ideális jelalaktól való eltorzulását vagy eltorzítását értjük. Az ideális jelalaktól való eltérésnek számos oka lehet. Belső és külső zavarok vezethetnek a digitális jelek eltorzításához, meghamisításához. A belső zavarok az alkalmazott áramkörök tulajdonságaiból, elrendezésükből, a nyomtatás és kábelezés kialakításából következnek. Belső zavarokat okozhat a vezetékek közötti kapacitív, induktív és galvanikus csatolás, a szórt impedanciák következtében fellépő jel-torzulás, a reflexió vagy például a totem-pole kimenetek átkapcsolásakor keletkező áramlökések. Ezeknek



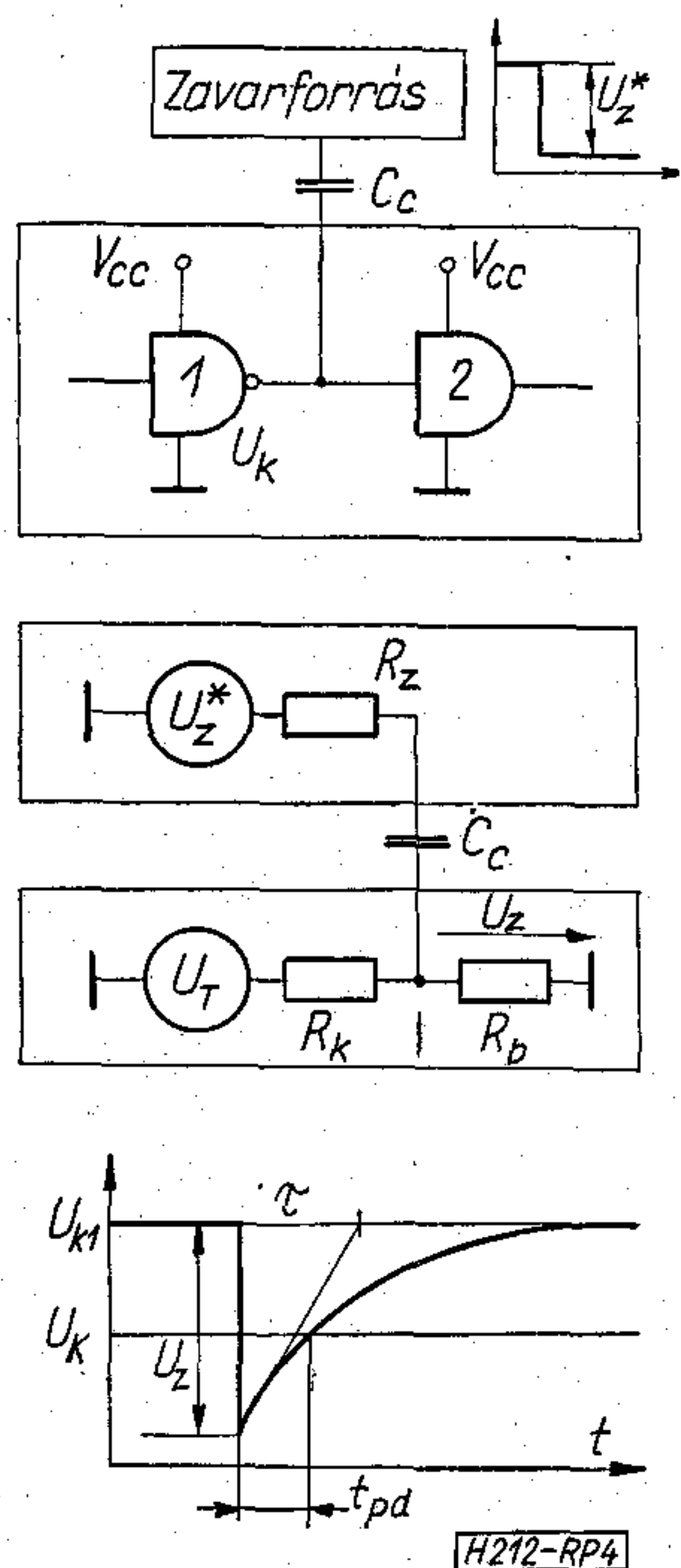
3. ábra

a zavaroknak a hatása növekszik a meredek fel- és lefutási élek, azaz a gyors feszültség- és áramváltozások következtében. A zavarok kellő pontossággal előre meghatározhatók és a tervezésnél figyelembe vehetők. A külső eredetű zavarok a logikai áramkörök környezetében működő nagyteljesítményű áramkörökből jutnak a digitális berendezésbe. A kisugárzott zavaró energia kapacitív vagy induktív csatolás útján jut közvetlenül a berendezésbe, vagy pedig vezetés útján, a hálózati tápegységen vagy a perifériákkal kapcsolatban levő hosszú vezetékeken keresztül. Belső zavarok ellen általában az elrendezés, nyomtatás és kábelezés megfelelő kialakításával, reflexiómentes illesztésekkel lehet védekezni, a külső zavarok hatása pedig árnyékolással és nagy zavar-tűrőssé logikák alkalmazásával küszöbölhető ki.

Az alábbiakban felsorolásra kerülnek a zavarok típusai és a csökkentési lehetőségek.

Kapacitív csatolás

Kapacitív csatolás jöhet létre a nyomtatott áramkörü lapon vagy a kábelkötegekben párhuzamosan haladó vezetékek között. A zavarforrás a C_c csatoló kapacitáson keresztül juttat zavaró jelet például a



4. ábra

4a ábrán látható két kapu közötti összekötő vezetékre. A C_c csatoló kapacitás megengedett maximális értéke az alábbiak szerint határozható meg. A kedvezőtlenebb esetben az 1. kapu kimenetén logikai 1 érték van jelen (logikai 0 esetén kedvezőbb a helyzet a kis kimenő impedancia miatt). A 4b ábrán látható helyettesítő kapcsolás alapján meghatározható a zavaró jel maximális amplitúdója, feltételezve, hogy a zavaró jel ugrásfeszültség és $R_k \ll R_b$. Ekkor

$$U_z = U_z^* \frac{R_k}{R_z + R_k} \quad (6)$$

A csatoló kapacitás töltési időállandója

$$\tau = (R_k + R_z)C_c \quad (7)$$

A 2. kapu kimenetén hamis jel jelenik meg, ha a bemeneti jel legalább t_{pd} ideig az U_K küszöbfeszültség alá esik. Exponenciális görbe szerinti töltést feltételezve ekkor

$$\ln \frac{U_z}{U_{k1} - U_k} = \frac{t_{pd}}{\tau} \quad (8)$$

A (7) és (8) egyenletek alapján

$$C_{c \max} = \frac{t_{pd}}{(R_z + R_k) \ln \frac{U_z}{U_{k1} - U_k}} \quad (9)$$

A gyakorlatban kedvezőbb a helyzet, mivel a zavaró impulzus nem végtelenül meredek.

A kapacitív csatolás ellen rövid, egymástól távol fekvő vagy árnyékolt vezetékekkel lehet védekezni. A digitális jelek vezetékeit távol kell elhelyezni az olyan vezetékektől, amelyekben nagy feszültségugrások jöhetnek létre (pl. Nixie meghajtóvezeték). Az árnyékolásnak, koaxiális kábelek alkalmazásának hátránya is van, a költségeken, bonyolultabb szerelésen kívül a meghajtó fokozat számára többlet kapacitív terhelést is jelentenek.

Induktív csatolás

Zavart okozhat a párhuzamos vezetékek közötti induktív csatolás is. A kapacitív és induktív csatolás csak akkor tárgyalható szétválasztva, ha a vezetéken a terjedési idő sokkal kisebb, mint a digitális jelek fel- és lefutási ideje és így a vezeték teljes hosszában a potenciál gyakorlatilag egyidejűleg változik. Ilyen esetben az induktív zavaró jel általában kisebb, mint a kapacitív. Nagysága:

$$u_z(t) = -M \frac{di_z^*(t)}{dt} = -k \sqrt{L_1 L_2} \frac{di_z^*(t)}{dt} \quad (10)$$

A képletben $i_z^*(t)$ a zavart okozó vezetékben folyó áram, M a kölcsönös induktivitás, k a csatolási tényező, L_1 és L_2 a vezetékek induktivitásai. Cél a kis k , L_1 és L_2 értékek megvalósítása, amely rövid, egymástól távol fekvő vezetékekkel, koaxiális vagy sodrott érpárokkal érhető el.

Galvanikus csatolás

Ha a zavaró és a zavart rendszer árama azonos ágon halad keresztül, akkor az ág közös ohmos és induktív komponense csatolást eredményezhet. Az ohmos komponens általában elhanyagolható, a csatolást általában az induktív komponens okozza. Egy logikai rendszeren belül a közös utat általában a tápáram- és földvezeték jelenti. Ezek induktivitásán a gyors áramváltozások feszültséglökéseket okoznak. Nagy és gyors áramváltozások jöhetnek létre logikai állapotváltozás esetén, a totem-pole kimenetek kapcsolásakor, szórt kapacitásoknak kis ohmos ellenálláson át való töltésekor.

Védekezés céljából jó földelési rendszert kell kialakítani. A nagyteljesítményű elemek, például jel-

zólámpák számára külön tápegységet célszerű alkalmazni, a nagy áramok számára gyűjtősíneket kell kiképezni. A nagy áramváltozások helyén a föld és a telep közé 10 nF–0,1 μ F értékű indukciószegény kondenzátorokat kell helyezni.

Jeláram torzulás

Az ideális jelalak eltorzul a jelvezeték melletti szórt impedanciák következtében. Különösen a szórt kapacitások töltése vezet jeltorzuláshoz és nagy áramlökésekhez.

Reflexió

Logikai áramköröknél a be- és kimenő ellenállás különbözik egymástól és különböző értékeket vesznek fel a logikai 0 és 1 állapotban. Így tökéletes reflexiómentes illesztésre nincs lehetőség. A nanoszekundumos impulzustechnikában hosszabb összekötő vonalakon a jelek terjedési idői és a kapcsolási idők azonos nagyságrendűek lehetnek, ezért a reflexió hatását figyelembe kell venni. A meghajtó fokozat kimenő ellenállása, a vonal hullámellenállása és a meghajtott fokozat bemeneti ellenállása között általában az alábbi viszony áll fenn:

$$R_k < Z_0 < R_b.$$

Ilyen impedanciaviszonyok mellett hosszú kábeleken olyan többszörös reflexió jöhet létre, amely rövid időre hamis logikai állapotot eredményezhet a meghajtott fokozat bemenetén.

A zavaró reflexiók rövid vezetékek alkalmazásával, illetve a következő pontokban ismertetésre kerülő áramköri megoldással kerülhetők el.

Külső zavarok

A külső zavarok is kapacitív vagy induktív csatolás, vagy pedig vezetés útján jutnak a digitális rendszerbe. Legfeljebb a védekezés módja más, mint a belső zavarok esetén. A közvetlenül sugárzott zavarok hatása árnyékolással csökkenthető, elektrosztatikus zavarok esetén alumínium burával, elektromágneses eredetű zavarok esetén pedig mágneses tulajdonságú árnyékoló lemezzel. Minden esetben teljes és jól földelt árnyékolásra van szükség, különben az árnyékolás ellenkező hatást is kiválthat és segítheti a zavaró jel csatolását.

Külső zavarok a tápáramellátás vezetékein keresztül is a digitális berendezésbe kerülhetnek. Az ilyen zavarokon a tápegység megfelelő szűrésével lehet segíteni.

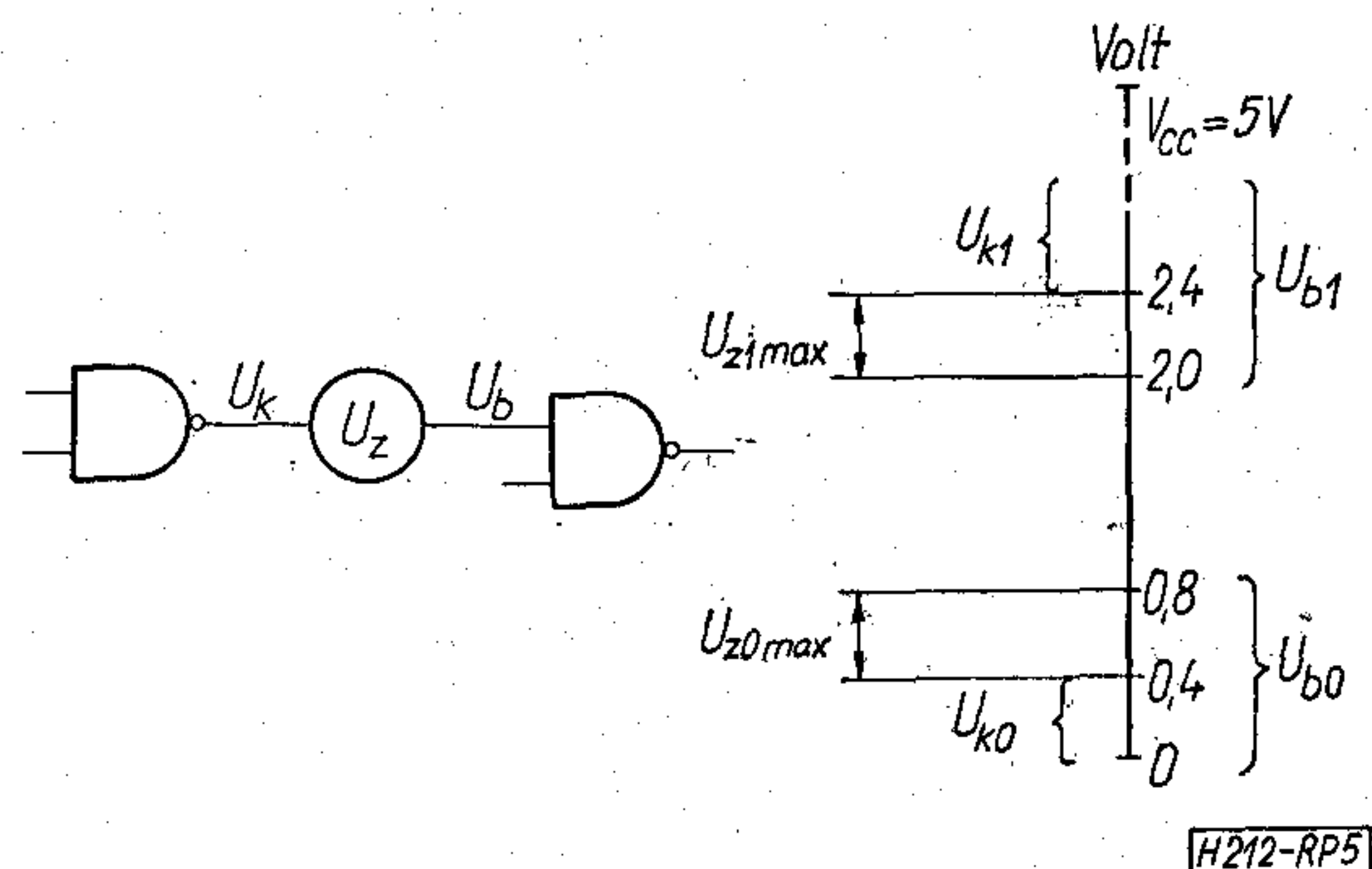
A külső zavarokat felfoghatják és a rendszerbe vezethetik azok a hosszú vezetékek is, amelyek a digitális berendezést a perifériáival, vagy más digitális berendezésekkel kötik össze. A hosszú vezetékeken az aszimmetrikus átvitel lényegesen zavarérzékenyebb, mint a szimmetrikus. Erős zavarok kiküszöbölésére jól alkalmazható az ellenütemű átvitel. A földpotenciálhoz viszonyított információt aktív meghajtó fokozattal vagy transzformátorral ellenütemű jellé kell alakítani, majd a sodrott érpáron átvitt jelet a vételi oldalon vissza kell alakítani. Esetleges zavarok esetén a két éren érkező jel különbsége azonos marad. A szimmetrikus átvitel különö-

sen alacsony szintű logikák (TTL, DTL) alkalmazása esetén előnyös. Nagy zavartűrésű áramkörök esetén majdnem mindig alkalmazható a lényegesen egyszerűbb aszimmetrikus átvitel is, a lényegesen nagyobb amplitúdók és t_{pd} idők következtében.

3. TTL áramkörök zavartűrése

Ez a pont az elterjedten használt Texas SN74 sorozat legfontosabb zavarérzékenységi kérdéseire tér ki.

Két sorbakapcsolt kapu közötti zavaró jel megengedett amplitúdója az 5. ábráról olvasható le. A függőleges vonal bal oldalán a garantált kimenő



5. ábra

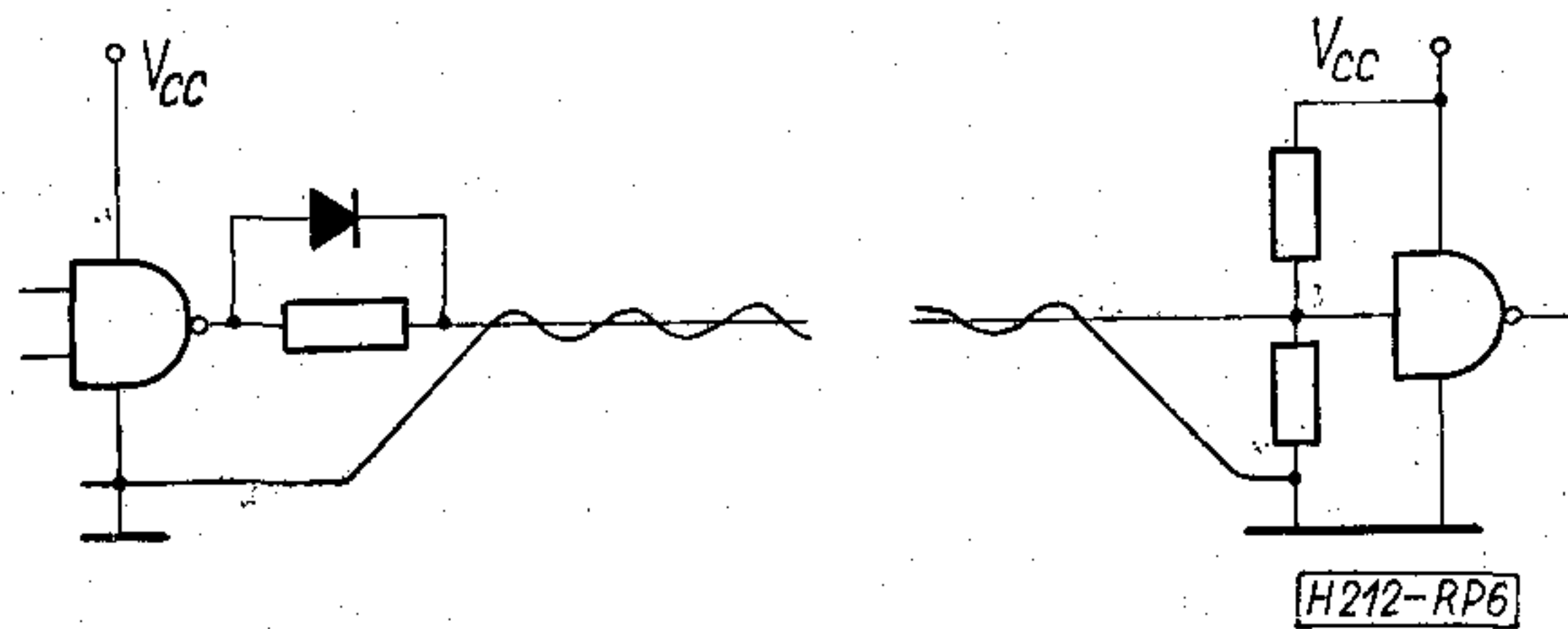
feszültségek tartománya, a jobb oldalán a megengedett bemeneti feszültségek tartománya található. A maximális zavartűrést az összetartozó be- és kimeneti feszültségpárok minimális távolsága adja meg, amely az ábra alapján logikai 0 és 1 állapotban is

$$U_{z0} = U_{z1} = 0,4 \text{ V.}$$

Ekkora zavartűrést adnak meg a katalógusok a legkedvezőtlenebb terhelési, hőmérsékleti viszonyok és tápfeszültségértékek mellett. A gyakorlatban ennél sokkal jobb a helyzet, kb. 1 V-os zavaró jelek engedhetők meg, a kimenet állapotának meghamisítása nélkül, és ez az érték is növekedhet 10 ns-nál rövidebb zavaró impulzusok esetén (dinamikus tartomány).

A TTL áramkörökből kialakított berendezésekben a zavarhoz, illetve a zavartűrés csökkenéséhez általában a nagysebességű feszültség és áramváltozások miatt a föld és tápáram vezetékeken létrejövő galvanikus csatolások, a hosszabb párhuzamosan futó összeköttetések miatti áthallások és a reflektált jelek vezetnek. A gyors és nagy áramváltozások okai az alábbiak lehetnek: egyes elemek áramfelvétele változik a logikai állapot változásával, a totem-pole kimenetek mindkét tranzisztora az átkapcsolás pillanatában rövid időre nyitott állapotban van, ami rövid áramlökést eredményez, de a legnagyobb áramváltozásokat a szórt kapacitások töltése és kisülése okozza.

A zavarok elkerülése érdekében jó földelési rendszert kell kialakítani. Az egyes kártyákon célszerű nagy földelési felületeket képezni, jó lenne, ha a kártya egyik nyomtatási oldala föld lehetne. A kár-



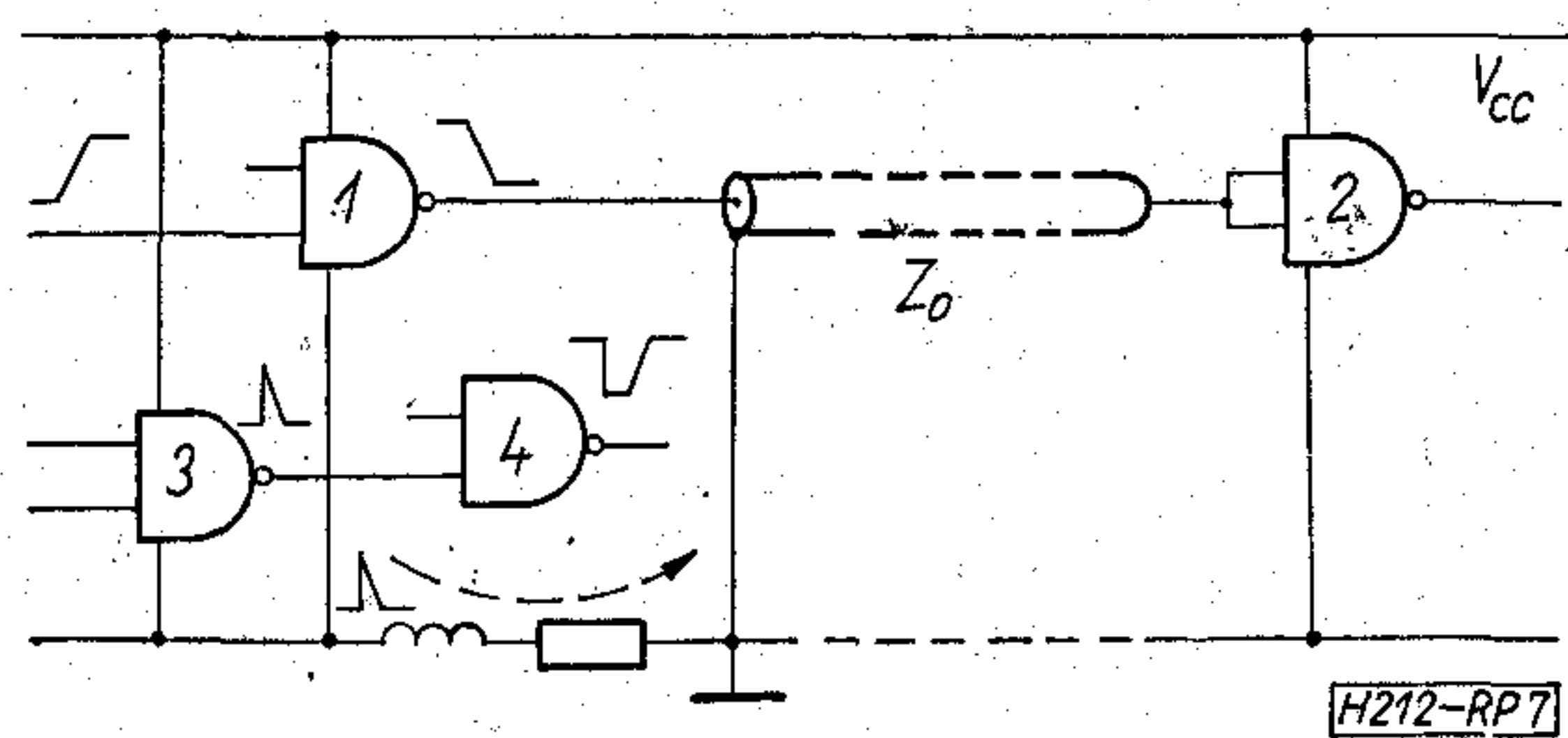
6. ábra

tyák földjét megfelelő síneken kell a telep földjéhez vezetni, és jó ha a sínek és a berendezés váza egységes földrendszert képvisel.

A tápáram vezetékein létrejövő feszültséglökések megakadályozása érdekében célszerű az alábbi ajánlásokat betartani: szinkron működésű kapunként $0,01 \mu\text{F}$, a többi kapu esetében kb. 20 kapunként $0,1 \mu\text{F}$ értékű rádiófrekvenciás kondenzátort kell kötni a föld és telepvezeték közé. Ezenkívül hatásos lehet kártyánként $10\text{--}50 \mu\text{F}$ -os kondenzátor alkalmazása és a kártya telepvezetékét $2 \mu\text{H}$ értékű induktivitáson át kapcsolni a közös telepsínhez.

A kártyák összkábelezésénél kb. 30 cm-es vezeték minden megkötés nélkül alkalmazhatók. A 30–60 cm közé eső vezetékeket célszerű földelt felület mellett vezetni. Hosszabb vezetékek esetén a reflexió és a zavaró csatolások hatása sodrott érpár vagy koaxiális kábel alkalmazásával kerülhető el. Az áthallás, a meghajtó fokozattal szemben támasztott áramigény és a reflexió szempontjából jó kompromisszumot jelent a kb. 100 ohmos hullámellenállású vezeték alkalmazása. Sodrott érpár esetén ez kb. 30 csavarás/métert jelent. A kapuk kis dinamikus kimenő ellenállása és nagy bemenő ellenállása miatt az impedanciák illesztése javítható a meghajtó kapunál elhelyezett ellenállással és diódával (6. ábra), vagy a meghajtott kapunál levő osztóval. A vonalat meghajtó és a vevő kapu föld és telep pontja közé tanácsos $0,1 \mu\text{F}$ -os kondenzátort elhelyezni. Az érpár földvezetéke, a kapu földpontja és a szűrőkondenzátor azonos ponton földelendő össze. A meghajtó kapu kimenetéről nem célszerű más kapuk bemenetére is csatlakozni, mert a reflektált jelek miatt ott hamis logikai érték jelenhet meg, illetve a kapuk bemenetén csökken a zavartűrés. Tárolók, hosszú vonalak meghajtására közvetlenül nem alkalmasak, mert a reflektált jel a kollektoron keresztül visszahat a tárolóra.

A rossz földvisszavezetés miatti zavarra mutat példát a 7. ábra. A TTL áramkörök esetén, ha az 1. és 2. kaput összekötő kábel hullámellenállása $Z_0=50 \Omega$, akkor az átkapcsolás pillanatában kb.



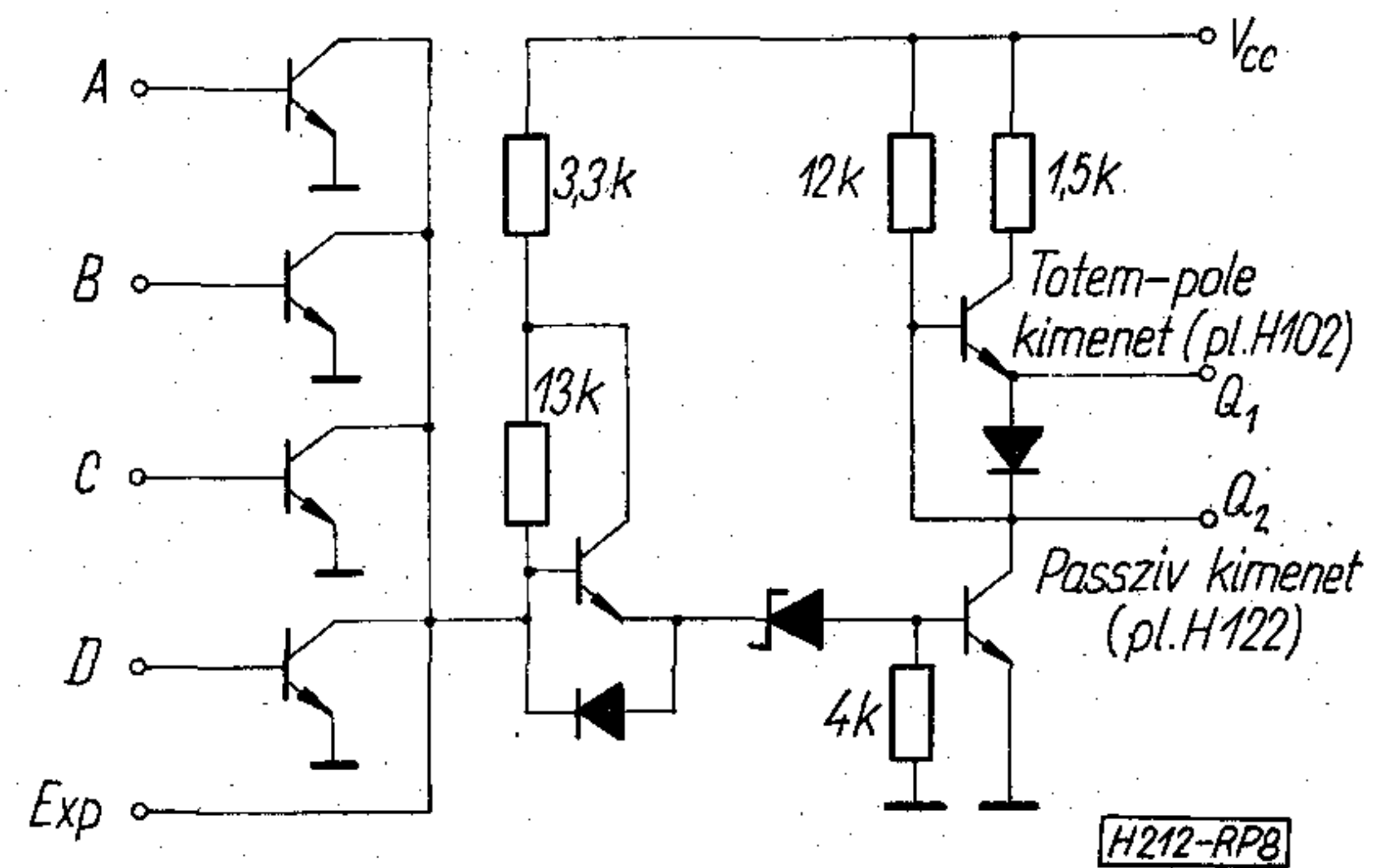
7. ábra

50 mA áram fog folyni, amely a nem megfelelő földvisszavezetésen keresztül a 3. majd a 4. kapu kimenetén hamis jelet eredményez.

4. Nagy zavartűrésű áramkörök

Ma már monolitikus integrált áramkörös kivitelben is léteznek nagy zavartűrésű logikai áramkörök. Ilyenek a már említett Texas SN15000, az SGS H 100 és a Siemens FZ100 sorozat tagjai. A nagyobb sztatikus zavartűrést a küszöbfeszültség és a logikai szintek nagyobb távolsága biztosítja, a dinamikus zavartűrés növekedéséhez pedig a hosszabb t_{pd} is hozzájárul.

Tipikus, széles körben alkalmazható nagy zavartűrésű áramkörök a H 100 sorozat tagjai. A sorozat



8. ábra

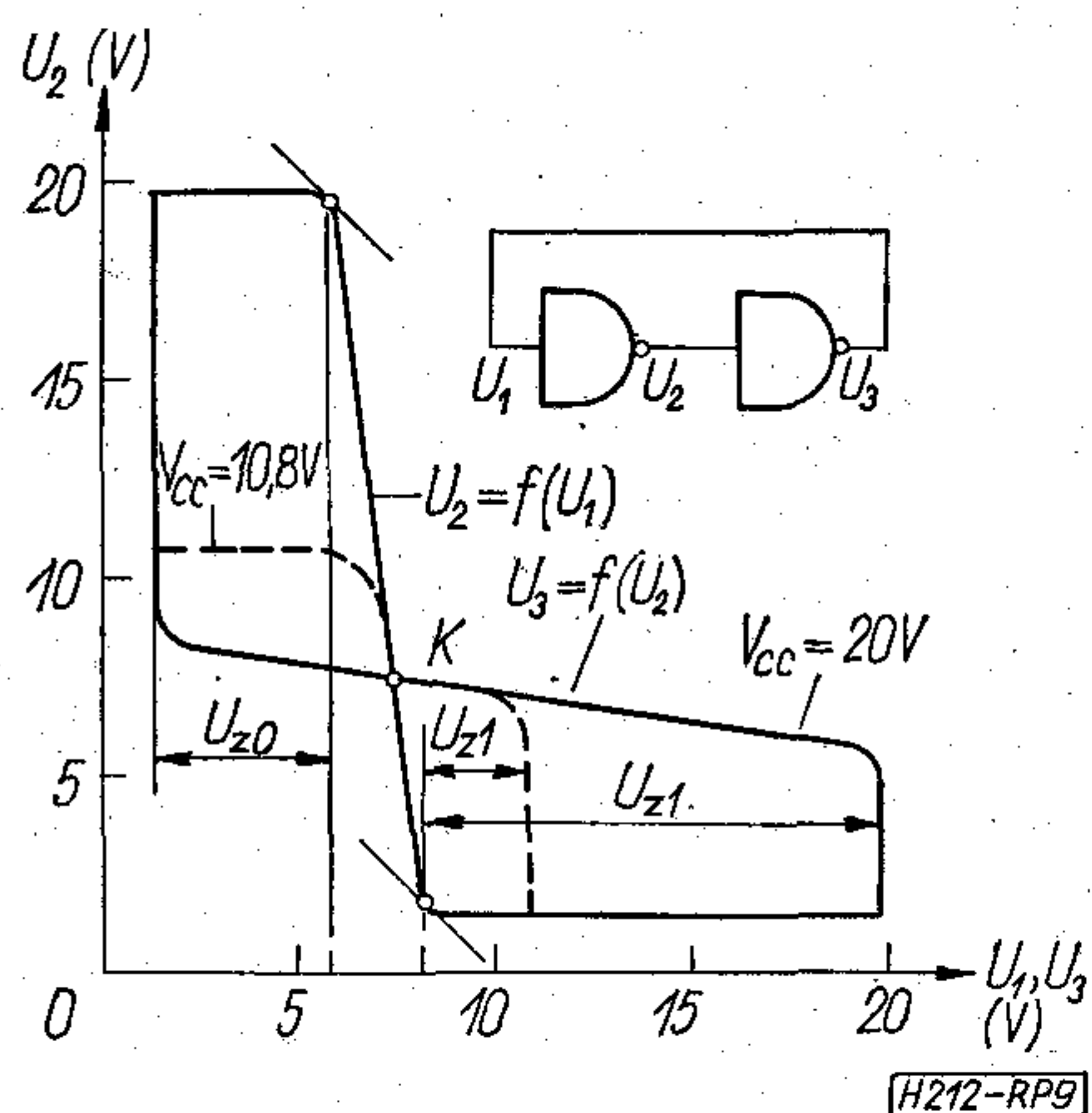
az alábbi, dual-in-line tokozású, $V_{CC}=10,8\text{--}20 \text{ V}$ telepfeszültségről és $0^\circ\text{--}75^\circ \text{ C}$ környezeti hőmérsékleten működő elemekből áll (fan-out=25):

- H 102 — 4×2 -bemenetű NAND kapu, totem-pole kimenettel
- H 103 — 3×3 -bemenetű NAND kapu, totem-pole kimenettel
- H 104 — 2×4 -bemenetű, bővíthető NAND kapu, totem-pole kimenettel
- H 122 — 4×2 -bemenetű NAND kapu, passzív, huzalozható kimenettel
- H 124 — 2×4 -bemenetű, bővíthető NAND kapu, passzív, huzalozható kimenettel
- H 109 — 2×4 -bemenetű, bővíthető, teljesítmény AND kapu
- H 113 — 4 db H 100 $\rightarrow$ CCSL vagy MOS szintáttevő
- H 114 — 4 db CCSL $\rightarrow$ H 100 és MOS szintáttevő
- H 110 — 2 db JK flip-flop, közvetlen beírással
- H 111 — 2 db JK flip-flop, közvetlen beírással és törléssel
- H 157 — BCD dekádikus számlánc, párhuzamos beírással és közös törléssel
- H 158 — BCD/decimális dekódoló, meghajtó
- H 117 — monostabil, astabil multivibrátor

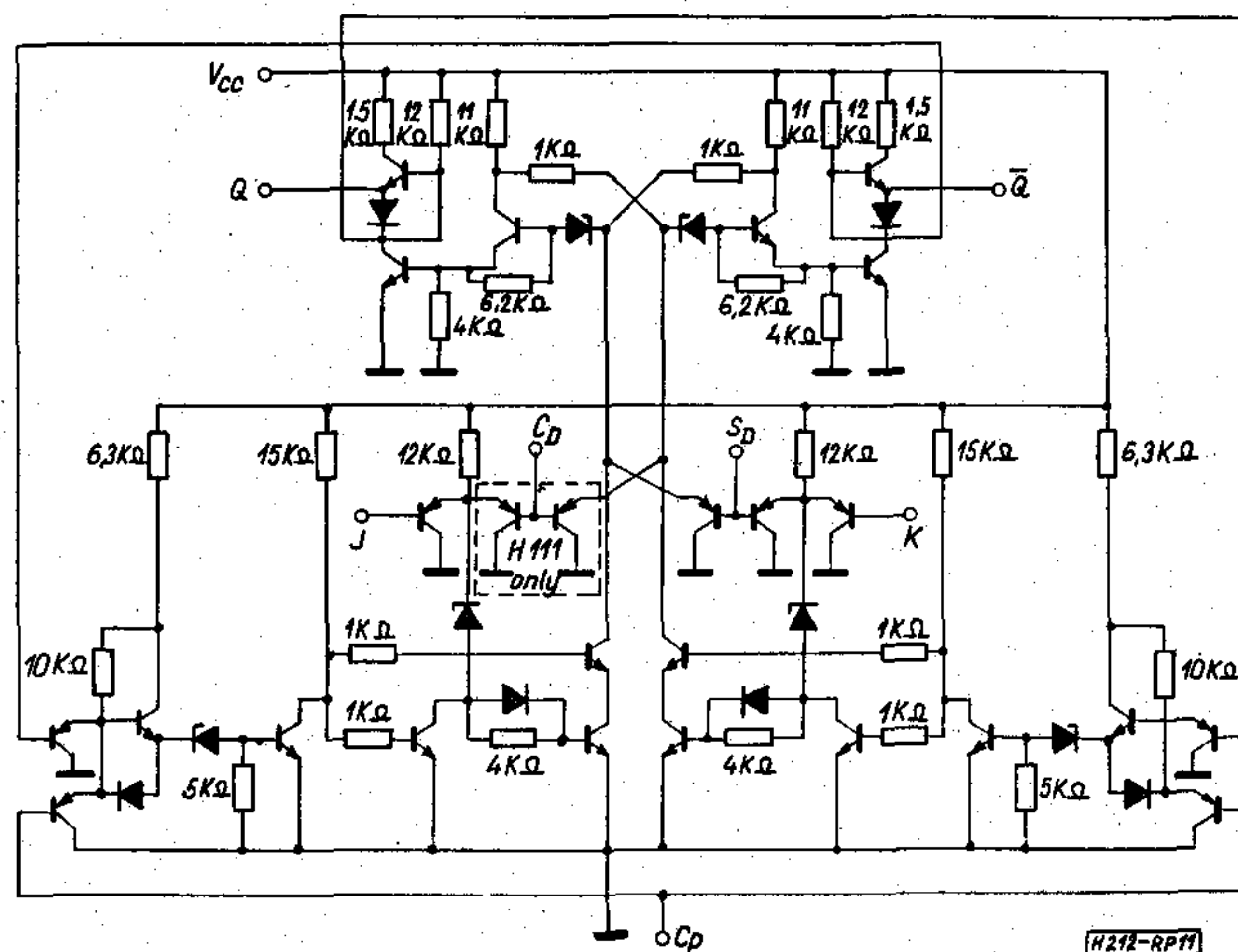
A H 100 áramkörök a szintáttevő kapuk segítségével többek között kompatibilisek a DTL, TTL, CCSL és MOS áramkörökkel. (MOS tápfeszültségek: $V_{CC}=V_{SS}=+14 \text{ V}$, $V_{DD}=0 \text{ V}$, $V_{GG}=-14 \text{ V}$.)

Az áramkörök legfontosabb paramétereit a 2. táblázat tartalmazza.

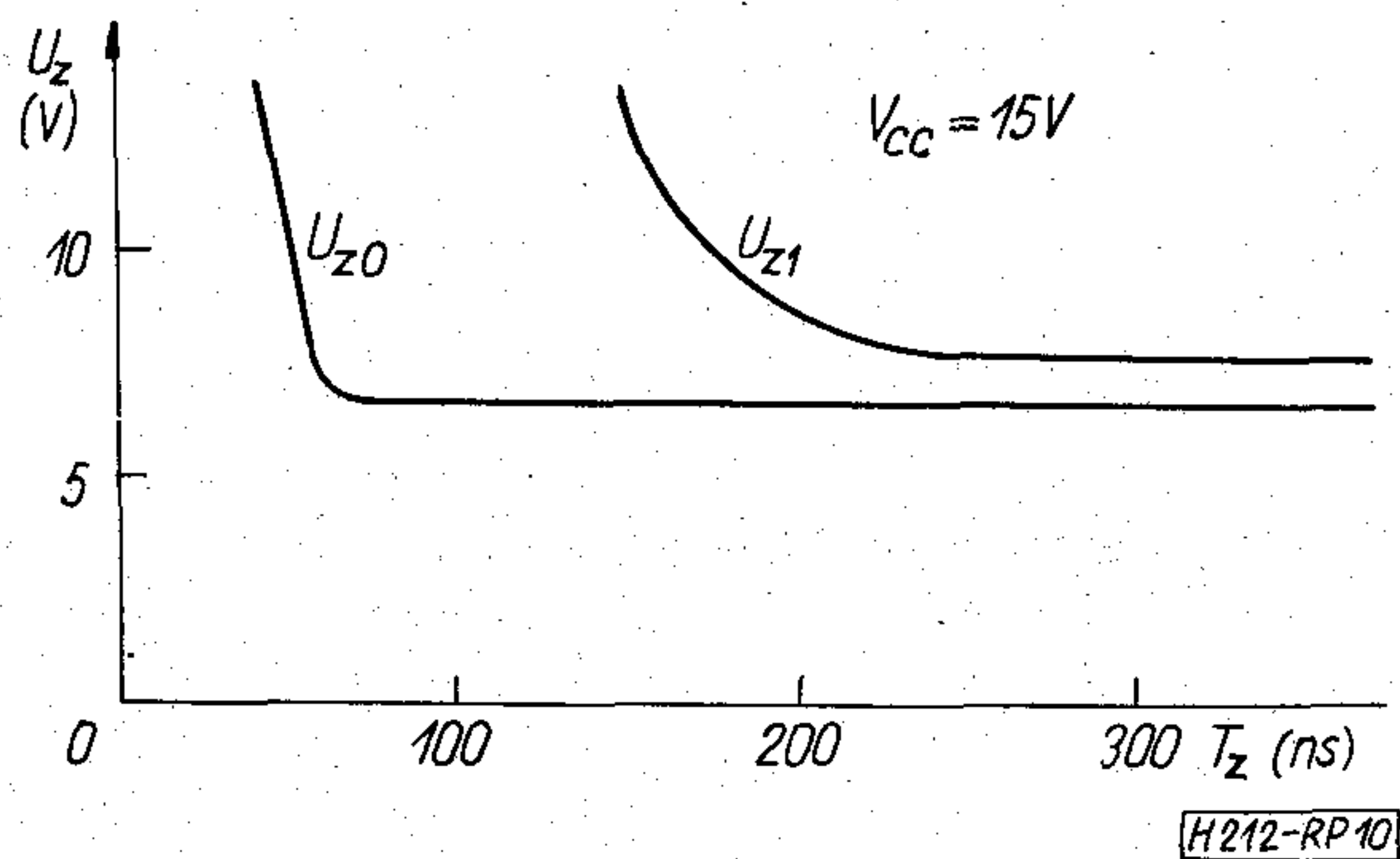
Mennyiség	Mért érték			Egység	Mérési feltételek	
	min.	tip.	max.			
U_{b1}	8	—	—	V	$V_{CC} = 10,8 - 20 \text{ V}$	
U_{b0}	—	—	6	V	$V_{CC} = 10,8 \text{ V}, I_{b0} = 0,36 \text{ mA}$ $15 \text{ V}, 0,48 \text{ mA}$ $20 \text{ V}, 0,6 \text{ mA}$	
U_{k1}	9,3 13,5 18,5	10,3 14,5 19,5	— — —	V	$V_{CC} = 10,8 \text{ V}$ 15 V 20 V	$U_{b0} = 6 \text{ V}$ $I_{k1} = 200 \mu\text{A}$
U_{k0}	—	1	1,5	V	$V_{CC} = 10,8 \text{ V}, I_{k0} = 9 \text{ mA}$ $15 \text{ V}, 12 \text{ mA}$ $20 \text{ V}, 15 \text{ mA}$	$U_{b1} = 8 \text{ V}$
I_{b1}	—	0,1	5	μA	$V_{CC} = 15 \text{ V}, U_{b1} = 20 \text{ V}$	
I_{b0}	— — —	0,07 0,08 0,1	0,36 0,48 0,6	mA	$V_{CC} = 10,8 \text{ V}$ 15 V 20 V	$U_{b0} = 1,5 \text{ V}$
Telj. felv.	—	36	—	mW	$V_{CC} = 15 \text{ V}$	
U_{z1}	1,3 5,5 10,5	3,3 7,5 12,5	— — —	V	$V_{CC} = 10,8 \text{ V}$ 15 V 20 V	
U_{z0}	4,5	6	—	V	$V_{CC} = 10,8 - 20 \text{ V}$	
t_{pd+}	—	150	—	ns	$V_{CC} = 15 \text{ V}, C_L = 10 \text{ pF}$	
t_{pd-}	—	50	—	ns	$V_{CC} = 15 \text{ V}, C_L = 10 \text{ pF}$	



9. ábra



11. ábra



10. ábra

A sorozat tagjainak alapkapsolása a 8. ábrán látható, amely négybemenetű, bővíthető NAND kaput mutat. A 9. ábra a kapu átviteli függvényét ábrázolja. Az átviteli függvény jól szemlélteti, hogy U_{z1} a tápfeszültséggel arányosan változik. A dinamikus zavarérzékenység adatok a 10. ábráról olvashatók le.

A sorozat többi kapuáramkörének elvi felépítése hasonló a 8. ábrán látható NAND kapu felépítéséhez. A JK flip-flop is, melynek kapcsolása a 11. ábrán látható, az alapkapsolásból épül fel. A többi, hasonló elven felépülő H 100-as áramkör itt nem kerül bemutatásra, azok megtalálhatók például [5] vagy [6]-ban,

A kapuk dinamikus zavartűrése szükség esetén külső elemek alkalmazásával növelhető. A 12. ábra szerinti $R_x C_x$ integráló tag következtében a kapcsolás Miller-integrátorként működik. Tulajdonképpen nő a t_{pd} idő és ez a dinamikus küszöb növeléséhez vezet. A Siemens FZ100 sorozat áramkörei integráltan tartalmazzák a C_x Miller kapacitást. A 12. ábrán a kapcsolás működése szempontjából legfontosabb, jellemző jelalakok láthatók, idealizált formában, az alábbi feltételezésekkel:

$u_{1k}(t)$ minden logikai állapotváltozáskor ugrásfüggvénynek tekinthető,

$$U_{k0} = 0V \text{ és } U_{k1} = 2U_K,$$

$$T_{D1} = T_{D0} = T_D, \text{ ahol}$$

T_D az $u_{3k}(t)$ jelnek az $u_{1k}(t)$ -hez viszonyított késleltetése.

Az $u_{2k}(t)$ feszültség lineáris növekedése $u_{1k}(t)$ ugrása után nem azonnal kezdődik, csak akkor, amikor $u_{2b}(t)$ a $C_x R_x$ időállandónak megfelelő sebességgel eléri az U_K küszöbfeszültséget. Az egyszerűség kedvéért az ábrán ezt az időt is a T_D idő tartalmazza. Az integrálási idő ($2T_D$) alatt $u_{2b}(t) = U_K$ konstans értékű.

Ha $u_{1k}(t)$ ugrásfüggvény, és $u_{2k}(t)$ lineáris fázisa t_1 időponttól t_2 időpontig tart, akkor (t_1, t_2) -ben

$$u_{2k}(t) = u_{2k}(t_1) + \frac{1}{2T_D} \int_{t_1}^t 2U_K \operatorname{sgn}[U_K - u_{1k}(t_1)] dt. \quad (11)$$

A kapcsolás dinamikus zavartűrése az $U_K T_D$ szorzattal adható meg. Ekkora zavartűréssel azonban csak azokban az időintervallumokban rendelkezik, amikor

$$u_{1k}(t) = 0 \text{ és } u_{2k}(t) = 2U_K \text{ vagy}$$

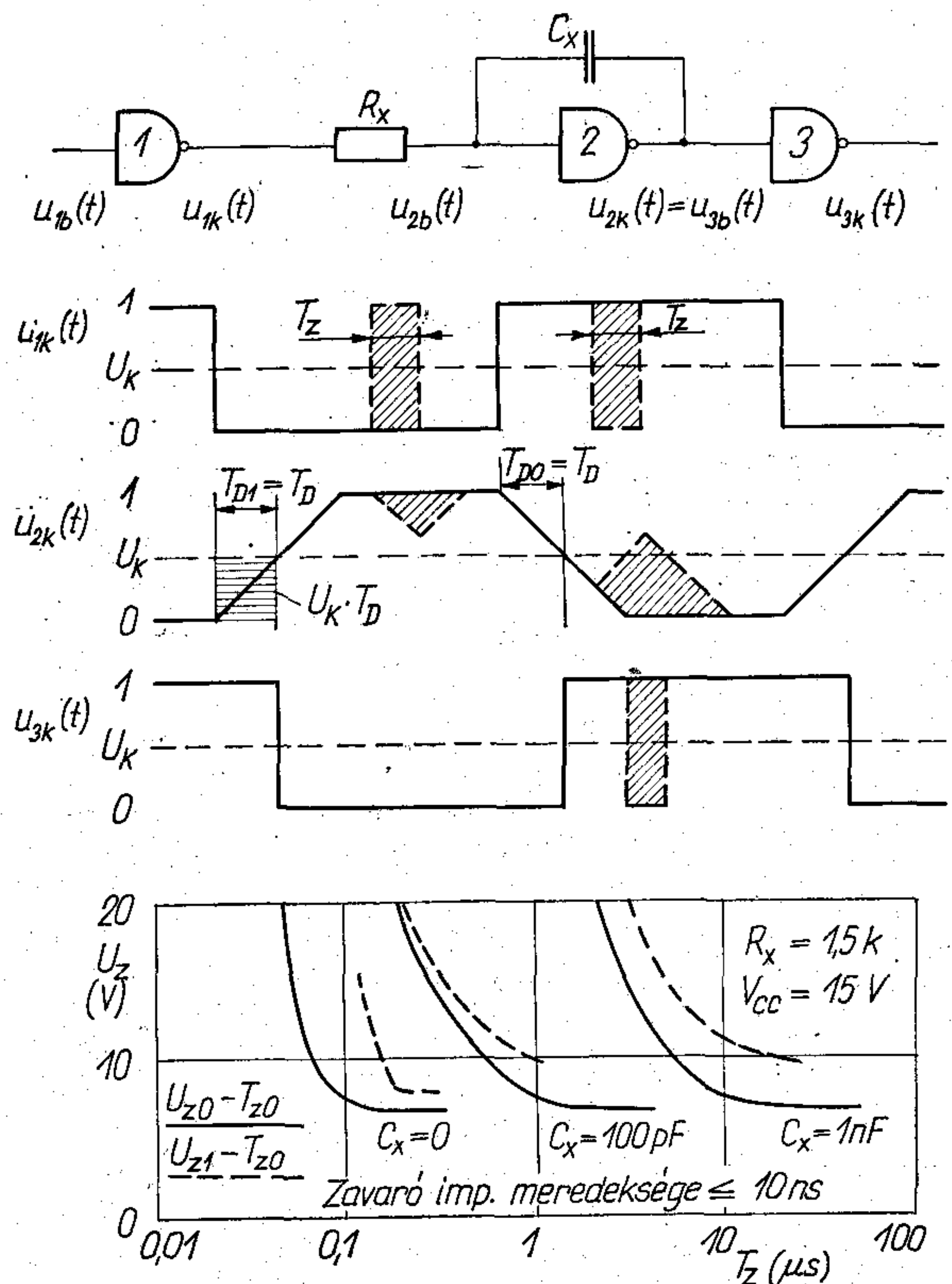
$$u_{1k}(t) = 2U_K \text{ és } u_{2k}(t) = 0,$$

azaz a kapcsolás nyugalmi állapotban van. Az átváltási idő alatt a dinamikus zavartűrés kisebb, különösen zavarérzékeny a kapcsolás, amíg $u_{2k}(t)$ az U_K feszültséggel közel azonos értékű.

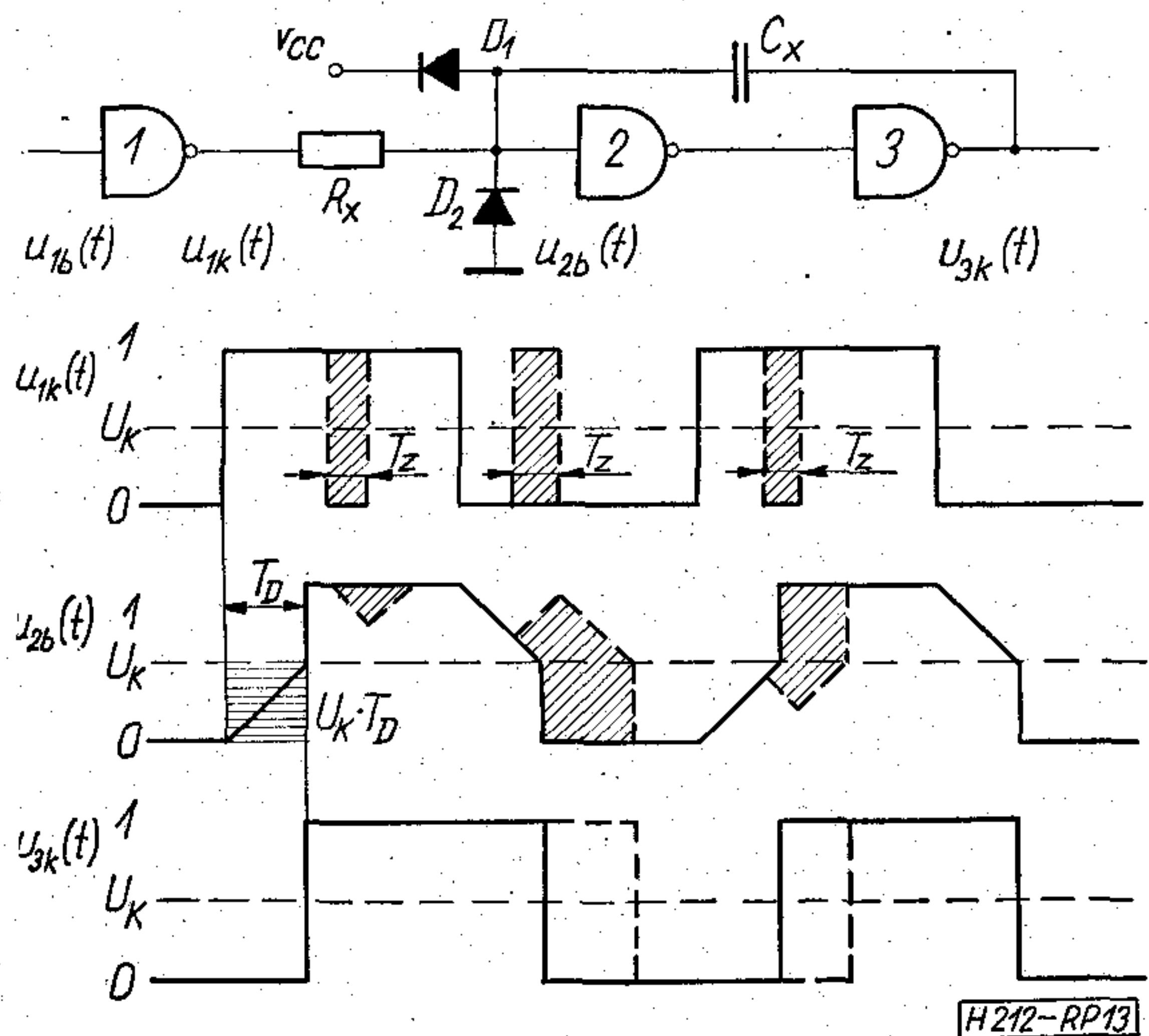
A 12. ábrán két zavaró impulzus és hatása (ferdén vonalkázva) is látható. Az impulzusok amplitúdója $|U_z| = 2U_K$ és az időtartamuk $T_z < T_D$. Az első zavaró impulzus a 3. kapu kimeneti állapotát nem tudja megváltoztatni, mert $u_{2k}(t)$ nem kerül U_K alá. Ugyanakkor a zavaró impulzus, ha az átváltás alatt, az ábra szerinti helyen kezdődik, a kimeneti jelet meghamisítja.

A mért zavartűrést a 12. ábrán alul levő görbék szemléltetik. Az 1. kapu kimenete helyett négyszöggenetátorból jutnak változtatható amplitúdójú és időtartamú zavaró impulzusok az R_x ellenállásra. Az ábráról leolvasható zavartűréssel a nyugalmi állapotban levő kapcsolás rendelkezik. Nagyobb a zavartűrés, ha akkor érkezik a zavar, amikor a bemeneten logikai 1 állapot van.

Javítható az átmeneti szakaszban a zavartűrés, ha a 2. kapuból, valamint az R_x és C_x elemekből álló integráló kapcsolásból kettőt kapcsolunk sorba, de így nő az áramköri elemek száma és tovább csökken a működési sebesség.

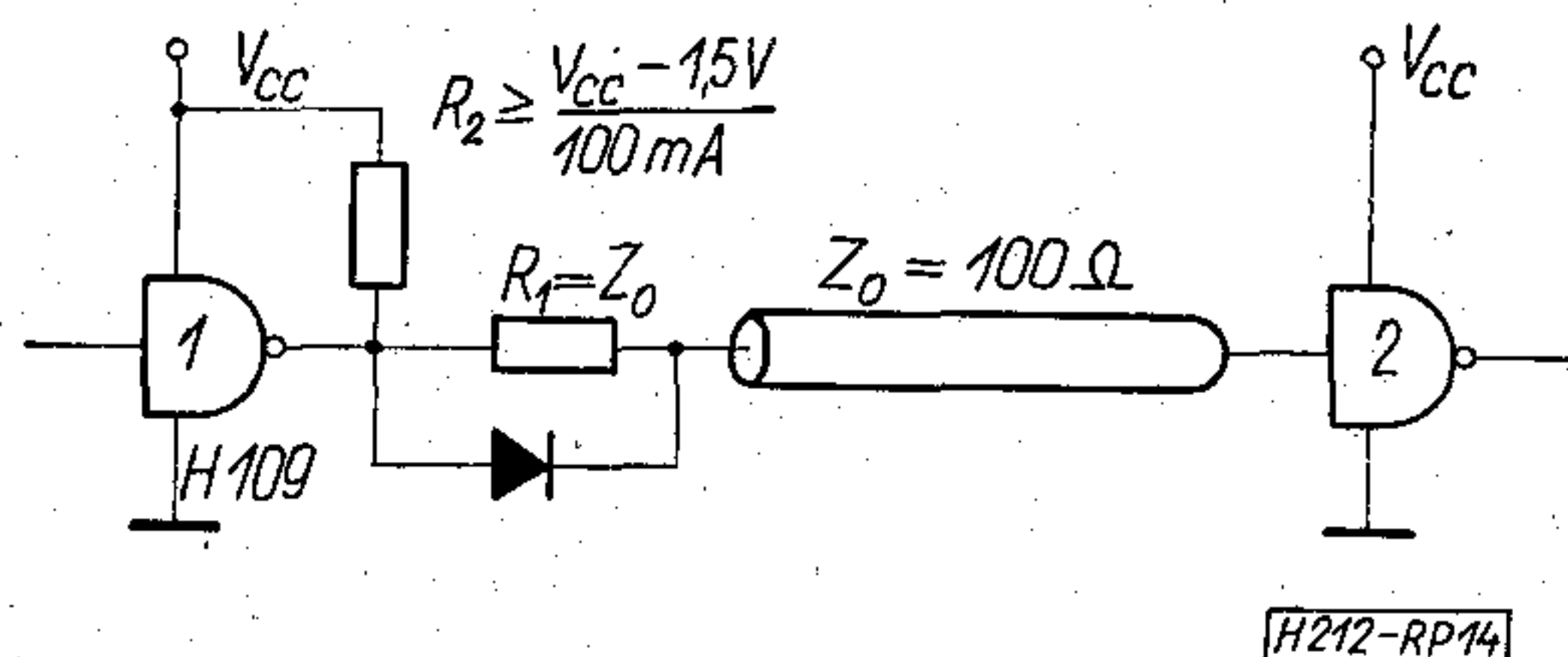


12. ábra



13. ábra

Ezek a hátrányok kiküszöbölhetők a 13. ábrán látható zavaroszűrő kapcsolás segítségével. A jelalakokra itt is az előbbi idealizált feltételek vonatkoznak. Tételezzük fel, hogy az első kapu kimenetén logikai 0 állapot van. Ekkor a 2. kapu be- és a 3. kapu kimenetén is logikai 0 van jelen és a C_k kondenzátor nem tárol töltést. Amikor $u_{1k}(t)$ logikai 1 értékre ugrik, $u_{2b}(t)$ az integráló tagnak megfelelő sebességgel közelíti meg az U_K feszültséget. T_D idő után $u_{2b}(t)$ eléri az U_K küszöbfeszültséget, ekkor $u_{3k}(t)$ a logikai 1 értéknek megfelelő feszültségre ugrik. Ez a feszültségugrás C_x -en át $u_{2b}(t)$ pillanatnyi értékét a logikai 1 állapotnak megfelelő feszültségre növeli, és a kondenzátor, amely a T_D idő alatt U_K feszültségre fel-



14. ábra

töltődött, a D_1 diódán át kisül. Ez a kapcsolás az átváltás pillanatától kezdve ismét a teljes sztatikus (U_K) és dinamikus ($U_K \cdot T_D$) zavartűrővel rendelkezik. Az ellenkező irányba való átkapcsolás ugyan ilyen módon zajlik le.

A 13. ábra három zavaró impulzus hatását is szemlélteti (ferdén vonalkázva, ill. szaggatott vonallal rajzolva). Az első impulzus a kimenetre hatástalan, a másik kettő is csak a kimeneti jelek éleinek időbeli eltolásához vezetett. Amennyiben $T_z < T_D$, a zavaró impulzus bármelyik időpillanatban felléphet, a kimeneten hamis állapot nem jelenhet meg, csak a kimeneti jel élei tolódhatnak el.

Ha nem volna zavaró impulzus ($T_z = 0$), akkor a kapcsolás

$$f_{\max} = \frac{1}{2T_D}$$

frekvenciával működhetne. Ha megengedjük, hogy $T_z = T_D$ lehet, akkor a legrosszabb esetben a T_D időtartamú zavaró impulzus akkor kezdődik, amikor $u_{2b}(t)$ a küszöbfeszültséget eléri ($u_{1k}(t)$ ugrása után T_D idővel), de még éppen nem idézte elő az átbillenést. A kimenet állapotváltozása a zavaró jel megszűnése után T_D idővel fog bekövetkezni. Így $u_{1k}(t)$ ugrása óta $3T_D$ idő telt el, ami a megengedett periódusidő fele. A teljes periódusidő $6T_D$ és az üzemi frekvencia

$$f_u = \frac{1}{6T_D}$$

lehet.

A zavarászűrő-kapcsolás például jól alkalmazható digitális berendezések bemeneti pontjain, ahová hosszú, zavaró hatásoknak kitett vezetékeken érkezik az információ.

A H 100 áramkörök általában minden kiegészítő elemek alkalmazása nélkül is használhatók hosszú

vonalakon való információátvitelre. A zavarérzéketlenséget legtöbb esetben már a magas feszültségek biztosítják. Az átkapcsoláskor fellépő tranziens jelenségek csökkentik a zavartűrést, amin javítani lehet a 14. ábrán bemutatott illesztéssel.

A H 100 áramkörök széles körű felhasználhatóságát biztosítja, hogy a szintáttevő kapuk segítségével együtt tud működni a MOS, TTL, DTL stb. logikákkal. Például nagy tárolókapacitás szükségessége esetén együtt tud működni a MOS, ROM és RAM tárolókkal. Ha gyorsabb információfeldolgozás szükséges, át lehet térni a TTL logikára. A H 100 áramkörök beilleszthetők a TTL áramkörökkel kialakított rendszerek nagy zavarérzékenységgű pontjaira. A H 100 teljesítmény áramkörökkel közvetlenül nagyobb teljesítmények kapcsolhatók, vagy teljesítmény tranzisztorok is meghajthatók. Az idevonatkozó irodalomban és katalógusokban — [5], [6], [7] — bőségesen találhatók alkalmazási és kapcsolási példák.

I R O D A L O M

- [1] G. Luecke: Noise Margins in Digital Integrated Circuits. Proc. of the IEEE. Vol. 52. No. 12. pp. 1565–1571. December 1964.
- [2] F. Yao: Interconnection and Noise Immunity of Circuitry in Digital Computers. IEEE Trans. on Electronic Computers, Vol. EC-14. 1965. pp. 875–880.
- [3] A. Richardson: Elektrische Störungen in Digitalrechnern mit Mikroelektronik-Schaltkreisen. Elektrisches Nachrichtenwesen, Band 41. 1966. Nr. 4. pp. 501–512.
- [4] D. Jarvis: Effects of Interconnections on High-Speed Logic Circuits. IEEE Trans. on Electronic Computers, Vol. EC-12. 1963. pp. 476–487.
- [5] R. Bladowski—U. Erdmeier—P. Selbach—S. Schwarz; H 100 — Eine vielseitige Logik mit grossem Störabstand. SGS Applikations Handbuch. 1971.
- [6] J. Grau: Störsichere Logikschaltungen. Elektronik-Anzeiger, 1969. Nr. 10., Nr. 11.
- [7] S. Schwarz: Störsichere, frequenzkonstante Multivibratoren mit HLL-Bausteinen. SGS Applikations-bericht.
- [8] H. J. Dethlefsen—W. Spichall: Hohe dynamische Störsicherheit mit Bausteinen der Logikserie FZ100. Siemens-Zeitschrift, 45. Jahrg. 1971. Heft 4. pp. 298–300.
- [9] R. L. Morris—J. R. Miller: Designing with TTL Integrated Circuits. Texas Instruments Incorporated. McGraw-Hill, 1971.
- [10] The Integrated Circuits Catalog for Design Engineers. Texas Instruments Incorporated, CC-401 12715.
- [11] S. Schwarz—U. Erdmeier: Erhöhung der Störsicherheit von Logikschaltungen. Elektronik, 19. Jahrg. 1970. Nr. 12. pp. 407–409.

Hibrid aktív RC szűrők

ETO 621.372.54:621.372.57

A korszerű félvezető-technika a szűrőkapcsolások technikáját is forradalmasította. Napjainkban az olcsó szilícium integrált áramköröknek, valamint a vékonyréteg-ellenállás és kondenzátor-hálózatoknak az elterjedésével az aktív eszközökkel való szűrés gyakorlatilag magvalósíthatóvá, sőt célszerűvé válik. Az aktív szűrők igen sok alkalmazásban, gazdaságosabbaknak, kisebbeknek és hatékonyabbaknak bizonyulnak a hagyományos passzív szűrőknél.

Tételezzük fel, hogy egy igen-nem döntést kell tenni attól függően, hogy a jeltartalmaz-e egy meghatározott frekvenciájú jelet vagy nem. A bejövő jelet — amely a kérdéses frekvencián kívül még számos nemkívánatos frekvenciát is tartalmaz — ekkor keresztül kell vezetni egy szűrőn, amely a bennünket érdeklőn kívül minden más frekvencia továbbjutását megakadályozza. Így már a kérdéses jelet — ha egyáltalán jelen van — könnyűszerrel kimutathatjuk. Tekintettel arra, hogy abban az időben, amikor a szűrőkre először szükség volt, még csak ellenállások, tekercsek és kondenzátorok (tehát RCL elemek) jöhettek számításba építőelemként, a passzív RLC szűrők tervezési módszerei meglehetősen magas fokra fejlődtek. Az alkatrészgyártás területén elért eredmények lehetővé tették kiváló minőségű és olcsó áramköri elemek előállítását. A passzív szűrők egyik további fontos jellemzője, hogy nagy tömegben, tipizált — és az egység üzemi használati körülményei között meg nem ismételhető — beállításokkal gazdaságosan gyárthatók.

A felsorolás ezzel itt véget is érne, ha nem kellene megemlíteni a passzív szűrők néhány fontosabb hátrányát, illetve nem kellene szólni ezek megszüntetése érdekében tett erőfeszítésekről. A legjelentősebb hátrány az, hogy a tekercseken, mint veszteséges áramköri elemeken felemészti a jel energiájának egy része. A tekercsek veszteségei folytán csökken a passzív szűrők szelektivitása és így az a képességük, hogy az áteresztő sávjuk közvetlen közelében levő nemkívánatos frekvenciákat is kiszűrjék. A fenti kérdések megoldásait több úton is megkönnyíthetjük, így csökkenti a probléma súlyát a tekercsméreteken növelése és az induktivitás realizálása során alkalmazásra kerülő mágneses anyag permeabilitásának fokozása is.

Az első megoldás (a tekercsek méreteinek növelése) majdnem minden esetben olyan általános méretnövekedéssel jár együtt, hogy az a berendezés tervező mérnökök számára már eleve kizárják a probléma könnyítésének ezt a lehetőségét.

Ugyanakkor viszont a második megoldás (a tekercs mágneses anyaga permeabilitásának fokozása) pedig

lényegesen megnöveli a szűrő érzékenységét a hőmérséklet-ingadozásokkal és a feszültség-változásokkal szemben.

A másik nagy hátrányuk a passzív szűrőknek az, hogy a szűrők karakterisztikáját ha egyszer már beállítottuk, akkor azt nem lehet egykönnyen megváltoztatni sem fokozatosan, sem folyamatosan. Ez pedig azt jelenti, hogy a passzív szűrőket nehéz hozzáidomítani a változó körülményekhez, hiányzik belőlük a rugalmasság.

A fenti hátrányok egyértelműen kiküszöbölhetők aktív elemek és RC tagok kombinációjából álló szűrőhálózatok alkalmazásával. Így már lehetővé válik a passzív szűrő szintézise során megszokottá vált szűrőkarakterisztikák realizálása is.

Aktív RC szűrők realizálásának lehetőségei

A konkrét tervezés és realizálás során a tervező passzív RC tagok mellett speciális vezérelt generátorokat alkalmaz a kívánt szűrőkarakterisztika megvalósításához. Tekintsük át ezen speciális vezérelt generátorokat és főbb tulajdonságaikat (1. ábra). Írjuk fel az 1. ábrán látható girátor négyfólyus egyenleteit.

$$U_1 = -R \cdot i_2 \quad (1)$$

$$U_2 = R \cdot i_1,$$

ahol R az átvitelre jellemző konstans.

Vizsgáljuk meg a girátor komplex teljesítmény viszonyait.

$$P = U_1 \cdot I_1^* + U_2 \cdot I_2^* \quad (2)$$

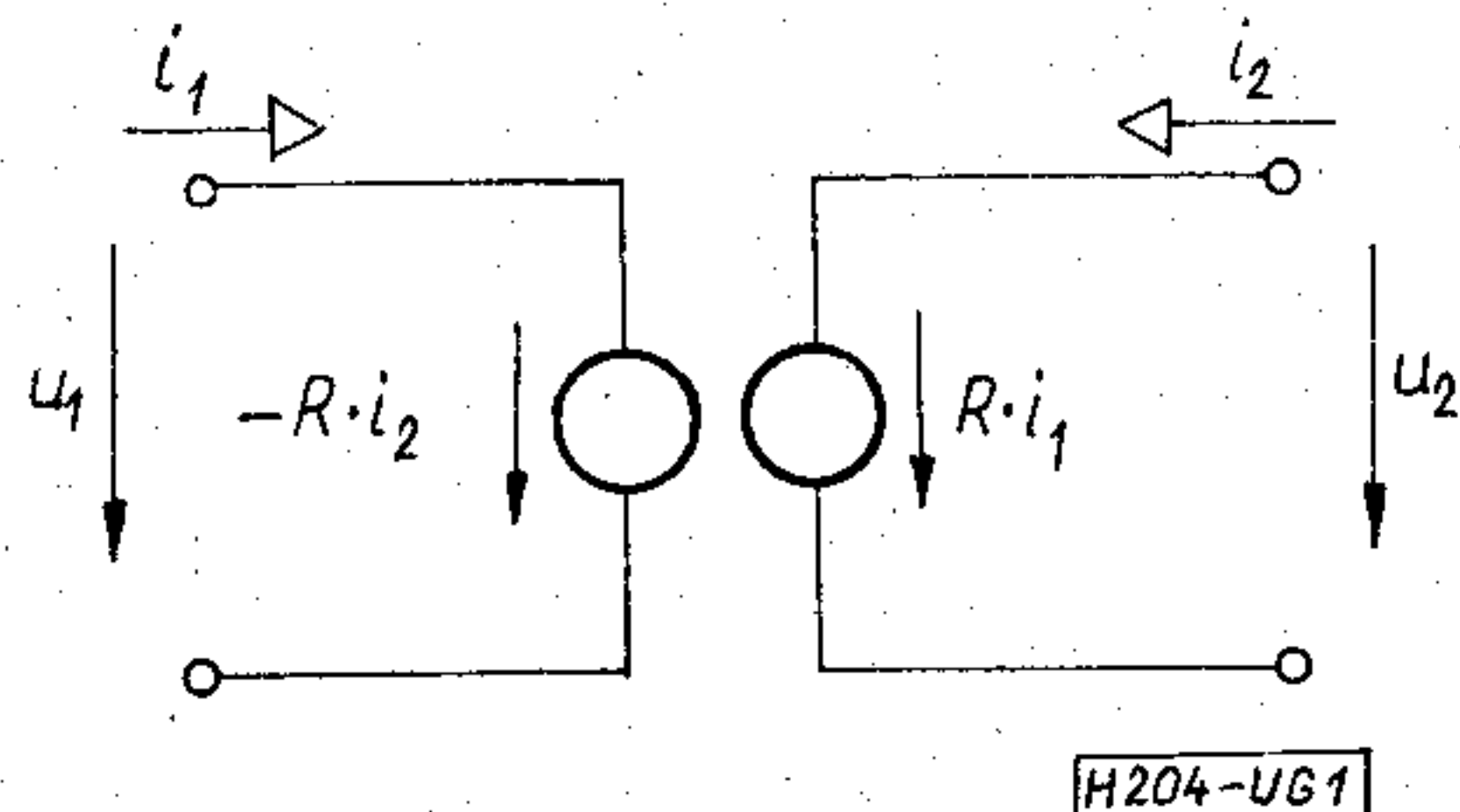
az (1) egyenletből kifejezve U_2 és I_2 értékét és azokat (2) egyenletbe helyettesítve írhatjuk a következőket:

$$P = U_1 \cdot I_1^* + (R \cdot I_1) \left(\frac{U_1}{-R} \right)^*$$

$$P = U_1 \cdot I_1^* - U_1^* \cdot I_1 \quad (3)$$

$$P = j2\text{Im}(U_1 \cdot I_1^*)$$

A (3) egyenletből megállapítható, hogy a girátor teljesítménye tisztán képzetes, tehát egy passzív nonreciprok áramköri elem. Ezután jogosan merül fel az a kérdés, hogyan használható a girátor szűrő



1. ábra Girátor szimbolikus jelölése

* A jelen közleményben foglaltak a szerzőnek az 1972. október 11–13. között Kecskeméten megtartott „Mikroelektronikai Alkatrész Anket”-on elhangzott előadását tartalmazza, néhány vonatkozásban kibővített formában.

realizálás céljaira. Ennek jobb megértése érdekében vizsgáljuk meg a girátor bemenő impedanciájának, a lezáró impedanciától való függését. Ezért a girátor kimeneti (kettes) pontjait zárjuk le egy tetszőleges Z_2 impedanciával, és írjuk fel a bemeneti kapcsok között jelentkező impedanciát.

Z_{1be} definíciószerűen a következő:

$$Z_{1be} = \frac{U_1}{I_1} \quad (4)$$

Az (1) egyenletből U_1 és I_1 értékét kifejezve és behelyettesítve a (4) egyenletbe, valamint figyelembe véve, hogy $Z_2 = -\frac{U_2}{I_2}$, írhatjuk:

$$Z_{1be} = \frac{-R \cdot I_2 \cdot R}{U_2} = \frac{R^2}{Z_2} \quad (5)$$

Az (5) egyenletből megállapíthatjuk, hogy a girátor bemenő impedanciája a lezáró impedancia duplájával egyenlő. Legyen pl. a lezáró impedancia egy kapacitás, azaz

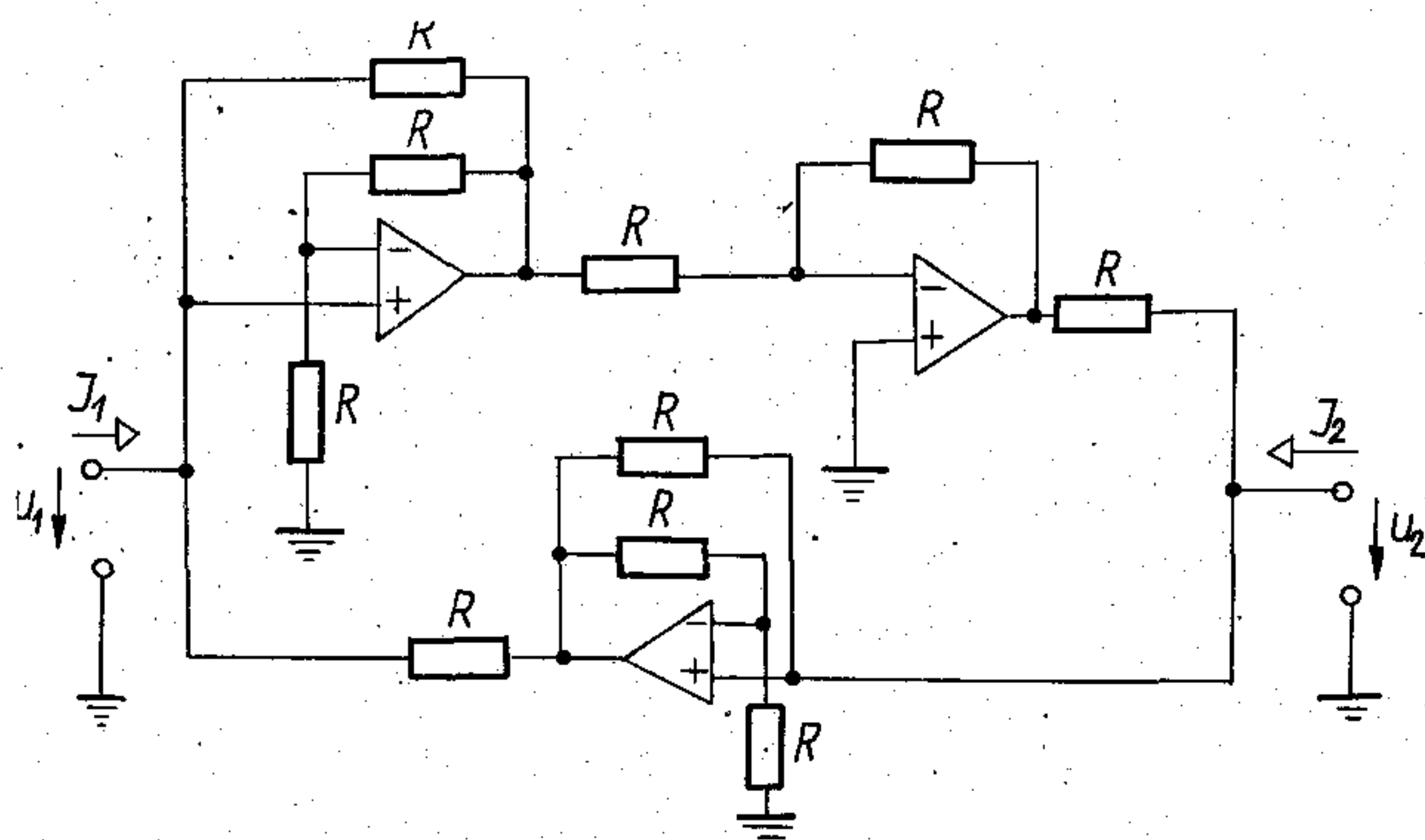
$Z_2 = \frac{1}{pC_2}$ ezt behelyettesítve (5) egyenletbe, akkor a következő kifejezést kapjuk:

$$Z_{1be} = \frac{R^2}{\frac{1}{pC_2}} = pC_2 R^2 = pL \quad (6)$$

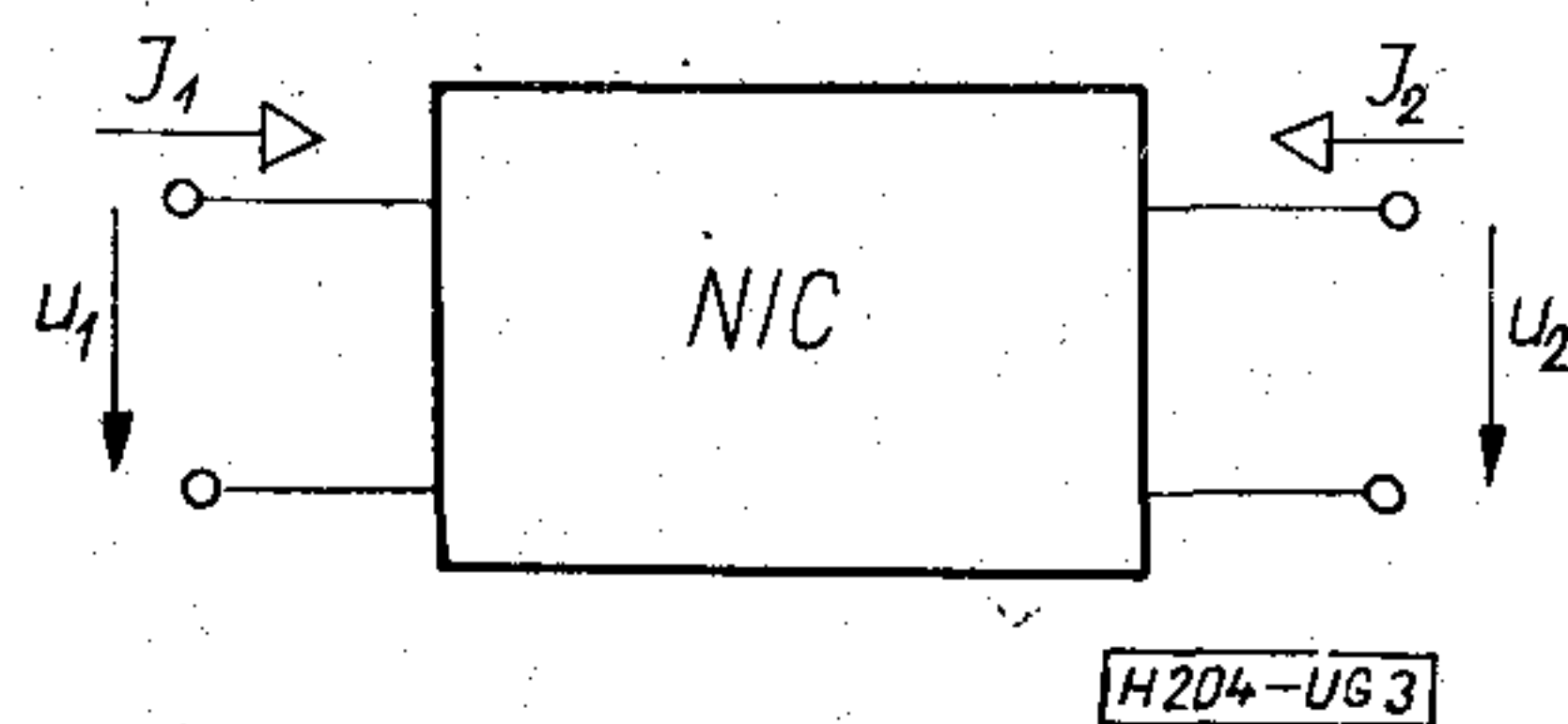
Ilyen módon, ha egy girátort egy kapacitással zárunk le, akkor az a bemenetén $L = C_2 R^2$ értékű induktivitásként jelentkezik. A girátort gyakran használjuk földelt induktivitás és kötetlen (floating) induktivitás (bár ez utóbbit nehezebb megvalósítani) szimulálására. Mivel pillanatnyilag integrált áramkörű girátor nem kapható, ezért a girátor konkrét megvalósítása egy vagy több műveleti erősítőt és passzív R hálózatot igényel. Egy ilyen girátor realizálására mutatunk be példát a 2. ábrán.

A 2. ábrán látható girátor admittancia mátrixa a következő alakban írható fel:

$$\begin{bmatrix} 0 & -2 \\ \frac{2}{R} & 0 \end{bmatrix}$$



2. ábra Műveleti erősítőkkel realizált girátor kapcsolási vázlata



3. ábra. Negatív impedancia konverter szimbolikus jelölése

A következőkben vizsgáljuk meg röviden a 3. ábrán látható másik speciális vezérelt generátort, a negatív impedancia konvertert (NIC).

A vizsgálat menete hasonló lesz a girátornál tárgyaltakéhoz. Írjuk fel a negatív impedancia konverter négyfólus egyenleteit:

$$U_1 = k U_2 \quad (7)$$

$$i_1 = \frac{1}{k} i_2,$$

ahol k az átvitelre jellemző konstans.

Vizsgáljuk a negatív impedancia konverter komplex teljesítményviszonyait:

$$P = U_1 I_1^* + U_2 I_2^* \quad (8)$$

A (7) egyenletből U_1 és I_1 értékét behelyettesítve (8) egyenletbe:

$$P = k U_2 \frac{1}{k} I_2^* + U_2 I_2^* = 2 U_2 I_2^* \quad (9)$$

A (9) egyenletet megvizsgálva, megállapíthatjuk, hogy a negatív impedancia konverter nemcsak a képzetes, hanem a valós teljesítményviszonyok alakulásában is szerepet játszik, tehát ez egy aktív non-reciprok (7. egyenletből) áramköri elem.

A negatív impedancia konverter aktív RC szűrőkben való felhasználása céljából vizsgáljuk meg a NIC bemenő impedanciájának, a lezáró impedanciától való függését. Zárjuk le a kimeneti kapcsokat egy tetszőleges Z_2 impedanciával, így a bemeneti impedancia a következő alakban írható fel:

$$Z_{1be} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{k U_2}{\frac{1}{k} I_2} = -k^2 Z_2 \quad (10)$$

A (10) egyenlet vizsgálatából kitűnik, hogy a NIC a lezáró impedanciát negatív előjellel (a 10. egyenletben $Z_2 = -\frac{U_2}{I_2}$ összefüggést is figyelembe kell venni)

viszi át a bemenetére. Ennek jelentőségét akkor láthatjuk be, ha figyelembe vesszük az aktív RC szintézis eljárások alap gondolatát, a polinom dekompozíciót. Ezt a tételt a következőképpen fogalmazhatjuk meg:

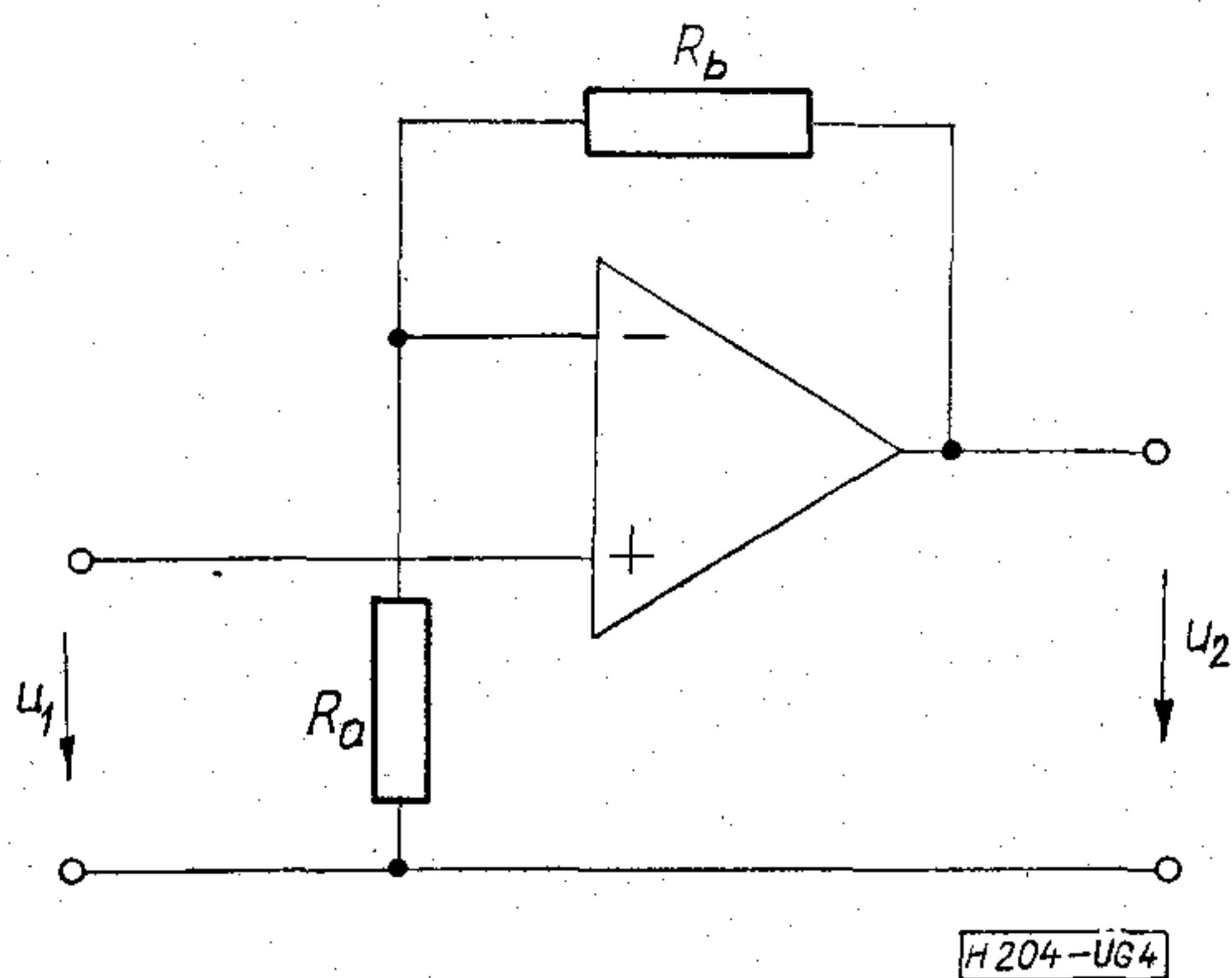
Ha $N(p)$ egy valós együtthatós polinom, melynek gyökei konjugált komplexek, akkor ez az $N(p)$ polinom mindig felbontható két polinom különbségére, azaz írhatjuk:

$$N(p) = N_1(p) - N_2(p) \quad (11)$$

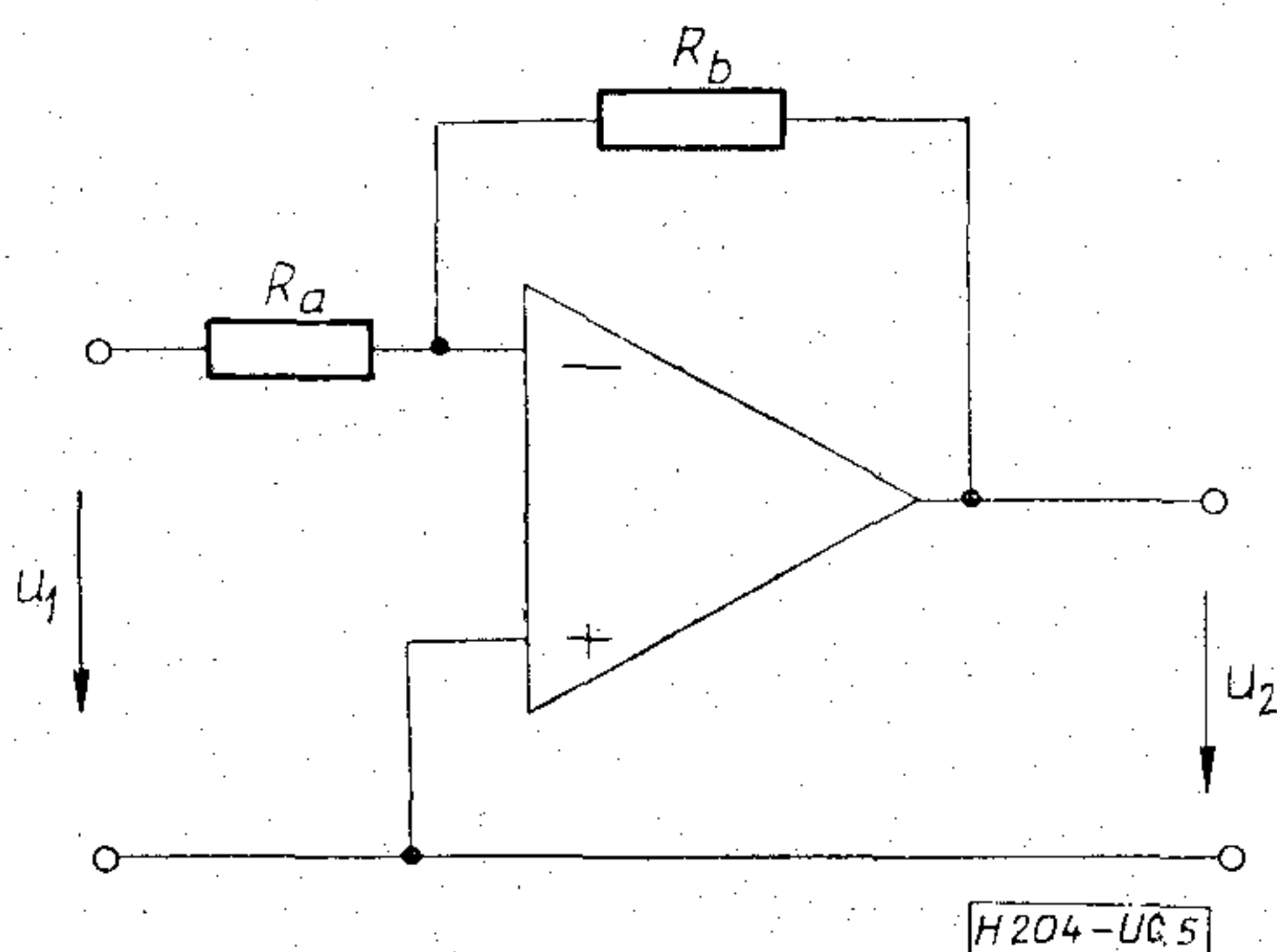
A (11) egyenletben szereplő feltételt negatív impedancia konverterrel teljesíthetjük, azaz NIC-el meg

lehet valósítani, hogy az átviteli függvény nevezőjében két polinom különbségét állítsuk elő, amely a feladat által megkívánt komplex pólusokat realizálja. Megemlítem, hogy a NIC-t alkalmazó aktív RC szintézis eljárásokra két módszer terjedt el. Az egyik, Linvill a másik Yanagisawa által publikált eljárás.

A harmadik vezérelt generátor típus, amely a gyakorlatban leginkább elterjedt, a műveleti erősítő, mint feszültség vezérelt feszültség generátor. A műveleti erősítőknek nagy bemenő ellenállása, alacsony kimenő ellenállása, széles átviteli sávja és nagy erősítése van. Tipikus felhasználáskor, amikor jó minőségű egységekre van szükség a bemenő impedancia több megohm is lehet, a kimenő impedancia viszont egy ohmnak csak töredéke. Ilyen erősítők szimulálhatnak invertáló és nem invertáló berendezéseket olyanokat, amelyekre aktív szűrők készítésénél van szükség. Ezek egyszeres vagy többszörös visszacsatolással is összekapcsolhatók. A 4. ábrán látható a műveleti erősítő, mint nem invertáló erősítő kapcsolása.



4. ábra. Nem invertáló erősítő kapcsolása



5. ábra. Invertáló erősítő kapcsolása

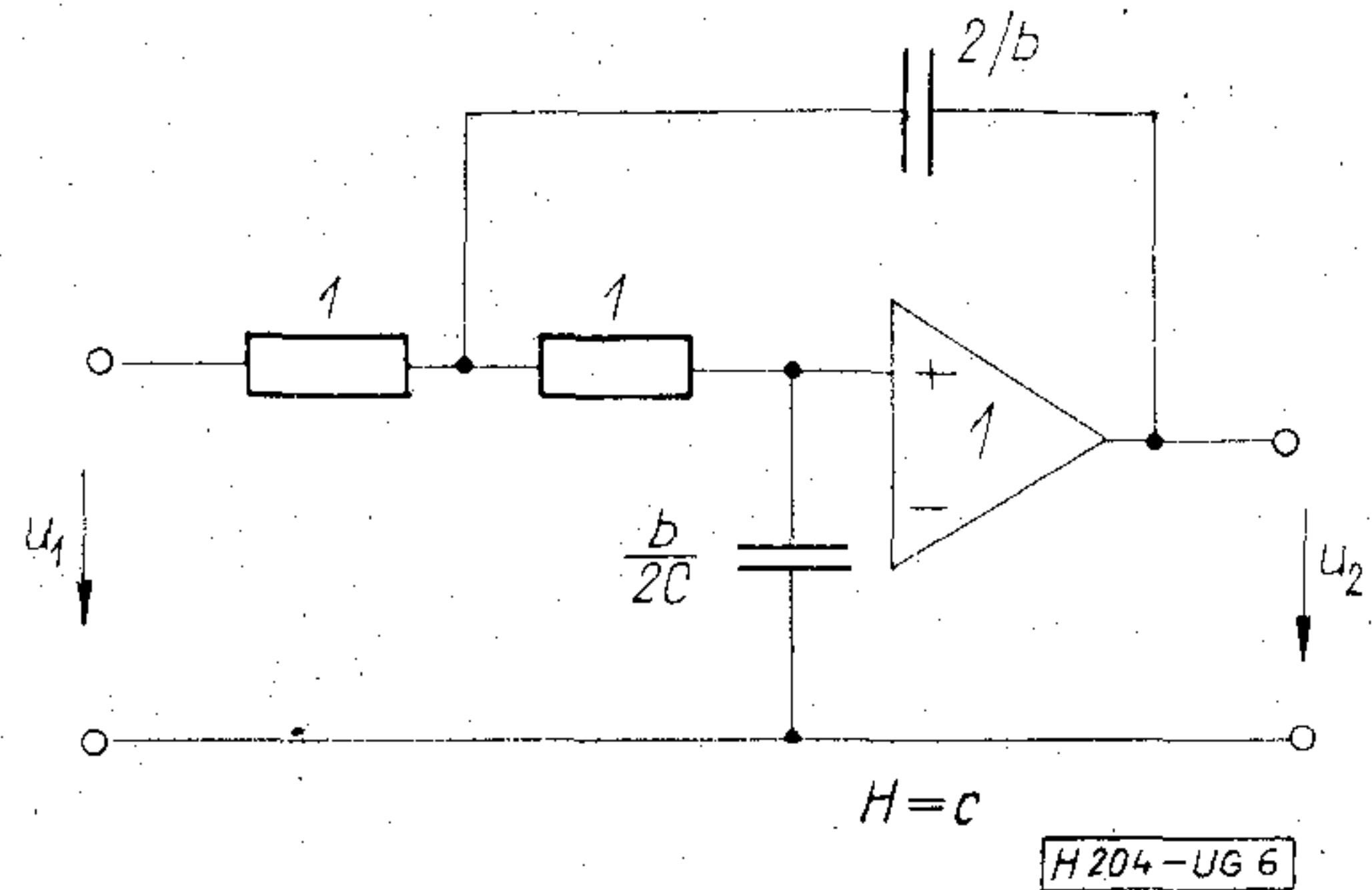
A ki- és bemenő feszültség viszonya ebben az esetben a következőképpen írható fel:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_a + R_b}{R_a} \quad (12)$$

Az 5. ábra az invertáló erősítő kapcsolását mutatja. Erre a kapcsolásra a ki- és bemenő feszültség viszonya:

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_b}{R_a} \quad (13)$$

Műveleti erősítés aktív RC szűrő tervezésénél a



6. ábra. Másodfokú aluláteresztő szűrő alaptag

szűrő pólusait és zérusait a műveleti erősítő erősítéséből, és a hozzá kapcsolt RC passzív hálózatból határozhatjuk meg. A pólusok helyzetének relatív stabilizálására és az aktív elemek megváltoztatásától való függetlenítésére megfelelő eljárások vannak.

Műveleti erősítőt alkalmazó aktív RC szűrő tervezésekor a tervező a kaszkád szintézist alkalmazza. A kaszkád szintézis lényege, hogy a tervezést másodfokú blokkok megvalósítására vezetjük vissza. Adott az $F(p)$ hálózatfüggvény a következő alakban:

$$F(p) = \frac{A_0 + A_1p + A_2p^2 + \dots + A_mp^m}{B_0 + B_1p + B_2p^2 + \dots + B_np^n} \quad (14)$$

A számlálót és nevezőt gyöktényezőkre bontva írhatjuk:

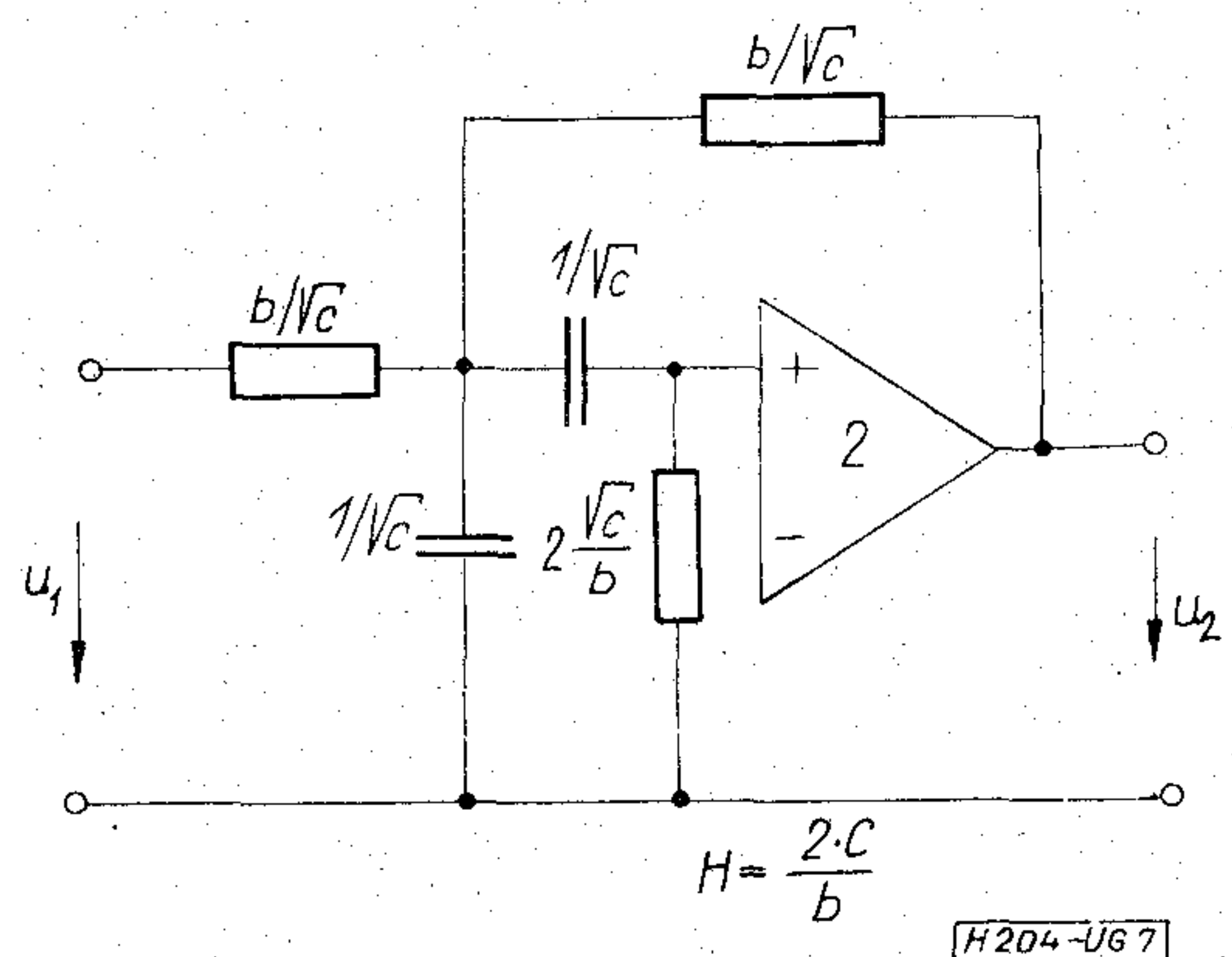
$$F(p) = k \frac{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + 2\xi \frac{p}{\omega_3} + \frac{p^2}{\omega_3^2}\right) \dots}{\left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right) \left(1 + 2\xi \frac{p}{\omega_4} + \frac{p^2}{\omega_4^2}\right) \dots} \quad (15)$$

Az így felírt $F(p)$ függvényt első és másodfokú blokkok kaszkád kapcsolásával tudjuk realizálni.

A fent elmondottak jobb megértése céljából bemutattunk egy másodfokú aluláteresztő és egy sávszűrő alaptag kapcsolási vázlatát, valamint megmutatjuk a hálózatfüggvény együtthatói és a kapcsolási elemek közötti összefüggést.

A 6. ábrán látható másodfokú aluláteresztő alaptag a következő átviteli függvényt realizálja:

$$F(p) = \frac{H}{p^2 + b \cdot p + c} \quad (16)$$



7. ábra. Sávszűrő alaptag

A 7. ábra a sávszűrő alaptagot mutatja, melynek az átviteli függvénye a következő:

$$F(p) = \frac{H \cdot p}{p^2 + b \cdot p + c} \quad (17)$$

A Remix Rádiótechnikai Vállalat Vékonyrétegtechnikai laboratóriumában végzett munka rövid ismertetése

Vállalatunknál 1972. elején a megelőző irodalomtanulmányozás, technológiai adottságaink és lehetőségeink, valamint a piaci igények és szükségletek felmérése után elkezdődött a vékonyréteg RC hálózatokat és műveleti erősítőket tartalmazó aktív RC szűrők tervezése és kísérleti gyártása. Erre az a felismerés vezetett, hogy amikor az aktív szűrőkkel kapcsolatos elképzelések már az úgynevezett vékony film-réteg formájában megjelenő alkatrészek felhasználási lehetőségével is társulnak, úgy ebben az esetben az aktív RC szűrők felhasználása révén a szűrők olyan új generációja válik reális lehetőséggé, amelyektől biztosan elvárhatjuk, hogy az elkövetkezendő években a modern kor szellemének megfelelő miniatürizálási technológiát alkalmazó elektronikus szakterületek legtöbbször a felmerülő szűrőigényeket kielégítik. A téma bonyolultságára, összetettségére, valamint számításigényességére való tekintettel a tervezéshez számítógépes tervező programot készítettünk. Igyekeztünk a program rugalmasságát messzemenőleg biztosítani. A bemeneti adatok megadása kétféle úton történhet:

1. Megadjuk a szűrő fokszámát, típusát, a törésponti frekvenciákat és a szükséges tűréseket (Q tűrése, ω_i tűrése).
2. Megadjuk a szűrő típusát, a törésponti frekvenciákat és a kívánt csillapítás-értékeket, a szükséges tűrésekkel.

Ez utóbbi esetben a gép számolja ki a szűrő fokszámát is. Mivel hibrid integrált áramkörös realizálásról van szó, nem hagyhattuk figyelmen kívül a technológiából fakadó előnyöket és korlátokat sem, és ezekre a program elkészítésénél tekintettel voltunk, azaz a vékonyréteg-ellenállások és -kondenzátorok gyártástechnológiájának ismeretében, a tervezés során felhasználható RC elemek értékeit alulról és felülről is korlátoztuk. ($R_{\min} = 10 \Omega$ $R_{\max} = 200 \text{ k}\Omega$, $C_{\min \text{ integrált}} = 100 \text{ pF}$ $C_{\max \text{ integrált}} = 5 \text{ nF}$ $C_{\max \text{ hibrid}} = 50 \text{ nF}$). A másik — technológia ismeretét feltételező — megkorlátozás az egyes áramköri elemek tolerancia kiosztásában jelentkezik. Mint ismeretes az aktív RC szűrők tervezésének és gyártásának egyik sarkalatos kérdése az, hogy megvizsgáljuk hogyan változik az eszköz átviteli tulajdonsága az egyes áramköri elemek értékeinek megváltozásától. A vékonyréteg-technológia ismeretében nem lett volna célszerű egyenletes tolerancia-elosztást megvalósítani R és C vonatkozásában, mivel a kondenzátorok pontos értékre történő beállítása összehasonlíthatatlanul nehezebb, mint az ellenállásoké. Ezen okok miatt a program tolerancia analízist végző része úgy van kialakítva, hogy a rendelkezésre álló tűrés-

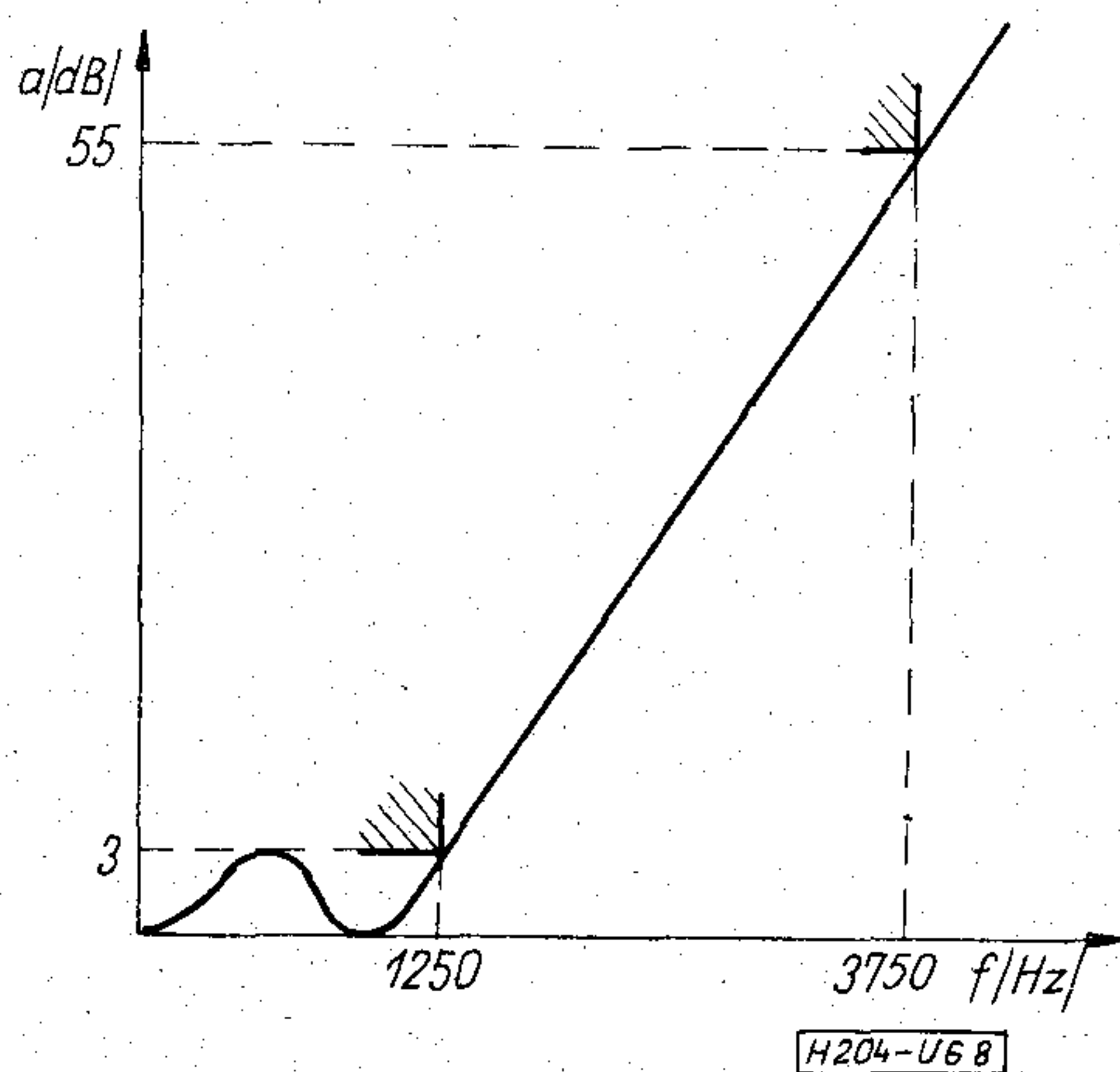
mezőből (specifikációs adat) viszonylag nagy tűréseket enged meg a kondenzátorok névleges értékeitől való eltérésre, míg az ellenállások pontossági követelményei 1–2 nagyságrenddel szigorúbbak. Áramkörünket első és másodfokú alaptagok kaszkád kapcsolásával valósítjuk meg. Egy-egy alaptag általában 1 műveleti erősítőt (709, 741, 748-as típusokat alkalmazunk) és néhány, a feladat jellege által megkívánt számú RC alkatrészt tartalmaz. Az erősítő erősítése általában egységnyi. A megvalósítandó feladatok sokaságában előfordulnak olyan speciális áramkörök is, melyek realizálása során el kell térni az egységnyi erősítéstől, mert pl. az adott feladatot a rendelkezésre álló RC alkatrész értékkészlettel nem tudnánk realizálni. Ilyen esetekben olyan alapkapcsolás számítására tér át a program automatikusan, mely nem egységnyi erősítésű erősítőt alkalmaz. A másik elágaztatás a programban a Q értékének függvényében következik be. Mint ismeretes az elemértékek szórása Q függő és nagy Q -jú hálózatok esetén több száz, illetve ezerszeres lehet (az elemszórás Q^2 -tel arányos). A másik probléma az, hogy a nagy Q -jú áramköröknek az érzékenysége az elemek megváltozására. Igen nehéz így stabil, jól működő hálózatot készíteni, valamint az elemek értékeire igen szigorú toleranciák adódnának, amit nem lehet betartani. Ezért, hogy a nagy Q -jú alaptagokat is tudjuk realizálni, az alapkapcsolásaink között szerepel két műveleti erősítővel realizált alaptag. Ennek az alaptagnak az a tulajdonsága, hogy az áramkör összérzékenysége független a Q -tól és értéke kétszeresével egyenlő. A programban a Q szerinti elágaztatás $Q > 5$ értéknél következik be.

A program a következő típusú aktív RC szűrők tervezésére képes:

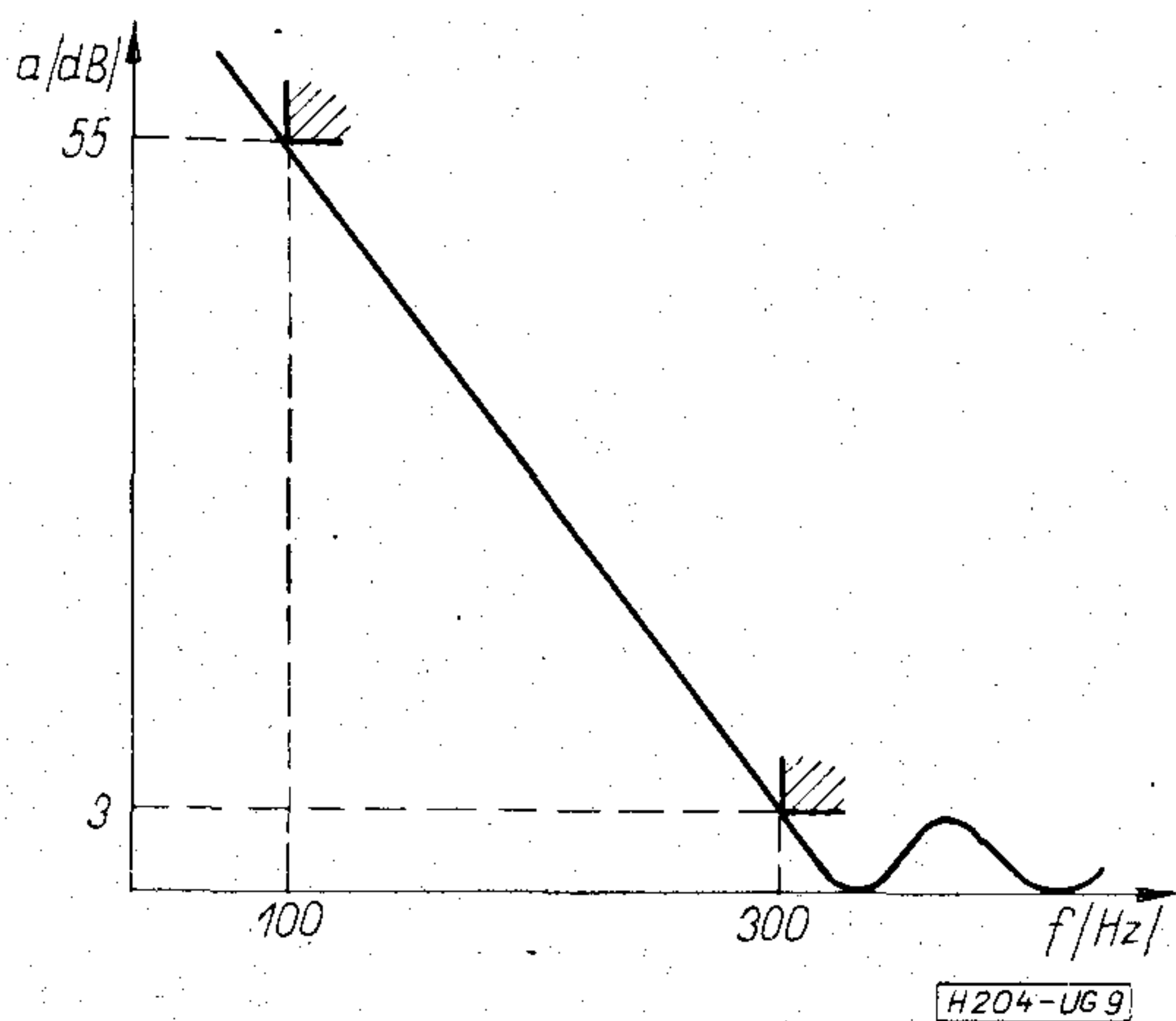
- a) Maximális laposságú (Butterworth) alul- és felüláteresztő szűrők;
- b) Csebisev-típusú alul- és felüláteresztő szűrők;
- c) Elliptikus típusú szűrők;
- d) Sávszűrők.

A realizálható fokszám: 2 és 10 között van.

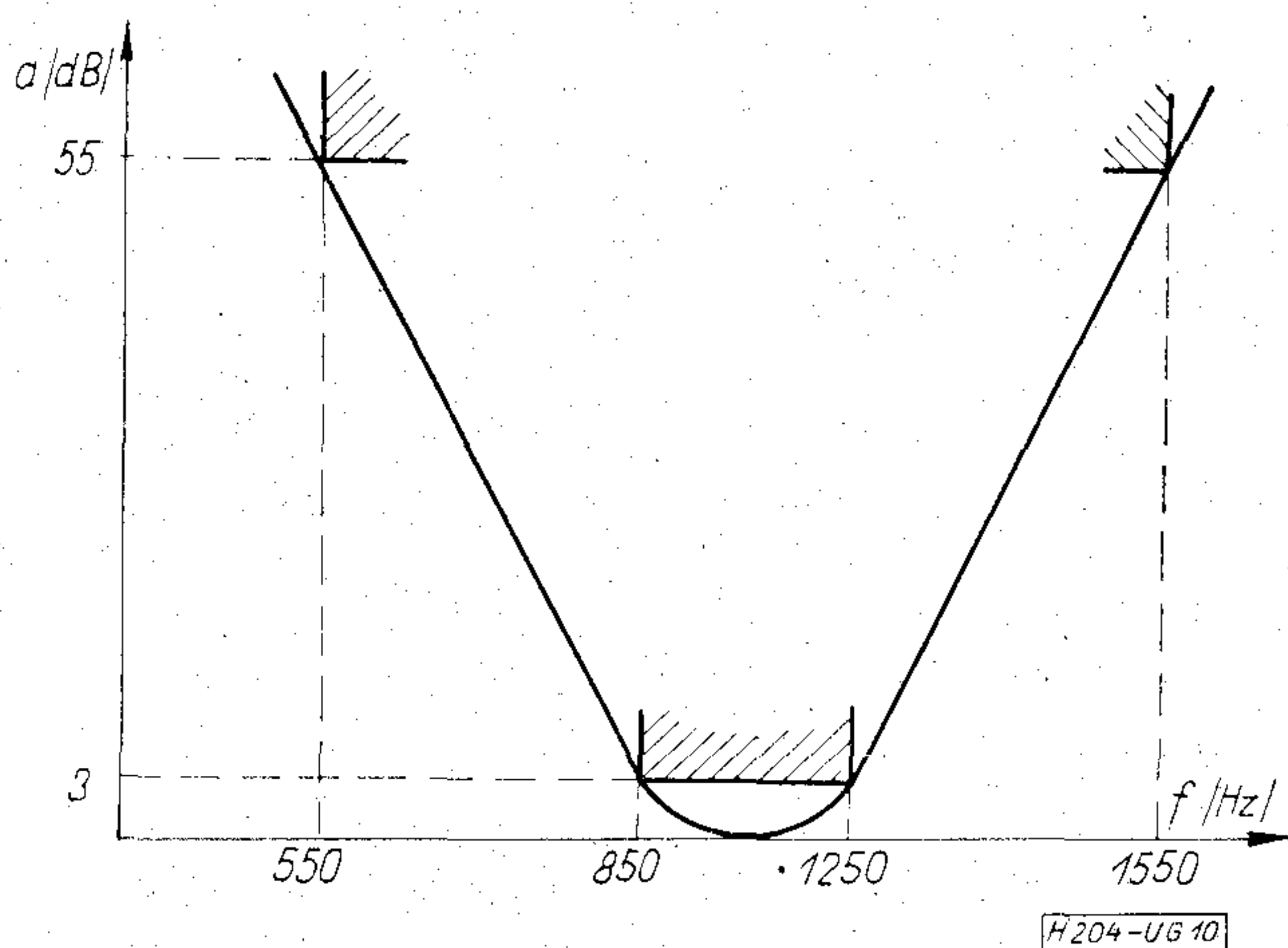
Végezetül szeretnénk bemutatni néhány olyan szűrő tolerancia sémát, amelyeknek a konkrét áramköri realizálása, tervezése laboratóriumunkban megtörtént.



8. ábra. Realizált aluláteresztő szűrő csillapításkarakterisztikája



9. ábra. Megvalósított felületeszűrő csillapításkarakteristikája



10. ábra. Realizált sávszűrő csillapításkarakteristikája

Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola Tudományos Ülésszaka

A magyar villamosipar műszaki középkáder képzésének 75 éves jubileuma alkalmából a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola Tudományos Ülésszakot és egy kis, de igen szép és tartalmas házi kiállítást rendezett.

Az ülésszakot *Dr. Polinszky Károly* művelődésügyi miniszterhelyettes nyitotta meg, a bevezetőt *Dr. Szilágyi Miklós* főigazgató tartotta. Az ülésszak 104 előadása az alábbi szekciókban folyt:

Társadalomtudományi szekciók;
Gyengeáramú kari szekciók;
Híradásipari;
Műszer-automatika;
Számítástechnika és modellezés;
Fizika, kémia;
Alkatrésztechnológia;
Erősáramú kari szekciók.

Az előadásokon a főiskola tanárai kutatómunkáikról és egyes tárgyak oktatásának módszertanáról tartottak igen értékes előadásokat. A főiskola néhány végzett hallgatója diplomamunkájáról számolt be. Ezek során számos gyakorlatilag is hasznosítható eredmény született, így berendezések, műszerek stb. Az előadásokon nagyszámú hallgatóság vett részt.

Az ünnepségek kapcsán mód nyílt, hogy a 75 éves hagyományokkal rendelkező oktatási intézmény múltját, jelenét és jövőjét a látogatók megismerjék. *Dr. Szilágyi Miklós* főigazgató sajtóértekezleten ismertette az 1898-ban alapított és az intézmény jogelődjének tekintendő Állami Mechanikai és Órásipari Szakiskolától az Állami Kandó Kálmán Villamosipari középiskolán (1941) át a mai intézményig vezető utat. A lassú fejlődés a felszabadulás után gyorsult meg. Ma a főiskolának két kara van: Erősáramú Kar Budapesten a Nagyszombat utcában és Gyengeáramú kar a Tavaszmező utcában, ez utóbbinak kihelyezett tagozata működik Székesfehérvárott, mely hatékonyan működik a számítástechnikai program (Videoton) végrehajtása érdekében. A főiskolán vil-

lamosipari üzemmérnököket és műszaki tanárokat képeznek. A Gyengeáramú Karon 8 tanszék működik és alábbi szakok szerint tagozódik: híradásipar szak, műszerautomatika szak, alkatrészgyártó szak, számítástechnikai szak, műszaki tanárképző szak, kihelyezett tagozat. A hallgatói létszám 1973 márciusában: 3111 fő, ebből 111 külföldi. A Gyengeáramú Karon 924 nappali, 663 esti és 86 levelező hallgató tanult.

A hallgatók 87%-a állami támogatásban részesül. A főiskola saját kollégiuma most épül. A főállású oktatók száma 160, a mellékfoglalkozásúaké 35 és ezenkívül 262 óraadó oktatót is foglalkoztat az intézmény.

A főiskola szoros kapcsolatot tart fenn valamennyi villamosipari nagyvállalattal, a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karával, a műszaki főiskolákkal és külföldi intézményekkel. Együttműködési szerződése van a főiskolának az alábbiakkal:

Villamos Automatika Intézet,
Központi Fizikai Kutató Intézet,
VIDEOTON Vállalat,
Gamma Művek,
Energiagazdálkodási Intézet,
Magyar Villamosművek Tröszt,
BME Villamosmérnöki Kar,
Kilián György Repülő Műszaki Főiskola,
Lipcsei Műszaki Főiskola,
Drezdai Műszaki Főiskola.

Kapcsolatban van a főiskola a Leningrádi Műszaki Egyetemmel, a Leningrádi Elektrotechnikai Intézettel, a Szabadkai Műszaki Főiskolával is.

Külön kiemelendő a Szovjet Tudományos Akadémia Ioffe-ről elnevezett Műszaki Fizikai Intézetével kialakult igen eredményes kutatási együttműködés. Nemzetközi kongresszusokon, külföldi folyóiratokban gyakran előfordul a főiskola neve.

A főiskola jól sikerült kiállításán a névadó Kandó Kálmán mérnöki oklevele és néhány személyes tárgya mellett számos oktatási eszköz és műszaki múzeális tárgy is ki volt állítva.

Software távközlési kapcsoló rendszerekben

Az Electronics Division of the Institution of Electrical Engineers, a British Computer Society, az Institute of Mathematics and its Applications, az Institution of Electronic and Radio Engineers, valamint az Essex Egyetem közreműködésével „Software távközlési kapcsoló rendszerekben” címmel az angliai Colchesterben az Essex Egyetemen 1973. április 2—5. között nemzetközi konferenciát rendezett.

A hagyományos „Teletraffic” és „Switching” konferenciák mellett ez volt az első „Software” konferencia.

A konferencia célja az volt, hogy lehetőséget biztosítson a tárolt programvezérlésű távközlési kapcsoló rendszerek software rendszerének fejlesztésével, készítésével és alkalmazásával kapcsolatos eredmények ismertetésére, a tapasztalatok ki-cserélésére és az elképzelések megvitatására.

A konferencián 20 (elsősorban európai) országból 258 fő vett részt, ebből 133 volt a hazai résztvevők száma. A legnagyobb létszámú külföldi delegáció Japánból érkezett (19 fő), a többi ország küldöttsége 2—15 főből állt. A szocialista országokat Magyarország (5 fő), Csehszlovákia (2 fő) és Lengyelország (2 fő) képviselte.

A konferencia 10, időben egymás utáni ülésén 13 ország szerzőitől összesen 36 előadás hangzott el. Az angol szakemberek 16 előadást, a japánok 5 előadást, a többi ország szerzői

általában 1, legfeljebb 2 előadást tartottak. A szerzők a rendelkezésükre álló kb. 15 perc alatt csak kommentálták a nyomtatásban is megjelent előadásokat. Az üléseket (3—4 előadás) kb. 1 óras vita követte.

Az egyes ülések az alábbi témákkal foglalkoztak:

1. ülés: Software ügyvitel
- 2—3. ülés: Magas szintű programnyelvek
4. ülés: Rendszerek kifejlesztése és szimulációja
- 5—6. ülés: Programnyelvekkel szerzett gyakorlati tapasztalatok
7. ülés: Tárolt programvezérlésű rendszerrel kapcsolatos gyakorlati tapasztalatok
8. ülés: Kisegítő software rendszerek
9. ülés: Software készítés
10. ülés: Hibakeresési eljárások és a tárolt programvezérlésű rendszerek biztonságos működtetése

A konferencia teljes anyagát tartalmazza a „Software engineering for telecommunication Switching systems” című IEE kiadvány, amely hozzáférhető a Híradástechnikai Tudományos Egyesületben.

Dr. Ruppenthal Péter

Tájékoztató

a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán 1974. februárjában induló szakmérnöki szakokról, valamint azok oktatási célkitűzéseiről

Jelentkezési határidő: 1973. szeptember 15.

Villamosmérnöki-matematikai szak

E szakmérnöki szakon a végzett villamosmérnököknek olyan matematikai továbbképzését kívánjuk biztosítani, hogy képesek legyenek a műszaki szakterületükön felmerülő matematikai igényű mérnöki feladatok megoldására, a műszaki problémák matematikai modelljének megalkotására, elméletileg megalapozott tervezési, konstrukciós, gyártmányfejlesztési, gazdaságossági modellek matematikai módszerekkel történő vizsgálatára, a matematikai módszerek alkalmazásában rejlő lehetőségek teljes kihasználására, a modern számítástechnikai eljárások és számológépek felhasználására. Ennek megfelelően a szak alapos továbbképzést kell, hogy biztosítson a matematika azon klasszikus és modern fejezeteiben, amelyek az ipari fejlesztés szempontjából kiemelt jelentőségűek.

Integrált áramkörüi szak

A szak célkitűzése egyrészt az áramkörök integrálásával együttjáró tervezési módszerek elsajátítása, másrészt — növekvő fontossággal — a rendszertechnikai és áramkörtechnológiai ismeretekkel egyaránt rendelkező áramkör-tervezői gyakorlat kifejlesztése. A hazai igényeknek megfelelően elsősorban a már nagy mennyiségben gyártott szigetelőalapú hibrid áramkörök tervezésében való jártasságot kíván kialakítani. A fenti témakörű elméleti tananyaghoz kiterjedt laboratóriumi gyakorlatok csatlakoznak. Ez utóbbiak úgy kerülnek megszervezésre, hogy lehetővé tegyék a differenciált önálló foglalkozásokon alapuló munkát. A szakra elsősorban a megadott szakirányú képzettséggel rendelkező villamosmérnökök kérhetik felvételüket.

Digitális berendezések rendszertervezése szak

A szak célja a digitális számítógépek és a hozzájuk kapcsolódó egyéb digitális berendezések rendszerének és logikai áramköreinek tervezésére, valamint üzemeltetésére alkalmas szakmérnökök képzése. A szak mind a tervező, mind az üzemeltető mérnökök számára részletekbe menő tájékoztatót ad a digitális számítógépek és az egyéb digitális berendezések

ún. hardware kérdéseiről. Foglalkozik e berendezések áramköreinek, valamint az azokból felépített logikai rendszereknek a tervezésével és az analízisével. Ismerteti a nagyobb egységekből felépített rendszerek tervezési és illesztési kérdéseit, valamint az ember — gép kapcsolat, illetve a számítógép és a termelési folyamatok kapcsolatának szervezési és műszaki kérdéseit.

Mikrohullámú-technikai szak

A szak célja olyan mikrohullámú szakmérnökök képzése, akik mikrohullámú rendszerek és berendezések fejlesztésében és gyártásban részletesebb szakmai ismeretekkel rendelkeznek. A szaktárgyak az egyetemi anyagra épülve, annál magasabb szintű ismereteket nyújtanak a mikrohullámú aktív és passzív áramkörök, antennák, mikrohullámú berendezésekben használt elektronikus áramkörök tervezésében többcsatornás összeköttetések, rádiólokátorok rendszertechnikai, berendezés és konstrukciós kérdéseiben, a hasznos mérésekben. A szakmai tárgyak jobb feldolgozását az egyetemi tananyagon túlmenő matematikai fogalmak (mátrix számítás, lineáris operátorok sztochasztikus folyamatok) és módszerek ismertetése segíti elő. Az áramkör tervezést korszerű hálózatalméleti alapoza teszi teljesebbé. A szakra jelentkezhetnek híradástechnikus, illetve műszerszakos villamosmérnök, valamint fizikus oklevéllel rendelkezők.

Erősáramú hálózatok számítógépes szimulációi szak

A szak oktatási célkitűzése: villamosmérnökök vagy gépészmérnökök (B tagozatos) továbbképzése. Az erősáramú hálózatok tervezésével és üzemeltetésével foglalkozó mérnökök megismertetése a korszerű számítógépes eljárások matematikai alapjaival — különös tekintettel a szimulációs módszerekre — továbbá azok konkrét alkalmazási lehetőségeivel erősáramú hálózatok üzemi és tervezési problémáinak megoldásánál. Szűkebb oktatási célkitűzések: az említett szakterületeken dolgozó mérnökök továbbképzése annak érdekében, hogy munkájukat magasabb szinten, a kibernetikai és a korszerű matematikai eljárások teljes mértékben történő felhasználásával legyenek képesek ellátni.

SZEMLE

1973-ban software-fejlesztésre ismét 10 millió francia frank áll rendelkezésre. Ezt elsősorban bázis-software-fejlesztésre és a software-házak (Sociétés de Service et Conseil en Informatique — SSCI) támogatására fordítják.

A software területén néhány pontban már sikeresen használták fel a támogatást: pl. az operációs rendszereknél, a kis- és nagyteljesítményű számítógépeket összekapcsoló software-ben, a file-kezelő software-nél, magas szintű programnyelvek fejlesztésében és egy sor alkalmazási software kidolgozásában. Mind a software-házak, mind a francia gyártók (CII, Telemechanique, Intertechnique, Logabax) részesültek a software-re fordított költségvetési összegekből.

*

Az utóbbi tíz évben a bolgár számítástechnikai és szervezési berendezéseket gyártó ipar jelentős fejlődésen ment keresztül. A külföldi vállalatok kínálatát a bolgár tudományos és műszaki intézetek sok eredeti, konstruktív megoldású berendezéssel egészítették ki.

Az IZOT tröszt számos korszerű, számítógép- és szervezési berendezés-gyártást irányít; ezek műszaki-tudományos, konstrukciós és technológiai tevékenysége, valamint több kutatóintézet és műszaki fejlesztő állomás is hatáskörébe tartozik.

Az IZOT termelési programja a következőket fogja át:

- automatikus vezérlő- és termelőberendezések,
- digitális számítógépek,
- mágnesszalagos tárolók,
- jeltranszformátorok, mágneslemez-kötegek és nyomtatott áramköri lemezek számítógépekhez,
- táska- és elektromos írógépek,
- számológépek, beleértve a MOS integrált áramkörökkel felszerelt gazdasági és tudományos célú berendezéseket,
- termelési folyamatok automatizálását szolgáló készülékek és eszközök,
- precíziós elektronikus mérőműszerek laboratóriumi és ipari felhasználásra, rádió- és tv-szervizműszerek,
- szervezési és adatrögzítő berendezések,
- precíziós mérlegek és adagolók laboratóriumi, ipari célokra.

Szovjet szakemberek segítségével kifejlesztették az Egyesült Számítógép Rendszer részeként az ESZ—1020 típusú számítógépet. Ezenkívül különböző perifériákat is gyártanak: mágneslemez tárolókat (ESZ—5052), mágnesszalagos tárolókat (ESZ—5012). Az IZOT szállít továbbá ESZ—8501 típusú terminált számítógépek és kihelyezett berendezések közötti adatátvitelhez. Ebben a terminalban alkalmazzák az IZOT által kifejlesztett Marica—141 típusú elektromos írógépeket.

A bányászat számára gyártják az IZOT—310 típusú számítógépet 64 Kbyte kapacitású tárolóval. Ezek a kis és közepes üzemek, valamint tervezőintézetek pótolhatatlan segítői lesznek.

Az IZOT Művek új elektronikus számológépei az ELKA—42 és ELKA—45 MOS integrált áramkörökkel felszerelt berendezések. A termelési skálához tartoznak kisebb elektronikus számológépek (ELKA—101), tudományos kutatások céljára készülő ELKA—99 és ELKA—77 típusú adatrögzítő berendezések is. (*Handelsblatt*, 1972. nov. 6.)

*

Az NSZK-ban 14 cég szolgáltatja a software forgalom több mint 50%-át. Ezek egyenként 100-nál több alkalmazottat foglalkoztatnak és 7 millió DM-nél nagyobb forgalmat bonyolítanak le. A 72 nyugatnémet software-ház összforgalma 1971-ben 258 millió DM, 1972-ben 301,7 millió DM volt.

A nyugat-német software-házak software-csomag kínálata 299 alapprogramot, 157 rendszer-kiszolgáló programot és 108 műszaki-tudományos programot tartalmaz. Az NSZK-ban csupán 20—25 számítástechnikai szolgáltató vállalat foglalkozik standard software-csomag rendszeres fejlesztésével. A vállalatok 2/3-a alkalmazási software fejlesztésén kívül számítástechnikai szolgáltatással is foglalkozik. A nyugat-

német software-házak szakemberigényeit a felsőfokú tanintézetek az esetek többségében nem tudják biztosítani. A tanfolyam viszont rendkívül költség- és időigényes. A számítástechnikai alapképzés azoknál a vállalatoknál folyik, melyeknek gazdasági bázisát tulajdonképpen a kvalifikált szakemberek ismeretanyaga jelenti.

Csupán 20—25 cégnél — ahol széles körű szolgáltatási tanácsadás, rendszertervezés, software-fejlesztés és oktatás folyik — épül a perspektivikus fejlődés megalapozott marketing koncepcióra.

Az USA-ban négy év óta önállósult software-piac Nyugat-Európában — Angliát és Svédországot kivéve — még gyerekcipőben jár.

Felmérések szerint a felhasználóknál szervezésre és programozásra rendelkezésre álló eszközökből az NSZK-ban 1971-ben csak 2—3%-ot, 1972-ben kb. 3,8%-ot fordítottak software vásárlására. Ez a részarány 1973-ban sem emelkedik 5% fölé. Ezzel szemben az USA-ban 1972-ben már majdnem elérte a 20%-ot, s a következő években előreláthatóan 50%-ra nő. Ez azt jelenti, hogy a software-problémák saját erőből történő megoldása a felére csökken.

Szakemberek 1972. évi becslése szerint világviszonylatban a software-kereskedelem távlati lehetőségei szinte korlátlanok, s az elkövetkezendő 5 évben a forgalom jelentős növekedése várható. (*KGM—MTTI információ.*)

*

Lengyelországban felméréseket végeztek az elektroncsövek 1973-as várható értékesítésére vonatkozóan, és ennek során azt tapasztalták, hogy az igények korántsem csökkennek, sőt a nyugati megrendelők egyre nagyobb tételben jelentik be igényeiket. Megrendelés állományuk alapján arra következtetnek, hogy a kereslet legalább 1975-ig változatlanul jelentős lesz.

Az elektroncsövek iránt újra megnyilvánuló érdeklődés, és a rendelés állomány ezzel összefüggő növekedése kapcsolatban van azzal, hogy több tőkés nagyvállalat 1972 második felében leállította vevőcsövek gyártását. A teljesség kedvéért utalunk arra, hogy a vásárlók elsősorban a színes és a fekete-fehér tv-készülékekben alkalmazott elektroncsövek iránt érdeklődnek. (*KGM—MTTI információ.*)

*

A számítógépek beszerzése mindenütt komoly tőkebefektetéseket igényel, a számítógép alkalmazását illető döntés megfontolt gazdaságossági, eredmény számítási alapokon jön létre. Minden vállalat elsőrendű célja, hogy kockázatát minimalisra csökkentse, igyekezzék a tőkebefektetés összegét alacsony szinten tartani.

Ezért a számítógépek beszerzésénél a vásárláson túlmenően igen elterjedt a számítógép-rendszerek bérlete is. A bérletnek két formája fordul elő leggyakrabban: a közvetlen bérlet és a lízing.

A közvetlen bérlet lényege, hogy a számítógépgyártó cég előre meghatározott havi bérleti díjért „bérbeadja” a számítógépet, azt leszállítja, installálja.

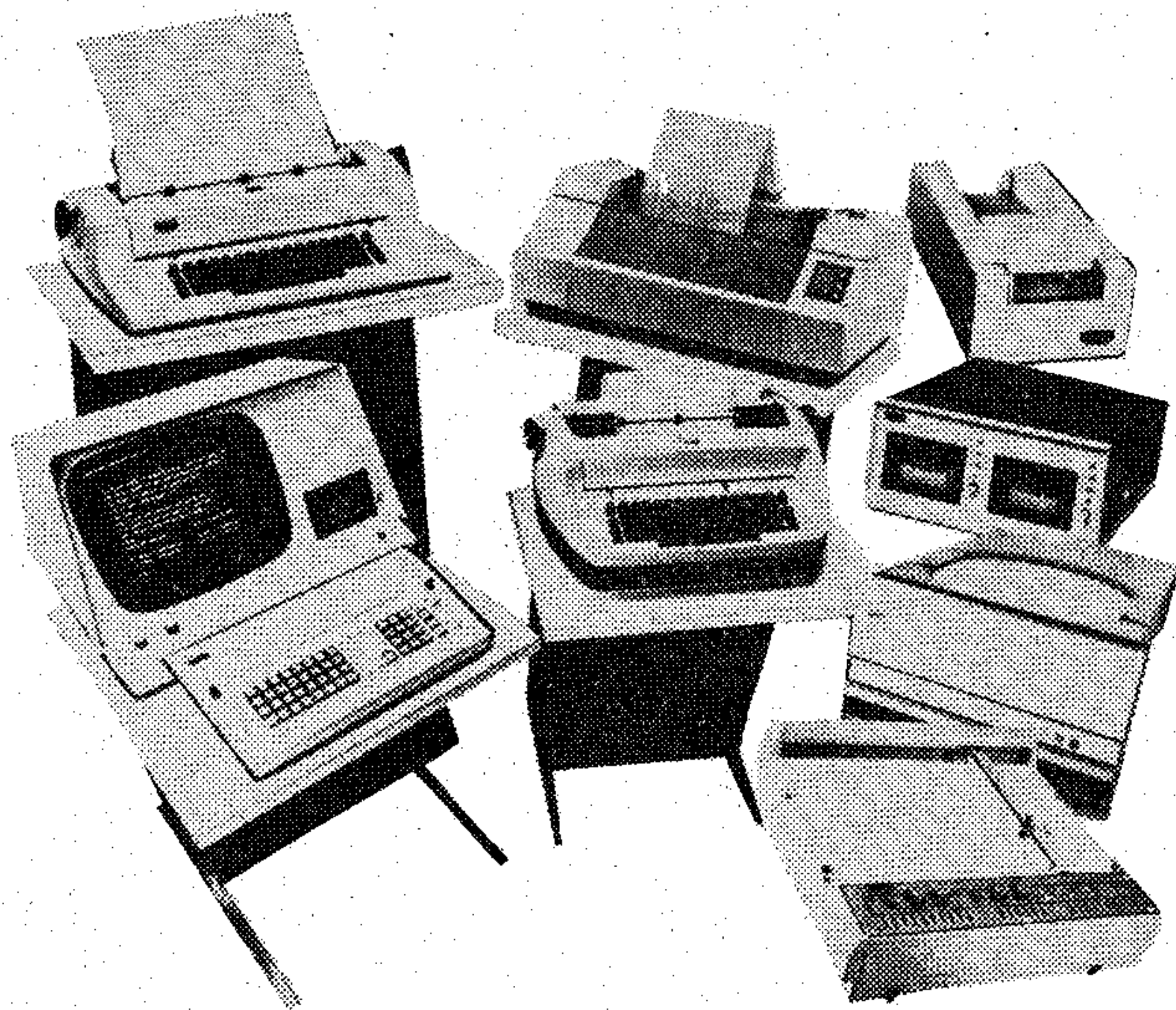
A lízing tulajdonképpen két részből áll. Az első részben egy lízing-társaság megvásárolja saját céljaira a számítógépet a gyártótól, azután a második részben ezt az új számítógépet azonnal bérbeadja a végső felhasználónak.

A számítógépek bérbeadása egyidős a számítógépek megjelenésével, ugyanis az első időkben a számítógéprendszerek magas ára miatt a vállalatok nem gondolhattak arra, hogy számítógépet vásárolnak. Csupán az 50-es évek közepétől vált gyakorlattá a számítógépek megvásárlása, de még a mai napig sem a legelterjedtebb formája a számítógép megszerzésének.

A fejlett tőkésországok számítógép-állománya e három forrás következő megoszlását mutatja:

közvetlen bérlet	66%
lízing	9%
vásárlás	25%

(*KGM—MTTI információ.*)



WANG INTRODUCES 4TH GENERATION CALCULATOR/COMPUTER
Powerful new 2200 Advanced Programmable Calculator combined with proven
Wang peripherals provides performance and flexibility at lower cost.

A Wang cég asztali számológépeiről februári számunkban már beszámoltunk. A BNV-n a cég néhány újdonságát mutatta be. A C-50, C-52, C-62, C-72 típusok kisméretű, nem programozható asztali számológépek, melyek azonban számos függvényt is előállítanak. A 452 és 453-as típusok az előzőkben említett gépek programozható változatai, kapacitásuk 320 programlépés- és 16 számregiszter. Ezen gépek lényegében mindazt nyújtják, mint a régebbi 500 sorozat, azzal a különbséggel, hogy csak kártyaolvasó perifériával rendelkeznek, de áruk tört része a régebbi típusokénak. A lapunkban már ismertetett 600-as típus számos új bővítési lehetőséggel és perifériával gazdagodott. Ezek közül említést érdemelnek: a gépbe dugaszolható „formula programozó” blokk, melynek segítségével algebrai nyelven lehet programozni, valamint a nagyszámú különböző kapacitású külső tároló. Legnagyobb kapacitású a 3M-ás lemeztároló. Új gép a 2200-as típus, melyet fényképen is bemutatunk. Ez a viszonylag olcsó gép építőszekrény elven bővíthető. A gép huzalozott Basic utasítás-rendszerű, egy-egy utasítás egyetlen programlépésként tárolódik a max. 32 k-s memóriában. Az alapgép katódsugárcsőves kijelzővel, kazettás tárolóval rendelkezik, de gyors sornymatató is csatlakoztatható hozzá. Max. 9 periféria alkalmazható egyidejűleg 3M-ás lemeztárolók, rajzgép stb. A cég beszüntette a régebbi 100-as, 300-as és 3300-as típusainak gyártását. A Wang cég magyarországi vezérképviselője a Hungagent AG (II., Lajos u. 11-15.) (Wang katalógusok).

A Kínai Népköztársaság az embargó előírásai ellenére már ez ideig is vásárolt nyugati számítógépeket. A tőkés szállító cégeknek nagy problémát jelent az értékesített berendezések karbantartása és a vevőszolgálat biztosítása. A kínaiak általában arra törekednek, hogy az importált berendezések kiszolgálására saját karbantartó személyzetet képezzenek ki.

A harmadik generációs számítógépek és integrált áramkörök gyártása terén Kína figyelemre méltó eredményeket ért el.

Az 1100 főt foglalkoztató Pekingi Számítástechnikai Kutató Intézet — jelentőségét és munkaprogramját illetően — a Robotron kutatóintézetéhez hasonlítható. Az intézet hardware (tároló technológia, áramköri megoldások stb.) periféria és software témákkal egyaránt foglalkozik. (Zeitschrift für Datenverarbeitung)

*

A Szovjet Műszaki Tudományos Kutató Intézet igazgatójának nyilatkozata szerint befejezés előtt állnak a számítógépes programnyelvek szabványosításának előkészületei. Az egységes komputernyelvhez több mint 4 millió terméket 10 jegyű számkombinációval látnak el. Ezáltal minden minisztériumnak lehetősége lesz arra, hogy 10 percen belül akár a legtávolabbi gyárból is megkapja a kívánt információkat. (Zeitschrift für Datenverarbeitung.)

*

A francia számítástechnikai kormányprogram a Plan Calcul, első sikeres öt esztendeje után — mialatt a Compagnie Internationale pour l'Informatique (CII) négy IRIS számítógépet fejlesztett ki — második ötéves időszak kezdetéhez érkezett. Ebben a programban 1973-ra 225 millió francia frank összeget irányoztak elő a számítástechnikai kormányprogram végrehajtására.

A most következő adatokat a francia Kereskedelem és Iparügyi Minisztérium tette közzé a polgári kutatási és fejlesztési költségvetéséről szóló jelentésében. Az előirányzott összeg kiemelkedő részét — 166 millió francia frankot — hardware-fejlesztésre fordítják. Ennek az összegnek a túlnyomó részét a CII használja majd fel. Az IRIS sorozat előállításán kívül már korábban is dolgoztak nagy kapacitású diszkrendszer fejlesztésén is, kereskedelmi adatfeldolgozásban való alkalmazásra.

A Plan Calcul kisszámítógépek, adatvégállomások, adatvisszakereső berendezések és egyéb perifériák — elsősorban új típusú sornymatatók és tároló egységek — fejlesztési munkáit is finanszírozta. 1970-ig a perifériák fejlesztését elsősorban a Sperac végezte, majd később a cég beolvadt a CII-be.

Az 1973-as tervek a CII nagy kapacitású diszkrendszere kutatási munkáinak folytatását, valamint több kisebb cég terminál- és periféria-fejlesztéseit irányozzák elő. Támogatni fogják kisebb cégek adatvisszakereső, nyomtató és memória-berendezéseinek gyártását is.

Budapesti Nemzetközi Vásár 1973

A BNV '73-on a Budapest Főváros Tanácsa VB Nagydíját nyerte el a

Mechanika Laboratórium STM 410-es STÚDIÓMAGNETOFON-ja.

Az STM 410 Magnetofon sztereófelvételekre is alkalmas, 2 sávú Stúdió minőségű európai színvonalú berendezés, elektronikai korszerűsége mellett gyártástechnológiai szempontból is az. A berendezésben több magyar szabadalom testesül meg. Ilyen berendezések működnek a magyar rádió stúdiójában is, különböző európai országokba 6 év alatt mintegy 2000 ilyen berendezést szállított a gyártó vállalat. Jelenleg olaszországi gyártási együttműködésről tárgyalnak.

BNV-díjat kapott termékek

1. Híradástechnikai Szövetkezet

Képválasztó rendszerű központi tv-hálózat

2. VIDEOTON Rádió- és Televíziógyár

340 tip. alfanumerikus display

3. Telefongyár

TAM 600 MODEM berendezés

4. VIDEOTON Rádió- és Televíziógyár

RC 4602 típ. SIRIUS De LUXE rádió

5. Mechanikai Művek

Ipari fázisjavító kondenzátor

6. GAMMA Művek

Kétvezetékes analcont távadócsalád

7. Elektronikus Mérőkészülékek Gyára

1252-21 EMG impulzusgenerátor

8. RADELKIS Elektrokémiai Műszergyártó Szöv.

OH-403 automatikus merkaptométer

9. Méréstechnikai Központi Kutató Laboratórium

Digitális elektronikus öntőüst-mérleg

10. Magyar Optikai Művek

ER 1500 típ. olvasó és ES 1500-1 típ. szalagadagoló, valamint ES 1500-2 típ. szalagfogadó

11. Elektroakusztikai Gyár

Nyelvi laboratórium (BKO rendszer)

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.54:621.372.85

Sallai Gy.:

A transzverzális szűrő tolerancia-analízise

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 7. sz.

A cikk a késleltető művonalas transzverzális szűrő átviteli karakteristikájának tolerancia-analízisével foglalkozik. Megvizsgálja a beállítható súlyozó együtthatók toleranciáinak, a késleltető tagok ideáltól eltérő voltának — veszteségnek, névleges késleltetéstől való eltérésnek, futási időingadozásnak — hatását. A meghatározott tolerancia-összefüggések a transzverzális szűrő súlyozó áramkörének és késleltető művonalának tervezéséhez nyújtanak szempontokat. Példaként az előírt futási időt egyenletesen közelítő késleltetővel megvalósított transzverzális szűrő analízisét végzi el.

ETO 621.382.001.6

Forgács G.—Lőrinczy A.—Tüttő P.:

Töltéstovábbítású eszközök — A félvezetőtechnika új iránya

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 7. sz.

A töltéstovábbítású eszközök — CTD: charge transfer device — a félvezetőtechnika rohamosan fejlődő új, rendkívül sokat ígérő terület. A szerzők ismertetik a CTD és az idetartozó BBD (bucket-brigade device) technika alapját, technológiáját és gazdaságossági kérdéseit. A cikket igen bő irodalomjegyzék egészíti ki.

ETO 621.391.823:681.325.65.

Dr. Ruppenthal P.:

Logikai áramkörök zavarérzékenysége

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 7. sz.

Egyre fokozottabb mértékben működnek elektronikus adatfeldolgozó berendezések nagy zavar szintű ipari környezetben. Ezért fontos problémává vált a logikai áramkörök zavarérzékenysége, ill. zavartűrése. A cikk a zavarérzékenységgel kapcsolatos alapfogalmak ismertetése után összefoglalja a zavarok keletkezésének okait és a zavarok elleni védekezési lehetőségeket. A TTL integrált áramkörök zavarérzékenységi kérdései után nagy zavartűrésű integrált logikai áramkörökkel foglalkozik. Bemutatásra kerül, hogy külső áramköri elemekkel hogyan növelhető a kívánt mértékűre az integrált áramkörök zavartűrése.

ETO 621.372.54:621.372.57

Udvarhelyi G.:

Hibrid aktív RC szűrők

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 7. sz.

A cikk tárgyalja az aktív és passzív szűrők tulajdonságait, az aktív RC szűrők realizálásának lehetőségeit. A szerző a budapesti Remix Rádiótechnikai Vállalatnál végzett kísérleti eredményeit ismerteti röviden.

Zusammenfassungen

DK 621.372.54:621.372.85

Sallai, Gy.:

Toleranzanalyse von transversalen Filtern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr 7.

In dem Artikel wird die Toleranzanalyse der Übertragungscharakteristik des transversalen Filters mit Laufzeitkette, erörtert. Es wird der Einfluss der Toleranzen der einstellbaren Bewertungskoeffizienten, die Abweichung der Laufzeitgliedern von dem Idealen — und zwar Einfluss des Verlustes, Abweichung von der nominellen Verzögerung Schwankungen der Laufzeit — erörtert. Die bestimmten Toleranzzusammenhänge bieten Gesichtspunkte zum Entwerfen des Bewertungsstromkreises und der Laufzeitkette. Als Beispiel wird die Analyse eines transversalen Filters, welcher die vorgeschriebene Laufzeit mit gleichmässig annähernden Elementen verwirklicht, durchgeführt.

Обобщения

ДК 621.372.54:621.372.85

Шаллаи, Г.:

Анализ допусков трансверсального фильтра

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 7

Статья излагает анализ допусков характеристики передачи трансверсального фильтра типа линии задержки. Рассматриваются влияния следующих параметров: допуски весовых коэффициентов для регулировки, отклонения линий задержки от идеальных данных, потери, отклонения от номинальных величин задержек, колебания времени задержки. Определенные соотношения по допускам дают точку зрения к проектированию весовой схемы и линии задержки поперечного фильтра. Анализ фильтра осуществляющего необходимое время задержки элементами с равномерным приближением, является примером метода.

ДК 621.382.001.6

Форгач, Г.—Лёринци, А.—Тюттё, П.:

Приборы с переносом заряда — новое направление полупроводниковой техники

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 7

Приборы с переносом заряда (CTD: charge transfer device) являются областью полной надежд полупроводниковой техники быстрого развития. Авторы излагают основы техники CTD и BBD (bucket-brigade device), их технологию и вопросы экономичности. К статье добавляется обильный список литературы.

ДК 621.391.823:681.325.65

Д-р Руппентал, П.:

Помехочувствительность логических схем

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 7

Электронные аппаратуры для обработки данных работают в всё более повышенной степени в окружности высокого уровня помех. Поэтому помехочувствительность и помехоустойчивость логических схем является важной проблемой. Статья, после выяснения основных понятий помехочувствительности, рассматривает причины возникновения помех, а также возможности защиты против помех. После вопросов помехочувствительности интегральных схем TTL, трактуются интегральные логические схемы высокой помехоустойчивости. Показывается метод повышения до желательной степени помехоустойчивости интегральных схем с помощью наружных элементов.

ДК 621.372.54:621.372.57

Удвархели, Г.:

Гибридные активные фильтры RC

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 7

Рассматриваются свойства активных и пассивных фильтров и возможности осуществления активных фильтров RC. Кратко излагаются результаты экспериментов на заводе Ремикс.

Summaries

UDC 621.372.54:621.372.85

Sallai, Gy.:

Tolerance Analysis of Transversal Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 7.

In the paper the tolerance analysis of the transmission characteristic of the transversal filter with delay line is dealt with. The influence of the tolerances of the adjustable weighting coefficients, deviations from the ideal characteristics of delay elements—loss, deviation from the nominal delay, delay time variation—is examined. The determined tolerance relations give an aspect to the design of the weighting circuit and the delay line of transversal filters. As an example the analysis of the transversal filter, comprising delay elements with a uniform approximation of the specified delay time, is performed.

DK 621.382.001.6

Forgács, G.—Lőrinczy, A.—Tüttő, P.:

Ladungsübertragungsgeräte. Neue Tendenzen der Halbleitertechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr 7.

Die Ladungsübertragungsgeräte sind die sich schnell entwickelnden neuen viel versprechenden Gebiete der Halbleitertechnik. Die Verfasser erörtern den Grund der Technik der Ladungsübertragungsgeräte und der dazu gehörenden BBD (bucket-bridge device), ferner befassen sie sich mit ihrer Technologie und Wirtschaftlichkeitsfragen. Der Artikel wird mit einer sehr reichen Litteraturliste komplettiert.

DK 621.391.823:68.1325.65

Dr. Ruppenthal, P.:

Störsicherheit der logischen Stromkreise

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr 7.

Elektronische Datenverarbeitungseinrichtungen funktionieren immer mehr in einer Umgebung von hohem Störpegel. Deshalb wurde die Störempfindlichkeit und Störsicherheit der logischen Stromkreise ein wichtiges Problem. Nach der Erörterung der Störsicherheit bezüglich Grundbegriffe werden die Ursachen der Erzeugung von Störungen und die Möglichkeiten des Schutzes gegen die Störungen zusammengefasst. Nach den Störsicherheitsfragen der TTL integrierten Schaltkreise wird es mit den integrierten logischen Stromkreisen hoher Störsicherheit beschäftigt. Es wird illustriert, wie die Störsicherheit der integrierten Stromkreise mit äusseren Stromkreiselementen zu steigern ist.

DK 621.372.54:621.372.57

Udvarhelyi, G.:

Aktive R—C Hybrid Filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr. 7.

In dem Artikel werden die Eigenschaften der aktiven und passiven Filter, ferner die Ausführungsmöglichkeiten der aktiven RC-Filter erörtert. Der Verfasser schildert kurz die Resultate seiner Experimente, die er in dem Radiotechnisches Unternehmen „REMIX“ erreicht hat.

CDU 621.372.54:621.372.85

Sallai, Gy.:

Analyse des tolérances d'un filtre transversal

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 7.

Analyse des tolérances de la caractéristique de transmission d'un filtre transversal comprenant une ligne à retard est achevée. Les effets des circonstances suivantes sont examinées: tolérances des coefficients pondérateurs variables, déviations des éléments à retard de l'idéal (pertes, fluctuations du temps de retard nominal). Les relations déterminées donnent des points de vue pour projeter le circuit pondérateur et la ligne à retard du filtre transversal. La méthode est illustrée par l'analyse d'un filtre du type T réalisé par éléments à retard approximant le temps de retard spécifié uniformément.

CDU 621.382.001.6

Forgács, G.—Lőrinczy, A.—Tüttő, P.:

Dispositifs à transfert de charge—une nouvelle direction de la technique des semiconducteurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 7.

Le dispositif à transfert de charge (CTD: charge transfer device), c'est un domaine de la technique des semiconducteurs, développant très vite et ayant de bon augur. Les auteurs exposent les bases, la technologie et les questions économiques de CTD et BBD (bucket-bridge device). Il y a aussi une ample liste des publications.

UDC 621.382.001.6

Forgács, G.—Lőrinczy, A.—Tüttő, P.:

Charge Transfer Devices. New Trends of Semiconductor Techniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 7.

Charge transfer devices (CTD) are a new advanced and extremely promising field of semiconductor techniques. The basis of the techniques of CTD and BBD (bucket-bridge device) belonging to it are presented by the authors, further their technology and economic problems are dealt with. The paper is completed by an ample list of published literature.

UDC 621.391.823:681.325.65

Dr. Ruppenthal, F.:

Noise Immunity of Logic Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 7.

Electronic data processing equipments are functioning more and more in a greater extent in an industrial environment of high interference level. Therefore the noise immunity of the logic circuits became an important problem. After presenting the basic terms concerning noise immunity the causes of the origin of the interferences and the possibilities of the protection against interferences are summarized. After the problems of noise immunity of TTL integrated circuits the integrated logic circuits of high noise immunity are dealt with. The method how the noise immunity of the integrated circuits can be increased by external circuit elements is illustrated.

UDC 621.372.54:621.372.57

Udvarhelyi, G.:

Hybrid Active R—C Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 7.

The properties of active and passive filters and the possibilities of the realization of RC filters are discussed in the paper. The author gives a brief information on the results of his experiments made in the REMIX Manufacturing Company of Electronic Components in Budapest.

Résumés

CDU 621.391.823:687.325.65

Dr. Ruppenthal, P.:

Immunité aux bruits des circuits logiques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 7.

Appareils pour le traitement des données fonctionnent dans une mesure de plus en plus croissante dans environs industriels à haut niveau de bruit. C'est pourquoi l'immunité aux bruits des circuits logiques devenait un problème important. L'article, après l'exposition des concepts fondamentaux de l'immunité aux bruits, donne un résumé en ce qui concerne les causes de la génération des bruits, ainsi les possibilités de protection contre les bruits. Après les questions de l'immunité aux bruits des circuits intégrés TTL, les circuits logiques à haute immunité aux bruits sont traités. La méthode de l'augmentation de l'immunité aux bruits des circuits intégrés par éléments extérieurs est aussi présentée.

CDU 621.372.54:621.372.57

Udvarhelyi, G.:

Filtres R—C actifs hybrides

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 7.

Les propriétés des filtres actifs et passifs, ainsi que les possibilités de la réalisation des filtres R—C actifs sont discutées. Les résultats des expériences faits par l'auteur dans l'usine Fabrique radiotechnique de Budapest sont brièvement exposés.

Mikroelektronikai kutatás

a 20 éve

MEGBÍZHATÓSÁG VIZSGÁLATOK, KAPCSOLATOK

A tudományos-technikai forradalom időszakában a gazdasági élet fejlődése egyre erőteljesebb automatizálást, hatékony és megbízható szabályozástechnikát, hatalmas információtárolást és adatfeldolgozást igényel. Az ebből eredő feladatok megoldása a hírközlés egyre bonyolultabb formáit teszi nélkülözhetetlenné és sok számítástechnikai problémát vet fel. A *Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet*, az alapítása óta eltelt 20 év alatt a magyar elektronikai ipar fejlődésének jelentős tényezőjévé vált és napjainkban eredményesen dolgozik a számítástechnikai program megvalósításán.

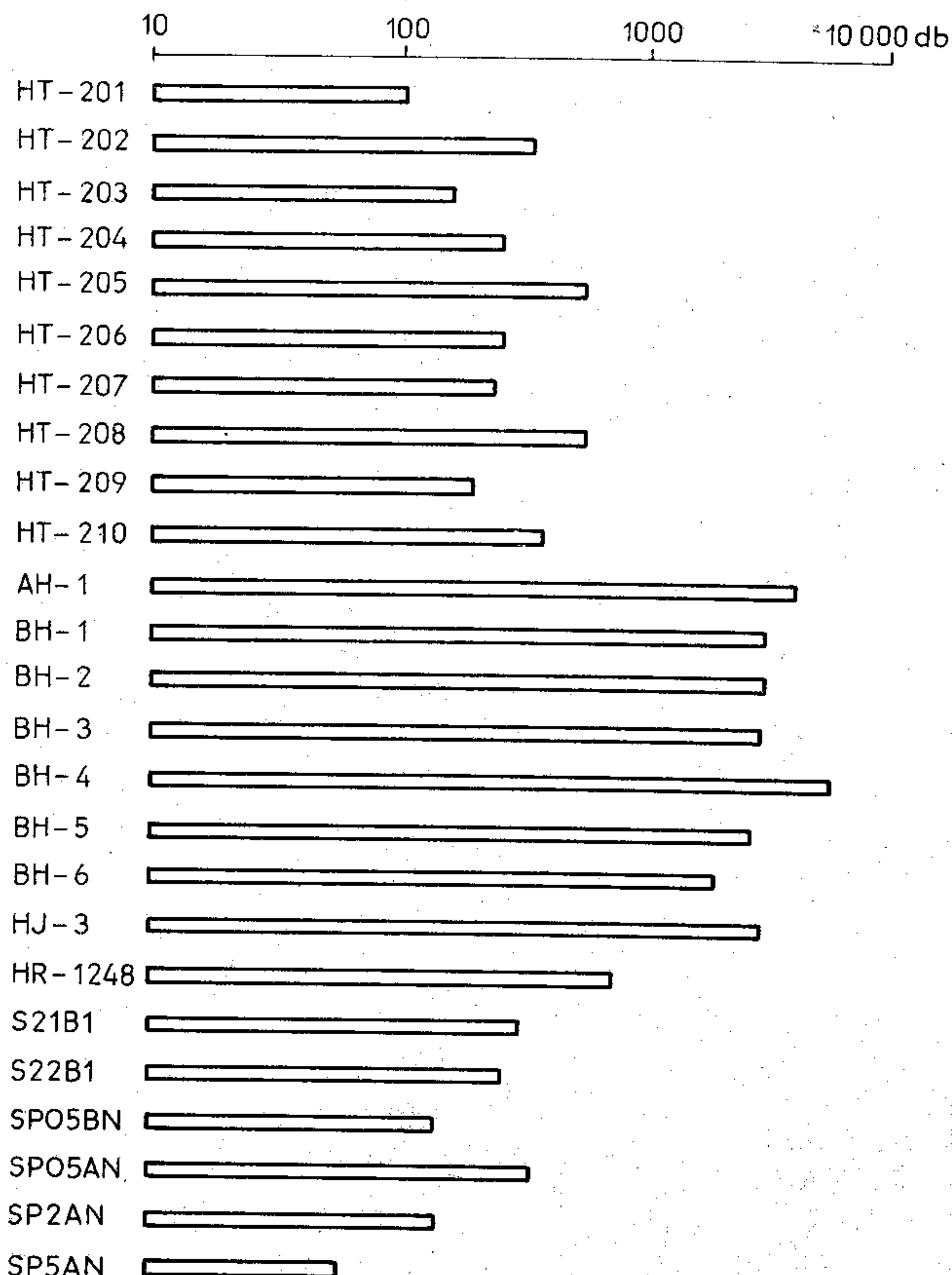
Az Intézet alapítása az 1953. előtt egymástól elszigetelten folytatott munkák ésszerű központosítását, az addig szétforgácsolt erők egyesítését jelentette a híradás- és vákuumtechnikai alkatrészkutatásban és fejlesztésben. Az elektronika ebben az időben már világszerte a leggyorsabban fejlődő területek közé tartozott. A gyors fejlődés egyre nagyobb műszaki és gazdasági követelményeket támasztott az elektronikai építőelemek iránt. Az Intézet ezért az izzólámpa- és elektroncső-kutatás terén elődeitől átvett hagyományokra olyan új eredményeket épített, amelyek lehetővé tették az elektronika széles körű alkalmazását biztosító, az egyre nagyobb megbízhatósági és miniatürizálási követelményeknek megfelelő újabb és újabb alkatrésztípusok, valamint ezek korszerű gyártástechnológiájának hazai ki-fejlesztését.

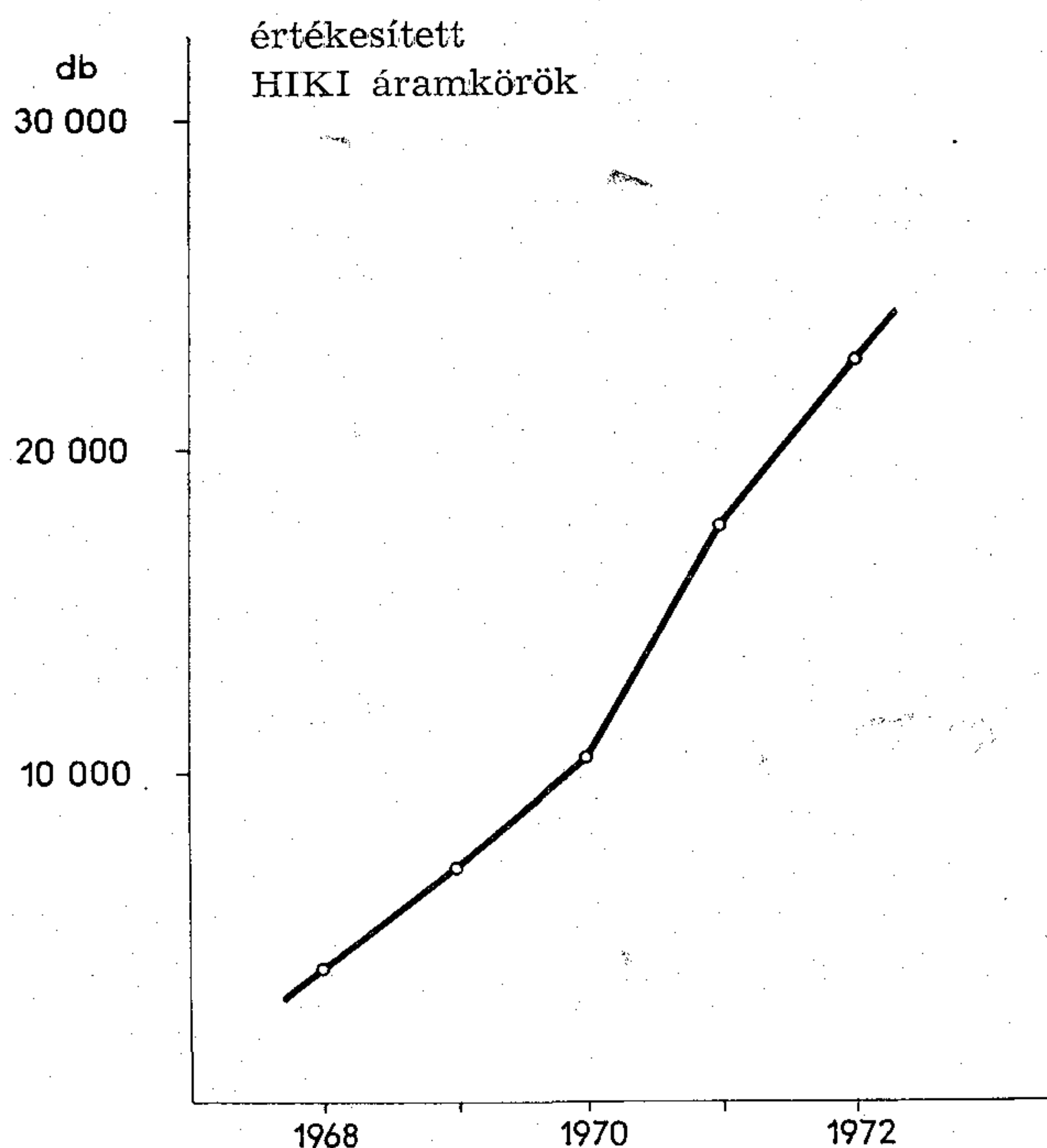
Már az 50-es évek első felében olyan új technológiai területeken indult meg a kutató- és fejlesztőmunka, amelyekben hagyományok és tapasztalatok itthon nemigen voltak. A passzív alkatrészek területén az Intézet meghonosította a legkorszerűbb technológiákat, mint pl. a vákuumpárológatásos eljárásokat, az aktív alkatrészek területén pedig a félvezető eszközök előállítási technológiáit. Szovjetunióbeli tanulmányutakra támaszkodva, az Intézet közreműködésével az ötvenes évek végén az Egyesült Izzólámpa és Villamossági Rt. el-sajátította az ötvöztött tranzistorok technológiáját és meg-indította az úgynevezett P-tranzisztorcsalád, majd a germánium teljesítménytranzisztorok gyártását.

A passzív alkatrészek területén elért eredményeket a korszerű technológiák felismerése és gyors honosítása, ipari bevezetése tette lehetővé. A potenciométer-pálya gyártásának olyan új technológiáját dolgozta ki az Intézet, amely a szocialista országok között első helyet biztosított iparunknak.

Az új technológiával a potenciométerek zajszintje jelentősen lecsökkent, illetőleg a kopásállóság megnőtt és ez a készülékgyártás egyik komoly problémáját oldotta meg. Hasonlóan fontos technológiai megoldás a készülékgyártás számára nagyon gazdaságos cseppformájú miniatűr ellenállás.

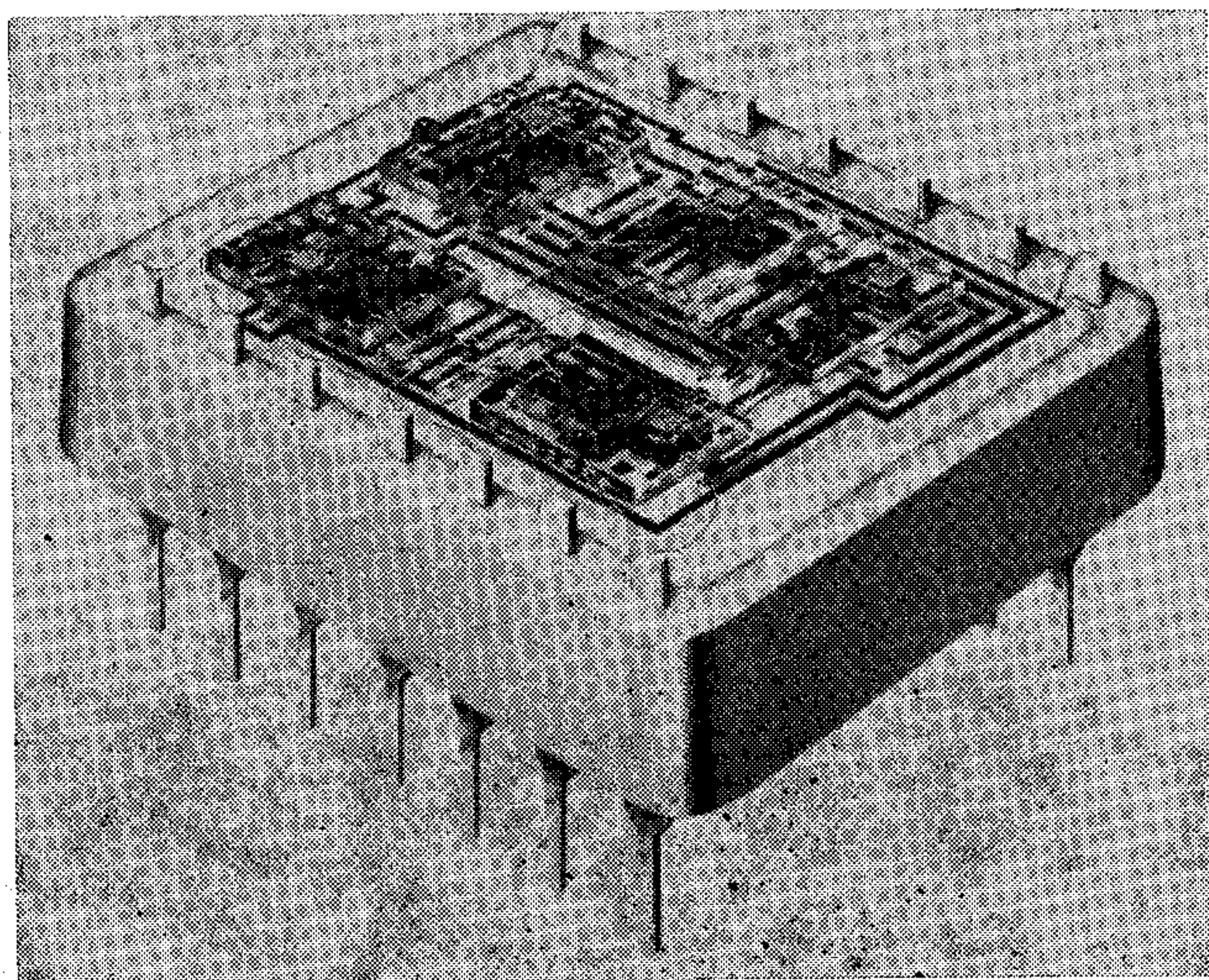
A tranzisztorhatás felfedezésével összemérhető jelentőségű eredmény volt a planár-technológia kialakulása





1960 körül. Ezt a félvezető eszközök előállítását alapvetően megváltoztató technológiát az Intézet 1963-ban kezdte tanulmányozni és 1966-ban az EIVRT-nél lefolytatott ipari bevezetéssel zárta le a munka első fázisát. A nagy teljesítményű közepesen nagyfrekvenciás kapcsolótranzisztor, a MOS-tranzisztor, majd egy videotranzisztor-típus kidolgozása képezte a munka második fázisát. Ez utóbbi munkával párhuzamosan indult meg a ma központi téma, az integrált áramkörök kutatása.

A mikroelektronikai alkatrészek, az integrált áramkörök kutatását az Intézet 1965-ben kezdte meg. 1967-ben már olyan alaptermékkel rendelkezett, melyek további sikerekhez adtak alapot és így lehetővé tették a meglevő hazai erők összefogását, intenzív kutatás megindítását egy ágazati célprogram keretében. Ennek eredményes lebonyolítása volt a kiinduló alap a „Rádióelektronikai alkatrészek” kormány szinten kiemelt célprogram végrehajtása során 1971 és 1975 között folyó munkához, mind a szigetelő alapú, mind a félvezető alapú integrált áramkörök területén.



Az Intézet a célprogram keretében végzett munkák során olyan új technológiákat és áramköri konstrukciókat dolgozott ki, amelyek a hazai elektronikai ipar igényeinek jelentős részét kielégítették. 1973 elejéig több mint 100 integrált áramkörtípust mintázott meg az Intézet. A legjobban bevált áramkörök kísérleti gyártás keretében készülnek és segítségével új korszerű híradástechnikai berendezések, részegységek gyártása folyik. Az 1972. évben 22 500 darab integrált áramkört értékesített az Intézet, mintegy 25%-kal többet, mint az előző évben.

A félvezető áramkörök területén az Intézet korszerű epitaxiás-diffúziós technológiákat dolgozott ki, amelyek a logikai áramkörtípusok, illetve áramkör családok megmintázásánál kerültek alkalmazásra. A lineáris integrált áramkörök előállítási technológiájának kifejlesztése tette képessé az Intézetet arra, hogy korszerű külföldi típusokkal egyenértékű típusokat mintázzon meg. A fém-oxid-félvezető szerkezetű (MOS) áramkörök előállítási technológiájával már 1970-ben 5 logikai, illetve tároló áramkörtípust tudott kidolgozni.

A félvezető technika nagyobb alkatrészsűrűsége és a szigetelő alapú áramkörök gyártásának flexibilitása következtében egymásnak már nem versenytársai, hanem kiegészítői. Szigetelő alapú áramkörbe félvezető áramkört beültetve magasabb integrálási fok érhető el, mint az adott időpontban használatban levő félvezető technikával. Ezenkívül szélesebb választék biztosítható ezáltal, hogy gazdaságosan és igen eltérő eljárással készült alkatrészek kapcsolhatók össze egymással optimálva az előnyöket.

Az 1971–75. időszakban kiszélesedik a kutatási és fejlesztési tevékenység. A Híradástechnikai Ipari Kutató Intézetben olyan alaptermékkel dolgoznak ki, amelyek lehetővé teszik a csoportosan integrált és a nagy sebességgel működő integrált áramkörök kísérleti gyártását és ezzel a hazai számítógépipar igényeinek kielégítését.

A negyedik ötéves tervidőszak végéig az Egyesült Izólámpa és Villamossági Rt. jelentős termelést bonyolít le a számítástechnikai program teljesítéséhez szükséges félvezető eszközökből, de e mellett még komoly mértékű importra is sor kerül. A számítástechnika mellett a szerszámgépvezérlés, a vegyipari automatizálás, az átviteltechnikai berendezések és a gyógyászati eszközök területén hazánkban is általánossá válik az integrált áramkörök alkalmazása. Ez teszi szükségessé az ötödik ötéves tervben egy integrált áramkör tömeggyártó bázis létrehozását, melyhez az alapokat a most folyó kutatás teremti meg.

* * *

Az Intézet sikeres munkája jelentős mértékben összefügg a nemzetközi együttműködésben való részvételével. Az elektronikai alkatrészek megbízhatóság-vizsgálatának témakörében mint Nemzetközi Koordináló Intézet szervezi és irányítja a KGST-országokban folyó munkát. Ugyancsak a KGST Rádióelektronikai Állandó

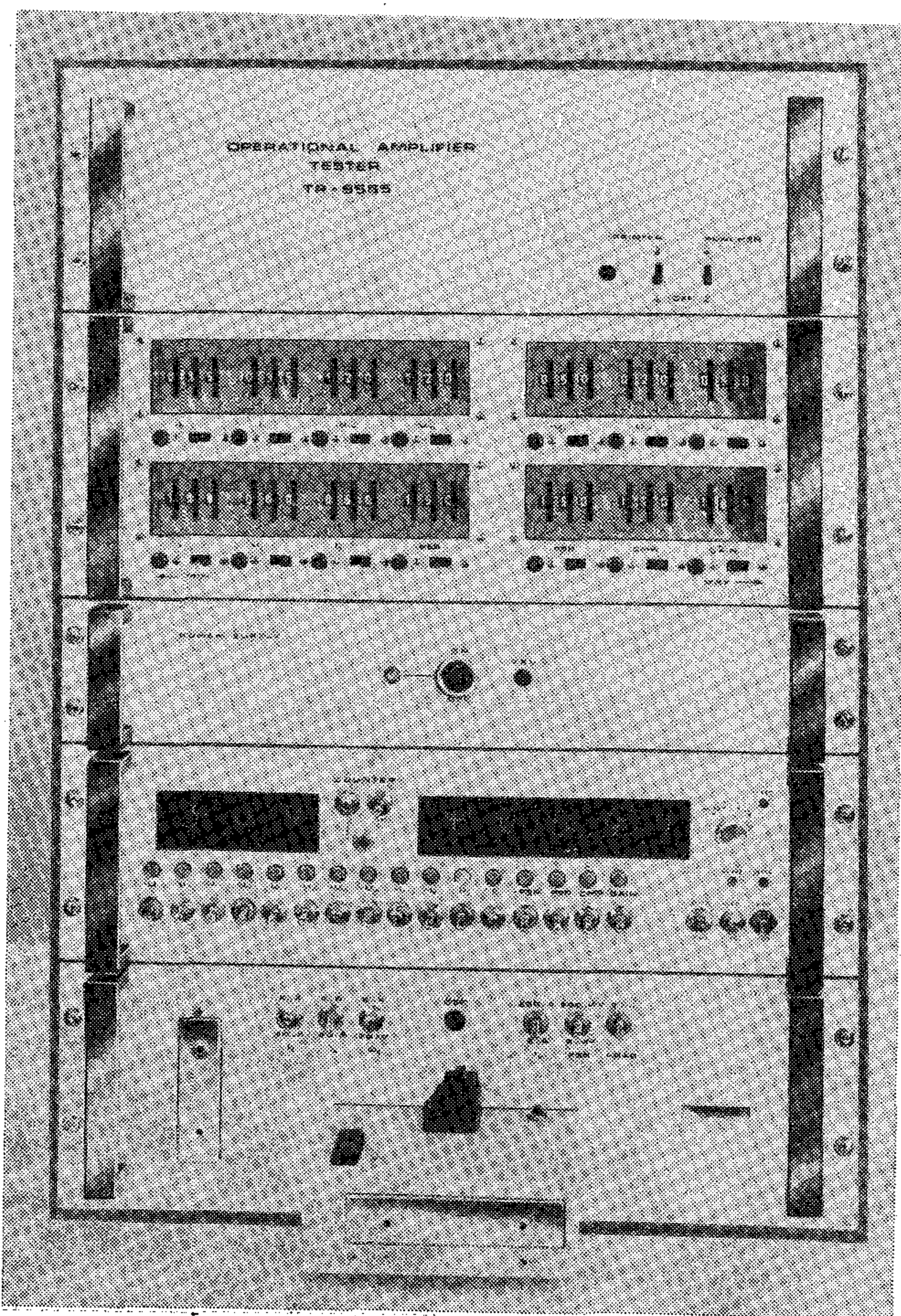
Bizottsága keretében két témában: a félvezetők és az integrált áramkörök területén, országos vezető intézetként koordinálja a hazai kutató munkákat.

Az elektronika széleskörű elterjedésének egyik fontos előfeltétele az alkatrész-megbízhatóság lényeges növelése és vizsgálati módszerek kidolgozása, amelyek pontos információkat adnak az alkatrészek megbízhatóságáról és várható élettartamáról. Az Intézet 1959-ben a passzív alkatrészek területén megbízhatóság-vizsgáló laboratóriumot létesített. A vizsgálatokat fokozatosan kiterjesztette a diszkrét félvezetők, majd pedig az integrált áramkörök területére is. A megbízhatóság-vizsgálatok és értékelések az elektronikai ipar konstruktöreinek nyújtanak hasznos információkat, valamint elősegítik a gyári technológiák javítását is. A passzív alkatrészek területén az Intézet kidolgozta a megbízhatósági vizsgálatok módszereit, ennek keretében a gyorsított vizsgálati módszereket. Feltárta a természetes és a gyorsított vizsgálatok eredményei közötti összefüggéseket. Ezek alapján viszonylag rövid idő alatt becsülhetővé vált az alkatrészek várható élettartama. Ezt követte az eredmények értékeléséhez szükséges matematikai műveletek kidolgozása, a becslési módszerek és a meghibásodási rátának regressziós analízis útján történő meghatározása. Következett a témakör terminológiájának kifejtése, amelyet a KGST-országok elfogadtak.

Az alkatrészgyártóknál a tapasztalati eloszlások és megbízhatósági adatok ismerete lehetőséget nyújt az egyes elektronikai berendezések meghibásodási rátájának javítására. Az Intézet foglalkozik a meghibásodások analízisével is. A meghibásodott daraboknál feltárja a meghibásodást okozó fizikai és kémiai folyamatokat. A készülékgyártók és -tervezők részére olyan adatszolgáltatási rendszer kialakítására került sor, amelynek alapján a tervezőmérnökök rendelkezésre állnak — egyszerű áttekinthető diagramok formájában — azok az összefüggések, amelyek megadják, hogy az egyes gyártmányok megbízható üzemeltetése milyen villamos igénybevételi és hőmérsékleti feltételek mellett biztosítható. Ezt az adatszolgáltatást a készüléktervezők igénylik és a gyakorlatban eredményesen alkalmazzák.

A diszkrét (passzív és aktív) alkatrészek megbízhatósági vizsgálatainak tapasztalatait is felhasználva alakította ki az Intézet az integrált áramkörök megbízhatósági vizsgálati módszereit.

A korszerű technológia kutatási munkáinak szerves részét képezi a nagy tömegű mérési feladatok ellátása. Ezért olyan új — számítógéppel vezérelt — mérőautomaták kidolgozása van folyamatban, amelyek képesek igen nagy tömegű méréseket elvégezni és alkalmasak a gyors típusváltásra is. A Magyar Kábelművek részére az Intézetben elkészült kábelmérő automata elektronikus számítógéppel vezérelt célműszer, amelyvel érnégyesekből álló telefonkábelek mérései végezhetők el. A berendezés modulrendszerű és ennek megfelelően egyszerűen bővíthető. Vezérlését és a számítási műveleteket az előzetesen elkészített program szerint hazai elektronikus számítógép végzi. A számítógép alkalmazása lehetővé teszi különböző kábelek mérését, mert a mérések számának vagy a kiértékelés módjának változtatása programcserével oldható meg. A mikroelektronikai alkatrészek kutatása, fejlesztése és a megbízhatóság vizsgálat sok célműszert, célgépet igényel. Ezeket az egyedi berendezéseket a kutatáshoz kapcsolódóan, a technológiai kutatás során fejleszti ki az Intézet. A jól bevált



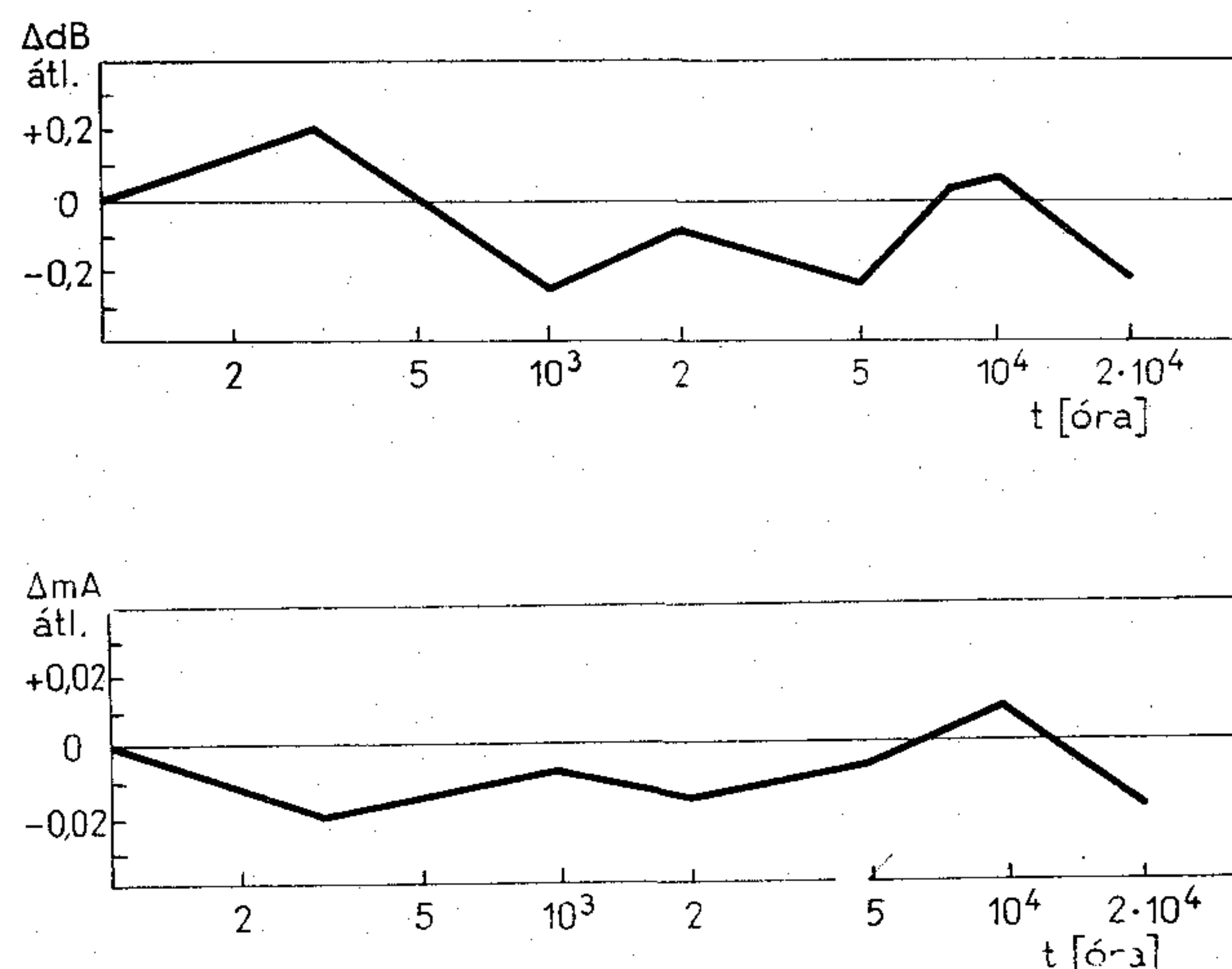
típusokból esetenként rendelésre is készül néhány darab. Más esetben a rendelő egyedi kívánság szerint továbbfejlesztett változatot kap.

Az Intézet belföldi tudományos kapcsolatainak fontos fóruma a Műszaki Tudományos és Természettudományi Egyesületek Szövetsége. A tagegyesületekben, elsősorban a Híradástechnikai Egyesületben, az Intézet munkatársai rendszeres tevékenységet folytatnak mind az egyesületi szervezőmunkában, mind a tudományos-műszaki munkákban, előadásaikkal, konferenciákon és egyéb tudományos rendezvényeken való aktív közreműködésükkel, továbbá az METESZ-folyóiratokban megjelenő szakmai cikkek írásaival.

Az Intézet munkájához igen hatékony segítséget nyújt az OMFB és a KGM Műszaki Főosztálya, valamint Távlati Fejlesztési Főosztálya. Ezek az országos hatáskörű szervek ismerték fel hazánkban elsőként, hogy korunkat az emberi tevékenység minden területén gyors fejlődés jellemzi és ezzel lépést tartani csak jól átgondolt program alapján folyó munkával lehetséges. A Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet az elmúlt húsz év során — az elektronika fejlődésének megfelelően — a vákuumtechnikai profiltól eljutott a mikroelektronikai profilig. Ma már a mikroelektronikai alkatrészkutatás legfőbb hazai bázisa. Ez az a kutatási-fejlesztési terület, amelynek művelésével a hazai elektronika fejlődését a legjobban tudja szolgálni.

SZÉLES KÖRBE HASZNÁLHATÓ ALAPTECHNOLÓGIA

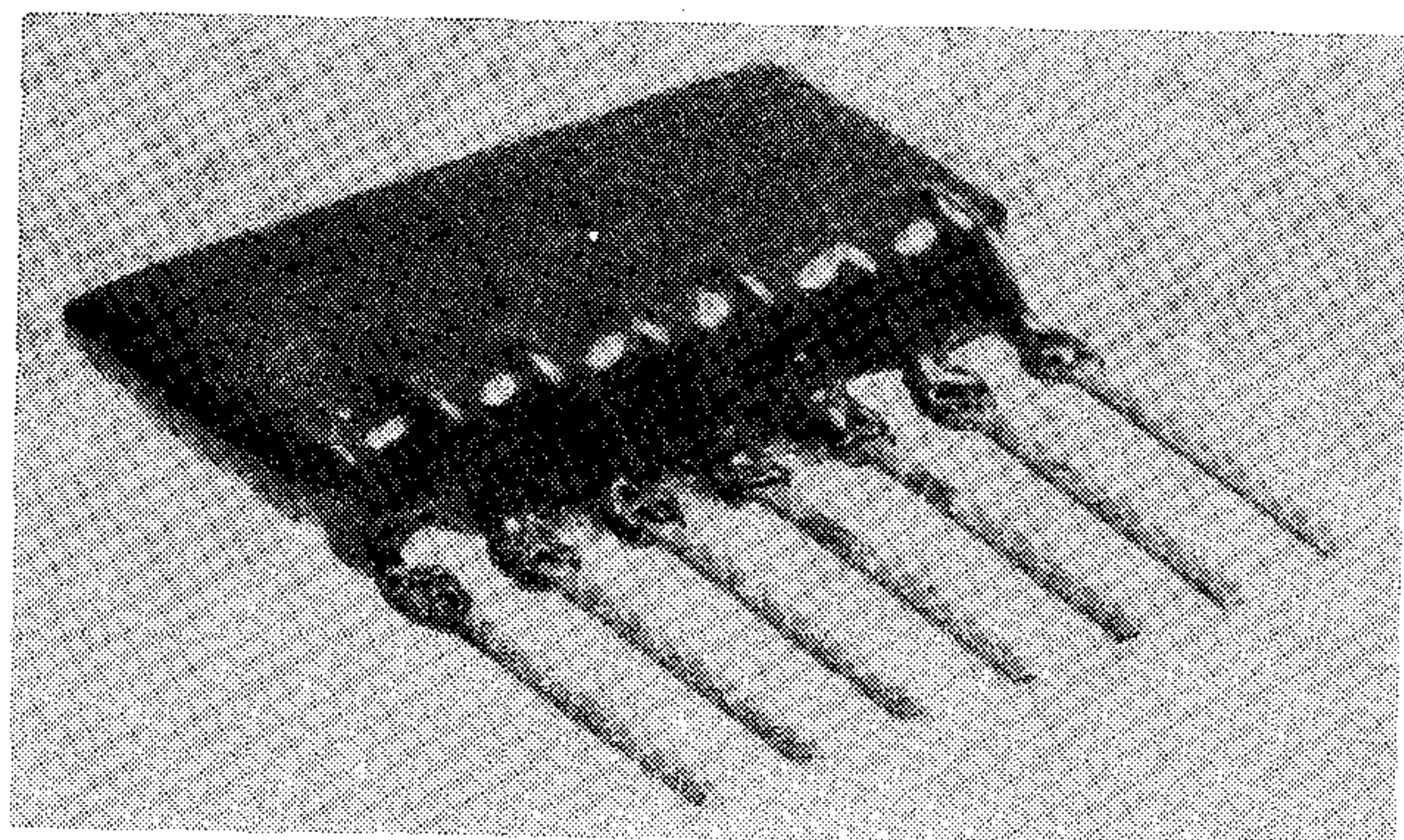
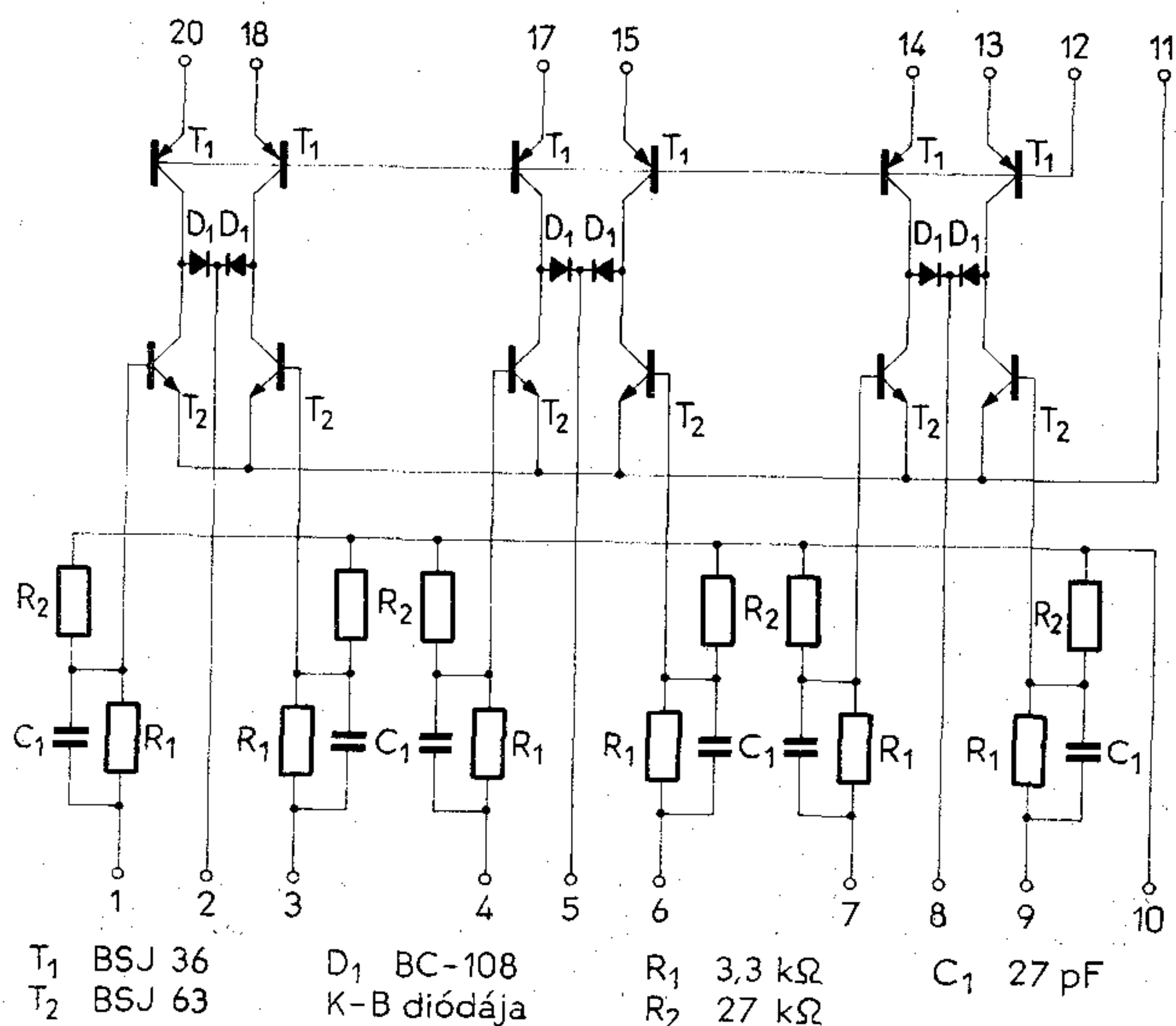
A szigetelőalapú integrált áramkörbe ültetett félvezető áramkör, mint a magasabb integrálási fok elérésének módja alapvetően megköveteli a kiforrott vékonyréteg és vastagréteg technikát. Ezért az Intézet egy általános célú hangfrekvenciás erősítóből, az AH—1 áramkörből 12 000 darabot készített el egyhuzamban. A komplex áramköri technika nagymértékben támaszkodik az AH—1 áramkör sorozatgyártásánál nyert tapasztalatokra. Napjainkban ennél sokkal bonyolultabb integrált áramkörök készülnek az Intézetben, de az AH—1 típusú áramkörök élettartam és megbízhatóság-vizsgálati eredményei jó képet nyújtanak a széles körben alkalmazott szigetelőalapú integrált áramköri gyártástechnológiával készülő más termékek várható megbízhatóságáról. Az áramkör tervezők arra töreked-



nek, hogy az áramköri paraméterek értékeinek ingadozása minimális legyen az egyes alkatrészek paraméterváltozásai esetén is. A technológia kidolgozása során, forszírozott vizsgálatok történtek annak megállapítására, hogy üzem közben milyen jellegű meghibásodások fellépése várható. A különböző vizsgálatok eredményeit kiértékelve az áramkörök megbízhatóságának javítására nyílt lehetőség. Az első lépésben 6000 darab szigetelőalapú integrált áramkör került vizsgálatra. A vizsgáló kamra hőmérséklete $+70^\circ C$ volt. Névleges tápfeszültség mellett folyt a vizsgálat, statikus üzemmódban. Az értékelésnél meghibásodottként az az áramkör került feljegyzésre, melynek 10 kHz-en mért erősítése 200 óra után 60 dB alá csökkent, vagy az áramfelvétele $\pm 1 \text{ mA}$ -nél nagyobb mértékben eltért a kezdeti értéktől, vagy az áramfelvétel meghaladta a 4 mA határértéket. A 200 órás vizsgálat után forszírozott vizsgálat kezdődött 500 darab áramkörön. Ez most 1973 elején 20 000 óránál tart. A nyílthurkú erősítés és az áramfelvétel változása gyakorlatilag a mérési hibán belül esik, tendenciózus változás nem tapasztalható, amint ezt az ábrák is mutatják. A 20 000 órás vizsgálat során 6 db áramkör teljes meghibásodása következett be, valamennyinél a BC 202 tranzisztor emitterszakadása volt kimutatható.

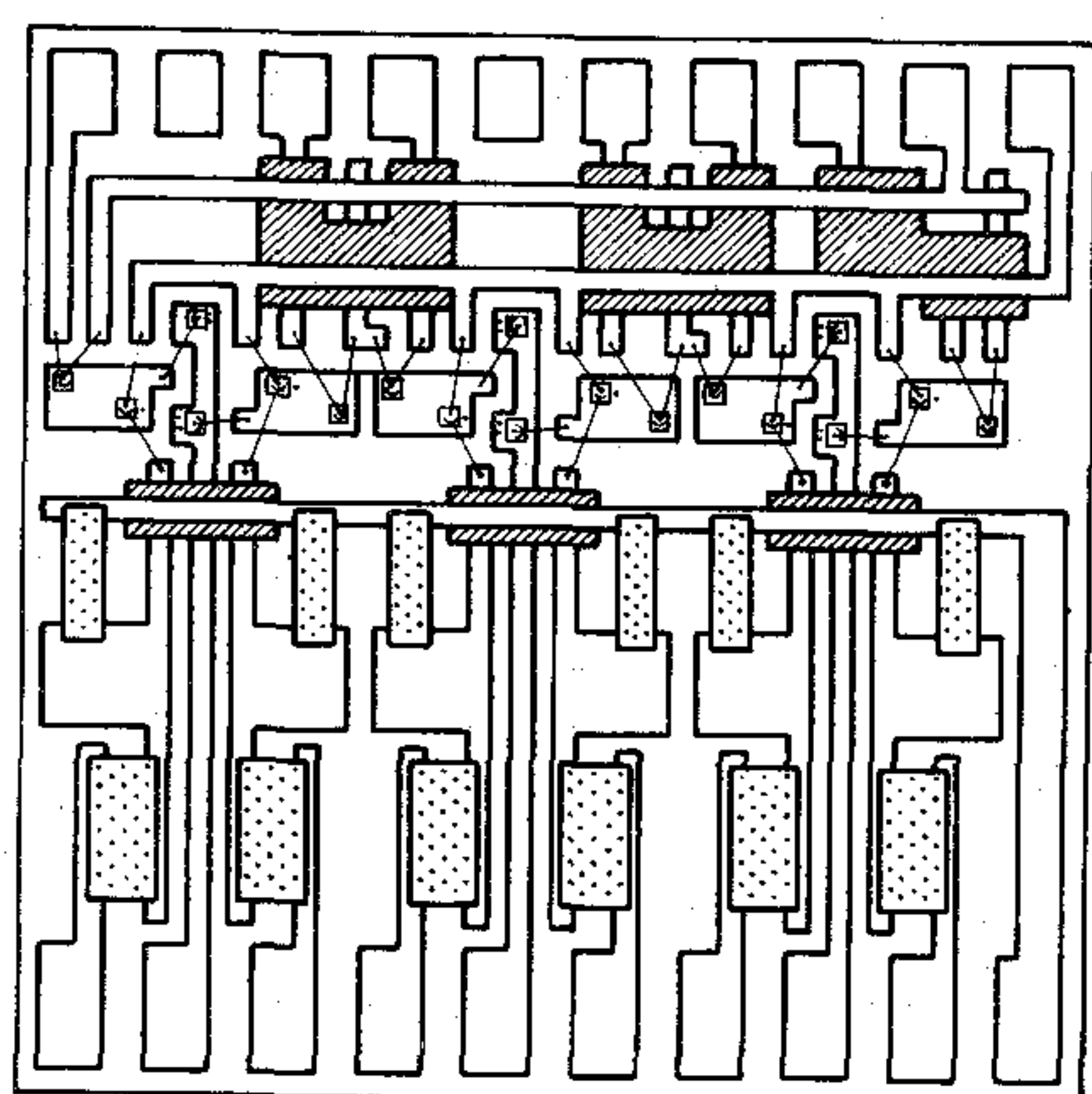
RAJZTÓL A TOKOZOTT ÁRAMKÖRIG

Érdemes áttekinteni egy rövid kapcsolási idejű digitál-analóg konverter létrehozásának fázisait. A kapcsolás tervezésénél figyelembe vette a tervező az integrált áramköri technika műszaki és gazdaságossági szempontjait. A $25 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$ méretű kerámia hordozón vezetősávok és

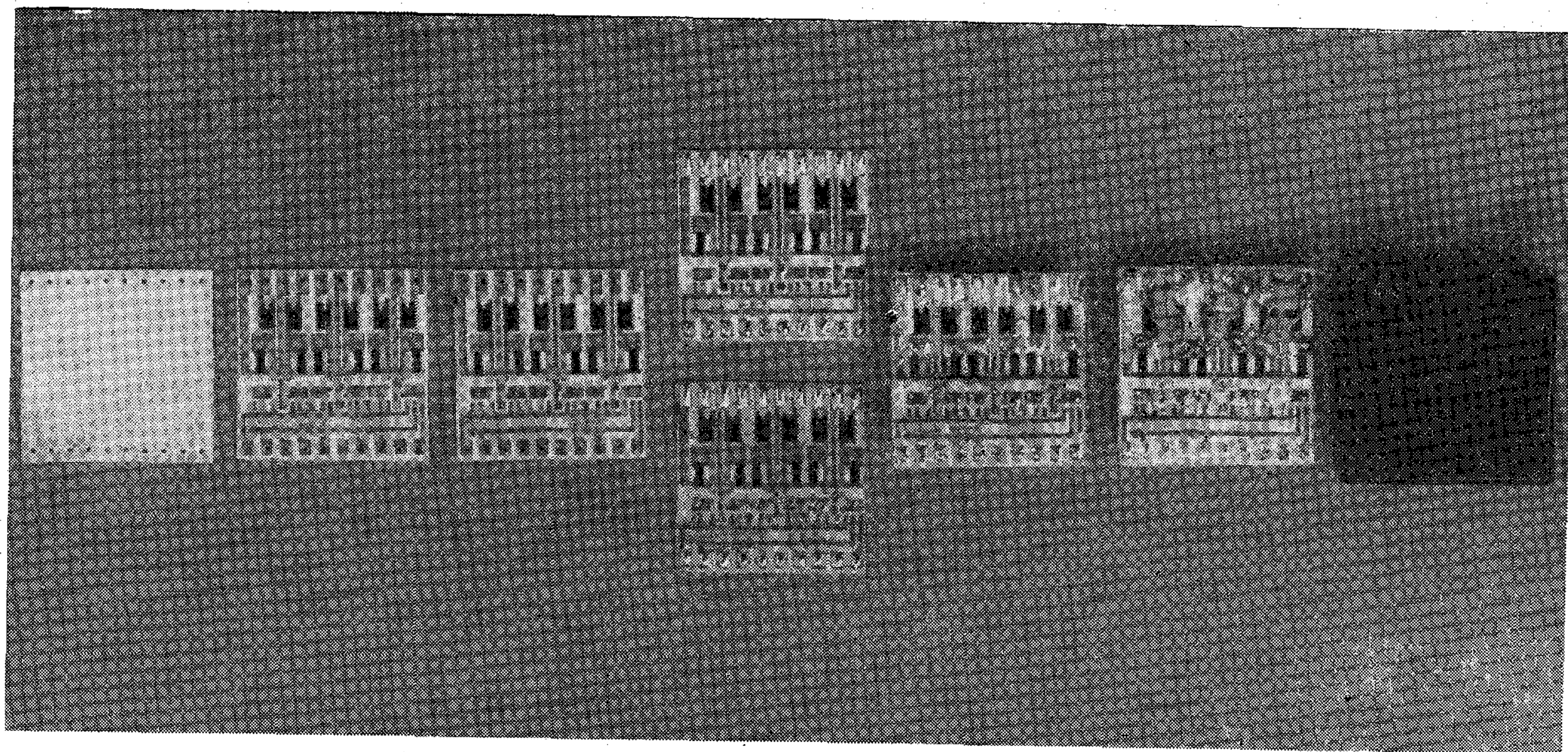


szigetelősávok nyomtatásával többszörösen keresztezett hálózat készült. A félvezető alkatrészek tokozatlan chip-formában közvetlen beültetéssel, míg a kondenzátorok lágyforrasztással kerülnek a hordozóra. A technológia fázisait a fénykép mutatja, a kerámia hordozótól a tokozott digitál-analóg konverterig. A chip beültetés ismertetését mellőzve, fontos lerögzíteni, hogy a nagy bonyolultságú integrált áramkörök gazdaságos realizálása nem érhető el chip beültetési technológia nélkül. Másik fontos tényező a több-rétegű (multilayer) technika, ennek alapeleme a szigetelőréteg alkalmazása adott lehetőséget az RH—2 áramkör elkészítésére.

A számítástechnika és a számítógépek elterjedése a komplex áramköri technikát kiegészítette: lehetővé vált aktív RC-hálózatok alkalmazása a hagyományos, induktivitást tartalmazó szűrők helyett. Ennek például az adatátviteli berendezések méret és megbízhatóság kérdéseinél van nagy jelentősége. Ezen áramkörök célszerű építőelemei a félvezetőalapú integrált áramkörök, valamint a rétegtechnikával megvalósítható stabil ellenállás-hálózatok.



- Első és második vezetőhálózat
- Szigetelő
- Ellenállás
- BSJ 36 PNP
- BSJ 63 NPN
- BC 108 koll.-bázis dióda van bekötve (emittere nincs bekötve)



CSILLAPÍTÓK ÉS LÉTRAHÁLÓZATOK

Számítástechnikai és híradástechnikai berendezések igényesebb részeinél, valamint műszereknél gyakran van szükség azonos tulajdonságú ellenállásokra. Ilyen esetekben és közös pont-hoz csatlakozó több ellenállás beépítésénél nagyon előnyös a vékonyréteg vagy a vastagréteg ellenálláshálózatok alkalmazása. A krómnikkel és a tantáltechnika, továbbá a különböző tulajdonságú ellenálláspaszták széles választékot nyújtanak a hőmérséklettényező tekintetében. Ezenkívül a sorozatnagyságot és a tűréseket is figyelembe véve a termék gazdaságos előállítási módját lehet kiválasztani.

Integrált csillapító egységek

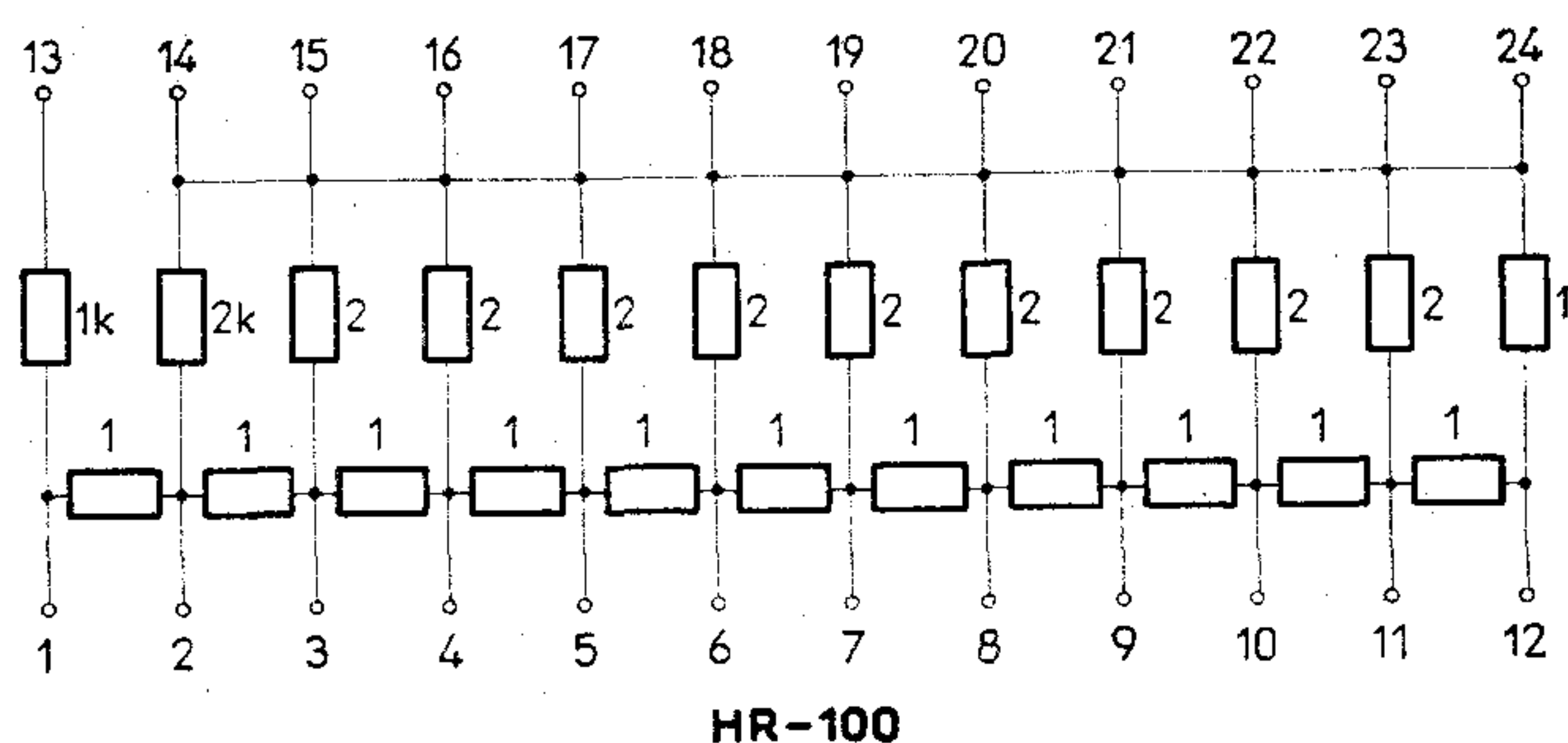
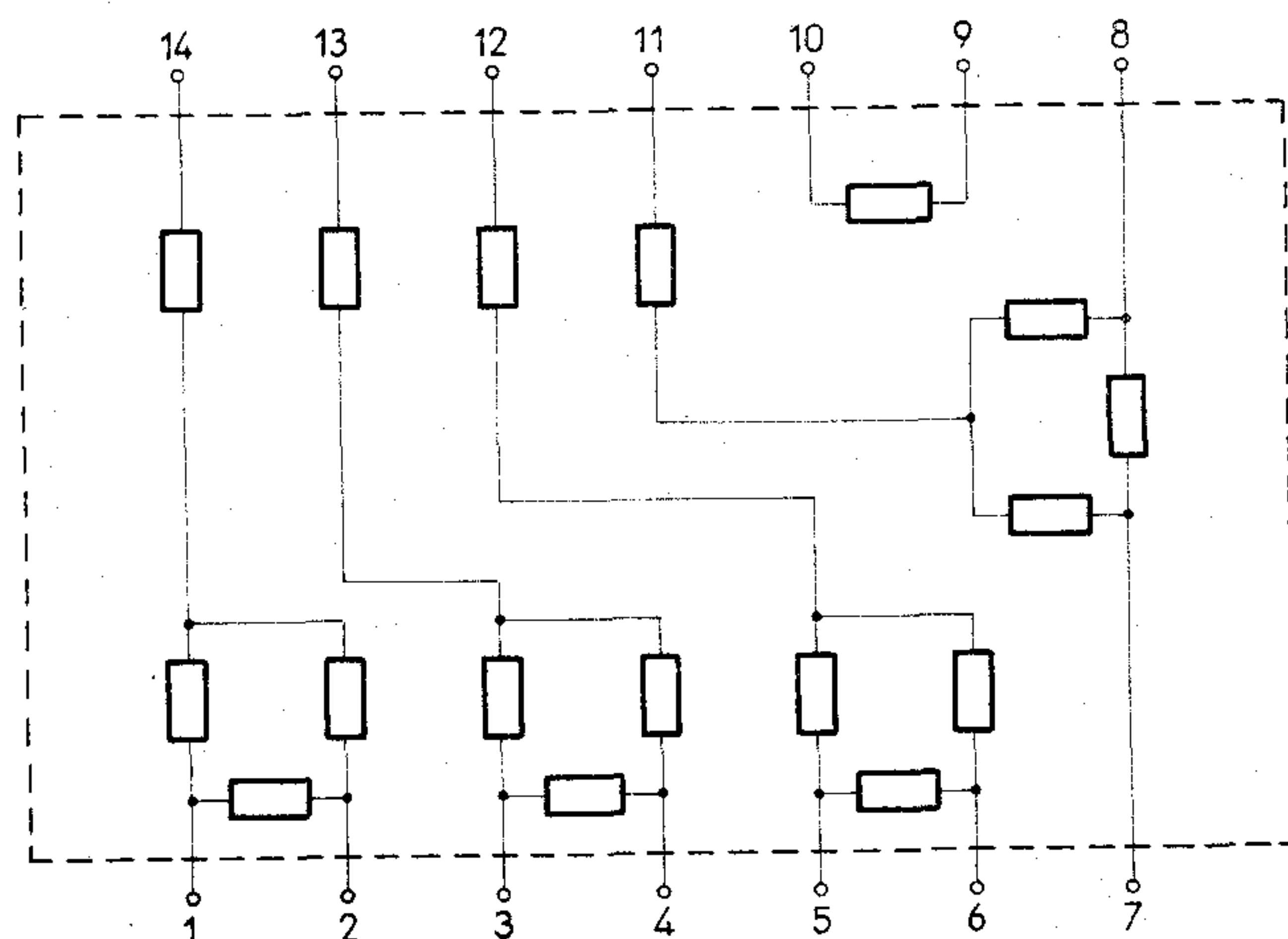
HR—1248 A csillapítás pontossága $\pm 0,1$ dB

- 1 dB-es tag: 1—2 láb között
- 2 dB-es tag: 3—4 láb között
- 4 dB-es tag: 5—6 láb között
- 8 dB-es tag: 7—8 láb között

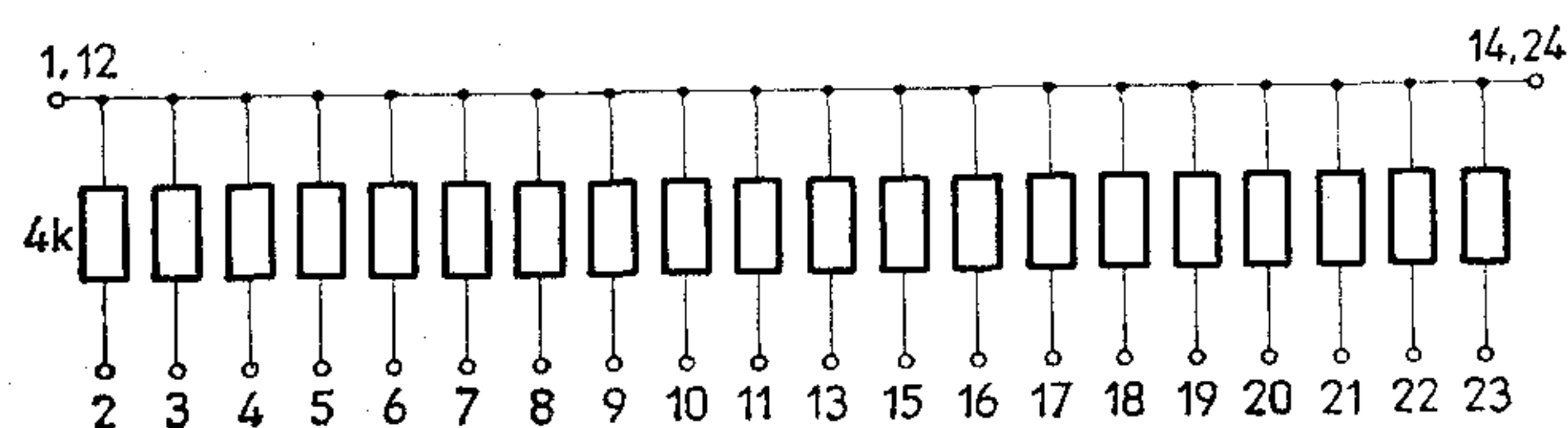
HR—24816 A csillapítás pontossága $\pm 0,4$ dB

- 2 dB-es tag: 3—4 láb között
- 4 dB-es tag: 5—6 láb között
- 8 dB-es tag: 7—8 láb között
- 16 dB-es tag: 1—2 láb között

A lezáró ellenállás mindkét típusnál 600 ohm, 9—10 láb között. Az áramkör terhelhetősége max 250 mW, ellenállásként max. 30 mW. A megadott pontosság $+10 \dots +40$ C° hőmérséklet tartományra érvényes. Az áramkör üzemeltethető $-10 \dots +70$ C° között.



HR-100



HR-101

Létra- és sorhálózat

Az ellenállásértékek abszolút pontossága $\pm 0, -5\%$,
relatív pontossága $\pm 0,1\%$
hőmérsékleti együttható 100 ppm/C°
hőmérsékleti együttható-eltérés egy hálózaton belül 20 ppm/C°.

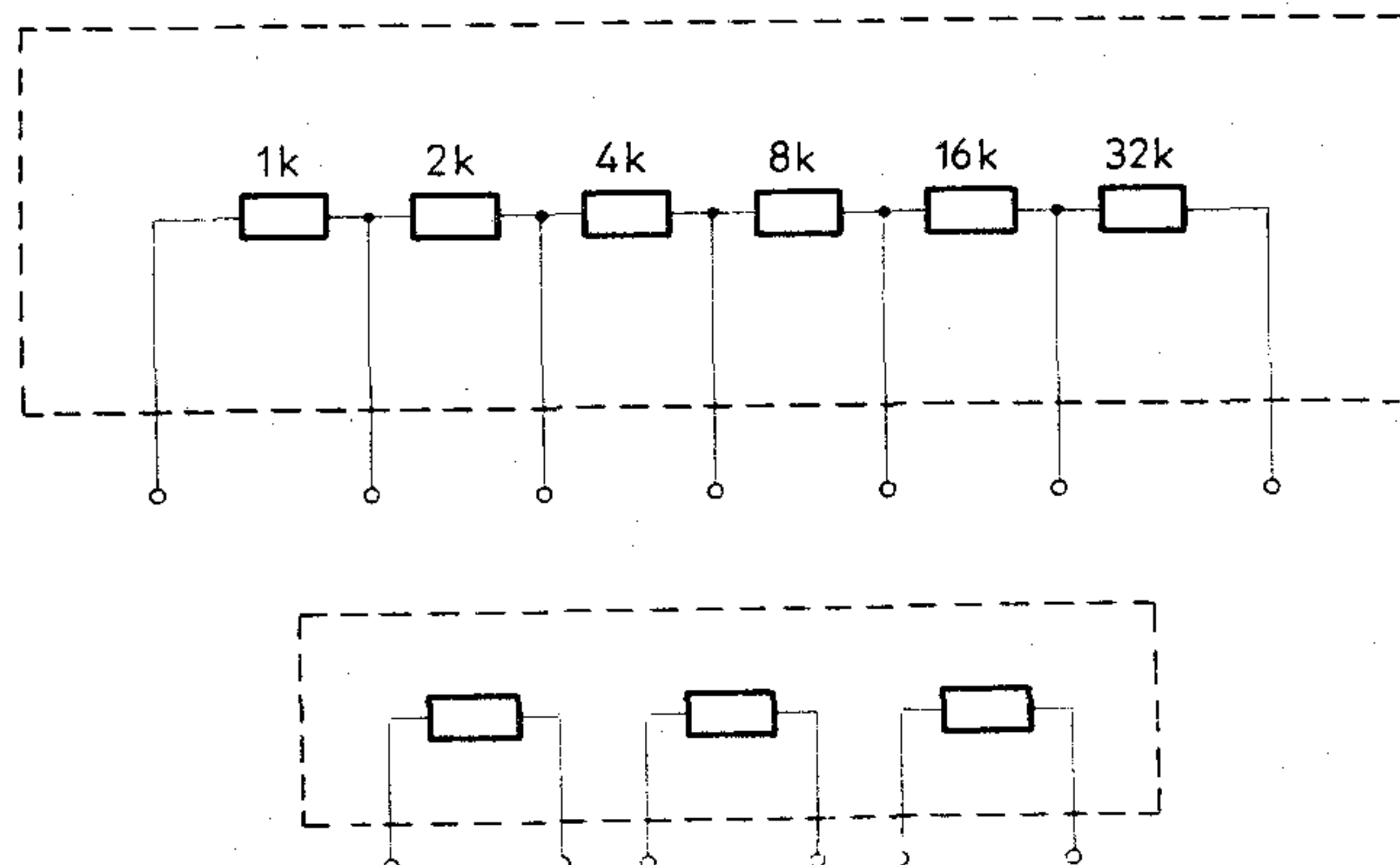
Az áramkör terhelhetősége max 250 mW, ellenállásonként max 30 mW.

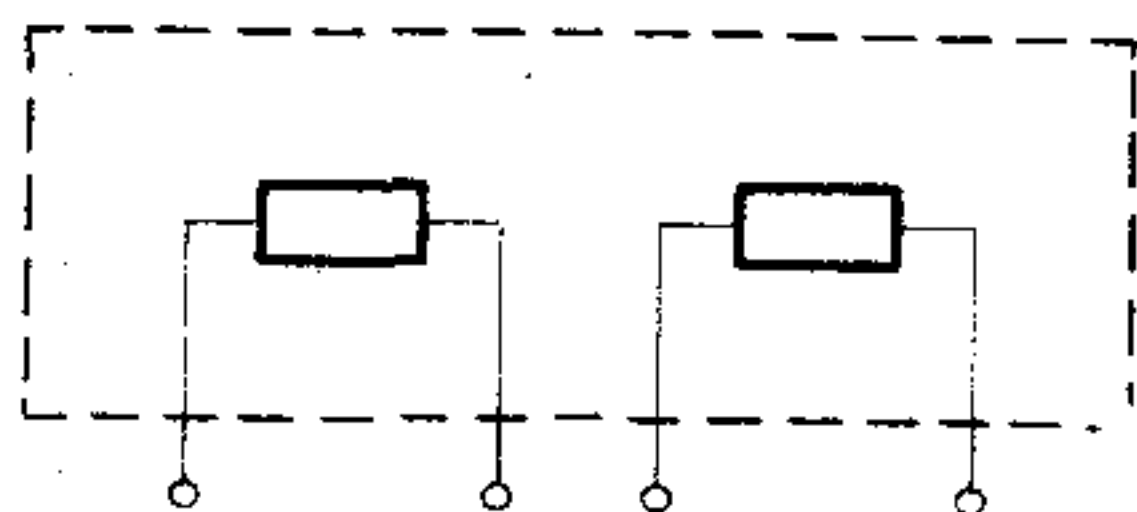
A pontossági előírásokat (max terhelés mellett) teljesíti $+10 \dots +40$ C° között, működőképes $0 \dots +50$ C° között, tárolható $-40 \dots +70$ C° között.

Az 1000 órán át 70 C°-on történő tárolás okozta relatív értékváltozás nem haladja meg a 0,1% értéket.

Nagy pontosságú osztóhálózatok

Az ellenállásértékek abszolút pontossága $\pm 5\%$,
az osztásarány pontossága $\pm 0,1\%$
ez a pontosság $+10 \dots +40$ C° tartományban érvényes.





Bináris osztó 1:2:4:8:16;32 arányú leosztásokat adó ellenálláslánc.

Háromtagú osztó: 500 kohm összellenállásig.

Kéttagú osztó: 300 ohm ... 300 kohm értékekre.

LOGIKAI ÁRAMKÖR CSALÁD

A DTLZ ipari logikai rendszert nagy statikus és dinamikus zajvédeltsége teszi alkalmassá az iparban igen sok helyen előálló feladatok megoldására. Fontos tulajdonsága a kompatibilitás. Minimális kiegészítő kapcsolási elem használatával TTL-ről működtethető és hasonlóan, TTL működtetésére alkalmas. Szerkezeti megvalósítás dual-in-line típusú, lemezkivezetőkkel, 15 mm sortávolság, illetve 2,5 mm rásztávolság-

gal, fröccsöntött műanyag házzal, epoxi gyanta kiöntéssel.

HT—201 NAND kapu

HT—202 AND/NOR kapu

HT—203 NOR bővítő egység az AND/NOR kapuhoz

HT—204 Teljesítmény kapu (BUFFER)

HT—205 Statikus tároló (RS flip-flop)

HT—206 Kettős dinamikus beíró kapu

HT—207 Monostabil multivibrátor

HT—208 Schmitt trigger

HT—209 Miller integrátor

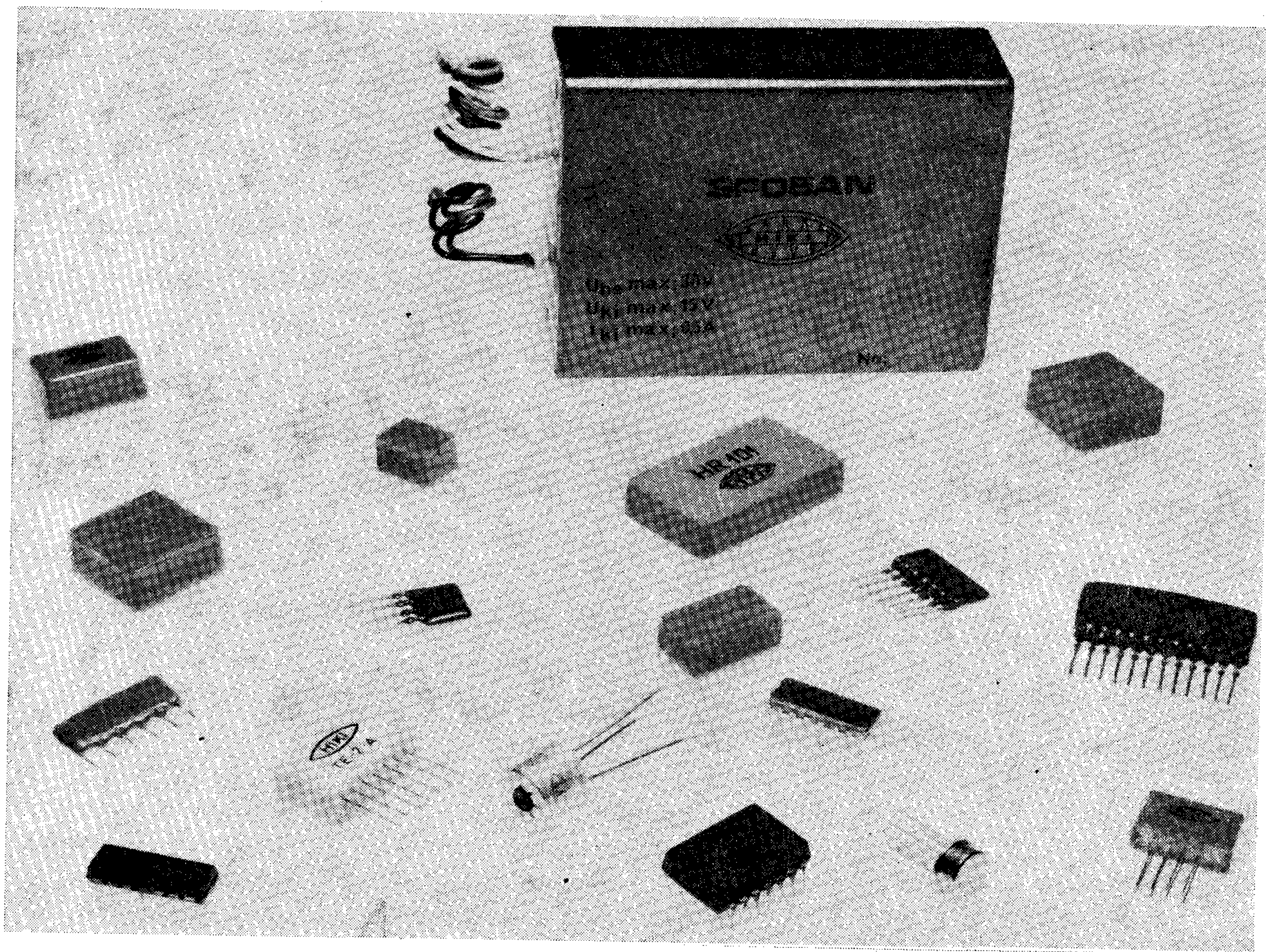
HT—210 Astabil multivibrátor

Tápfeszültség: $U_T = 12 \text{ V} \pm 10\%$

Hőmérséklettartomány

üzemi: $T_u = -10^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$

tárolási: $T_t = -40^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$



VONALI ADÓ ÉS VEVŐ ÁRAMKÖR

Digitális berendezések különálló egységeit összekötő kábelek meghajtására (táplálására) illetve a jelek vételére fejlesztette ki az Intézet az I11B1 típusú adó és az I21B1 típusú vevő áramkört.

Az adó kapcsolási rajzán feltüntetett, az áramkörhöz hozzákapcsolt külső, T_1 tranzisztor alkalmazásával a kimenő ellenállás értéke $R_{ki} = R_1$. Az R_1 értékének megválasztásánál figyelembe kell venni R_t , azaz a kábel hullámellenállásának értékét, mégpedig úgy, hogy az R_t ellenálláson a kimenőfeszültség maximális értéke névleges telepfeszültségnél $U_{max\ ki} = 3,4\text{ V}$. A T_1 tranzisztor alkalmas megválasztásával biztosítható, hogy az áramkör a rövidrezárását károsodás nélkül elviseli.

Mindkét integrált áramkör a TTL áramkörökkel kompatibilis.

Az adó kimenő fokozata emitter kapcsolású. A kimeneten a logikai „O” szint az áramkör 6., 7. pontjai közé kapcsolható külső relé kontaktus rövidrezárásával beállítható, így biztosítható a zavarok kiküszöbölése az interface vonalakon a tápfeszültség be- és kikapcsolásakor.

Az I21B1 vonali vevő „9” kimenete közvetlenül alkalmas TTL áramkörök meghajtására. A kimeneti feszültség szint R_t ellenállás alkalmas megválasztásával változtatható. Több jelvevő áramkör kimenete egymással párhuzamosan kapcsolható (Wier—OR kapcsolás).

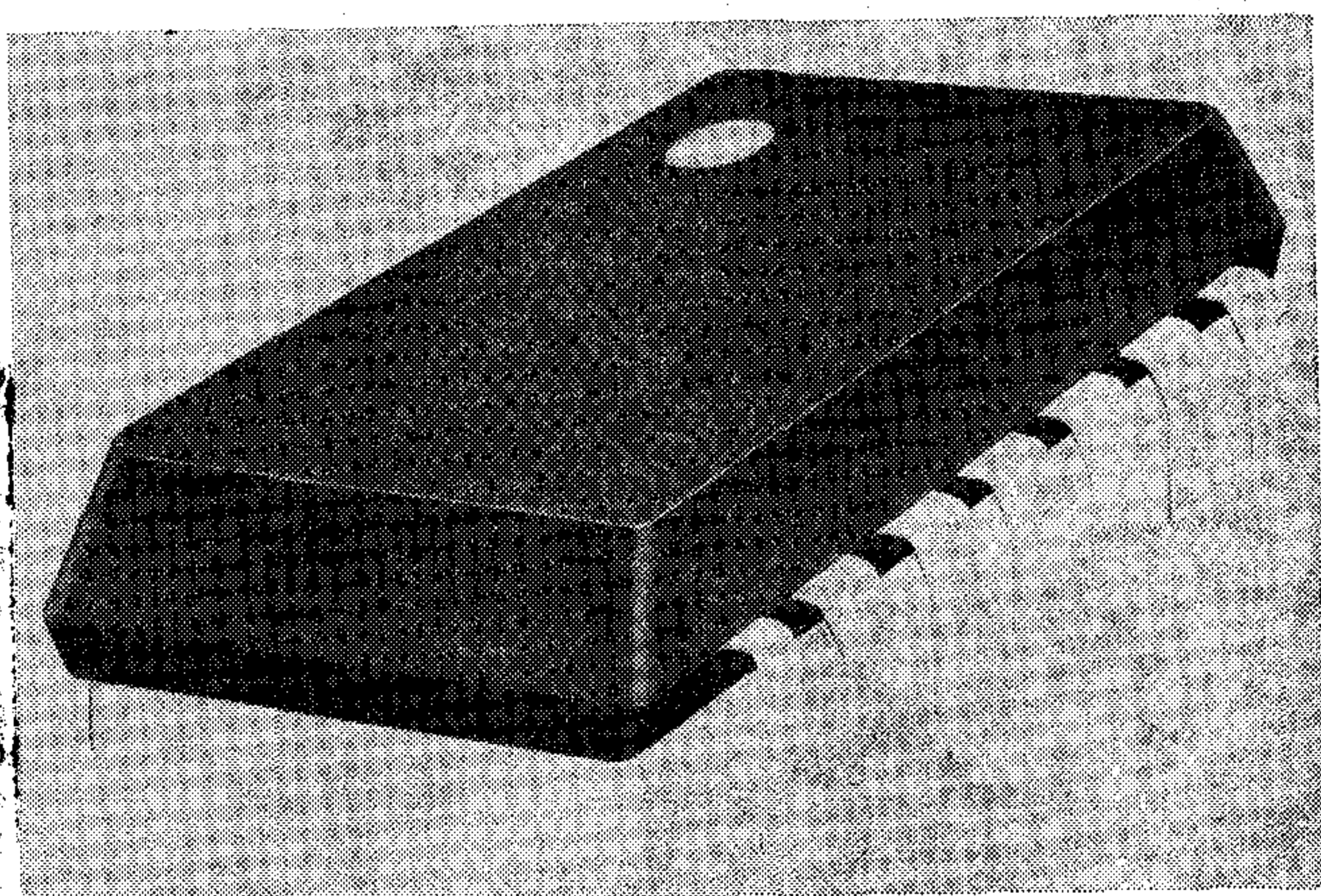
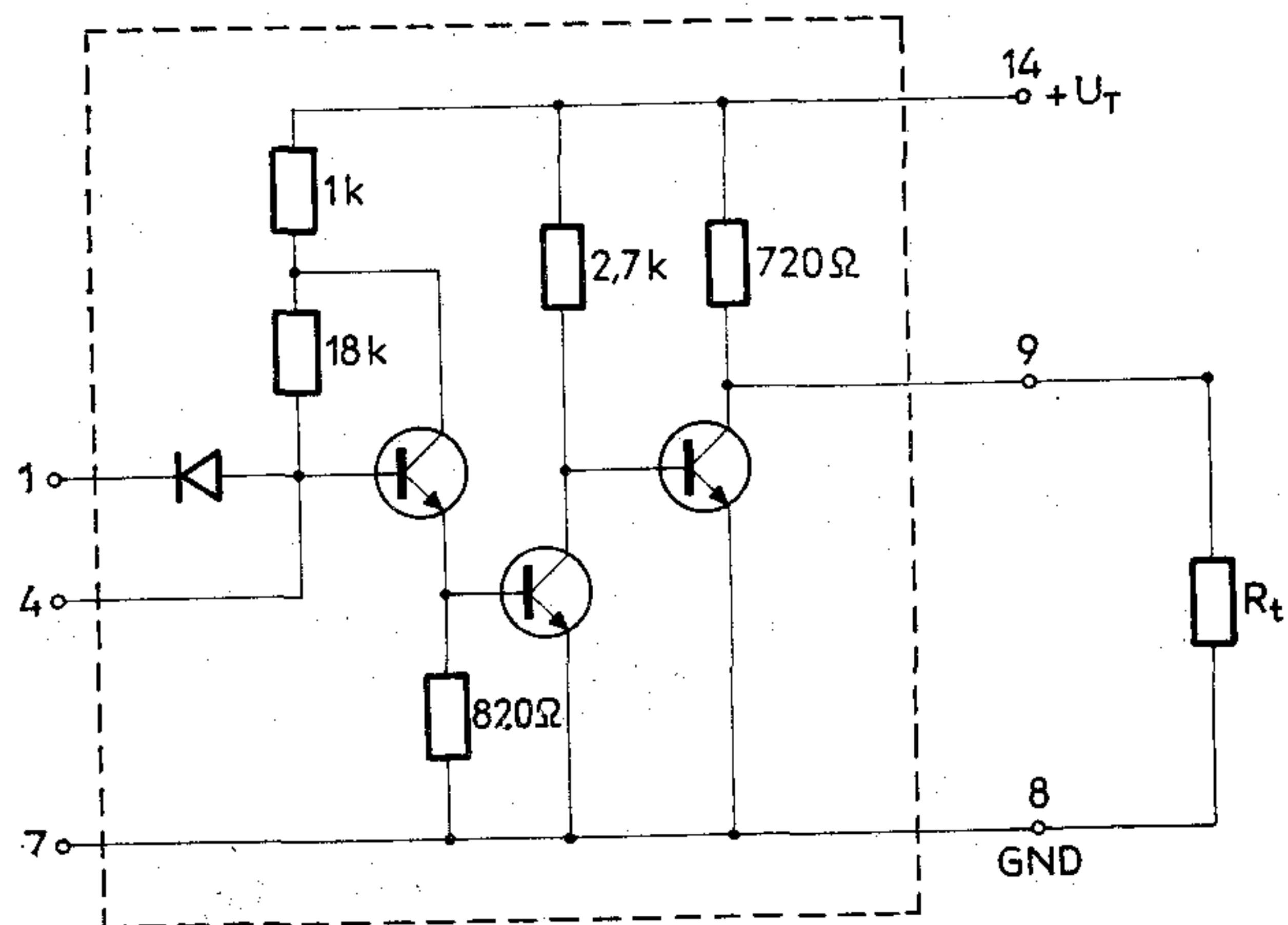
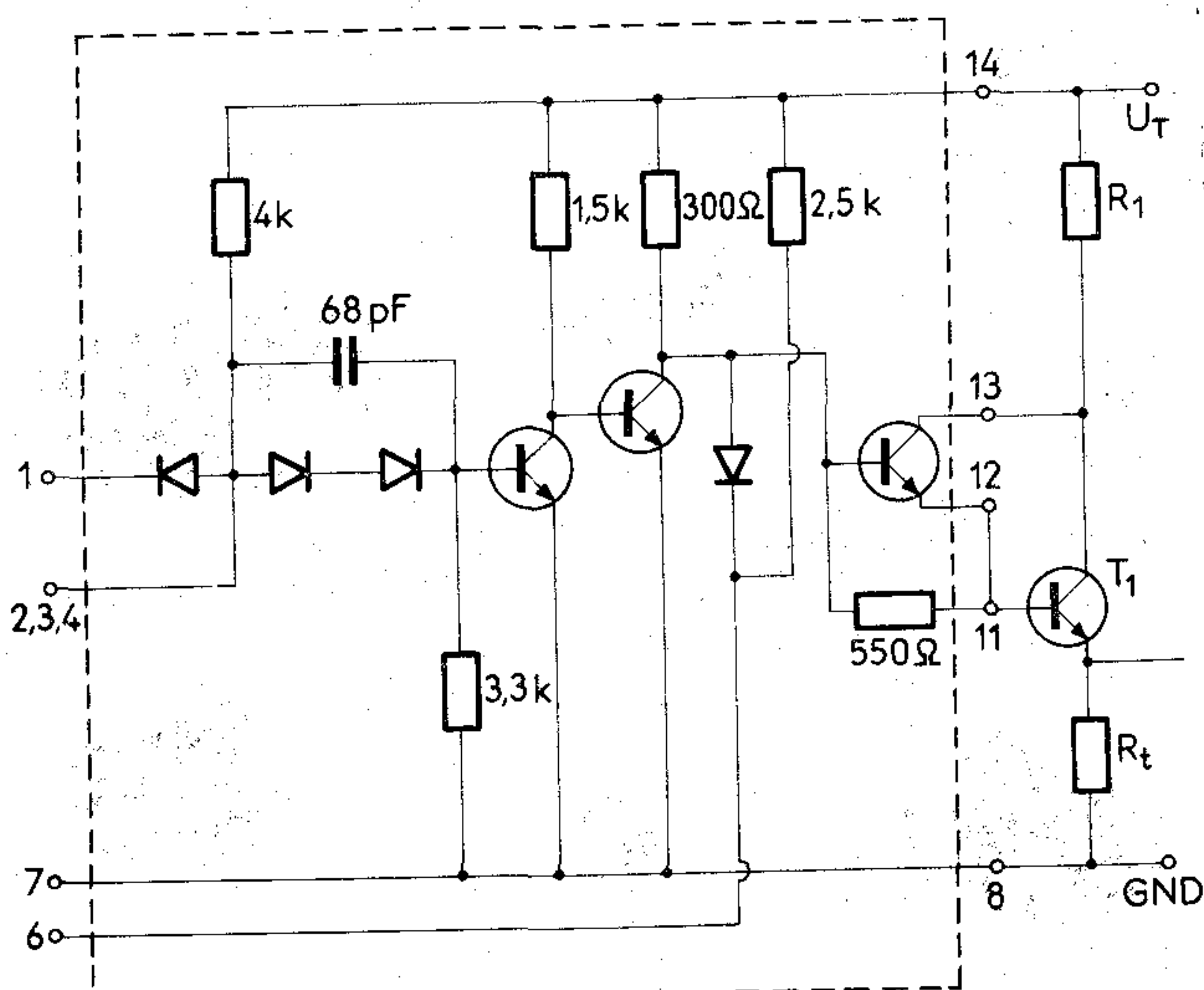
Maximális bemenő feszültség: $+7\text{ V}$

Maximális kimenő feszültség: $+3,4\text{ V}$

Maximális tápfeszültség: $+5,25\text{ V}$

Tárolási hőmérséklet: $-40 \dots +85\text{ }^\circ\text{C}$

Működési hőmérséklet: $0 \dots 70\text{ }^\circ\text{C}$



ANALÓG FESZÜLTSG STABILIZÁTOR

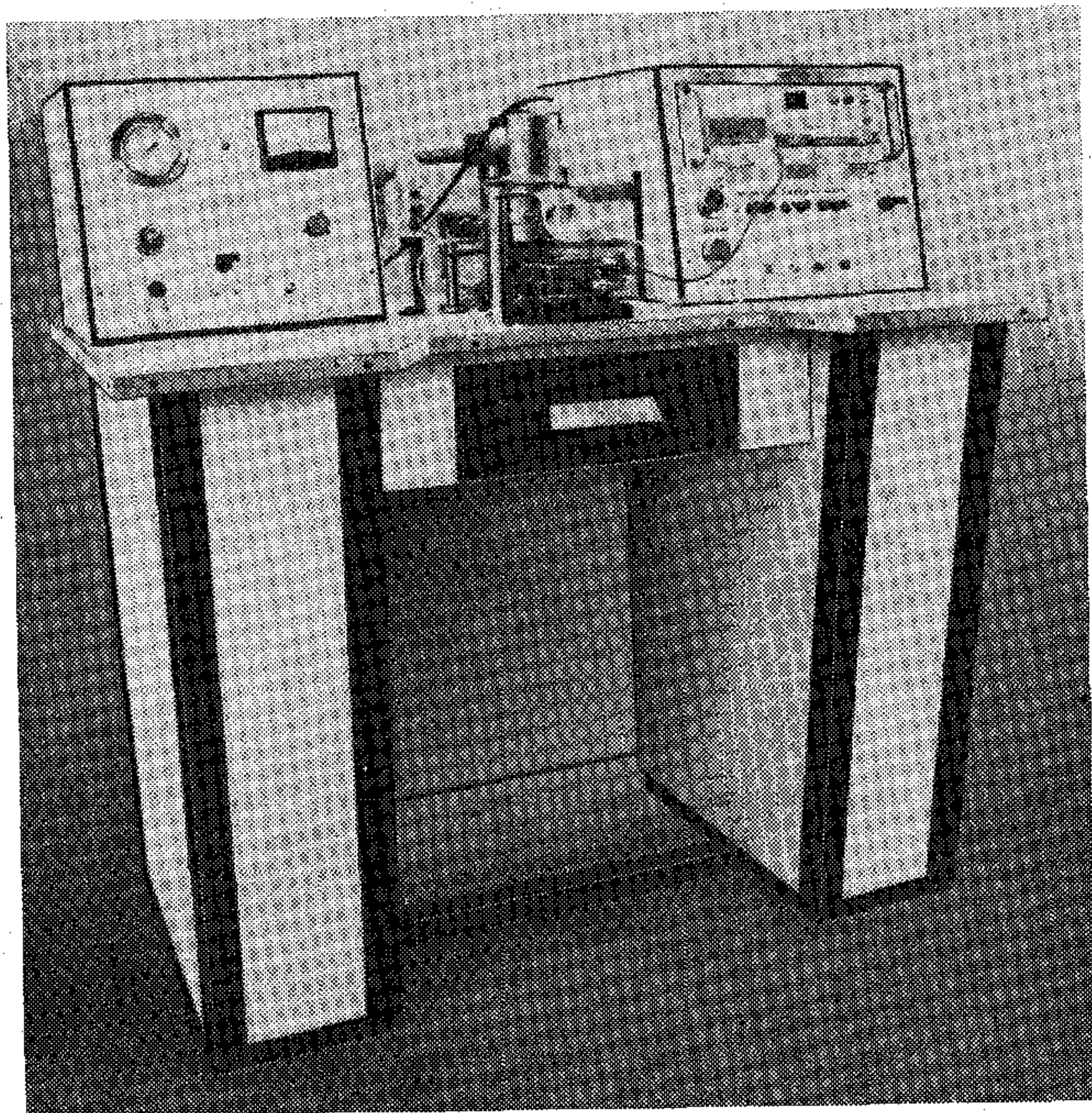
Az áramkör szigetelőalapon integrált technológiával készült, és lehetőséget nyújt konstans feszültség értékű szabályozók kialakítására, valamint változtatható stabilizált feszültség előállítására, $0 \dots 24\text{ V}$ tartományban.

Az S21B1 típusú áramkör stabil pozitív feszültség előállítására, míg az S22B1 típusú negatív stabil feszültség előállítására alkalmas. Mindkét áramkör kollektoros kimenetű áteresztővel rendelkezik.

T_1 ; T_2 tranzisztorok alkotják a különbségképzőt, T_3 ; T_4 az áteresztőtagot, T_5 tranzisztor pedig a rövidzár védelem kialakítására szolgál. Lehetőség van konstans áramú, illetve visszahajló karakterisztika kialakítására is. Külső tranzisztorral kiegészítve nagyáramú stabilizátor is készíthető, míg az alapegység alkalmas egyes kártyák feszültség-ellátására.

Az S22B1 típusú áramkör ugyanolyan felépítésű, mint az S21B1, attól csak abban különbö-

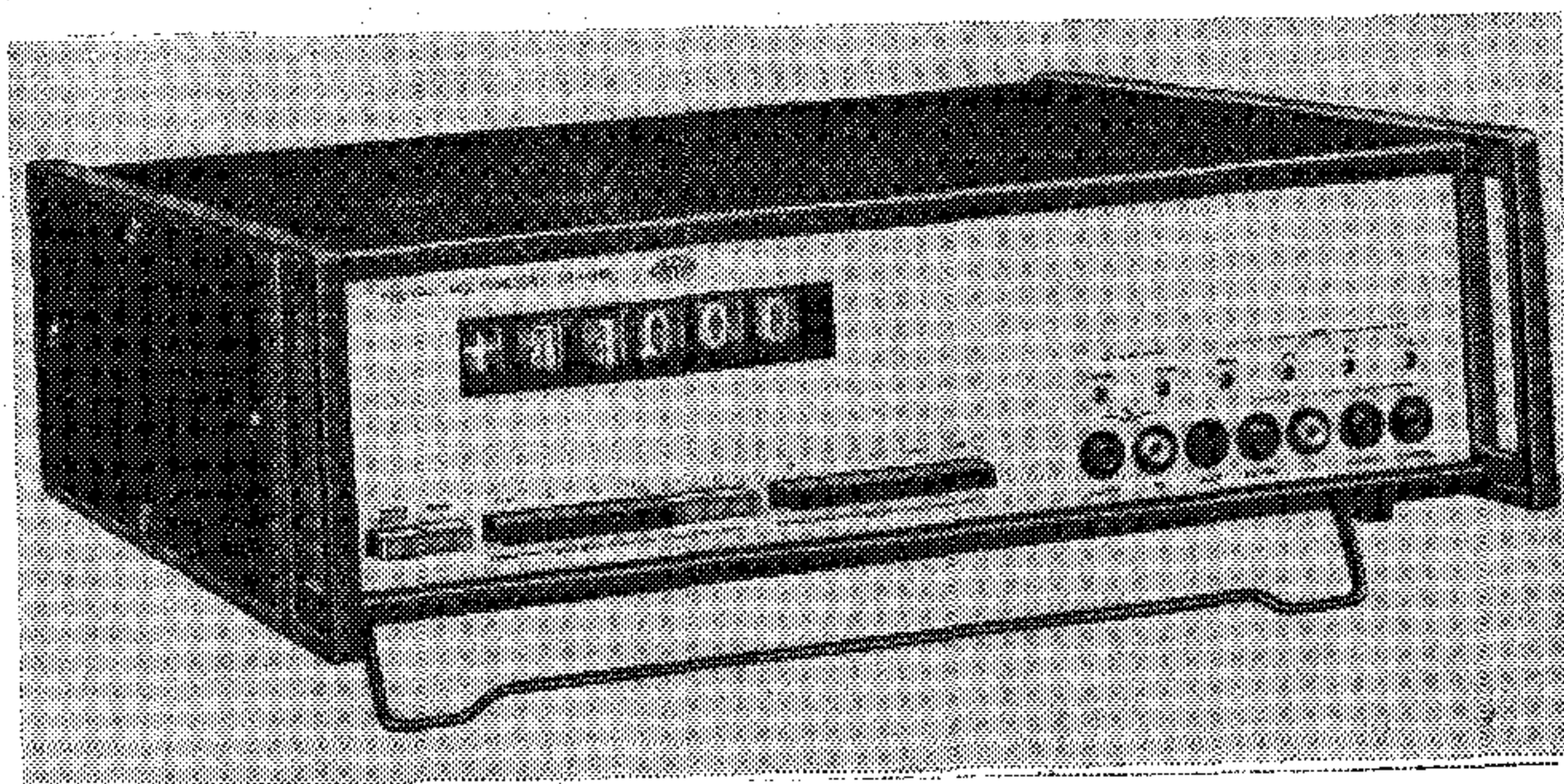
9



CG—40 értékbeállító automata

Az áramköri értékbeállító automata óránként több száz ellenállás-lapka jusztírozását végzi. A berendezés a mozgásokat hidro-pneumatikával és pneumatikával automatikusan végzi. A trimelés folyamán a szórófej a koptató korund sugárral az előírt ellenállás értékig munkálja a vastagréteget. A műszer ellenőrzi a folyamatot és a helyes értéknél automatikusan leállítja a homokfúvást, utána az asztalt alapállásba hozza. Nem javítható termék esetén a berendezés kijelzi a hibát, a gép alapállásba áll.

Különlegesen kis feszültségű hangfrekvenciás jelek mérésére fejlesztette ki az Intézet a TR—1151 típusú mikrovoltmérőt. A műszer két bemenettel rendelkezik, korreláció vizsgálatára is alkalmas.



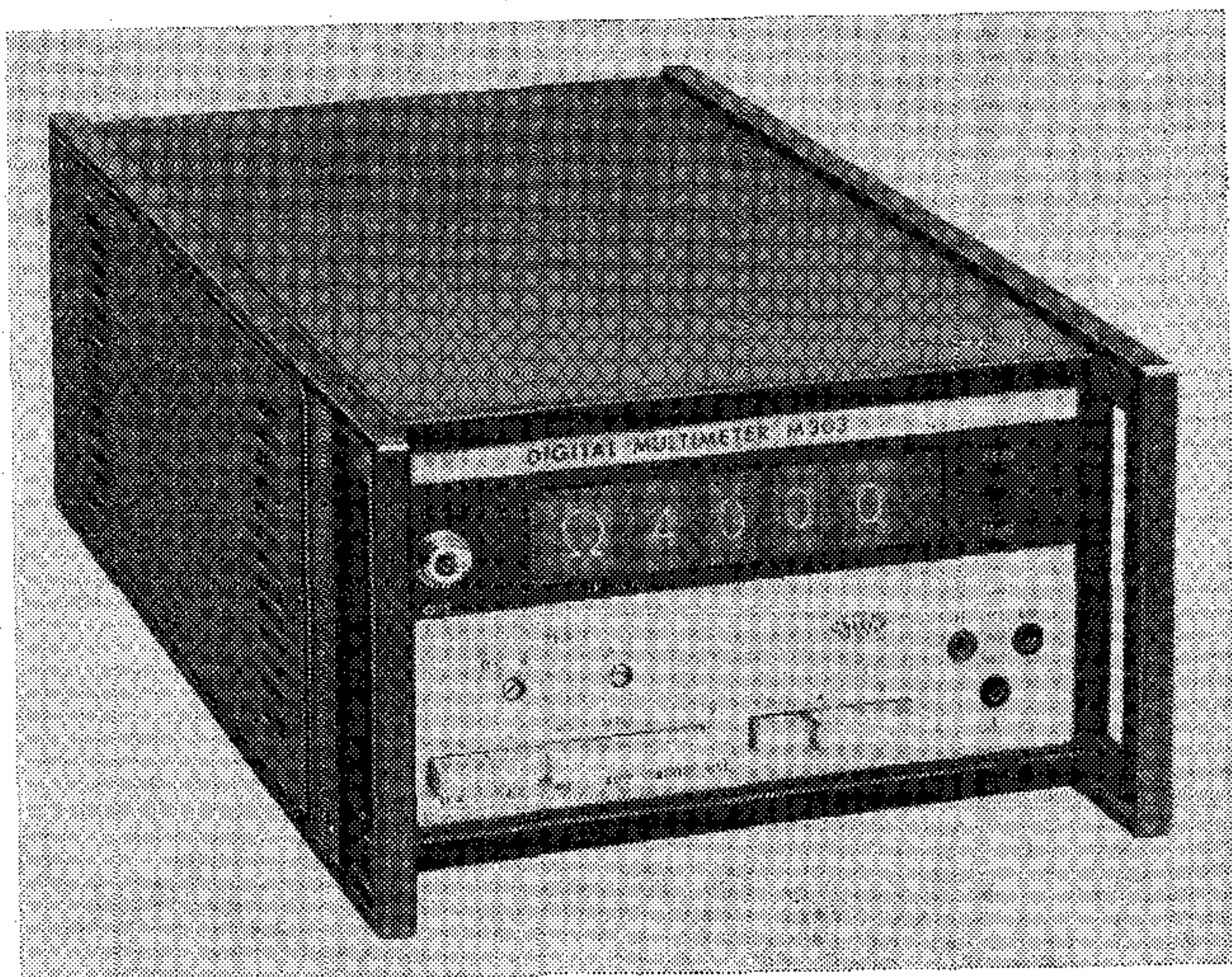
Digitális multiméter család

TR—1665

A nagy pontosságú digitális multiméter laboratóriumi és üzemi mérésekre alkalmas. A műszer előnyei között említhetjük, hogy a polaritásváltás, hitelesítés, nullázás és a méréshatárváltás automatikus. Lehetőség van a műszer számítógéppel való összekapcsolására.

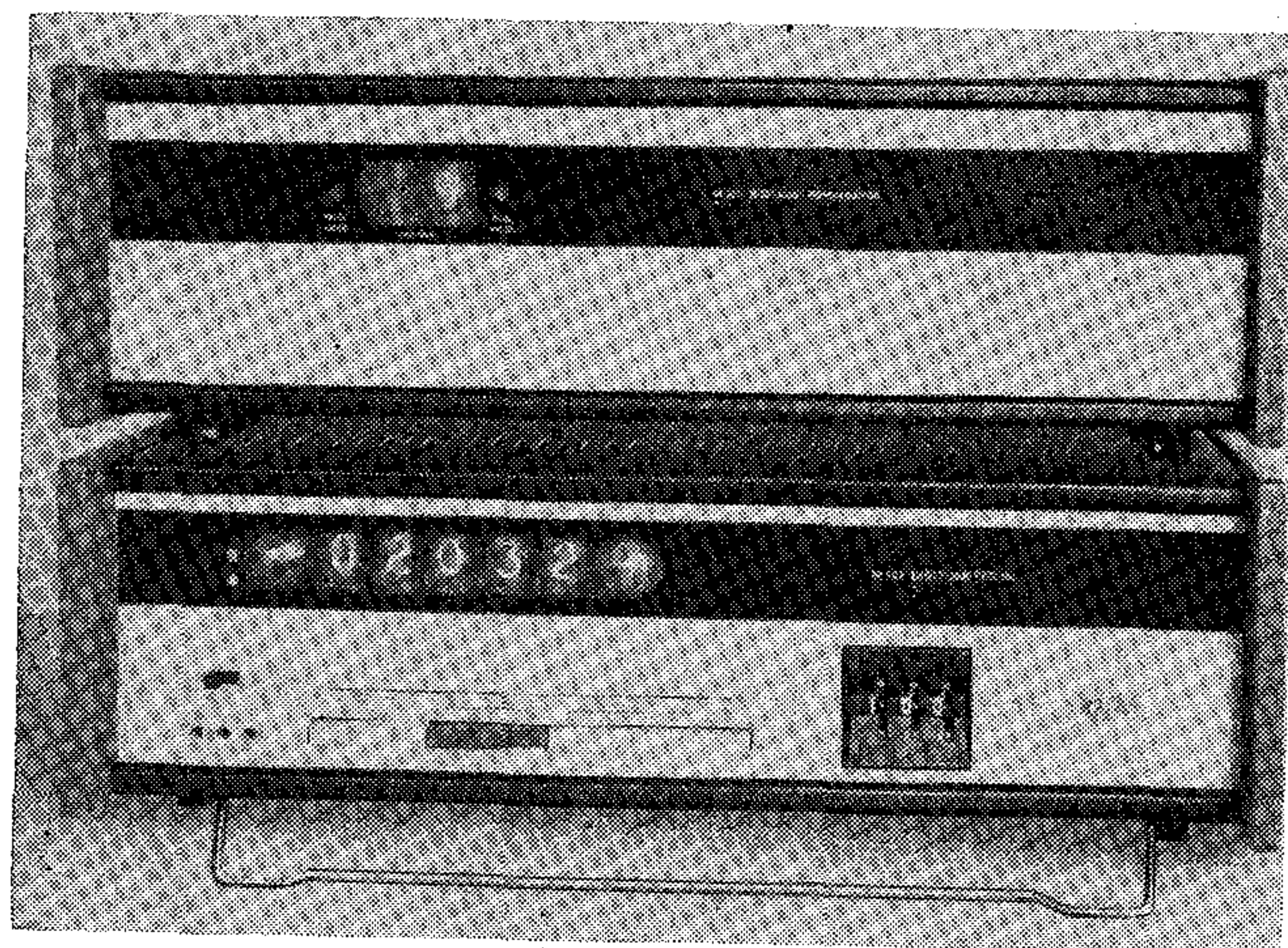
TR—1660

A műszer alapját a kétszeres integrálás elvén működő digitális voltmérő képezi. Hálózati zajelnyomás szűrővel, 60 dB. Automatikus, vagy külső indításos üzemmódban alkalmas mind laboratóriumi, mind üzemi körülmények között egyen- és váltakozó feszültség és áram, valamint ellenállás mérésére. A készülék TTL kompatibilis kimenettel rendelkezik, így alkalmazható real time perifériaként számítógépes rendszerekben.



TR—1655

Ez a multiméter kéziműszer kivitelben készül, ezért szervizhasználatra igen előnyös. Alkalmas egyen- és váltakozó feszültség, egyen- és váltakozó áram mérésére 20 Hz... 10 kHz frekvenciatartományban, valamint ellenállás mérésére.



TR—2258 digitális ellenállásmérő

A műszer ellenállások értékének, valamint egy adott értéktől való százalékos eltérésének mérésére alkalmas. A műszer alapját egy ellenállásfeszültség átalakító és egy digitális feszültségmérő képezi. A százalékolás állítható, három számjegyes belső, illetve külső dekád segítségével történhet. Az eredmény számkijelző csövekkel kerül kijelzésre, valamint a műszer kimenő kapcsain digitális jelek formájában is megjelenik, további felhasználás céljából. Ha a műszerhez csatlakoztatjuk a TR—2258—1 Digitális Komparátort, akkor lehetőség nyílik az ellenállások osztálybasorolására, a százalékos eltérés alapján. A komparálás a szabványos értéksor (E 48) szerint történik.

A válogatási csoportok száma 29.

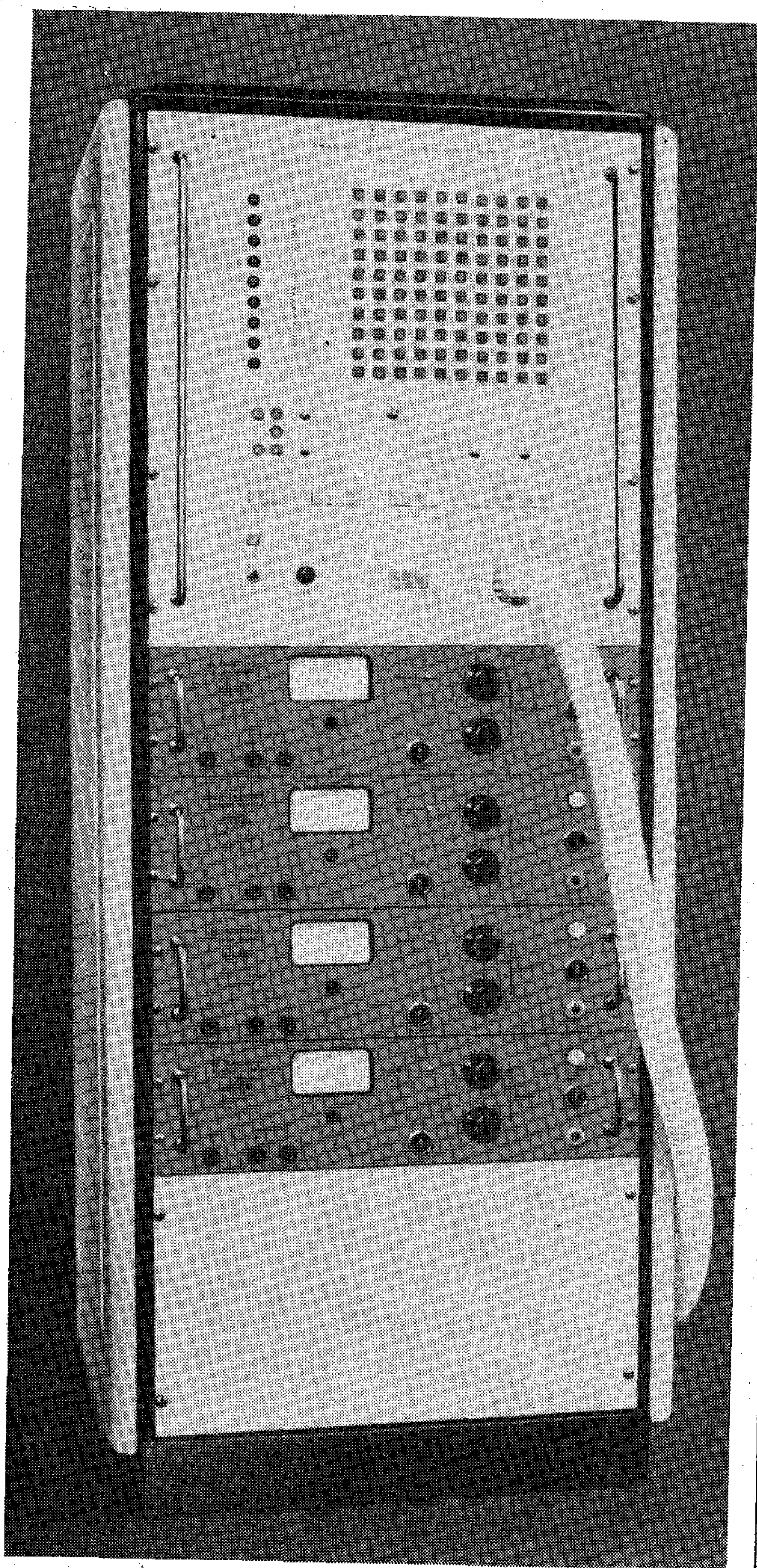
DINAVI TTL/16

Dinamikus üzemmódú élettartamvizsgáló bevizsgáló műszer 14 vagy 16 lábú dual-in-line tokozású digitális TTL áramkörök vizsgálatára alkalmas. Kapuáramkörök, expanderek, tárolók, számlálók, aktív memóriák, shift regiszterek és aritmetikai elemek lehetnek a vizsgálat tárgyai. A készülék az összehasonlítás elvén működik.

DYNALIC 500 B

Dinamikus üzemmódú élettartam vizsgáló berendezés, monolit integrált áramkörökhöz. A műszer 2—3, vagy 4 bemenetű TTL kapuáramkörök, valamint kapuzott J—K tárolók dinami-

kus vizsgálatára alkalmas. A vizsgált áramkörök számát a berendezés specifikált adatai és a vizsgált áramkörök jellemzői határozzák meg. Az áramkörök százas csoportonként funkcionálisan ellenőrizhetők. A kijelzés GO—NO GO minősítéssel fényjelzéssel történik. A vizsgált áramkörök a típushoz specifikált maximális környezeti hőmérsékleten, maximális terheléssel vannak igénybevéve.



M—321 logikai áramkör komparátor

A berendezés a logikai integrált áramkörök statikus, dinamikus hibáinak kimutatására és bemérésénél a bemenetek és kimenetek logikai szintjének kijelzésére szolgál. A statikus és dinamikus hibák kimutatása az összehasonlítás elvén működik. A dual-in-line tok megfelelő lábaihoz fénydiódás kijelzés tartozik. A fénydióda felgyulladás az azonos hely hibáját jelzi. A be- és kimenetek statikus logikai szintjeinek vizsgálatánál nulla logikai szint esetén a fénydióda nem világít, egy logikai szint esetén világít. Ennél a mérésnél a mérendő IC-nek megfelelő bemérő referencia kártyát kell a mérőműszerbe dugaszolni.

TR—9555 analóg áramkörmérő berendezés

A készülék alkalmas műveleti erősítők, komparátorok és stabilizátorok paramétereinek gyors mérésére. Az automatikus és kézi üzemmód egyaránt alkalmassá teszi nagyüzemi és laboratóriumi felhasználásra. Válogató egysége

minősíti a mért áramkörök paraméter értékeit. Csatlakoztatható interface egységekhez, valamint tűs mérőkhöz. Egyaránt alkalmas TO—5 és dual-in-line tokozású áramkörök mérésére. Automatikus tűs mérő birtokában a berendezés automatikusan vizsgálja az áramköröket. A mérés az első hibás paraméterig tart, majd megjelöli a hibás áramkört és továbblép.

Számítógépvezérlésű kábelmérő

Ez az elektronikus célműszer számítógépvezérléssel, telefonkábelek mérését végzi. A berendezés modul rendszerű, és ennek megfelelően egyszerűen bővíthető. Vezérlését és a számítási műveleteket az előzetesen elkészített program szerint az elektronikus számítógép végzi. A számítógép alkalmazása lehetővé teszi a különböző kábelek mérését, mert a mérések számának vagy a kiértékelés módjának változtatása programcserével lebonyolítható. A berendezés két, egyidejűleg működtethető, mérőhelyre kiépítve végzi a mérést.

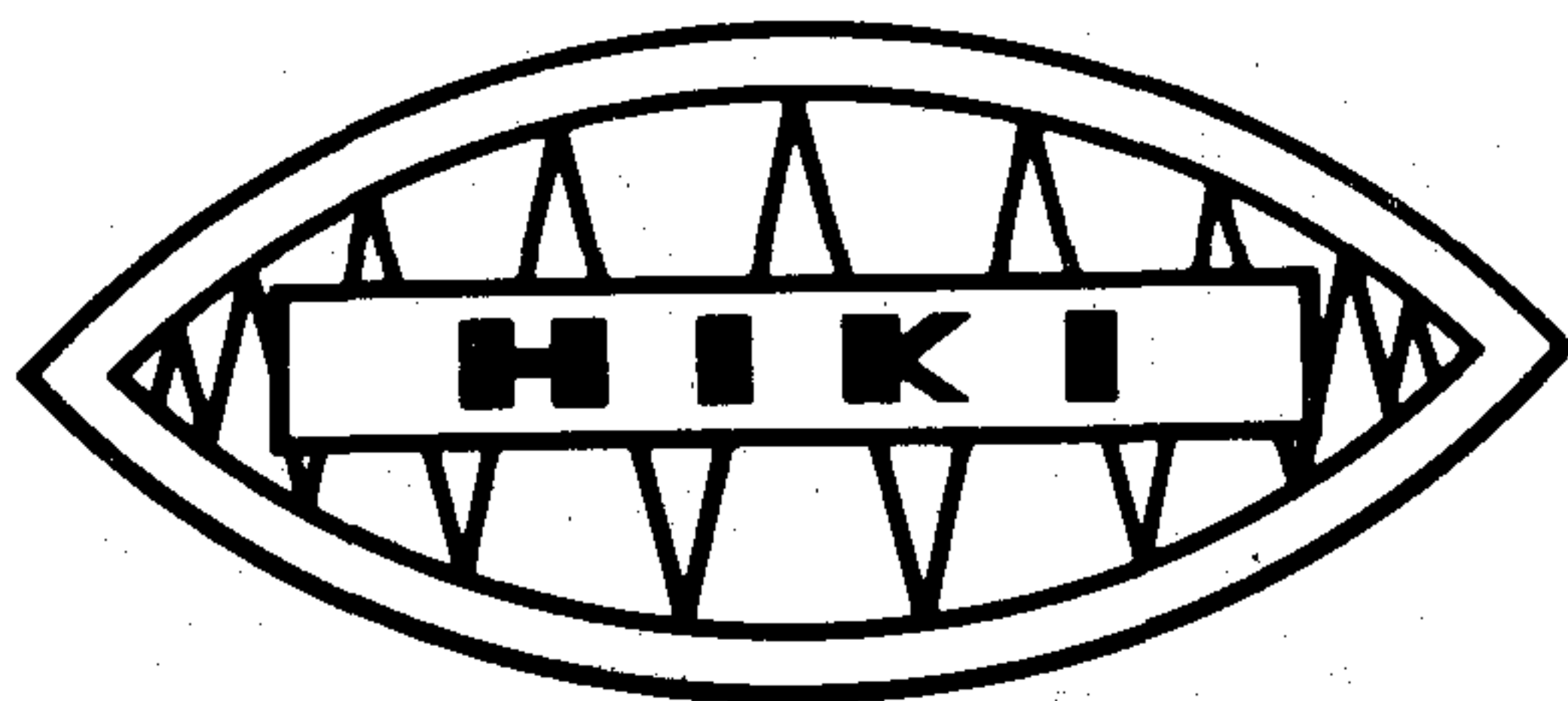
*

Ismertetőnkben röviden leírtuk tevékenységünket, bemutattuk néhány termékünket. Mindezek ismeretében megbízóink bizalommal fordulhatnak Intézetünkhöz rendeléssel. A szerződéses lekötés elsőbbséget biztosít, alkalmi rendeléseket, esetenkénti szolgáltatást csak olyan mértékben vállalunk, ami szerződéses kötelezettségeink teljesítését nem hátráltatja.

Fejlesztési megbízással, megrendeléssel forduljon a

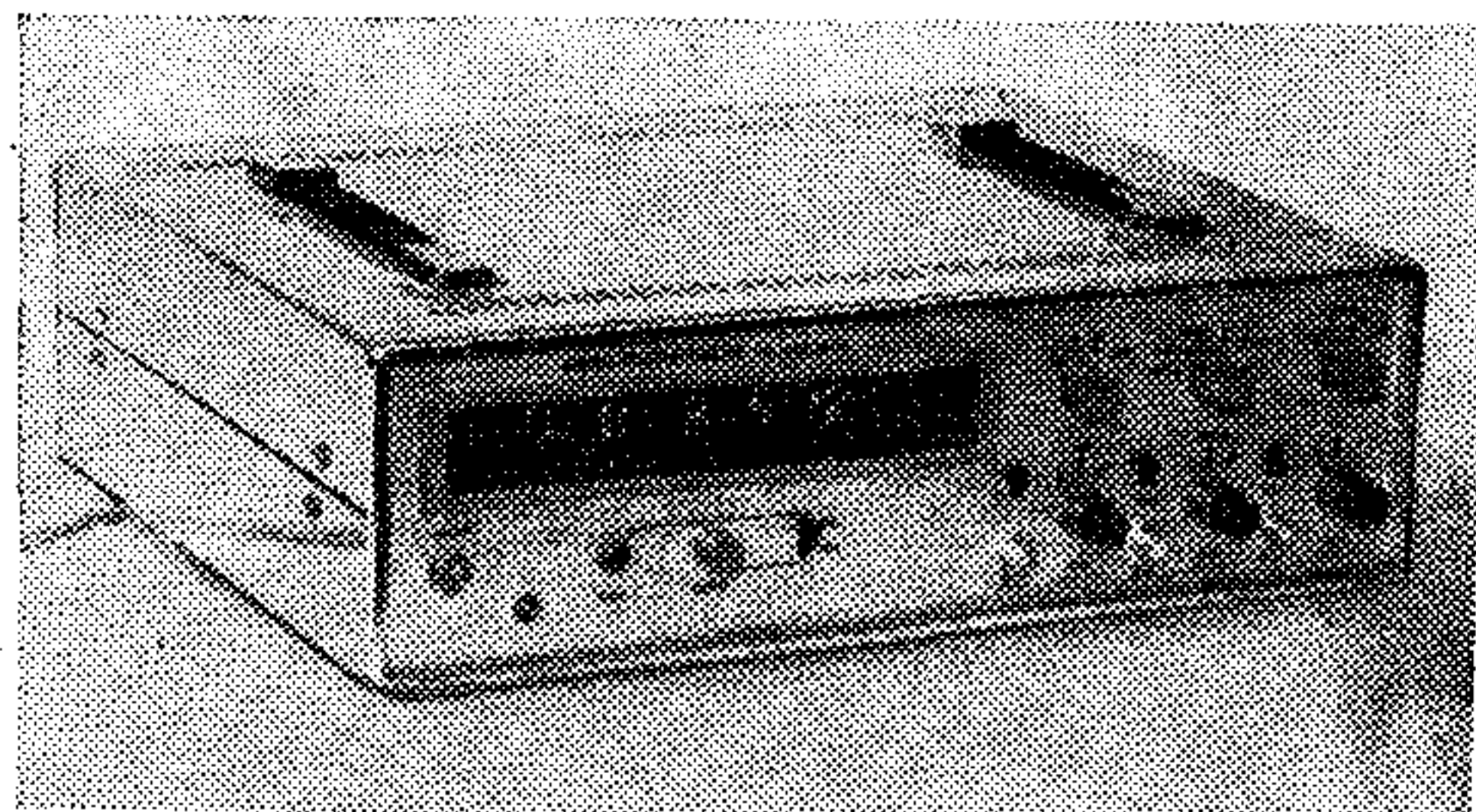
HIRADÁSTECHNIKAI IPARI KUTATÓ INTÉZET

Műszaki Kereskedelmi Osztályához, 1393 Budapest 62 Pf. 348.



73-2525 Pécsi Szikra Nyomda — F.v.: Melles Rezső

RAKTÁRRÓL SZÁLLÍTJUK AZ ALÁBBI MŰSZEREKET!



DIGITÁLIS FREKVENCIAMÉRŐ

TR-5253 típus Gyártja: ELKIS I. SZ.

Általános célú, 6 számjegyes, különösen a távírótechnika igényeinek megfelelően kialakított berendezés, melyhez 1—2—4—8-as kódban dolgozó számnyomtató csatlakoztatható.

Frekvenciamérés: DC-1,5 MHz
 Periódus időmérés: 1, 10, 100, 1000 periódus
 Bemelő szint: 300 mV_{eff}

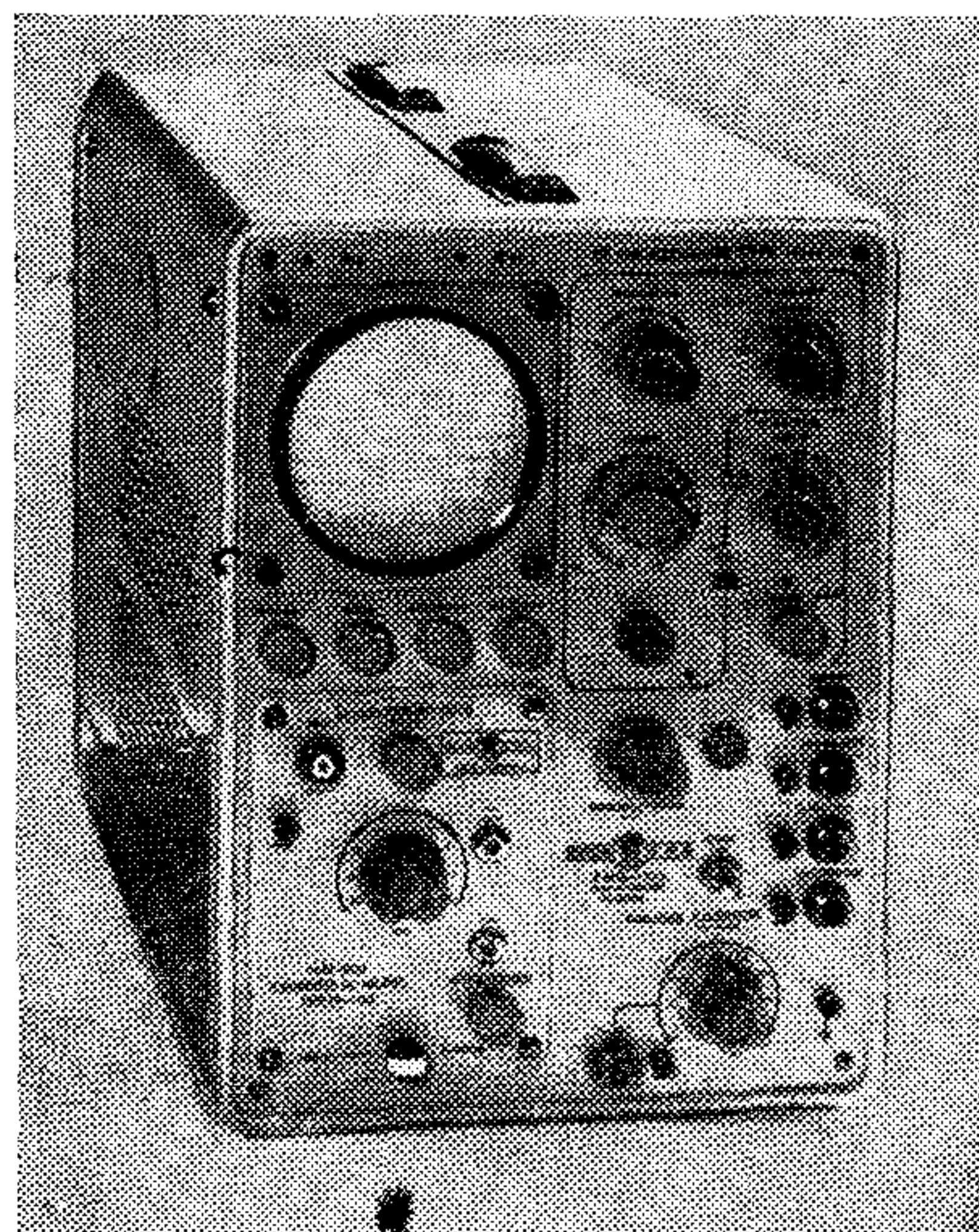
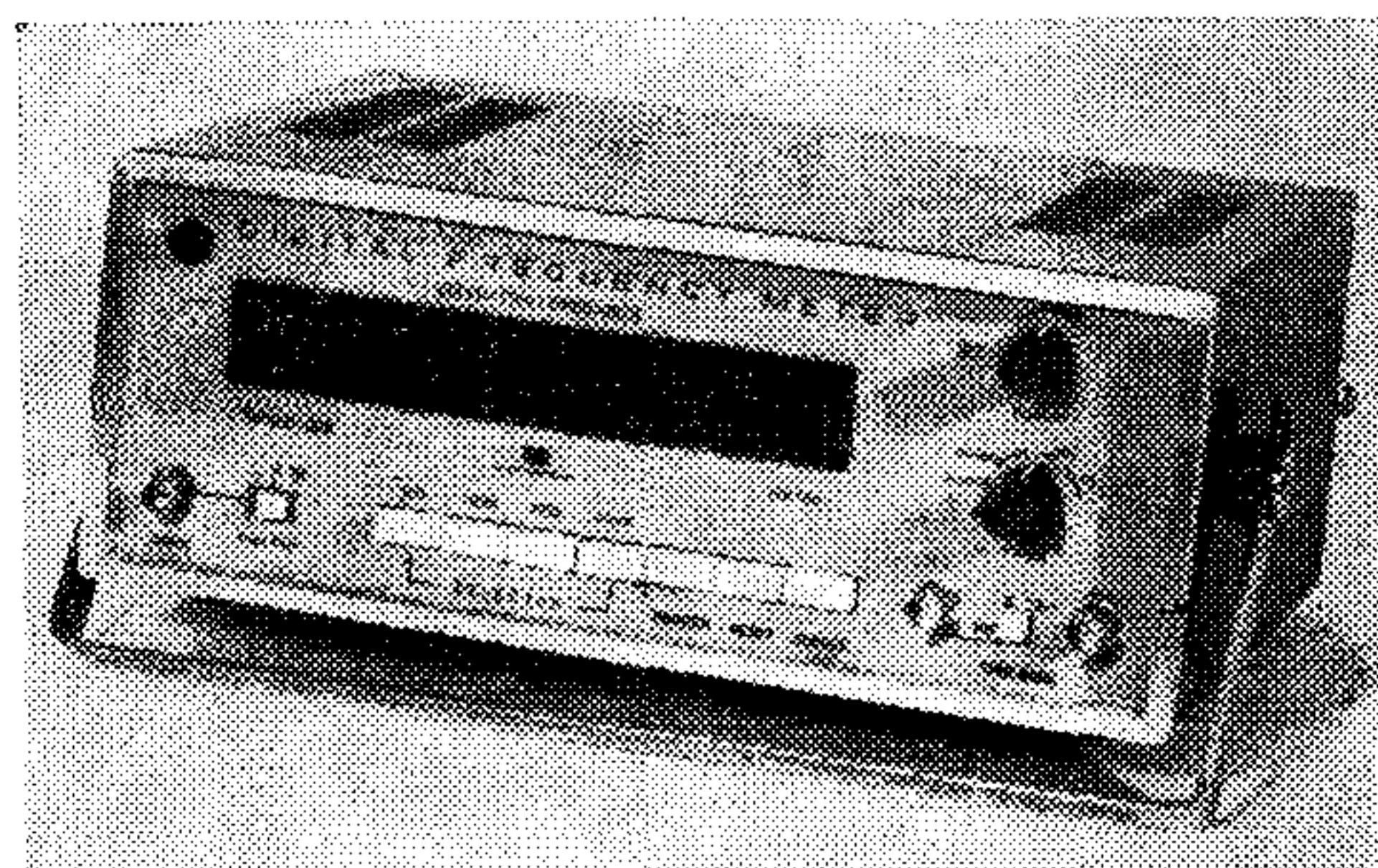
DIGITÁLIS FREKVENCIAMÉRŐK

TR-5255 és TR-5258 típusok Gyártja: HÍRADÁSTECHNIKA SZÖV.

Teljesen integrált áramkörös felépítésű 7 számjegyes berendezés

Hálózatról és telepről is működtethető kivitelben

	TR-5255	TR-5258
Frekvenciamérés:	2 Hz—10 MHz	2 Hz—25 MHz
Átlagolt periódus időmérés	50 μ sec—0,5 sec	
Érzékenység:	50 mV _{eff}	



NAGYFREKVENCIÁS OSZCILLOSKÓP

EMG-1546 (TR-4401) típus

Széles frekvenciasávban lejátszódó villamos jelenségek vizsgálatára alkalmas, cserélhető előerősítőkkel igen sokféle mérés elvégzését teszi lehetővé

EMG-1589-U 1	EMG-1589-U 2	EMG-1589-U 3
Szélessávú erősítő	Elektronkapcsolós	Nagyérzékenységű
0—30 MHz	szélessávú	differenciál erősítő
50 mV/cm—20 V/cm	0—20 MHz	0—1,5 MHz
	50 mV/cm—20 V/cm	1 mV/cm—50 V/cm
EMG-1589-U 4	Vízszintes erősítő	
Tranzisztor felfutási	0—250 kHz	
idővizsgáló egység	200 mV/cm—20 V/cm	
0,05—10 V	5 s/cm—0,1 μ s/cm	
0,5—100 mA/cm		
min. 12 μ s		

RENDELÉSÉVEL KERESSE FEL



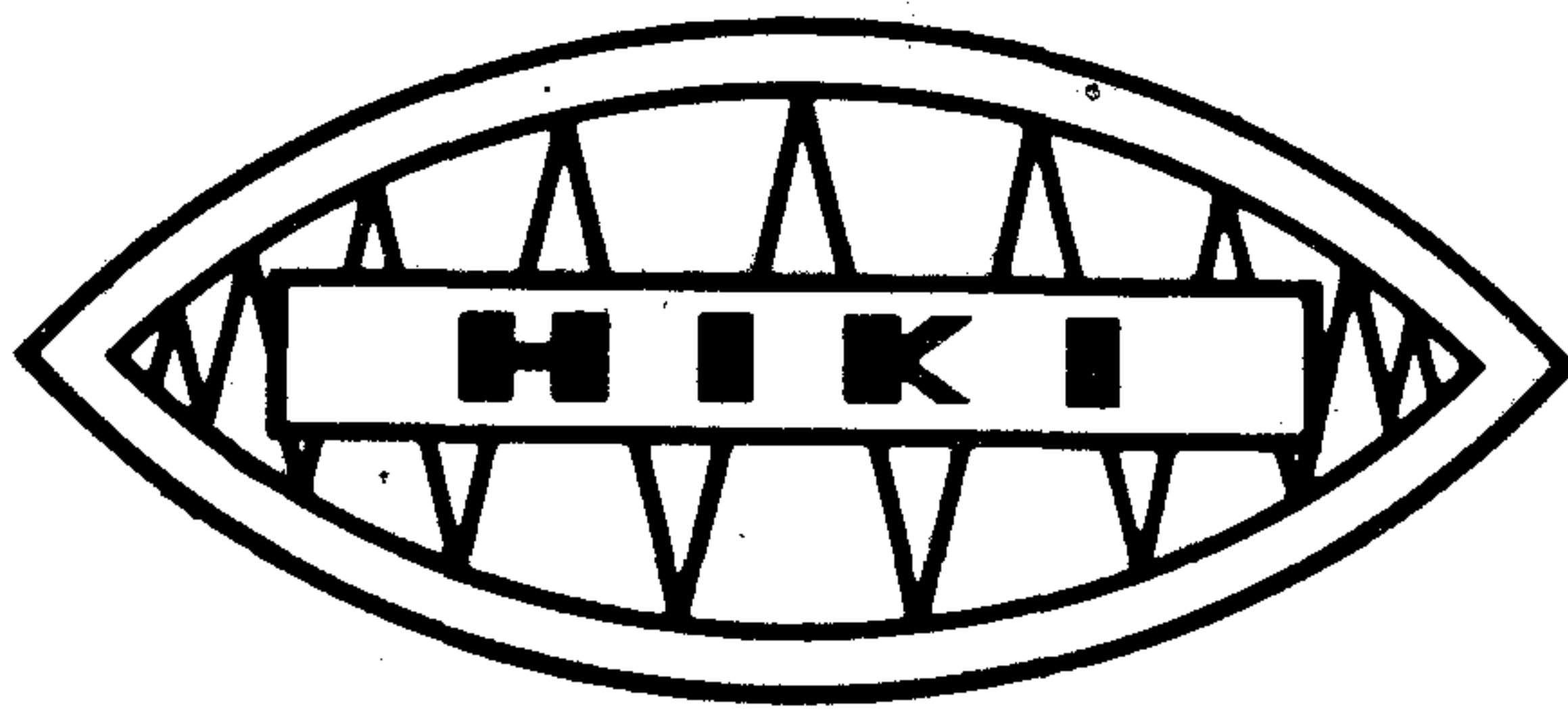
2. SZ. MŰSZERSZAKÜZLETÜNKET

Budapest VII., Majakovszkij utca 59.

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT

A szabályozástechnika és a számítástechnika területén tömegesen kerülnek felhasználásra elektronikai alkatrészek. A berendezések konstrukcióinak kialakításánál az alkatrészek helyes megválasztása mellett a legfontosabb a berendezések megbízhatóság és gazdaságosság szempontjából való tervezése, valamint a tőkés import alkatrészek kiváltásának elősegítése. Ehhez több év óta végzett vizsgálatok eredményei alapján tud segítséget nyújtani a

MIKI



szaktanácsadó szolgálat

Elektronikai alkatrészek megbízhatósági kérdéseiben :

Bráda Ferenc tud. főosztályvezető

Tőkés import kiváltási kérdésekben :

Bódi Gyula tud. főosztályvezető

HÍRADÁSTECHNIKAI IPARI KUTATÓ INTÉZET 1393 Budapest 62. Pf.: 348

Elektromechanikus alkatrészek megbízhatósági és import kiváltási kérdéseiben :

Kauszer Dénes tud. osztályvezető

MŰSZERIPARI KUTATÓ INTÉZET 1368 Budapest 5. Pf.: 183