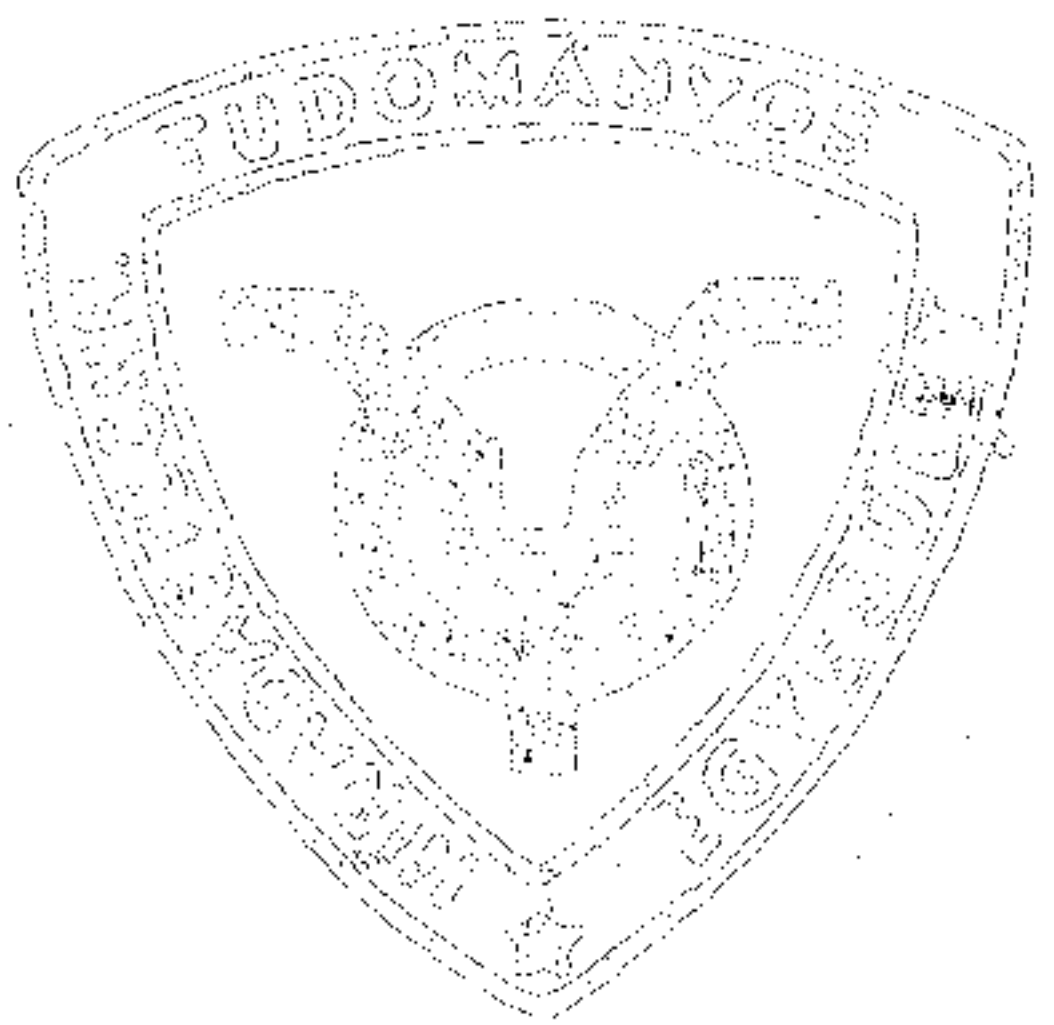


HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

5



XXVII. ÉVFOLYAM, 5. SZÁM, 129-166 OLDAL. BUDAPEST, 1976. MÁJUS

HÍRADÁS- TECHNIKA

1976. május XXVII. évfolyam 5. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

PAP LÁSZLÓ: Interferenciák a másodrendű fázis-zárt hurokban	129
Puskás Tivadar Emlékermeseink	134
Pollák – Virág Díjasaink	134
Az 1975. évi Diplomaterv Pályázat díjnyertesei	134
Dr. REDL RICHÁRD: Kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok túlterhelés elleni védelme	135
STEINBACH SÁNDOR: A Magyar Rádió MOOG szintetizátora	140
Az 1975. évi Szakdolgozat Pályázat díjnyertesei	143
GÖBLÖS JÁNOS: Fejlődés, prognosztika és tervezés az elektronikában	144
Szemle	152
Jelentkezési felhívás szakmérnöki szakokra	152
ÚJHÁZY LÁSZLÓ: Kvadrofon keverőasztalok rendszertехnikai kérdései	153
Tartalmi összefoglalások	158
Обобщения	158
Zusammenfassungen	159
Summaries	159
Résumés	160

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL,
DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, DR. RUPPENTHAL PÉTER, DR. SÁRKÖZY
GÉZA. — Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad:
SZÖLLÖSI GYÖRGYNÉ, telefon: 495-098

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1906 Budapest. Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivataltól, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Könyv- és Hírlap Kereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 76.4837 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25 375

PAP LÁSZLÓ

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

Interferenciák a másodrendű fázis-zárt hurokban

ETO 621.376.4:621.391.827

A fázis-zárt hurok a korszerű elektronika és rendszertechnika széles körben elterjedt eszköze. Jelentősége az elmúlt néhány évben tovább nőtt, mivel a félvezető alapú integrált áramköri változatok megjelenésével alkalmazási köre a hagyományos rádiótechnikán és mérés technikán kívül kiterjedt az általános elektronika egyéb területeire is.

1. Bevezetés

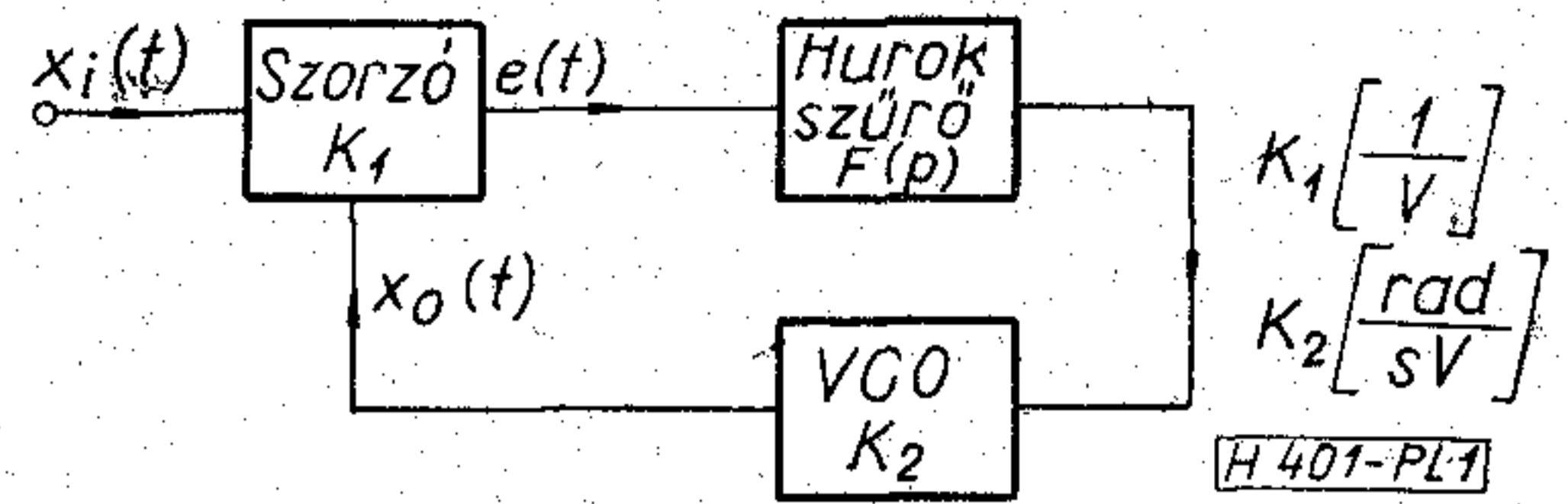
A fázis-zárt hurok működésének elméletével számos korábbi cikk és könyv foglalkozik, melyek az alapvető lineáris közelítéseken kívül a nemlineáris jelenségeket és fogalmakat [1, 2, 3] és az interferáló széles sávú sztochasztikus zaj hatását [4, 5, 6, 7] vizsgálják. Kevesebb publikáció látott napvilágot a determinisztikus vagy modulált vivő típusú interferencia-zavarokkal kapcsolatban. C. L. Britt és D. F. Palmer [8], valamint F. S. Keblawi [9] mérési eredményeket és közelítő számításokat közölt a kis szintű periodikus interferenciák és a sztochasztikus zaj együttes hatásáról. F. D. Natali és W. J. Walbesser [10] elméleti számításokkal meghatározta a speciálisan tervezett döntési-visszacsatolású hurok interferencia csökkentő tulajdonságának mértékét. A. E. Smith és R. S. Johnson [11] számítógépes módszerrel szimulálták a fading és a zaj jelenségeket, L. Schiff [12] pedig megvizsgálta a periodikus négyszögjellel 100%-ban amplitúdómodulált bemenő jel következtében kialakult másodlagos zavarok és hamis befogások lehetőségét. B. N. Biswas és S. K. Ray [13] a szinkronizált oszcillátorok interferencia-zavarait tanulmányozta, különös tekintettel a modulálatlan vivő által okozott interferenciák vizsgálatára.

A szerző korábbi munkájában [14] kidolgozta a vivőfrekvenciás interferenciák vizsgálati módszerét, és meghatározta a hurok behúzási tartományának változását. Jelen cikk célja a modulálatlan vivő és a szögmodulált jel hatásának vizsgálata a másodrendű fázis-zárt hurok működésére, és az interferencia során keletkező alapsávi áthallási csillapítás mértékének meghatározására.

2. Alkalmazott jelölések

A és A'	a bejövő szinuszos jelek effektív értéke [V],
B	a feszültséggel hangolható oszcillátor szinuszos jelének effektív értéke [V],
K_1	a szorzó típusú fázisdetektor átviteli tényezője [1/V],
K_2	a feszültséggel hangolható oszcillátor meredeksége [rad/sV],
$F(p)$	a hurokszűrő átviteli függvénye,
τ_1 és τ_2	a hurokszűrő időállandói,
φ_1 és φ_2	a bejövő jelek fázisa,
$\Theta_0(t)$	a feszültséggel hangolható oszcillátor fázisa (gyorsan változó jel),
ω_i és ω'_i	a bejövő jelek frekvenciája,
ω_0	a feszültséggel hangolható oszcillátor saját frekvenciája ($e(t) \equiv 0$),
$\omega_k(t)$	a feszültséggel hangolható oszcillátor frekvenciája (lassan változó jel),
$a = A'/A$	interferencia-arány ($A \neq 0$),
$e(t)$	a szorzó típusú fázisdetektor kimenő jele,
$J_n(x)$	az n -ed rendű, elsőfajú Bessel-függvény,
$\xi(t)$, $\eta(t)$ és $\zeta(t)$	sztochasztikus időfüggvények,
$\varphi_{0j}(t)$	$\Theta_0(t)$ periodikus összetevőinek fázisa ($j=1, 2 \dots$), (becsült lassan változó érték),
$K \equiv K_1 K_2 A B$	a hurokerősítés,
C	FM vagy PM modulációs konstans,
$p = \frac{d}{dt}$	Heaviside-operátor,
$L(p)$	az áthallási csillapítás átviteli függvénye,
$D_j(t)$	$\Theta_0(t)$ periodikus összetevőinek amplitúdója ($j=1, 2 \dots$), (becsült lassan változó érték),
$D_0(t)$	$\Theta_0(t)$ állandó összetevője (becsült lassan változó érték),
D_{00}	$D_0(t)$ állandó összetevője,
$D_{0l}(t)$	$D_0(t)$ változó összetevője,

D_{j0} $D_j(t)$ állandó összetevője,
 $D_{j1}(t)$ $D_j(t)$ változó összetevője,
 $\Delta\omega = \omega'_i - \omega_i$ az interferáló frekvencia értéke, ha a hurok ω_1 -re befogott,
 $x(t)$ a feszültséggel hangolható oszcillátor bemenő jele,
 $x_i(t)$ és $x_o(t)$ a bemenő és kimenő jel időfüggvénye.



1. ábra. A fázis-zárt hurok felépítése

3. Modulálatlan interferáló vivő hatása a szinkronizált hurokra

A szorzó típusú fázisdetektort tartalmazó fázis-zárt hurok felépítése az 1. ábrán látható. Interferencia esetén a hurok bemenő jele $x_i(t)$ két modulálatlan vivő összege, azaz

$$x_i(t) = \sqrt{2}A \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \sqrt{2}A' \sin(\omega'_1 t + \varphi'_1), \quad (1)$$

ahol ω_1 és ω'_1 , valamint φ_1 és φ'_1 az egyes jelek állandó értékű frekvenciája és fázisa. Ha a két szinuszos jel nem koherens, a fázisok értékét tetszőlegesen választhatjuk: legyen tehát $\varphi_1 \equiv \varphi'_1 \equiv 0$. A feszültséggel hangolható oszcillátor szinuszos kimenő jelet állít elő:

$$x_o(t) = \sqrt{2}B \cos\left(\int \omega_k(t) dt + \Theta_0(t)\right), \quad (2)$$

amelynek átlagos frekvenciája $[\omega_k(t)]$ lassan, fázisa $[\Theta_0(t)]$ pedig gyorsan változó időfüggvény.

$$\frac{d}{dt} \left[\int (\omega_k(t) - \omega_0) dt + \Theta_0(t) \right] = KF(p) \left[\sin\left(\int (\omega_1 - \omega_k(t)) dt - \Theta_0(t)\right) + a \sin\left(\int (\omega'_1 - \omega_k(t)) dt - \Theta_0(t)\right) \right]. \quad (3)$$

A továbbiakban feltételezzük, hogy a helyi oszcillátor átlagos frekvenciája konstans és megegyezik

ω_1 -vel, azaz a rendszer az ω_1 frekvencián befogott. Ekkor (3) módosított formája:

$$\frac{d}{dt} (\Theta_0(t)) + \omega_1 - \omega_0 = KF(p) [\sin(-\Theta_0(t)) + a \sin((\omega'_1 - \omega_1)t - \Theta_0(t))]. \quad (4)$$

A feladat a $\Theta_0(t)$ gyorsan változó fáziskülönbség időfüggvényének meghatározása másodrendű kettes vagy egyes típusú hurokban ($F(p) = (1 + p\tau_1)/p\tau_2$ vagy $F(p) = (1 + p\tau_1)/(1 + p\tau_2)$). Mivel a (4) differenciálegyenlet zárt alakban nem oldható meg, a számításokhoz a „harmonikus egyensúlyi analízis” közelítő módszert használjuk fel. Tételezzük fel, hogy $\Theta_0(t)$ a

$$\Theta_0(t) = D_0 + \sum_{j=1}^{\infty} D_j \cos(j\Delta\omega t - \varphi_{0j}) \quad (5)$$

Fourier-sorral közelíthető, és abban az esetben, ha $|\Delta\omega| \gg 1/\tau_1$, elegendő a sor első két tagját figyelembe venni:

$$\Theta_0(t) \cong D_0 + D_1 \cos(\Delta\omega t - \varphi_{01}). \quad (6)$$

Ekkor $\Theta_0(t)$ deriváltja a

$$\frac{d}{dt} [\Theta_0(t)] \cong - \sum_{j=1}^{\infty} j D_j \Delta\omega \sin(j\Delta\omega t - \varphi_{0j}) \cong - D_1 \Delta\omega \sin(\Delta\omega t - \varphi_{01}) \quad (7)$$

összefüggéssel írható le.

D_0 , D_1 és φ_{01} értékeinek meghatározására a (6) és (7) egyenleteket (4)-be helyettesítjük, és a két oldal azonos frekvenciájú Fourier-komponenseinek amplitúdóját egyenlővé tesszük egymással. Feltételezve, hogy gyors jelekre az $F(p)$ átviteli függvény τ_1/τ_2 -vel közelíthető, a (4) módosított alakja:

tudóját egyenlővé tesszük egymással. Feltételezve, hogy gyors jelekre az $F(p)$ átviteli függvény τ_1/τ_2 -vel közelíthető, a (4) módosított alakja:

$$-\tau_2 D_1 \Delta\omega \sin(\Delta\omega t - \varphi_{01}) \cong K\tau_1 \{-\sin[D_1 \cos(\Delta\omega t - \varphi_{01}) + D_0] + a \cdot \sin[\Delta\omega t - D_1 \cos(\Delta\omega t - \varphi_{01}) - D_0]\}. \quad (8)$$

A magasabb harmonikus komponensek elhanyagolása után, az elsőfajú Bessel-függvényeket felhasználva, a harmonikus egyensúlyi egyenletek

$$D_1 \Delta\omega \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a J_0(D_1), \quad (9)$$

$$\sin(D_0) \cong -a \frac{J_1(D_1)}{J_0(D_0)} \cos(D_0 - \varphi_{01}),$$

$$\text{ha, } F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_2},$$

$$\omega_1 - \omega_0 \cong -K \left[\sin(D_0) + a \frac{J_1(D_1)}{J_0(D_0)} \cos(D_0 - \varphi_{01}) \right],$$

$$\text{ha } F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{1 + p\tau_2}, \quad (10)$$

$$\text{és } D_0 \cong \varphi_{01}, \quad \text{ha } |\Delta\omega| \gg \frac{1}{\tau_1} \text{ és } a \gg 1. \quad (11)$$

alakban írhatók fel.

További közelítésekkel:

$$D_1 \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\omega'_1 - \omega_1}, \quad (12)$$

$$\sin(D_0) \cong K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{1}{\omega'_1 - \omega_1}, \quad \text{ha } F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_2},$$

és

$$\sin(D_0) \cong K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{1}{\omega'_1 - \omega_1} - \frac{\omega_1 - \omega_0}{K},$$

$$\text{ha } F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{1 + p\tau_2}. \quad (13)$$

Az eredmény tehát a következő: a szinuszos vivőfrekvenciás jel interferenciája következtében a VCO kimenő jelének fázisában egy konstans fáziseltolás jelentkezik, melynek értéke maximálisan 90° lehet (90° fölött nincs stabil munkapont). Ezenkívül $j\Delta\omega$ ($j=1, 2, \dots$) frekvenciákon zavaró harmonikusok is megjelennek, ezek hatása azonban gyakran másodlagos, mivel nincsenek a számunkra fontos frekvenciatartományban.

4. A frekvencia- és fázismodulált interferáló jelek hatása a szinkronizált hurokra

FM és PM interferáló jelek esetében a hurok bemenő jele:

$$x_1(t) = \sqrt{2}A \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \sqrt{2}A' \sin(\omega'_1 t + \varphi'_1 + C\xi(t)), \quad (14)$$

a VCO kimenő jelét pedig a (2) összefüggés írja le. Így a kisfrekvenciás helyettesítő kép megegyezik a 2. ábrán bemutatottal, azzal a különbséggel, hogy $\omega'_1 t$ helyére most $\omega'_1 t + C\xi(t)$ kerül (φ_1 és φ'_1 most is tetszőlegesen felvehető, legyen tehát zérus értékű). C a modulációs konstans, $\xi(t)$ pedig tetszőleges, nulla

várható értékű, sávhatárolt sztochasztikus folyamat, amely fázismodulációnál maga az információ, frekvenciamodulációnál az információ integrálja.

A 2. pontban leírtakhoz hasonlóan az ω_1 frekvencián befogott hurok interferencia-zavarait a

$$\frac{d}{dt}[\Theta_0(t)] + \omega_1 - \omega_0 = KF(p)[\sin(-\Theta_0(t)) + a \sin(\Delta\omega t + C\xi(t) - \Theta_0(t))] \quad (15)$$

differenciálegyenlet megoldásával határozhatjuk meg.

Legyen $F(p) = (1 + p\tau_1)/p\tau_2$, azaz a differenciálegyenlet alakja

$$\tau_2 \frac{d^2}{dt^2}[\Theta_0(t)] = K(1 + p\tau_1)[\sin(-\Theta_0(t)) + a \sin(\Delta\omega t + C\xi(t) - \Theta_0(t))], \quad (16)$$

és tételezzük fel, hogy a VCO fázisváltozása a

$$\Theta_0(t) \cong D_0(t) + D_1(t) \cos(\Delta\omega t + C\xi(t) - \varphi_{01}(t)) \quad (17)$$

egyenlettel közelíthető az (5) és (6) összefüggéseknél tett megfontolások alapján. $D_0(t)$, $D_1(t)$ és $\varphi_{01}(t)$ legyenek lassan változó időfüggvények (sáv szélességük

$\xi(t)$ spektrumának sávjába esik). Jelöljük a továbbiakban $\eta(t)$ -vel a $\Delta\omega t + C\xi(t)$ értéket.

$\Theta_0(t)$ idő szerinti deriváltja a

$$\frac{d\Theta_0(t)}{dt} \cong \frac{dD_0(t)}{dt} + \frac{dD_1(t)}{dt} \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) - D_1(t) \left[\frac{d\eta(t)}{dt} - \frac{d\varphi_{01}(t)}{dt} \right] \cdot \sin(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \cong \frac{dD_0(t)}{dt} - D_1(t) \frac{d\eta(t)}{dt} \sin(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \quad (18)$$

egyenlettel számolható, mivel

$$\left| \frac{d\eta(t)}{dt} \right| \gg \left| \frac{d\varphi_{01}(t)}{dt} \right|, \quad \left| \frac{dD_1(t)}{dt} \right|$$

Ha $\left| \frac{d\eta(t)}{dt} \right| \gg \frac{1}{\tau_1}$, akkor a gyorsan változó jelekre a hurokszűrő csillapítása τ_1/τ_2 . (17)-et és (18)-at a (16) differenciálegyenletbe helyettesítve a gyorsan változó jelekre a

$$-\tau_2 \frac{d\eta(t)}{dt} \cdot D_1(t) \sin(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \cong K\tau_1 \{ -\sin[D_0(t) + D_1(t) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t))] + a \sin[\eta(t) - D_1(t) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) - D_0(t)] \} \quad (19)$$

egyenletet kapjuk, amely a harmonikus komponensek összehasonlításával alkalmas $D_1(t)$ meghatározására. Az eredmény (9)-hez és (11)-hez hasonlóan:

$$D_1(t) \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{J_0(D_1(t))}{\frac{d}{dt}(\eta(t) - \varphi_{01}(t))} \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\frac{d}{dt}(\eta(t) - \varphi_{01}(t))}, \quad (20)$$

és $D_0(t) \cong \varphi_{01}(t)$, ha $a \gg 1$. (21)

A következő lépésben számítsuk ki, hogyan függ a $D_0(t)$ időfüggvény a $\xi(t)$ moduláló jeltől. Ehhez meg

$$\tau_2 \frac{d^2 D_0(t)}{dt^2} \cong K(1 + p\tau_1) \left[-J_0(D_1(t)) \sin(D_0(t)) - a \sin(\eta(t)) 2 J_1(D_1(t)) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \sin(D_0(t)) - a \cos(\eta(t)) 2 J_1(D_1(t)) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \cos(D_0(t)) \right]. \quad (22)$$

Az egyenlet jobb oldalán felülvonással jelzett átlagolás végrehajtása (az átlagolás itt aluláteresztő szűrővel ekvivalens), és a Bessel-függvények sorbafejtése után felírható (16) legegyszerűbb alakja:

$$\tau_2 \frac{d^2 D_0(t)}{dt^2} \cong K(1 + p\tau_1) \left[-\sin(D_0(t)) - \frac{a}{2} D_1(t) \right]. \quad (23)$$

A $D_0(t)$ és $D_1(t)$ időfüggvények két tag összegeként állíthatók elő:

$$D_0(t) = D_{00} + D_{01}(t), \quad (24)$$

$$D_1(t) = D_{10} + D_{11}(t), \quad (25)$$

és

$$D_{11}(t) \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\frac{d}{dt} [\eta(t) - D_0(t)]} - D_{10} \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{-\frac{d}{dt} \xi(t) + \frac{d}{dt} D_0(t)}{\Delta\omega^2}, \quad (27)$$

mivel $|D_0(t)| \ll |\eta(t)|$.

(26) és (27) felhasználásával és (23) jobb és bal oldalának összehasonlításával

$$\sin(D_{00}) \cong \frac{a^2}{2} K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega}, \quad (28)$$

$D_{01}(t)$ a következő differenciálegyenletből számítható:

$$\tau_2 \frac{d^2 D_{01}(t)}{dt^2} + K \cos(D_{00}) \tau_1 \frac{dD_{01}(t)}{dt} + K \cos(D_{00}) D_{01}(t) \cong K^2 \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{1}{\Delta\omega^2} \left[C \frac{d}{dt} \xi(t) + \tau_1 C \frac{d^2 \xi(t)}{dt^2} - \frac{dD_{01}(t)}{dt} - \tau_1 \frac{d^2 D_{01}(t)}{dt^2} \right]. \quad (29)$$

A $\xi(t)$ és $D_{01}(t)$ közötti kapcsolatot a bemutatott lineáris közelítésben az

$$L(p) \cong \frac{K}{\cos(D_{00})} \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{C}{\Delta\omega^2} \cdot \frac{(1 + p\tau_1)p}{1 + p \left[\tau_1 + \frac{a^2}{2} K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega^2} \right] + p^2 \left[\frac{\tau_2 + \frac{a^2}{2} K^2 \frac{\tau_1^2}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega^2}}{K \cos(D_{00})} \right]} \quad (30)$$

átviteli függvény adja meg.

FM jelek esetén, ha $\xi(t) = \frac{1}{p} \zeta(t)$, a $\zeta(t)$ -re vonatkozó áthallási csillapítás

$$L'(p) = \frac{1}{p} L(p), \quad (31)$$

azaz a csillapítás kisfrekvenciás értéke:

$$L'(p)|_{p=0} \cong \frac{K}{\cos(D_{00})} \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{C}{\Delta\omega^2}. \quad (32)$$

Határozzuk meg ezután az áthallási csillapítás értékét $F(p) = (1 + p\tau_1)/(1 + p\tau_2)$ esetében. A gyorsan

és

$$L(p) \cong \frac{K}{\cos(D_{00})} \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{C}{\Delta\omega^2} \cdot \frac{(1 + p\tau_1)p}{1 + p \left[\tau_1 + \frac{1 + \frac{a^2}{2} K^2 \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega^2}}{K \cos(D_{00})} \right] + p^2 \left[\frac{\tau_2 + \frac{a^2}{2} K^2 \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega^2}}{K \cos(D_{00})} \right]} \quad (35)$$

végeredményekhez vezet.

kell határozni a (16) differenciálegyenlet lassú változású jelekre vonatkozó alakját, felhasználva a (17) és (18) becsléseket:

ahol D_{00} és D_{10} konstans értékek, $D_{01}(t)$ és $D_{11}(t)$ lassan változó időfüggvények. Ha $|C\xi(t)| \ll |\Delta\omega|$ vagy $\left| C \frac{d\xi(t)}{dt} \right| \ll |\Delta\omega|$, azaz a fázis- vagy frekvencialöket viszonylag elegendően kis értékű, akkor lehetőség adódik arra, hogy $D_{01}(t)$ és $\xi(t)$ között a kapcsolatot egy lineáris differenciálegyenlettel adjuk meg. (20) alapján

$$D_{10} \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\frac{d}{dt} [\eta(t) - D_0(t)]} \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\Delta\omega} \quad (26)$$

$$D_{11}(t) \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\frac{d}{dt} [\eta(t) - D_0(t)]} - D_{10} \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{-\frac{d}{dt} \xi(t) + \frac{d}{dt} D_0(t)}{\Delta\omega^2}, \quad (27)$$

$$\sin(D_{00}) \cong \frac{a^2}{2} K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega}, \quad (28)$$

változó jelekre vonatkozó differenciálegyenlet meg egyezik a (19) összefüggéssel, így (20) és (21) is érvényes. A lassan változó komponensek leírásakor azonban (23) módosul:

$$\tau_2 \frac{d^2 D_0(t)}{dt^2} + \frac{dD_0(t)}{dt} + \omega_1 - \omega_0 \cong K(1 + p\tau_1) \left[-\sin(D_0(t)) - \frac{a}{2} D_1(t) \right]. \quad (33)$$

A levezetés részleteinek mellőzésével a módszer a

$$\sin(D_{00}) \cong \frac{a^2}{2} K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega} - \frac{\omega_1 - \omega_0}{K}, \quad (34)$$

5. Összefoglalás

A cikk a fázis-zárt hurok interferencia-zavarait vizsgálja, közelítő számításokat végezve a modulálatlan vivő és a szögmodulált jelek által okozott kisfrekvenciás zavaró jelek meghatározására. A korábbi munkákban nem publikált eredmények megadják a keletkező konstans fázishibát, a kisfrekvenciás áthallási csillapítás értékét és az áthallás dinamikájára jellemző átviteli függvényt. Ezek az adatok fontosak a nagy spektrumtisztaságú vivőkövető és a kis zajú, minőségi FM demodulátor áramkörökben.

Végezetül a szerző köszönetet mond dr. Géher Károly egyetemi tanárnak a munka során nyújtott segítségért.

IRODALOM

- [1] Gardner, F. M.: Phase-lock Techniques. New York, Wiley, 1966.
- [2] Viterbi, A. J.: Principles of Coherent Communication. New York, Mc Graw Hill, 1966.
- [3] Klapper, J.—Franke, J. T.: Phase-Locked and Frequency-Feedback Systems Principles and Techniques. Academic Press, New York and London, 1972.
- [4] Tyichonov, V. I.: Vlijanyije fluktuacij na tocsnoszty rabotü usztröjstv szinchronizaciji. Uszp. fiz. Nauk., 83, 1964, No. 4, pp. 665—694
- [5] Tyichonov, V. I.: Operation of Frequency Phase Adjustment with Noises. Avtomatyika i tyelemekhanika, Tom XXI, No. 3. 1960, pp. 301—309
- [6] Lindsey, W. C.: Nonlinear Analysis of Generalized Tracking Systems. Proc. of IEEE, Vol. 57., No. 10., Oct. 1969, pp. 1705—1722
- [7] Lindsey, W. C.: Synchronization Systems in Communication and Control. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall, 1972.
- [8] Britt, C. L.—Palmer, D. F.: Effect of CW interference on narrow-band second order phase-locked loop. IEEE Trans. on AES, Vol. AES-3, No. 1., Jan., 1967.
- [9] Keblawi, F. S.: Unlock Behaviour of the Second Order Phase Locked Loop with and without Interfering Carriers, RCA Review, 28, No. 2., June 1967. pp. 277—296
- [10] Natali, F. D.—Walbesser, W. J.: Interference Rejection in a Phase-Locked Loop with Decision Feedback. EASCON'68 Record, published by IEEE Trans. on AES, pp. 187—192
- [11] Smith, A. E.—Johnson, R. S.: A Digital Simulation of a Carrier Demodulator/Tracking Phase-Locked Loop in a Noisy, Multipath Environment. EASCON'68 Record, published by IEEE Trans, on AES pp. 206—216
- [12] Schiff, L.: Burst Synchronization of Phase-Locked Loops. IEEE Trans. on COM., Vol. COM—21, No. 10, 1973. pp. 1091—1099.
- [13] Biswas, B. N. Ray, S. K.: Discrimination of a second-order injection synchronized oscillator against interfering tones. IEEE Trans. on CAS, Vol. CAS-21, No. 3., May 1974, pp. 402—405.
- [14] Pap, L. E.: The Reduction of Pull-in Range in a Second Order Phase-Locked Loop in Presence of Interfering Carrier. Vyzkumna zpráva Z—657/A, Czechoslovak Academy of Sciences, Inst. of Radioengineering and Electronics, Praha, listopad 1974.

Az

Elektrim

ajánlata:



Központi telepes telefonkészülékek

- számtárcsával vagy anélkül
- számtárcsával és földnyomó-gombbal
- alulról megvilágított számtárcsával
- hívóáram-indikációval
- tickárnői és igazgatói telefonkészülékek
- érmés távbeszélők

Helyi telepes telefonkészülékek

- íróasztali telefonkészülékek
- szerelők telefonkészülékei

Házi távbeszélők, belső beszélgetésekhez

- magánlakásokban
- hivatalokban
- kórházakban

Kaputelefonok

Ezenkívül:

- automata előfizetői alközpontok
- kézi kapcsolású berendezések, helyi és központi teleppel
- kézi kapcsolású berendezések, konferenciák és a diszpécsterszolgálat számára

Elektrim

Lengyel Elektrotechnikai Külkereskedelmi
Vállalat Kft.

00-950 Warszawa, Lengyelország Czackiego 15/17
Táviratcím: ELEKTRIM-WARSZAWA
Telefon: 26-62-71 Telex: 814-351

EGYESÜLETI HÍREK

Puskás Tivadar Emlékermeseink

A f. évi április hó 1-én tartott elnökségi ülésen *Komporday Aurél*, a HTE elnöke átadta a kitüntetetteknek az 1975. évi *Puskás Tivadar Emlékérme*ket és díjakat.

Egyesületünk e legnagyobb kitüntetésében részesültek:

B Á N S Á G H I P Á L

az Elnökség tagja, a Konstruktív Szakosztály elnöke

Széles körű alapokra helyezett, eredményekben gazdag társadalmi munkásságát mindenkor az iparág legfontosabb problémái optimális megoldásának segítésére irányítja. A Szakosztály keretében nagy aktivitással és körültekintéssel szervezi és készíti elő az egyesület 1976. évi nagy rendezvényét, a „2. Szerkezeti Konstruktív az elektronikában” tárgy körű nemzetközi részvételű konferenciát. Egyesületünket az MEE, MATE és HTE közös folyóiratának, a *Finommechanika — Mikroelektronika*-nak szerkesztőbizottságában aktívan képviseli.

G Ö B L Ö S J Á N O S

az Elnökség és a Végrehajtó Bizottság tagja, az Alkatrész-Alapanyag Szakosztályon belül az Alkatrész Osztály vezetője

Az évenkénti alkatrészankétok, konferenciák szervezésében és előkészítésében évek óta fontos feladatokat vállal és lát el, amivel a hazai alkatrészgyártás problémáinak megoldását eredményesen segíti elő. Munkásságával nagymértékben hozzájárul az egyesület és a REMIX Rádiótechnikai Vállalat között létrejött sikeres együttműködés továbbfejlesztéséhez.

D R. H Á Z M A N I S T V Á N

az Elnökség tagja, az Oktatási Bizottság vezetője

Aktívan képviseli egyesületünket a MTESZ Központi Oktatási Bizottságában. Nagy szerepet vállalt és eredményesen munkálkodik az egyesület újszerű oktatási formájának, a „vándor oktatási csoportok” megszervezésében, működésük előkészítésében. Munkásságával nagymértékben elősegíti egyesületünk és a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola közötti eredményes kapcsolatok továbbfejlesztését.

K Ö V E S K U T Y L A J O S

az Elnökség és a Végrehajtó Bizottság tagja

A televízió és színes televízió műszer- és mérés technika, nemkülönben a zárt láncú televízió hazai kifejlesztése és ipari realizálása terén szerzett elévülhetetlen érdemeivel hazai és nemzetközi tekintélyt érdemelt ki. Mint a színes televízió munkabizottság tagja nagy szerepet vállalt a legutóbbi Színes televízió Szimpózium és más rendezvények előkészítésében és sikeres lebonyolításában. Értékes tanácsaival rendkívül nagy segítséget nyújt az egyesület munkásságának irányításában.

R U D A S I K Á R O L Y

az Elnökség tagja, a HTE Kecskeméti Helyi Csoportjának elnöke

Aktív részese az egyesület kecskeméti helyi csoportja megalkotásának és sikeres működésének. Igen jó és folytonos kapcsolatot tartva az egyesülettel, nélkülözhetetlen és eredményes segítséget nyújtott a kecskeméti Alkatrész Anket sikeres lebonyolításában. Nagy szerepet vállalt a MTESZ kecskeméti Technika Házának létrehozásában és csoportjával társadalmi munkában létesítette annak akusztikai berendezéseit.

D R. T A R D O S L Á S Z L Ó N É

az Elnökség tagja, az Alkatrész Alapanyag Szakosztályon belül az Alapanyag Osztály vezetője

A mikrohullámú ferritek és granátok kutatásában végzett több mint két évtizedes eredményes munkásságával elévülhetetlen érdemeket szerzett a korszerű mikrohullámú berendezések hazai kifejlesztése terén. Társadalmi műszaki-tudományos munkásságában nagy aktivitással szervezi és propagálja a szakosztályi előadásokat; részese több hazai anket és nem-

zetközi konferencia szervezésének. A mikrohullámú ferritek előállítási és alkalmazási kérdéseivel foglalkozó, szocialista államok közötti nemzetközi bizottság magyar tagjaként előkészíti az ez évben Magyarországon sorra kerülő nemzetközi tudományos tanácskozást.

* * *

Pollák—Virág Díjasaink

A HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) évfolyamában megjelent kiemelkedő értékű cikkükért a következő szerzők részesültek az egyesület által 1960-ban alapított *Pollák—Virág Díjban* és oklevélben:

K A S O S Z K Á R

„A magyar híradástechnikai ipar 100 éve” (4. szám)

P A P L Á S Z L Ó — C S E R N Á K J Ó Z S E F

Budapesti Műszaki Egyetem

„Műveleti erősítők kompenzálása előreecsatolással” (3. szám)

Á G O S T H Á Z I M A R G I T — D R. G O S Z T O N Y G É Z A

Beloianisz Híradástechnikai Gyár

„A megismételt telefonhívások jellemző vonásai” (4. szám)

A díjakat a f. évi április 1-i elnökségi ülésen *Komporday Aurél*, a HTE elnöke adta át a kitüntetett szerzőknek.

* * *

Az 1975. évi Diplomaterv Pályázat díjnyertesei

I. díjat nyert: O S V Á T H L Á S Z L Ó

„Hullámdigitális szűrők” c. pályázatával

II. díjat nyertek: S Z I L O S G Y Ö R G Y és
B É R E S V I L M O S

„Lavinadiódás zajgenerátor”

„Elektronikus áramkörök érzékenysége és toleranciája” c. pályázataikkal.

III. díjat nyert: F A Z E K A S Á R P Á D

„Gázfázisú GaAs epitaxiális rendszer üzembeállítása és a növesztés egyes paramétereinek optimalizálása” c. pályázatával.

A pályadíjakat az egyesület elnökségi ülésén adta át a díjnyerteseknek *Komporday Aurél*, a HTE elnöke.

A díjbizottság fentiekén kívül a következő pályázatokat tartotta magas színvonalúnak:

P O N G O R G Y Ö R G Y

„Számítógépes analízis programhoz illeszkedő integrált áramköri modellek”

V E C S E R I M I K L Ó S

„16 csatornás amplitúdó analízátor bemeneti egységének tervezése”

T U R I J Á N O S

„Rendszeridentifikációs algoritmus”

K A Z S O K I J Á N O S

„Modern piezokristály (LiNbO₃) elektronikai alkalmazás szempontjából fontos fizikai tulajdonságai”

Ez utóbbi pályázatokat az egyesület Végrehajtó Bizottsága dicséretben részesítette és felkérte mind a díjnyertes, mind a dicséretben részesült pályázókat, hogy pályaműveiket, folyóiratcikké átdolgozva, nyújtsák be a HÍRADÁSTECHNIKA szerkesztőségénél publikálás céljából.

Kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok túlterhelés elleni védelme

ETO 621.376.722.1;621.316.92

A félvezető kapcsolóeszközök fejlődésének következtében egyre szélesebb körben használatosak a jó hatásfokú, kis súlyú és térfogatú, kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok. Az utóbbi néhány évben igen sok cikk és szakkönyv foglalkozott a felvetődő elméleti és gyakorlati problémákkal (ld. pl. [1], [2] irodalomjegyzékét). Egy, a felhasználó szempontjából igen lényeges kérdés — a túlterhelés elleni védekezés — átfogó tárgyalása azonban eddig nem állt rendelkezésre. Ezt a hiányt igyekszik pótolni ez a cikk.

A túlterhelésnek kétféle oka lehet:

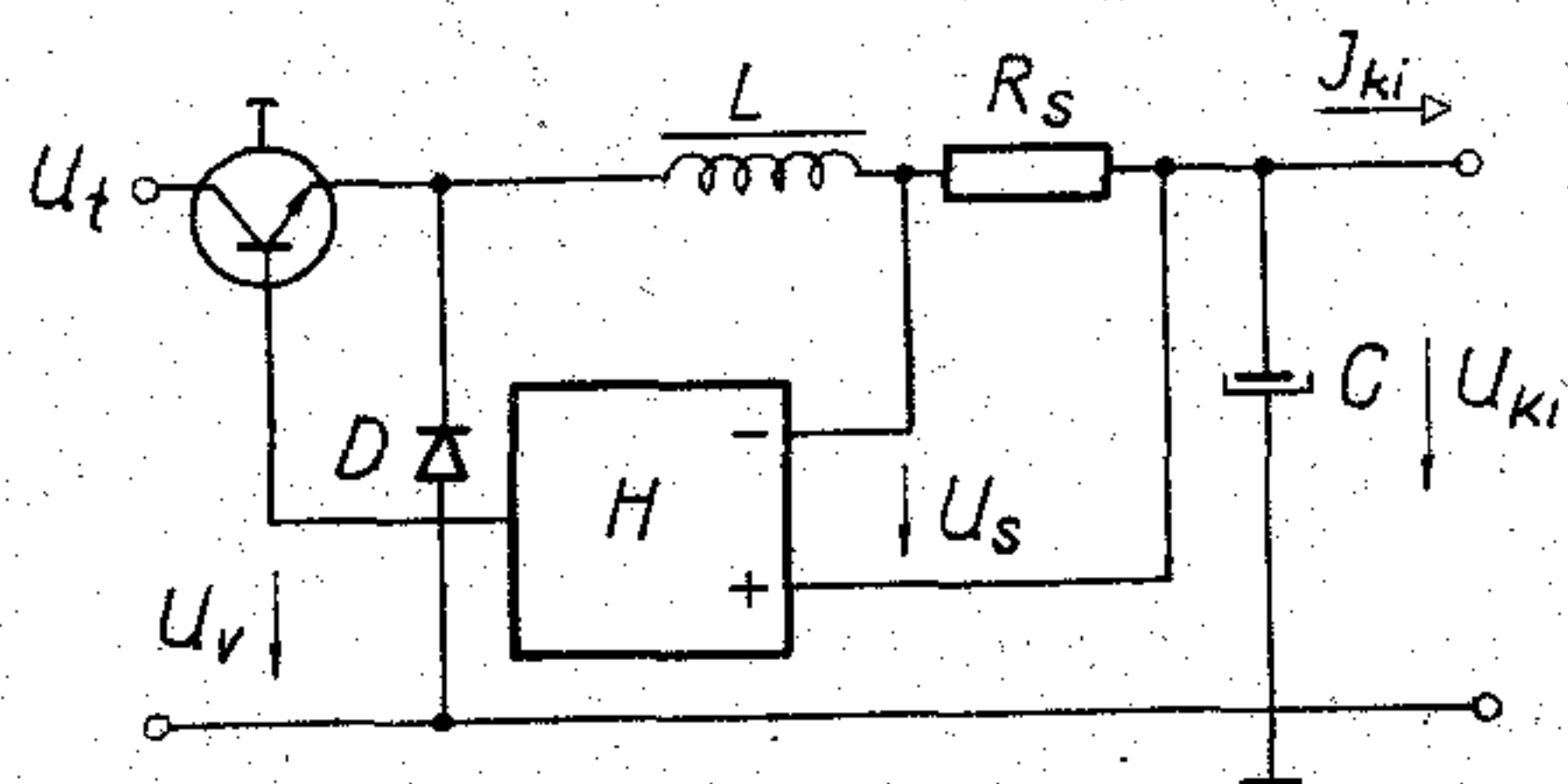
a kimenetre csatlakozó fogyasztó ekvivalens ellenállásának a megengedett minimum alá csökkenése (ez a tápegység megfelelő tervezése esetén általában a fogyasztó meghibásodásának a következménye);

a tápegység bekapcsolásakor fellépő tranziens folyamat (a kimeneten mindig jelenlevő energia-tároló kondenzátor feltöltése).

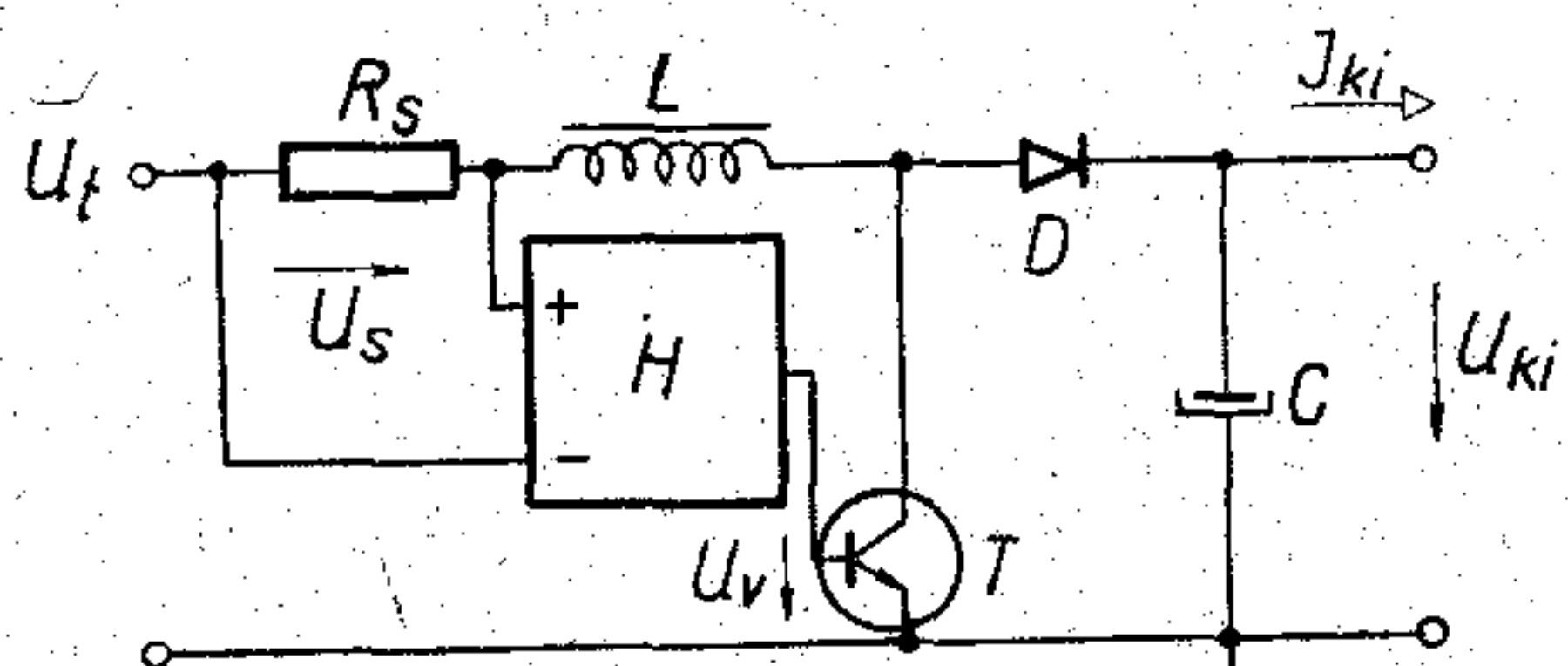
Túlterhelés esetén a végfokozat tranzisztorának áramát a vezérlő áram és a tranzisztor áramerősítési tényezője, illetve — ha a tranzisztor nem kerül az aktív tartományba — a kimeneti feszültség és a terhelő ellenállás határozza meg. Az utóbbi kevésbé veszélyes, mert ekkor nem nő meg jelentősen a tranzisztor veszteségi teljesítménye. Az első esetben a pillanatnyi disszipáció túlhaladhatja a biztonságos működési terület (SOAR) által megengedett értéket, és ez a tranzisztor nyitó irányú második letörését, tehát tönkremenetelét okozhatja. Mivel a kapcsolóüzemű tápegységekben alkalmazott tranzisztorok általában igen érzékenyek a második letörésre (a jó teljesítmény-átalakítási hatásfok érdekében ugyanis többszörös diffúzióval előállított, inhomogén bázisú, nagy sebességű és kis telítési ellenállású tranzisztorok használata célszerű), a disszipatív stabilizátoroknál szokásos áramkorlátozási megoldás nem tekinthető megfelelőnek. Ennek a megoldásnak a lényege az, hogy a védő áramkör az áteresztő tranzisztor áramát nem engedi egy bizonyos szint fölé. Így túlterhelésnél egyidejűleg nagy áram és feszültség jelentkezik a tranzisztoron. Igaz, hogy jól méretezett hűtéssel ezt a tranzisztor elviseli, de nem gazdaságos, ha az üzemi disszipáció a csúcserőtelénél nagyságrendekkel kisebb. Nagyon fontos tehát, hogy a kapcsoló üzemi körülményeknek megfelelő, kis maradékfeszültségű állapotban tartsuk. Erre többféle megoldási mód alakult ki, ezeket tekintjük át a továbbiakban.

1. Histeréziszes védő áramkör

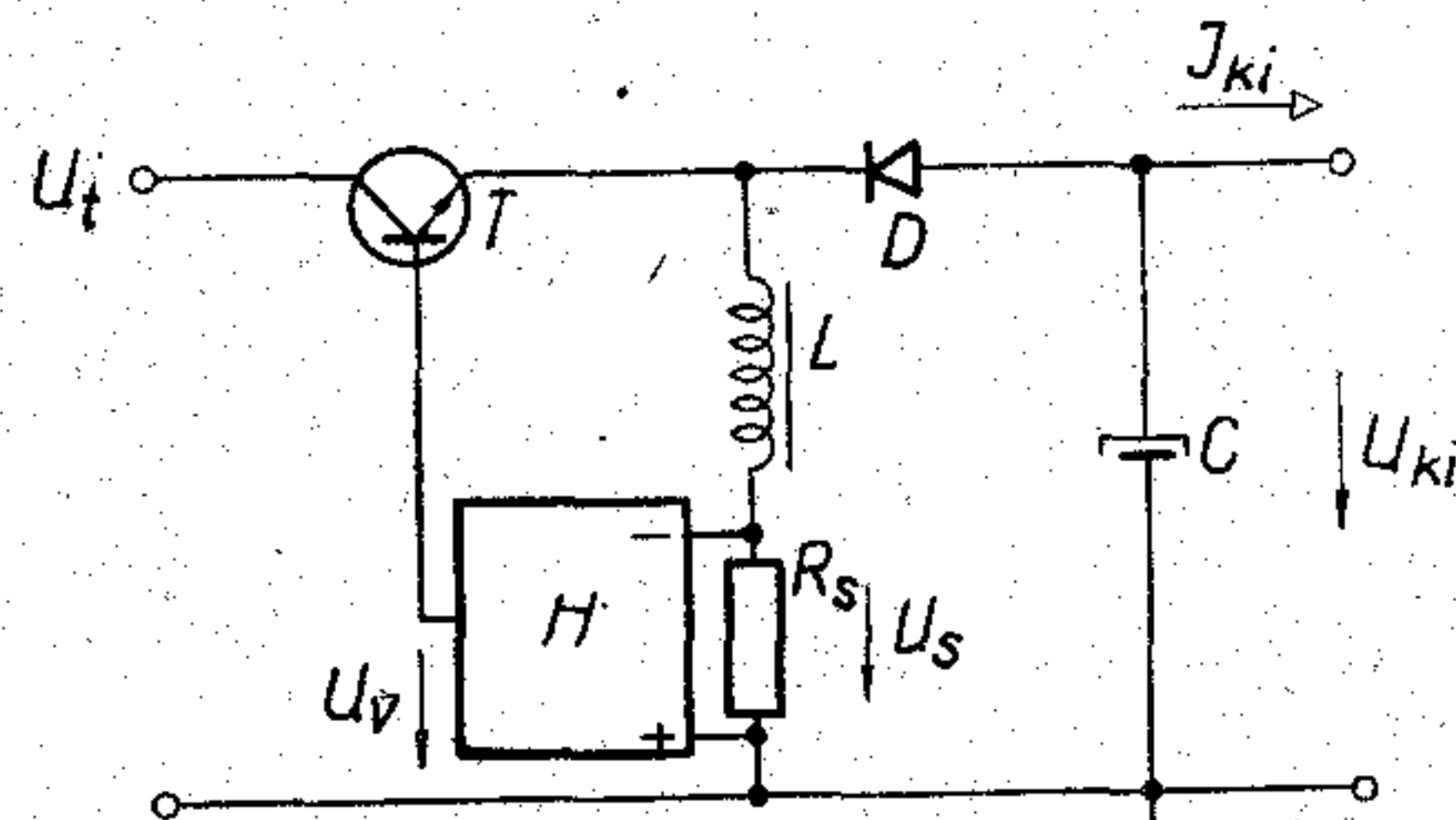
Az induktivitást tartalmazó feszültségstabilizátorok számára jól használható a histeréziszes érzékelésű védő áramkör. Az elvi kapcsolási rajzot a három alaptípusra — a feszültségcsökkentő, feszültségnövelő és polaritásváltó stabilizátorra — az 1. ábra mutatja be. A 2. ábrán látható a kétbemenetű histeréziszes áramkör (jele H) transzfer karakterisztikája, azaz az U_v vezérlő feszültség az érzékelő ellenálláson fellépő U_s függvényében. A kapcsolási rajzokon nem tüntetjük fel az állandó kimeneti feszültségű üzemmódhoz szükséges vezérlő áramkört. Feltételezzük, hogy



a) Feszültségcsökkentő stabilizátor histeréziszes védelme

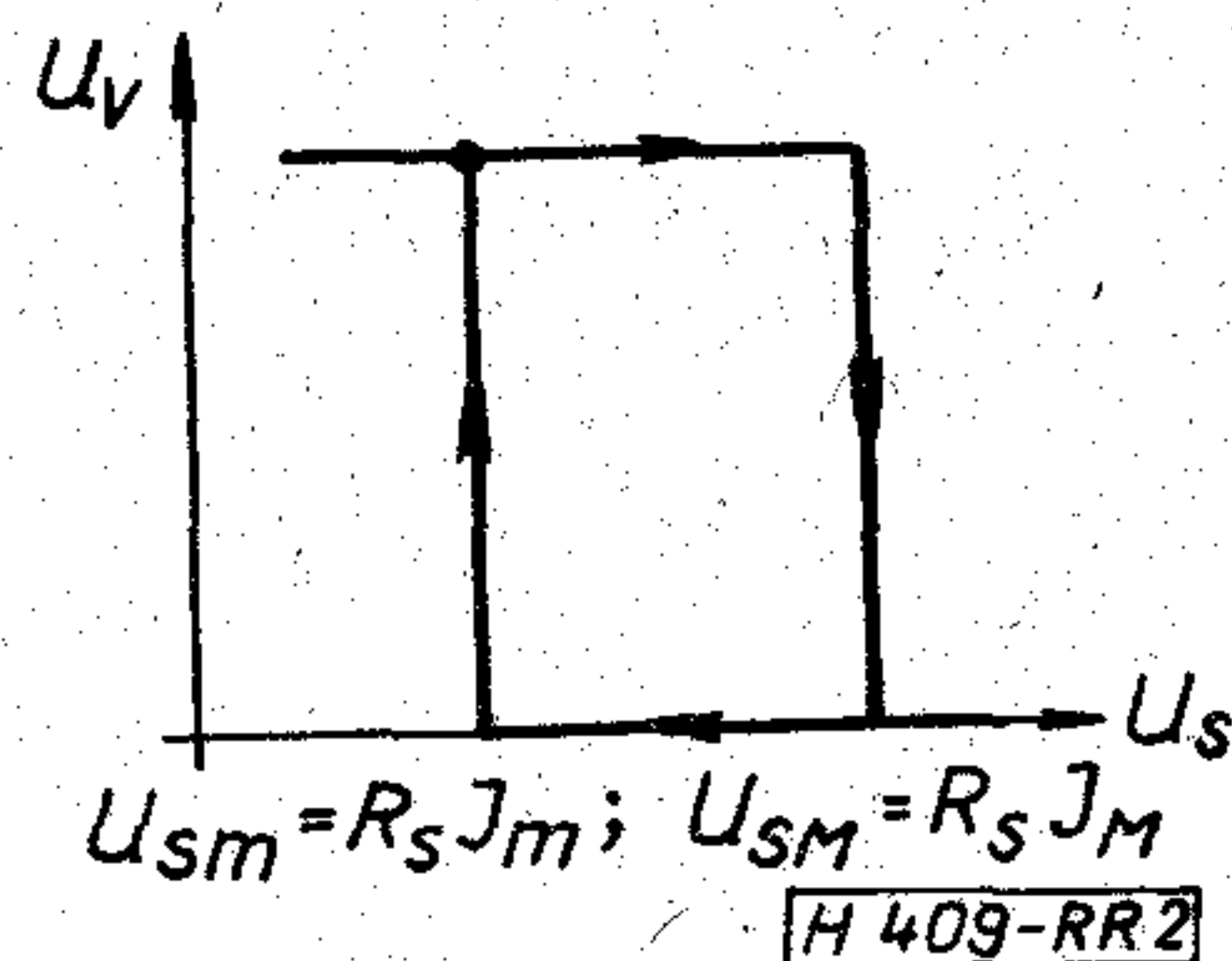


b) Feszültségnövelő stabilizátor histeréziszes védelme



c) Polaritásváltó stabilizátor histeréziszes védelme [H 409-RR1]

1. ábra



2. ábra

a védő áramkörnek elsőbbsége van a T kapcsoló tranzisztor vezérlésében, tehát ha H kimenő szintje kicsi, akkor a tranzisztor biztosan le van zárva.

A védelem mindhárom esetben azonos jelleggel működik. Amikor a vezető T tranzisztoron és az L induktivitáson átfolyó áram eléri a hiszterézises kör átbillentéséhez szükséges I_M értékét, H kimeneti feszültsége lecsökken és lezárja T -t. Ezután az induktivitás árama a D diódán keresztül tölti a C kapacitást, miközben monoton csökken az I_m értékig. Ezt elérve a hiszterézises áramkör ismét állapotot vált és T vezetni kezd.

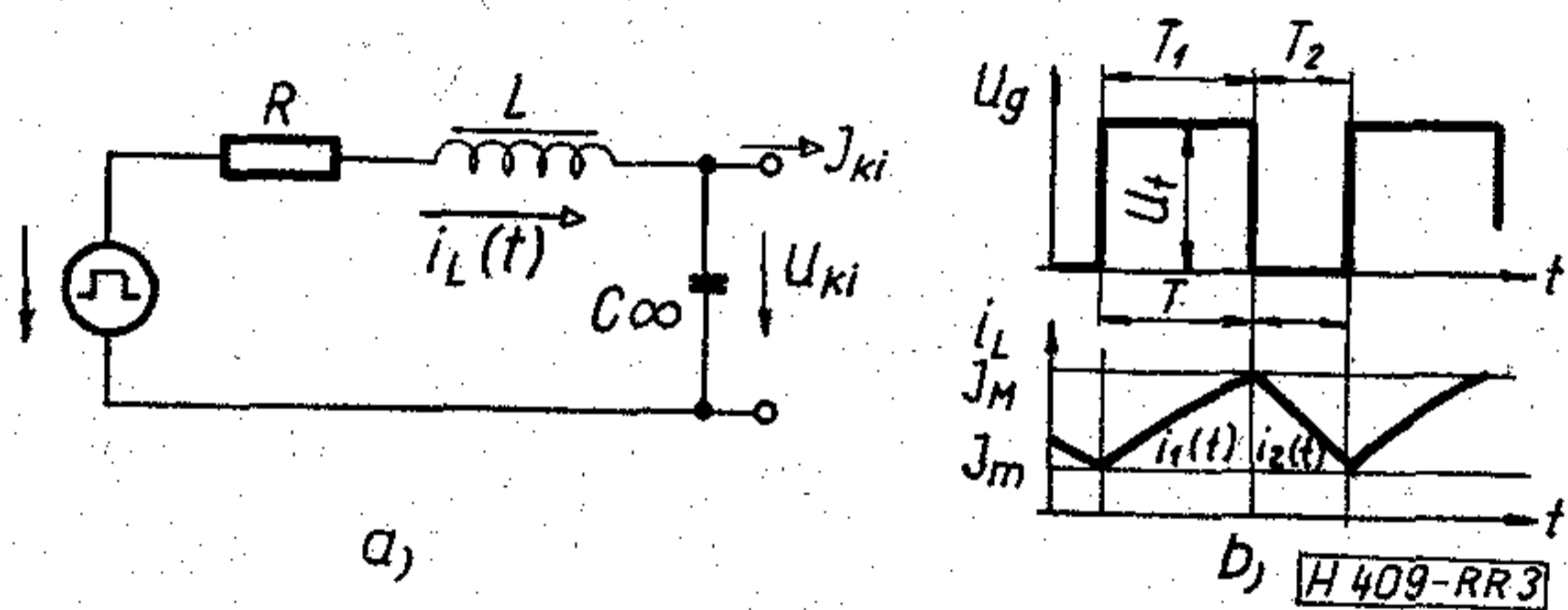
Az áramkörtervező számára a kimenő feszültség és áram közti kapcsolat, azaz a kimenetikarakterisztika, valamint a működési frekvencia ismerete igen fontos. A helyes eszközválasztáshoz, illetve méretezéshez azonban a kapcsoló eszközök és az induktivitás áram-időfüggvényének ismerete is szükséges. A továbbiakban bemutatjuk a feszültségcsökkentő stabilizátorra (ld. 1a ábra) a legfontosabb paraméterek számítási eljárását, és táblázatban összefoglaljuk a másik két alaptípusra vonatkozó összefüggéseket is. A számítás ezeknél is az elsőhöz hasonló módon végezhető el.

A levezetések során a következő egyszerűsítő feltevéseket alkalmaztuk:

a C kapacitás váltakozó áramú szempontból rövidzárnak tekinthető,

a vezető T tranzisztor, illetve D dióda azonos ellenállású, így a helyettesítő képben elegendő egy ellenállást figyelembe vennünk (ld. 3a ábra); ez az ellenállás a kapcsoló eszközök veszteségi ellenállásának, az induktivitás soros ohmos ellenállásának és az érzékelő ellenállásnak az eredője, az átkapcsolási folyamatokhoz szükséges idő elhanyagolható.

Az áramkör jelalakjait a 3b ábrán láthatjuk.



3. ábra

A kör i_L áramát a T_1 idő alatt az

$$i_1(t) = \frac{U_t - U_{ki}}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I_m e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1)$$

kifejezés adja meg. Állandósult állapotban

$$i_1(T_1) = I_M \quad (2)$$

Hasonlóképpen a T_2 idő alatt (az egyszerűség kedvéért itt is a $t=0$ pontból indul a függvény):

$$i_2(t) = -\frac{U_{ki}}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I_M e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3)$$

és

$$i_2(T_2) = I_m \quad (4)$$

A kifolyó egyenáram megegyezik $i_L(t)$ átlagával,

azaz

$$I_{ki} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = \frac{1}{T_1 + T_2} \left[\int_0^{T_1} i_1(t) dt + \int_0^{T_2} i_2(t) dt \right] \quad (5)$$

(1)-be behelyettesítve (2)-t, és az egyenletet megoldva T_1 -re, az eredmény:

$$T_1 = \tau \ln \frac{U_t - U_{ki} - I_m R}{U_t - U_{ki} - I_M R} \quad (6)$$

ahol $\tau = \frac{L}{R}$. (7)

Ugyanígy

$$T_2 = \tau \ln \frac{U_{ki} + I_M R}{U_{ki} + I_m R} \quad (8)$$

(5) alapján I_{ki} -re a következő kifejezést nyerjük:

$$I_{ki} = \frac{T_1}{T_1 + T_2} \cdot \frac{U_t}{R} - \frac{U_{ki}}{R} \quad (9)$$

(9)-be behelyettesítve (6)-ot és (8)-at a kimenő karakterisztika rendelkezésünkre áll, bár nem a szokásos $U_{ki} = f(I_{ki})$ alakban, hanem annak inverzeként:

$$I_{ki} = \frac{U_t}{R} \frac{\ln \frac{U_t - U_{ki} - I_m R}{U_t - U_{ki} - I_M R}}{\ln \frac{(U_t - U_{ki} - I_m R)(U_{ki} + I_M R)}{(U_t - U_{ki} - I_M R)(U_{ki} + I_m R)}} - \frac{U_{ki}}{R} \quad (10)$$

Ha tehát szükségünk van a védő áramkör által kialakított kimenő karakterisztikára, adott U_t , I_m , I_M és R paraméterértékekkel, ezt (10)-ből pontonként meghatározhatjuk. Ezután (6) és (8) segítségével a működési frekvencia és a kitöltési tényező is kiszámítható.

Mindhárom alapkapcsolásra T_1 , T_2 és I_{ki} kifejezését az 1. táblázat tartalmazza.

A táblázattal kapcsolatban megjegyzendő, hogy a feszültségnövelő áramkör karakterisztikájának ott szereplő képlete csak az $U_{ki} > U_t - I_{ki} R$ tartományban érvényes. Ennél kisebb U_{ki} értékek esetén a kimenő feszültség és áram kapcsolatát az

$$U_{ki} = U_t - I_{ki} R \quad (11)$$

összefüggés adja meg.

Mint a táblázatból látható, az induktitásnak nincs hatása a kimenő karakterisztikára. Az oszcillációs frekvenciát az

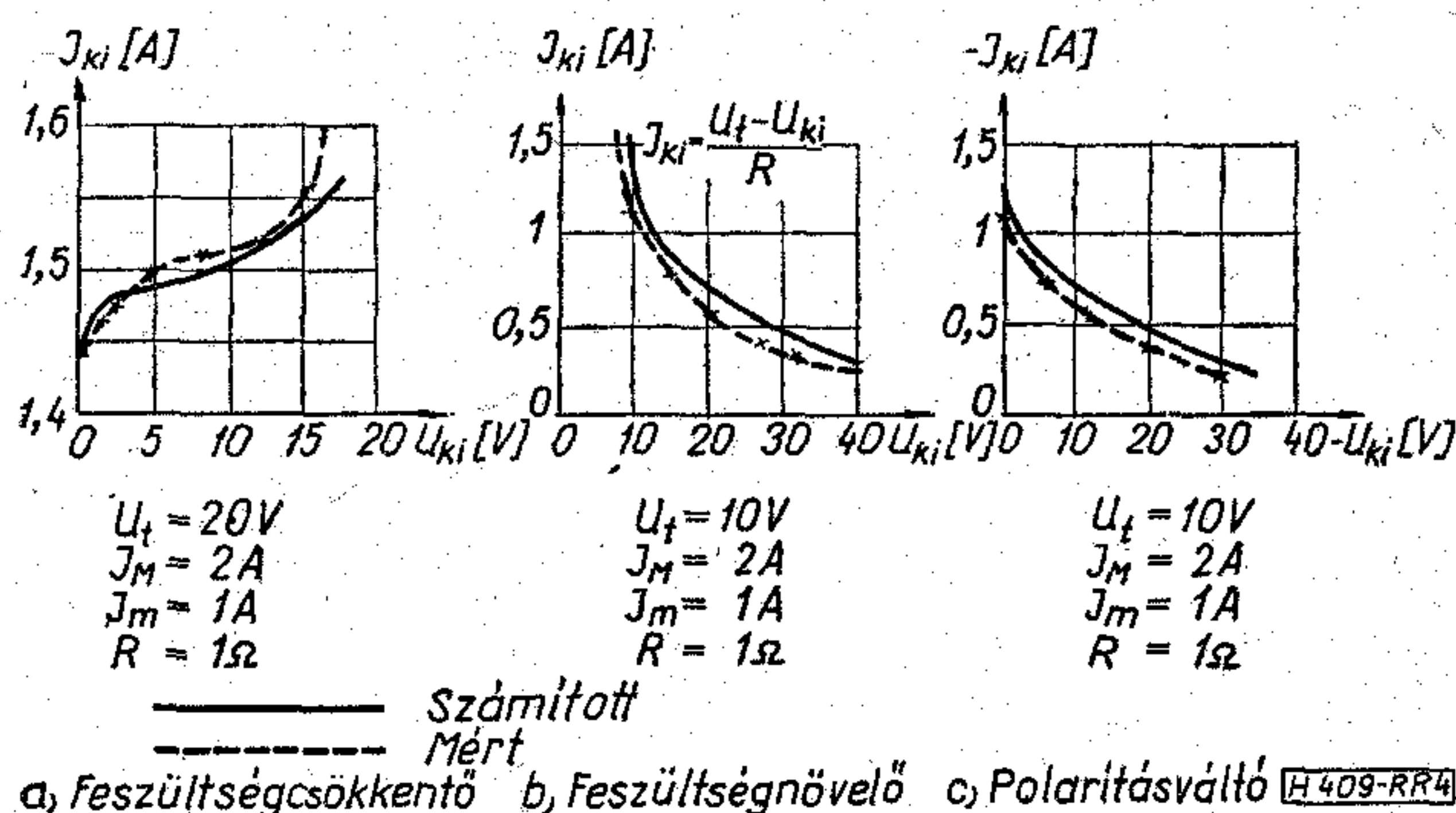
$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} \quad (12)$$

kifejezés adja meg, értéke fordítva arányos L -lel.

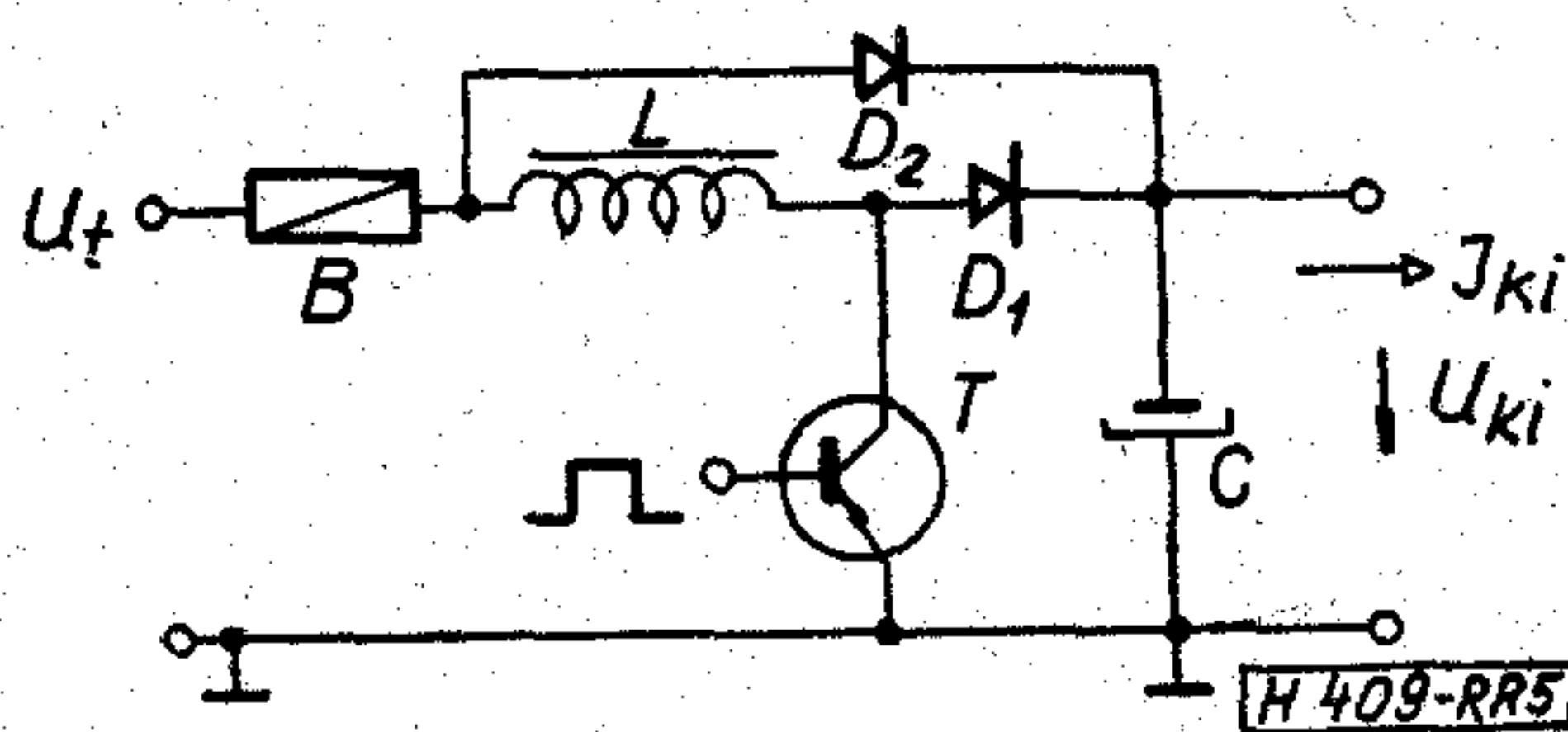
A 4. ábrán a három változat kimenő karakterisztikáját tüntettük fel az ábrán megadott paraméterekkel számolva, valamint azonos paraméterű áramköri modelleken mérve. A számítási és mérési eredmények a mérési, illetve beállítási hibahatáron belül jó egyezést mutatnak. Az ábrán az is jól látható, hogy a feszültségcsökkentő kapcsolás árama széles feszültségtartományban közel állandó, a másik két áramkörnél azonban tág határok között ingadozik. A rövidzárási áram a feszültségnövelő kapcsolásnál az üzemi

Hiszterézises védő áramkör által kialakított kimenő karakterisztikák, valamint a kapcsoló tranzisztor vezet (T₁) és zárt (T₂) állapotának időtartama.

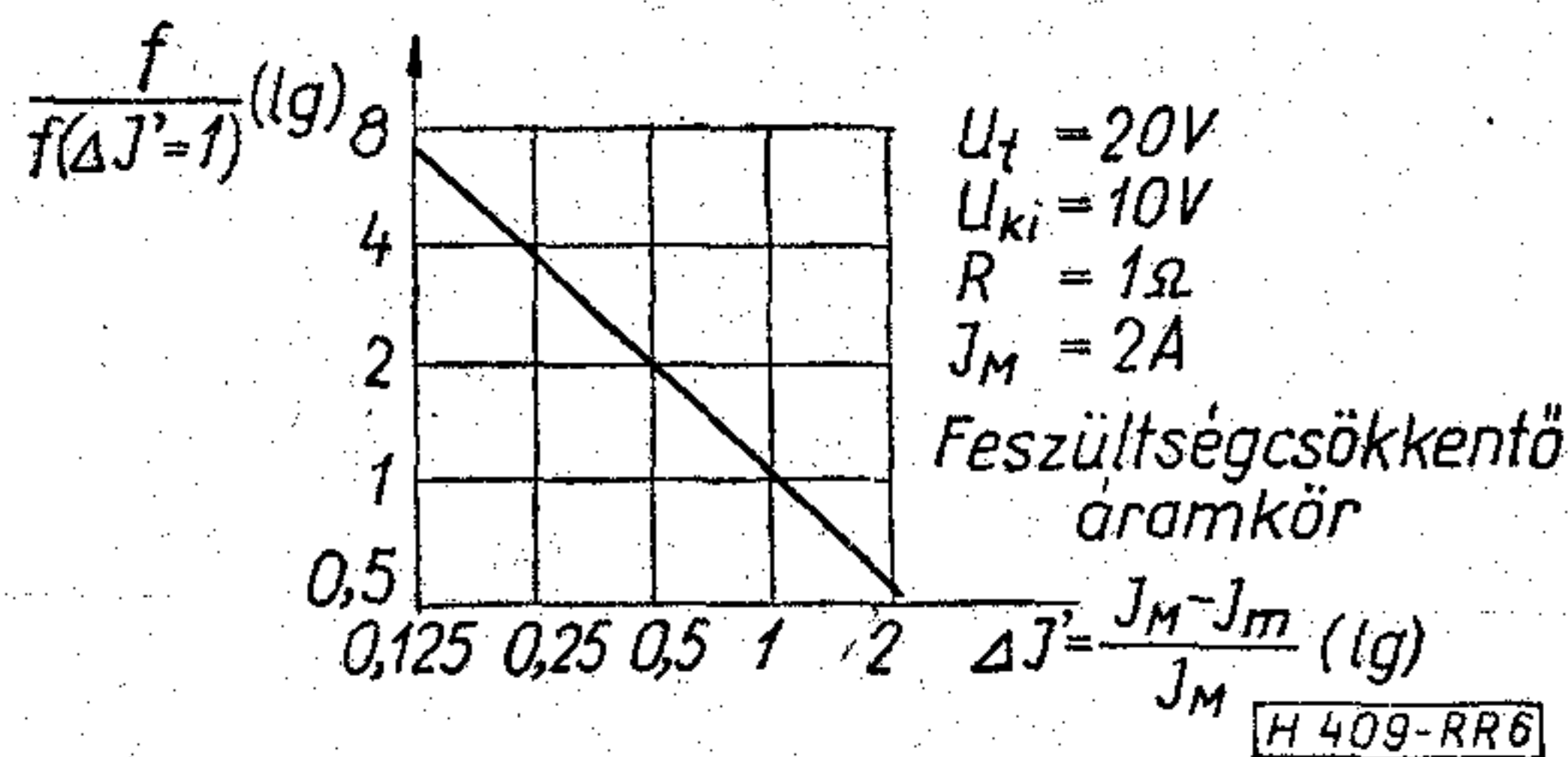
	I_{ki}	T_1	T_2
Feszültségcsökkentő	$\frac{U_t}{R} \cdot \frac{\ln \frac{U_t - U_{ki} - I_m R}{U_t - U_{ki} - I_m R} \cdot \frac{U_{ki}}{R}}{\ln \frac{(U_t - U_{ki} - I_m R)(U_{ki} + I_m R)}{(U_t - U_{ki} - I_m R)(U_{ki} + I_m R)}}$	$\tau \ln \frac{U_t - U_{ki} - I_m R}{U_t - U_{ki} - I_m R}$	$\tau \ln \frac{U_{ki} + I_m R}{U_{ki} + I_m R}$
Feszültségnövelő	$\frac{I_M - I_m - \frac{U_{ki} - U_t}{R} \ln \frac{U_{ki} - U_t + I_m R}{U_{ki} - U_t + I_m R}}{\ln \frac{(U_t - I_m R)(U_{ki} - U_t + I_m R)}{(U_t - I_m R)(U_{ki} - U_t + I_m R)}}$	$\tau \ln \frac{U_t - I_m R}{U_t - I_m R}$	$\tau \ln \frac{U_{ki} - U_t + I_m R}{U_{ki} - U_t + I_m R}$
Polaritásváltó	$\frac{I_M - I_m + \frac{U_{ki}}{R} \ln \frac{I_m R - U_{ki}}{I_m R - U_{ki}}}{\ln \frac{(I_m R - U_{ki})(U_t - I_m R)}{(I_m R - U_{ki})(U_t - I_m R)}}$	$\tau \ln \frac{U_t - I_m R}{U_t - I_m R}$	$\tau \ln \frac{I_m R - U_{ki}}{I_m R - U_{ki}}$



4. ábra



5. ábra



6. ábra

érték sokszorososa ($I_{rz} = U_t/R$), s ezért itt a hiszterézises védelem csak a tranzisztor számára megfelelő. A diódának a teljes rövidzárási áramot el kell viselnie tönkremenetel nélkül. Ennek kiküszöbölésére mutat egy lehetséges megoldást az 5. ábra. Itt D_1 egy viszonylag kis áramú kapcsoló dióda, D_2 pedig a B biztosító kioldásához megfelelő I^2t értékű, nagy csúcsáramot elbíró dióda. Kimeneti rövidzár esetén

D_2 a biztosító kioldásával leválasztja az áramkört a bemeneti feszültségforrásról. Elektronikus megoldás egyébként csak valamilyen soros elem (pl. túláramvédett áteresztő tranzisztor) beiktatásával képzelhető el, de ez általában nem gazdaságos.

Az 1. táblázat képleteinek vizsgálata alapján kiderül, hogy a határáramok relatív különbségétől, azaz az $(I_M - I_m)/I_m$ hányadostól erősen függ az oszcillációs frekvencia. Illusztrációként a 6. ábrán feltüntettük a feszültségcsökkentő kapcsolás normalizált frekvenciáját a relatív áramkülönbség függvényében.

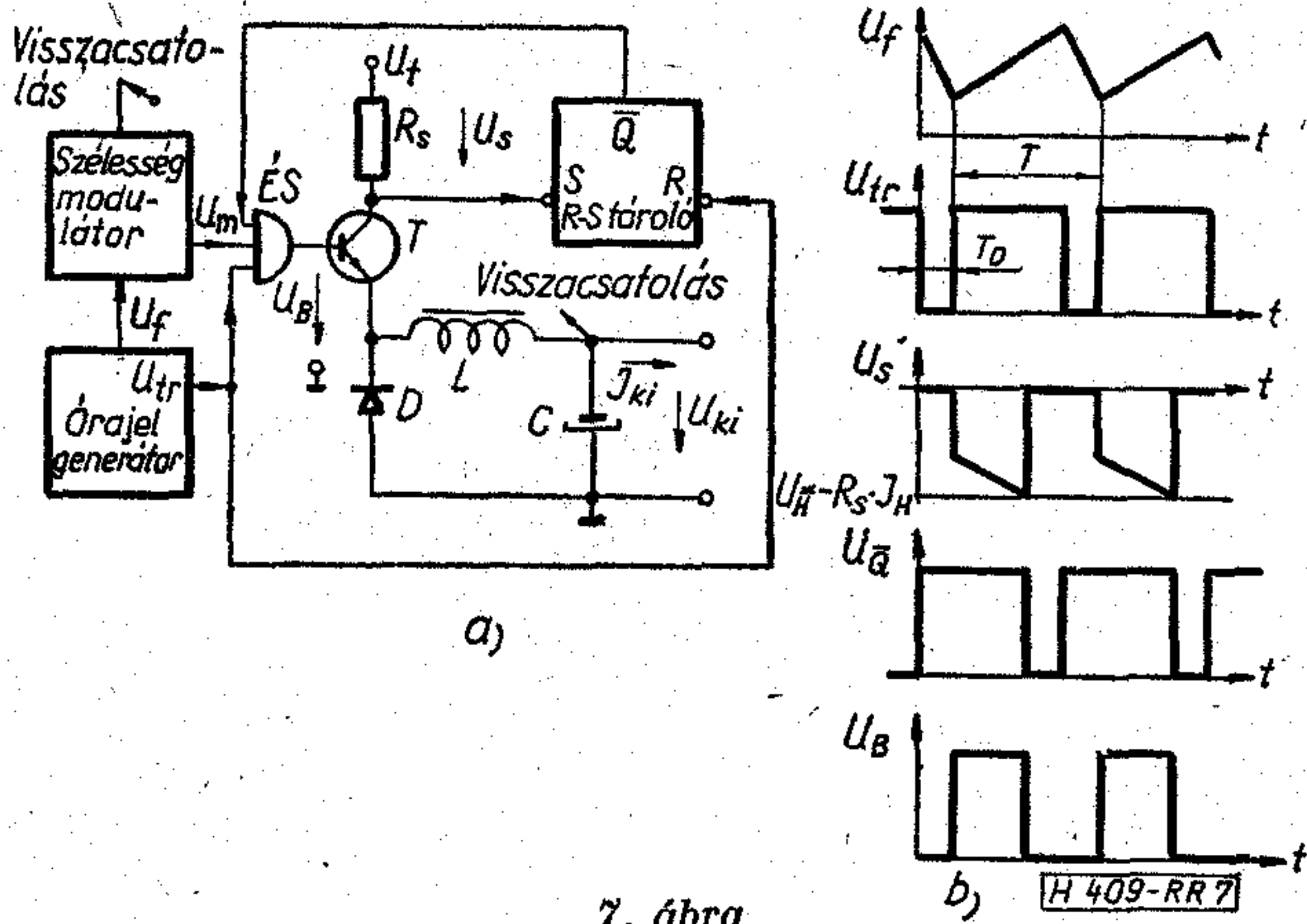
A frekvencia igen jó közelítéssel fordítottan arányos a hiszterézishurok szélességével. Emiatt nem szabad nagyon lecsökkenteni a határáramok különbségét. A nagy működési frekvencián ugyanis jelentősen megnövekedne a kapcsoló eszközök igénybe vevő, az átkapcsolási folyamatból származó veszteségi teljesítmény.

2. Csúcsáramérzékelő védő áramkör

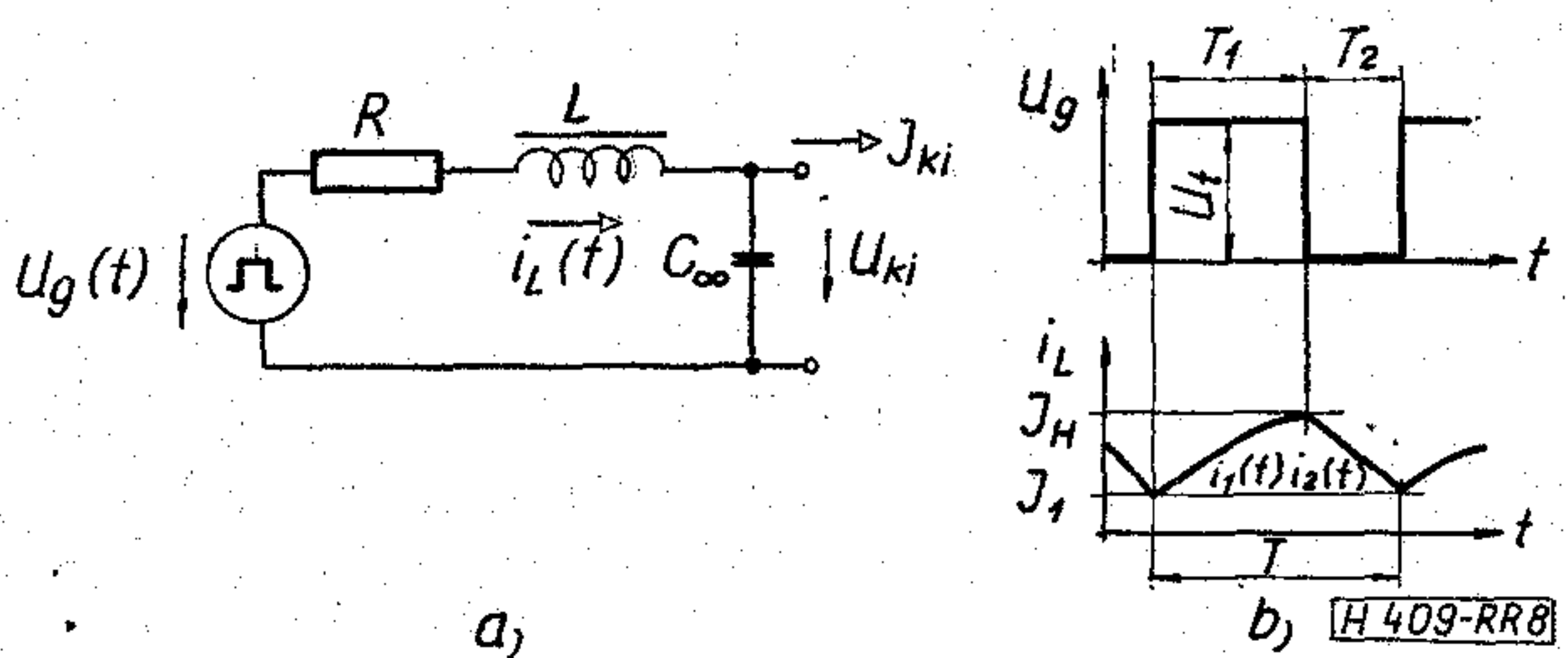
A túláramvédelem egy másik lehetséges megoldásának leírását [3] adja meg. Ez a módszer minden, órajelgenerátorral vezérelt, kapcsolóüzemű stabilizátornál alkalmazható. Alkalmazásához nem szükséges, hogy a stabilizátor soros induktivitást tartalmazzon. A működési elvet és a jellegzetes jelalakokat a 7. ábra mutatja be a feszültségcsökkentő kapcsolásra.

Az óragenerátornak két kimenete van. Az egyik kimenete fűrészelet ad (U_f), ez a stabilizátor szélességmodulátorát vezérli, a másik pedig egy törlőjelet (U_t), amely visszabillenti az átbillent $R-S$ tárolót.

A tároló az alapállapotból akkor kerül átbillent helyzetbe, ha a kapcsoló tranzisztorral sorban elhelyezett R_s érzékelő ellenálláson eső feszültség meghaladja az U_H határfeszültség értékét (az ábrán feltüntetett mérőirány szerint negatív értelemben). A szélességmodulátor U_m vezérlő jele egy három bemenetű ÉS kapun keresztül jut a kapcsoló tranzisztor bázisára (U_B). Ha a törlő jel vagy a tároló negált kimenetén levő feszültség (U_Q) alacsony szinten van, akkor



7. ábra



8. ábra

a modulátor kimenete nem képes bekapcsolni a T tranzisztort. Túlterhelésmentes esetben $U_{\bar{Q}}$ mindig magas szinten van, így a kitöltést csak a törlő jel T_0 ideje korlátozza. Az aktuális kitöltést ekkor a körben fennálló negatív visszacsatolás állítja be.

A módszert feszültségnövelő, polaritásváltó és transzformátoros csatolású stabilizátorok esetében egyaránt lehet alkalmazni. Akkor is igen előnyös ez az elrendezés, ha az áramkör működési frekvenciájának pontosan előírt értéken kell maradnia tetszőleges üzemi körülmények esetén (az állandó frekvencia zavarérzékeny berendezésekben használt tápegységek-nél fontos, megkönnyíti a bemeneti és kimeneti szűrőkörök optimalizálását). Végül még egy hasznos tulajdonságra hívjuk fel a figyelmet. Az érzékelő ellenállás — mindegyik áramköri változatnál — a bemenő tápfeszültség pozitív vagy negatív pontjára csatlakozhat. Ez egyszerűbbé teszi a pontos túláramvédelem megvalósítását, és bizonyos mértékig csökkentheti az áramkörben fellépő ohmos veszteségeket (ugyanis csak a kapcsoló vezető állapotában folyik áram az érzékelőn, nem pedig a teljes periódusban).

A kimenő karakterisztika ebben az esetben is megadható zárt alakban. A számítást vázlatosan bemutatjuk a feszültségcsökkentő kapcsolásra, a 8. ábrán feltüntetett helyettesítő kép és jelalakok esetén. A feltevések megegyeznek a hiszterézises védelem vizsgálatánál alkalmazottakkal.

Az i_L áramot a T_1 és a $T_2 = T - T_1$ szakaszokra az (1) és (3) kifejezés adja meg, csupán I_M helyett kell $I_H - t$, I_m helyett pedig I_1 -et írunk. Ennek megfelelően az állandósult állapotra itt is érvényes az $i_1(T_1) = I_H$ és $i_2(T_2) = I_1$ egyenlet, I_1 -et azonban nem ismerjük, ellentétben a hiszterézises védelemmel. Meghatározva T_1 és T_2 értékét, és a két időtartamot összeadva, az óragenerátor periódusidejét, T -t kapjuk eredményül, s ebből I_1 már számítható:

$$T = T_1 + T_2 = \tau \ln \frac{(U_t - U_{ki} - I_1 R)(U_{ki} + I_H R)}{(U_t - U_{ki} - I_H R)(U_{ki} + I_1 R)} \quad (13)$$

Fejezzük ki I_1 -et:

$$I_1 = \frac{(U_t U_{ki} - U_{ki}^2)(1 - A) + I_H R [U_t - U_{ki}(1 - A)]}{R [A U_t + (1 - A)(U_{ki} + I_H R)]} \quad (14)$$

ahol

$$A = e^{-\frac{T}{\tau}} \quad (15)$$

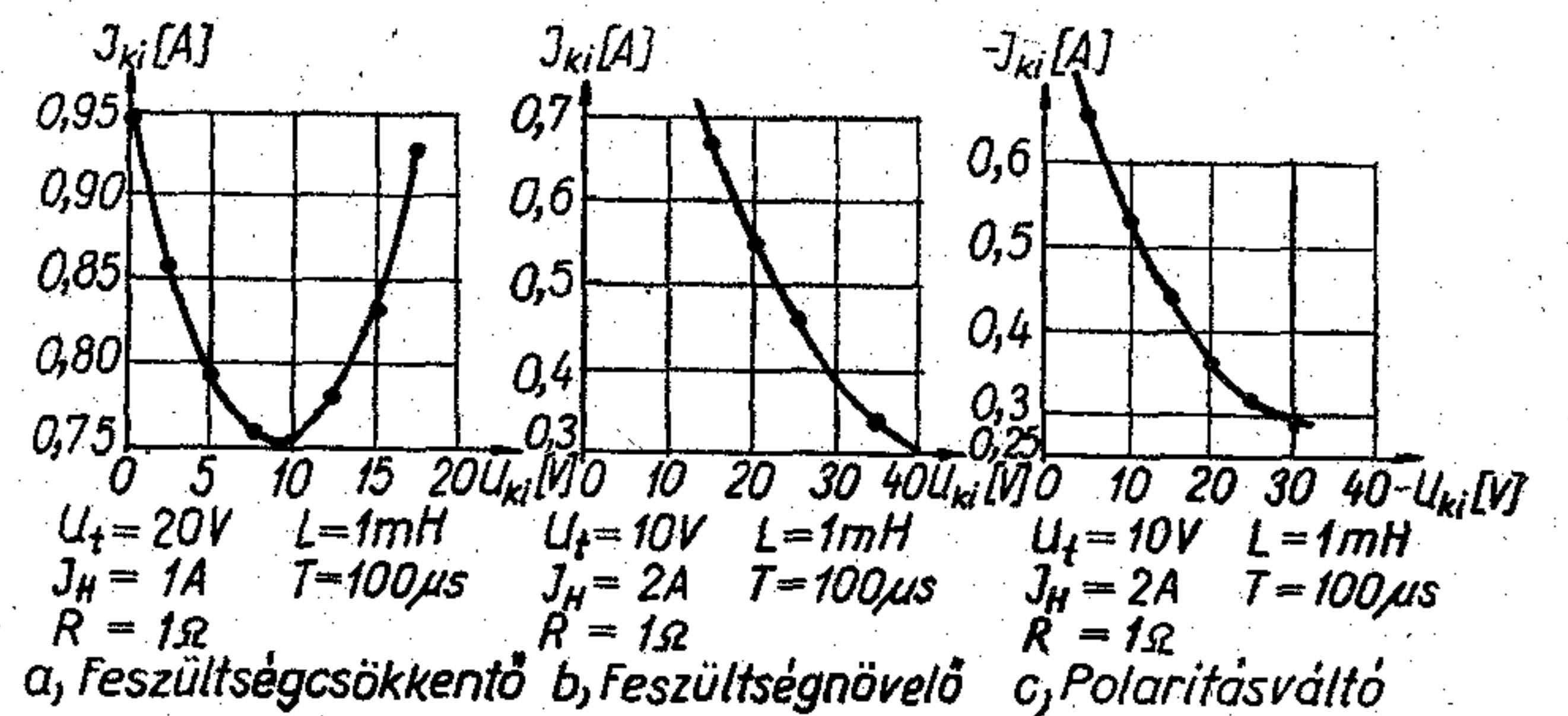
és

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (16)$$

Ezek után az $I_{ki}(U_{ki})$ függvény az 1. táblázatból kiolvasható, csupán I_M helyett továbbra is $I_H - t$, I_m helyett pedig I_1 -et kell figyelembe vennünk. Az ismétlések elkerülésére ezért a 2. táblázatban csak I_1 kifejezését adjuk meg.

2. táblázat
Csúcsérzékelő védő áramkör esetén fellépő áramminimum értéke a három alapkapcsolásra

	I_1
Feszültségcsökkentő	$\frac{(U_t U_{ki} - U_{ki}^2)(1 - A) + I_H R [U_t - U_{ki}(1 - A)]}{R [A U_t + (1 - A)(U_{ki} + I_H R)]}$
Feszültségnövelő	$\frac{(U_t^2 - U_t U_{ki})(1 - A) + A I_H R (U_t - U_{ki})}{R [(1 - A)(U_t - I_H R) - U_{ki}]}$
Polaritásváltó	$\frac{-U_t U_{ki}(1 - A) + I_H R (U_t - U_{ki})}{R (A U_t - U_{ki})}$

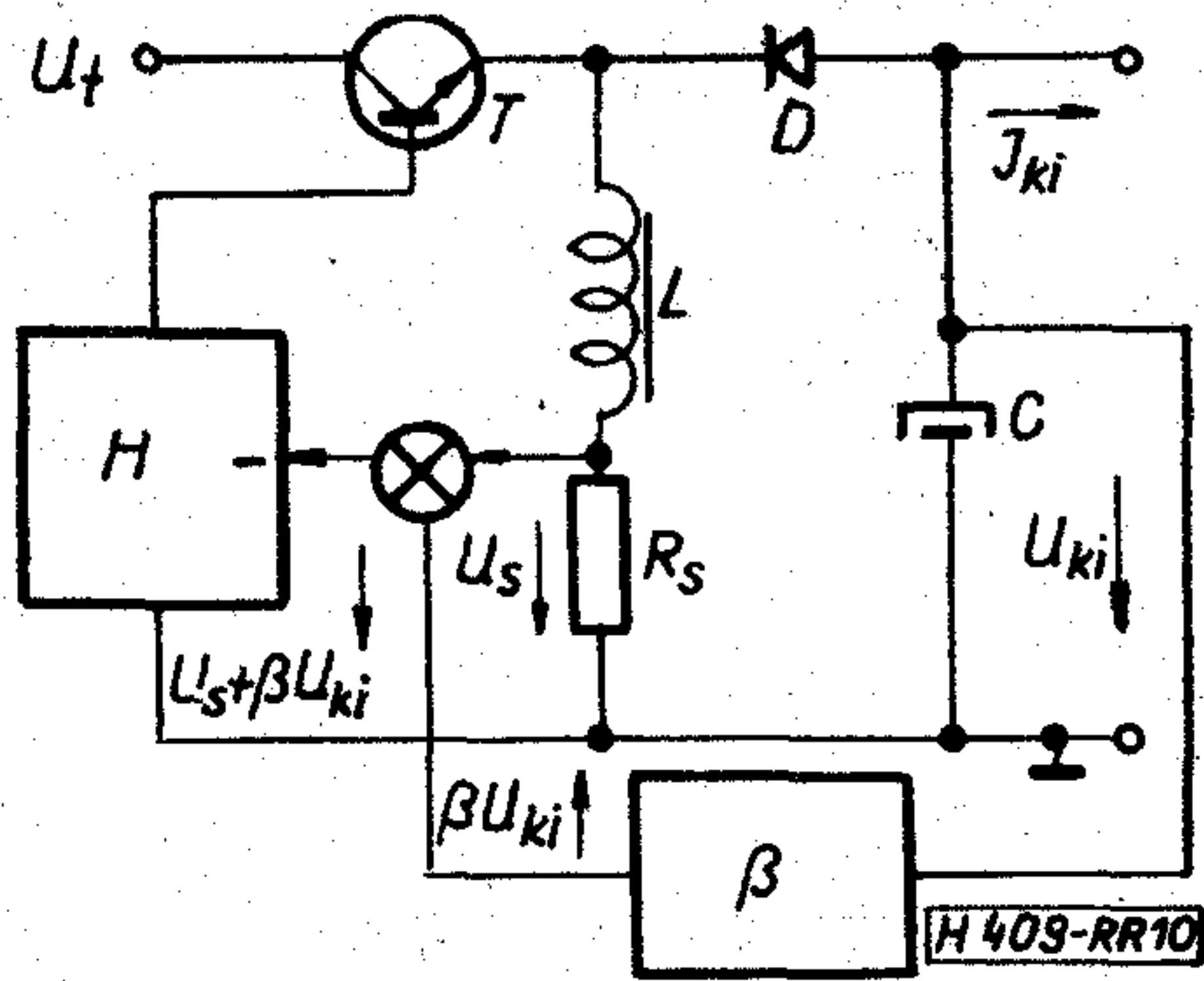


9. ábra

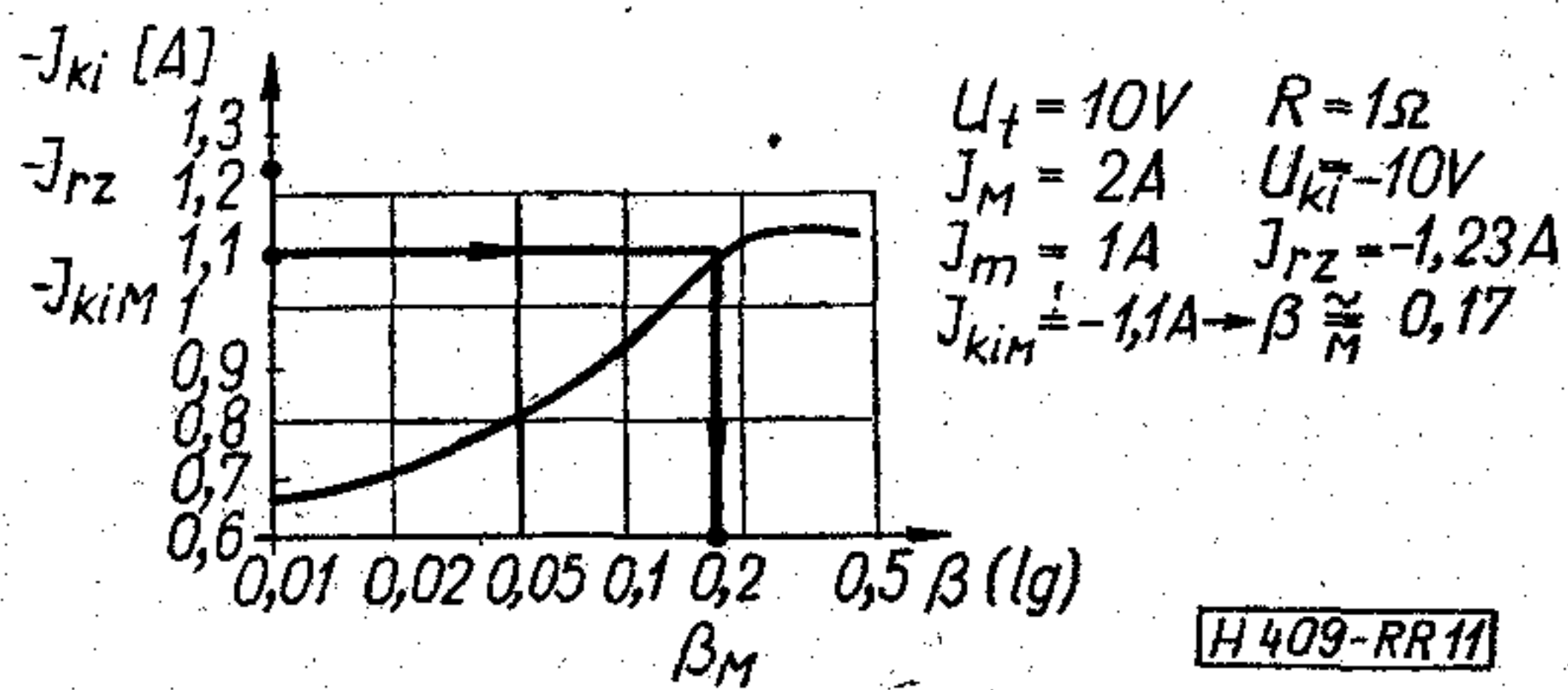
A 9. ábrán tüntettük fel a kiszámított kimeneti karakterisztikákat mindhárom változatra. Mint a hiszterézises védelemmel ellátott kapcsolásoknál, itt is látható, hogy a feszültségcsökkentő stabilizátornál közel állandó a kimenő áram, a másik kettőnél azonban csökkenő abszolút értékű kimeneti feszültség esetén erősen megnő a kimenő áram. A feszültségnövelő stabilizátor rövidzárási áramáról, illetve zárlatvédelméről előzőleg elmondottak itt is érvényesek.

3. A kimeneti karakterisztikák korrekciója

A feszültségnövelő és a polaritásváltó áramkör kimenő karakterisztikájának nemlinearitását egyszerű módszerrel lehet csökkenteni. Az eljárás mind a hiszterézises, mind pedig a csúcsáramérzékelő védelemnél használható. A 10. ábrán a hiszterézises védelmű polaritásváltó módosított elvi kapcsolását



10. ábra



11. ábra

láthatjuk. A módosítás lényege az, hogy a kimenő feszültséggel arányos βU_{ki} nagyságú jelet a dűnk hozzá az érzékelő ellenálláson eső U_s feszültséghez. Mivel esetünkben az eredő feszültség csökken (U_{ki} negatív), nagyobb áramszintnél kezdődik el a korlátozás. A túlterhelés növelésével kisebbé válik a kimeneti feszültség, megnő a hiszterézises kör bemenő szintje, azaz lecsökken a korlátozási áram. Megfelelő β értékkel a kimeneti határáram jól megközelítheti a rövidzárási áramot.

A β osztásarány megállapításához egy konkrét áramkör esetén ki kell számítani az $I_{ki}(\beta)$ karakterisztikát a tápfeszültség (U_t), a névleges kimenő feszültség (U_{ki}), az I_M , illetve I_m határáramok és az R veszteségi ellenállás rögzített értéke esetén. Ezután ki lehet jelölni a kívánt árammaximumhoz (I_{kiM}) tartozó β_M értéket. A számítás eredményét és a β_M tényező meghatározását a 11. ábrán láthatjuk az ábrán feltüntetett paraméterű kapcsolásra. A számítás során az

$$I'_M = I_M - \beta \frac{U_{ki}}{R}, \quad (17)$$

illetve az

$$I'_m = I_m - \beta \frac{U_{ki}}{R} \quad (18)$$

összefüggésekkel vettük figyelembe az áramkör módosítását. A diagramon feltüntetettük a rövidzárási áram értékét is.

A csúcsáramérzékeléses védelemnél természetesen csak a felső áramszintet, azaz I_H értékét lehet megváltoztatni. Itt az

$$I'_H = I_H - \beta \frac{U_{ki}}{R} \quad (19)$$

összefüggés lesz érvényes.

A feszültségnövelő kapcsolásnál hasonlóképpen valósítható meg a karakterisztika korrekciója. Megjegyzendő, hogy amikor a kimenő feszültség a tápfeszültség alá csökkent, itt sem lesz a védelemnek további hatása a kimeneti karakterisztikára.

4. Egyéb védelmi lehetőségek

Túlterhelés ellen az eddig ismertetett módszerektől eltérően is megvédhetők a stabilizátorok. Egyszerű megoldás például egy előírt áramszint elérésekor a kapcsolótranszisztor vezérlésének végleges megszüntetése.

Az újraindítás kézi úton [4] vagy automatikusan [5] történhet. Felügyelet nélkül működő tápegységeknél természetesen az utóbbit célszerű használni.

Helytelen méretezés esetén mindkét változatnál sajátos probléma jelentkezhet. A tápegység nem helyezhető üzembe, mert „megszólal” a védelem. Ez a bekapcsolási áramcsúcs következménye. A második változatnál ez kis frekvenciás oszcillációként figyelhető meg. A jelenség elkerülésére nagy L/C viszonyt kell biztosítanunk, de ez általában nem gazdaságos. Járható út az is, ha a referenciajel fel-futását lassítjuk (pl. RC tagos késleltetéssel), mivel így is csökken a csúcsáram.

Megvalósítható olyan kapcsolóüzemű stabilizátor is, amely nem igényel külön túláramvédelmet. Ilyen megoldást ír le [6] és [7]. Az elsőben a kapcsoló tranzisztort a kollektorárammal arányos bázisáram vezérli egy áramtranszformátoron keresztül. Egy beállított küszöbszint elérése után lekapcsolódik a vezérlés. Itt a negatív visszacsatolás a működési frekvencia változtatásával hat.

A másik módszer lényege az analóg hibajel és ennek eredményeként a kitöltési tényező korlátozása. Ez meggátolja egy adott csúcsérték fölötti kimenő áram felléptét.

A megoldás hátránya a kimenő karakterisztika kiszélesedése a korlátozási tartományban. Az állandó feszültségű szakaszban kivehető maximális áram ugyanis jóval alatta marad a rövidzárási áramnak (még a feszültségcsökkentő stabilizátornál is).

5. Összefoglalás

A kapcsolóüzemű stabilizátorok megbízhatóságának növelése érdekében feltétlenül ajánlatos valamilyen, a kapcsoló eszközök túláramvédelmére szolgáló áramkör alkalmazása. A cikkben részletesen ismertetett két módszer a túlterhelésből vagy bekapcsolási tranziensből származó túláram ellen különösen jól használható. A kialakuló karakterisztikák zárt képlettel megadhatók, az eredmények helyességét a modell áramkörökön végzett mérések igazolták.

IRODALOM

- [1] Redl R.: Tranzisztoros kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor alaptípusok vizsgálata. Híradástechnika, 1973. 6. 173–177. old.
- [2] Redl R.: Neue Trends beim Entwurf von Stromversorgungseinrichtungen. Radio Fernsehen Elektronik, 1975. H. 7. 214–216. o.
- [3] Dr. Gschwindt A.—Redl R.: Kapcsolási elrendezés kapcsolóüzemű tranzisztoros feszültségstabilizátorok túláramvédelmére. 166.190. sz. magyar szabadalom
- [4] Widlar, R. J.: Design for negative voltage regulators. National Semiconductor AN—21, 1968. dec.
- [5] George, B.: Variable 35V 10A switched-mode voltage regulator. Mullard Technical Communications, 1973. július 279–292. old.
- [6] Kinghorn, J. R.: Flyback converters with current transformer drive. Mullard Technical Communications, 1975. jan. 210–224. old.
- [7] Capel, A.: New control technique in dc/dc regulators for space applications. IEEE Tr. AES, 1972. júl. 472–480. old.

A Magyar Rádió MOOG szintetizátora

ETO 534.42:621.396.712.3

Az elektronikus zenei stúdiók már régóta alkalmaznak szintetizátorokat — elektronikus jelkeltő és feldolgozó berendezéseket —, amelyek nagy kombinációs lehetőségükkel tűnnek ki a különböző hanggenerátorok közül. A Magyar Rádióban folyó elektronikus zenei munkának komoly lökést adott egy nem régóta működő MOOG szintetizátor. E rövid beszámolóban igyekszünk vázolni a készülék főbb szolgáltatásait és felépítési rendszerét.

Alapelv

A szintetizátor különböző oszcillátorokat, vezérlő berendezéseket, szűrőket tartalmaz az elektronikus zene készítésének megkönnyítésére. A kapható ilyen készülékek sorában közepes nagyságúnak tekinthető. Különálló modulelemekből épül fel, amelyek a megfelelő vázszerkezeten és a tápfeszültségek biztosításával önállóan is felhasználhatók, ugyanakkor egymás közt nagy változatossággal köthetők össze. Ezt az teszi lehetővé, hogy a modulok feszültségillesztett rendszerben, kb. 1 V-os üzemi jelfeszültség szinten működnek. Legtöbbjük működése feszültség szabályozott, így az oszcillátorok frekvenciája, a szűrők jelleggörbéje, a szabályozó erősítők erősítése. Lényegében háromféle villamos csatorna különböztethető meg: egy jel-, egy vezérlőfeszültség és egy indító-impulzus-út, ezek egymás feladatait kölcsönösen el láthatják.

Felépítés

Jelfeszültség-források:

önálló:

fehérzaj-generátor,
rózsazaj-generátor,

vezérelt:

hanggenerátorok,
feszültség szabályozott oszcillátor.

Vezérlőfeszültségforrások:

kézi szabályozású:

billentyűzet,
fémszalag,
programozható szintadó,

indított:

burkológenerátor.

Indító-impulzusforrások:

késleltető,
oszcillátor a programozható szintadóhoz,
billentyűzet,
fémszalag.

Feldolgozó elemek:

beállítható:

zengető,
fixfrekvenciás sávszűrő,

vezérelt:

szűrőegység,
burkolókövető,
feszültség szabályozott erősítő.

Átalakítók és keverők:

programozható kapcsoló,
impulzusátalakító és -késleltető egység,
4 csatornás előkeverők és 4 kimenetű keverő
összekötések (kábel és belső vezeték).

Az egységek

A fenti táblázatos felsorolás rendjében vegyük sorra az említett egységeket.

Jelfeszültségforrások

A zajgenerátor

Konstans effektív értékű jelet ad ki, a fehérzaj-kimeneten állandó abszolút sávzálességre, a rózsazaj-kimeneten állandó relatív sávzélességre vonatkozóan azonos értéket.

Hanggenerátorok

A hanggenerátorok hármas csoportokra oszlanak. Ilyen csoportból három van, mindegyikhez egy-egy vezérlőgenerátor tartozik. A vezérlőgenerátor külső feszültségforrásról — billentyűzetről, kézi vezérlésű feszültségosztóról stb. — hangolható, a vezérelt négyszögimpulzus szélessége változtatható, ezenkívül kis és nagy átfogással kézi hangolásra is van mód. A három generátor mindegyikének szinuszos, háromszög-, fűrészfog- és négyszögkimenete van. Külön váltakozó és egyenfeszültségű modulációs bemenet, ezenfelül szinkronizáló bemenet is van rajtuk.

A feszültség szabályozott oszcillátor az előbbi szolgáltatásokat egyesíti, kiegészítve egy infrahang tartománnyal, és ellenütemű kimenete van. Hangolása feszültségérzékeny, a kimeneten 7-féle jelalak jelentkezik. Külső jellel meg lehet szabni, hogy milyen fázisban induljon a periódus. Az oszcillátorok hangolása olyan, hogy 1 V vezérlőjel-növekedés kétszeres frekvenciát, tehát egy oktávval magasabb hangot kelt.

Vezérlőfeszültség-források

A vezérlőfeszültség-források talán a szintetizátor szívének tekinthetők, ezek szabják meg a szintek és a frekvenciák legnagyobb részét.

A billentyűzet

A kézi vezérlésű eszközök sorában az elektronikus hangszer és az elektromos orgona közti átmenet lán-

szemének tekinthető a billentyűzet, amely alakra az orgonáéhoz hasonló. Hangolása azonban — összekapcsolások révén — széles határok között változtatható. A lenyomott billentyű érintkezője egy ellenálláslánc értékét változtatja úgy, hogy egy oktávnyi billentyűtávolság kb. 1 V kimenőfeszültség-változást okoz az egyenfeszültségű erősítő kimenetén. Pontos behangolás esetén a billentyűzet a diatonikus — a jól temperált zenei — skálának megfelelő hangok vezérlésére lesz alkalmas egy utána kapcsolt oszcillátoron. Ilyenformán zenei hangok keltése is lehetséges. Meg kell jegyezni, hogy az „igazi” elektronikus hangszer ennél sokkal többet igényel. A billentyűzettel is megtehető az, hogy külső vezérlést működtet, érintkezési pontjaira tetszőleges forrás és fogyasztó köthető. Ezenkívül minden egyes lenyomás és elengedés triggerimpulzus keltésével jár, amely a további folyamatokat, pl. a burkológenerátor indítását vezérli. A billentyűn leütött lépések között egy változtatható időállandójú tag segítségével az előző hangról újonnan megszólaló hangra rá lehet csúszni, ez a zenei portamento hatáshoz hasonlít. A billentyű elengedése után a kimenőszint a legutolsó állapotban marad az újabb billentyű lenyomásáig, tehát tartós hangnál az utolsónak megütött hang magassága marad meg.

Fémszalag

Folyamatos kézi szabályozásra szolgál egy kifeszített fémszövet szalag, amelyen a kezelő személy ujjmozgatással, fel-alá csuszkálással változatos szint-, frekvencia- stb. szabályozást végezhet. Minden érintés és elengedés között kapcsolójel is keletkezik.

A fémszalaggal való kézi vezérlés különösen hangmagasság szabályozásakor használatos a szabad mozgáslehetőségek miatt. Forgatógombbal soha nem lehetne olyan hirtelen ugrásokat végezni, mint a szalaggal.

A működési tartomány 6 V, amely vagy 0 V és + 6 V, vagy -1 V és + 5 V között helyezkedik el. Utóbbi esetben pl. szimmetrikus modulálás, kitérés végezhető a 0 V körül.

A szalaggal párhuzamosan fémsín fut, amelynek érintésekor triggerjel keletkezik.

Programozható szintadó (sequencer)

A szintetizátor kiegészítő egysége egy 2×3 sorból, soronként 8 oszlopból álló potenciométer-mező, amely előre programozható egyes feszültség-szintek egymás utáni adását végzi. A leadott szintek hasonlóan a billentyűzet feszültségeihez, további fokozatokat vezérelnek. A léptetést beépített oszcillátor végzi, amelynek alapfrekvenciája kézzel és külső vezérléssel is szabályozható, sőt külső oszcillátor át is veheti a léptetést. A három sorból az utolsó nemcsak a szintet, hanem a hozzá tartozó oszlopban való tartózkodási időt is megszabhatja. E funkció kiiktatásával és csak a belső oszcillátor használatával a lépések egyenlő ideig tartanak.

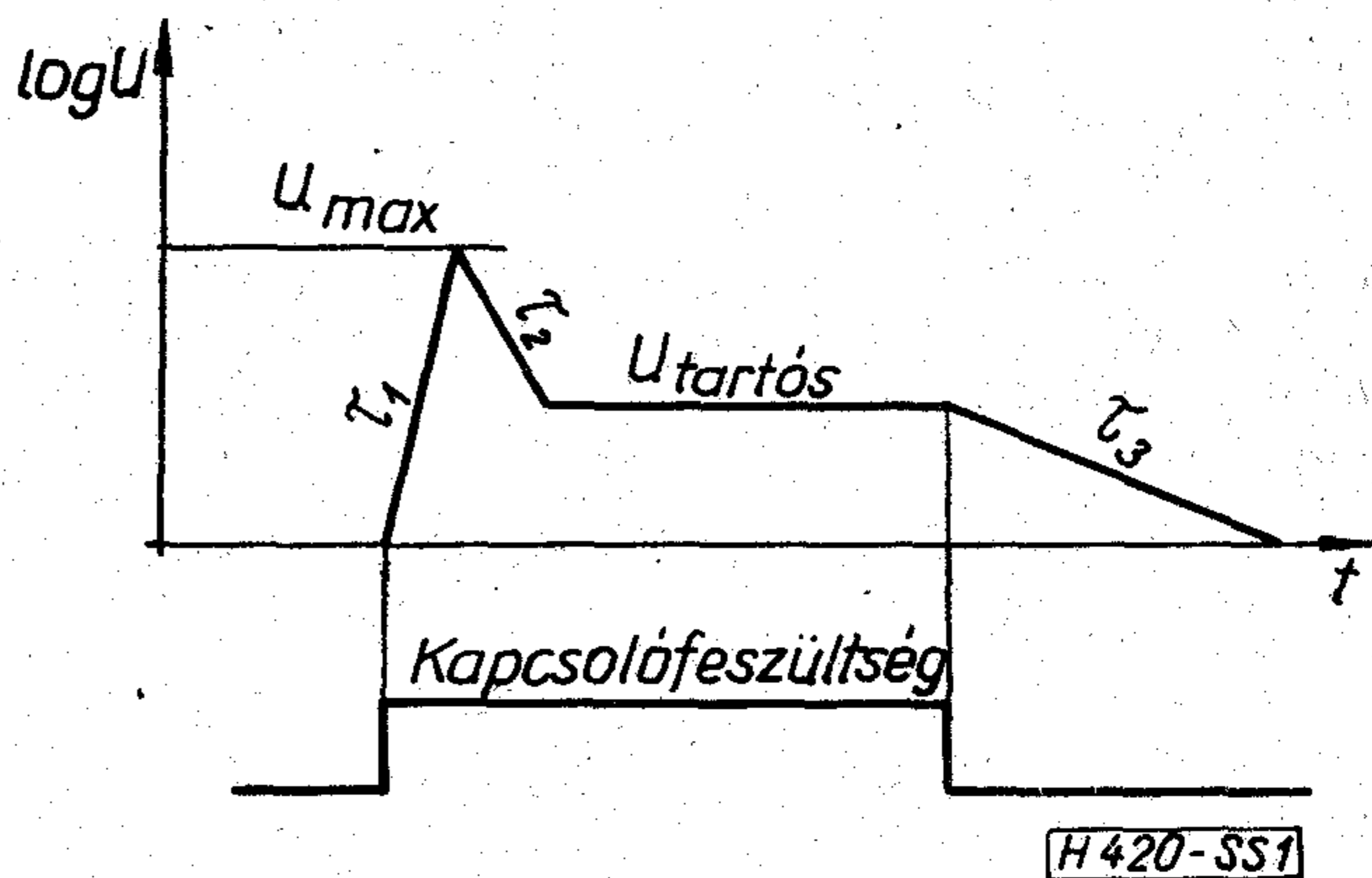
A sorok közti váltást egy vezérelt kapcsoló végzi, amely hangfrekvenciás kapuként a sorvégi impulzusra átkapcsol a következő sorra, és ezt ciklikusan végzi. A kapcsoló természetesen más folyamatok kapcsolására is alkalmas. Az egységet egy 48 elemű tárolónak lehet tekinteni, amelyből a kiolvasás sebessége,

de még a tárolt anyag is menetközben módosítható oly módon, hogy a szabályzó szerveket bármikor el lehet állítani. A programozható jelszintek 0 V és 8 V között szabályozhatók.

Burkológenerátor

Az indított vezérlőfeszültség-források közül leginkább a burkológenerátor érdemel említést. Kapcsolójelre, amely eredhet pl. a billentyű lenyomásától, növekvő egyenfeszültséget ad egészen kb. 5,5 V-os maximális szintig. Ennek elérése után egy meghatározott szintig csökken a feszültség, majd állandósul a kapcsolójel megszűnéséig. Ekkor a jel ismét csökken, de most már 0 V-ig. A fölfutást, a tartós szint elérését és a lecsengést 3 időállandó írja le, ezek külön beállíthatók 10 ms és 10 s között. Úgyszintén beállítható a tartós szint is 0 V és 5,5 V között. A három változó szakasz és a beállított szint viszonyát az 1. ábra szemlélteti.

A három időállandó folyamatosan szabályozható. Természetesen a τ_2 -nek megfelelő szakasz nem alakul ki akkor, ha a tartós jel a maximumon van, hasonlóan a τ_3 -nak nincs szerepe, ha a tartós szint zérus. A burkológenerátor legtöbbször egy éppen megszólaló



1. ábra. A burkológenerátor kimenőjelének és kapcsolófeszültségének időfüggvénye. A 3 időállandó: τ_1 , τ_2 , τ_3 és az $U_{\text{tartós}}$ szint kézzel állítható

hang formálását végzi, ilyenkor a kimenő jel egy feszültségvezérelt erősítő szabályzófeszültségéül szolgál. A szintetizátorban három burkológenerátor van, ezek egymástól függetlenül működnek, tehát különbözőképpen állíthatók be akár egy jelre, akár többre.

Indítóimpulzus-források

Kettős késleltetőegység

Két impulzuskésleltető szolgál arra, hogy egy elindított folyamat kezdetéhez — pl. a fémszalag lenyomásához — képest időben eltolva további folyamatok induljanak. Az indítás folyamata a késleltető bemenetére adott látszólagos rövidzárral indul meg. A beállítható késleltetés 10 ms és 10 s közé esik. A két késleltető vagy független egymástól, vagy láncba, vagy párhuzamosan kapcsolódik. A két utóbbi esetben kombinált indítás során különböző jelalakok egymás után vagy egymás mellett jelentkeznek.

Oscillátor a programozható szintadóhoz

Feladatáról a korábbiakban már volt szó: a programozható szintadó (sequencer) léptetése. Két szabályzóval: egy nagy lépésekben váltó tartománykap-

csolóval és egy finomhangolóval állítja be a lépéssebességet. Indítása, leállítása, külső vezérlése külső impulzussal végezhető el. A 3 soros szintadót és a hozzá tartozó programozható kapcsolót egy oszcillátor vezérli; két ilyen összetartozó egység van.

Feldolgozó elemek

Zengető

Kisméretű, induktív elven működő rugós zengetőegység, amellyel a hangokat térszerűbbé lehet tenni. Működésével a termekben lejátszódó utözengési folyamatokat egy rugó gerjesztésével utánozza. A zengetés természetesen magában hordozza a rugós zengetőberendezések tulajdonságait, a nemlinearitást, saját hangokat stb. Külső vezérlése nincs, kettős színtszabályozóval (0-tól 1-ig) lehet szabályozni a zengő—direkt arányt úgy, hogy a kimenőszint kb. állandó marad.

Fixfrekvenciás sávszűrő

A hangkép előre beállított, ill. kézzel való módosítására szolgáló szűrőegység, amelyben egy alul- és egy felüláteresztőn kívül 12 LC-sávszűrő van. Ezek sávközepei 125 Hz-től kezdődően féloktávonként követik egymást 5600 Hz-ig. Az eredő átviteli görbét az egyes sávok színtszabályozása adja meg.

Feszültségszabályozott szűrő

A hangkép igen sokoldalú módosítására alkalmas eszköz, három egységből, egy alul-, egy felüláteresztőből és egy összekapcsoló elemből áll. Ez utóbbi három üzemmódot tesz lehetővé:

1. független működést a két szűrőrész számára,
2. sávszűrést,
3. sávzárást.

Az első esetben nincs összekapcsolás, a másodikban láncba, a harmadikban párhuzamosan kapcsolódnak a szűrők. Mindkét aktív szűrőfél két paramétere kívülről is vezérelhető, a sávközépfrekvencia (ill. vágási frekvencia) és a sávzélesség. Hangoláskor a vezérlőfeszültséget párhuzamosan vezetik a két szűrőbe, ezáltal az elhangolódás azonos értelmű lesz, sávzélesség-szabályozáskor a vezérlőfeszültség az egyik szűrőbe fordított polaritással kerül, ezáltal keletkezik az ellentétes irányú elhangolás. A hangolás érzékenysége megegyezik az oszcillátorokéval: a töréspont frekvenciája kétszeresére nő 1 V vezérlőfeszültség-növekedésre. A kézzel beállítható rögzített szabályozószint -6 V és $+6$ V közé esik. Néhány jellemző műszaki adat:

Névleges bemenőimpedancia:	10 kohm
Névleges kimenőimpedancia:	0,6 kohm
Szabályzó bemenet impedanciája:	100 kohm
Maximális erősítés:	0 dB
Frekvenciatartomány:	20...30 000 Hz
Jel-zaj viszony:	60 dB

Feszültségszabályozott erősítő

Két független jelbemenetű és két független jelkimenetű erősítő, amelynek erősítését a három szabályzó bemenetre adott feszültség összege változtatja. A kimenetek ellenüteműek, egyaránt működhetnek szimmetrikus és aszimmetrikus üzemmódban. Az ellenütemű kapcsolás alkalmas a nem kívánt modulációs

termékek kioltására. Három ilyen erősítő van a szintetizátorban, fontosságuk igen nagy, így ezek majdnem mindig üzemben vannak. Főbb műszaki adatai:

Névleges bemenőimpedancia:	10 kohm
Névleges kimenőimpedancia:	0,6 kohm
Szabályzó bemenet impedanciája:	100 kohm
Maximális erősítés:	6 dB
Erősítés tartománya:	> 80 dB
Szabályozás (exponenciális):	12 dB/V
(lineáris):	0...2-szeres (0 V-tól $+6$ V-ig)
Frekvenciatartomány:	0...50 kHz
Jel-zaj viszony:	> 70 dB
Torzítás (0 dB erősítés, $2 V_{eff}$ bemenet):	2%.

Burkolókövető

A burkológenerátorhoz hasonló funkciót tölt be azzal a különbséggel, hogy a burkolójelet nem maga állítja elő, hanem külső váltakozó feszültség burkolóját képezi, és az jelenik meg további feldolgozásra a kimeneten. Ezt a burkolóképzést beállítható időállandóval végzi, eszerint a váltakozó jelet gyorsan vagy lassan képes követni. A leggyakoribb kapcsolásban a burkolójelet egy feszültségszabályozott erősítőt vezérel. A burkolókövető főbb műszaki adatai:

Névleges bemenő- és kimenőimpedancia:	10 kohm
Érzékenység 0...5 V kimeneti tartományban:	1 V/12 dB
0 dBm bemenetnél a kimenőfeszültség:	$5 V \pm 0,5 V$,
-60 dBm bemenet alatt -4 V-ra esik	
Követési idő	10 ms...100 ms.

Egyéb egységek

Programozható kapcsoló

Csak a teljesség kedvéért említjük itt is meg, hogy a programozható szintadónál tárgyalt vezérelt kapcsoló különböző forrásokat egy csatornára képes úgy választani, hogy az átkapcsolás időpontját tetszés szerinti triggerjel beadásával meg lehet határozni. Mivel ilyen kapcsolóból kettő van, összesen 6 forrás egyidejű választása lehetséges.

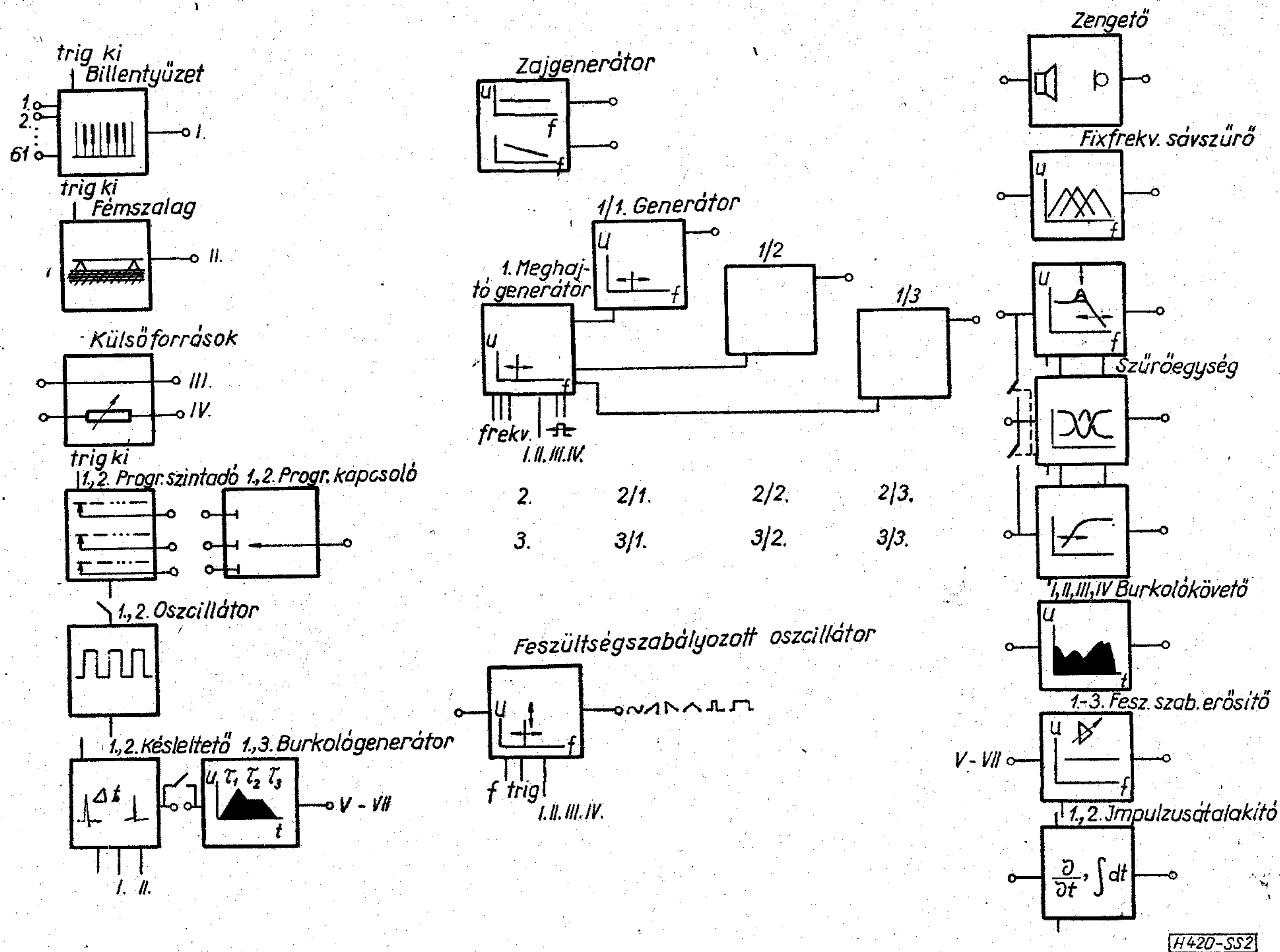
Impulzusátalakító és -késleltető egység (interface)

A szintetizátorban keltett vagy kívülről beadott kapcsoló- és triggerjelek átalakítására és késleltetésére szolgál. Főbb szolgáltatásai:

adott hangcsomagból triggerjelet állít elő, tartós hangjel kezdetére kapcsolójelet kelt, 200 Hz fölötti jelekre beállítható az érzékenység (szinttől függően), késleltetés 40 ms-tól 4 s-ig.

Előkeverők és kimenőkeverő

A keltett jelek összefogására 4 db négycsatornás előkeverő szolgál. Mindegyik kimenet két hüvelyen van kivezetve, amelyek jele ellentétes polaritású. A végtermék keverésére és kimeneti választására egy négycsatornás, négykimenetű, keresztsínes keverőrendszer szolgál. Mindegyik kimenőcsatornának mély- és magasszabályzója van. Természetesen minden jelkimenet önmagában is felhasználható, az illesztési felvételek figyelembevételével.



2. ábra. A MOOG szintetizátor jelkeltő és jelformáló egységeinek vázlatos rajza. Vízszintes irányok: jelfeszültségek, függőleges irányok: vezérlő- és triggerfeszültségek

Az egységek összekapcsolása

Minden bemenet és kimenet, valamint trigger- és kapcsolójel hüvelykivezetésű. A kábelerdő csökkentésére a leggyakrabban használt összekötések előre kiépítve megtalálhatók a szintetizátorban, egy részük választókapcsolóval be- és kiiktatható. Így a billentyűzetről, a fémszalagról és két külső forrásról mindhárom vezérlőoszillátor kapcsolóval választható. Ugyanezek a kapcsolási lehetőségek állnak fenn a kettős késleltetőre, a burkológenerátorra, valamint a vezérelhető szűrőegységre. Egy időben több forrás is köthető egy fogyasztóra.

A 2. ábrán összefoglaltuk a szintetizátor jelkeltő és jelformáló egységeit, főbb szolgáltatásaik feltüntetésével. Az egységek között csak a bekábelezett és választható összekötések vannak feltüntetve, a többi kézi dugaszolással jön létre. A vízszintes ki- és bemenetek általában jel (műsor), a függőlegesek vezérlő- és triggerjelek továbbítására szolgálnak. Szigorú különválasztás természetesen nem lehetséges, mert ezek egymás szerepét át is vehetik. A jobb áttekinthetőség kedvéért a csupán összefogásra használt erősítőket nem tüntettük fel.

EGYESÜLETI HÍREK

Az 1975. évi Szakdolgozat Pályázat díjnyertesei

I. díjat nyert: KÉGL JÁNOS

„Mikrohullámú sáváteresztő szűrő tervezése” c. pályázatával.

II. díjat nyertek: KISS ERZSÉBET,
FEIDL CSABA

„Szív-katéteres felvételek számítógépes feldolgozása”

„Zajforrás jellemzőinek mérése, értékelése” c. pályázataikkal.

III. díjat nyert: PAPP LÁSZLÓ

„Nagy pontosságú függvénygenerátor tervezése” c. pályázatával.

A pályadíjakat *Komporday Aurél*, a HTE elnöke az egyesület elnökségi ülésén adta át a nyerteseknek.

Fejlődés, prognosztika és tervezés az elektronikában

ETO: 621.38.001.6(439) „313”

Az alábbiakban megkíséreljük az elektronikai ipar fejlődésének tendenciáit összefoglalni, felmérni, és ezekből néhány következtetést levonni a magyar elektronikai ipar várható fejlődésére. Áttekintjük az elmúlt 15–20 esztendő fejlődését és ebből néhány olyan következtetést vonunk le a jövőre nézve, amelynek segítségével igen valószínű megállapításokat tehetünk a hazai elektronikai ipar egyes problémáinak feloldására.

1. A természetes fejlődési folyamatok, és azok matematikai leírása

Mint ismeretes, a természetben lejátszódó folyamatok időben különböző lefolyásúak. Anélkül, hogy a részletekbe mennénk, megemlítjük, a teljesség igénye nélkül, szokásos felosztásukat:

- periodikusan ismétlődő jelenségek (ilyenek pl.: a napszakok, az évszakok stb.),
- periodikus jelenségek (ide sorolhatók pl.: a rövidebb időszakok időjárás-jelenségei stb.),
- monoton csökkenő vagy növekvő (evolúciós) folyamatok (ilyen a népességszaporodás, növények növekedése stb.).

A felsorolt három folyamat-alaptípus a természetben nem mindig jelentkezik tisztán, hanem gyakran előfordul a különböző típusú folyamatok valamilyen időbeni egymásutánja vagy szuperpozíciója. Megemlíthetjük, hogy az evolúciós folyamatok is mutatnak valamilyen átlagos fejlődéshez képest időszakos ingadozásokat és eltéréseket, sőt ezek az eltérések bizonyos esetekben szigorú periodicitást mutatnak.

A természetes evolúciót mértani haladvánnyal vagy még inkább exponenciális függvénnyel szokták megközelíteni, illetőleg leírni. Tekintettel arra, hogy ez utóbbi bizonyos szempontból kényelmesen kezelhető matematikai forma, ezt vesszük tárgyalásunk alapjául. Egy természetes fejlődési folyamat tehát az alábbi matematikai formulával írható le:

$$Y = Ae^{ax} + B. \quad (1)$$

Az A , a és B az illető folyamatra jellemző többnyire konstans értékek, és fejtegetésünk jelenlegi szakaszában értelmezésükre nincs szükség. Belátható viszont az, hogy ha egy fejlődési folyamatra igaz az (1) szerinti összefüggés, akkor valamely x_1 és x_2 időpontban ismert y_1 és y_2 fejlettségéből a fenti összefüggés segítségével számítható, illetőleg valamilyen hibával becsülhető egy későbbi x_3 időpontra y_3 nagysága a következők szerint:

$$y_1 = Ae^{ax_1} + B \quad (2)$$

$$y_2 = Ae^{ax_2} + B. \quad (3)$$

Vegyük az egyszerűség kedvéért azt, hogy $B=0$, ekkor:

$$\frac{y_1}{y_2} = \frac{e^{ax_1}}{e^{ax_2}} = e^{a(x_1-x_2)}. \quad (4)$$

Az $\frac{y_1}{y_2}$ hányados a fejlődés ütemére jellemző szám és jelöljük E -vel. Ez esetben a (4) egyenlet így is írható:

$$\ln E = a(x_1 - x_2), \quad (5)$$

amiből:

$$a = \frac{\ln E}{x_1 - x_2}. \quad (6)$$

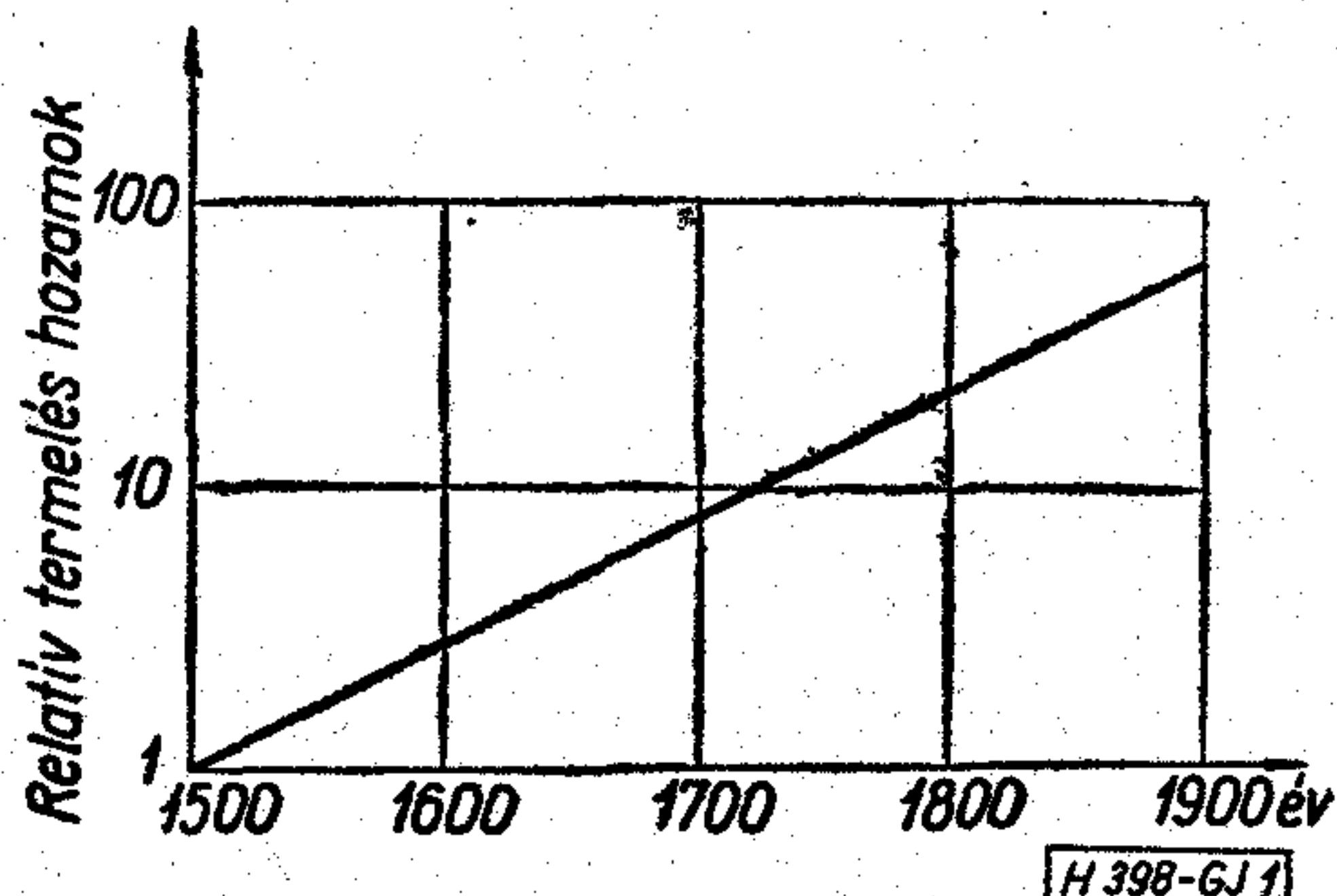
Ezzel lényegében meghatároztuk az ismert x_1 és x_2 időpontokban ugyancsak ismert y_1 és y_2 fejlettségéből az adott időintervallumra jellemző fejlődési sebességre vonatkozó átlagos a számot, amelyet ha időben állandónak tekintünk (és ehhez mint látni fogjuk, számos műszaki fejlődési folyamatnál jogunk van), akkor az (1)-be történő visszahelyettesítéssel valamilyen x_3 időponthoz tartozó, várható fejlettségi szint számítható.

Ezek után be kell bizonyítanunk, hogy a technikai fejlődés általában a fenti törvényszerűséggel közelíthető vagy leírható, majd ezután azt, hogy a technika szűkebb területén, nevezetesen az elektronika műszaki fejlődésében is, hasonló törvényszerűség érvényes.

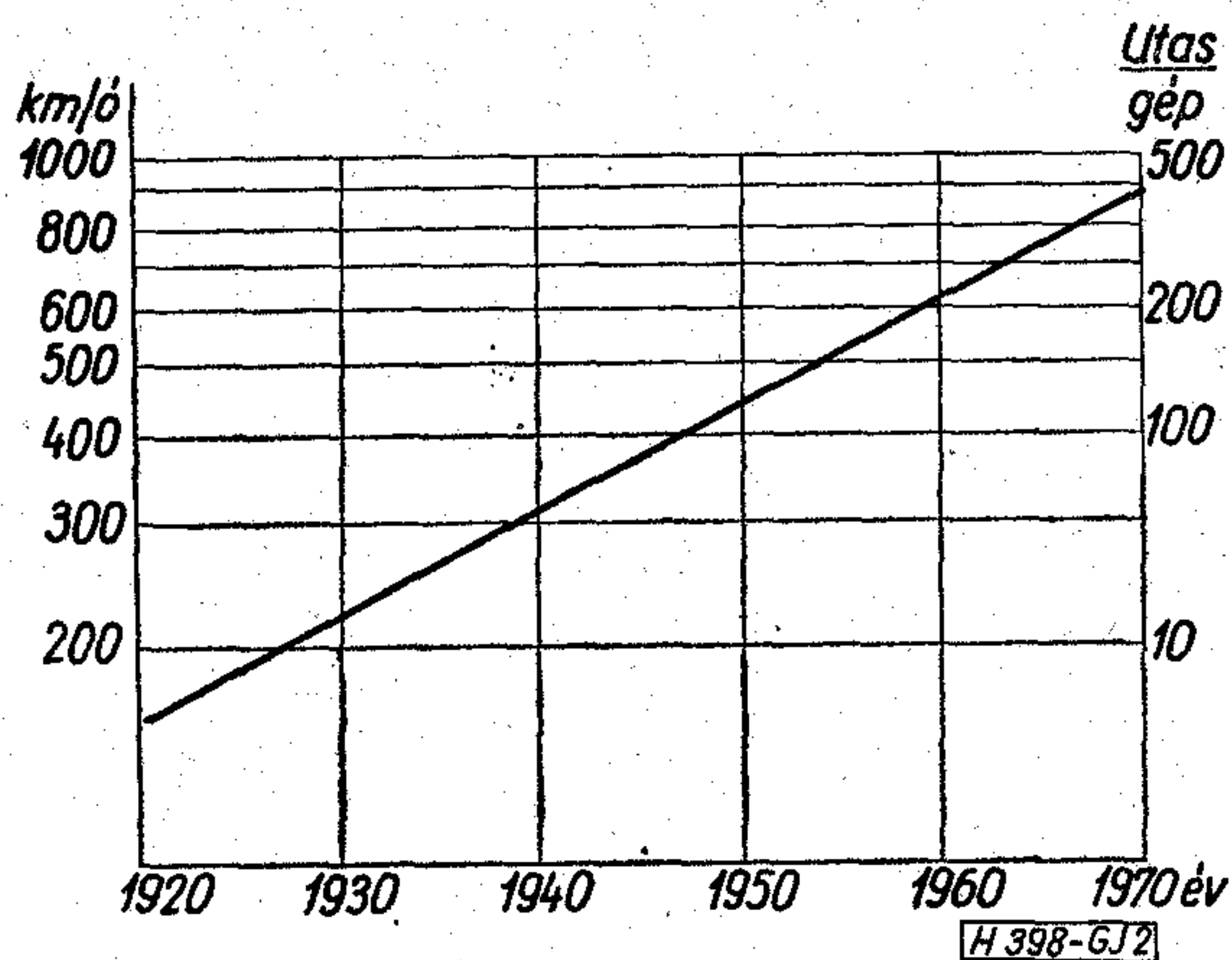
Az, hogy a technikai haladás a természetben lejátszódó evolúciós folyamatokhoz hasonló jellegű mutat az alábbi példákat lehet hozni.

Az 1. ábrán bemutatjuk az egységnyi földterületre vonatkoztatott mezőgazdasági terméshozamok fejlődését, a legutóbbi 500 évben. Ehhez hasonló diagramot lehetne készíteni például az utóbbi 100 év energiatermeléséről vagy -felhasználásáról, de álljon itt a 2. ábrán egy sokkal jobban érzékelhető folyamat ábrája a polgári légi közlekedés utóbbi 50 éves fejlődéséről.

A 2. ábrán feltüntettük az átlagos utazási sebesség növekedését, illetőleg egy repülőgépen egyszerre



1. ábra



2. ábra

szállítható utasok számát. Teljesen hasonló eredményre jutnánk, ha például vizsgálat tárgyává tenénk az utóbbi 80 vagy 100 évben épült tengeri hajók hajóegységenkénti bruttó regiszter tonna növekedését stb. Talán szükségtelen az általános technikai fejlődés időbeni lefolyásával kapcsolatban további példákon bizonyítani azt, hogy a fejlődés, legalábbis a számszerűen mérhető műszaki fejlődés, valószínűleg minden esetben exponenciális jellegű. Anélkül, hogy a részletekbe is belemennénk, csupán utalunk arra, hogy a társadalmi fejlődés egyéb területei is, mint például a gazdasági élet fejlődése, bizonyos szolgáltatások, és a lakosság ellátásának vagy igényeinek fejlődése is exponenciális folyamat, és legfeljebb rövid távon lehet ezt a folyamatot lineáris extrapolációval közelíteni vagy helyettesíteni.

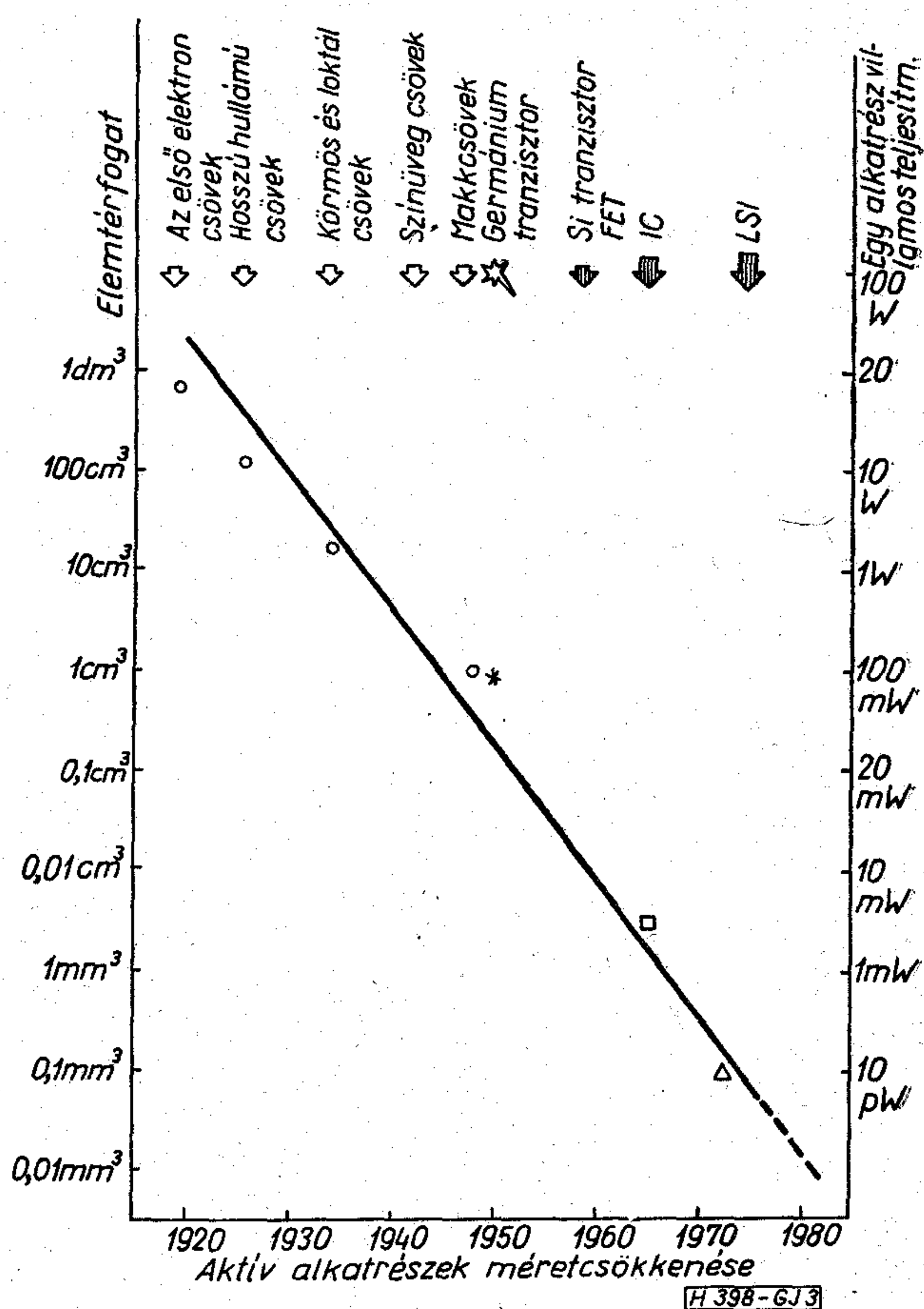
2. Az elektronika műszaki fejlődésének áttekintése

Bizonyítottak tekintve az általános technikai fejlődés időben exponenciális jellegét, megkíséreljük ezt a megállapítást az elektronika területére is igazolni.

A 3. ábra kapcsán tekintsük át az elektronikai aktív alkatrészek méretváltozását az 1920-as évektől (a kezdettől) napjainkig. A logaritmusos léptékben felvitt elemtérfogatok mutatószámokhoz tartozó, egyenessel jellemezhető időbeni fejlődés (miniatürizálás), valamint az idealizált folyamatban bejelölt szóródás bizonyítja, hogy ez a folyamat valóban megközelíthető exponenciális függvénnyel. Az így kapott diagramhoz további megfelelő logaritmusos léptékű skálát alkalmazva, helyesen írható le a vizsgált időszakban egy aktív alkatrész rendeltetésszerű működéséhez szükséges villamos teljesítmény. Figyelemre méltó, hogy az 1948-ban feltalált és az 1950-es évek óta egyre szélesebb körben terjedő tranzisztor, majd 1963 óta az IC technika mennyire töretlen folytatása és mennyire szükségszerű folytatása a korábbi elektroncsöves technikának. A 3. ábrán szaggatott vonallal jelöltük az 1975 utáni időszak várható fejlődését, amelyre további fejtegetéseink során még visszatérünk.

A bemutatott minőségi fejlődés mellett nem érdektelen, ha a magyar elektronikai ipar termelésének legutóbbi 25 éves fejlődését is megvizsgáljuk.

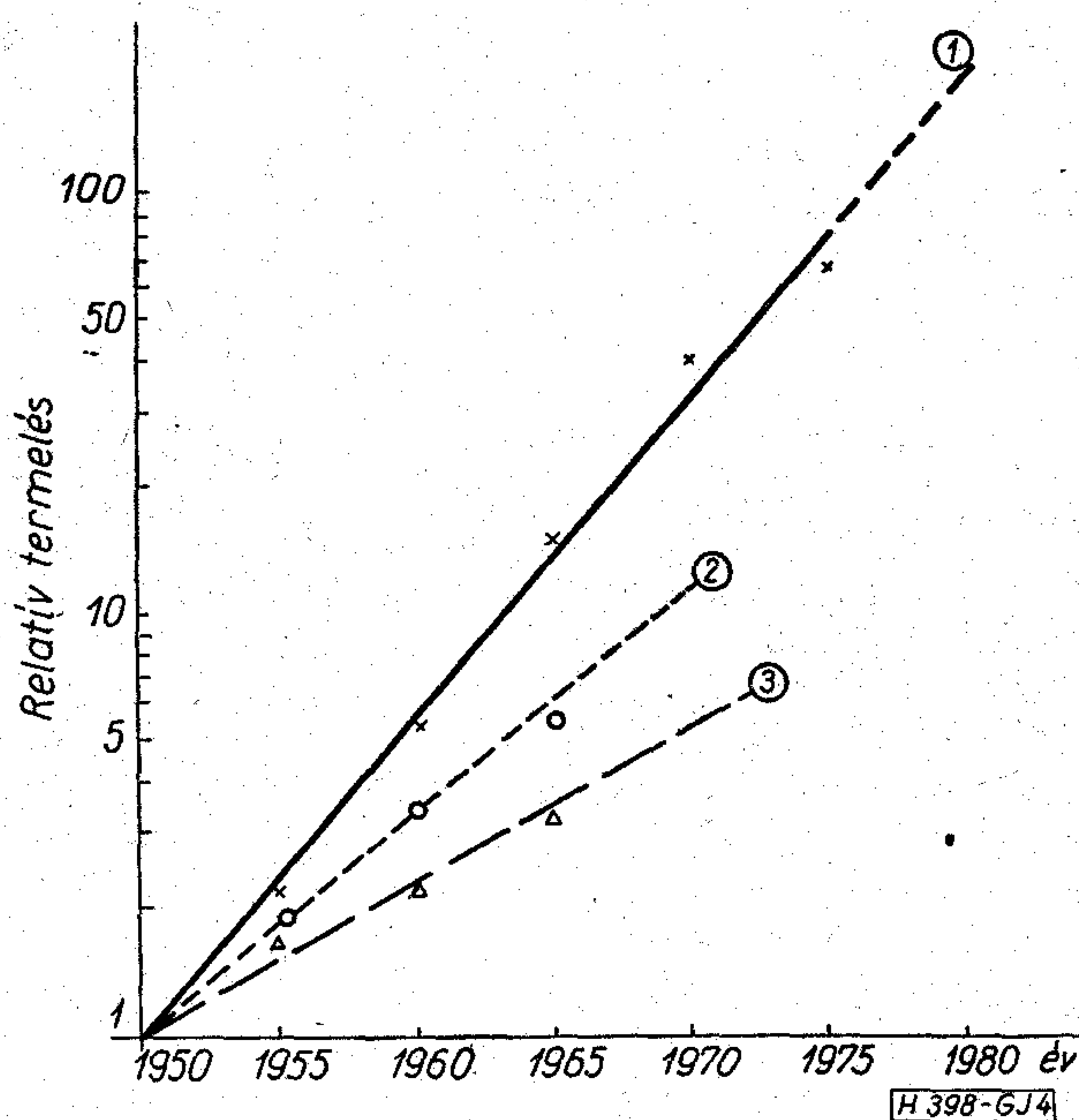
A 4. ábra a magyar elektronikai ipar termelésének felfutását mutatja (1), összehasonlítva a gépipar (2)



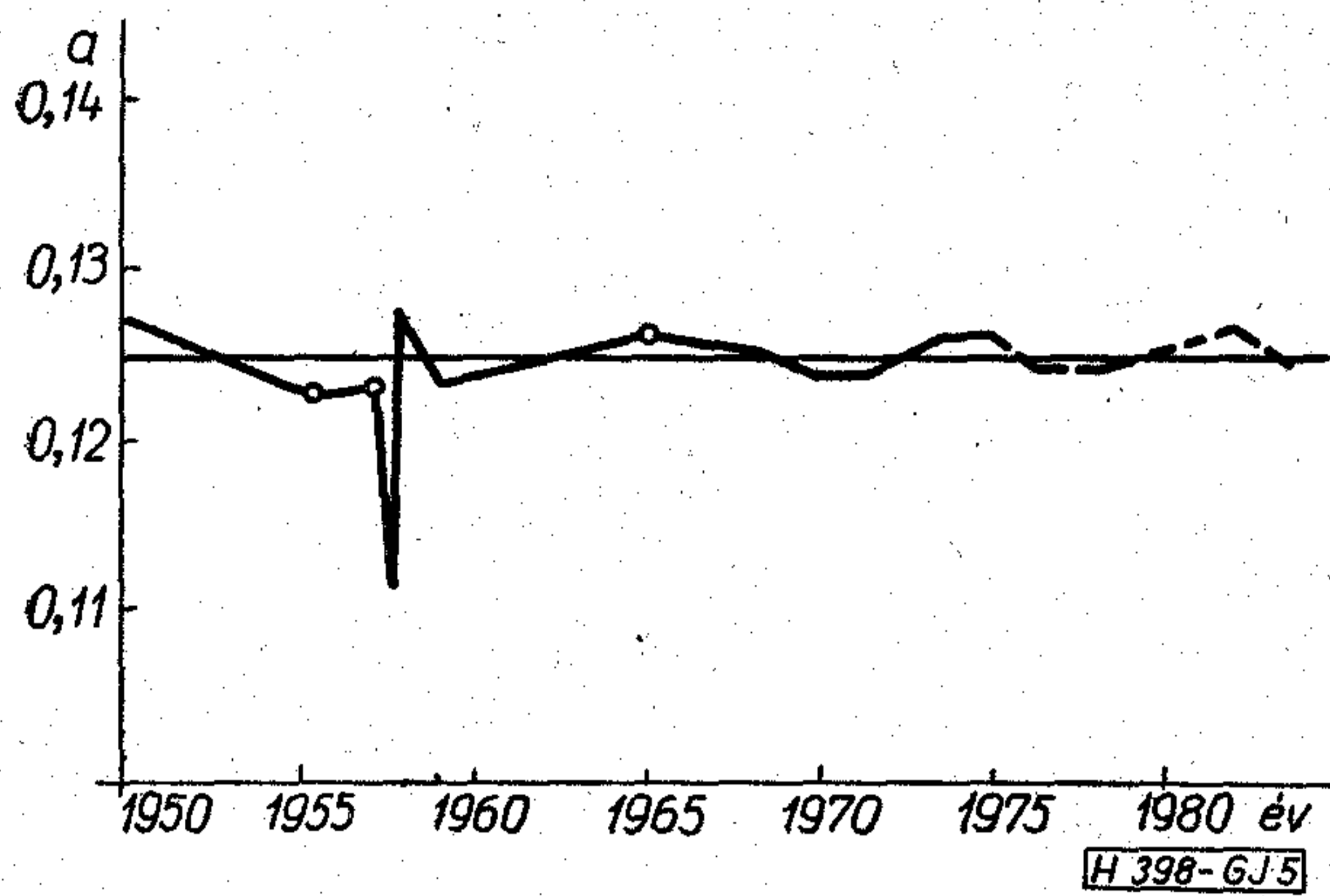
3. ábra

és a népgazdaság egészének (3) fejlődésével. Anélkül, hogy e fejezetben iparpolitikai következtetéseket vonnánk le, csupán az alkalmat ragadjuk meg, hogy ezen fejlődési folyamatoknál is az exponenciális jelleget hangsúlyozzuk (5. ábra).

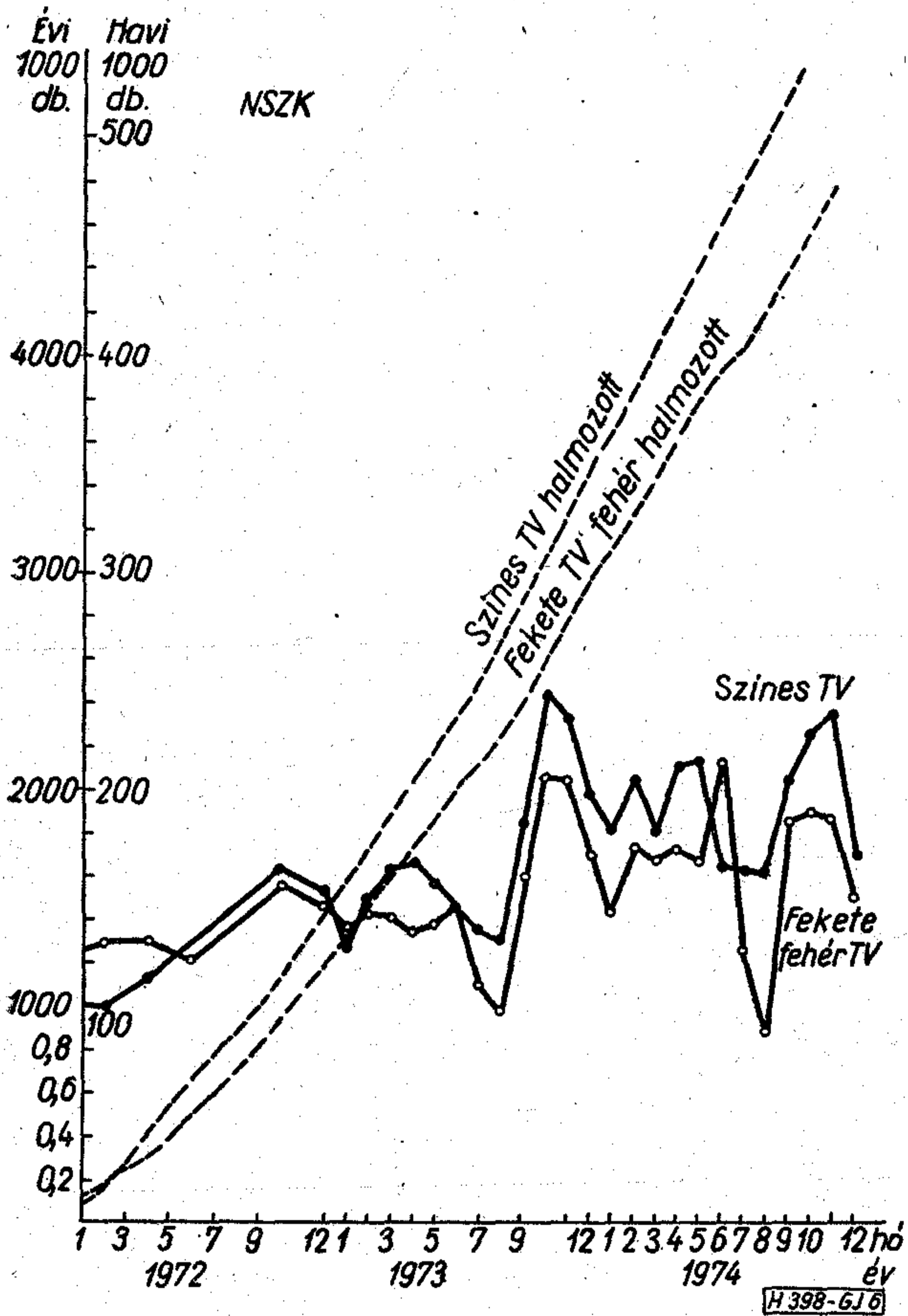
A hazai elektronikai ipar fejlődésének későbbi, pontosabb analizálásához meg kell adni azokat a rövidebb időszakos ingadozásokat, amelyek az átlagos



4. ábra



5. ábra



6. ábra

fejlődéshez képest az elmúlt években jelentkeztek. Eltekintve az 1950-es évek végén a jól ismert okokból adódó anomáliáktól, az 5. ábrán látható az 1. fejezetben levezetett a értéke, valamint az, hogy ennek ingadozása 4–6 éves periodicitást mutat, ami nemcsak a hazai elektronikában jellegzetes, de mint látni fogjuk, ez a jelenség szinte kivétel nélkül más országok elektronikai iparában is észlelhető. Az ábra szaggatott vonallal megrajzolt része lényegében prognózis az elektronikai ipar gazdasági fejlődésére.

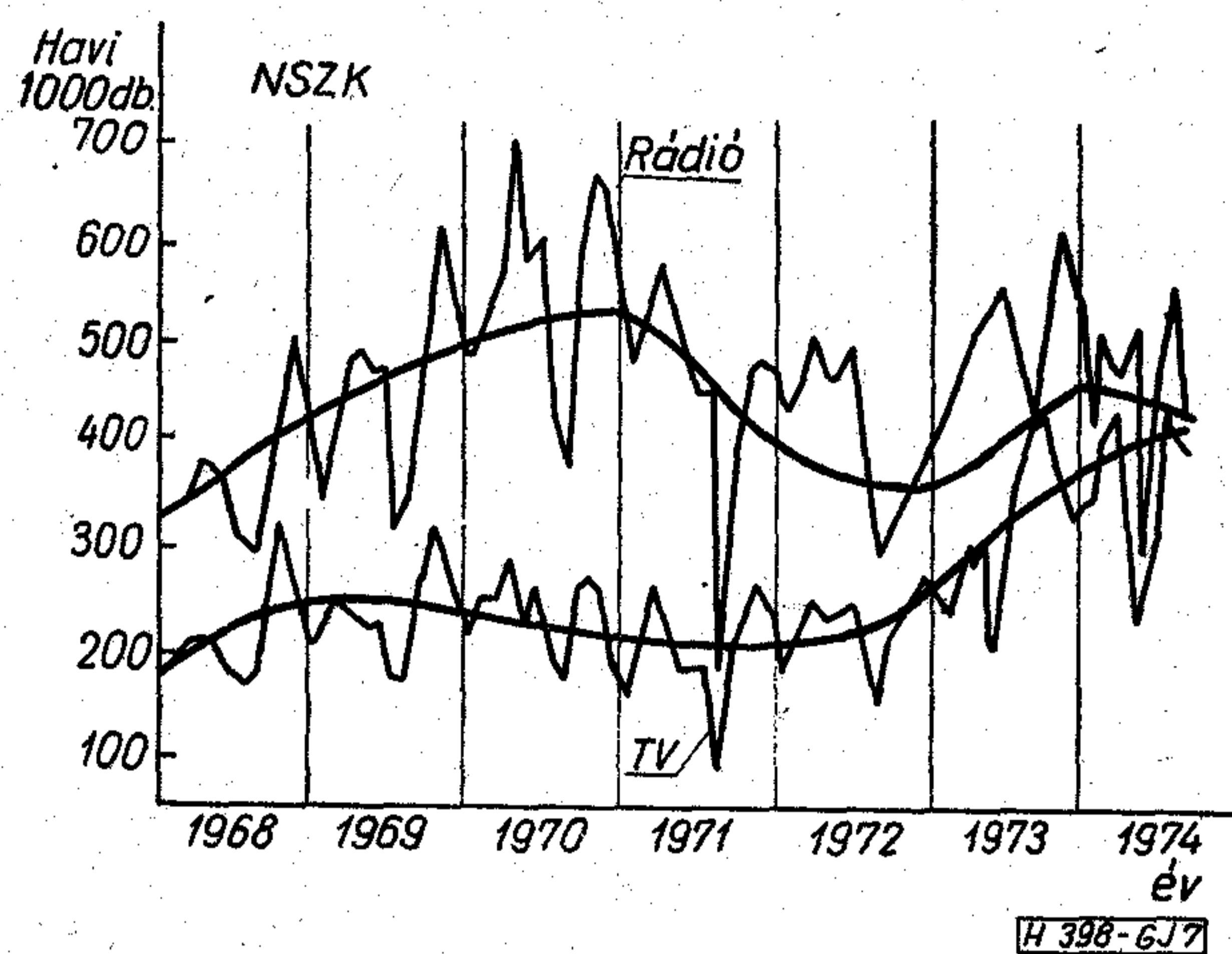
A következőkben bemutatunk néhány külföldi példát (6. ábra).

A 6. ábrán az NSZK rádió és televízió iparának statisztikai adatait dolgoztuk fel. A szaggatott vonalak a halmozott termelést mutatják, a folyamatos

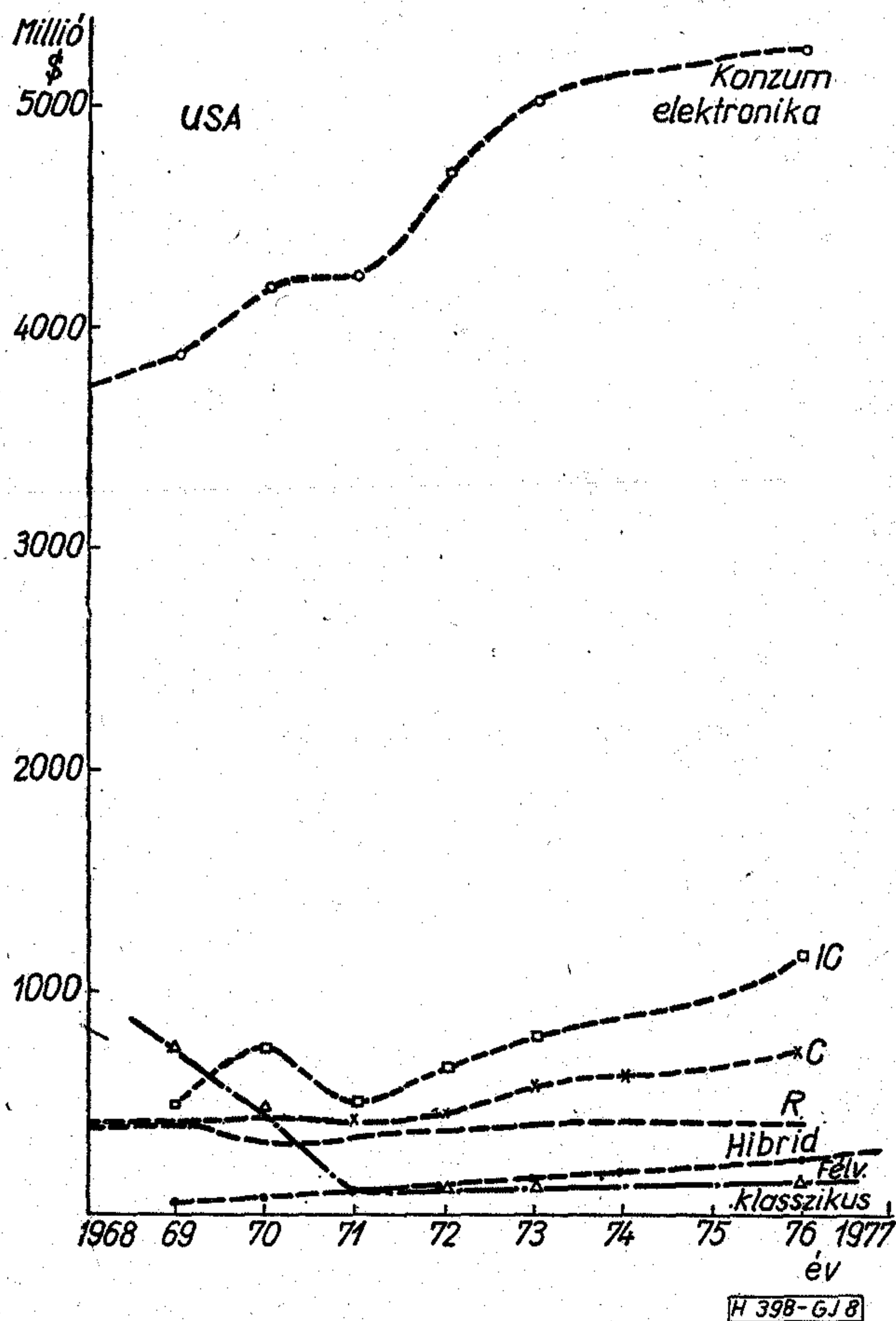
görbék viszont a termelés havi ingadozásaira jellemzőek. Ez utóbbiaknál figyelemre méltóak az 5–8 havi visszaesések (nyári szabadságolások) és a karácsony előtti időszakok eléggé törvényszerű termelés-felfutása. Ez a közel negyedéves periodicitás szuperponálódik az ugyancsak 4–6 éves periódusra, mint ahogy a 7. ábrán látható.

Messzemenően nem ilyen egyértelmű képet mutat az Egyesült Államok statisztikája (8. ábra).

Ebben az esetben számos szuperponáló tényező befolyásolja a tiszta exponenciális felfutást. A konzum-elektronika görbéje, valamint a monolit áramkörök felfutása lényegében igazolni látszik azt, hogy



7. ábra



8. ábra

az elektronika műszaki és részben gazdasági fejlődése az USA-ban, hasonlóan a technika egyéb ágaihoz, exponenciális fejlődést mutat.

A bemutatott példák elég széles köre bizonyítja tehát a fejlődés jellegére vonatkozó előzetes feltételezést.

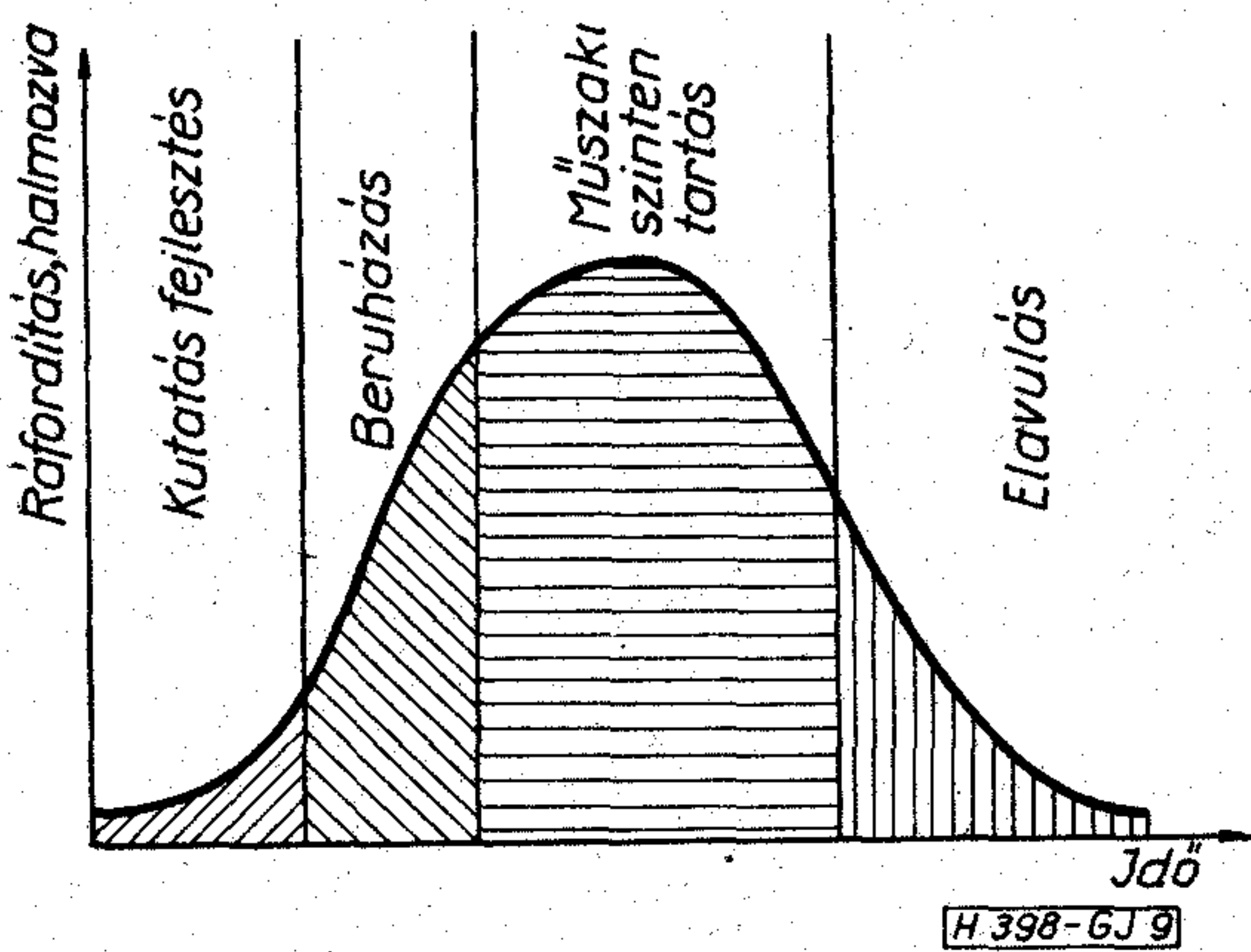
Érdeemes röviden áttekinteni a fejlődés számokkal nem jellemezhető jellegét is az alábbiak szerint (9. ábra):

Az utóbbi időben számos irodalmi forrás (amelyeket e cikk irodalomjegyzékében is közlünk) olyan életciklus görbével írja le a műszaki haladást, amely valamely termék, illetőleg termékcsoport korszerűségét vagy eladhatóságát haranggörbével jellemzi az idő függvényében (10. ábra).

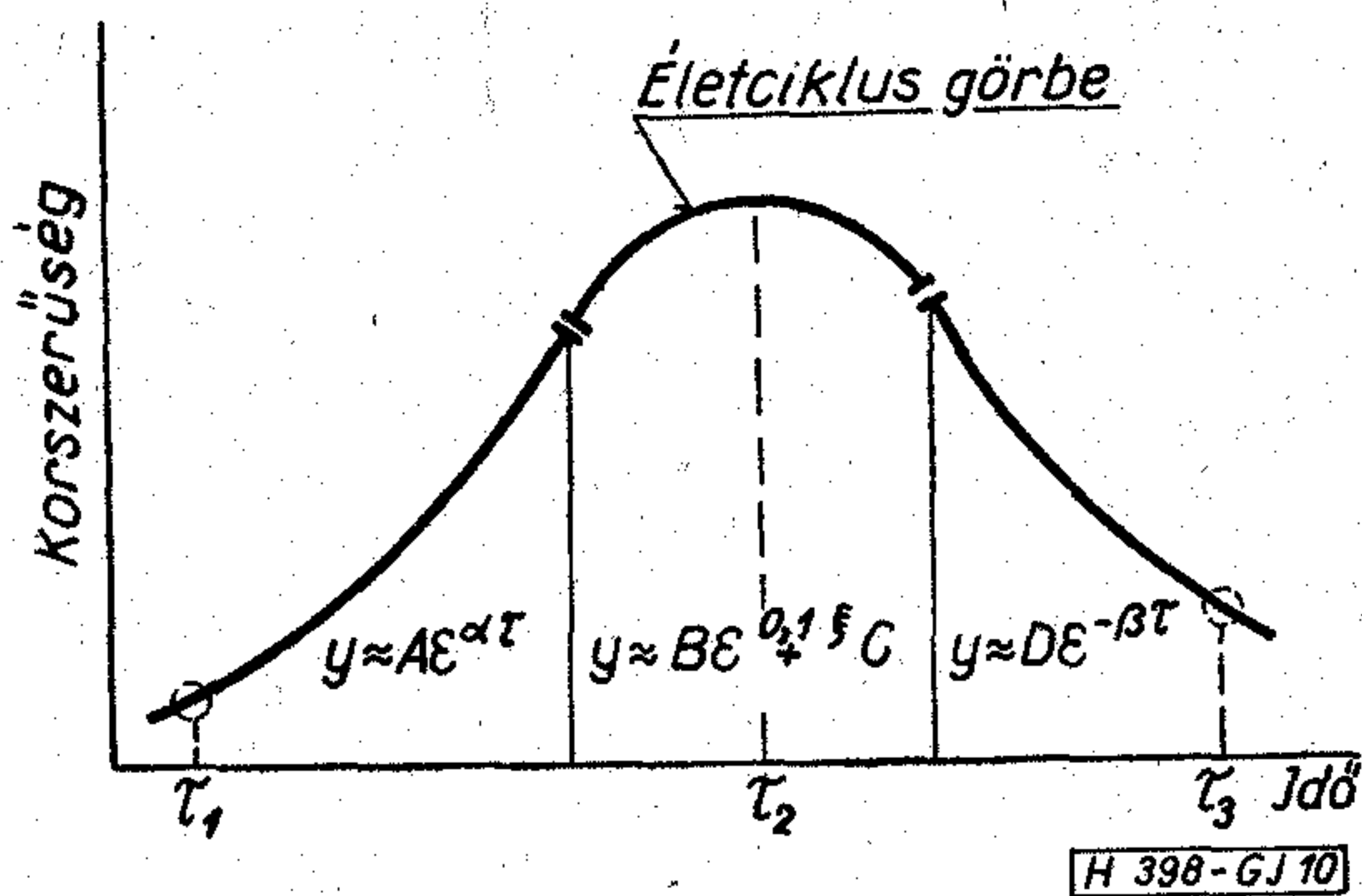
Ez a görbe három jól megkülönböztethető szakaszra osztható, amely az ábrán közölt matematikai formulával általában közelíthető. A képletekben szereplő állandók az illető termékfajtájára, az alkalmazás körére és bizonyos piaci kondíciókra vonatkoznak, taglalásukba itt nem megyünk bele.

A 11. ábrán olyan fejlődési folyamatot ábrázolunk szemantikusan, amikor egy terméket valamilyen modernebb, de hasonló célt szolgáló új termék vált fel (11. ábra).

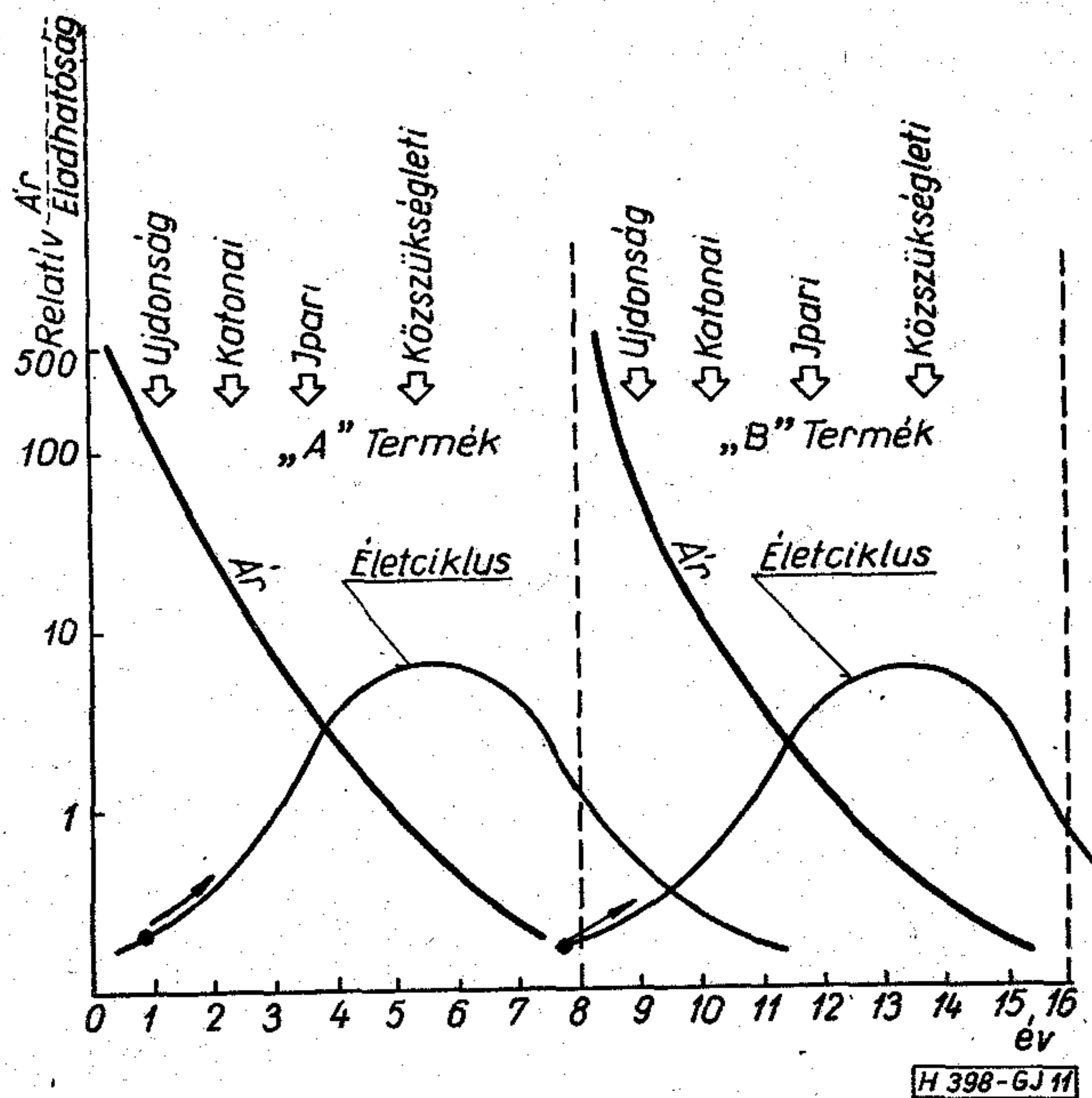
Az A termék életciklusának maximuma tájékán a laboratóriumokból gyártásbevezetésre kerül B termék és A termék hanyatlásával, korszerűtlenné válásával B termék gyártása fut fel, illetőleg bizonyos idő után teljes egészében átveszi az A terméktől a piacot. E periódusok alatt a termék ára valamilyen „újdonság” árról az életciklus maximuma közelében a reális ár közelébe csökken, a korszerűtlenné váló termék pedig többnyire a használati érték alatti



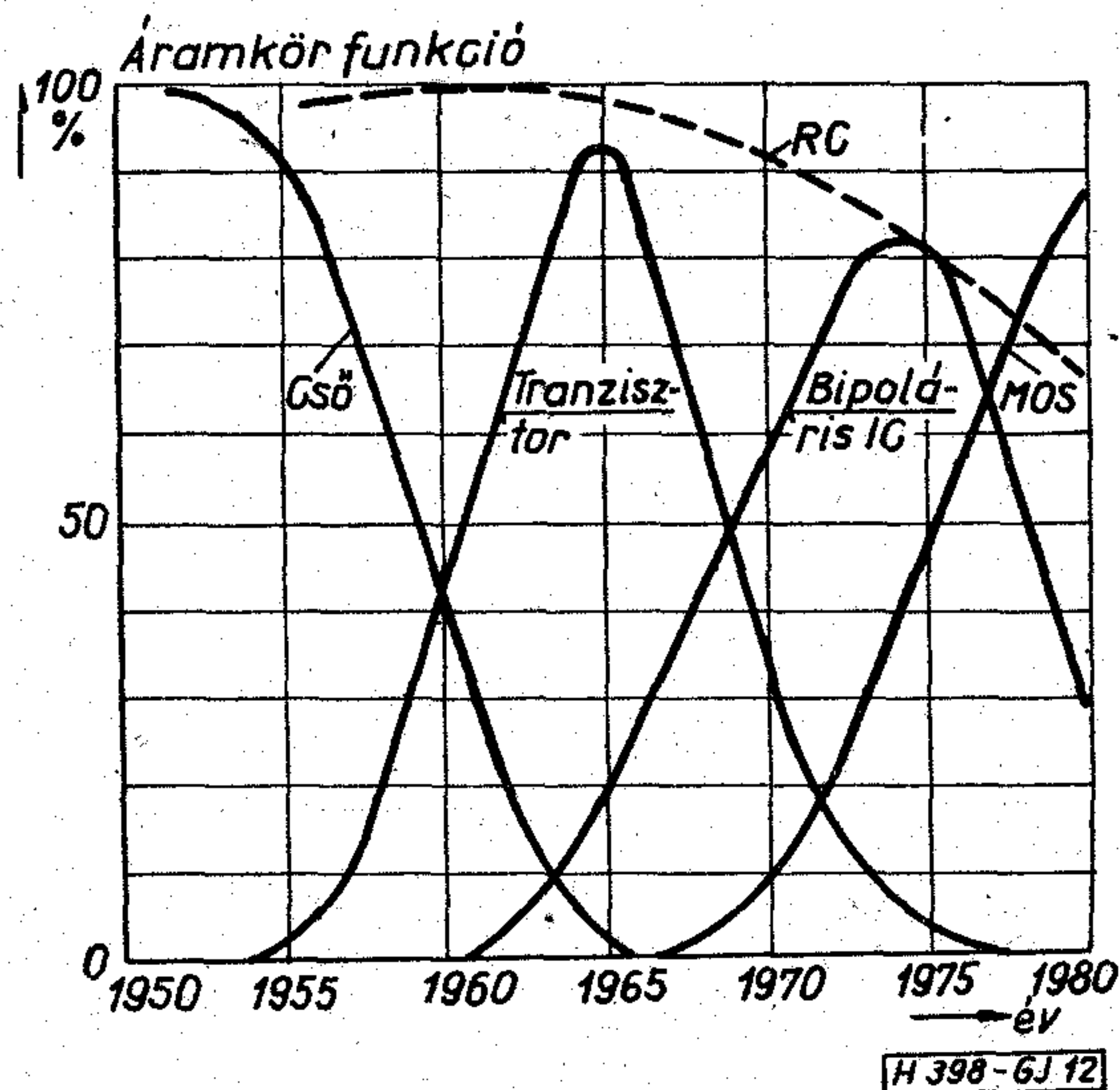
9. ábra



10. ábra



11. ábra

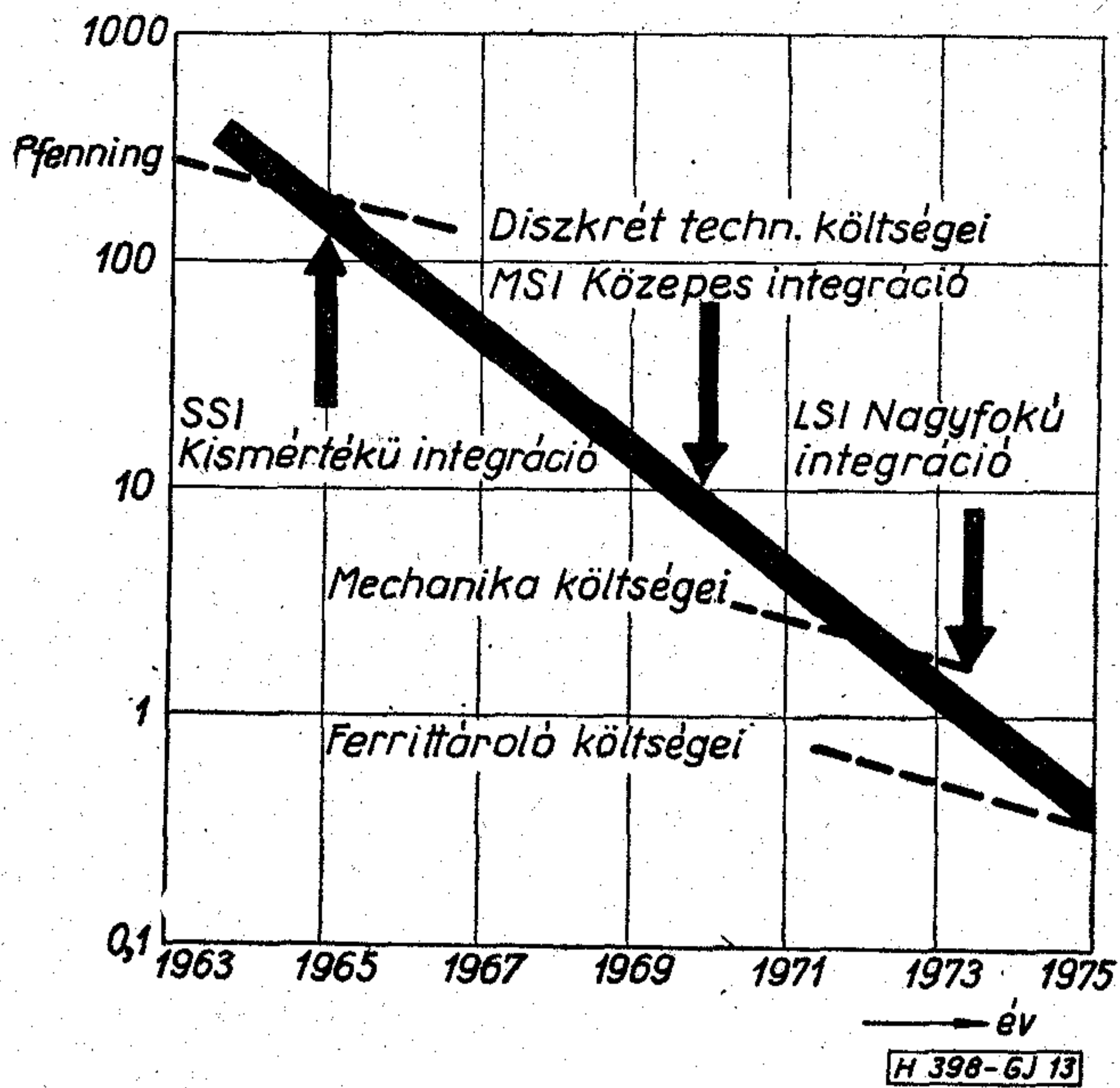


12. ábra

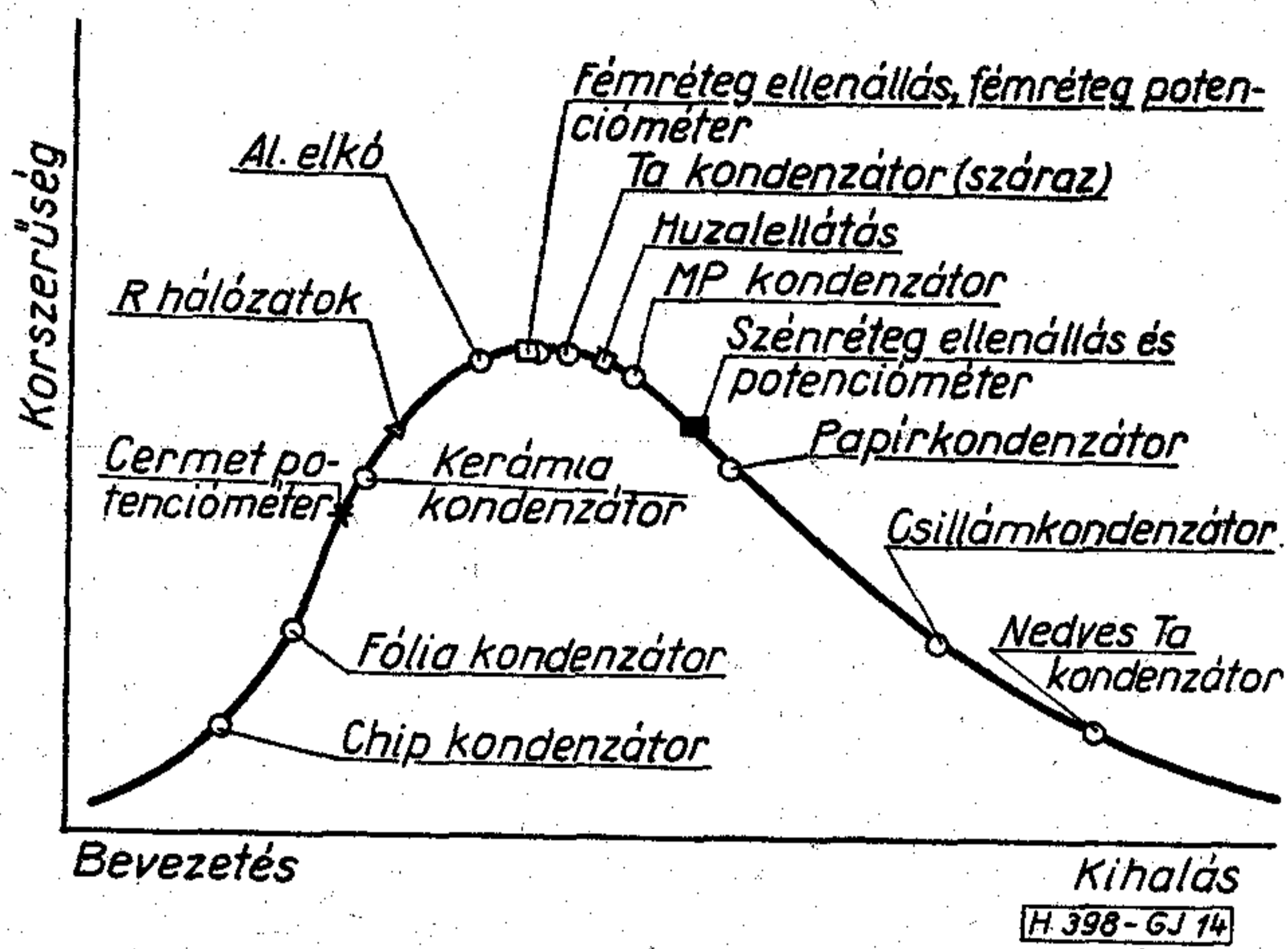
áron adható el csupán. Természetesen a valóságban ezek a folyamatok ennyire élesen nem határolódnak el egymástól, és az életciklus folyamatok messze jobban átlapolódnak. Ezzel összefüggésben érdekes bemutatni dr. Prommer nyomán azt az ábrát, amely az aktív elemek életgörbéit szemlélteti az utóbbi 25 évre, illetőleg a következő 5 esztendőre (12. ábra).

Ebben az ábrában szaggatott vonallal a passzív RC elemek életgörbéjét is feltüntettük. Ezzel összefüggésben a 13. ábrán bemutatjuk azt a SIEMENS publikációt, amely az utóbbi 12 év alkatrész-integrációjának fajlagos költségkihatását ábrázolják 1-1 alkatrészfunkcióra.

Látható, hogy az adott időszakban az alkatrész-integrálás hatására az egy alkatrészfunkcióra jutó költség közel 1:1000 arányban csökkent, és ezt összevetve például az aktív elemterfogat csökkenésével hasonló arányú változás figyelhető meg. Hasonló kvalitatív változást mutat be a 14. ábra néhány passzív alkatrészfajtára.



13. ábra



14. ábra

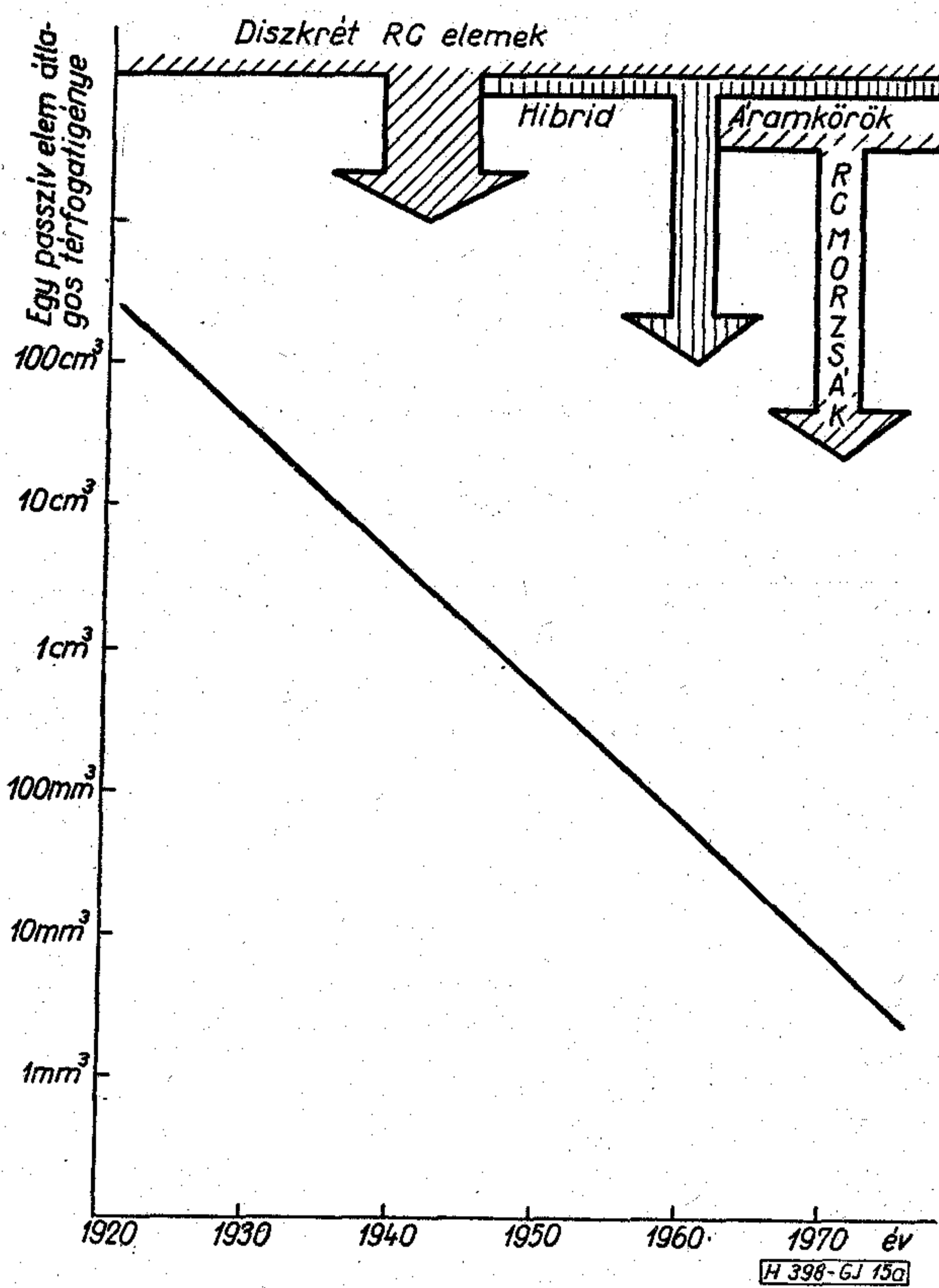
Az ábrából leolvasható, hogy a jelenlegi műszaki értékitélet szerint mely alkatrészek tartanak fejlődésük kezdetén, melyek azok amelyek napjainkban korszerűségük csúcsára értek (pl.: fémréteg-ellenállások, tantál kondenzátorok) és melyek azok az építőelemek, amelyek a következő időszakban egyre inkább veszítenek műszaki használati értékükből.

Végezetül a 15a ábrán a passzív alkatrészek miniatürizálási folyamatát mutatjuk be. Ennek kapcsán felhívjuk a figyelmet a 3. ábrán közölt folyamat analogiájára. Ez az analógia egészen odáig levezethető, hogy az aktív elemeknél megjelenő integrált áramkörökhez hasonlóan az utóbbi évtizedben megjelentek az integrált passzív R és C hálózatok és ezek kombinációi. A szigetelő alapú vastag és vékony réteg áramköri technika elsősorban mint technológiai lehetőség, magában hordozza egyrészt a további integrálás lehetőségét a passzív elemek területén (többretegű technikák), másrészt a passzív RC elemek fejlődésének egyenes folytatásaként tekinthető. Hangsúlyozni kell azonban, ahogyan az integrált áramkörök megjelenése nem jelenti és még sokáig nem fogja jelenteni a diszkrét félvezető elemek meg-

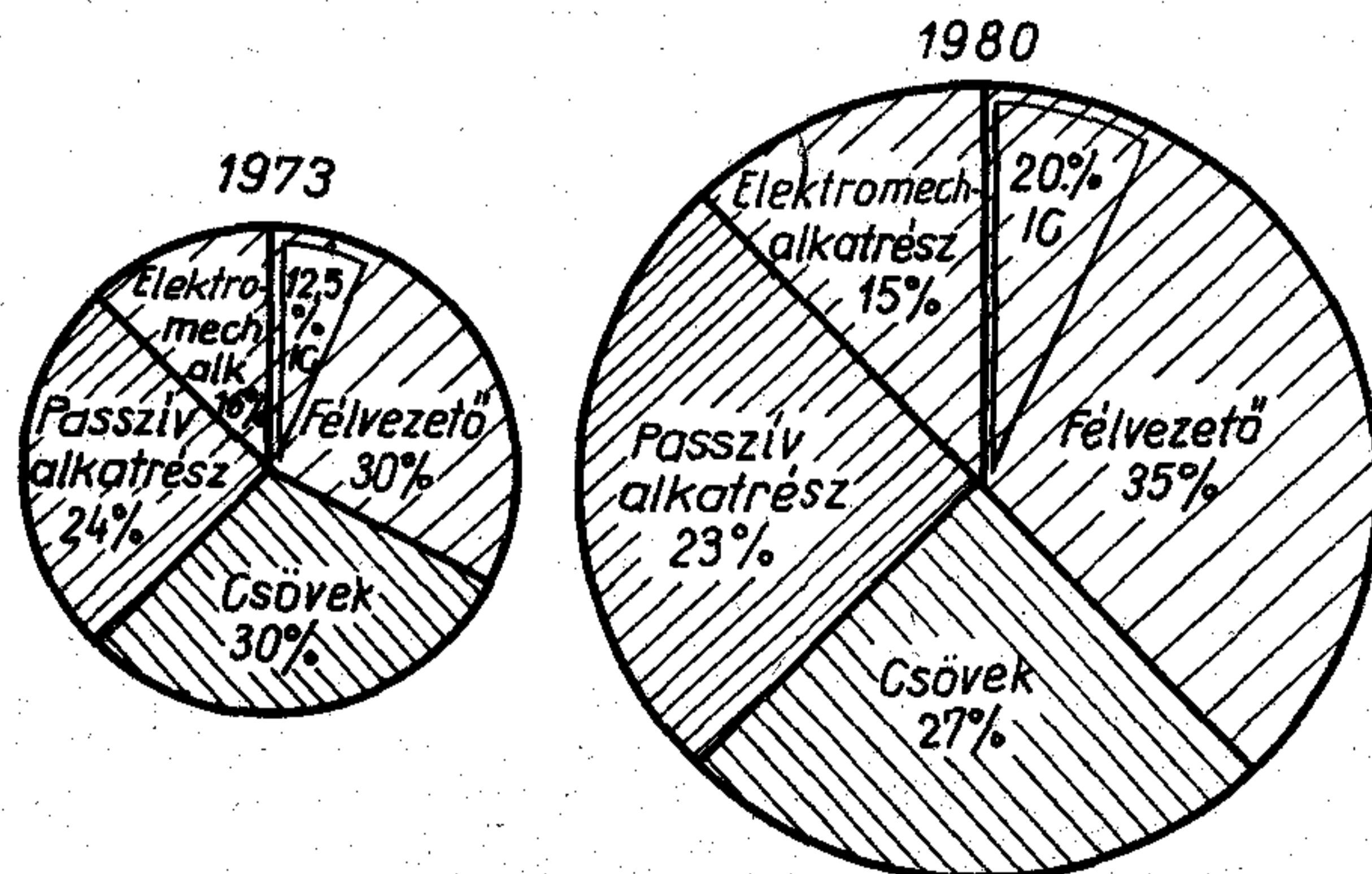
szűnését, a szigetelő alapú áramköri technika sem hozza maga után az RC elemek belátható időn belüli kihalását. Egy NSZK felmérés szerint a passzív RC elemek jelenlegi 24%-os alkalmazási aránya az összes felhasznált alkatrészekhez képest 1980-ra csupán 1%-nyit fog csökkenni, de ugyanezen időszakban a termelési volumen körülbelül 60%-kal növekszik (15b ábra).

Lényegében hasonló megállapításra jut egy másik, ugyancsak nyugati felmérés, amelynek eredménye a 16. ábrán látható.

Az ábrán jól megfigyelhető a félvezető terület térhódítása és az elektroncsövek alkalmazásának további leszűkülése. A passzív RC elemek és akatrészek alkalmazását a következő 5 évben ez a felmérés gyakorlatilag változatlanoknak ítéli meg.



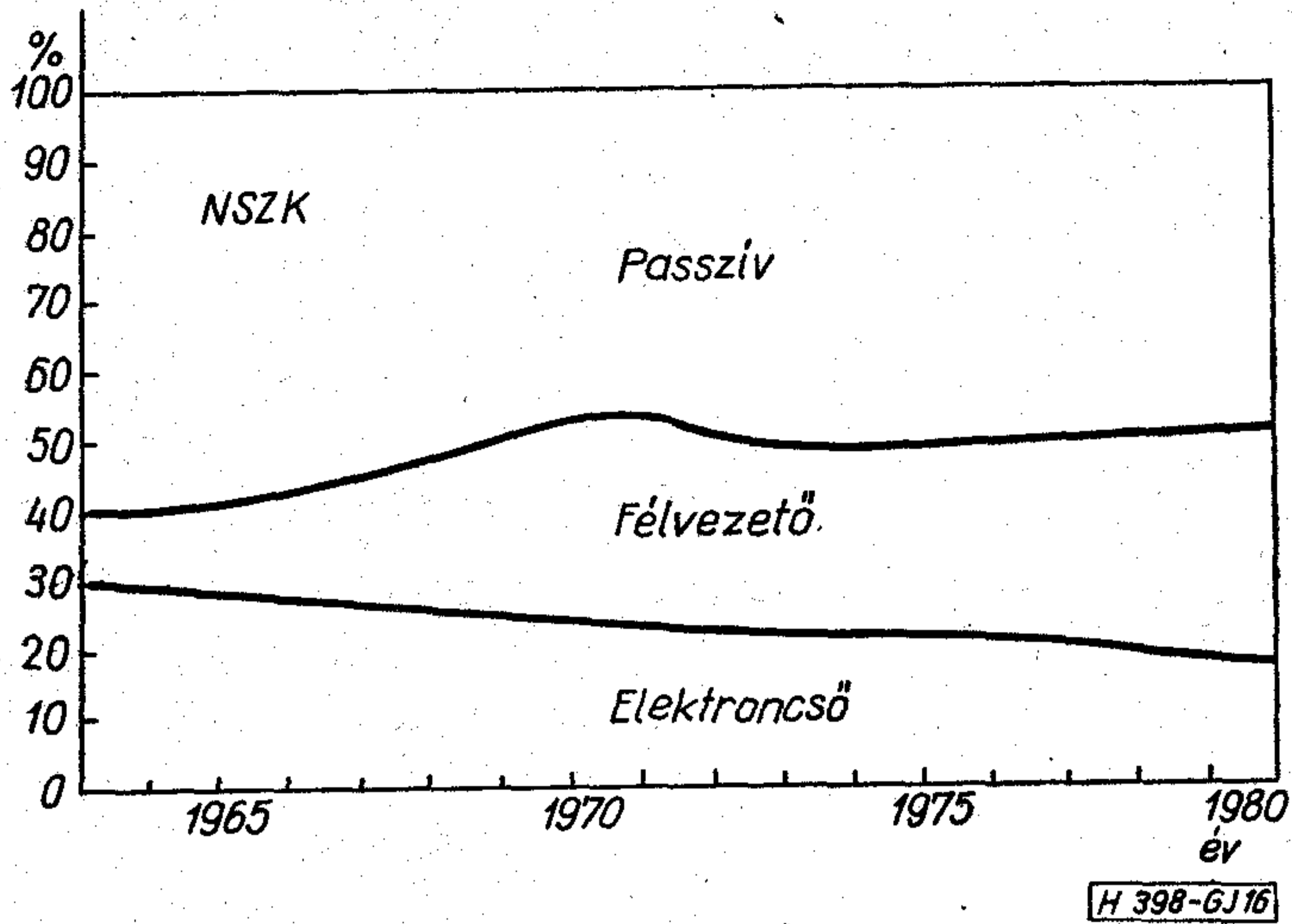
15a ábra



Az elektronikus alkatrészek választékának szerkezete

H 398-GJ 15b

15b ábra

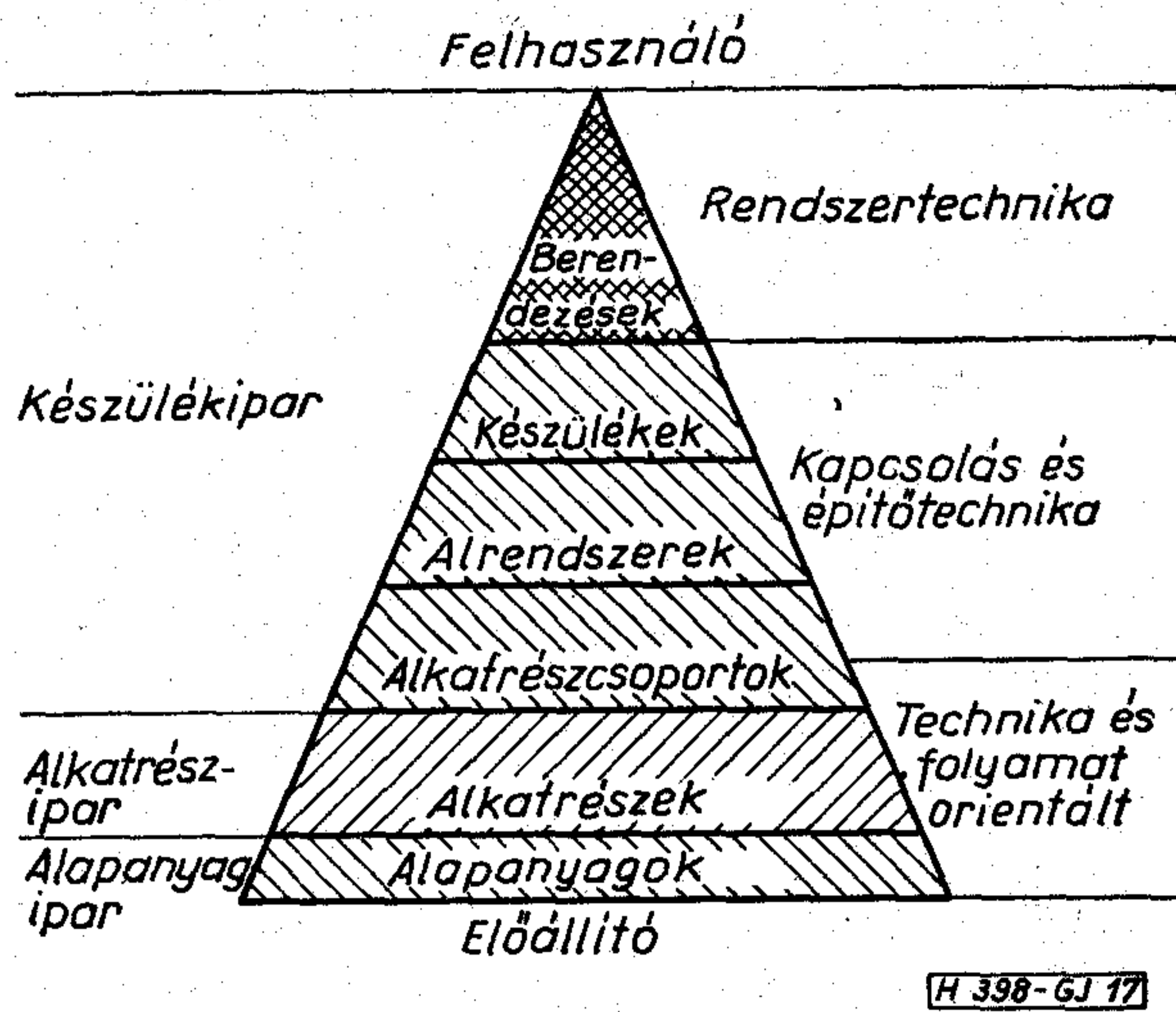


16. ábra

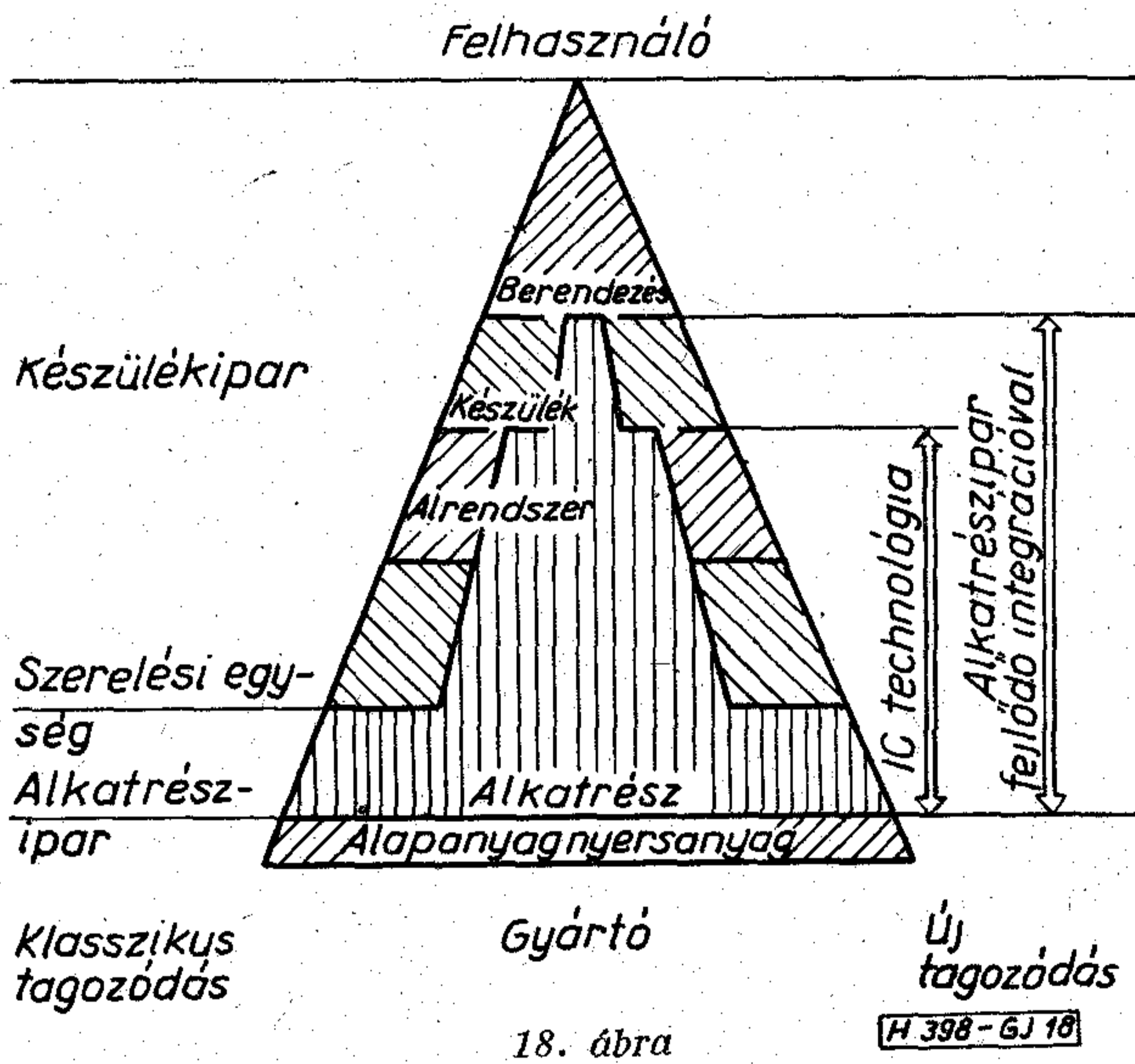
3. A magyar elektronikai ipar fejlődése

A magyar elektronikai ipar helyzetéről, a népgazdaságban elfoglalt helyéről és fontosságáról, fejlesztésének mértékéről és szükségességéről az utóbbi években igen sok vita folyt szakembereink körében és e vita hullámai átcsaptak a szakma szűkebb határain. A 4. ábrán bemutattuk a hazai elektronikai ipar fejlődését az utóbbi 25 évben, összehasonlítva a gépipar és az egész népgazdaság fejlődésével. Megállapítható, hogy a nagy hagyományokkal rendelkező híradástechnikai (elektronikai) iparág fejlődése 1,5–2-szeresen felülmúlta a népgazdaság fejlődési ütemét. Ennek ellenére ezen iparágban és elsősorban alkatrészgyártásának sürgős és gyökeres rekonstrukciója szükséges. A probléma gyökere a beruházásigényes technológizálás eddigi hiányában, illetőleg a nem megfelelő technológiai színvonalban keresendő. Ma már bizonyos területeken kérdésessé válik az is, hogy a lehetséges korszerű technológiák közül melyeket lenne érdemes megvásárolni és bevezetni, tekintettel a magyar elektronikai ipar igen széles gyártmányválasztékára és szokatlanul alacsony átlagos sorozatnagyságaira. Ha az előző fejezetben elmondottakra építve elfogadjuk az elektronikai ipar 17. ábra szerinti alapvető struktúráját, valamint ugyancsak az előző gondolatmenetek alapján reálisnak tételezzük fel azt a prognózist, hogy az alkatrészgyártási tevékenység, illetőleg az alkatrészgyártási technológiák behatolnak a készüléket és berendezést gyártó szférákba, úgy ahogy azt 1980-ra a 18. ábrán bemutatjuk, akkor teljesen világossá válik, hogy az elektronikai alkatrészgyártást a következő ötéves tervek ágazati fejlesztési koncepciói középpontjába kell helyezni.

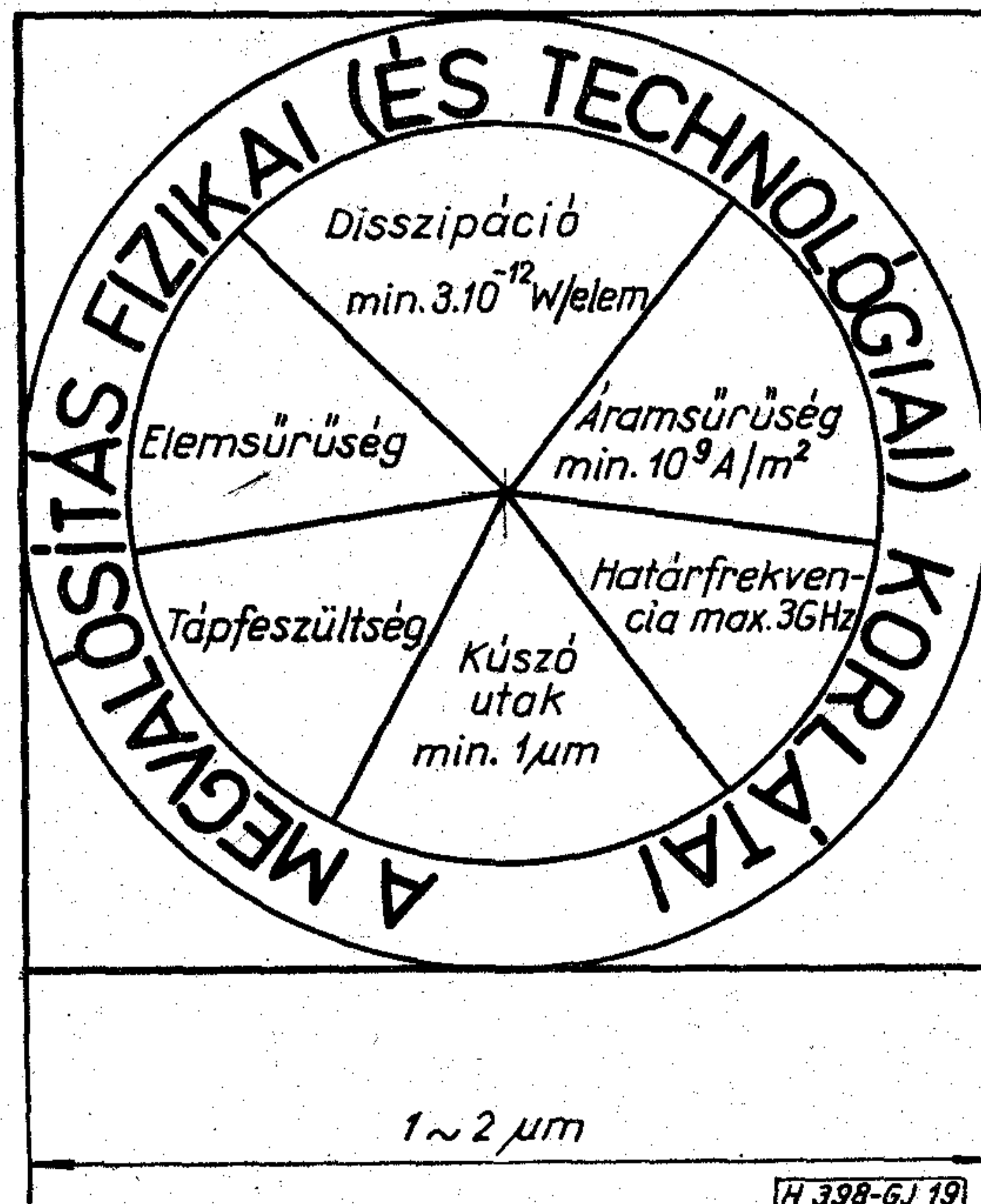
A technológiai problémák és az ezzel összefüggő – elsősorban műszaki – döntések előkészítési nehézségeinek illusztrálására bemutatjuk a 19. ábrát, ahol együtt szerepeltetjük a ma fizikailag elérhető legkisebb építőelem méretét és ugyanezen az ábrán bemutatjuk ugyanennek a félvezető elemnek legfontosabb fizikai, technológiai határparamétereit, amelyek ezt az elemméretet meghatározzák. Mindezek alapján nem tartjuk irreálisnak azt a prognózist, hogy MOS technikával az 1970-es évek végére nagy sorozatban előállíthatók lesznek olyan nagy integ-



17. ábra



18. ábra



19. ábra

ráltságú áramkörök és chippek, amelyekre a 100 ezer alkatrészfunkció/db elemsűrűség lesz a jellemző 50–100 mm² felületen. Ugyanezzel párhuzamosan a hibrid technika a jelenlegi, maximálisan 10–50 passzív elem/cm² alkatrész sűrűségről az 50–100 passzív elem/cm² elemsűrűségekre fog várhatóan felfejlődni. Ennek alapanyag és technológiai lehetőségei ma már adottak.

Az elmondottakat egybevetve a hibridtechnika és a nagy integráltságú félvezető áramkörök kombinációja olyan rendszertechnikai előnyöket és választékbeli flexibilitást biztosít, amely éppen a magyar elektronikai ipar kis és közepes sorozataihoz jelenthet optimális illeszkedést.

Mindezekkel párhuzamosan érdemes röviden azt is megvizsgálni, hogy a több mint 100 éves hazai híradástechnikai iparból kinőtt mai elektronikai iparunk struktúrája milyen és mely iparágak tevékenységébe folyik be közvetve vagy közvetlenül termékeivel és szolgáltatásaival.

Az 1. táblázatban szándékosan a szokásostól eltérő módon vázoltuk fel az 1970-es évek magyar elektronikai ipari tevékenységét, ezzel is hangsúlyozva azt a tényt, hogy manapság a népgazdaságnak gyakorlatilag minden ága többé vagy kevésbé elektronizálódott. Amikor tehát az elektronikai ipar fejlődéséről és fejlesztésének szükségességéről beszélünk, tisztában kell lenni ennek az iparnak, helyesebben jelenleg több iparágban folyó ipari tevékenységnek meghatározó szerepével. A táblázaton tehát a népgazdaság különböző alágazataiban folyó elektronikai ipari jellegű tevékenységet kíséreltük meg szemléltetni, hangsúlyozva, hogy ezek mellett ma már a mezőgazdaság, a mezőgazdasági kutatás, az élelmiszeripar, a kereskedelem és államigazgatás számos területe is igen nagy mértékben alkalmaz elektronikát, elektronikai rendszereket. Mindezekhez hozzá kell számítani a hazai tudományos kutatással összefüggő nem csekély elektronikai igényt, nem beszélve a felsőoktatásról. A táblázaton szándékosan nem törekedtünk teljességre, és a jó áttekinthetőség kedvéért csupán a megítélésünk szerinti legfontosabb tevékenységeket rendszereztük. Nem lehet kétség afelől, hogy az ol-

vasó a táblázatot áttekintve kapásból fel tud sorolni megítélése szerint fontos, de a táblázatban nem szereplő ipari vagy egyéb elektronikai igényt, tevékenységet, szolgáltatást stb. Szerző nem tűzte ki feladatául olyan iparpolitikai és iparszervezési kérdések taglalását, amelyek távol esnek a prognosztikától, mégis a fentiekben levezetett gondolatsor és a táblázat kapcsán felmerül a kérdés, hogy vajon nem időszerű-e felülvizsgálni a magyar elektronikai ipar népgazdaságon belüli szervezeti hovatartozását és azt, hogy a környező szocialista országokhoz hasonlóan nem lenne-e hasznos a népgazdaság számára egy homogén elektronikai ipari struktúra kialakítása, beleértve az ehhez igazodó főhatósági szervezetet is.

Visszatérve fejtegetéseink eredeti céljához, nevezetesen a hazai elektronikai ipar fejlődéséből levonható következtetésekre, az eddigiek alapján néhány tanulság a következők szerint fogalmazható meg:

— Az elektronikai ipar természeténél fogva az átlagosnál dinamikusabban fejlődő olyan tevékenység, ahol az alapvető tudományos eredmények az átlagosnál gyorsabban realizálódnak a gyártásban, és ezek az eredmények egyéb népgazdasági területek műszaki fejlődését is erősen befolyásolják.

— A magyar elektronikai ipar belső fejlődését vizsgálva a világ egyéb országaiban észlelhető fejlődéshez hasonló dinamizmus figyelhető meg, de ezzel párhuzamosan olyan fékező tényezők és lemaradások is mutatkoznak, amelyeknek meg nem szüntetése az 1970-es évek végére a hazai elektronikai ipar komoly válságát okozhatják.

— Fejtegetéseink során kimutattuk, hogy az elektronikai ipar további fejlődésének kulcskérdése az alkatrészipar rekonstrukciója, illetőleg felfejlesztése és ezzel párhuzamosan a szerelőiparban megfelelő korszerű szerelési technológiák meghonosítása.

— A magyar elektronikai iparnak a 4. ábrán szaggatott vonallal jelzett várható fejlődése és ezzel együtt a népgazdaság további ágazatainak megfelelő kiszolgálása elektronikai eszközökkel, csak az említett rekonstrukcióval, illetőleg fejlesztési programmal lehetséges.

1. táblázat

Elektronikai ipari alágazat

Híradásipar	Műszeripar	Számítástechnikai ipar	Szabályzástechnikai ipar	Gyógyászati ipar	Alkatrészipar
Közszüks. készülékek	Mérőkész.	Számítógép	Erősáramú vezérlés	Rövidhull.	Aktív
Átviteltechn.	Elektronikai mérőműszerek	Periféria	Szerszám-gép vezérlés	Röntgen	Passzív
Mikrohull. techn.	Spec. műszerek	Adatátvitel	Közúti közlekedés	EKG—EEG	Elektromech.
Telefónia	Vasúti bizt.	Software fejl. műszer vetülete stb.	Folyamat-szabályozás stb.	Intenzív terápiás	Mágneses
Hajózás	Vasúti jármű elektronika			Reanimációs Hallásjavító stb.	Mechanikus
Légiközlekedés stb.	Vegy- és kohászati műszerek stb.				Akusztikai stb.

A rekonstrukció, illetőleg a fejlesztési program hogyanjára e cikk keretein belül nem kívánunk javaslatot tenni. Prognosztikai fejtegetéseinkkel csupán rávilágítottunk szakmánk néhány problémájára, műszaki fejlődésére anélkül, hogy számos olyan alapanyag, korszerűség, megbízhatóság, szelektív iparpolitikai kérdést taglaltunk volna, amelyek külön tanulmány témáját képezhetik.

4. A tudományos-technikai forradalom az elektronikában, és hazai lehetőségeink

Egyes irodalmi források szerint a társadalom fejlődése az egyén igényeinek növekedésén is mérhető, ami számszerűleg úgy fejezhető ki, hogy az utóbbi háromszáz esztendőben ezek az igények meghússzorozódtak. A ma embere hússzor annyit fogyaszt a társadalom által termelt javakból, mint pl. a XVII. századi elődje. Igen valószínű, hogy ez a faktor egy nagyságrenddel nő, ha hozzászámítjuk az indirekt (szociális, kommunális stb.) társadalmi juttatások összegét beleértve olyan létesítmények használati értékét, mint közutak, közlekedés, hírközlés, műsorszórás stb.

A társadalom és az egyén növekvő mennyiségi és minőségi igényei ma már igen komoly anyagi befektetések árán fedezhetőek. Elsősorban nem csak beruházásokra kell itt gondolni, hanem olyan kutatások-fejlesztések finanszírozására, amelyek biztosítják a technika mennyiségi és minőségi továbbfejlesztését. Más szóval: korunkban a tudományos technikai forradalom időszakában, amikor a tudomány közvetlen termelőerővé válásának vagyunk tanúi, nemcsak a műszaki életben, hanem az élet egyéb területein is fel kell tenni a kérdést: hazánk elektronikai ipara hogyan tud lépést tartani ezzel a fejlődési ütemmel?

Nem szorul bizonyításra, hogy a világ legfejlettebb országaiban az elektronika az, ahol a tudományos technikai forradalom már hat. Ennek bizonyítására érdemes végiggondolni, hogy az utóbbi 70 évben az elektronika nagy találmányai (tudomány) mennyi idő alatt váltak közkinccsé (termelőerővé):

A találmány, ill. kutatás eredménye	A nagytömegű ipari alkalmazásig eltelt idő években
Elektroncső	25
URH és mikrohullámú elektroncsövek	10–15
Germánium tranzisztor	8–10
Szilícium tranzisztor	6–7
Félvezető integrált áramkör	6
Lézer	5
Fénykibocsátó (LED) félvezetők	3–4
Félvezető (MOS) LSI nagybonyolultságú integrált áramkörök	2–3

Látható, hogy közel háromnegyed évszázad alatt, a tudományos eredmények bevezetésének időtartama az elektronikában egy nagyságrenddel csökkent. Ugyanezen idő alatt a kutatásokra fordított összegek viszont több mint négy nagyságrenddel nőttek (gondoljunk az űrkutatásra és a fegyverkezésre), igaz, ezen ráfordítások eredményei nemcsak az elektronikában váltak közvetlen termelőerővé, hanem a nemzetgazdaságok egyéb területein is, mint például a számítástechnika, ügyvitelgépesítés stb. A fejlődés üteme nem csökken. Néhány évvel ezelőtt — és még napjainkban is — általános nézet volt, hogy pl. a lézerek hatásfoka jelenlegi ismereteink szerint 12% fölé nem emelhető, és 5–7%-os hatásfokot már jónak tekintettek. Ugyanez vonatkozott nagyjából a félvezető — világító (LED) diódákra. Az Elektronik-Industrie ez év áprilisi számában [20] arról olvashatunk, hogy a stuttgarti Max Planck Intézet munkatársai kidolgoztak egy Neodym-Pentafoszfát szilárdtest lézert, amelynek 30%-os a hatásfoka. A lézer 1,05 μm hullámhosszon (infravörös) dolgozik. A kristály anyag 400 °C-ig hőálló és néhány megawatt cm^2 -kenti (!) stabil sugárterhelést is elvisel. Ilyen hatásfokú eszköz — eltekintve a katonai alkalmazástól — igen nagy jelentőségű lehet a hírközlésben és az anyagmegmunkálási technológiák továbbfejlesztésében és esetleg a magfúziós kutatásokat is előreviheti.

Mindaz amit eddig elmondottunk, két gondolatot vet fel:

— A bemutatott fenti példán és táblázaton — amelyhez már hasonlóak még idézhetőek lennének — valóban demonstrálható a tudományos technikai forradalom az elektronikában, és ebből következik:

— hazánk mint közepesen fejlett ország, adott anyagi, technikai bázisával hogyan tud lépést tartani a fejlődéssel, vagy felzárkózni ehhez (tudomásul véve, hogy a tudományos-technikai forradalmat nem mi csináljuk, de az, onnan, ahol már van, ránk is hat)?

Hazánk jelenlegi lehetőségei mellett viszonylag szerény összeget tud biztosítani az elektronika fejlesztésére. Tekintve, hogy ezen összeg lényeges emelésének sem szellemi kapacitás, sem finanszírozás szempontjából egyelőre nincs realitása, mégis szükséges annak vizsgálata, hogyan, milyen szelektív fejlesztéssel lehetne az elektronikai ipar egyes területeit fajlagosan elegendő mértékben — finanszírozni.

Magyarország nyersanyagban szegény és éppen ezért a nagy fajlagos szellemi értéket realizáló, viszonylag kevés anyagot felhasználó elektronika és alkatrész-bázisának fejlesztése lenne célszerű. Ezt indokolja az a nagyon fontos körülmény is, hogy — mint már utaltunk rá — az elektronika lemaradása számos népgazdasági ágazat elmaradását is befolyásolja, illetve fejlődését meggátolja. A környező szocialista országok már felismerték: a népgazdaságuk minden ága elektronizálódik és jelentős állami programokkal biztosították a megfelelő dinamikus fejlődést. Ennek eredménye az, hogy hozzánk képest lényegesen kisebb elektronikai (híradástechnikai) múlttal rendelkező baráti országok már megelőztek bennünket a fejlődésben.

5. Összefoglalás

A cikk szerzője megkísérelt hangot adni mindazon aggodalmaknak és elképzeléseknek, amelyek számos egyesületi fórumon, rendezvényen felmerültek. Maga a téma számos szenvedélyes vitát váltott már ki és várhatóan fog is kiváltani, és éppen ezért választottuk a téma tárgyalásául a prognosztika útját, amely higgadt vizsgálódást tesz lehetővé. Nem látzott célszerűnek belebonyolódni prognosztikai fejtegetéseink kapcsán az alkatrészellátás utóbbi néhány éves alakulásába és abba a kérdéskomplexumba, amely úgy fogalmazható meg, mi fog történni akkor, ha az alkatrészellátási olló még jobban kinyílik a következő években. Mindez már kereskedelmi, kereskedelempolitikai, devizális és importpolitikai kérdéseket is érint, amelyeket természetesen nem lehet elvonatkoztatni az ipar fejlődésétől, de messze meghaladják e cikk kereteit.

IRODALOM

- [1] Electronics 1968. 1. sz. pp. 105—136 Market.
- [2] Electronics 1970. 1. sz. pp. 101—136 Market.
- [3] Electronics 1971. 1. sz. pp. 35—66 Market.
- [4] Electronics 1973. 1. sz. pp. 69—96 Market.
- [5] Electronics 1974. 1. sz. pp. 94—120 Market.
- [6] Electronic Components 1974. 16. pp. 34—39; pp. 63.
- [7] Dr. A. Prommer (Siemens): Kooperáció vagy konfrontáció „Elektronica 74” München.
- [8] Radio Mentor Electronic 38—41 évfolyamai „Statistik des Monats”.
- [9] Az alkatrészpiac ma és holnap. Radio Mentor Electronic 40 évf. 5. sz. p. 182.
- [10] Vaszenkov: A 70-es évek mikroelektronikája. Híradástechnika 1974. 10.
- [11] Wallmark: Az IC-k fizikai korlátai. Electronic Engineering 1975. február. p. 52.
- [12] Bolgár Miklós: Az elektronikai ipar fejlődési tendenciái. HIKI közl. 13. évf. 1. sz.
- [13] Dr. Ersefi: Hatékony műszaki fejlesztést. Vállalatvezetés. Vállalatszervezés 1973. 4. 210—221.
- [14] Dr. Pál Lénárd: KFKI: Fizika és társadalom; Fizikai Szemle XXV. évf. 4. pp. 121.
- [15] Electronics 1975. január. US Markets pp. 82—90.
- [16] Radio Mentor Electronic: Bauelemente markt Heute und Morgen 1974. 5. pp. 182.
- [17] Howard: The fast-growing hybrid technology ... Electronic Packing u. Production. 1974. október pp. 33—40.
- [18] T. Wallmark: Fundamental physical limitations in integrated circuits; Electronic Engineering 1975. február. pp. 52—55.
- [19] Dr. W. Müller, Siemens: Grossintegration elektronischer Bauelemente ... Siemens Zeitschrift 48. évf. 12., pp. 878—891.
- [20] Elektronik Industrie: Spar Laser mit 30% Wirkungsgrad, pp. 80—81.
- [21] Radio Elektronik Schau: Leitendes organisches Material, 1975. 4. pp. 236.
- [22] Electronics, Thick-film large-scale hybrid ... 1975. május, pp. 35.
- [23] Göblös—Wollitzer: Szigetelő alapú hibrid integrált áramkörök, Automatizálás, 1975. 3. pp. 32—40.
- [24] Hass: Proc. 24th. Electronic Component Conference Washington (1974). pp. 172.
- [25] E. Koch: Wünsche an die Gerätehersteller; Funk Technik, 1974. 17. pp. 595.
- [26] Dr. Lukács József: Létrehozott társadalmi érték és kutatás, Iparpolitikai tájékoztató 9175/3. pp. 9—10.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Frekvencia-szintézis, motorszabályozás, feszültség-frekvencia-átalakítás céljára és egyéb alkalmazásokra ajánlja a Motorola MC 14046 típusjelű eszközt. Ez a fázisra zárt hurok-kapcsoló-áramkör (Phase-Locked-Loop-Schaltkreis) összehasonlítja a bejövő jel frekvenciáját és fázisát az integrált, feszültségvezérlő oszcillátor (VCO) kimenőjével. Ha a jel frekvenciájában, ill. fázisában eltérés mutatkozik, a VCO egy hibajel segítségével utánszabályozásra kerül. A munkatartomány 1,4 MHz-es oszcillátor-frekvenciáig terjed. A tápfeszültséget Zener-dióda stabilizálja. Szokásos alkalmazásuk esetén a teljesítményfelvétel μ W nagyságrendű.

(Tungstam MGT—Funk Technik, 1975. 17. sz. [153])

*

Japánban évek óta sok szó esik a társadalom információs igényeiről. Az információk mennyisége robbanásszerűen nő, feldolgozásuk automatizált. Sokan vélekednek úgy, hogy az

információ értéke magasabbrendű, mint az anyagi érték. Általánosan elterjedt az a nézet, hogy a jövő társadalmát a növekvő információ áradat szinte előnti, s ez csak a számítógépek térhódításával válik kivédhetővé. Bebizonyosodott azonban, hogy a számítógépek terjedése gyakorlatilag nem csökkentette az irodai adminisztrációban dolgozók létszámát. Lelassult a gépített információs tevékenység növekedési üteme is. A Japán Posta az elmúlt időszak folyamatait vizsgálva tanulmányozta az információs eszközök jövőjét. Azt a véleményt alakították ki, hogy az információs eszközöket elektronikus alapokra kell helyezni, különben az információk feldolgozása annyira lelassul, hogy az a társadalom termelékenységének csökkenésére, így társadalmi pangásra vezet.

A hírközlő hálózatok közül általános kommunikációs vonatkozásban a televíziót, a személyes kapcsolatokban pedig a telefont tartják a legfontosabbaknak.

(Tungstam MGT—Telecommunication Journal, 1975. 6. sz. [155])

Jelentkezési felhívás

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kara felvett hirdet az 1977. februárjában induló alábbi szakmérnöki szakokra:

- Irányítástechnika szak;
- Digitális elektronika szak;
- Rádió-híradástechnika szak;
- Villamosmérnök-matematikai szak;
- Számítógépes elektronikai tervezés és gyártás szak;
- Villamosmérnök-szervező szak.

A szakmérnök-képzésre felvételüket kérhetik mindazok, akik műszaki egyetemi vagy természettudományi karon szerzett, és a továbbképzés szakjellegének megfelelő oklevéllel rendel-

keznek, mérnöki munkakört látnak el és az oklevél megszerzésétől számított 2 éves mérnöki gyakorlattal rendelkeznek.

A tanulmányi idő 2 év.

A felvételi kérelmeket a munkáltatónál kell benyújtani olyan időpontig, hogy a munkáltató azt javaslatával ellátva folyó év szeptember 15-ig megküldhesse az Egyetem Villamosmérnöki Kar Dékáni Hivatalának.

A jelentkezéshez szükséges nyomtatvány a Dékáni Hivatalban, valamint az egyetem főportáján (Bp. XI., Műegyetem rakpart 3.) szerezhető be.

A kérelemhez csatolni kell az oklevelet, vagy annak közjegyzőileg hitelesített másolatát, erkölcsi bizonyítványt és önéletrajzot.

Kvadrofon keverőasztalok rendszer technikai kérdései

ETO 534.42:534.861.621.396.712.3:681.84.087.7

A kvadrofónia megjelenése ez ideig még nem okozott a stúdiótechnikai berendezések területén olyan robbanásszerű változásokat, mint annak idején a sztereó-technika. Ennek legfőbb oka, hogy míg a sztereózás kezdetekor a monó stúdióberendezések használhatatlanok voltak a sztereó felvételek céljaira, addig a kvadrofonkísérletek beindulásakor a sztereó stúdiók — kényelmetlenségek árán — de lényegében megfelelték a kvadrofon felvétel-készítés kezdeti igényeinek. Főképpen a soksávós felvételtechnika tette a sztereó rendszereket olyan bonyolulttá, sokoldalúvá, hogy ehhez képest a kvadrofónia kezdetben még nem kívánt lényegesen többet.

Később, a kvadrofonfelvétel-készítés mélyebb területeinek érintésével már egyre világosabbá vált: a kvadrofon technika éppúgy megkíván néhány rendszer technikai különlegességet, mint korábban a sztereó. Így most, a kísérletek ötödik esztendejében, összegezve a tapasztalatokat, kielégítő biztonsággal határozható meg a kvadrofon felvételeket készítő stúdiók rendszere, s itt elsősorban a keverőasztalok rendszerére gondolunk, hiszen egy stúdió rendszerét alapvetően a keverőasztal határozza meg.

Az alábbiakban tehát áttekintjük a kvadrofonfelvétel-készítésre is alkalmas keverőasztalok rendszer technikai követelményeit a csatornaszám, a gyűjtő-sínrendszer, az iránykeverés, valamint az effekt- és ellenőrzőrendszer szempontjából.

Kvadrofon keverőasztalon a továbbiakban egy olyan „nagy” keverőasztal értendő, amely kielégíti a zenei, a prózai és a montázsstúdiók követelményeit (kvadrofon, sztereó és monó üzemben egyaránt), hiszen a felsorolt műfajok rendszer technikai igényei között oly csekély a különbség, hogy az eltérő keverőasztalok kialakításának nincsen különösebb értelme. Eltérések csupán a csatornaszámban lehetnek, ez azonban a keverőasztalok rendszerét alapjaiban nem érinti.

Csatornaszám

A kvadrofon hangfelvételek csatornaszám-igénye általában megegyezik a sztereó felvételekével. Zenei felvételek esetében a kvadrofon technika legfeljebb a két termikrofon által jelenthetne többletet, de e két mikrofon alkalmazása a sztereó felvételeknél éppúgy megkívánt és indokolt. A hangjátékok esetében sem jelentkezik csatornaszámtöbblet, s ha jelentkezik is, akkor sem lépjük túl a zenei felvételek csatornaigényét. A szükséges csatornaszám tehát kb. 24, s ez a szám nem ismeretlen a stúdiótechnikában: több „nagy” típus-keverőasztal 24 csatornás. E 24 csatornával még a hangjátékok ún. összejátszása is min-

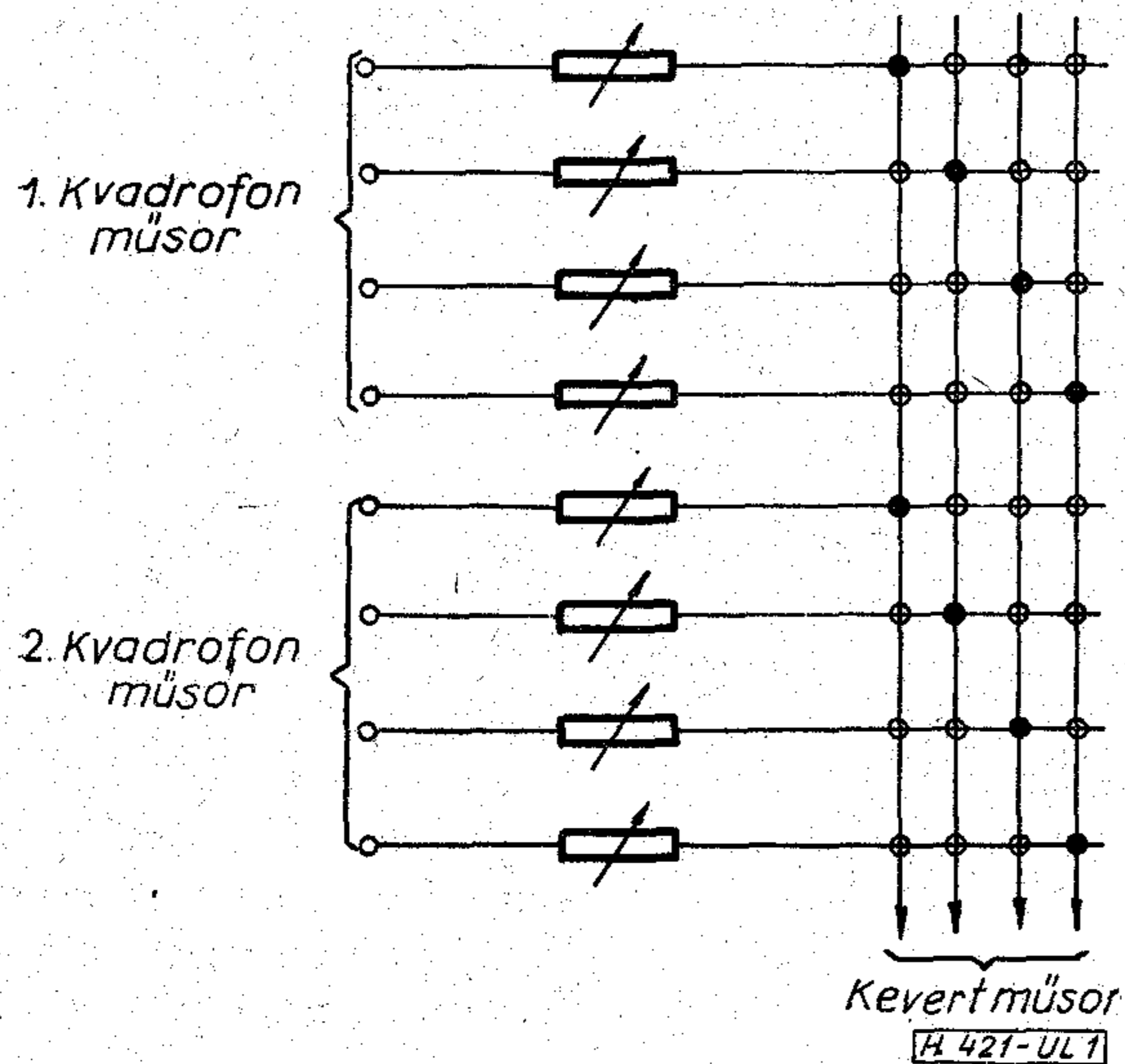
den további nélkül lehetséges, mivel a három kvadrofon lejátszó magnetofon (szöveg-zaj-zene) 12 csatornát köt le, egy esetleges mesterséges zengetés további négyet, s még így is rendelkezésünkre áll 8 további csatorna a pontszerű vagy sztereó műsor-összetevők bekeverésére.

További kérdés, hogy e csatornák független monó csatornaként legyenek-e kialakítva, vagy a sztereó keverőasztalok kettős (tandem) sztereó csatornáinak mintájára tandem kvadrofon csatornanégyeseket is építsünk?

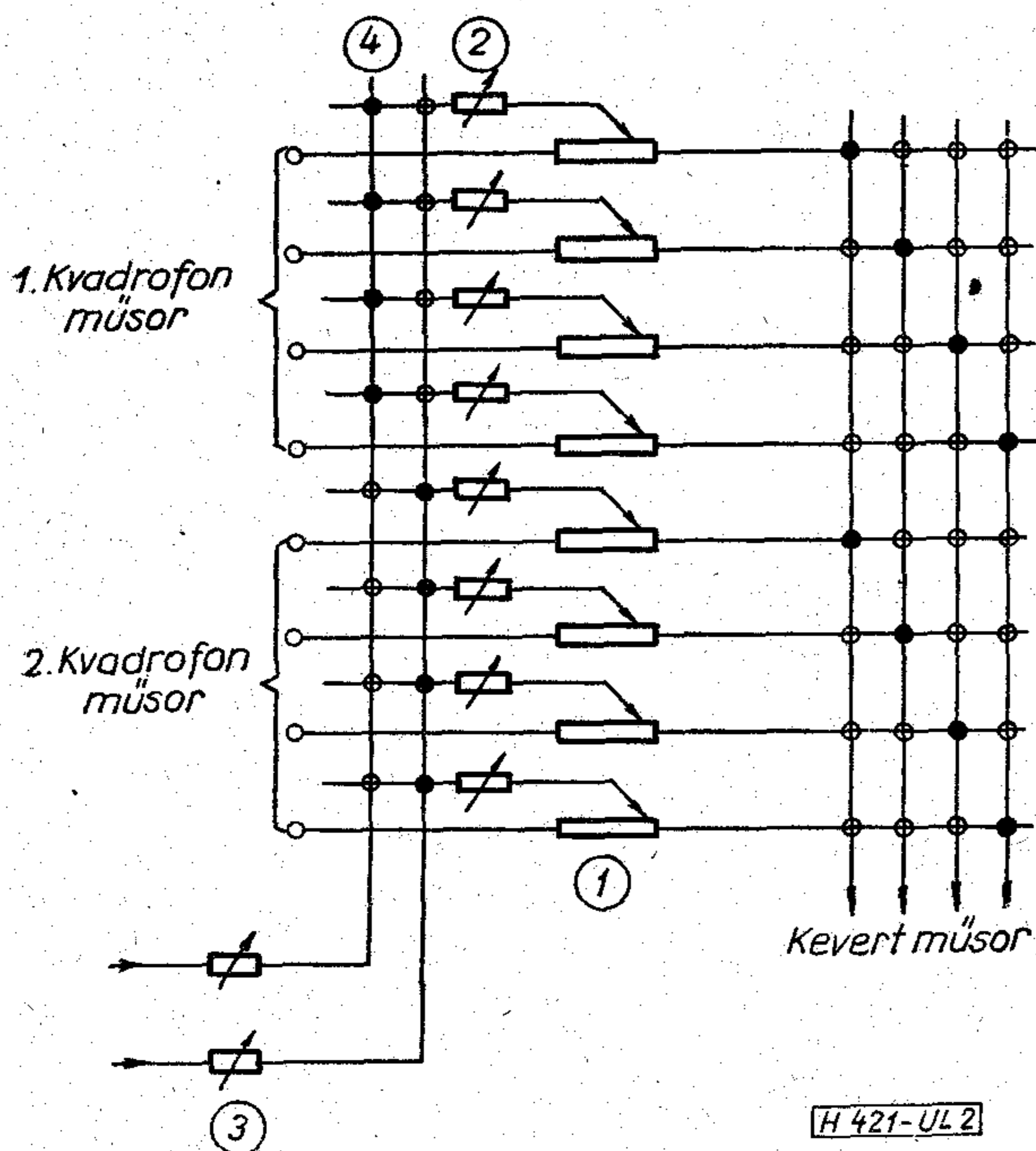
A sztereó keverőasztalok általában 2-3 sztereó csatornát tartalmaznak, elsősorban a sztereó mikrofonok fogadására, s e sztereó csatornák tartalmazzák az iránykeverő egységeket is. A hangfelvételi gyakorlat azonban sokkal szívesebben alkalmazna az egyszerű panorámaszabályzókkal ellátott monó csatornákat, elsősorban azért, mert a két szomszédos szabályzóra kapcsolt sztereó jel belső aránya igen finoman módosítható a két szabályzó relatív mozgásával. Ha pontos együttfutás szükséges, akkor a szabályzó párok mechanikusan úgyis összefoghatók.

A kvadrofon keverőasztalok esetében is egyértelműen megállapítható, hogy tandem kvadrofon csatornanégyesekre nincs szükség, s elegendő ha a csatornanégyeseket monó csatornák összefogásával kezeljük. De hogyan történjék a négy csatorna összefogása? Négy szabályzó mechanikus összefogása oly módon, hogy az együttfutás megközelítőleg pontos legyen, meglehetősen nehezen valósítható meg. Ha felvétel közben bármely csatorna relatív szintjét változtatnunk kell, akkor az összefogást is oldanunk kell, lehetőleg a szabályzók nemkívánt kimozdítása nélkül. A kérdés tehát nem olyan egyszerű, mint a sztereó keverőasztalok esetén, ahol legfeljebb csatornapárok fordulnak elő. Többek között ezen a ponton lép be a keverőasztalok területére a vezérelt elem, amely lehetővé teszi a csatornák indirekt szabályozását s ezzel tetszőleges számú csatorna szinkron keverését. Az *indirekt szabályzásnál* a keverővel nem közvetlenül szabályozzuk a csatorna erősítését, hanem olyan vezérlő jelet hozunk létre, amely a hangfrekvenciás lánc megfelelő pontján (azaz a csatornaszabályzó helyén) beiktatott vezérelt elem állítja be a kívánt jelszintet. Első pillanatban ez egy hagyományos keverőasztal-elem egyszerű helyettesítésének tűnik, de hogy ennél sokkal többről van szó, az éppen a fenti kérdés kapcsán válik világossá.

Példaképpen nézzük meg, hogy két kvadrofon műsor (pl. egy zene és egy zaj) összekeverése hogyan történik a hagyományos és az indirekt rendszerben. A hagyományos keverőasztalokon ez kétszer négy csatornaszabályzó mozgásával jár, négyes csoportokban (1. ábra). Komoly kezeléstechnikai gyakorlatot igénylő feladatról van szó, hiszen négy-négy szabályzót kell pontos szinkronban mozgatni.



1. ábra. Két kvadrofon műsor összekeverése hagyományos felépítésű keverőasztalokon



2. ábra. Két kvadrofon műsor összekeverése indirekt vezérlésű keverőasztalokon. 1: vezérelt elemek a csatornáknál, 2: szabályzók (keverők), 3: vezérlési csoportszabályzók, 4: vezérlési szétosztósínek

Indirekt rendszerben, ha a négy-négy szabályzót egy-egy külön, ún. vezérlési csoportszabályzóról működtetjük, akkor a nyolc szabályzó helyett e két csoportszabályzóval bármilyen keverési kombináció könnyen beállítható (2. ábra). Sokkal könnyebben, mint a hagyományos rendszerű keverőasztalok esetén, hiszen két szabályzó könnyebben kezelhető, mint nyolc. S ha a felvétel közben valamely kvadró műsorjel belső arányán szükséges változtatnunk, akkor a csatornák egyedi vezérlésével ez is megvalósítható, bármilyen mechanikus vagy elektromos kapcsolat felbontása nélkül. A vezérlési csoportszabályzók nyomógombos szétosztósínen keresztül kapcsolódnak a csatornánkénti szabályzókra, így valamely

csoportszabályzóról tetszőleges számú csatorna vezérelhető. Ennek gyakorlati értelme akkor mutatkozik meg, amikor négynél több, legalább öt-hat mikrofonból álló kvadrofon mikrofonrendszereket kell egymás között úsztatnunk. E mikrofonrendszerek erősítésvizonyai általában különbözőek, az azonos rendszerhez tartozó keverőállások ezért eltérőek, mechanikus összefogásuk tehát szóba sem jöhet. Az indirekt szabályzás további előnye tehát, hogy eltérő állású, eltérő erősítésű csatornák pontos szinkronban történő vezérlése, keverése is lehetséges. Nem véletlen, hogy jelenleg már csak az indirekt szabályzású keverőasztalokat tekintjük korszerűnek, hiszen az egyben minden fajta stúdióautomatizálásnak is feltétele.

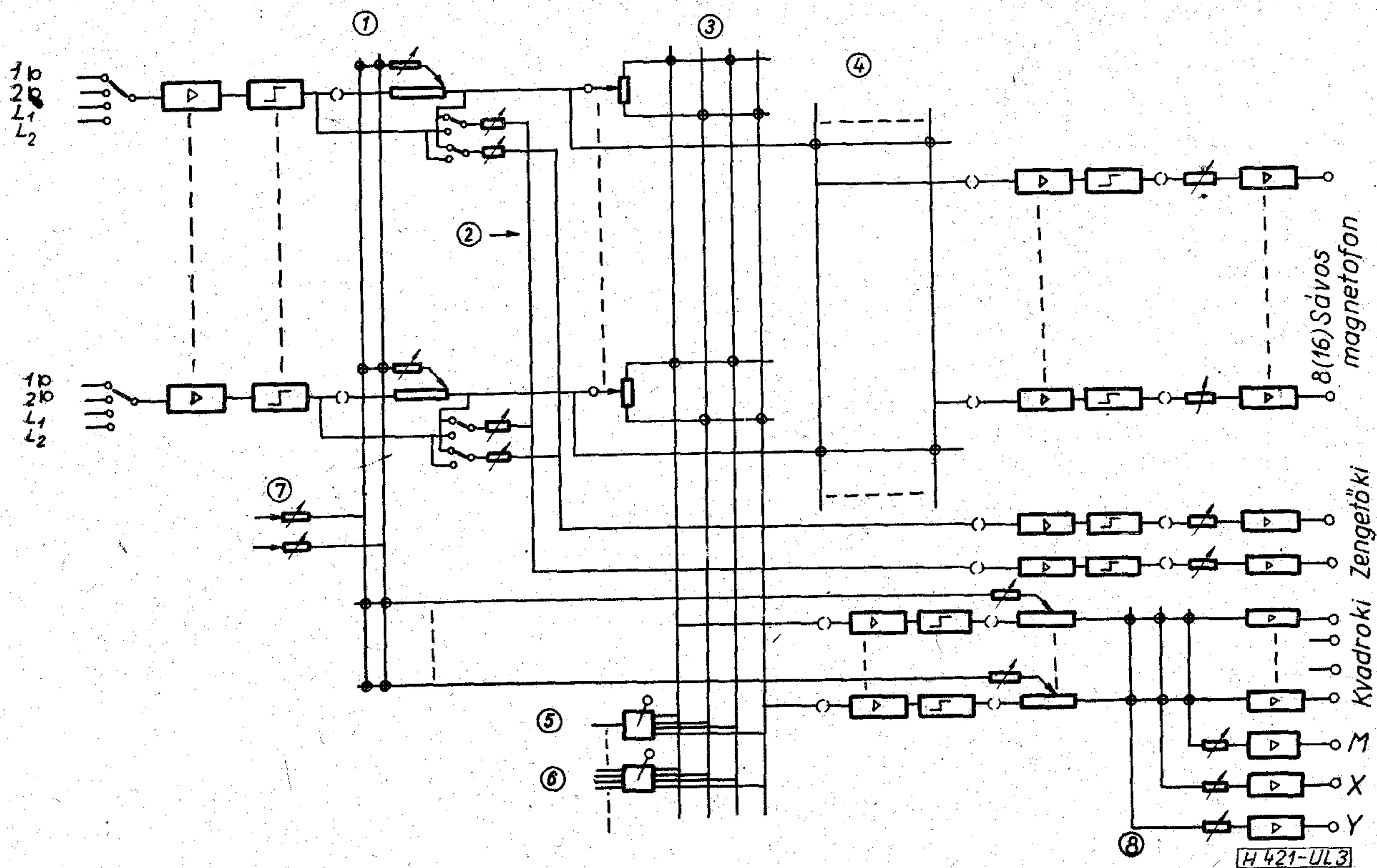
Gyűjtősínrendszer

A gyűjtősínrendszer kialakításánál legfőbb követelmény egy önálló kvadrofon gyűjtősín-négyes, amelynek tehát egyetlen tagja sem tartozik a 8 vagy 16 sávú magnetofon tápláló mellékkimenetekhez, effektus-kimenetekhez. Csak így lehetséges a kvadrofon felvételekkel párhuzamos 8 vagy 16 sávú rögzítés a műsor további feldolgozása érdekében, valamint az effektusok szabad alkalmazása.

További követelmény, hogy a kvadrofon kimenetekből sztereó és monó jel legyen képezhető szintkorrekcióval, amely a helyesen kivezért kvadrofon jelek esetén lehetővé teszi a sztereó és monó kimenetek ugyancsak helyes kivezértését. Ugyanis a kvadrofon jelnégyes kivezértése és az abból képzett sztereó (és főképpen monó) kompatibilis jelek kivezértése a mindenkori korrelációtól függően egymástól eltérhet. Ezért például egy hangverseny-közvetítés esetén, ha arról kvadrofon felvétel készül, s ezzel párhuzamosan sztereó vagy monó adásunk is van, lényeges, hogy mind a felvétel, mind pedig az adás kivezértése helyes legyen. A gyűjtősínrendszer fentiek szerinti kialakítása a sztereó felvételek esetében két sztereó csoport, monó felvételek esetén egyben négy monó csoport képzését jelenti. A 3. ábra egy olyan keverőasztal gyűjtősín- és csatornarendszerét mutatja be, amely a fenti elv alapján készült (BEAG). Az ábrán a lényegesebb erősítők, valamint az iránykeverő egységek is láthatók.

Kvadrofon iránykeverők

A sztereó technikához hasonlóan a kvadrofon technikában is előfordul monó jelek bármely irányba történő keverése, ami itt is panorámaszabályzókkal történik. A különbség csupán annyi, hogy a kvadrofon panorámaszabályzó a négy kvadrofon gyűjtősínt táplálja, azaz négy gyűjtősínen osztja szét a bemeneti monó jelet. A szétosztás módja olyan, hogy nem csupán két-két csatornán, hanem egyidejűleg mind a négy csatornán hatékony, s ezzel fiktív irányok sokasága képezhető, például a hallgató fölötti irány. Ez a megoldás már évek óta ismeretes, és jelenleg is szinte egyetlen különlegessége a különböző gyártmányú, kvadrofonnak nevezett keverőasztaloknak. Pedig a hangfelvétel-készítés ezenkívül még két iránybefolyásolási módot ismer, amelyek ugyancsak lényegesek, s amelyek megteremtése nélkül egy keverőasztal nem látható el a kvadrofon jelzővel. Ezek egyike a



3. ábra. Kvadrofon felvételekre is alkalmas hangkeverőasztal gyűjtősínrendszere. 1: vezérlési szétosztósínek, 2: a mesterséges zenetelés sinjei, 3: kvadrofon gyűjtősín-négyes, 4: gyűjtősínek a 8 (16) sávok magnetofon bemeneteinek egyidejű táplálására, 5: kvadrofon panorámaszabályzók, 6: kvadrofon térszögbeállító, bázisszabályzó, 7: vezérlési csoportszabályzók, 8: gyűjtősínek a sztereo és mono kompatibilis kimenetek kép zésére (BEAG)

kvadrofon térszögbeállítás, azaz a teljes kvadrofon tér elforgatásának lehetősége. Megvalósítását tekintve ez egy négyes panorámaszabályzó, melynek emeletei 90 fokkal eltérnek egymástól. Ennek tehát már négy bemenete és négy kimenete van.

A kvadrofon bázisszabályzó a teret tetszőleges mértékben beszűkíti, szélső állásában teljesen monó jellé zsugorítja, s a beszűkített jelet a hangtér tetszőleges pontjába helyezi. Működését tekintve változó mértékű áthallást hoz létre a csatornák között, s az ennek nyomán előálló jelkeveréket panorámaszabályozza, tolja el a kívánt irányban. Lényeges tehát, hogy a beszűkített tér valamely irányba való eltolása ne a többi irány jeleinek kioltását, hanem azoknak is e kiválasztott irányba keverését jelentse.

A sztereo iránykeverők minden további nélkül helyettesíthetők panorámaszabályzókkal, hiszen a bázison túli beállítás kivételével két panorámaszabályzóval bármely bázis- vagy irányhelyzet reprodukálható. Négy kvadrofon iránykeverővel ugyancsak előállítható bármely térhelyzet, de dinamikus esetben már nehézséget jelent a négy szabályzó szinkron vagy más előírt kapcsolattal mozgatása. Az említett két iránykeverő egység jelentősége tehát az egyetlen kezelőszervben van. Ez a kezelőszerv pedig az ún. botkormány, amelynek mindenkor helyzete szemléletesen jelzi az irányt- vagy térhelyzetet, s rendkívül könnyen kezelhető.

A sztereo felvételeknél alkalmazott részleges ellenfázis a térérzet növelését, a hangszórók síkjából történő kiemelést szolgálta. Ez ideig még nem történtek

szubjektív vizsgálatok arra vonatkozóan, hogy a kvadrofon csatornák között alkalmazott ellenfázis milyen hatást eredményez, s egyáltalán előnyös-e, vagy csupán az iránylokalizációt rontja. Ezért a kvadrofon iránykeverőknél az ellenfázis egyelőre nem értelmezhető.

A keverőasztalba beépítendő iránykeverők száma

A térszögbeállítóból és bázisszabályzókból keverőasztalonként két-két egység elegendő, panorámaszabályzókból pedig optimális esetben annyi szükséges, ahány bemeneti csatornánk van. Figyelembe véve azonban hogy a kvadrofon panorámaszabályzó nem csupán egy egyszerű potenciométer, hanem finommechanikai és elektromos szempontból egyaránt költséges egység, valamint hogy kezelése helyigényes, csatornánkénti beépítése nem minden esetben valósítható meg. Főképpen akkor nem, ha a csatornamodulok szélességi méreteit a korábbi 40-50 mm-ről 25-30 mm-re csökkentjük. Márpedig a csökkentés indokolt, hiszen a sokcsatornás keverőasztalok csak ez esetben kezelhetők. A keskeny modulokat tehát mindenképpen előnyben kell részesítenünk, még akkor is, ha tudomásul kell venni, hogy 25-30 mm modulszélességben szinte lehetetlen a kvadrofon panorámaszabályzók elhelyezése és kezelése. Így a kvadrofon panorámaszabályzók — és általában az iránykeverők — elhelyezése a csatornamoduloktól függetlenül is lehetséges, de ebben az esetben már célszerű, ha hangfrekvenciás szempontból is függetlenek a csatornáktól.

Bemenetükre tehát bármely csatornamodul kimenete rákapcsolható, kimenetük pedig a négy kvadrofon gyűjtősínt táplálja. Ezzel a kb. 24 egyenrangú monó csatornából az iránykeverhető csatornanevések is tetszőleges kombinációjában építhetők fel a mindenkori kezeléstechnikai igényeknek megfelelően.

Ha az iránykeverő egységek mechanikai és hangfrekvenciás szempontból egyaránt függetlenek a csatornamoduloktól, továbbá ha panorámaszabályzási célokra az említett térszögbeállítók és bázisszabályzók is alkalmasak, akkor — visszatérve korábbi kérdéseinkre — a kvadrofon panorámaszabályzók száma lényegesen a csatornaszám alá csökkenthető. Sztereo panorámaszabályzót ugyanis tartalmaz minden csatorna, s ha mind a négy gyűjtősíntre hatékonyak, akkor korlátozott mértékben kvadrofon felvételeknél is felhasználhatók.

Effektusok

A kvadrofon technika nem szívesen alkalmazza a felvételek mesterséges zengetését, hiszen a zengető berendezések — s közöttük is elsősorban a zengető lemezek — hangszíne meglehetősen természetellenes. Még a nagyméretű zengetőtermek alkalmazásakor is észrevehető a hangszórós gerjesztés, tehát az, hogy a zengő információt az eredeti hangforrás nem közvetlenül, hanem a zengőtérben felállított hangszórón és mikrofonon keresztül hozza létre. A kvadrofon hangtér még a sztereónál is jobban elárulja a csempézett teremben felállított hangszórót. A mesterséges zengetésnek a kvadrofóniában elvi akadálya is van: ha a hallgató számára egy akusztikus teret próbálunk a technikával leképezni, — tehát valamilyen térélményt adunk — akkor ez ne mesterséges tér legyen. Ezért a zengetés a kvadrofon technikában már valóban csak effektus célokra szolgál.

A kvadrofon zengető gépeknek egy bemenetük van, így vezérlésük mono jellel történik. A kialakuló rezgéseket négy mikrofon (leszedő) érzékeli, a kimenetek száma tehát négy.

Rendszertechnikai szempontból a keverőasztalok felépítésénél az elmondottak nem jelentenek különösebb újdonságot, a zengetőlánc felépítése teljesen azonos a mono vagy sztereo asztalokéval, a zengő jelek visszavezetése pedig bármely négy csatornán lehetséges.

Több, keverőasztalt gyártó cég a zengő információk visszavezetésére egyszerűsített csatornákat alkalmaz, amelyek gyakran még hangfrekvenciás szűrőt sem tartalmaznak. Ez azért helytelen, mert a zengetőgépek sajátos hangszíne csak bonyolult szűréssel korrigálható, és még akkor sem teljes mértékben. Fontos tehát, hogy a zengetőláncnak a zengetőgép előtti és utáni szakasza minél univerzálisabb szűrőkkel legyen ellátva.

Effekt és korlátozott mértékben túlvezérlésvédelmi célokra alkalmazhatók a kvadrofon *dinamika-kompresszorok* és *dinamikahatárolók*, amelyek négy azonos mono egységből a szabályozóáramkörök összekapcsolásával képezhetők. Előnyös, ha ez a kapcsolat bontható, mert így az egyébként költséges egységek mono és sztereo üzemben is felhasználhatók.

Ellenőrzőrendszer

A kvadrofon hangfelvételek akusztikai ellenőrzése olyan négycsatornás hangszórós ellenőrzőrendszert igényel, amelynek bemenetére a keverőasztal kvadrofon kimenetei, valamint a kvadrofon magnetofonok kimenetei mindenképpen rákapcsolhatók.

Az ellenőrzőrendszer tartalmaz továbbá négy, tandem üzemre is összekapcsolható hangerőszabályzót, valamint átkapcsolókat és mátrix-áramköröket a kompatibilis sztereo és mono változat szubjektív ellenőrzésére. Ez utóbbi természetesen a hangfelvétel megzavarása nélkül történik, tehát például a sztereo változat ellenőrzése a kvadrofon hangképet nem befolyásolhatja. A szubjektív kompatibilitás vizsgálatánál fontos továbbá, hogy minden esetben csak annyi hangszóró működjön, amennyi a kérdéses technika jellemzője. A két, vagy négy hangszórón történő mono kompatibilitásvizsgálat például teljesen értelmetlen.

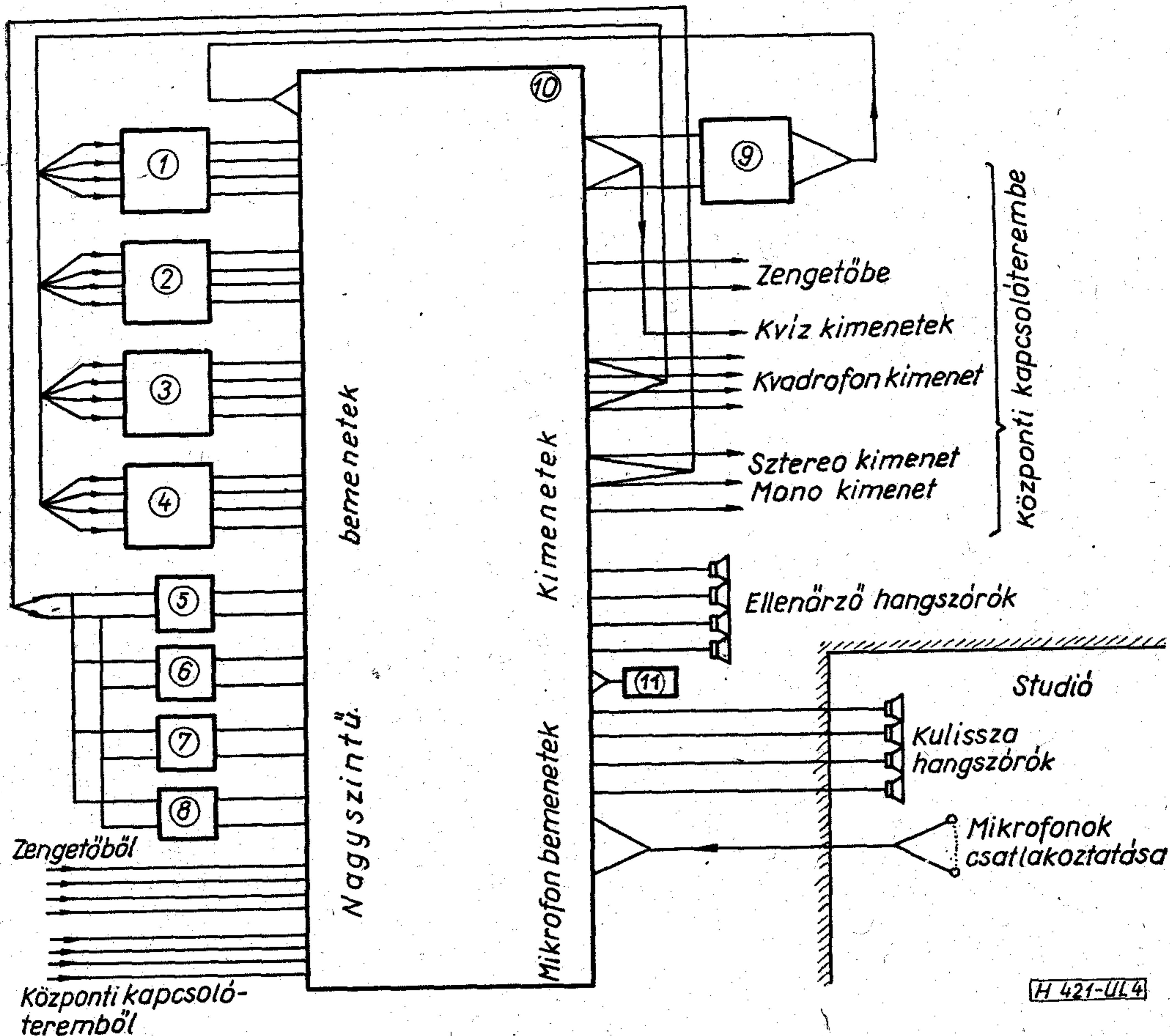
Célszerű, ha az ellenőrzőrendszer csatlakoztatási lehetőséget tartalmaz 4-2-4 vagy 4-3-4 rendszerű kóder-dekóder mátrix-áramkör részére, hogy a kvadrofon felvétel mátrixolt formában is ellenőrizhető legyen.

Az optikai ellenőrzés négy kivezérlésmérővel lehetséges, amelyeket a négy főszabályzó (csoportszabályzó) vonalában célszerű elhelyezni, közvetlenül egymás szomszédságában, hogy a négy műszer párhuzamos ellenőrzését megkönnyítsük.

Az optikai ellenőrzés egy másik lehetősége a kvadrofon *goniométer*, amelynek ernyőjén a kvadrofon hangtér irányviszonyai láthatók. A goniométernek a kvadrofóniában nagyobb szerep jut, mint a sztereofóniában, hiszen a fül itt hamarabb elfárad, s szorul rá a szem segítségére.

A kulisszarendszer ugyancsak négycsatornás, s felépítése az akusztikus ellenőrzőrendszerrel teljesen megegyező. A négycsatornás kulisszarendszer előnyösen alkalmazható a sztereo és mono műsorok esetében is. Már a hatvanas években épültek keverőasztalok négycsatornás kulisszarendszerrel, például kvíz-műsorok céljaira.

Az elmondottakból látható, hogy a kvadrofon keverőasztalok nem sokban térnek el az átlagos sztereo keverőasztaloktól. Feltétlenül tartalmazniuk kell azokat a műszaki újdonságokat, amelyeket a sztereo keverőasztalokban még nem biztos, hogy alkalmaznánk (de amelyek sztereo és mono üzemben is rendkívül hasznosak), és ezenkívül tartalmazniuk kell néhány olyan különleges egységet, amelyek már kizárólag a kvadrofonia jellemzői. Az arány igen érdekes: egy 24 csatornás, 16 sávú magnetofont is tápláló kvadrofon keverőasztal kb. 200 betétegységből épül fel. E 200 egységből mindössze 10–15 olyan, amely csak kvadrofon felvétel esetén használható, és nincs fontos szerepe az asztal sztereo vagy mono üzeme esetén. Ez is azt támasztja alá, hogy a kvadrofonia a stúdiókban nem jelent számottevő költségtöbbletet, s a fellépő többletkiadások sem állnak arányban azzal az élménytöbblettel, amit a kvadrofonia majdan a hallgatóknak nyújthat. Annál elszomorítóbb viszont a hallgató oldalán jelentkező költségtöbblet, amit csak a korszerű alkatrészgyártás és gyártástechnológia küszöbölhet ki, valamint egy olyan ipari-kereskedel-



4. ábra. A 3. ábra keverőasztala egy nagy csatornaszámú hangfelvételre és műsorösszejátszásra alkalmas stúdió rendszerben 1-2-3-4: kvadrofon magnetofonok, 5-6-7-8: sztereo magnetofonok, 9: nyolc (tizenhat) sávú magnetofon, 10: keverőasztal, 11: külső mátrix kóder-dekóder az ellenőrzőrendszerhez

mi szemlélet, amely a magasabb hangkultúrát nem luxusnak, hanem kultúrpolitikai kérdésnek tekinti. E kérdéscsoport megoldása a kvadrofonia elterjedésének legfontosabb feltétele.

Végül felmerülhet a kérdés: létezik-e már vagy lesz-e a közeljövőben olyan keverőasztal, amely a fentebb vázolt igényeket kielégíti, tehát amely mindenben megfelel a kvadrofonia jelenlegi és várható követelményeinek? A kérdésre igennel válaszolhatunk, s egyben azzal a jó érzéssel, hogy ezt a keverőasztalt magyar cég tervezi és gyártja: a Budapesti Elektroakusztikai Gyár. Ezzel egyben egy igen fontos kör zárul be: Európa rádiószervezetei között a Magyar Rádió kezdte el elsőként a kvadrofon felvételtechnikai kísérleteket, a VIDEOTON igen korán beindította a vevőkészülékekkel kapcsolatos vizsgálatait, az Elektromechanikai Vállalat—Magyar Posta—VIDEOTON—Magyar Rádió együttműködésével ez évben Európában elsőként sugároztunk napi egy órányi kísérleti kvadrofon adást, s többek között a Rádió kísérleti tapasztalatai alapján készülnek a Budapesti Elektroakusztikai Gyárban az első kvadrofon keverőasztal tervei.

E cikk keretei szűkek ahhoz, hogy a keverőasztal rendszerét részleteiben ismertesse, bár a 3. ábra lényegében ennek a keverőasztalnak a rendszerét mutatja be. Annyi azonban feltétlenül említést érdemel, hogy a modulok szélessége 25 mm, a csatornaszabályzóknak indirekt vezérlésűek, s a keverőasztal a kvadrofonia valamennyi különleges egységét tartalmazza. Rendszertechnikai kialakítása lehetővé teszi, hogy változtatás nélkül alkalmas legyen sztereo és mono üzemre is a zenei, hangjáték, kvíz és műsorösszejátszó stúdiókban anélkül, hogy bárhol jelentős számú felesleges egységet tartalmazna. A keverőasztal egy lehetséges alkalmazási módja látható a 4. ábrán, nagy csatornaszámú hangfelvételre és montázsra alkalmas stúdió rendszerében (az ábra nem tünteti fel a keverőasztal és az egyes külső berendezések közötti esetleges kapcsolótáblákat).

A hazai kvadrofon keverőasztal és általában a kvadrofonia hazai eredményei azt bizonyítják, hogy a műszaki fejlődésnek elengedhetetlen feltétele az azonos témakörben, de különböző intézményekben, különböző részfeladatokban kutató szakemberek közötti őszinte együttműködés.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.376.4:621.391.827

Pap L.:

Interferenciák a másodrendű fázis-zárt hurokban

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 5. sz.

A cikk a fázis-zárt hurok interferencia-zavarait vizsgálja, közelítő számításokat végezve a modulálatlan vivő és a szögmodulált jelek által okozott kisméretű zavaró jelek meghatározására. A korábbi munkákban nem publikált eredmények megadják a keletkező konstans fázishibát, a kisméretű áthallási csillapítás értékét és az áthallás dinamikájára jellemző átviteli függvényt. Ezek az adatok fontosak a nagy spektrumtisztaságú vivőkövető és a kis zajú, jó minőségű FM demodulátor áramkörökben.

ETO 621.316.722.1:621.316.92

Dr. Redl R.:

Kapcsolóüzemű feszültség-stabilizátorok túlterhelés elleni védelme

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 5. sz.

A cikk a kapcsolóüzemű stabilizátorok túláramvédelmére szolgáló kétféle módszert, a hiszterézises áramkorlátozást, illetve a csúcsáramérzékelésen alapuló eljárást ismerteti részletesen. Mindhárom alapkapcsolásra meghatározza a kimeneti karakterisztikát megadó függvényeket. Közül továbbá egy egyszerű karakterisztika-lineárizálási eljárást. A levezetések helyességét mérési eredményekkel igazolja. Végül bemutat néhány egyéb védelmi módszert.

ETO 534.42:621.396.712.3

Steinbach S.:

A Magyar Rádió MOOG szintetizátora

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 5. sz.

A Magyar Rádióban folyó elektronikus zenei munka megkönnyítésére a közelmúltban üzembe helyeztek egy MOOG szintetizátort, amelynek kimeneti szintje, frekvenciája és szűrése feszültséggel vezérelhető. Különböző jelalakokat szolgáltató generátorokat, impulzusforrásokat és feldolgozókat, valamint hangfrekvenciás keverőegységeket tartalmaz. A legtöbb egység nagy bemenő impedanciájú (nem kisebb, mint 10 kOhm) és kis kimenő impedanciájú (600 Ohm). Változtatható és állandó összekötések révén igen sokféle variációs lehetőség áll rendelkezésre. A cikk ismerteti a főbb egységek műszaki szolgáltatásait és adatait.

ETO 621.38.001.6(439) „313”

Göblös J.:

Fejlődés, prognosztika és tervezés az elektronikában

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 5. sz.

A cikk az elektronikai ipar fejlődésének tendenciáit vizsgálja, és ebből következtetéseket von le a magyar elektronikai ipar várható fejlődésére, egyes problémáinak feloldására.

ETO 534.42.534.861:621.396.712.3:681.84.087.7

Ujházy L.:

Kvadrofon keverőasztalok rendszertехnikai kérdései

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 5. sz.

Mivel még nincs kialakult kvadrofon stúdiórendszertехnika, a szerző öt év különböző műfajokban végzett hangfelvételi kísérletei alapján összefoglalja a kvadrofon keverőasztalok legfontosabb rendszertехnikai igényeit. Kimutatja, hogy a kvadrofon hangfelvétele is alkalmas keverőasztalok építéseihez feltétlenül alkalmazni kell a csatornák indirekt szabályozását, valamint meg kell valósítani a kvadrofónia néhány speciális iránykeverő és ellenőrző egységét.

Обобщения

ДК 621.376.4:621.391.827

Пап, Л.:

Интерференции в шлейфе с фазовой синхронизацией второго порядка

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 5

Статья рассматривает интерференции в шлейфе с фазовой синхронизацией, дает приближительные расчеты по определению сигналов интерференции низких частот, вызванных немодулированной несущей и несущей с угловой модуляцией. Результаты неопубликованные в предыдущих докладах, дают возникающую постоянную фазовую ошибку, величину затухания переходных разговоров при низких частотах и функцию передачи, характеризующую динамику переходных разговоров. Эти данные являются важными в следящих схемах несущей высокой чистоты спектра, а также в схемах ЧМ демодуляторов малого шума и хорошего качества.

ДК 621.316.722.1:621.316.92

Д-р Редл, Р.:

Защита против перегрузки стабилизаторов напряжения в режиме переключения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 5

Статья подробно излагает два метода для защиты против токов перегрузки стабилизаторов напряжения в режиме переключения: ограничение тока гистерезисом, а метод по опущению пикового тока. Для трех основных схем определяются функции, написывающие выходную характеристику. Правильность результатов выводов доказан результатами измерений. Наконец показаны некоторые другие методы защиты.

ДК 534.42:621.396.712.3

Штейнбах, Ш.:

Синтезатор типа MOOG Венгерского Радио

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 5

Чтобы облегчать электронные музыкальные работы в Венгерском Радио, синтезатор типа MOOG был приведен в эксплуатацию, выходной уровень, частота и фильтрация которого управляется напряжением. Это содержит генераторы для различных видов сигналов, источники и обработатели импульсов, а также звуочастотные микшерные блоки. Большинство блоков имеет высокий входной импеданс (не меньше 10 ком) и низкий выходной импеданс (600 ом). С помощью переменных и постоянных соединений многие вариационные возможности создаются. Статья излагает технические данные и услуги основных блоков.

ДК 621.38.001.6(439) «313»

Геблеш, Й.:

Развитие, прогностика и планирование в электронике

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 5

Статья рассматривает тенденции развития электронной промышленности и делает выводы из этих по ожидаемому развитию и решениям некоторых проблем венгерской электронной промышленности.

ДК 534.42.534.861:621.396.712.3:681.84.087.7

Уйхазы, Л.:

Вопросы технической системы микшерных пультов для квадрофонической передачи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 5

Так как установленная студийная техника системы квадрофонических передач еще не находится, автор излагает — по опытам экспериментов звукозаписи различного рода в течение 5 лет — важнейшие требования квадрофонических микшерных пультов. Показывается, что в концентрации микшерных пультов пригодные к квадрофонической звукозаписи, косвенная регулировка каналов должна быть безусловно применена. Некоторые специальные микшерные блоки для направлений и контрольные блоки должны быть тоже осуществлены.

Zusammenfassungen

DK 621.376.4:621.391.821

Pap, L.:

Interferenzen in sekundären phasen-gesperren Schleifen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 5.

In den Aufsatz werden die Interferenzstörungen der phasen-gesperren Schleifen untersucht. Es werden Approximationsberechnungen ausgeführt zur Bestimmung der unmodulierten Trägersignale und der Niederfrequenzstörsignale, welche durch den unmodulierten Träger und winkelmodulierten Signalen hervorgebracht werden. Die in den früheren Aufsätzen nicht veröffentlichten Ergebnisse geben den entstandenen konstanten Phasenfehler, den Niederfrequenz-Übersprechdämpfungswert und die Übertragungsfunktion, welche auf die Übersprechdynamik charakteristisch ist. Diese Ergebnisse sind wichtig für die FM-Demodulatorstromkreise von niedrigem Rausch und guter Qualität und für Trägernachfolger von grosser Spektrumreinheit.

DK 621.316.722.1:621.316.92

Dr. Redl, R.:

Überlastungsschutz der Spannungstabilisatoren in Schaltbetrieb

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 5.

In dem Aufsatz werden zwei Methoden, die dem Überstromschutz der Stabilisatoren in Schaltbetrieb dienen: die Strombegrenzung durch Hysterese und das Verfahren mit Spitzenstrom-wahrnehmung, eingehend erörtert. Für alle drei Grundschaltungen werden die Funktionen, welche die Ausgangscharakteristiken angeben, bestimmt. Ferner wird ein einfaches Charakteristik-linearisierendes Verfahren erörtert. Die Richtigkeit der Ableitungen wird mit Messergebnissen bewiesen. Zuletzt werden einige andere Schutzmethoden erörtert.

DK 534.42.:621.396.712.3

Steinbach, S.:

MOOG Synthetisator des Ungarischen Rundfunks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 5.

In der nahen Vergangenheit wurde ein MOOG Synthetisator zur Erleichterung der elektronischen Musikaufnahmen beim Ungarischen Rundfunk im Betrieb gesetzt. Sein Ausgangspegel, seine Frequenz und Filterung kann mit einer Spannung geregelt werden. Er enthält Generatoren, welche verschiedene Signalformen liefern, ferner Quellen, und Verarbeitungseinheiten für Impulse, sowohl Tonfrequenzmischeinheiten. Mehrheit der Einheiten hat eine hohe Eingangsimpedanz (nicht weniger als 10 kOhm), und eine niedrige Ausgangsimpedanz (600 Ohm). Durch die veränderlichen und permanenten Verbindungen stehen sehr vielfältige Variationsmöglichkeiten zur Verfügung. Der Aufsatz erörtert die technischen Dienstleistungen und Angaben der wichtigeren Einheiten.

DK 621.38.001.6(439) „313“

Göblös, J.:

Entwicklung, Prognostik und Planung in der Elektronik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 5.

In dem Aufsatz werden die Tendenzen der Entwicklung der elektronischen Industrie untersucht und Schlussfolgerungen auf die voraussichtliche Entwicklung der ungarischen elektronischen Industrie und die Lösung einiger Probleme in diesem Zusammenhang gezogen.

DK 534.42:534.861:621.396.712.3:681.84.087.7

Ujházy, L.:

Systemtechnische Probleme von Mischpulten für Quadrophonie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 5.

Da es noch keine angenommene Studio-Systemtechnik für Quadrophonie gibt, der Verfasser überblickt die wichtigsten systemtechnischen Forderungen der Mischpulte für Quadrophonie auf dem Basis seiner Experimente, die er während 5 Jahre in verschiedenen Arten ausgeführt hat. Er weist darauf hin, dass während der Herstellung der Mischpulte, welche auch für Quadrophonie-Aufnahmen geeignet sind, die indirekte Regelung der Kanäle unbedingt angewendet werden muss und ferner auch einige speziellen Einheiten für die Mischung von Richtungen und Kontrolle des Quadrophonie-Systems eingebaut werden müssen.

Summaries

UDC 621.376.4:621.391.827

Pap, L.:

Interferences in the Second Order Phase-Locked Loop

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 5.

In the paper the interferences of the phase-locked loop are examined, making approximative calculations to determine the low-frequency interference signals caused by the unmodulated carrier and angular modulated carrier signals. The results not published in the previous papers give the produced constant phase error, the value of the low-frequency crosstalk attenuation and the transmission function characterizing dynamics of the crosstalk. These data are important in the circuits of carrier tracking of high spectrum purity and the circuits of FM demodulators of low noise and good quality.

UDC 621.316.722.1:621.316.92

Dr. Redl, R.:

Protection Against Overload of Switching Mode Voltage Regulators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 5.

In the paper two kinds of methods serving the over current protection of switching mode regulators such as the hysteretic current limiting and the procedure based on peak current sensing are presented in detail. The functions giving the output characteristic are determined for all three basic circuits. Further a simple characteristic linearization procedure is presented. The exactness of the derivations is proved by means of measuring results. Finally some other protection methods are described.

UDC 534.42:621.396.712.3

Steinbach, S.:

MOOG Synthesizer of the Hungarian Broadcasting

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 5.

To facilitate the electronic musical works at the Hungarian Broadcasting a MOOG synthesizer was recently put into service, the output level, frequency and filtering of which can be controlled by a voltage. It comprises generators supplying different signal forms, sources and processors of pulses, and audio frequency mixer units. Most of the units have a high input impedance (not lower than 10 kohms), and a low output impedance (600 ohms). By means of variable and permanent connections very manifold possibilities of variation are available. In the paper the technical services and data of the main units are presented.

UDC 621.38.001.6(439) "313"

Göblös, J.:

Development, Prognostics and Design in Electronics

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 5.

In the paper the trends of the development of the electronic industry are examined and conclusions are drawn therefrom concerning the presumable development of the Hungarian industry and regarding the solution of certain problems connected with it.

UDC 534.42:534.861:621.396.712.3:681.84.087.7

Ujházy, L.:

Problems of Systems Engineering for Quadraphonic Mixing Desks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 5.

Since there is no systems engineering accepted of studios for quadraphony the author summarizes the most important requirements of systems engineering of quadraphonic mixing desks on the basis of his sound recording experiments made during 5 years with different kinds of programs. He points out that in the course of the construction of mixing desks suitable also for quadraphonic sound recording the indirect control of the channels has by all means to be applied and some special direction mixing and control units for quadraphony have to be incorporated.

Résumés

CDU 621.376.4:621.391.827

Pap, L.:

Interférences dans les mailles à accrochage de phase

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 5.

L'article examine les interférences de la maille à accrochage de phase, faisant des calculs pour déterminer les signaux d'interférence basse fréquence produits par la porteuse non-modulée et les signaux de modulation angulaire. Les résultats, qui n'étaient pas publiés dans les articles précédents, donnent l'erreur de phase constant, la valeur de l'affaiblissement de diaphonie et la fonction de transmission caractérisant la dynamique de la diaphonie. Ces données sont importantes dans les circuits pour suivre la porteuse, ayant haute pureté de spectre et dans les circuits démodulateurs MF à bas bruits et bonne qualité.

CDU 621.316.722.1:621.316.92

Dr. Redl, R.:

Protection contre surcharge des stabilisateurs de tension à service de commutation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 5.

L'article expose en détail deux méthodes pour la protection contre surintensité des stabilisateurs à service de commutation: la limitation de courant par hystérésis et la méthode basée sur un dispositif sensible aux courants de crête. Pour tous les trois circuits fondamentaux les fonctions décrivant la caractéristique de sortie sont déterminées. Une méthode simple pour linéariser la caractéristique est aussi donnée. L'exactitude des déductions est prouvée par résultats de mesure. Enfin quelques autres méthodes de protection sont présentées.

CDU 534.42:621.396.712.3

Steinbach, S.:

Synthétiseur MOOG de la Radio Hongroise

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 5.

Pour faciliter les travaux musicaux électroniques de la Radio Hongroise, un synthétiseur du type MOOG était mis en marche,

ayant la possibilité de régler son niveau de sortie, sa fréquence et sa filtration par une tension. Il comprend générateurs pour signaux spéciaux, sources et dispositifs pour traitement d'impulsions, ainsi que des appareils de mixage. La majorité des unités a une impédance d'entrée haute (non pas inférieure à 10 kohm) et une impédance de sortie basse (600 ohm) A l'aide des connexions variables et permanentes, il y a très beaucoup des possibilités de variation. L'article expose les données et services des unités principales.

CDU 621.38.001.6(439) «313»

Göblös, J.:

Développement, prognostique et planning dans l'électronique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 5.

L'article examine les tendances de développement de l'industrie électronique et tire des conclusions de celles-ci en ce qui concerne le développement présumable et solutions de quelques problèmes de l'industrie électronique hongroise.

CDU 534.42:534.861:621.396.712.3:681.84.087.7

Ujházy, L.:

Questions de technique de système des tables de prise de son tetraphonique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 5.

Étant donné qu'il n'y a pas une technique technique acceptée de système pour la prise de son tetraphonique, l'auteur rassemble les exigences les plus importantes pour des tables de prise de son tetraphonique, basées sur ses essais de prise de son de genres différents pendant 5 années. Il recommande avec certitude l'application du réglage indirect des voies dans les tables de prise de son tetraphonique. En plus il est nécessaire à réaliser quelques unités spéciales tetraphoniques pour le mixage de direction et pour le controle.

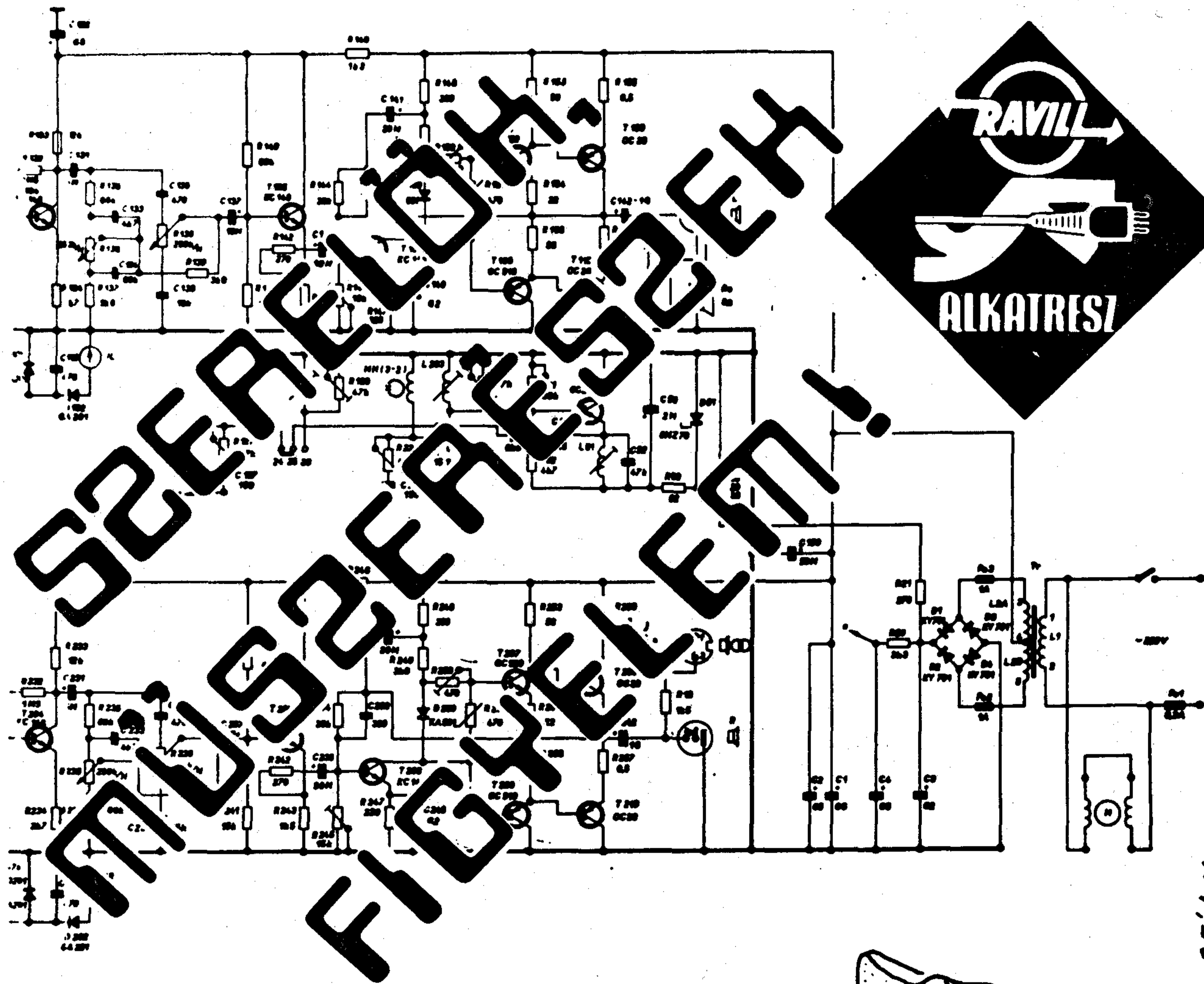
**ÖNTAPADÓ
CIMKÉK,
REKLÁMTÁBLÁK,
MATICÁK
készítését szitanyomással
rövid határidőre vállaljuk.
Szitanyomást bér munkában is vállalunk.**



**„VÖRÖS OKTÓBER“ MGTSZ
FILMNYOMÓ RÉSZLEGE**

1209 Budapest, Soroksár, Dél u. 2.

Telefon: 279-076



A RAVILL Kereskedelmi Vállalat ez évben is nagy választékkal áll kedves Vevői rendelkezésére:

- kis- és nagyfeszültségű forrasztópákák és betétek
- műszerek, autóakkumulátor-töltők
- kondenzátorok, tető- és szobaantennák
- híradástechnikai import kapcsolók

Kisker. vásárlók, szolgáltató vállalatok, közületek részére alkatrész értékesítés:

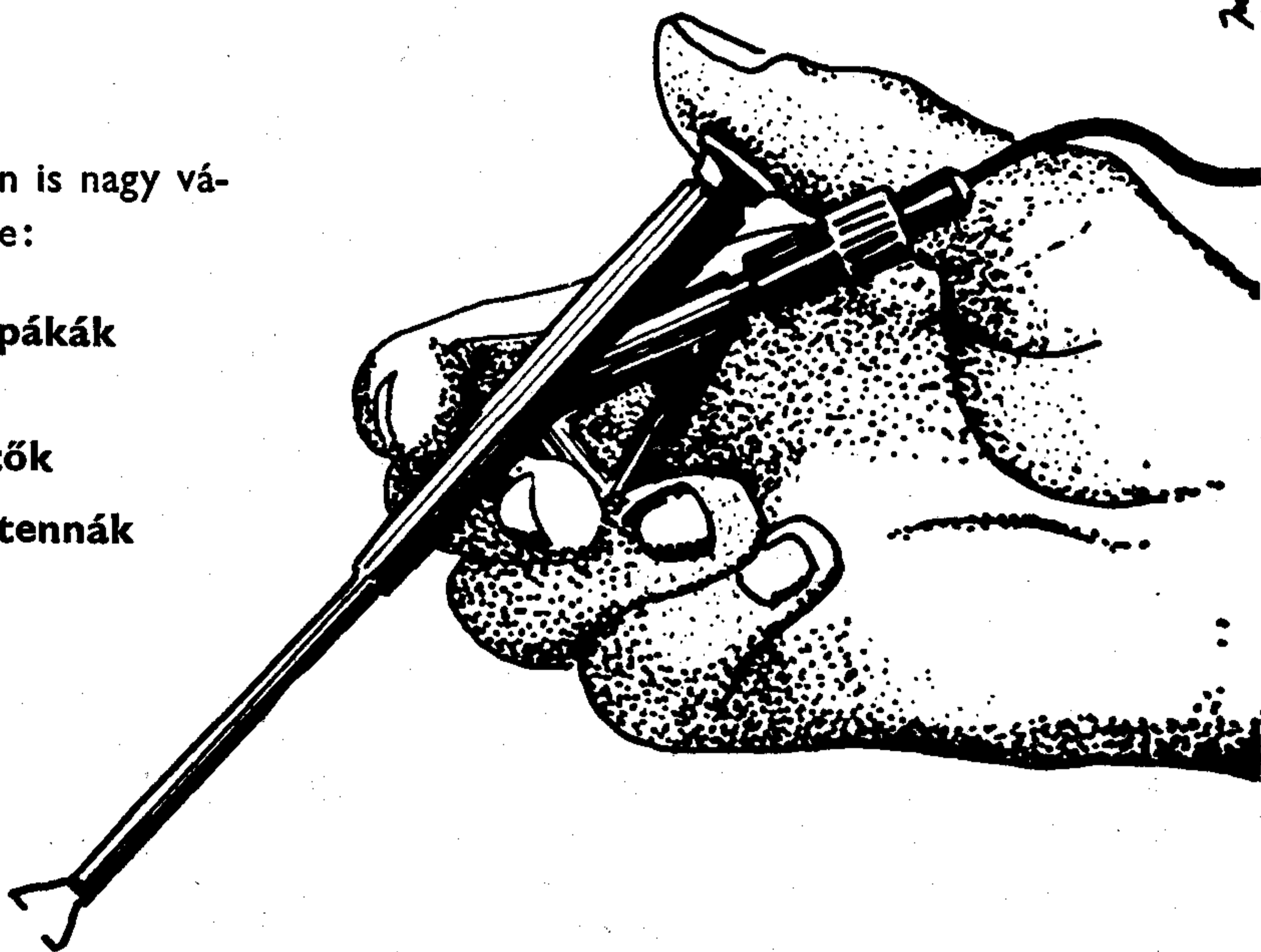
RAVILL Híradástechnikai Alkatrész Osztály

Budapest IX., Üllői út 51. Tel.: 145-916, 331-188

Egyéni vásárlók részére értékesítés:

RAVILL Alkatrész Aruház

Budapest VI., Bajcsy-Zsilinszky út 45. Tel.: 120-827, 121-991



Hogyan fejlesztheti gyártmányait? Ha a legjobb megoldást választja —

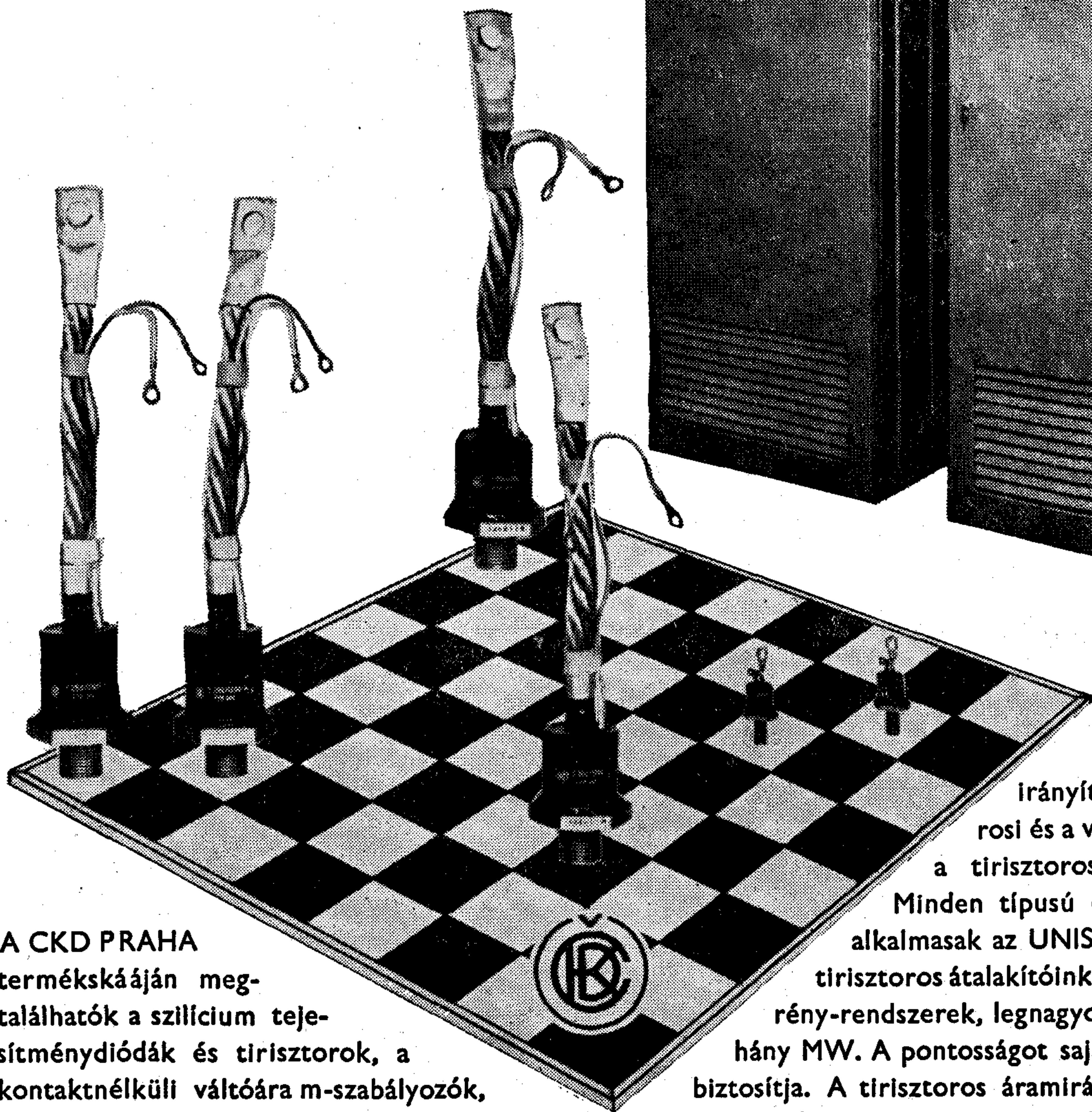
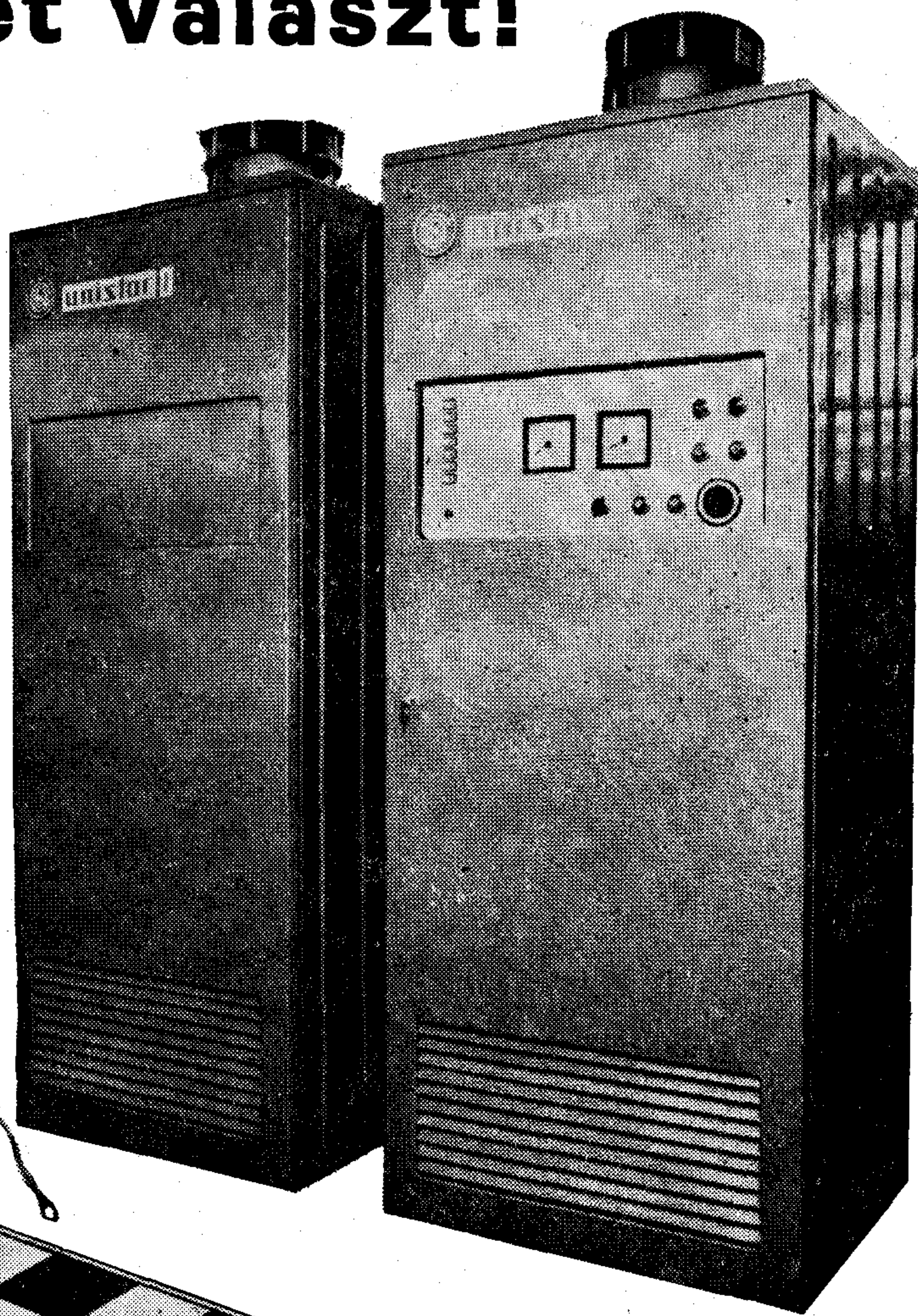
ha félvezetőket választ!

A

pragoinvest

Külkereskedelmi Vállalat export félvezetői minden igényt kielégítenek!

A 100 éves tradícióval rendelkező CKD PRAHA 40 éve gyárt egyenirányítókat és 15 éve félvezetőket.



A CKD PRAHA terméskészletében megtalálhatók a szilícium tejesítménydiódák és tirisztorok, a kontaktnélküli váltóáram-szabályozók, a hegesztett tirisztoros egyenirányítók, az automata akkumulátortöltő készülékek, egyen-

irányító berendezések a városi és a vasúti forgalom számára, a tirisztoros gerjesztő egységek. Minden típusú egyenáramú motorhoz alkalmasak az UNISTOR és BLOCKDYUS tirisztoros átalakítóink. Univerzális építőszerény-rendszerek, legnagyobb teljesítményük néhány MW. A pontosságot saját szabályozó rendszer biztosítja. A tirisztoros áramirányítókat nagy henger-
művek hajtóműveihez, szerszám- és papíripari gépekhez, valamint darukhoz használják.

Mai félvezető gyártmányainkban megtalálja a holnap koncepcióját!

A CKD márkájú félvezető gyártmányokról részletes tájékoztatást nyújt:

pragoinvest

Külkereskedelmi Vállalat Postafiók 890 Prága - Csehszlovákia