

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

7

HÍRADÁS TECHNIKA

1975. július XXVI. évfolyam 7. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

RENCZ MÁRTA: Tranzisztorok áramköri modellezésének néhány kérdése	193
PÁLINSZKI ANTAL—KIS-SZÖLGYÉMI FERENC: A TBA 120S integrált áramkör alkalmazása két-normás SECAM/PAL színes televízió dekóderben	200
SZTANKOVICS LÁSZLÓ: Alumíniumoxid kerámiák elektromos paramétereinek hőmérsékletfüggése ...	206
BALOGH ALBERT—DR. DUKÁTI FERENC: A megbízhatósági fogalmak meghatározásának egyes kérdései	211
Egyesületi hírek	218
BECHTOLD BÉLA—MERTZ JÁNOS: Soros feszültségstabilizátorok dinamikus paramétereinek meghatározása	219
Szemle	205, 218, 222
Tartalmi összefoglalások	223
Обобщения	223
Zusammenfassungen	224
Summaries	224
Résumés	B/III

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 postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 75.3520 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25 375

RENCZ MÁRTA
BME Elektronikus Eszközök Tanszéke

Tranzisztorok áramköri modellezésének néhány kérdése

ETO 621.372:621.382.3:681.3.06 TRANZ-TRAN

Az utóbbi évek egyik legszembetűnőbb változása a villamosmérnöki gyakorlatban a számítógépes tervezés nagyarányú térhódítása. Természetes, hogy ez új tervezési módszerek és segédeszközök kialakulásához vezetett. Ezek egyik legfontosabb csoportját képviselik az áramköranalízis programok.

Ezen programok egyik része nem rendelkezik beépített tranzisztormodellekkel. Ilyenkor a felhasználónak kell az adott feladathoz legjobb közelítést adó tranzisztormodell felépítenie. A programok másik része tartalmaz beépített tranzisztormodell, de általában csak egyfélé. Ha a felhasználónak ez a modell-típus nem megfelelő, itt is magának kell gondoskodnia a feladathoz jobban illeszkedő modell kialakításáról.

Ezen cikk célkitűzése az, hogy rövid áttekintést adjon a tranzisztormodellek néhány jellegzetes csoportjáról és ezek jellemzőiről, kissé részletesebben tárgyalva a sok szempontból igen figyelemre méltó — azonban nálunk alig alkalmazott — Linvill-féle tranzisztormodell.

A tranzisztormodellezés alapproblémája

Akkor mondhatjuk, hogy ismerjük egy félvezető eszköz — pl. tranzisztor — áramköri viselkedését, ha bármely pillanatra ismerjük az általa adott választ

- a pillanatnyi gerjesztések
- az eszköz előlétele függvényében.

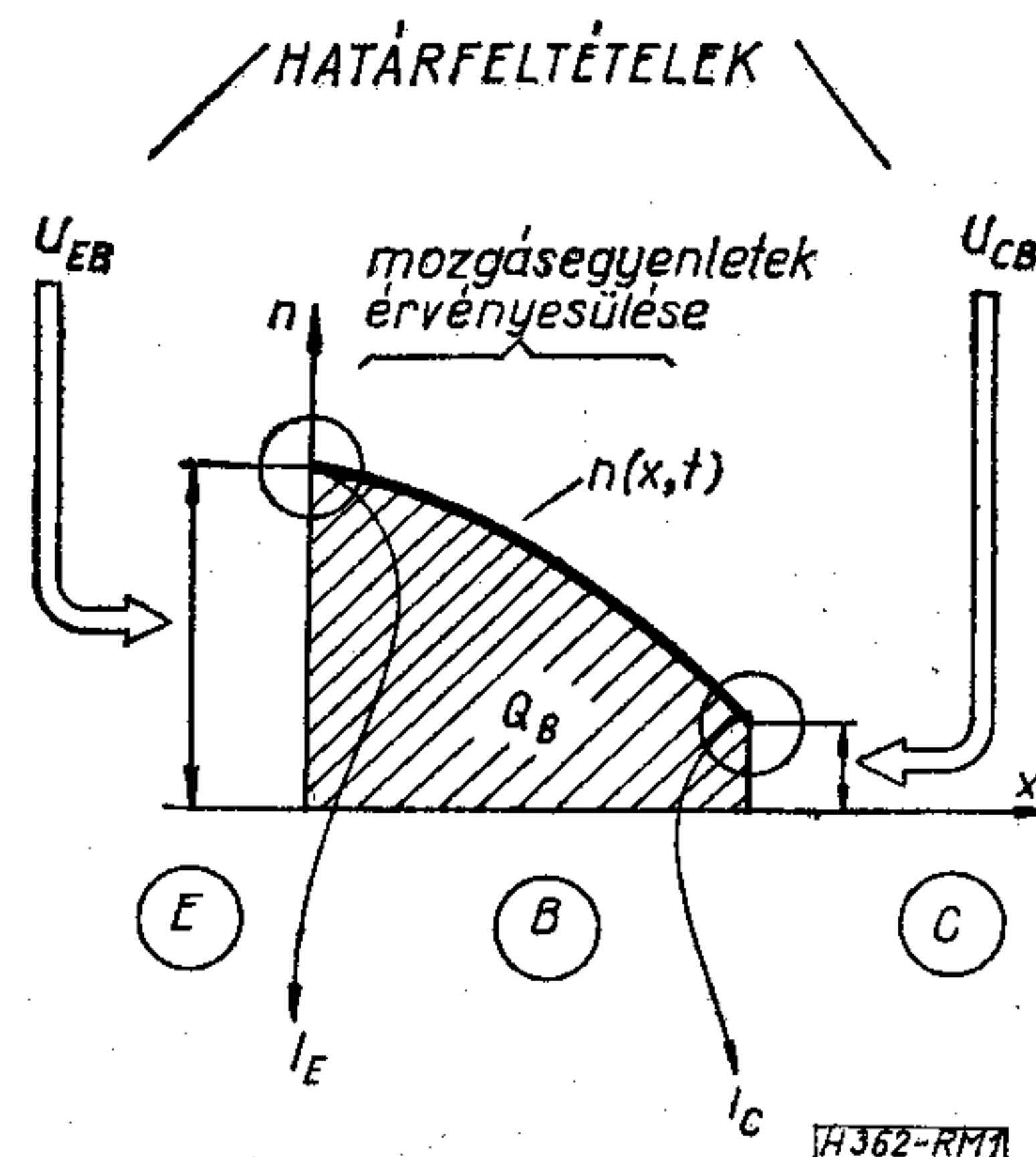
Pontosan ezt a követelményt támasztják az áramköranalízis programok, a bennük alkalmazott modellekkel szemben. Csomóponti analízis esetén, például, a tranzisztormodellnek bármely kapocsfeszültséghez az adódó áramokat kell válaszként adnia [1], [5], [8].

Nézzük meg röviden a tranzisztor működésének lényeges jelenségeit. Az egyszerűsített, egydimenziós

képből indulunk ki. A tranzisztor alapvető fizikai jelenségei a két pn -átmenetben és a köztük húzódó báziszonában játszódnak le. Ezekre nézve meghatározó a bázis kisebbségi töltéshordozóinak eloszlása, és ennek időbeli változása. A pn -átmenetek pillanatnyi feszültsége határfeltételként hat a bázis kisebbségi töltéshordozóinak eloszlására: az emitteroldali koncentráció az egyensúlyinak $\exp(U_{EB}/U_T)$ -szere-se, a kollektor oldali pedig $\exp(U_{CB}/U_T)$ -szere-se. (Ez az exponenciális szorzó Boltzmann-tényező néven ismert.) Az e feltételekhez illesztett mozgásegyenleteknek megfelelően áramlanak a bázis kisebbségi töltéshordozói a kollektor felé. A tranzisztor áramainak meghatározója pedig pillanatnyi eloszlásuk lesz: bármely átmenet síkjában a koncentrációból és gradienséből az átmenet árama számolható.

A tranzisztor működésének hatásvázlata tehát az 1. ábra szerinti. A feszültségek a Boltzmann-tényezőn keresztül határfeltételként szerepelnek, a tranzisztor előlétele pedig tulajdonképpen az előző időpillanatról megmaradt töltéshordozó-eloszlás. Ezekből együttesen adódnak a tranzisztor elektródaáramai.

A matematikai modellalkotáshoz az előbb elmon-



1. ábra. A tranzisztor működésének vázlata

dottakat leíró egyenletekből indulunk ki [2]. Ezek (*n*p*n*-tranzisztorra vonatkozóan) az alábbiak:

1. Töltéshordozó transzport egyenlet:

$$J_n = q\mu_n nE + qD_n \frac{dn}{dx}, \quad (1)$$

ahol az első tag a sodródási, második a diffúziós áramösszetevő, μ_n az elektronok mozgékonyasága, n az elektronkoncentráció, D_n az elektronok diffúziós állandója.

(Az n index a továbbiakban mindig elektronokra utal.)

2. A folytonossági egyenlet:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{1}{q} \frac{dJ_n}{dx} - \frac{n - n_0}{\tau_B}. \quad (2)$$

Itt az első tag az áramlás, második a generáció-rekombináció hatására létrejövő töltéshordozó-változást írja le, τ_B a bázis kisebbségi töltéshordozóinak élettartama.

3. A Poisson-egyenlet:

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon} (p - n - N_B) \quad (3)$$

ahol p a lyukkonzentráció, N_B pedig a bázis ionizált adalékkonzentrációja, az akceptor ill. donor ionok koncentrációjának különbsége

$$(N_B(x) = N_A^-(x) - N_D^+(x)).$$

Az (1)–(3) összefüggések a bázis helytől és időtől függő $n(x, t)$ kisebbségi hordozó sűrűségére vonatkozó differenciálegyenlet-rendszert alkotnak.

A differenciálegyenlet-rendszert egy sor elhanyagolással (konstans mozgékonyaság feltételezése, generáció figyelmen kívül hagyása stb.) homogénné és lineárisá tehetjük; számítógépi megoldása még így is jelentős időt vehet igénybe. Ezért ezek az összefüggések az áramköranalízis programok modelljeinek céljára közvetlenül nem alkalmasak, további egyszerűsítéseket igényelnek. Egyenáramú megoldáshoz azonban egyenletrendszerre, tranziens analízis céljára pedig (természetesen elhanyagolásokkal) csak idő-függő differenciálegyenlet-rendszerre egyszerűsíthetjük a fenti egyenletrendszert.

Az egyszerűsítés módja szerint három jellegzetes tranzisztormodell-csoport alakult ki.

Ezek közül az Ebers–Moll és a töltésvezérelt modell a sztatikusból extrapolálja a tranziens viselkedést, utóbbinál az egyes állapotokat a bázisban levő töltések rögzítik. A kevésbé használatos Linvill-féle tranzisztormodell az egyenletrendszert differenciaegyenletté alakítja.

Nézzük most részletesebben e három említett modell típust.

A töltésvezérelt modell

A töltésvezérelt modell a tranzisztor pillanatnyi állapotát a bázisban tárolt kisebbségi töltéshordozó-mennyiség egyértelmű függvényének tekinti [3]. Ezzel a tranzisztor viselkedésének nyomon követését a

bázistöltés alakulásának vizsgálatára vezeti vissza. Vizsgáljuk először a normál aktív üzemállapotot. A továbbiakban az N index a normál irányú működésre utal (emitter felőli töltéshordozó injektálás), az I index pedig inverz működést jelent.

A bázisban levő kisebbségi töltéshordozók által képviselt töltés mennyiségét (Q_{BN}) az elektronokra felírt folytonossági egyenlet (2) alapján határozhatjuk meg. Ennek a teljes bázisra való integrálásával a következő egyenletre jutunk:

$$\frac{dQ_{BN}}{dt} = -I_C - I_E - \frac{Q_{BN}}{\tau_B}. \quad (4)$$

(Az I_E és I_C mérőiránya — *n*p*n* tranzisztorhoz illeszkedően — kifelé mutat. Q_{BN} ilyenkor negatív.)

Egy adott emitteráramhoz tartozó bázistöltés a bázis S_B szélességének és $N_B(x)$ adalékeloszlásának a függvénye:

$$Q_{BN} = -I_{EN} \tau_B \left(\frac{S_B}{L_n} \right)^2 F(N_B) \quad (5)$$

ahol L_n a diffúziós hosszúság, és

$$F(N_B) = \frac{1}{S_B^2} \int_0^{S_B} \frac{1}{N_B(x)} \int_0^{S_B} N_B(\zeta) d\zeta dx. \quad (6)$$

Ha a kollektoráramot is a bázistöltés egyértelmű és lineáris függvényének tekintjük (ami stacionárius állapotban igaz, de tranziens viszonyok között is elfogadható közelítés), akkor

$$I_C = \frac{Q_{BN}}{\tau_{CN}} \quad (7)$$

ahol

$$\tau_{CN} = \tau_B \frac{1}{\left(\frac{L_n}{S_B} \right)^2 \frac{1}{F(N_B)} - 1}. \quad (8)$$

Ha a (7) egyenletet (4)-be helyettesítjük, látható, hogy — csak normál irányú injektálás esetén — az emitteráram felírható a bázistöltés egyértelmű függvényeként:

$$I_E = - \frac{dQ_{BN}}{dt} - \frac{Q_{BN}}{\tau_{CN}} - \frac{Q_{BN}}{\tau_B}. \quad (9)$$

A normál aktív üzemállapotban működő tranzisztor matematikai modelljéhez jutunk, ha felírjuk a bázis és emitter között feszültségesést is Q_{BN} függvényeként. Az $U_{BE}(Q_{BN})$ kapcsolat felírásánál megint a statikus összefüggés érvényességét feltételezzük tranziens körülmények között is.

Az U_{BE} feszültség logaritmikusan kapcsolódik a bázis emitteroldali elektron-konzentrációjával (lásd Boltzmann-tényező), utóbbi viszont a bázistöltéssel arányos. Így:

$$U_{BE} = U_T \ln \left[Q_{BN} \frac{\int_0^{S_B} N_B(x) dx}{S_B^2 A_E q n_i^2 F(N_B)} - 1 \right] \quad (10)$$

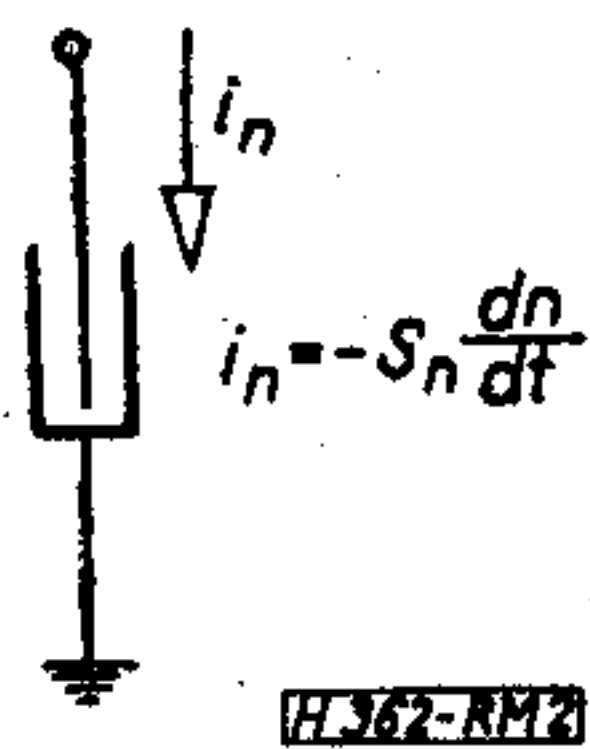
ahol A_E — az emitter keresztmetszete, n_i — az intrinsic koncentráció.

Az inverz és telítési üzemmód leírására egyszerűen kiterjeszthető a modell, hiszen ugyanígy belátható, hogy kollektoroldali injektálás esetén:

$$I_C = -\frac{dQ_{BI}}{dt} - \frac{Q_{BI}}{\tau_{EI}} - \frac{Q_{BI}}{\tau_B} \quad (11)$$

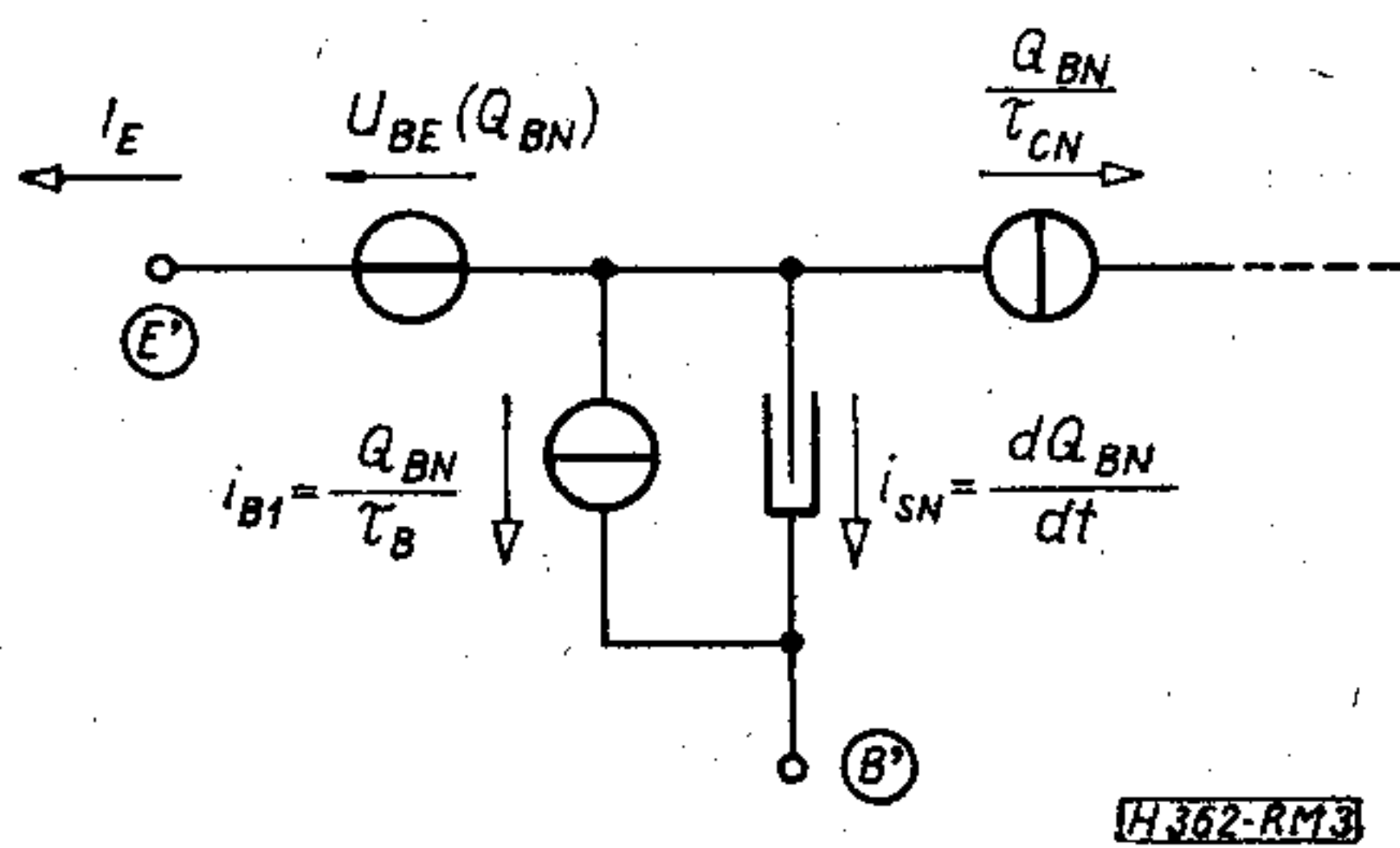
ahol a τ_{EI} (τ_B) és $U_{BC}(Q_{BI})$ összefüggés a (8) és (10) egyenletekkel analóg módon adódik, továbbá a lineáris viszonyok miatt a szuperpozíció megengedett.

Egyszerű a modellhez helyettesítő képet alkotni, ha olyan áramkört definiálunk, melyen feszültség nem esik, de töltésével generátorokat vezérelhet. Ilyen fiktív áramkört elem az úgynevezett *sztorancia*, jelölése a 2. ábrán látható.



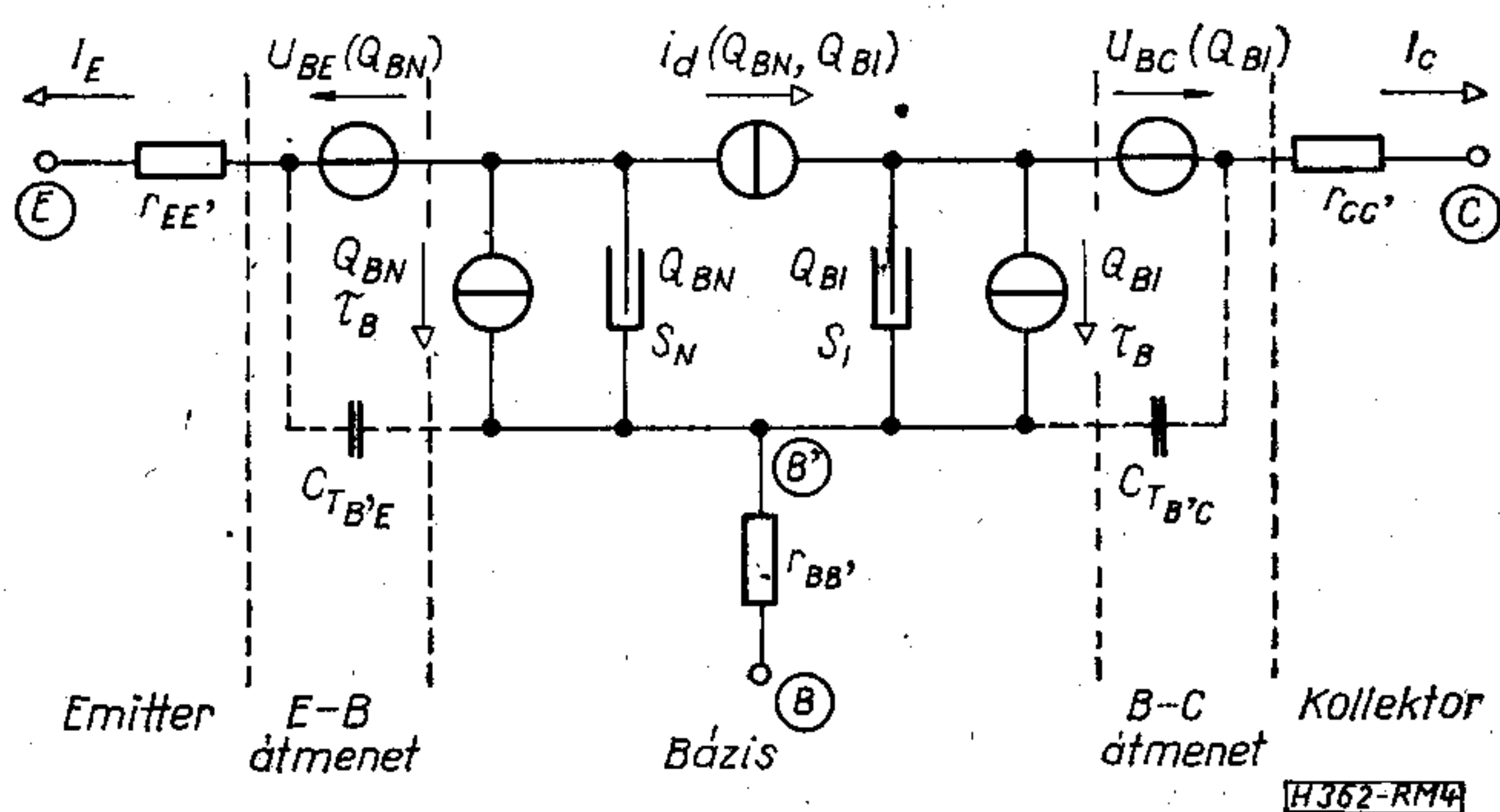
2. ábra. Elektron-sztorancia

Az emitteroldali injektálást leíró (6) és (10) egyenletekből álló egyenletrendszernek megfelelő helyettesítő kép így a 3. ábrán látható módon alakul. Az inverz működésre hasonló helyettesítő képet kaphatunk a (11) és (10)-zel analóg módon adódó $U_{BC}(Q_{BI})$ egyenletekből.



3. ábra. Normál irányú működésre vonatkozó töltésvezérelt helyettesítő kép

E kettő kombinációjaként áll elő a most már minden üzemállapotot helyesen modellező helyettesítő kép a 4. ábra szerint; ide már a hozzávezetési ellenállásokat is berajzoltuk. Feltüntettük továbbá a két *pn* átmenet tértöltés-kapacitását is. Nem szabad



4. ábra. A tranzisztor valamennyi üzemállapotát leíró töltésvezérelt modell

ugyanis elfeledkeznünk arról, hogy a töltésvezérelt modell csak a bázis diffúziós jellegű töltésfelhalmozódását veszi figyelembe, a tértöltés-rétegek hatását további elemekkel kell leírnunk.

Az ábráról leolvasható, hogy a bázisrétegen keresztülfolyó áram:

$$i_d = \frac{Q_{BN}}{\tau_{CN}} - \frac{Q_{BI}}{\tau_{CI}} \quad (12)$$

Az eredő helyettesítő kép statikus viszonyok között pontos eredményt ad, dinamikus viszonyokra pedig jó közelítést.

Ebers—Moll modell

Míg a töltésvezérelt modellen viszonylag jól felismerhetők a tranzisztorban lejátszódó fizikai jelenségek, addig az Ebers—Moll modell nem tesz mást, mint ezektől látszólag függetlenül, az ideális *pn* átmenet $I = I_S(e^{U/U_T} - 1)$ karakterisztikájából kiindulva Kirchhoff-törvényeket ír fel a tranzisztor egyes átmeneteinek síkjában [4].

Az *E—B* átmenet árama:

- az átmenet saját árama: $I_{ES}(e^{U_{BE}/U_T} - 1)$
- a *C—B* átmenetből injektált áram: $-A_I I_{CS}(e^{U_{BC}/U_T} - 1)$

A *C—B* átmenet árama:

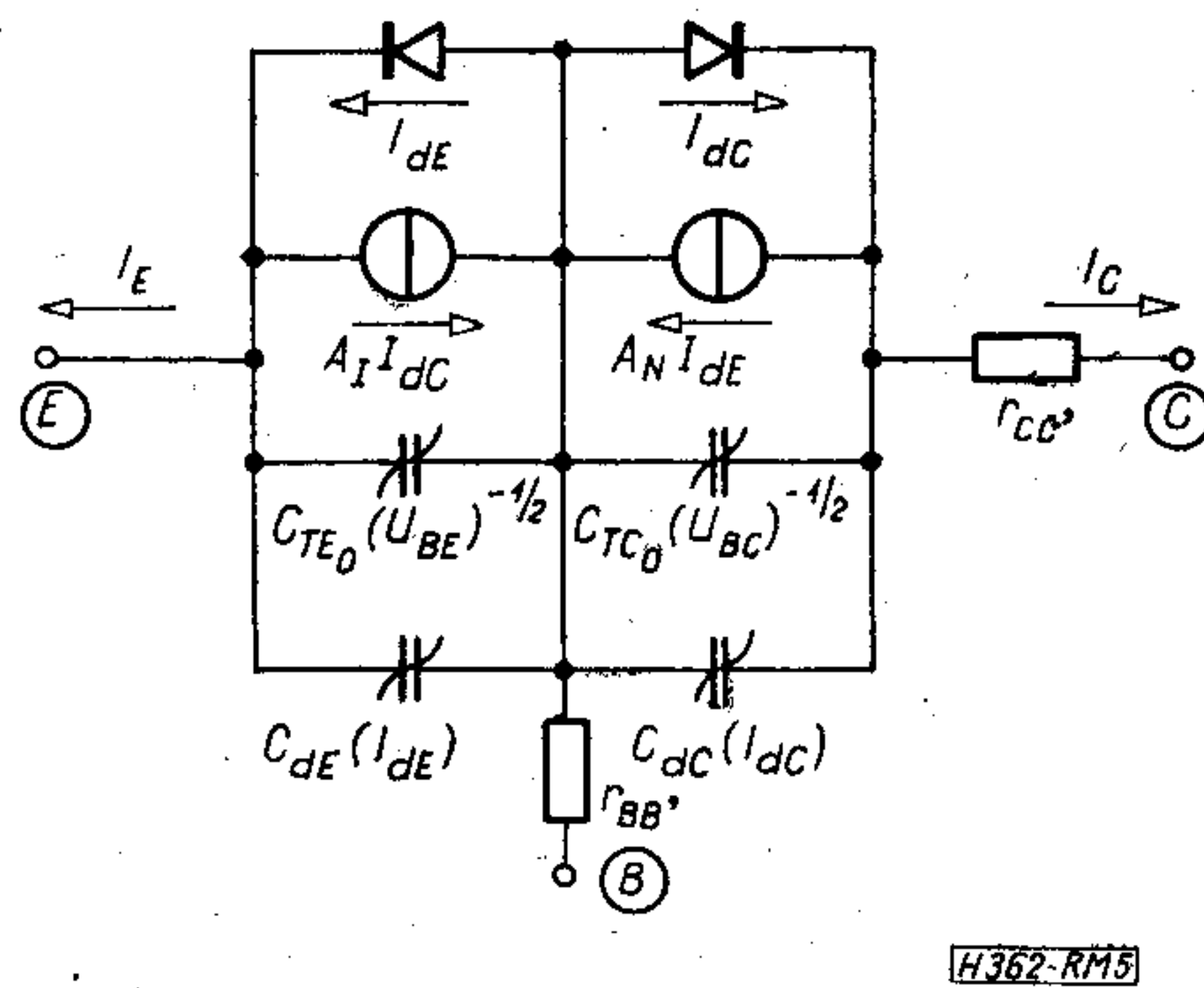
- az átmenet saját árama: $I_{CS}(e^{U_{BC}/U_T} - 1)$
- az *E—B* átmenetből injektált áram: $-A_N I_{ES}(e^{U_{BE}/U_T} - 1)$

A tranzisztorba befelé mutató emitter- és kollektor áramirányt feltételezve, az Ebers—Moll egyenletek:

$$\left. \begin{aligned} I_E &= I_{ES}(e^{U_{BE}/U_T} - 1) - A_I I_{CS}(e^{U_{BC}/U_T} - 1) \\ I_C &= -A_N I_{ES}(e^{U_{BE}/U_T} - 1) + I_{CS}(e^{U_{BC}/U_T} - 1) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

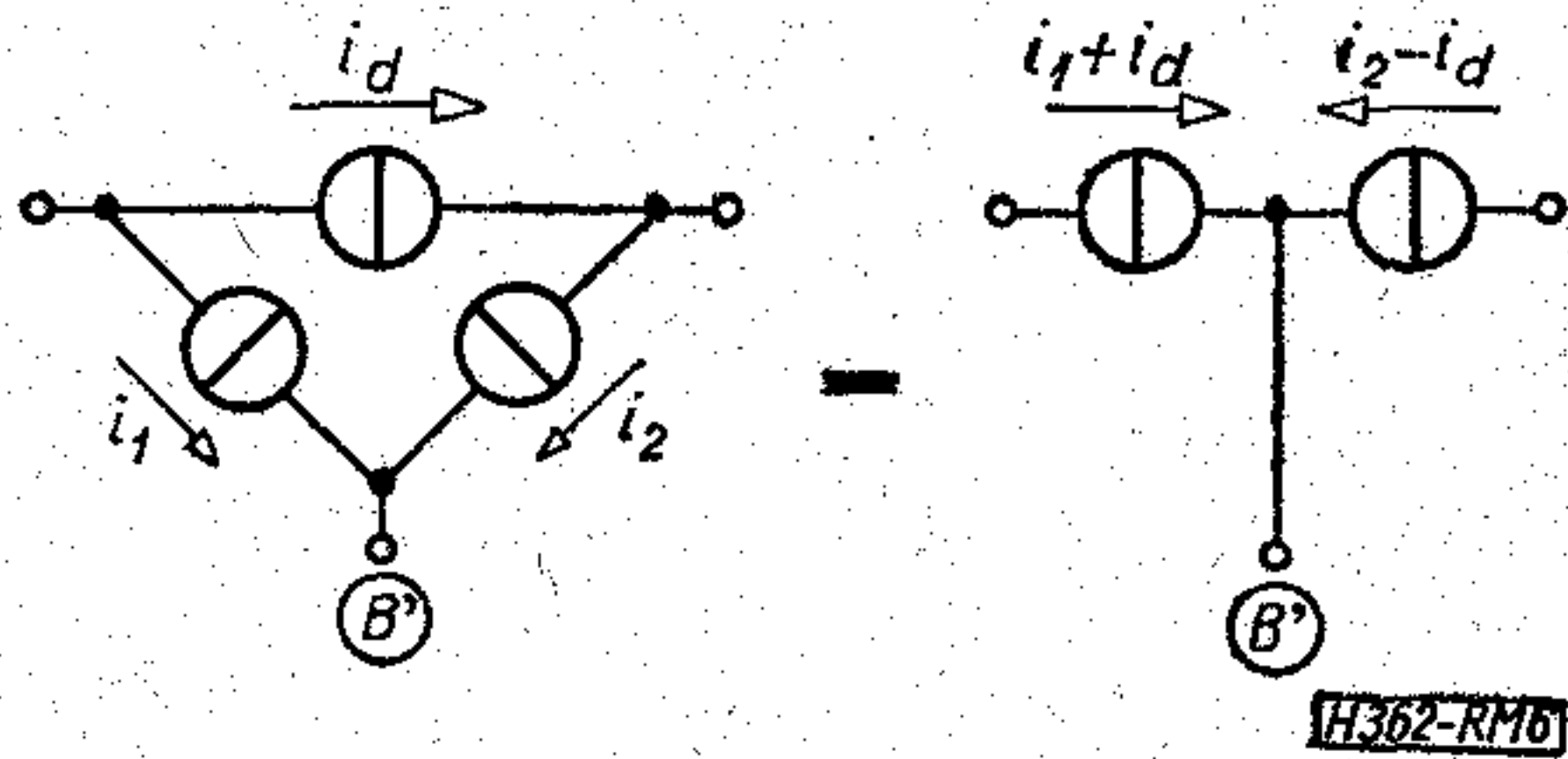
Az egyenletek apaján megrajzolható a tranzisztor Ebers—Moll helyettesítő képe (5. ábra).

A modell egyenáramú szempontból valamennyi üzemállapotában helyesen tükrözi a tranzisztor működését. Időfüggő vizsgálatok céljára a modellt kapacitásokkal kell kiegészíteni. A lezárt *pn* átmenet tértöltéskapacitása az átmenet feszültségének függvénye, a nyitott átmenet diffúziós kapacitása az átmenet áramával arányos. Az 5. ábrán látható Ebers—Moll tranzisztormodellt a hozzávezetési ellenállásokkal is kiegészítettük.



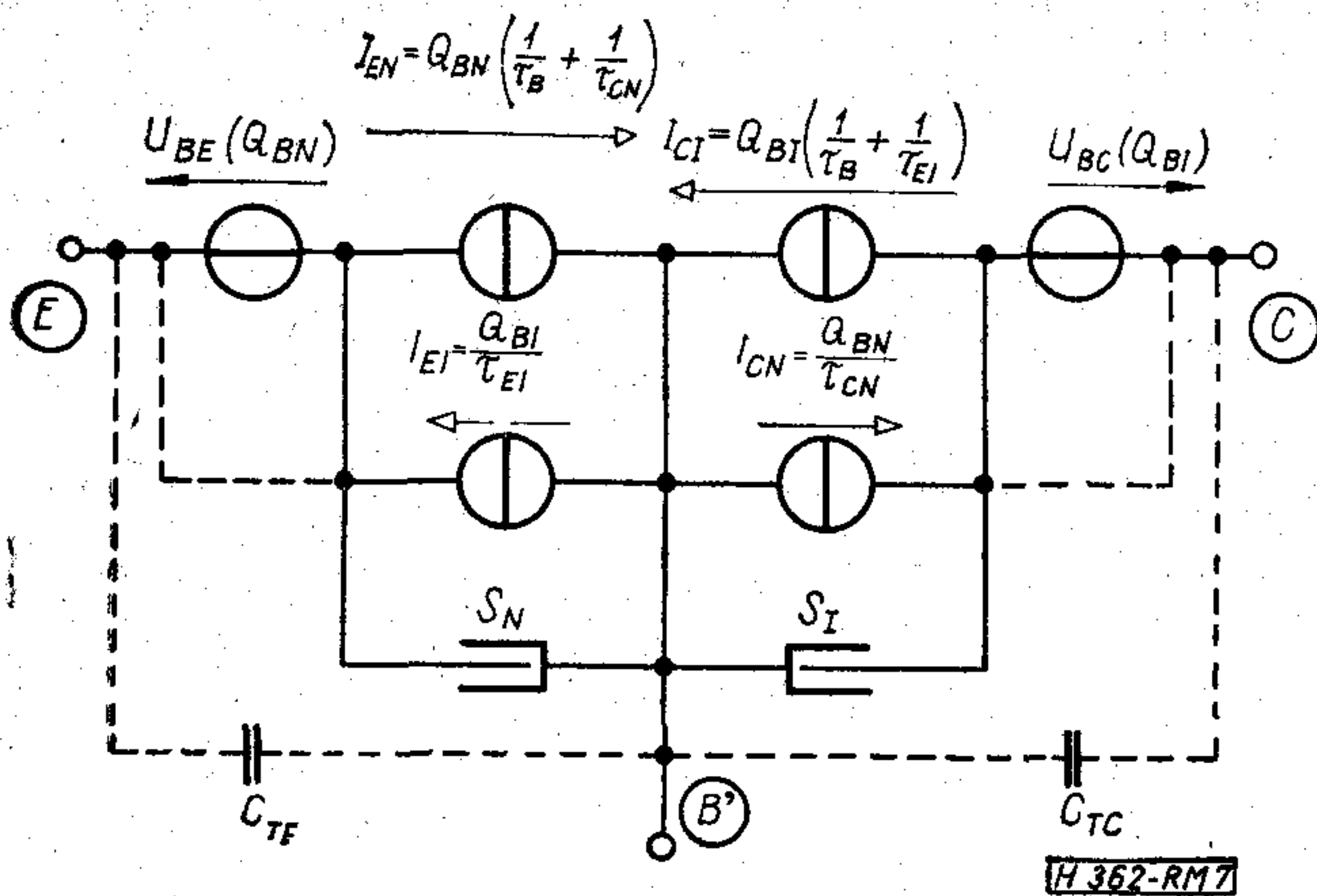
5. ábra. A tranzisztor kapacitásokkal és hozzávezetési ellenállásokkal kiegészített Ebers—Moll modellje

Bár a töltésvezérelt és az Ebers—Moll modell egészen más oldalról és látszólag különböző módon közelíti a tranzisztor működését, kimutatható, hogy a két modell tulajdonképpen ekvivalens.



6. ábra. Háromszög-kapcsolású áramgenerátorok ekvivalens helyettesítése

Vonjuk össze a töltésvezérelt modell három áramgenerátorát kettővé, a 6. ábrának megfelelő módon. Bontsuk ezután ketté mindkét új generátort úgy, hogy külön ághban szerepeljenek a Q_{BN} , ill. Q_{BI} hatására létrejövő áramok. Az így átrajzolt helyettesítő kép a 7. ábrán látható.



7. ábra. A töltésvezérelt modell átalakított topológiával

I_{EI} , azaz az emitteráramnak a kollektoroldaltól injektált töltésekből származó része, láthatóan független a Q_{BN} által vezérelt U_{BE} feszültséggenerátortól, azaz közvetlenül az emitter pontra kapcsolható, ugyanígy kapcsolható az I_{CN} áramgenerátor közvetlenül a kollektorpontra (szaggatott vonalak a 7. ábrán).

A kollektor, ill. az emitteroldal Q_{BN} -el arányos áramainak hányadosa az Ebers—Moll modell A_N áramerősítését adja:

$$A_N = \frac{\frac{Q_{BN}}{\tau_{CN}}}{\frac{Q_{BN}}{\tau_{CN}} + \frac{Q_{BN}}{\tau_B}}$$

ami (8) felhasználásával az

$$A_N = 1 - \left(\frac{S_B}{L_n}\right)^2 F(N_B) \quad (14)$$

alakúra hozható.

A 7. ábra I_{EN} árama Q_{BN} helyett az U_{BE} feszültséggel is kifejezhető. Helyettesítsük ezért az (5) egyenletet (10)-be:

$$U_{BE} = U_T \ln \left[I_{EN} \tau_B \frac{1}{L_n^2} \frac{\int_0^{S_B} N_B(x) dx}{A_E q n_i^2} + 1 \right]$$

átalakítva

$$U_{BE} = U_T \ln \left(\frac{I_{EN}}{I_{ES}} + 1 \right) \quad (15)$$

vagy

$$I_{EN} = I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1), \quad (16)$$

ahol

$$I_{ES} = \frac{A_E q n_i^2 L_n^2}{S_B \tau_B \int_0^{S_B} N_B(x) dx}$$

A töltésvezérelt modellből is az ideális dióda karakterisztika adódik, tehát az $E-B$ (és hasonlóan a $C-B$) átmenetre.

A töltésvezérelt modell sztoranciája az Ebers—Moll-modell diffúziós kapacitásával ekvivalens. Az emitter oldalali sztorancia hozzájárulása az emitteráramhoz $i_s = -dQ_{BN}/dt$, ami az $E-B$ feszültség idő szerinti deriváltjával is kifejezhető:

$$i_s = -\frac{dQ_{BN}}{dt} = \frac{dQ_{BN}}{dI_{EN}} \cdot \frac{dI_{EN}}{dU_{BE}} \cdot \frac{dU_{BE}}{dt}$$

A jobb oldal első differenciálhányadosát (5)-ből, a másodikat (16)-ból kifejezve:

$$i_s = \tau_B \left(\frac{S_B}{L_n}\right)^2 F(N_B) \frac{I_{EN}}{U_T} \cdot \frac{dU_{BE}}{dt} = C_D \frac{dU_{BE}}{dt} \quad (17)$$

a diffúziós kapacitás definíciójához jutottunk.

Megfeleltettük tehát egymásnak a töltésvezérelt és az Ebers—Moll modell minden elemét. A modellek paramétereinek egymásba való átszámítását a (14), (15) és (17) egyenletek rögzítik.

Bebizonyítottuk tehát, hogy a töltésvezérelt és az Ebers—Moll modell végső soron azonosak, a modellek pontossága szükségképpen megegyezik. Lényegesen nagyobb pontosság érhető el a következőkben tárgyalandó Linvill típusú modellel.

A Linvill-modell

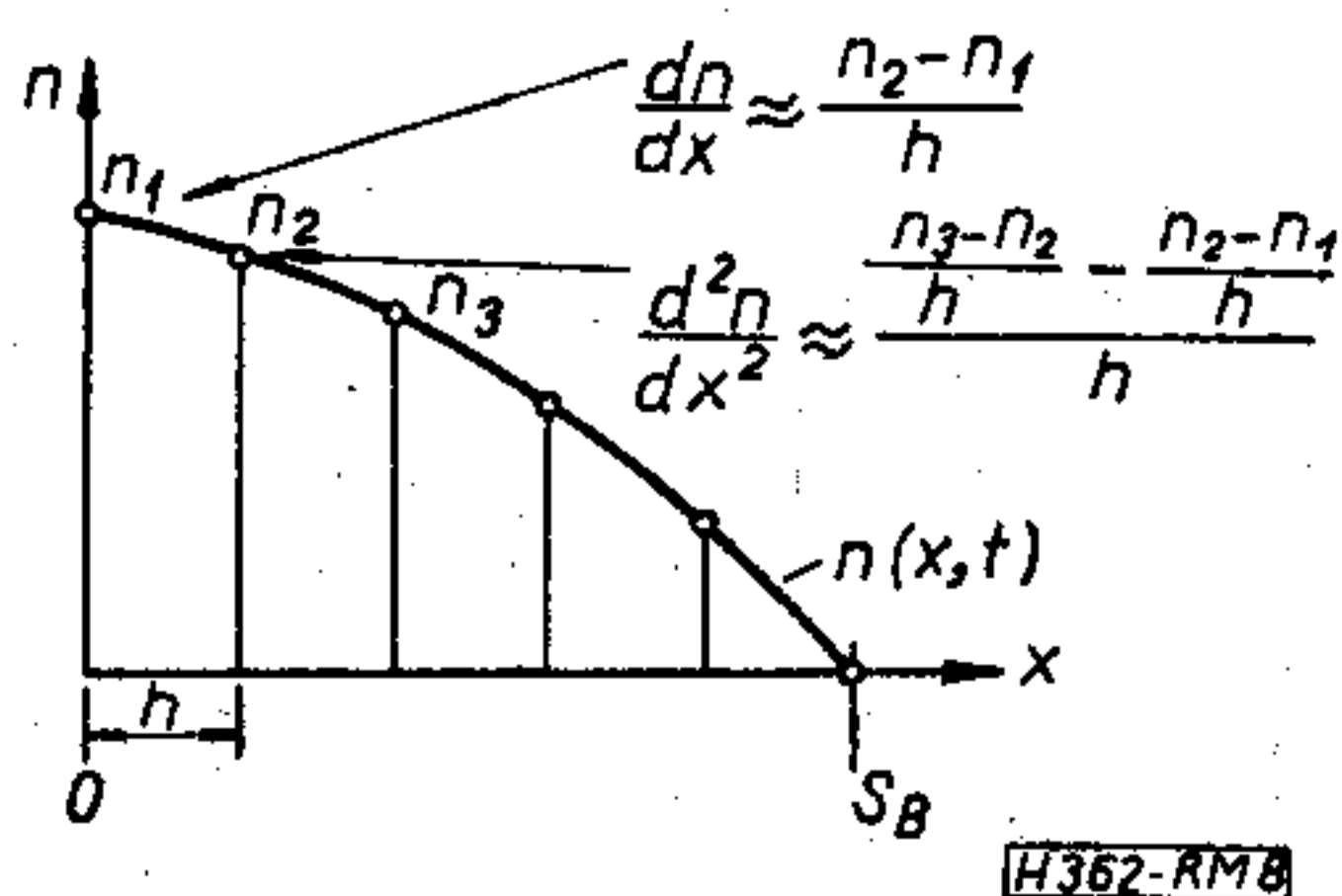
Megalkotásakor ugyancsak a bázisban lejátszódó töltésmozgásokat leíró egyenletekből indulunk ki.

A folytonossági (2) és a transzport egyenlet (1) összevonásából adódik az ún. diffúziós egyenlet:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n \frac{\partial}{\partial x} (nE) - \frac{n}{\tau_B}, \quad (18)$$

ahol az n_0/τ_B generációs tagot elhanyagoltuk. Ezt a parciális differenciálegyenletet alakítjuk differenciaegyenletté, eltüntetve ezáltal a helyfüggést jellemző x -szerinti deriváltakat [6]. Az átalakítás a következő megfontolásokról adódik:

Osszuk fel a bázist azonos, h szélességű szakaszokra (8. ábra), és jelöljük a kisebbségi töltéshordozók



8. ábra. A bázis szektorokra bontása Linvill-modellnél

koncentrációit e szakaszok végpontjaiban ($x=0$ -tól kezdődően) rendre $n_1, n_2 \dots n_n$ -nel. Jó közelítéssel mondhatjuk, hogy a k -edik szektor középpontjára:

$$\frac{\partial n}{\partial x} \approx \frac{n_k - n_{k-1}}{h},$$

illetve a k -edik szektor végpontjára:

$$\frac{\partial^2 n_k}{\partial x^2} \approx \frac{\frac{n_{k+1} - n_k}{h} - \frac{n_k - n_{k-1}}{h}}{h}$$

és

$$\frac{\partial(n_k E_k)}{\partial x} \approx \frac{n_{k+0,5} E_{k+0,5} - n_{k-0,5} E_{k-0,5}}{h},$$

ahol a $k+0,5$ indexű mennyiségek a k és a $k+1$ indexű érték átlagát jelentik.

Ezekkel és a $\Delta n_i = n_i - n_{i-1}$ jelöléssel a k -edik pontra vonatkoztatott diffúziós egyenlet:

$$\begin{aligned} \frac{dn_k}{dt} = & D_n \frac{1}{h^2} (\Delta n_{k+1} - \Delta n_k) + \\ & + \mu_n \frac{1}{h} (n_{k+0,5} E_{k+0,5} - n_{k-0,5} E_{k-0,5}) - \frac{n_k}{\tau_B}. \end{aligned} \quad (19)$$

Ez az egyenlet már csak idő szerinti differenciálhányadost tartalmaz. Gondolnunk kell viszont arra, hogy annyi ilyen egyenlet van, ahány részre osztottuk a bázist.

Azért, hogy az egyenletben szereplő tagok áramokat jelentsenek, a (19) egyenlet valamennyi tagját szorozzuk meg $A \cdot q \cdot h$ -val, így tulajdonképpen egy csomóponti Kirchhoff egyenletet kapunk:

$$\begin{aligned} Aqh \frac{dn_k}{dt} = & \frac{AqD_n}{h} \Delta n_{k+1} - \frac{AqD_n}{h} \Delta n_k + \\ & + Aq\mu_n E_{k+0,5} n_{k+0,5} - Aq\mu_n E_{k-0,5} n_{k-0,5} - \frac{Aqh}{\tau_B} n_k. \end{aligned} \quad (20)$$

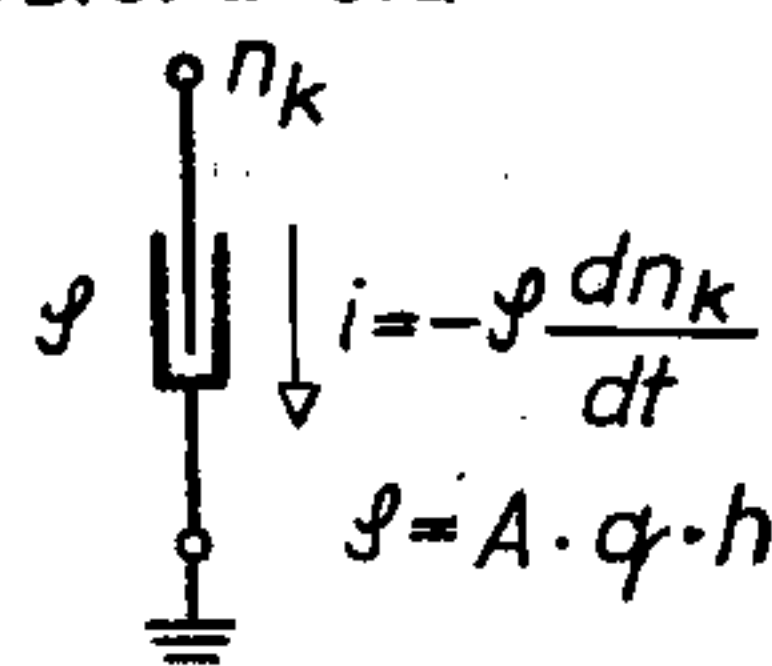
Az egyenletben szereplő tagok láthatóan olyan elemeket írnak le, amikben áram folyik, de ennek nagysága nem a feszültségtől, hanem a töltéshordozó-sűrűségtől, illetve töltéshordozósűrűség-különbségtől függ. A Linvill-modell ilyen tulajdonságú fiktív áramköri elemeket definiál, és a belőlük felépített helyettesítő képpel modellezi a (20) egyenlet által leírtakat. Az egyenlet bal oldalán szereplő tag a már megismert sztorancia áramát írja le. A jobb oldalon a töltéshordozósűrűség-különbséggel vezérelt elem

a diffúziós áramot modellezi, ezért *diffuzanciának*; a töltéshordozó-sűrűségek átlagával vezérelt pedig, ami a sodródási áramot írja le, *driftanciának* nevezzük. A töltéshordozó-sűrűséggel vezérelt elem árama a rekombinációt modellezi, ez a *kombinancia*. Jelölésük a 9. ábrán látható.

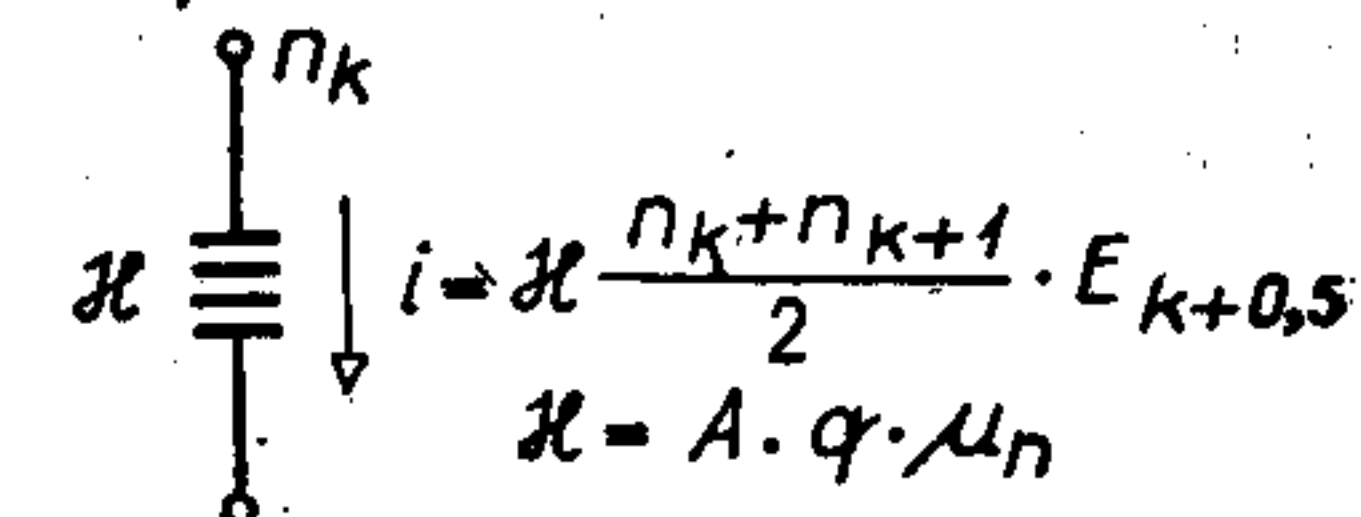
Az új jelölésekkel a k -edik pontra vonatkozó diffúziós egyenlet:

$$\begin{aligned} S \frac{dn_k}{dt} = & \mathcal{D} \Delta n_{k+1} - \mathcal{D} \Delta n_k + \mathcal{H} E_{k+0,5} n_{k+0,5} - \\ & - \mathcal{H} E_{k-0,5} n_{k-0,5} - \mathcal{K} n_k. \end{aligned} \quad (21)$$

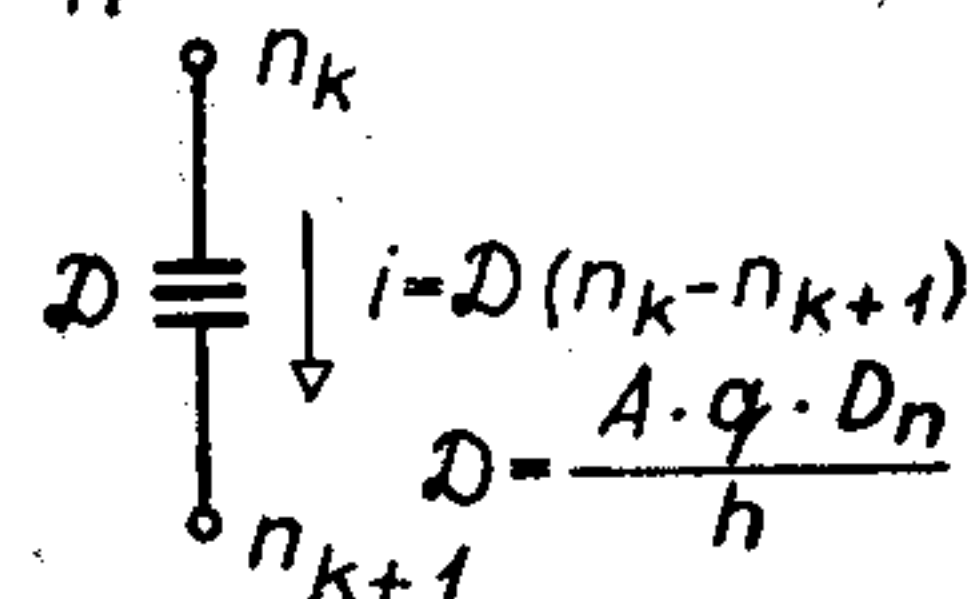
Sztorancia



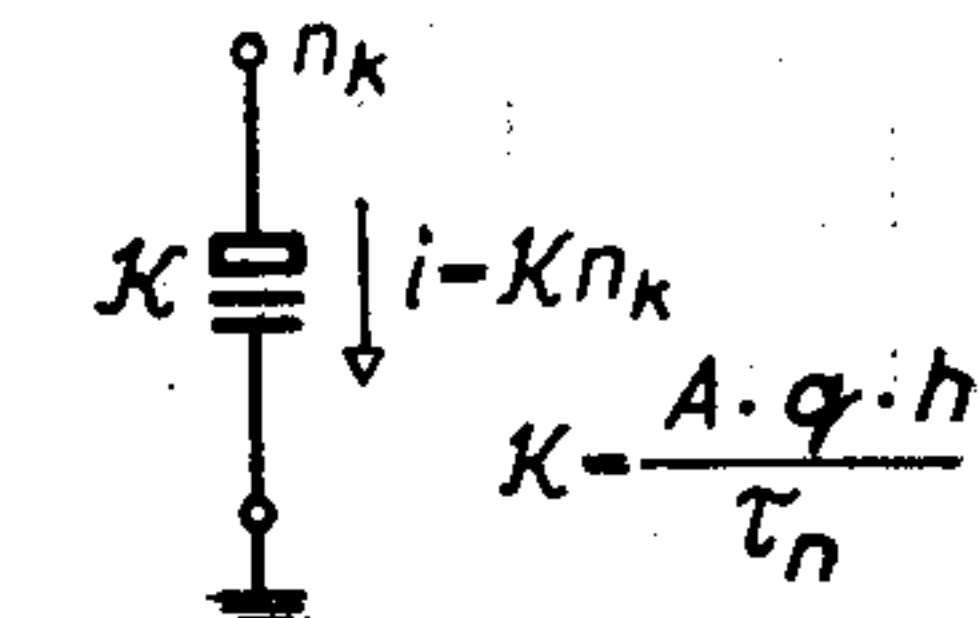
Driftancia



Diffuzancia

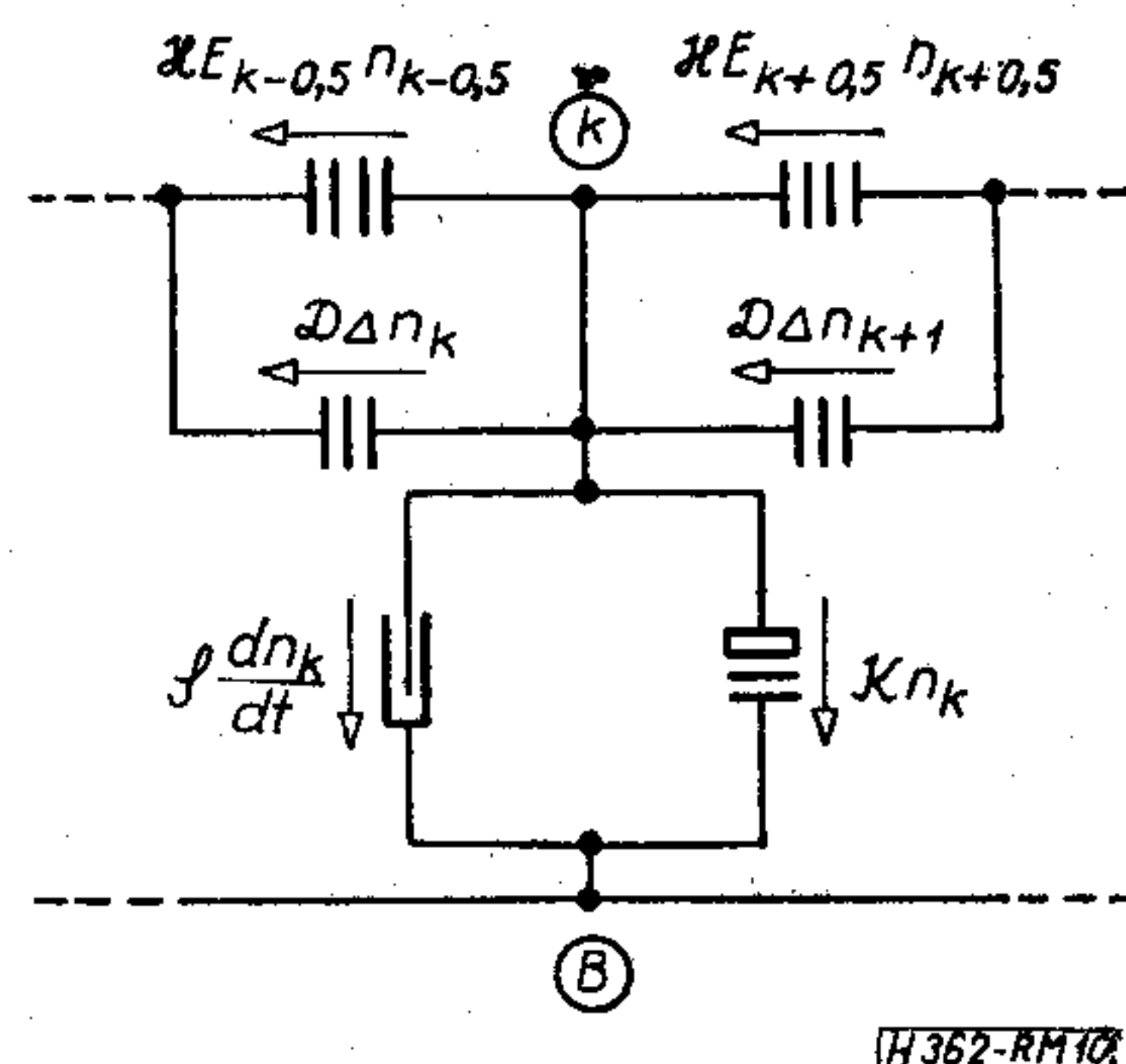


Kombinancia



9. ábra. A Linvill-modell elemei

Most már helyettesítő képet is rajzolhatunk, ami kielégíti a diffúziós egyenletet. Az egy szektornak megfelelő hálózatrész látható a 10. ábrán, természetesen annyi ilyen kell sorbakapcsolnunk, ahány részre osztottuk a bázist. A lánc kétoldali lezárásával kell jellemeznünk az emittert és a kollektort. Ezek olyan transzformátor-hálózatok lesznek, amik a Boltzmann összefüggésnek megfelelően állítják be a kapcsolókra adott feszültségek függvényében az átmenetek töltéshordozó-koncentrációit.


 10. ábra. A bázis k -edik szektora a Linvill-modellben

A Linvill-modell számítógépes vizsgálata

A Linvill-modell közelebbi vizsgálatával kapcsolatos munkánk céljai a következők voltak:

- a Linvill-modelltől várható pontosságtöbblet felmérése; összehasonlítás egyéb modellekkel,
- a tranzisztor belső töltéshordozó-eloszlásának és tranzienseinek szemléletes kvantitatív vizs-

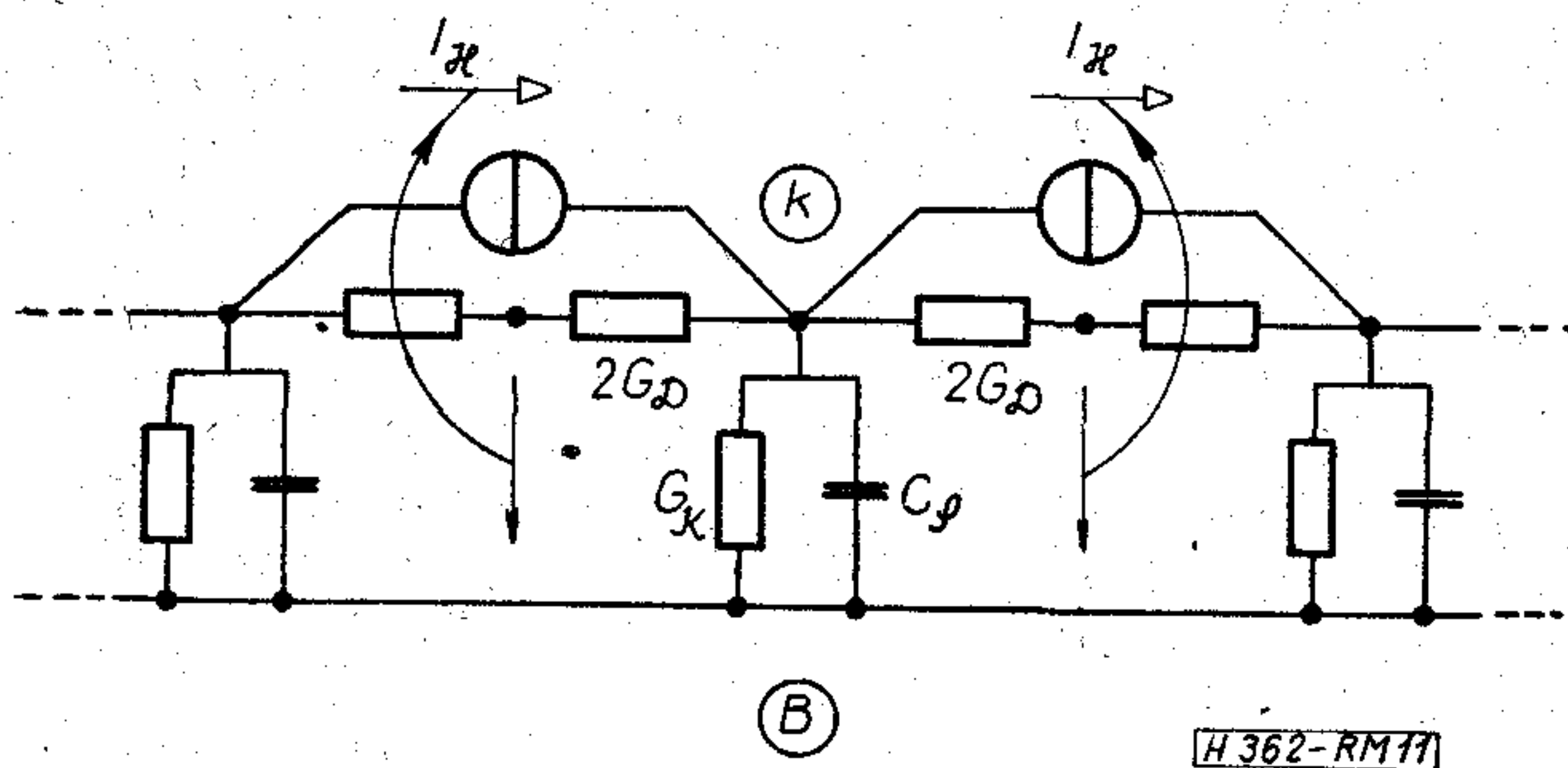
gálata (mind homogén, mind inhomogén bázis-adalék-eloszlás esetére),

- a Linvill-típusú modell analízisprogramba építése lehetőségeinek és a várható problémáknak felmérése.

E célok elérése érdekében, áramköri helyettesítő képpel szimuláltuk a Linvill-modellt, és a helyettesítő kép tulajdonságait a TRANZ—TRAN áramköranalízis program [10] segítségével vizsgáltuk.

A modellnek az analízisprogramba való tényleges beépítése csak az így szerzett tapasztalatok ismeretében végezhető el.

A vizsgálat során tekintetbe vett Linvill-modellben természetesen csak a TRANZ—TRAN analízisprogram által megengedett áramköri elemeket használhattuk [11], ezért a Linvill-láncnak a 11. ábrán lát-



11. ábra. A Linvill-lánc helyettesítése áramköri elemekkel

ható áramköri képével dolgoztunk. Ebben a diffuzanciát és a kombinanciát ellenállás, a sztoranciát kapacitás, a driftanciát vezérelt áramgenerátor helyettesíti. E helyettesítéseket az tette lehetővé, hogy az

$$n = M \cdot u \quad (22)$$

összefüggés szerint a töltéshordozó-koncentrációkat feszültségekkel modellezhetjük.

Tekintsük például a sztoranciát. A 9. ábrán szereplő definíció és a (22) összefüggés értelmében

$$i = S \frac{dn}{dt} = S \cdot M \cdot \frac{du}{dt} = C_S \frac{du}{dt}$$

ahol C_S a sztoranciát helyettesítő kapacitás:

$$C_S = MqAh \quad (23a)$$

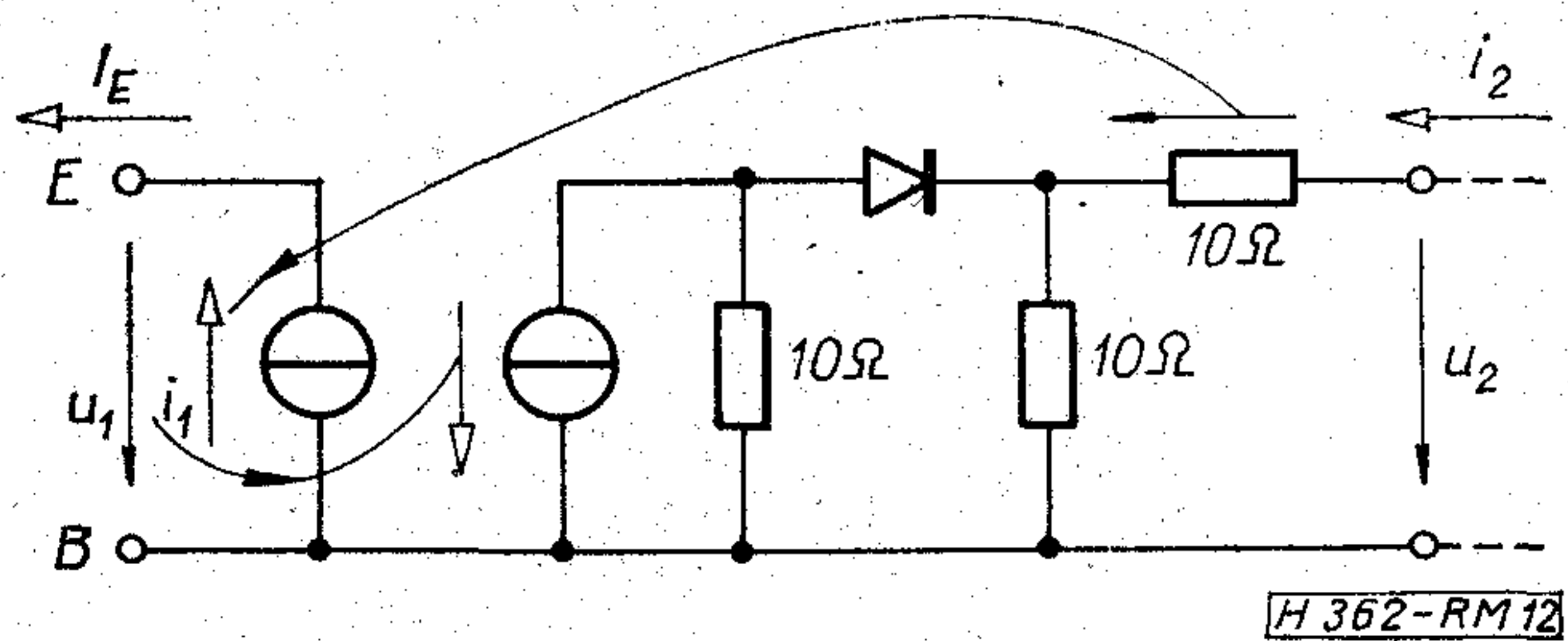
Hasonló módon adódik a diffuzanciát és kombinanciát helyettesítő vezetések értéke:

$$G_D = MqAD_n \frac{1}{h} \quad (23b)$$

$$G_K = MqAh \frac{1}{\tau} \quad (23c)$$

A Linvill-lánc kétoldali lezárását feszültségvezérelt áramgenerátorokkal és ideális diódával valósítottuk meg (12. ábra).

Látható, hogy az u_2 feszültség exponenciálisan függ u_1 -től, és i_2 megegyezik i_1 -gyel — az áramkör tehát megfelel az előírt transzformációnak. A Linvill-lánc és a transzformátor elemértékeit a vizsgált tranzistorstruktúra adatai és a (23) összefüggés alapján állapíthatjuk meg.



12. ábra. Áramköri modell a Linvill-lánc kétoldali lezárására

Számításainknál az alábbi két struktúrát vizsgáltuk:

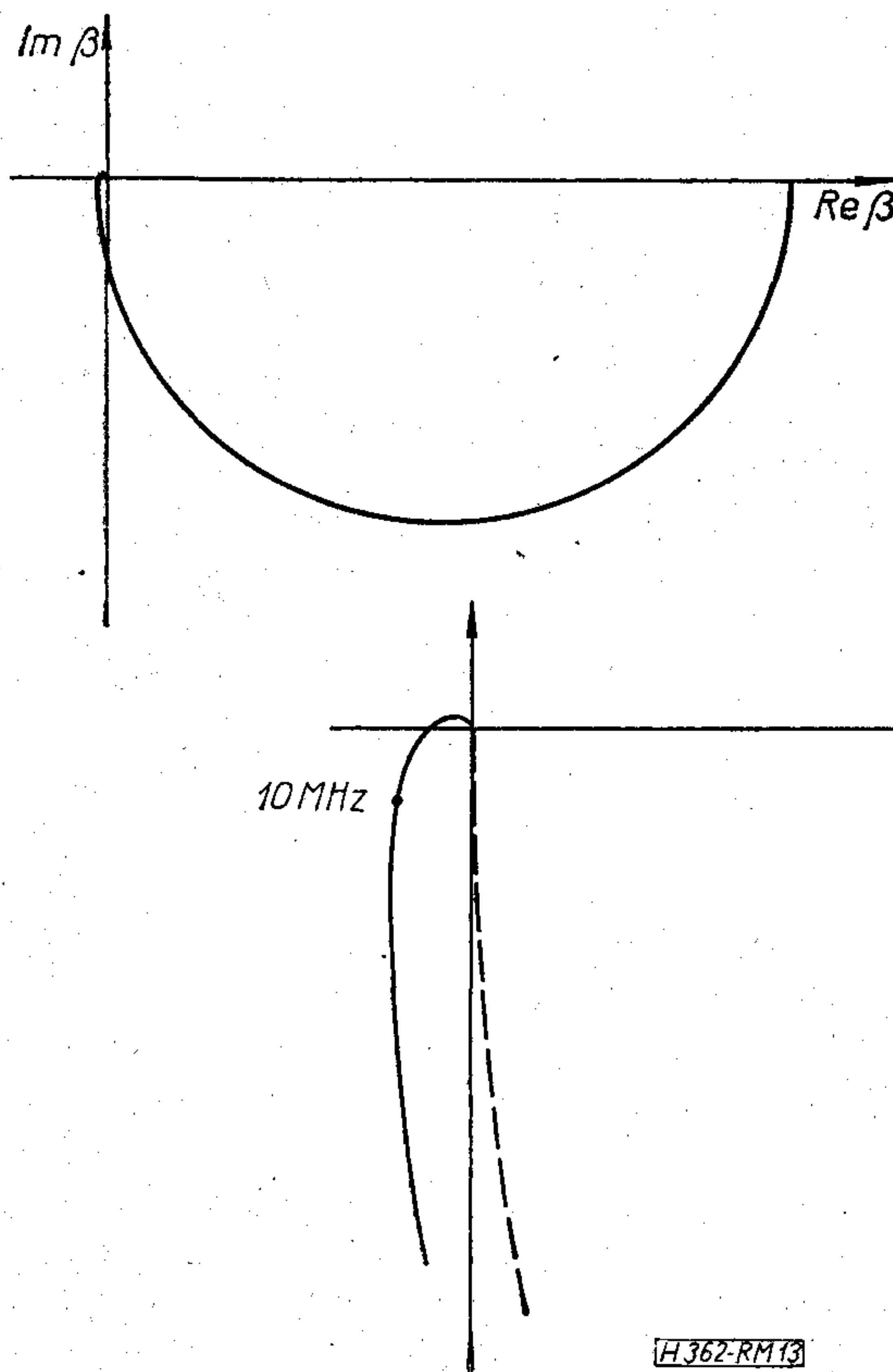
- homogén bázisú tranzisztor

$$S_B = 20 \mu, \tau_B = 10^{-6} \text{ s}, D_n = 0,002 \text{ m}^2/\text{s};$$

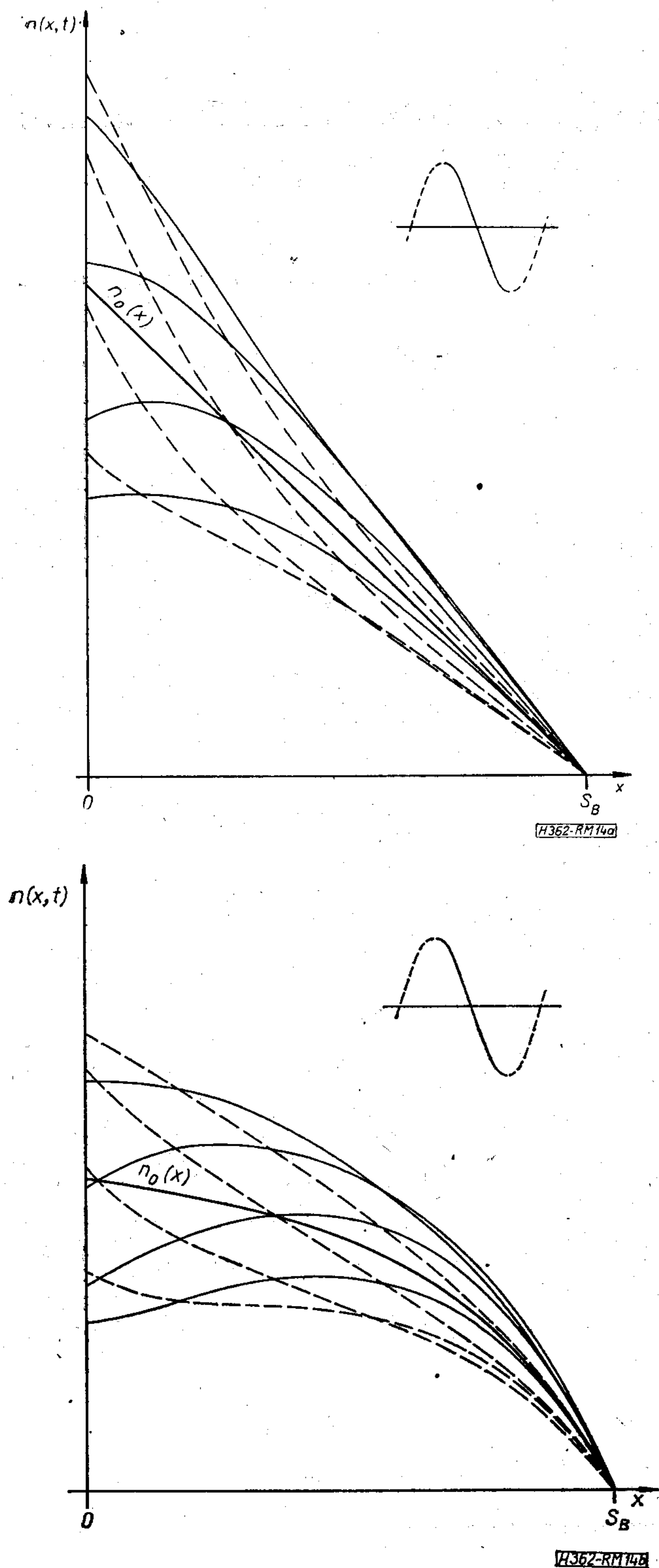
- inhomogén bázisú tranzisztor, a fenti adatokkal és a helyfüggő adalékolás miatt előálló $E = 3,9 \cdot 10^3 \text{ v/m}$ konstans beépített erőterrel.

(E vizsgálatnál a 20μ -os bázisvastagság feltételezését az előbbiekkal való összevethetőség indokolta, a gyakorlati inhomogén struktúráknál S_B egy nagyságrenddel kisebb.) A homogén bázisú tranzisztor modelljében a 10. ábrán szereplő driftanciák és így a 11. ábrán driftáramokat leíró generátorai hiányoznak. Az inhomogén bázis modellezésénél a (22) összefüggés értelmében $\mathcal{H}EM$ meredekséggel vettük őket figyelembe.

Modellünk segítségével megvizsgáltuk a β áramerősítési tényező frekvenciafüggését. A 13. ábrán en-



13. ábra. Az áramerősítési tényező helygörbéje Linvill-modell segítségével számolva. Összehasonlítás végett feltüntetjük az Ebers—Möll modellből adódó helygörbét is (szaggatott vonal). Az origó környékét tízszeres nagyításban ábrázoltuk



14. ábra. A bázistöltés eloszlása az idő függvényében szinuszos vezérlés esetén. a — Homogén bázisú tranzisztor, 10 szektoros Linvill-modell; b — Inhomogén bázisú tranzisztor, 5 szektoros Linvill-modell

nek helygörbéje látható. Az ábrába szaggatott vonallal berajzoltuk az Ebers—Moll modelltől adódó helygörbét is. Jól megfigyelhető, hogy a Linvill-modell pontosabban leírja a tranzisztor fázistolását: tükrözi azt a tényt, hogy a be- és kimenet között 90° -nál nagyobb fáziskülönbség is előállhat.

Futtatási eredményeink alapján szemléletes és ugyanakkor kvantitatíve is helyes képet kaptunk a bázis kisebbségi töltéshordozóinak mozgásáról. A 14a ábra a homogén bázisú struktúrára vonatkozik, 10 MHz-es szinuszos vezérlőjel esetén. Az ábrán nyolc, egymástól 45° -ra eső fázishelyzetre láthatjuk az elektronok eloszlását. A függvény bal oldali gradiense az emitterárammal, a jobb oldali a kollektorárammal arányos. Látható, hogy a kettő maximuma és minimuma nem azonos időpillanatban áll be, közöttük jelentős fáziseltolódás mutatkozik. A függvényeket megfelelő időben egymásutánban tekintve, szemléletessé válik előttünk a töltéshordozó hullámok terjedése az emittertől a kollektor felé.

A 14b ábrán az inhomogén struktúra hordozóeloszlását látjuk, szintén 10 MHz-es vezérlőjel esetében. Megfigyelhetjük, hogy a töltéshordozó-eloszlás jellege erősen eltér a homogén bázisú esettől, de a kialakuló töltéshordozó hullámokat éppen olyan jól tükrözi. Pontosan ez az az effektus (és ennek áramköri kihatásai), aminek modellezésére a tárgyaltak közül csak a Linvill-modell képes!

A bázis töltéshordozóinak mozgásáról szerzett információk — ha az áramköri modellezés szempontjából érdektelennek is tűnnek — nem becslendők le. Segítségükkel közelebb jutunk a tranzisztor működésének megismeréséhez. A futtatások eredményei alapján rajzolt, a 14.-hez hasonló ábrák az oktatásban is igen jól használhatóak.

A tranzisztorok Linvill-típusú modellezése még sok lehetőséget rejt magában. Kétdimenziós struktúrák vizsgálata, térerősségfüggő élettartam, adalékolásfüggő mozgékonyosság stb., mind modellezhető ilyen módon. Munkánk további célkitűzése mégis inkább az áramköri modellezés. Legközelebbi tervünk a TRANZ—TRAN analízisprogram modellkészletének Linvill-típusú tranzisztormodellrel való kiegészítése, és a Linvill-modell paramétermegállapítási kérdéseinek vizsgálata.

I R O D A L O M

- [1] Tarnay K.—Székely V.: Dióda és tranzisztormodellek számítógépes áramkörtervezés céljára. Mérés és Automatika, 17, No. 4, pp. 130—135 (1969)
- [2] Valkó, I.P.: Elektronikus Eszközök I. Egyetemi jegyzet, Tankönyvkiadó, Budapest 1974.
- [3] Beaufoy, R.—Sparkes J. J.: The junction transistor as a charge controlled device, Automatic Telephone Equipment Journale, 13, pp. 310—327, (1957 oct.)
- [4] Ebers, J. J.—Moll, J. L.: Large signal behavior of junction transistors, Proc. IRE, 42, pp. 1761—1772 (1954).
- [5] Daniel, M. E.: Development of mathematical models of semiconductor devices for computer-aided circuit analysis, Proc. IEEE, 55, No. 11, pp. 1912—1920 (1967).
- [6] Linvill, J. G.: Lumped models of transistors and diodes, Proc. IRE, 64, No. 6, 949— (1958).
- [7] Linvill, J. G.—Gibbons, J. F.: Transistors and Active Circuits, McGraw-Hill, New York, 1961.
- [8] Herskowitz, G. J.—Schilling, R. B.: Semiconductor Device Modeling for Computer — Aided Desing, McGraw-Hill, New York, 1972.
- [9] Arendt, A.: Modelle für Halbleiter-Bauelemente unter Verwendung diskretisierter Ersatzschaltbilder. Doktori értekezés, Institut für Halbleitertechnik, RWTH Aachen, 1971.
- [10] Tarnay K.—Székely V.: A TRANZ—TRAN nemlineáris áramköranalízis program, Híradástechnika, 24, No. 9, pp. 257—264 (1973).
- [11] Tarnay K.—Székely V.: TRANZ—TRAN 2 nemlineáris áramköranalízis program, használati utasítás (1972).

A TBA 120S integrált áramkör alkalmazása kétnormás Secam/Pal színes televízió dekóderben

ETO 621.3.049.77 TBA 120 S: 621.397.62 SECAM/PAL

SECAM- és PAL-rendszerű adás vételére egyaránt alkalmas vevőkészülékek kétnormás dekódereinek a kialakításánál az egyik legfontosabb szempont, hogy a dekóderek minél több olyan áramköri egységet tartalmazzanak, amelyek mindkét norma esetén üzemelnek, ugyanis ez az egyik legjelentősebb tényező, amely eldönti, hogy az adott dekóder alkalmazása mennyire gazdaságos. Az alábbiakban összefoglaljuk azokat a kutatási eredményeket, amelyek a TBA 120 S integrált áramkörnek kétnormás dekóderben történő felhasználása során adódtak.

1. PAL-dekóder kristályvezérelt oszcillátorának AFC áramköre

Egy oszcillátor AFC-áramkörének az általános tömbvázlata az 1. ábrán látható. Végeredményben ez a tömbvázlat leírja bármely speciális felhasználásra kerülő AFC-áramkörrel ellátott oszcillátornak is az elvi működését. A tényleges áramköri realizálás azonban nagyon sokféle lehet. Ezen sokféle realizáció egyikét szeretnők itt bemutatni.

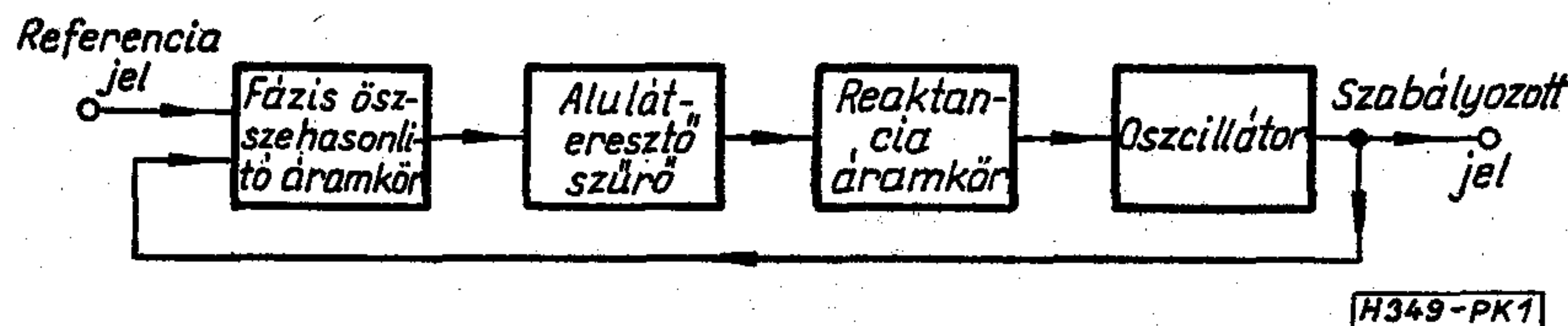
PAL-rendszerű színjel dekódolásánál rendkívül fontos, hogy a dekóderben előállított színsegédvívó fázisban és frekvenciában pontosan megegyezzen a kódolásnál felhasznált színsegédvívó frekvenciájával és fázisával, ugyanis ez elengedhetetlenül szükséges a szinkülönbségi jelek áthallástól mentes demodulásához. Ezt megvalósítandó mind a diszkrét elemekkel, mind az integrált áramkörökkel felépített PAL-dekóderek kvarcoszcillátort tartalmaznak, amelyet AFC-áramkörrel látnak el. A fázisösszehasonlító áramkör referencia-jelként a minden TV-sorban to-

vábbított burst-jelet használja fel. A PAL-dekóderekben alkalmazott AFC-áramkörök tömbvázlata a 2. ábrán látható.

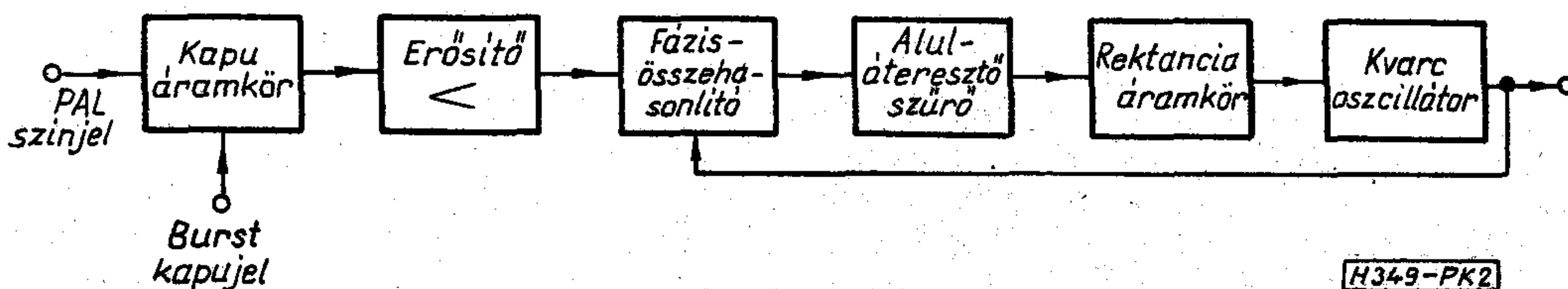
A tranzisztoros PAL-dekóderekben értelemszerűen az AFC-áramkörök is diszkrét áramköri elemekből készültek. De hozzátehetjük, hogy integrált áramkörökkel megvalósított dekóderek között is van olyan változat, ahol többek között az AFC-áramkör is diszkrét elemekből áll. (Pl. a Grundig cég TBA 510 és TAA 630 integrált áramkörökkel felépített PAL-dekódere.)

Kifejlesztettek már olyan integrált áramkörös dekódereket is, amelyeknél nemcsak a dekódolás fő funkcióit végzik el az IC-k, hanem az összes járulékos feladatot is ezek látják el. Ilyenek például a kvarcoszcillátor frekvenciaszabályozása, a sorazonosítás biztosítása és a szinkikapcsoló (killer) feszültség előállítása. A példaként említett járulékos feladatok ellátására a Philips-cég kifejlesztett egy önálló integrált áramkört, a TBA 540 típust. A TBA 540, TBA 520 és TBA 560 i. c.-k együtt egy teljesen integrált kivitelű PAL-dekóder alkotnak. A TCA 640, TCA 650 és TCA 660 i. c.-k a TBA 540 IC-vel kiegészítve egy teljes egészében integrált PAL/SECAM-dekóder alkotnak, ahol a TBA 540 i. c.-nak PAL-üzemű működésnél van csak szerepe.

A TBA 540 elvi felépítése a 3. ábrán látható. A referencia színsegédvívót egy kristályvezérelt oszcillátor állítja elő, amelyhez egy reaktanciafokozat csatlakozik. A reaktanciafokozatot burst fázisdetektor vezérli, amely összehasonlítja a kvarcoszcillátor jelének és a burstnek a fázisát. A burst fázisdetektornak nevezett egység ezenkívül még egy felsőfrekvenciás négyszögjelsorozatot is előállít, amelynek az

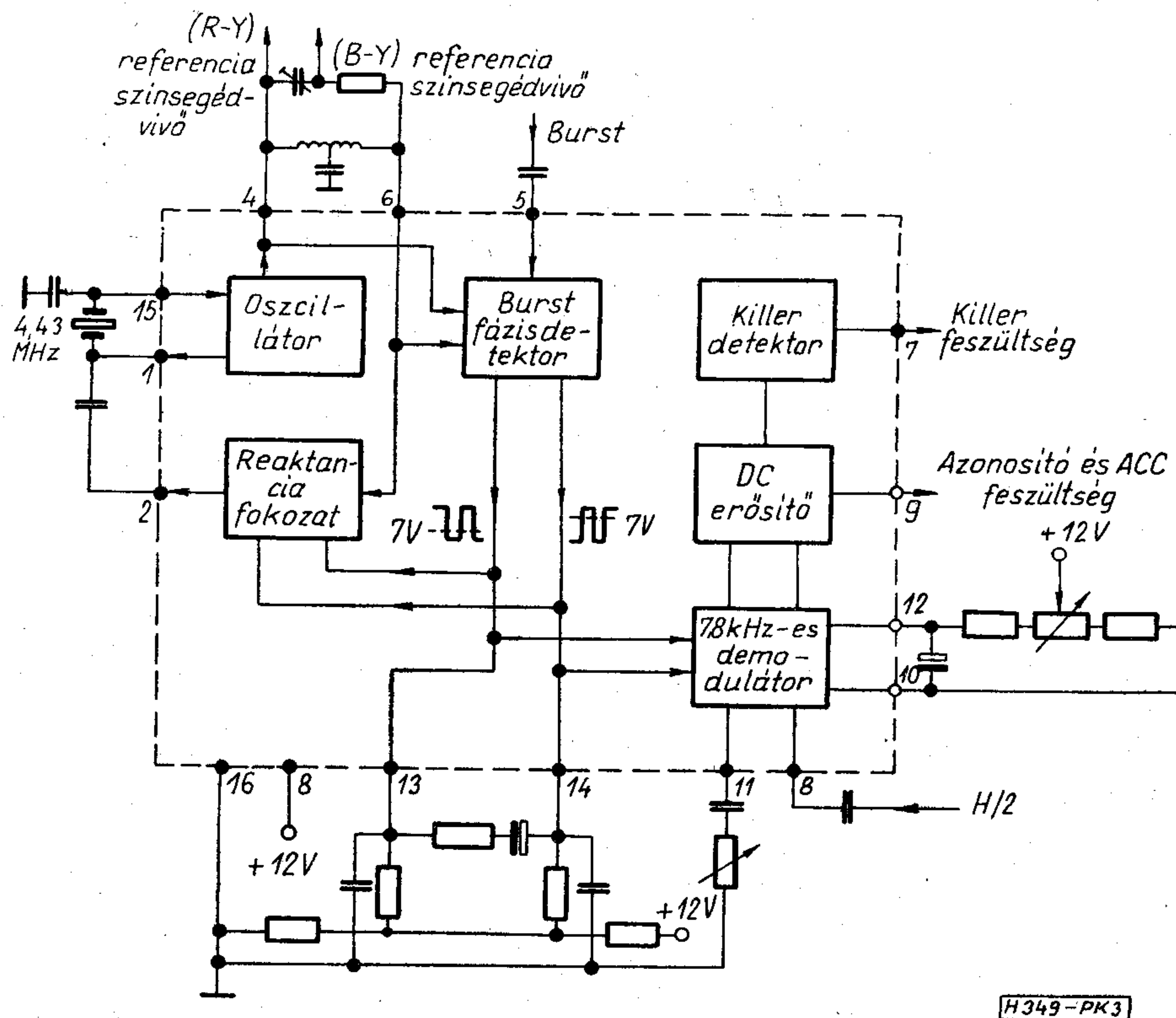


1. ábra. Frekvenciaszabályozott oszcillátor felépítésének tömbvázlata



2. ábra. PAL-dekóder AFC-áramkörének tömbvázlata

3. ábra. A TBA 540 (PHILIPS) IC tömbvázlata

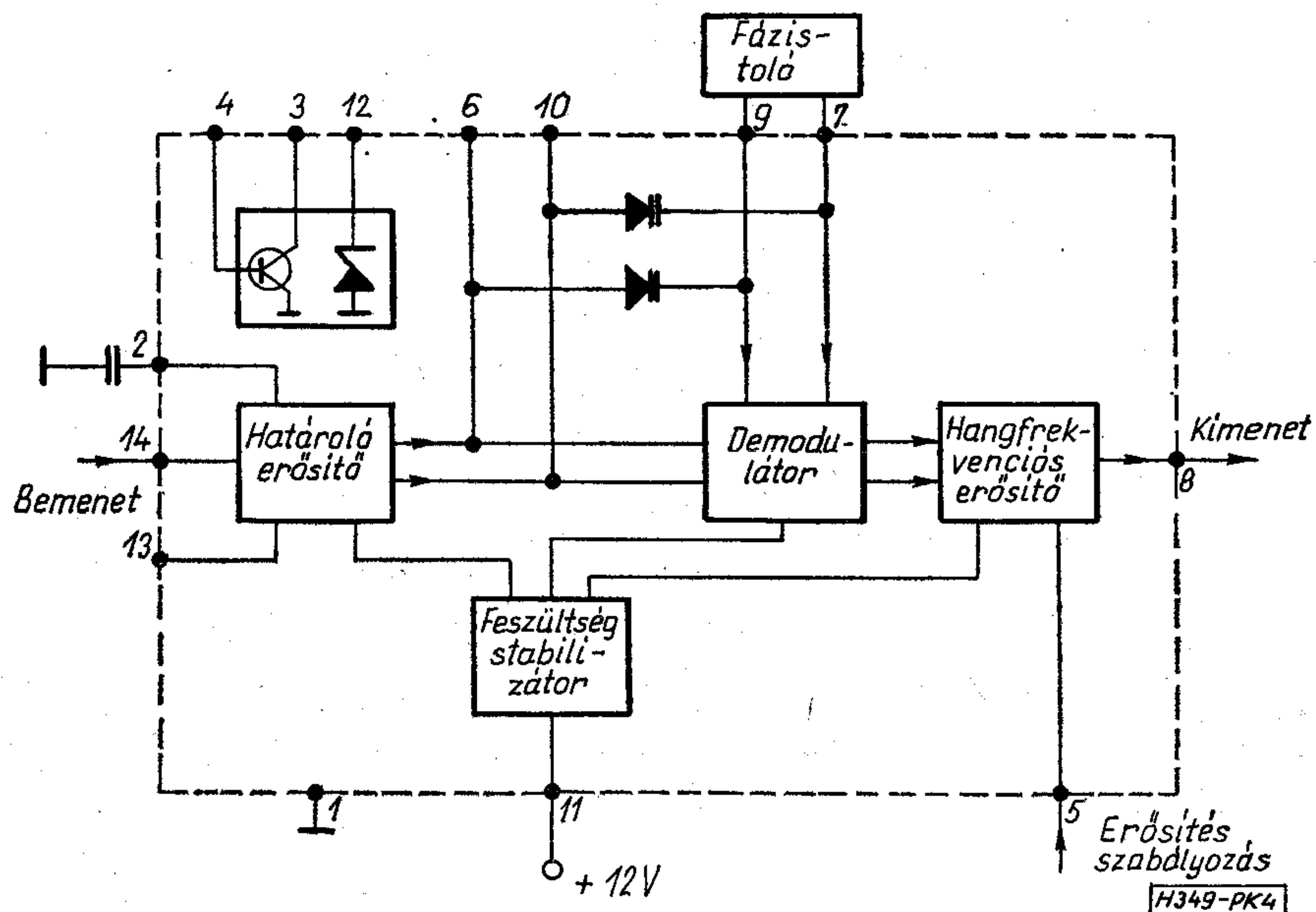


amplitúdója a burst amplitúdójával arányos és ez a jel hordozza a sorazonosításhoz szükséges információt is. Ezt a négyszögjel sorozatot dolgozza fel az ún. 7,8 kHz-es demodulátor. Ez a demodulátor hozza létre a sorazonosításhoz felhasználható egyenfeszültséget, valamint ugyancsak ezen demodulátor kimenőjelét használja fel az ún. killer detektor, amely a színcsatorna automatikus ki-, illetve bekapcsolásához szükséges feszültséget állítja elő. A TBA 540 természetesen felhasználható olyan PAL-dekóderhez is, amely nem integrált áramkörös kivitelű. Ez különösen azért figyelemre méltó, mert jelenleg a hazai gyártású színes vevőkészülékekben még diszkrét áramköri elemekből felépített dekódert használnak.

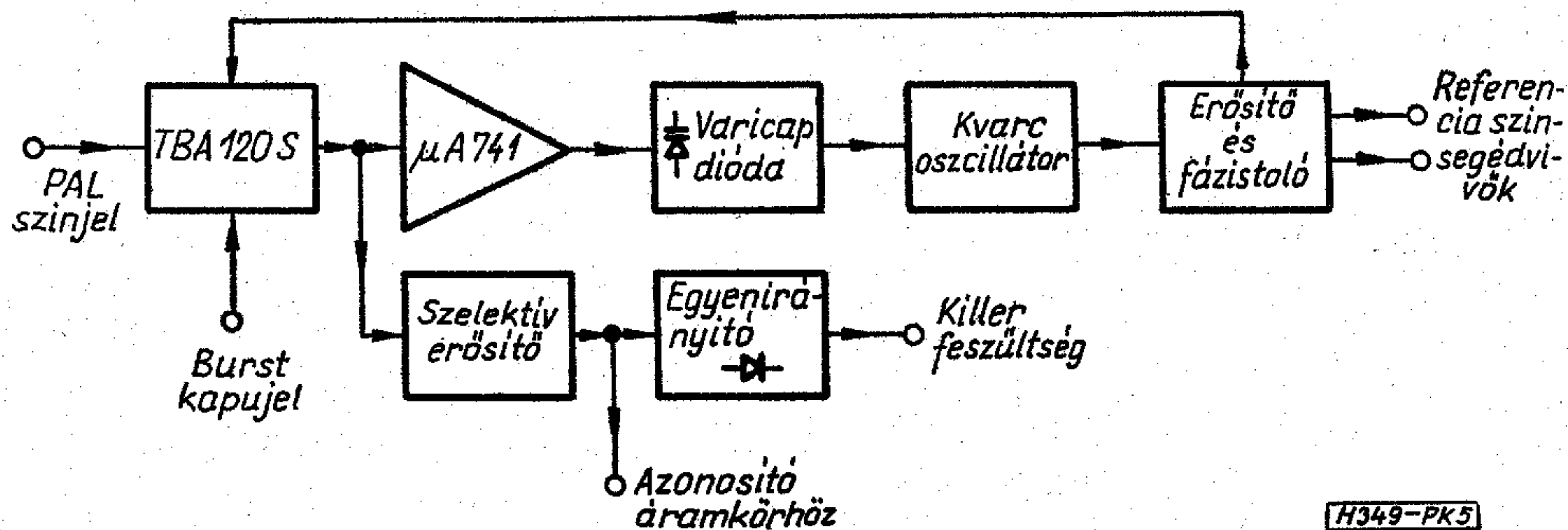
Tekintettel azonban arra, hogy a TBA 540 hazai felhasználása az import és az ezzel kapcsolatos devizakérdések, továbbá a kis darabszám miatt nem lenne gazdaságos, figyelemre méltónak látszik egy olyan integrált áramkörre épülő, megoldás kifejlesztése, amelyiket más célra is nagy számban felhasználnak, így alkalmazása gazdaságos.

2. A TBA 120 S (Siemens) integrált áramkör tulajdonságai

Frekvenciamodulált jel demodulálására fejlesztette ki a SIEMENS-cég a TBA 120 S IC-t. Tehát az áram-



4. ábra. A TBA 120 S (SIEMENS) működését szemléltető tömbvázlat



5. ábra. TBA 120 S alkalmazása PAL-dekóderben

kör alkalmazhatósága kiterjed mind a rádióvevőkészülékekben, mind a TV-vevőkészülékek FM-hangcsatornájában történő felhasználásra. Ennek megfelelően a TBA 120 S lényegesen olcsóbb, mint a csak speciálisan televíziós felhasználhatóságú TBA 540.

A TBA 120 S elvi működését szemléltető tömbvázlat a 4. ábrán látható. A bemenetre kerülő FM jel a nyolcfokozatú határoló erősítőn keresztül jut a koincidencia elven működő fázisérzékeny demodulátorra. A demodulátor másik bemenetére egy — a frekvencia függvényében közel lineáris fáziseltolású — fázistolón keresztül jut a demodulálandó FM-jel. A demodulátor kimenetére egy változtatható erősítésű hangfrekvenciás erősítő csatlakozik. Az áramkör legfontosabb gyári adatai a következők:

Tápfeszültségtartomány: +6 V... +18 V

Frekvenciatartomány: 0 ... 12 MHz

Üzemi hőmérséklet: -15 °C... 70 °C

Külső hőmérséklet: -40 °C... 125 °C

Összes veszteségi teljesítmény: 400 mW

Limitálás kezdete: 30 μV ($f = 5,5$ MHz, $f_d = 50$ kHz)

FM demodulálási torzítás: a fázistoló rezgőkör jó-sági tényezőjének értékétől függ

Löketérzékenység: a fázistoló rezgőkör jó-sági tényezőjének értékétől függ

A hangfrekvenciás erősítő szabályozási tartománya: 70 dB

Egyenszint a hangfrekvenciás kimeneten: 7,3 V

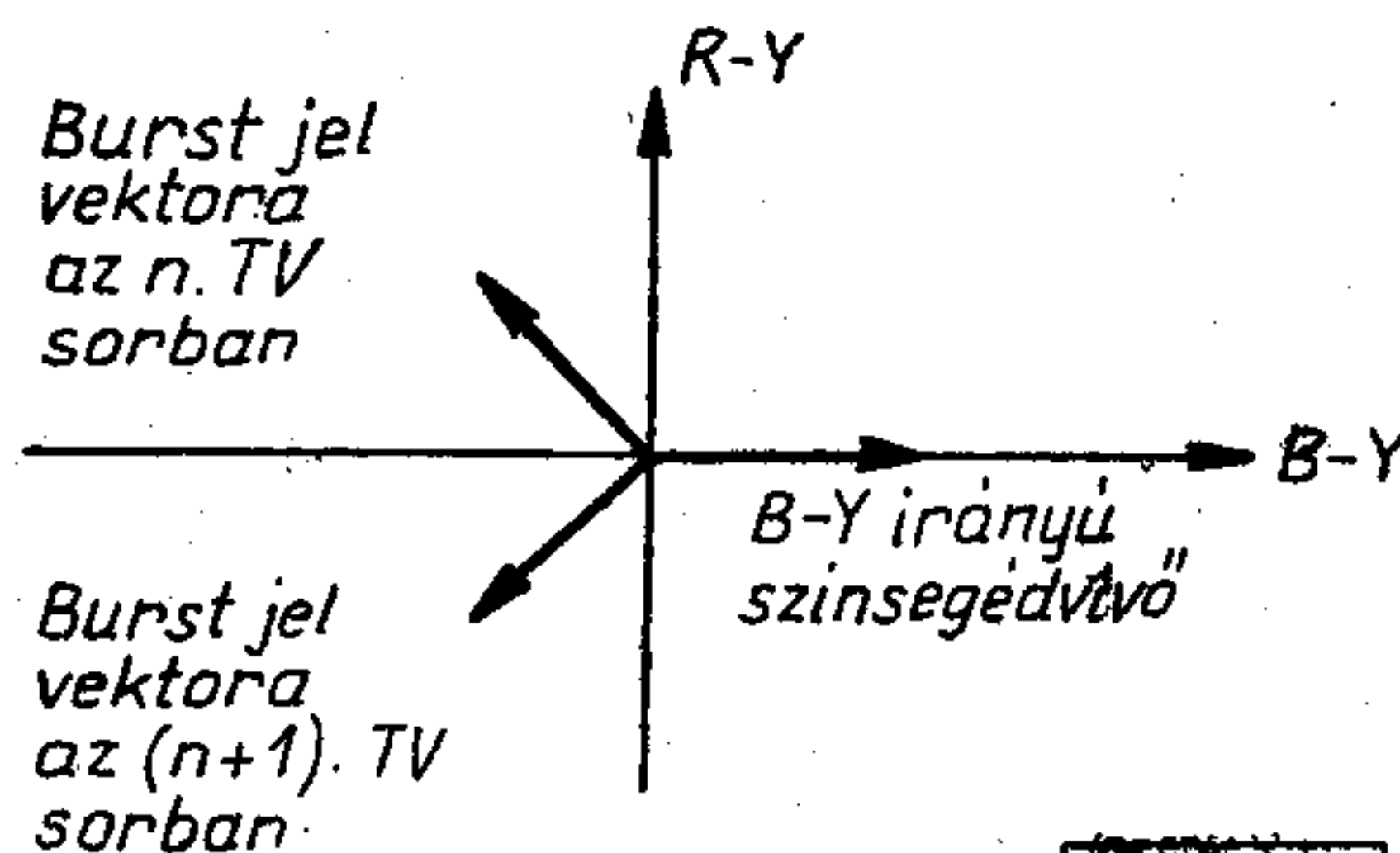
3. TBA 120 S felhasználása PAL -dekóderben

Az általunk kifejlesztett megoldás elvi vázlata az 5. ábrán látható. A tömbvázlatot realizáló áramkör a következő feladatok megvalósítására alkalmas:

1. A kristályvezérelt oszcillátor szabályozása (AFC).
2. Sorazonosítás biztosítása.
3. Színkikapcsoló (killer) feszültség előállítás.

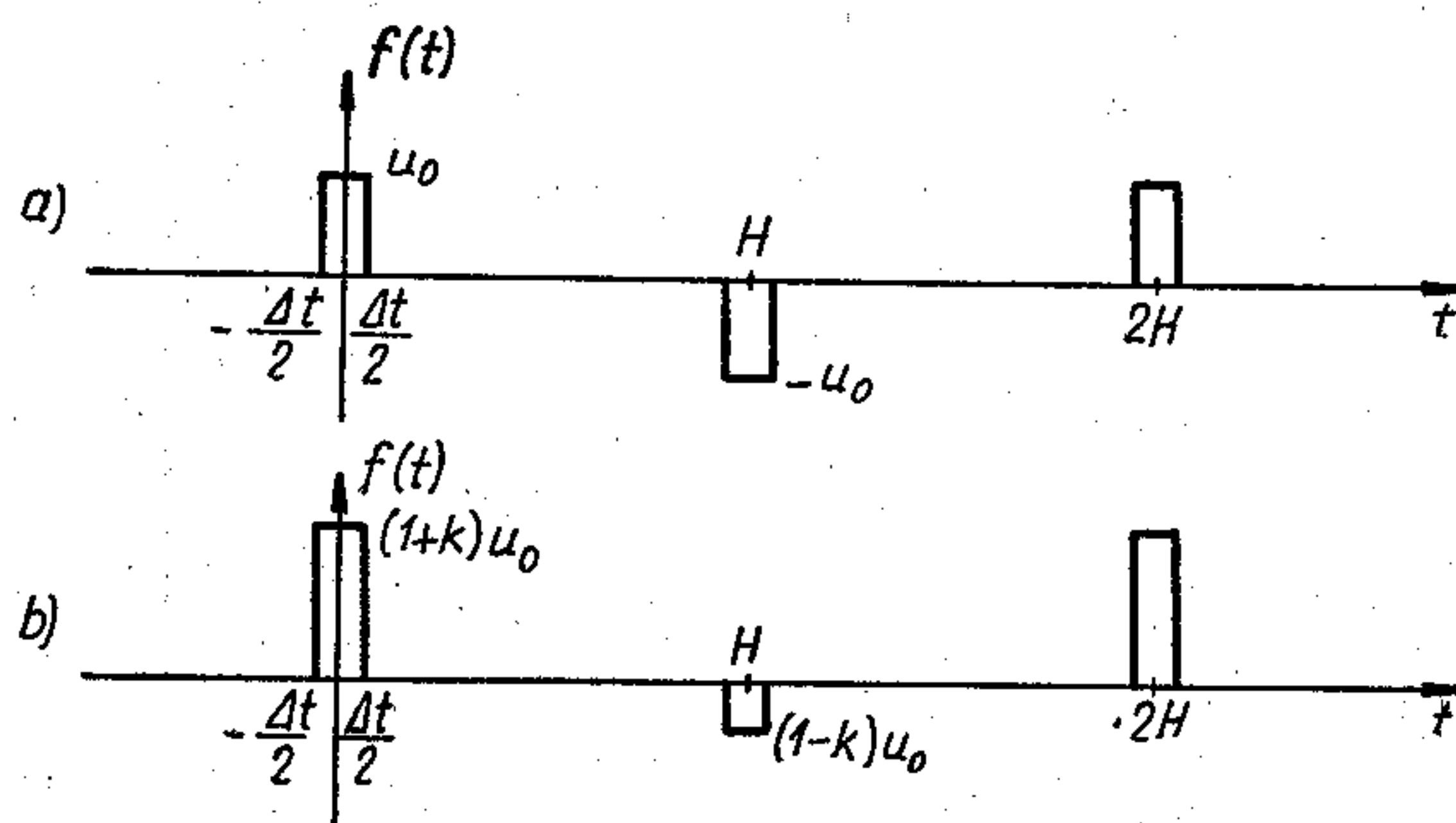
A TBA 120 S IC koincidencia-elven működő demodulátorra összehasonlítja a kvarcoszcillátor jelének a fá-

zisát a burst-jel TV-soroként változó fázisával. (A burst fázisa a referencia B-Y irányhoz képest az n -dik sorban $+135^\circ$ és az $n+1$ -dik sorban -135°) (6. ábra). Az összehasonlítás eredményeként a hangfrekvenciás kimeneten a 7,3 V-os kimeneti egyenszinthez képest az n -dik sorban egy pozitív, az $n+1$ -dik sorban pedig egy negatív impulzus jelenik meg a burst-jel időtartamának megfelelő impulzus-szélességgel. Azt, hogy a TBA 120 S csak a burst ideje alatt működjön, úgy érjük el, hogy a hangerőszabályozás céljából kivezetett beavatkozási pontra a burst-jel idejére pozitív polaritású kapujelet adunk.) Ha a kvarcoszcillátor jelének a fázisa nem egyezik meg a burst-jel több TV-sorra átlagolt fázisával (-180°), akkor a pozitív és negatív polaritású impulzusok amplitúdóinak az aránya megváltozik.



6. ábra. PAL-burstjel vektorábrája R-Y, B-Y koordináta-rendszerben

Másképpen fogalmazva megváltozik a TBA 120 S kimenőjelének az egyenfeszültségű átlaga: vagy nagyobb, vagy kisebb lesz attól függően, hogy a burst-jel több TV-sorra átlagolt fázisa pozitív vagy negatív irányú fáziseltérést mutat a referencia fázishelyzet-



7. ábra. TBA 120 S idealizált formájú kimenőjele

hez (-180°) képest. Ezt az egyenfeszültség megváltozást (hibajel) lehet felhasználni kellő egyenfeszültség-erősítés után, pl. egy varicapdióda segítségével a kvarcoszcillátor szabályozására. Ha a kvarcoszcillátor jelének fázisa $\Delta\varphi$ -vel eltér a burst-jelek átlagfázisától, akkor a pozitív impulzusok amplitúdója a $\Delta\varphi=0$ értékhez tartozó U_0 (7a ábra) helyett $(1+k)U_0$ és a negatív impulzusok amplitúdója $(1-k)U_0$ (7b. ábra) lesz, ahol k értéke egyenesen arányos $\Delta\varphi$ -vel, azaz

$$k=c \cdot \Delta\varphi \quad (1) \quad \text{ahol } H=64 \mu\text{s} \text{ egy TV-sor időtartama}$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{2H} \quad \text{az } f(t) \text{ jel periódusidejének megfelelő körfrekvencia}$$

$$f(t) = \begin{cases} (1+k)U_0, & \text{ha } -\frac{\Delta t}{2} \leq t \leq \frac{\Delta t}{2} \\ (1-k)U_0, & \text{ha } H - \frac{\Delta t}{2} \leq t \leq H + \frac{\Delta t}{2} \end{cases} \quad \text{és } f(t) = f(t \pm k2H)$$

Végezzük el az integrálást:

$$C_n = \frac{1}{2H} \int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{\frac{\Delta t}{2}} (1+k)U_0 e^{-jn\omega_0 t} dt - \frac{1}{2H} \int_{H-\frac{\Delta t}{2}}^{H+\frac{\Delta t}{2}} (1-k)U_0 e^{-jn\omega_0 t} dt = \\ = [(1+k) - 2(1-k)e^{-jn\omega_0 H}] \frac{U_0}{2Hn\omega_0} \cdot \sin n\omega_0 \frac{\Delta t}{2} \quad (3)$$

A számunkra érdekes egyenfeszültségű összetevőt az $n=0$ behelyettesítéssel kapható C_0 adja:

$$C_0 = \frac{u_0 \Delta t}{H} \cdot k \quad (4)$$

A (4)-es kifejezésbe behelyettesítve (1)-et megkapjuk a számított szabályozási karakterisztikát.

$$C_0 = \frac{u_0 \Delta t}{H} \cdot c \cdot \Delta\varphi \quad (5)$$

A $\Delta\varphi$ fáziseltéréshez tartozó hibafeszültséget „A” erősítésű DC-erősítőre vezetve elegendően nagy egyenfeszültséget kapunk a szabályozás végrehajtásához. A DC-erősítőt is figyelembe véve a szabályozási karakterisztikát leíró egyenlet az alábbi:

$$A \cdot C_0 = \Delta u = \frac{u_0 \Delta t}{H} \cdot c \cdot \Delta\varphi \quad (6)$$

A (3)-as kifejezésbe $n=1$ behelyettesítésével kapható C_1 a TBA 120 S kimenőjeléből kiválasztható alapharmonikus amplitúdójának a felével egyenlő:

$$C_1 = \frac{2u_0 \pi}{\pi} \sin \frac{\pi \cdot \Delta t}{2H} \quad (7)$$

Az eredményből látható, hogy C_1 és így az alapharmonikus amplitúdója is független $\Delta\varphi$ -től, azaz a TBA 120 S kimenőjelének pillanatnyi helyzetétől. Ez számunkra azt eredményezi, hogy az alapharmonikus frekvenciáját (7,8 kHz) hangolt nagyjóságú szelektív erősítővel ki lehet választani és a továbbiakban a

Az arányossági tényező c értéke a koincidencia-demodulátor demodulálási karakterisztikájának meredekségével egyenlő. A szabályozási karakterisztika meghatározásához írjuk fel egy tetszőleges fáziseltéréshez ($\Delta\varphi$) tartozó kimenőjel Fourier-sorának komplex amplitúdóját:

$$C_n = \frac{1}{2H} \int_{(2H)} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt, \quad (2)$$

felsőfrekvenciás szinuszelet sorazonosításra felhasználni. Ezen túlmenően a szelektív erősítő kimenőjeléből egyenirányítással nyert egyenfeszültség felhasználható a színcsatorna automatikus ki- és bekapcsolására, mert fekete-fehér jel vételekor — a burst-jel hiánya miatt — a TBA 120 S kimenőjele és így a szelektív erősítő is egyenfeszültség lesz, amelynek az értéke jól megkülönböztethető a színes jel vétele esetén létrejövő 7,8 kHz frekvenciájú szinuszos jel egyenirányítása révén kapható egyenfeszültségtől.

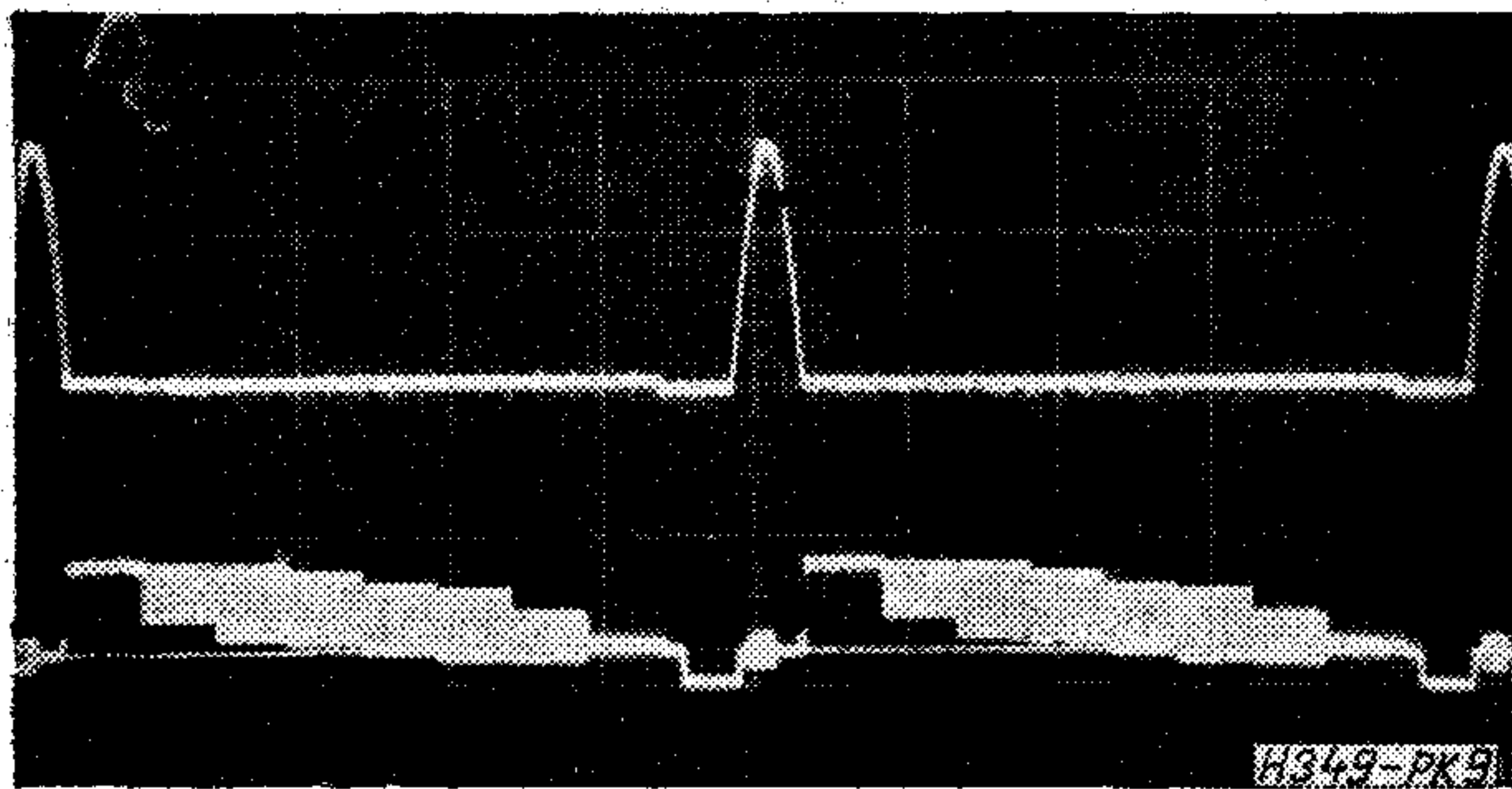
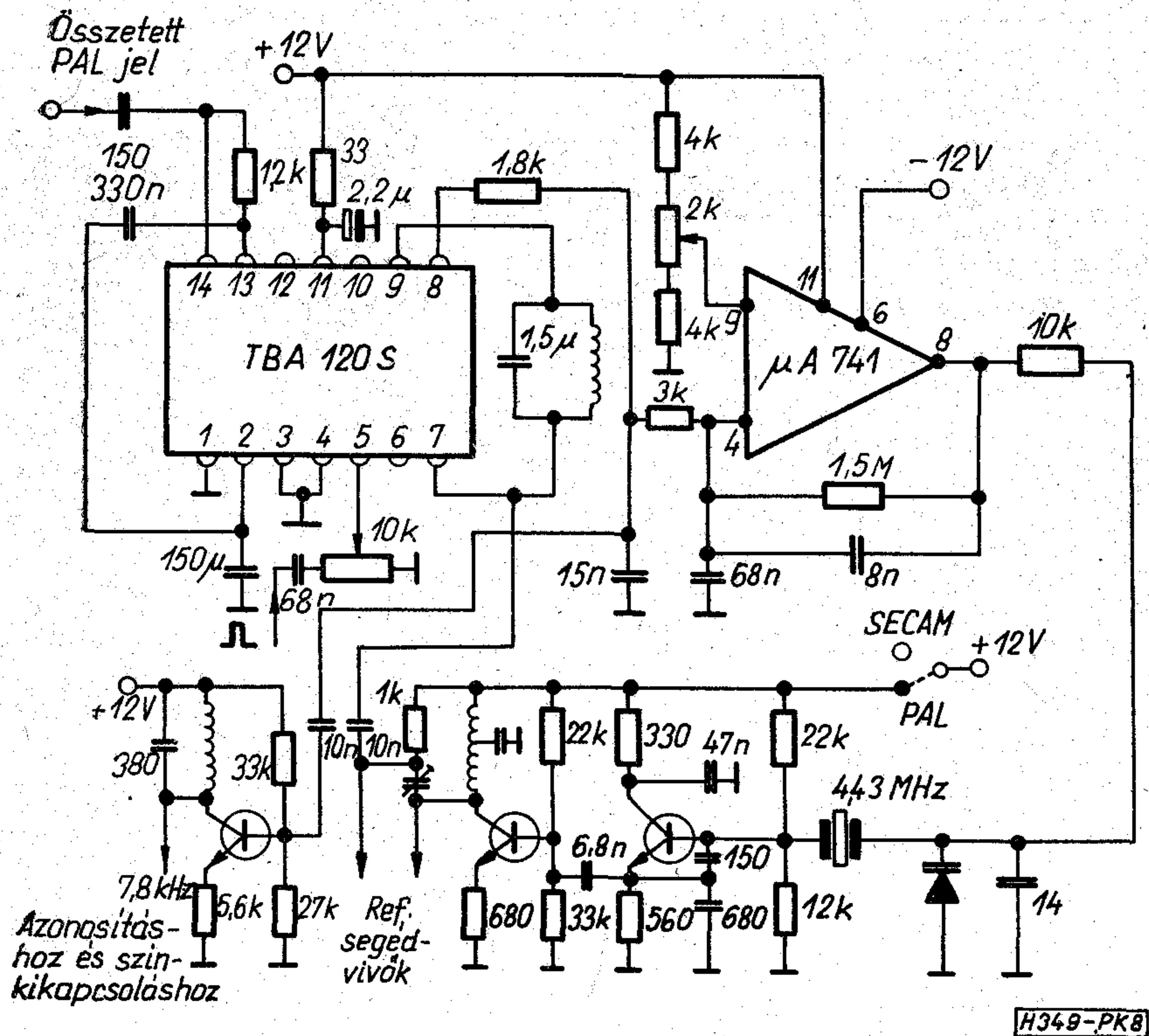
Az elméleti megfontolásokat mérésekkel ellenőriztük. A mérések során a 8. ábrán látható elvi kapcsolási rajz alapján megépített áramkört vizsgáltuk. A 9a ábrán a TBA 10 S bemenetére kerülő kódolt PAL-jel mutatja, míg a 9b ábrán a burst-kapujel oszcillogramja látható. A TBA 120 S hangfrekvenciás kimeneti pontján megjelenő ellentétes polaritású impulzusokat a 10a ábra mutatja. A kristályvezérelt, varicap-diódával szabályozott oszcillátor által előállított referencia-segédvívó oszcillogrammja a 11. ábrán látható. Végül a szelektív erősítő által kiszűrt és felerősített 7,8 kHz frekvenciájú alapharmonikus jelformáját a 10. ábra mutatja be.

4. TBA 120 S felhasználása SECAM -dekóderben

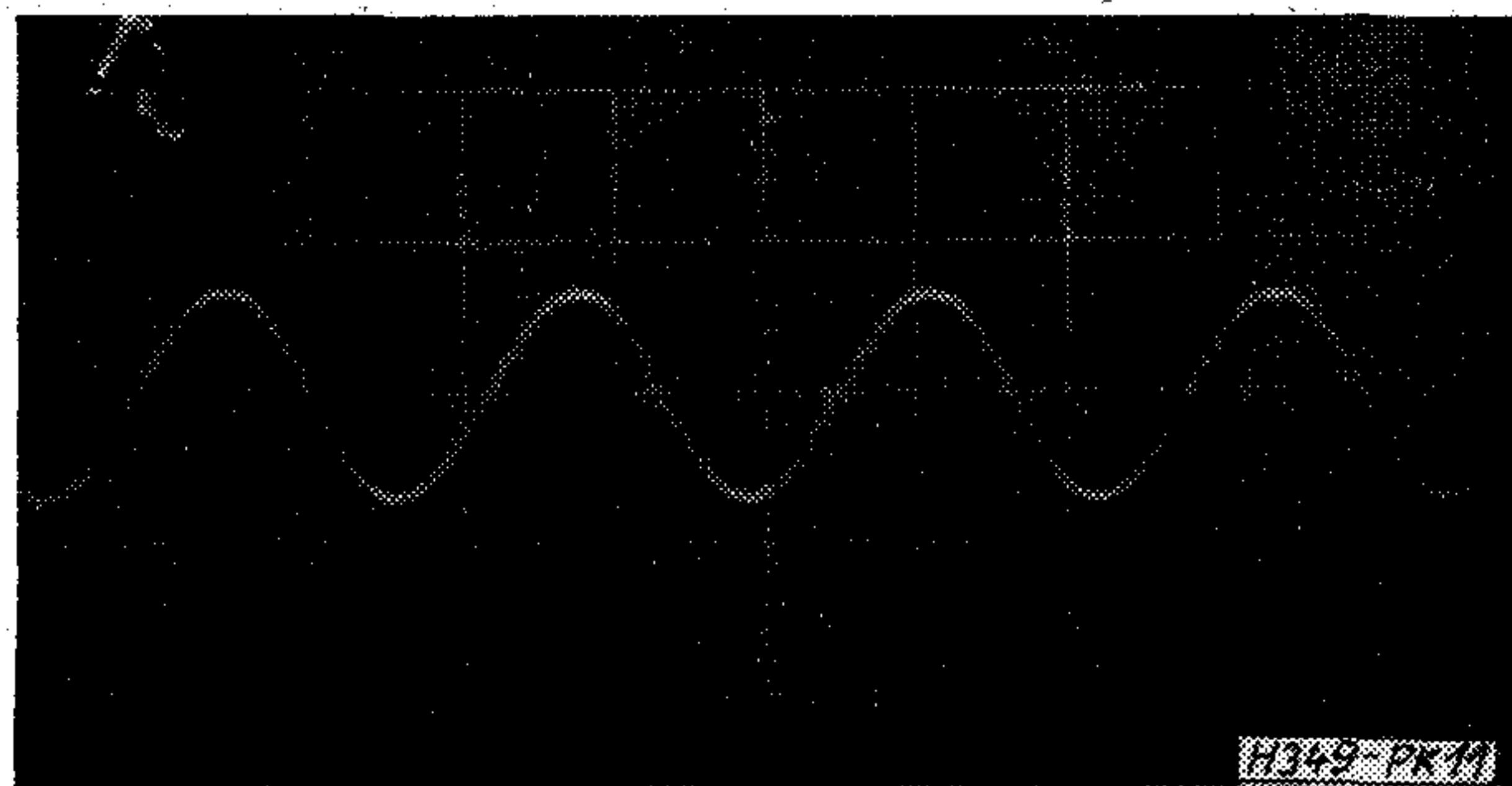
A SECAM-dekóderben szűkül a TBA 120 S szerepe. Az ellátandó feladatok az alábbiak:

- Sorazonosítás biztosítása
- Színkikapcsoló (killer) feszültség előállítása

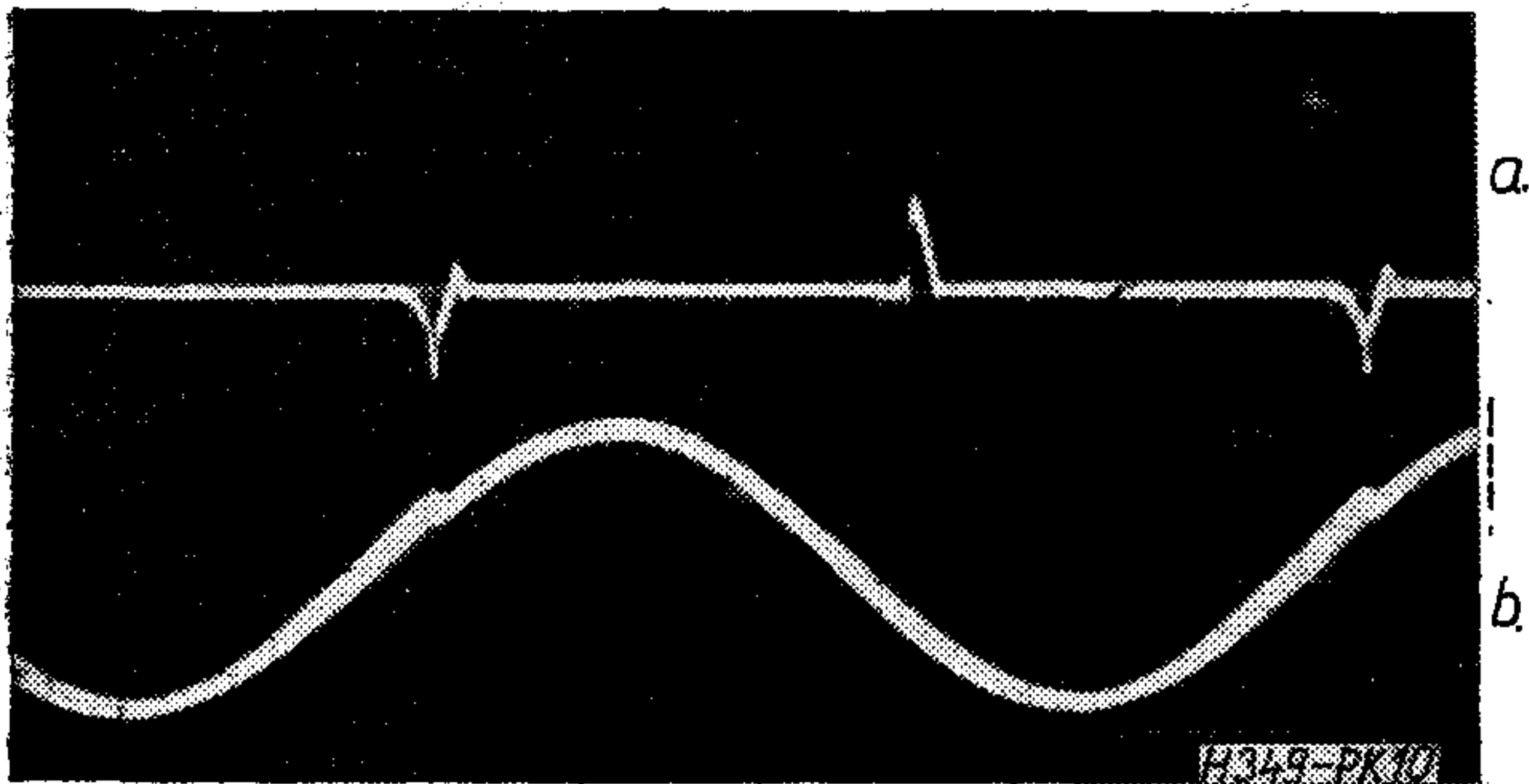
8. ábra. PAL/SECAM kétnormás dekóderben alkalmazható — TBA 120 S IC-t felhasználó — áramkör elvi kapcsolási rajza



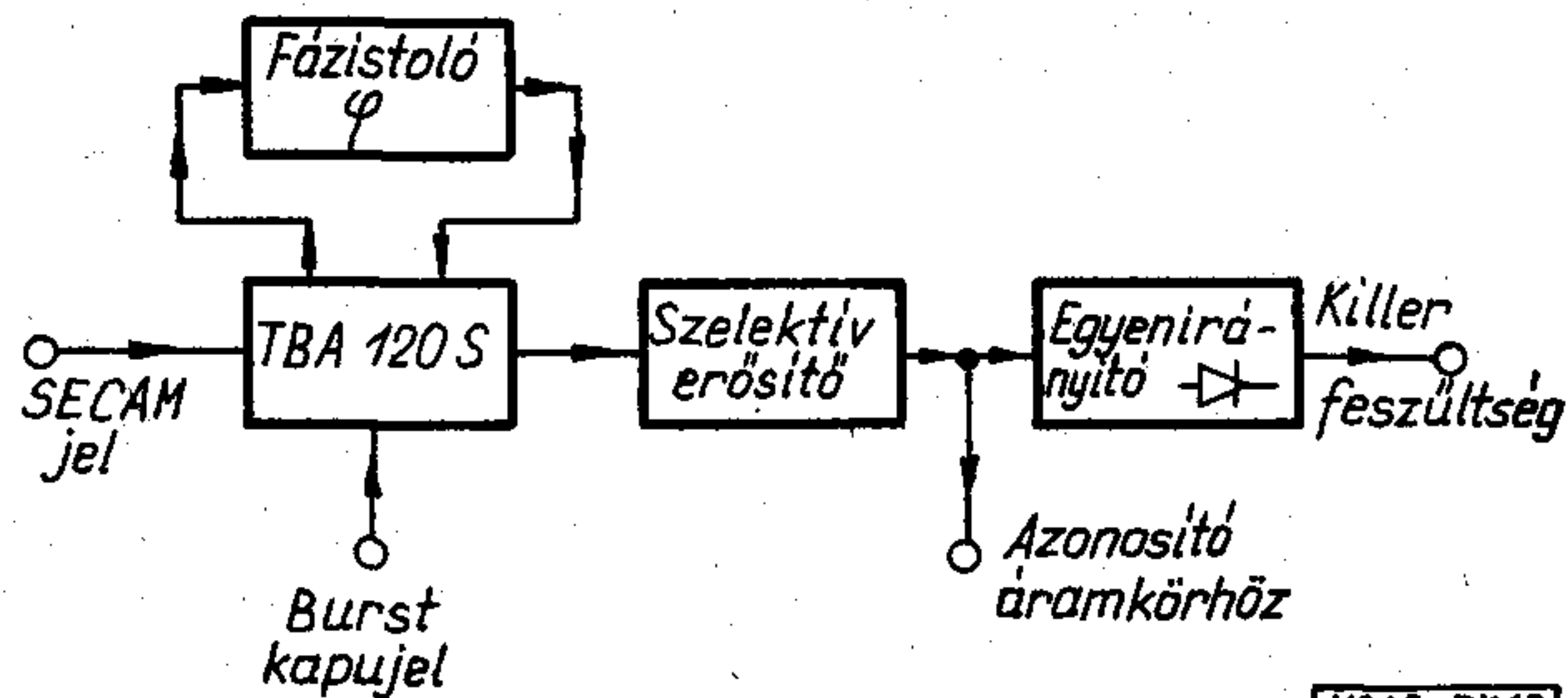
9. ábra. Felül: Burst-kapujel 5 V/cm. Alul: kódolt PAL-jel 1 V/cm



11. ábra. A frekvenciaszabályozott oszcillátor kimenőjel, 100 nsec/cm, 2 V/cm



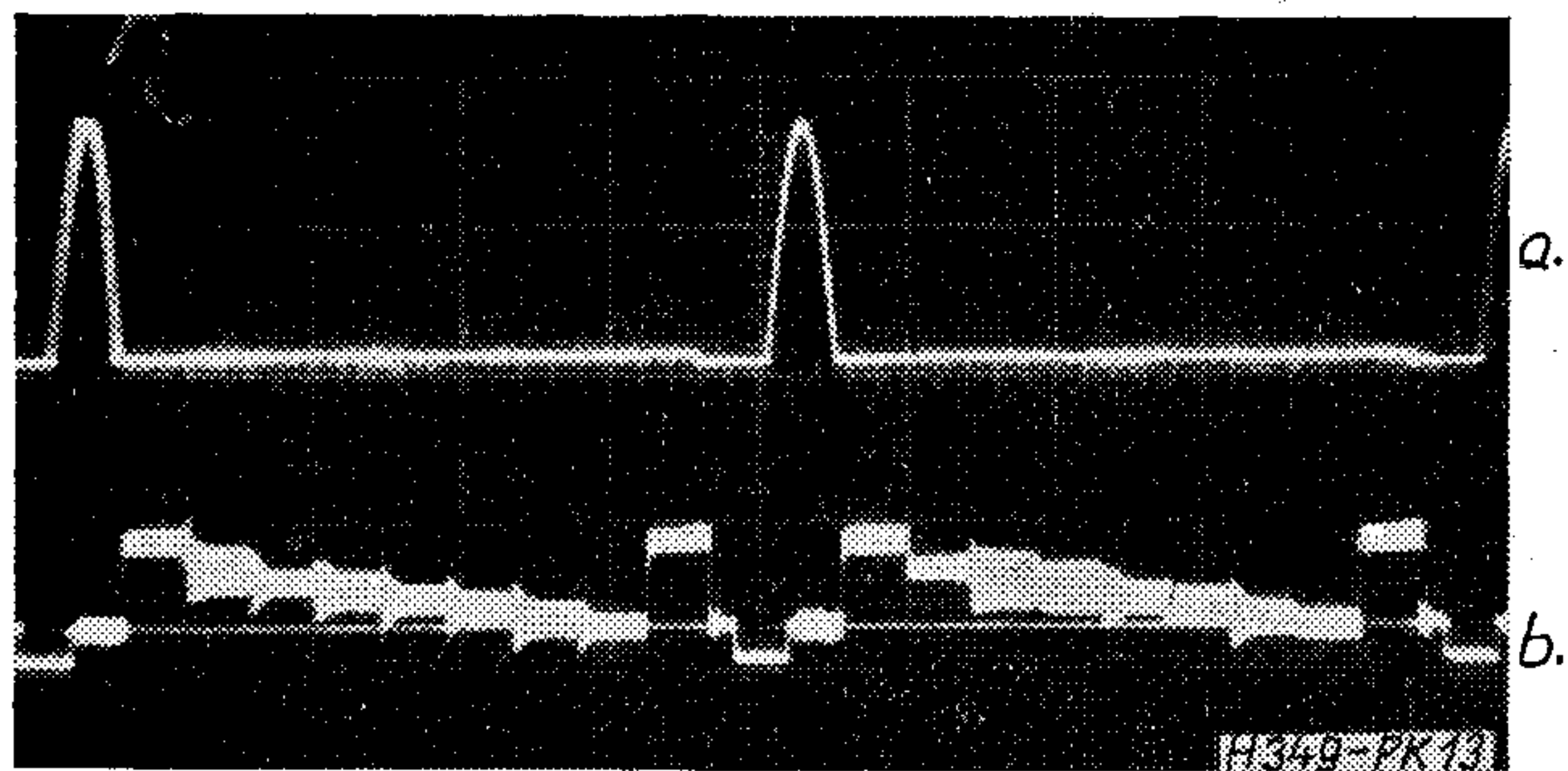
10. ábra. a) A TBA 120 S hangfrekvenciás kimenetén megjelenő impulzussorozat, 1 V/cm
b) A TBA 120 S kimenőjének alapharmonikusa felerősítve, 10 V/cm



12. ábra. TBA 120 S alkalmazása SECAM-dekóderben

A PAL-dekóderbeli harmadik feladat ellátása (az oszcillátor szabályozása) SECAM-dekóderben értelemsszerűen szükségtelen. Az említett két feladatot viszont jelen esetben is ugyanazok az áramköri egységek oldják meg. Az áramkör SECAM-üzemű működésének tömbvázlata a 12. ábrán látható.

A TBA 120 S bemenetére adott kódolt SECAM-jel először a határoló erősítőn halad keresztül, majd innen egyrészt közvetlenül kerül a demodulátor egyik bemenetére, másrészt egy fáziseltolón keresztül jut a demodulátor másik bemenetére. Az L, C elemekből felépített fáziseltoló jó közelítéssel lineáris

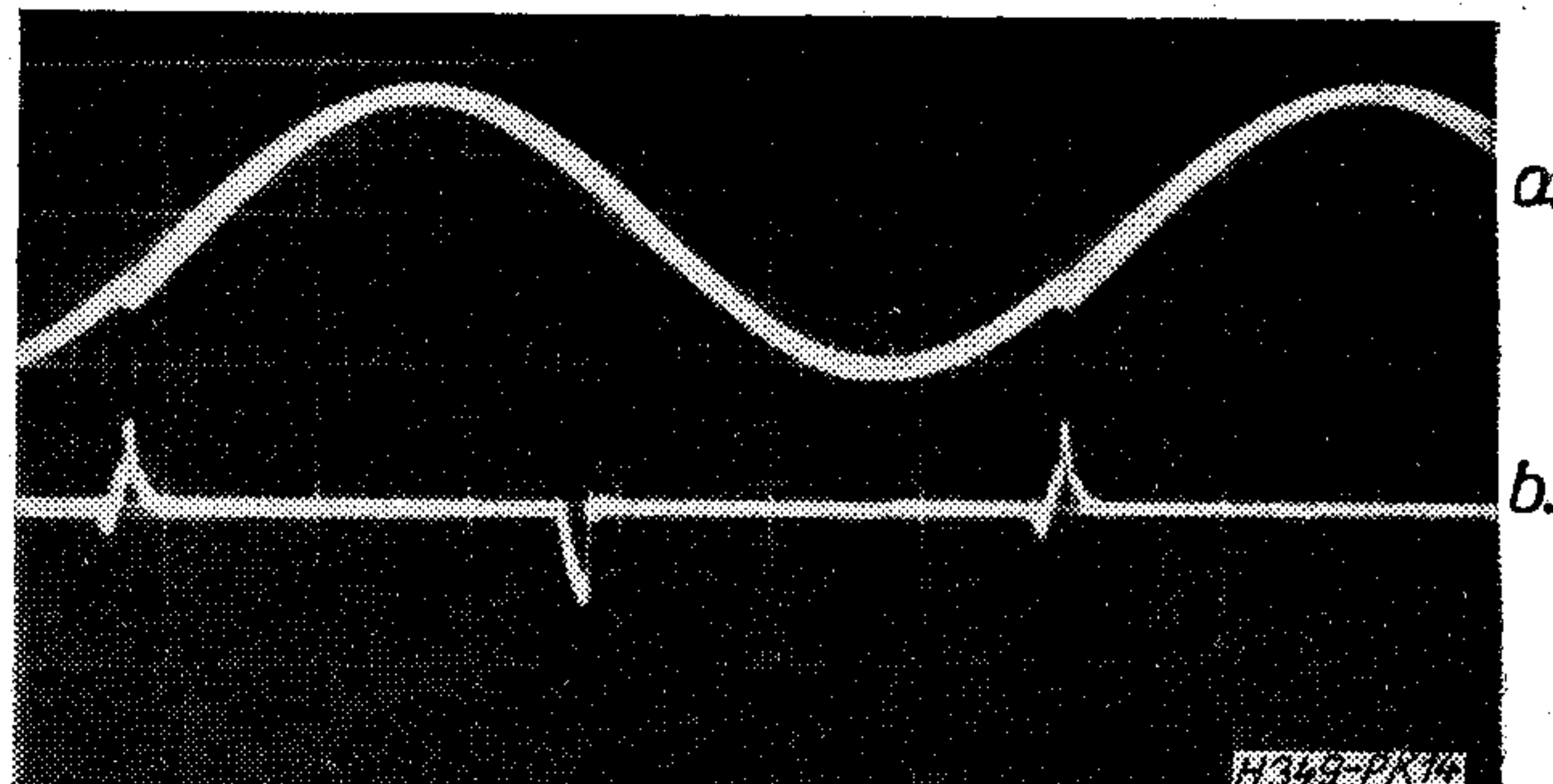


13. ábra. Felül: Burst-kapujel 5 V/cm. Alul: Kódolt SECAM-jel 1 V/cm

fázistolást biztosít a frekvencia függvényében, a SECAM színsegédvívó frekvenciák környezetében. Ha a fázistoló rezgőkör rezonanciafrekvenciáját a SECAM színsegédvívó frekvenciák közé állítjuk be, akkor most is elérhető, hogy a TBA 120 S hangfrekvenciás kimenetén ellentétes polaritású 7,8 kHz alaphangfrekvenciájú impulzussorozat jelenjen meg. Az impulzussorozat felhasználása a sorazonosításhoz és a killerfeszültség előállításához pontosan megegyezik a PAL-üzemű működés esetén elmondottakkal. A feldolgozandó kódolt SECAM-jel és a burst-kapujel a 13. ábrán látható. A TBA 120 S kimenetén megjelenő impulzussorozatot és az ebből létrehozott félszínfrekvenciás szinusz-jelét a 14. ábra mutatja.

5. Összefoglalás

Az előzőekben áttekintettük a TBA 120 S alkalmazhatósági kérdéseit kétnormás SECAM/PAL színes



14. ábra. Felül: A pulzussorozat felerősített alaphangfrekvenciája, 5 V/cm. Alul: A TBA 120 S kimenetén megjelenő pulzussorozat 0,5 V/cm

televízió dekóderében. Megállapítottuk, hogy az áramkör a kitűzött feladatok ellátására alkalmas. Az elvi megfontolásokat a felépített áramkörön végzett mérések is igazolták.

I R O D A L O M

- [1] *Geoffrey H. Hutson*: Colour Television Theory. McGraw-Hill 1971.
- [2] *B. M. Pevzner*: Szisztémü cvetneovo televidenija. Energija 1969.
- [3] Grundig Technischen Information 1971. 3.
- [4] *von R. Reter*: Neuartige Secam-Pal Decodierung. Radio Mentor 1972/3.
- [5] *Juhnke*: Integrierte Schaltungen für Crominace-Stufen. Radio Mentor 1971/11.
- [6] *Hoefgeest, E. J.*: Integrated circuits for a dual standard PAL/SECAM colour decoder, Symposium on Colour Television Reception Techniques 1973. ápr. Budapest.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A 7 legnagyobb tőkés számítógépgyártó ország (USA, Japán, NSZK, Franciaország, Nagy-Britannia, Olaszország és Hollandia) 1973. évi komputergyártása 13 milliárd dollárt tett ki, ami 1972-höz viszonyítva 18%-os növekedést jelent.

A számítógépgyártásban kialakult specializáció révén az USA elsősorban olyan közepes és nagy teljesítményű számítógépeket gyárt, melyeket más országok nem forgalmaznak.

Az USA legnagyobb számítógépgyártója az IBM 230 000 főt foglalkoztat, 15 országban 40 üzeme és 15 kutatóközpontja van.

Az európai tőkés országok elsősorban a kis és közepes berendezésekre, perifériákra és adatátviteli berendezésekre koncentrálnak. Nagyberendezéseket csak Angliában és Franciaországban gyártanak.

Japán az elektronikus asztali számítógépek gyártására specializálódott. A japán cégek egyre több kis és közepes számítógépet gyártanak, részben külföldi licenc alapján.

Az amerikai számítógépgyártó cégek Nyugat-Európában 96, ezen belül Angliában 65%-os részesedéssel rendelkeznek.

Gyors ütemben növekszik az USA-ban a 25 000 dollár körüli értékű minikomputerek gyártása, melyeknek legnagyobb gyártója az amerikai Digital Equipment Corporation. Szakemberek becslése szerint ezeknek a berendezéseknek a forgalma az elkövetkező három év folyamán a tőkés országokban, évi átlagban 50%-kal növekszik.

A számítógépek gazdasági és tudományos jelentőségének növekedésével a nyugat-európai országok kormányai a hazai számítástechnikai ipart támogatásban részesítik és annak versenyképessé tételére törekcsenek.

Az ICL az angol kormánytól 1972—73-ban összesen 14,2 millió font hitelt kapott, 1974—76-ra pedig további 25,8 millióra kapott ígéretet. Ez az összeg egy új számítógép-sorozat kifejlesztési költségeinek egynegyedét fedezi.

Az ICL jelenleg több, mint hét termelő és kutatóközponttal rendelkezik és mintegy 28 000 főt foglalkoztat. Évi 57 millió dollárt fordít kutatásra és fejlesztésre, ami az IBM hasonló célú kiadásainak egytizedét teszi ki. A kis szériák miatt az ICL gyártási költségei az IBM költségeinél jóval magasabbak.

Az 1972—75. évekre az NSZK számítógépipara 2,4 milliárd márka, Franciaországé pedig 1,4 milliárd frank támogatást kap a kormánytól.

1973-ban az USA, az NSZK, Nagy-Britannia, Franciaország, Japán, Olaszország és Hollandia számítástechnikai exportja összesen 4,73 milliárd dollárt tett ki. Ebből az USA 1,84, a többi ország 0,82 milliárd dollártól (NSZK) 0,06 milliárd dollárig (Hollandia) részesedik.

1980-ig a tőkés országok számítógép-piacán a konjunktúra valószínűleg kedvező marad, mivel a számítógépek iránti keresletet a termelés nagyfokú automatizációja hosszabb távra biztosítja. A forgalom kedvező alakulását elősegíti továbbá, hogy a számítástechnikai berendezések alkalmazása egyre jobban elterjed az egészségügy, szállítás, pénzügy területén, s ugyanakkor fokozódik a fejlődő országok vásárlásainak jelentősége is.

1980-ban a tőkés országok számítógépgyártása már megközelítőleg 25 milliárd dollár, az export pedig 8 milliárd dollár lesz. (*Aussenwirtschaft*, 1974. V. 15. [46])

Alumíniumoxid kerámiák elektromos paramétereinek hőmérsékletfüggése

ETO 537.226.8:661.862.22:666.593

Az elektrotechnikai és elektronikai rendeltetésű, nagy tisztaságú alumíniumoxid (korund) kerámiák paramétereinek közül kiemelkedően fontos szerep jut a dielektromos veszteségi tényező és a fajlagos szigetelési ellenállás értékének, melyek megszabják a korundok ilyen célú felhasználását. E két főbb villamos paraméter szobahőmérsékleten mért értékének ismerete mindig szükséges, de nem elegendő, mert nem ad reális képet a korundok magasabb üzemi hőmérsékleti viszonyok közti viselkedéséről. Így pl. a több száz °C hőmérsékleten működő adócsőszigetelők; magasabb hőmérsékleteken (pl. olajfűrészeknél) használt integrált áramköri hordozók, ellenállástestek; elektrontechnológiai katódkerámiák, fémgőzölgetőkben levő szigetelők stb. villamos szigetelésének magasabb hőmérsékleteknél is kifogástalannak kell lenni.

Ezért szükséges a nagy tisztaságú (99,5–99,8% Al_2O_3 tartalmú) alumíniumoxid kerámiák említett jellemzőinek magasabb, általában 300–1000 °C hőmérséklet körüli értékének meghatározása, ismerete. Az így kapott mérési adatok a kerámiák jellemzésén túlmenően visszahatnak a gyártástechnológiai műveletekre is, sőt, az alapanyag kiválasztásához is értékes felvilágosítással szolgálnak. Ez mind műszaki, mind gazdaságossági szempontból lényeges követelmény.

Ilyen jellegű mérésekkel kapcsolatos jelen közleményünk.

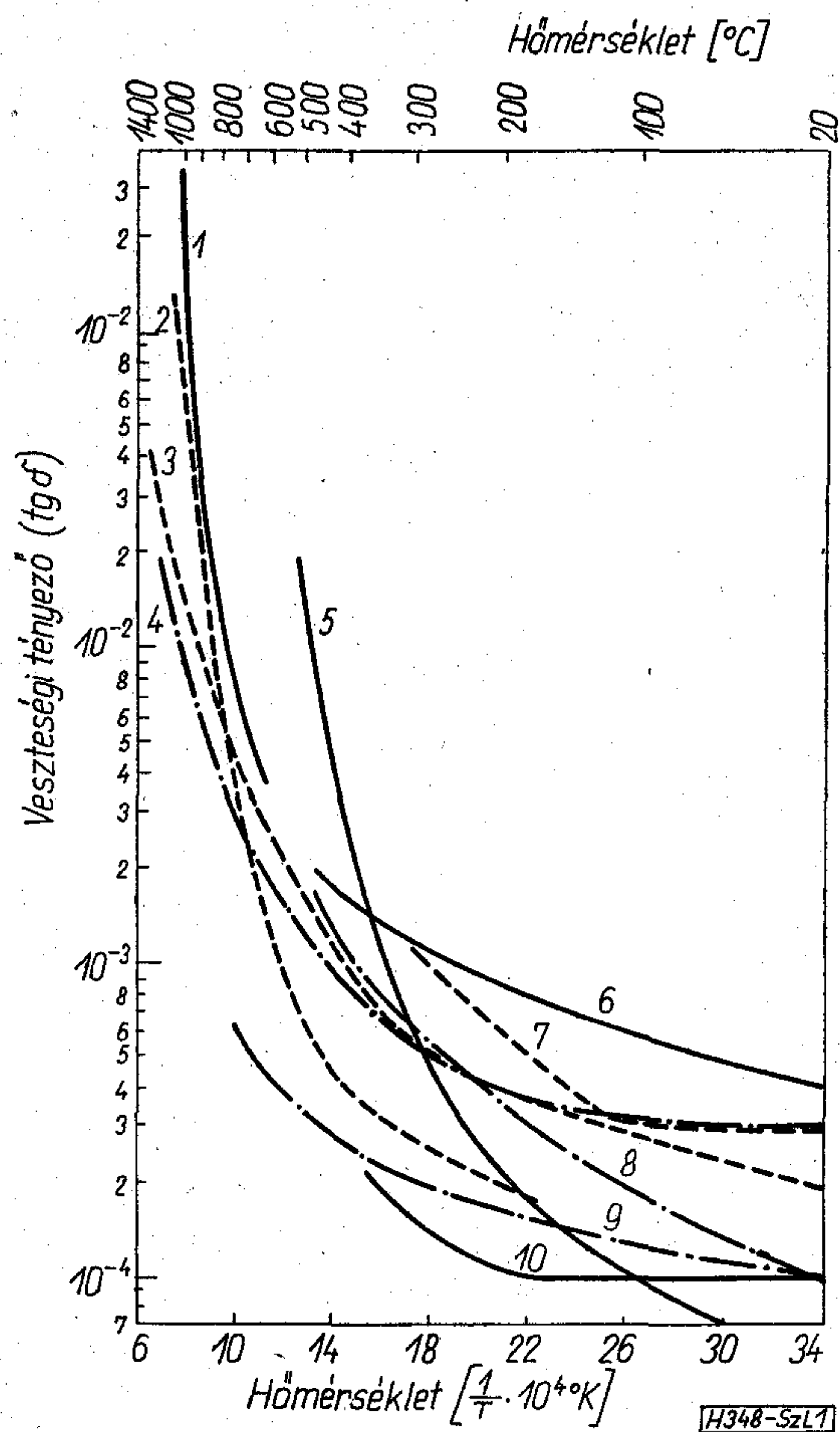
1. A hőmérséklet hatása

Mind a korábbi saját [1], mind az irodalmi adatok [2, 3] alapján egyértelműen megállapítható, hogy a különböző eredetű, polikristályos alumíniumoxid kerámiák dielektromos veszteségi tényezőjének és szigetelési ellenállásának értéke a hőmérséklet emelkedésével romlást mutat. Ilyen jellegű, több szerző publikációja alapján felvett összefüggéseket szemléltetünk az 1. és 2. ábrán. Bár a különböző frekvenciákkal, ill. eltérő mérőfeszültségekkel meghatározott veszteségi tényezők és szigetelési ellenállások összehasonlítása csak nagy szóráson belül lehetséges, a két jellemzőnek a hőmérséklet növekedésével való romlása jól észlelhető.

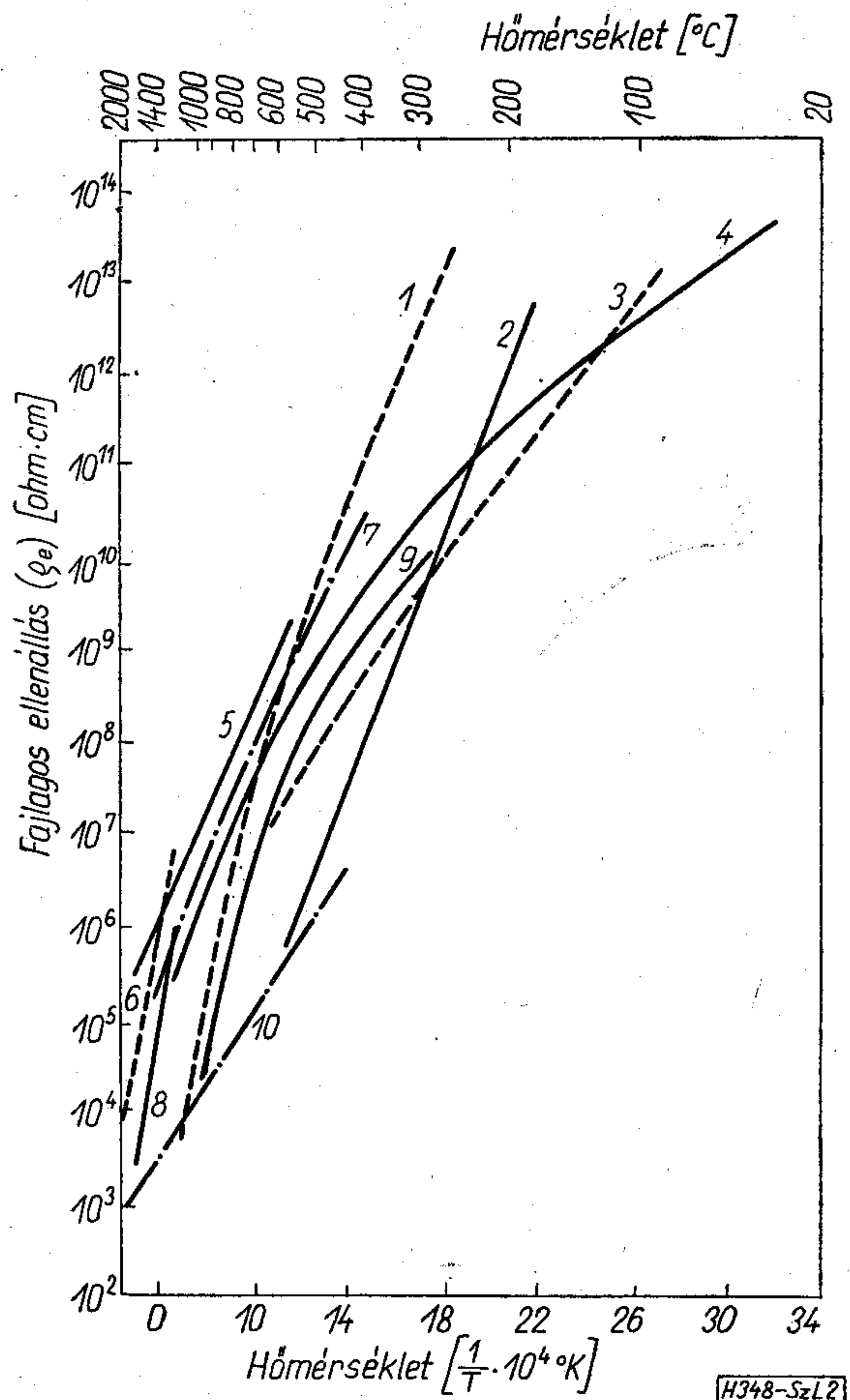
Az alumíniumoxid kerámiákra is érvényes, hogy elektromos szempontból az a kerámia a jobb minőségű, amely alacsonyabb veszteségi tényezővel, ill. magasabb értékű szigetelési ellenállással rendelkezik, s ezt az értékét minél magasabb hőmérsékletig megtartja. A hőmérséklet hatására bekövetkező változás

részben a polarizációs, részben a kristályos anyagokban — így az oxidokban is — mindig jelenlévő ionok mozgásából adódó ionos-, ill. elektron-vezetés megnövekedésével magyarázható [2, 3, 4].

Különösen károsak — az alapanyaggal vagy a gyártástechnológia során — a beépült egyvegyértékű fénoxidok, az alkáliák. Ezek nem csak a kerámia porozitását növelik s ezáltal a mechanikai szilárdságot csökkentik, hanem aktívan részt vesznek az egyen- és váltóáramú vezetési mechanizmusban is. Különösen károsak a kis ionrádiuszú, s ennél fogva nagy ionmozgékonyosságú Na-ionok. Ezek jelenléte már tizedszázad százaléknyi nagyságrendben is jelentős romlást okozhat, főleg a nagy tisztaságú



1. ábra. Különböző eredetű, nagy tisztaságú alumíniumoxid kerámiák dielektromos veszteségi tényezőjének hőmérsékletfüggése, irodalmi adatok alapján. 1. George, Moulson [5]; 10^5 Hz. 2. Westphal [4]; 10^7 Hz. 3. Pentecost [2]; 10^{10} Hz. 4. George, Popper [6]; 10^{10} Hz. 5. Atlas [7]; 10^5 Hz. 6. Perry [8]; $9,4 \cdot 10^9$ Hz. 7. Bogorodickij, Poljakova [9]; 10^9 Hz. 8. Rigterink [10]; 10^6 Hz. 9. Rigterink [10]; 10^{10} Hz. 10. Barta, Gorni [11]; 10^6 Hz



2. ábra. Nagytisztaságú alumíniumoxid kerámiák egyenfeszültséggel mért fajlagos ellenállásának hőmérsékletfüggése, irodalmi adatok alapján. 1. Westphal [4], 2. Dimarcello [12], 3. Floyd [13], 4. Haidler [3], 5. Verneti, Cook [14], 6. Shakh-tin [15], 7. Moulson, Popper [16], 8. Pappis, Kingery [17], 9. Özkan, Moulson [18], 10. Wallace, Ruh [19].

kerámiáknál, ahol nincs jelen „üvegfázist” alkotó, s az alkáliákat részben kémiailag megkötő szilikát. Az alkáliák hatása magasabb hőmérsékleteken szintén károsan jelentkezik, mint az a méréseinkből is megítélhető.

2. A HIKI-ben végzett kísérletek

Az alumíniumoxid kerámiák magas hőmérsékletű elektromos vizsgálatával kapcsolatos kísérleteink két részből tevődnek össze: 2.1. A különböző alkáli-tartalmú mérőpéldányok elkészítése; 2.2. A mérések lefolytatása.

A vizsgált példányok Al_2O_3 tartalma 99,5–99,9%, ill. Na_2O tartalmuk 0,003; 0,01; 0,05; 0,15 és 0,5%, spektrálanalitikai vizsgálatok alapján.

A dielektromos veszteségi tényező mérése 10 MHz-cel, 20–700 °C, a szigetelési ellenállás mérése pedig 100 V egyenfeszültséggel, 100–1350 °C hőmérséklet-tartományban történt.

Az ötféle mérőpéldány előállítását, ill. mérését az alábbiakban foglaljuk össze.

2.1. Mérőpéldányok elkészítése

Alapanyagul nagy tisztaságú, 99,99% Al_2O_3 tartalmú alfa-alumíniumoxidot használtunk, melyhez Na_2CO_3 formában, száraz őrléssel vittük be a szennyező alkáliát. Őrlés után a korundport száraz-sajtolással 30 mm átmérőjű és 4 mm vastagságú tárcsákká formáztuk [20], melyeket 1740 °C hőmérsékleten 2 órás hőntartással szintereltünk. Zsugorítás után a kész idomokat csiszoltuk, majd platina-pasztából fegyverzeteket alakítottunk ki. 1300 °C hőmérsékletű beégetés után az ötféle mintából 5–5 darabot vetettünk alá elektromos vizsgálatnak.

2.2. Mérések kivitelezése

Mind a dielektromos veszteségi tényező, mind szigetelési ellenállás meghatározása a korábban ismertetett [1, 21] saját tervezésű és kivitelezésű elektródákkal történt, azaz a veszteségi tényező meghatározása ezüstből készült koaxiális, a szigetelési ellenállás mérése pedig korund-platina kombinációjú „L” alakú befogókkal. Mérőműszerek: Rohde Schwarz Leitwertmesser, Typ VLUK, ill. Metrohm Teraohmmeter, Typ MA—205, továbbá mikroampermérők. Fűtés szilit-pálcás csökemencében; hőmérsékletmérés kalibrált Pt-Pt. Rh. termolemmel, leolvasás kompenzográffal.

A dielektromos veszteségi tényező értékeinek kiszámítása a rezonancia csillapítással mérő műszer és a koaxiális elektróda kapcsolási elvének megfelelően az alábbi képlettel történt:

$$\text{tg } \delta_t = \frac{1}{R_t \cdot C_t \cdot \omega}$$

Ahol R_t és C_t a t vizsgálati hőmérsékleten meghatározott ellenállás, ill. kapacitás értéket, míg ω a körfrekvenciát jelenti.

A meghatározás pontossága $\pm 2 \cdot 10^{-4}$.

Az egyenfeszültséggel mért fajlagos ellenállás számításához az alábbi összefüggés szolgált:

$$\rho_{et} = \frac{U}{I_t} \cdot \frac{F}{d} = \frac{R_t \cdot F}{d}$$

Ahol U a mérőfeszültség, I_t a t vizsgálati hőmérsékleten mért áram, F a fegyverzet területe és d a tárcsa vastagsága, ill. R_t a t vizsgálati hőmérsékleten meghatározott ellenállás értéke.

A meghatározás pontossága $\pm 5\%$.

A mérések kiterjesztése érdekében a mintapéldányok fajlagos veszteségi ellenállását is meghatároztuk. Ezt a $10 \pm 0,3$ MHz-vel mért veszteségi tényező és a kapacitásokból számított dielektromos állandó értékeinek ismeretében a következő összefüggés felhasználásával számítottuk ki:

$$\rho_{ot} = \frac{1,8}{f \cdot \epsilon_t \cdot \text{tg } \delta_t} \cdot 10^{12}$$

Ahol f a mérőfrekvencia, ϵ_t és $\text{tg } \delta_t$ a t vizsgálati hőmérsékleten mért dielektromos állandó, ill. dielektromos veszteségi tényező értéke.

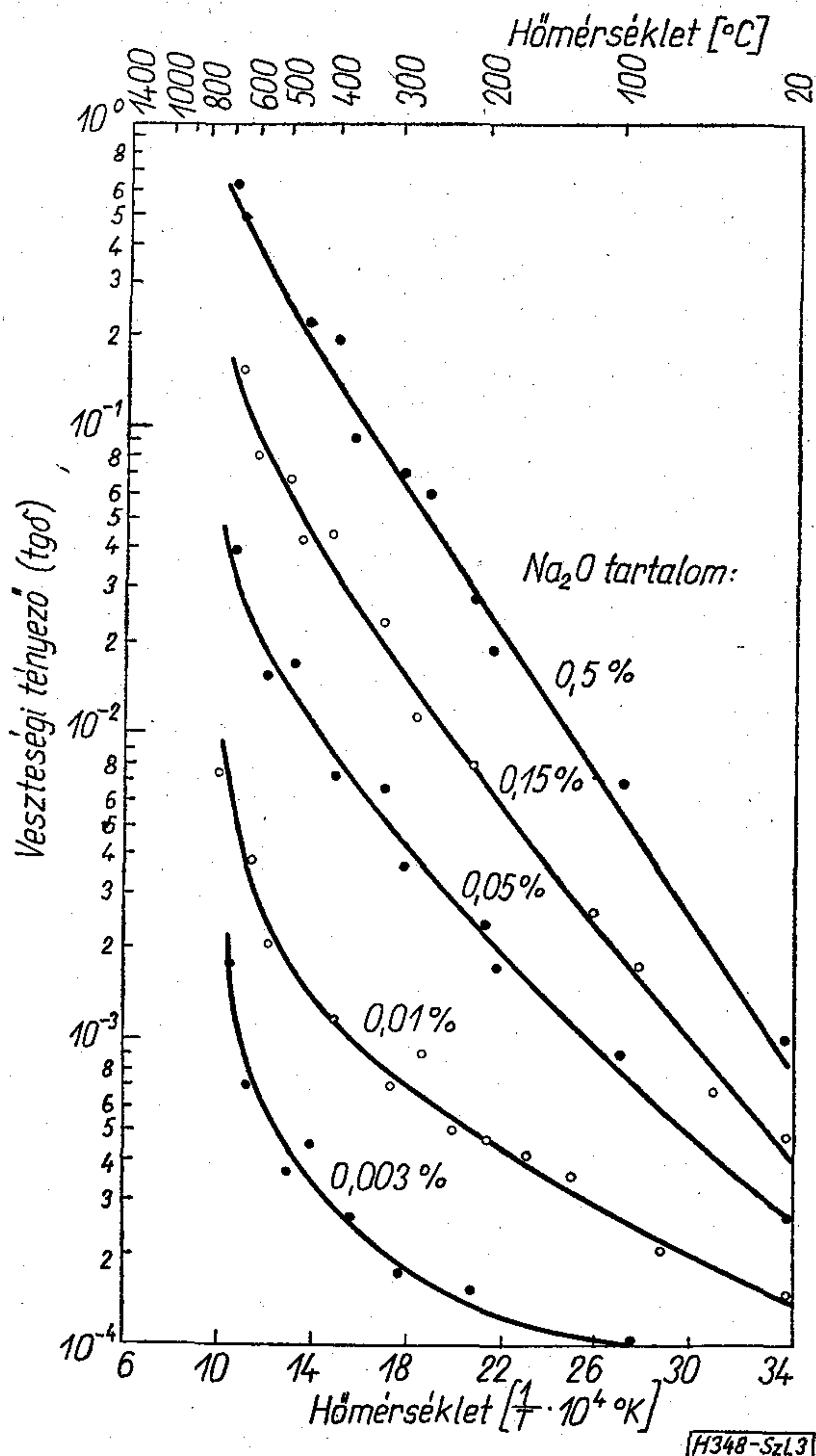
A meghatározás pontosságát elsősorban a veszteségi tényező mérési hibája adja meg.

2.3. Mérési eredmények, értékelés

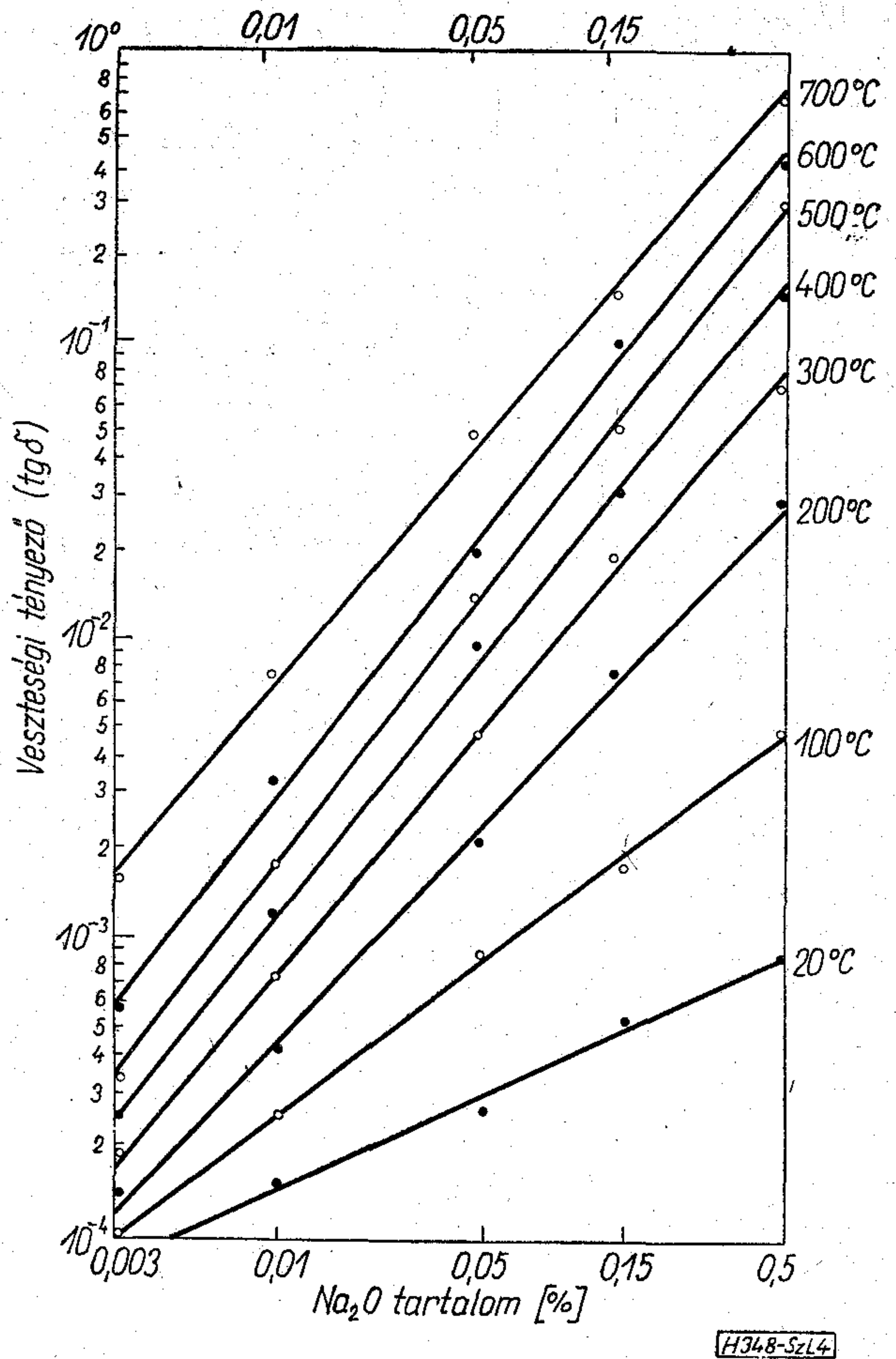
2.31. Veszteségi tényező

A különböző alkálitartalmú korundminták dielektromos veszteségi tényezőjének hőmérsékletfüggését a 3. ábra görbéi szemléltetik. Látható, hogy valamennyi görbe a hőmérséklet emelkedésével emelkedést mutat, de az alacsonyabb alkálitartalmú mintáknál, alacsonyabb hőmérséklet-tartományban az emelkedés nem olyan meredek, mint az erősebben szennyezett kerámiáknál. Az is megfigyelhető, hogy az ötféle minőségű korund 20 °C-on mért veszteségi tényezője közti különbség mintegy egy nagyságrend, 200 °C-on már két nagyságrend, míg a felső 700 °C hőmérséklet körül közel három nagyságrend. Azaz a szennyezettebb korundok veszteségi tényezője erősebben romlik a hőmérséklet függvényében, mint az a kémiaailag tisztábbaknál tapasztalható.

Ha a legtisztább és a legszennyezettebb minta görbéit összehasonlítjuk, láthatjuk, hogy a tisztább korund veszteségi tényezőjének értéke kb. 700 °C



3. ábra. Különböző Na_2O tartalmú alumíniumoxid kerámiák dielektromos veszteségi tényezőjének hőmérsékletfüggése. Mérőfrekvencia: 10^7Hz



4. ábra. Alumíniumoxid kerámiák dielektromos veszteségi tényezőjének függése az alkáli-koncentrációtól, 20–700 °C vizsgálati hőmérséklet-tartományban. Mérőfrekvencia: 10^7Hz

hőmérsékleten egyezik meg a legmagasabb alkálitartalmú idomtest 20 °C hőmérsékleten mért értékével.

Az elmondottakból az a következtetés vonható le, hogy a kémiaailag tisztább, ún. alkáliszegény korund dielektromos veszteség szempontjából magasabb hőmérsékletekig használható, mint a szennyezettebb. Az is látható, hogy az elektronikában általában kívánatos $0,8-3,0 \times 10^{-4}$ körüli veszteségi tényezőjű értéket csak 0,05% vagy ez alatti Na_2O tartalmú, nagytisztaságú alumíniumoxid kerámiákkal lehet megvalósítani. Általános elektrotechnikai célra még a 0,1–0,2% Na_2O tartalmú korund is alkalmas. Ellenben a 0,5% alkálitartalmú alumíniumoxid kerámia elektromos célra már nem felel meg. Hasonló, gyakorlati szempontból fontos megállapításra jutunk akkor is, ha a veszteségi tényezők értékét az alkálitartalom koncentrációjának függvényében tanulmányozzuk. Erre nyújtanak lehetőséget a 4. ábra görbéi, melyekből az alkálitartalom hatása egyértelműen leolvasható.

2.32. Dielektromos állandó

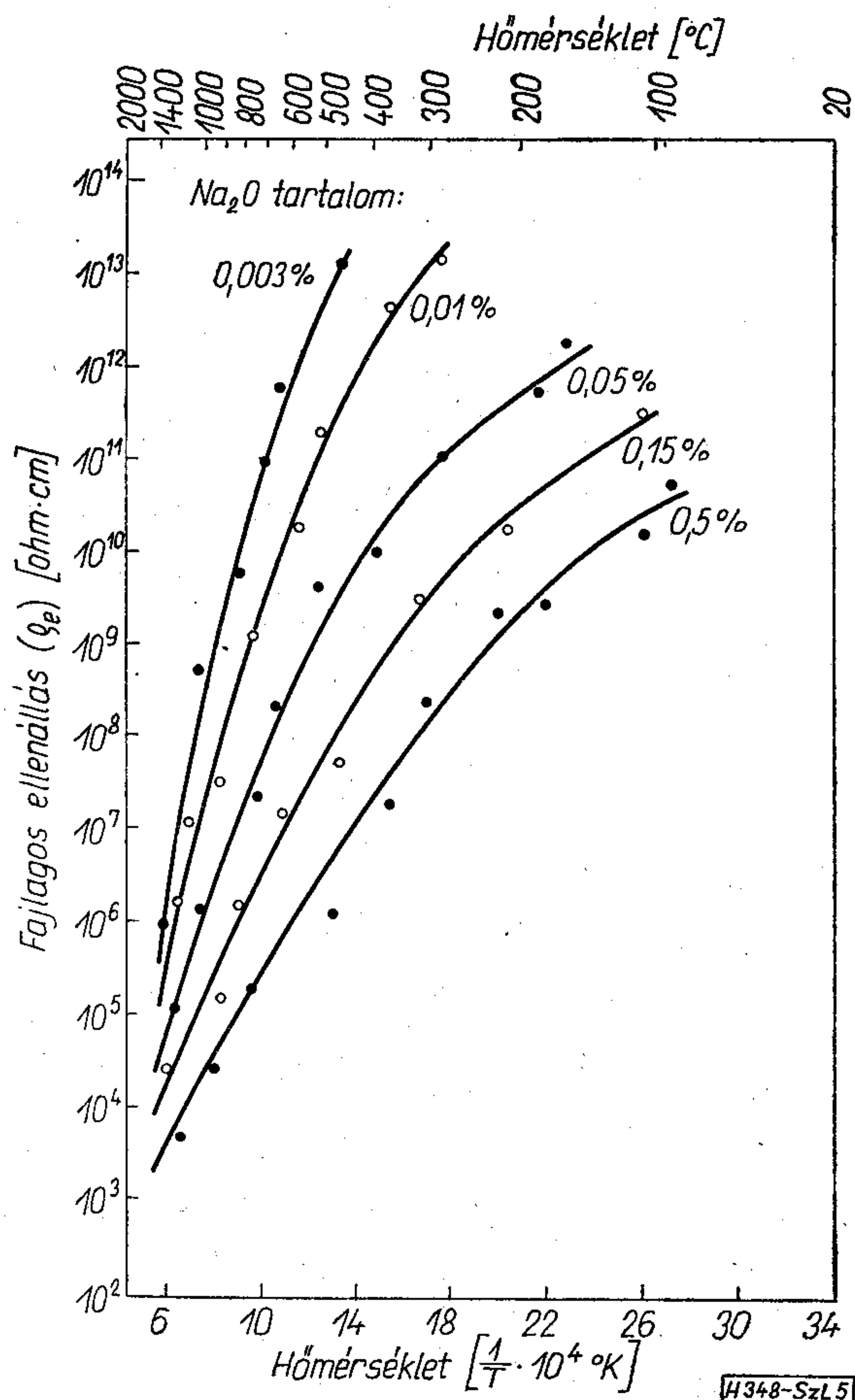
E paraméter hőmérsékletfüggésével kapcsolatos eddigi méréseink szerint az ötféle minta 20 °C-on 9,42–9,84 közti, és 700 °C-on 10,10–11,02 közti értéket

mutatott, vagyis valamennyi korundminta dielektromos állandója a hőmérséklet emelkedésével emelkedett. Az Na_2O dielektromos állandóra gyakorolt hatása a jelenlegi kapacitásmérési módszerünkkel nem volt kimutatható. (E vizsgálati módszerünk továbbfejlesztése folyamatban van.)

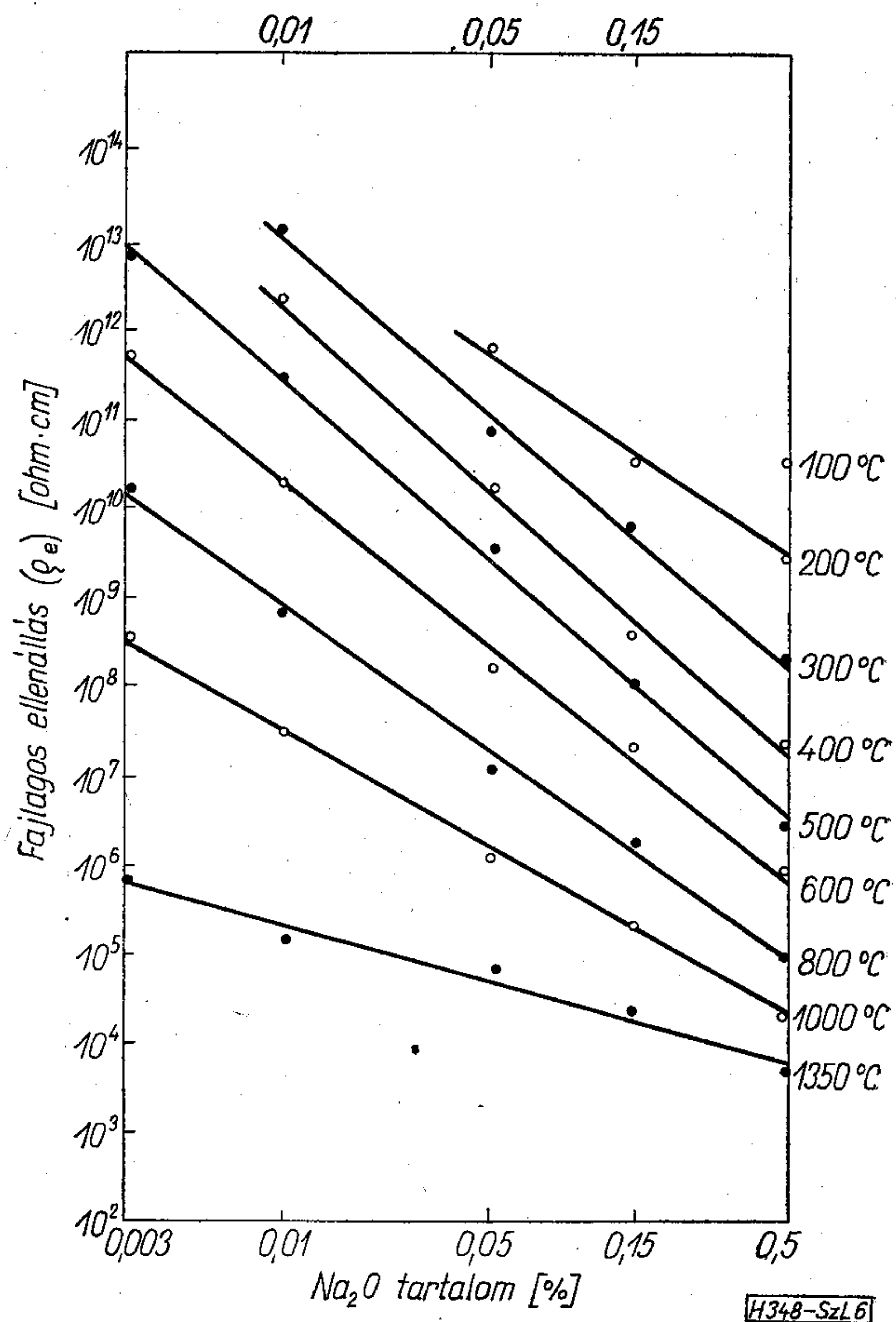
2.33. Szigetelési ellenállás

Az egyenfeszültséggel meghatározott fajlagos szigetelési ellenállás hőmérsékletfüggését az 5. ábra görbéi szemléltetik. Látható, hogy mind az ötféle alumíniumoxid kerámia e villamos paramétere is romlik a hőmérséklet növekedésével, de a magasabb alkálitartalmú minták mindig alacsonyabb értéket mutatnak. (Hasonló a veszteségi tényező értékekhez.) E tekintetből is a kémiailag tisztább korund viselkedik kedvezőbben: Csak $500\text{ }^\circ\text{C}$ hőmérséklet felett csökken az értéke 10^{13} ohm·cm alá, míg a legszennyezettebb minta ugyanezen a hőmérsékleten alig jobb mint 10^6 ohm·cm-t mutat. Vagy másképpen: Az alkálitartalom mintegy három nagyságrendnyi növekedése a szigetelési ellenállás hat-hét nagyságrendnyi csökkenését okozhatja, $500\text{ }^\circ\text{C}$ hőmérsékleten.

A tiszta és szennyezett minták mérési adatainak összehasonlítása alapján az is látható, hogy az



6. ábra. Alumíniumoxid kerámiák fajlagos ellenállásának függése az alkáli-koncentrációtól, $200\text{--}1350\text{ }^\circ\text{C}$ vizsgálati hőmérséklet-tartományban. Mérőfeszültség: $100\text{ V} =$.



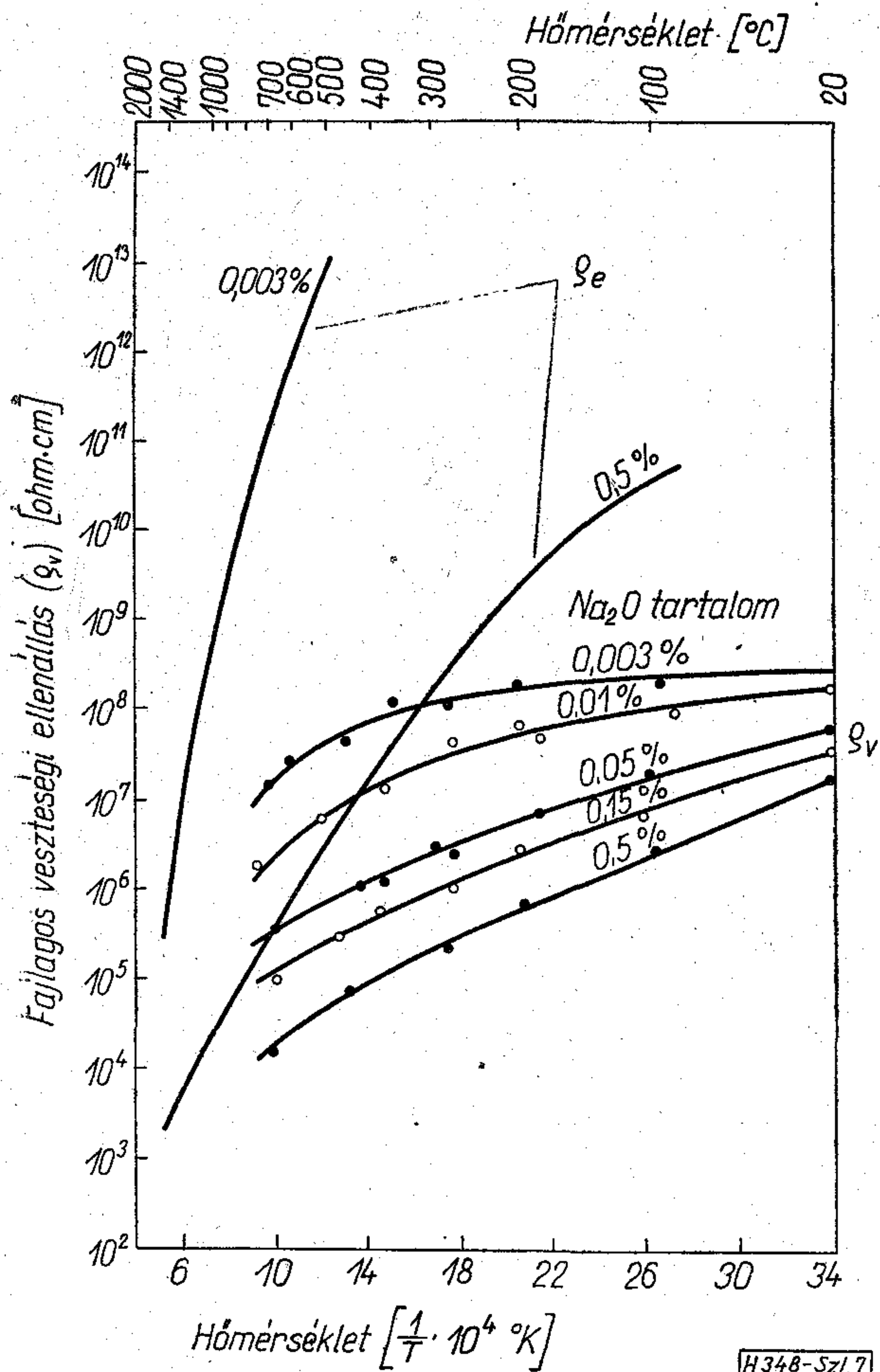
5. ábra. Különböző Na_2O tartalmú alumíniumoxid kerámiák fajlagos ellenállásának hőmérsékletfüggése. Mérőfeszültség: $100\text{ V} =$.

alacsonyabb hőmérsékleteken mutatkozó nagy különbség a magasabb hőmérséklet-tartományban jelentősen lecsökken. Ami azt igazolja, hogy alacsonyabb hőmérsékleteken főleg az idegen szennyezők okozzák az elektromos vezetést, ellenben magasabb hőmérsékleteken már a kémiailag tisztább korund saját (másodrendű vezető jellegéből adódó) vezetési mechanizmusa is lényeges szerepet játszik.

Ha a különböző hőmérsékleteken mért szigetelési ellenállásértékeket az alkáli-koncentráció függvényében nézzük (6. ábra), ugyancsak e szennyező káros hatását állapíthatjuk meg. Vagyis e paraméter tekintetéből is az alkáliszegény kerámiák használhatók megbízhatóbban magasabb hőmérsékleteken.

E mérések alapján levonhatjuk azt a gyakorlati következtetést, hogy az elektronikai célra $20\text{--}300\text{ }^\circ\text{C}$ hőmérséklet-tartományban általában kívánatos $10^{11}\text{--}10^{14}$ ohm·cm-es fajlagos ellenállásértéket csak a $0,05\%$ vagy ennél kevesebb Na_2O tartalmú alumíniumoxid kerámiák biztosíthatják. Általános elektrotechnikai célra — ugyanúgy, mint a veszteségi tényező esetében — a $0,1\text{--}0,2\%$ Na_2O tartalmú kerámiák még felhasználhatók. Ennél magasabb alkálitartalmú idomtestek használata — különösen magasabb üzemi hőmérsékleti viszonyok között — nem üzembiztos.

A fajlagos veszteségi ellenállások hőmérsékletfüggését a 7. ábrán tüntettük fel. Ugyanitt — a könnyebb összehasonlíthatóság kedvéért — két, a



7. ábra. Különböző Na₂O tartalmú alumíniumoxid kerámiák fajlagos veszteségi ellenállásának (ρ_v) hőmérsékletfüggése, 20–700 °C vizsgálati hőmérséklet-tartományban. Mérőfrekvencia: 10⁷ Hz. Összehasonlítva a 0,003% és 0,5% Na₂O tartalmú alumíniumoxid kerámiák egyenfeszültséggel mért fajlagos ellenállásának (ρ_e) hőmérsékletfüggésével

legalacsonyabb és a legmagasabb alkálitartalmú kerámia egyenfeszültséggel mért fajlagos ellenállásértékeit is ábrázoltuk.

A 100 V egyen- és a 10 MHz váltóárammal végzett mérések alapján felvett görbékből látható, hogy a váltóáramú méréssel jelentősen alacsonyabb értékek adódtak, mint egyenfeszültség esetén, s ami ezzel összefügg, lefutásuk is laposabb jellegű. Az is látható — ami egyébként természetes következménye a veszteségi tényezők értékeinek —, hogy a magasabb alkálitartalmú korundok váltóáramú szigetelési ellenállása a rosszabb értékű. A legtisztább és a legszennyezettebb mintákat jellemző görbék összehasonlításával megfigyelhető, hogy az ellenállásértékekben mutatkozó különbség a hőmérséklet növekedtével növekszik, s 300 C° feletti tartományokban mintegy három nagyságrendet tesz ki. Ez lényegesen kisebb eltérés mint ugyanezen a hőmérséklet körül az egyenfeszültséggel méreseknel észlelhető. Ez arra utal, hogy egyenfeszültségen üzemelő szigetelőknél — különösen alacsony hőmérséklet-tartományban — az alkália érzékenyebben fejti ki hatását, mint váltóáram esetében.

Az egyen- és váltóáramú mérések adatai közti különbség — mely különbség magasabb frekvenciák felé egyre növekszik s alacsonyabb frekvenciákon tart az egyenfeszültséggel mért adatokhoz — elsősorban a váltóáram szilárd testek elektrolitos polarizációját kiküszöbölő hatásával van összefüggésben.

Alumíniumoxid kerámiák veszteségi ellenállásának ismerete különösen akkor jelentős, ha a korundot váltóáram szigetelésére kívánják igénybe venni, mert ezzel szemben mindig alacsonyabb értéket mutat. A kerámiagyárak katalógusaiban általában az egyenfeszültséggel mért szigetelési ellenállás szerepel.

A tárgyalt elektromos vizsgálatok, ill. ezek eredményei jelentős szerepet tölthetnek be a nagytisztaságú alumíniumoxid (pl. mikrohullámú — [22]) kerámiák előállítási technológiájának kidolgozásánál. Ezenkívül az alkálitartalommal összefüggő mérési adatokat a timföld bázisú, TIMALOX márkanév alatt forgalmazott (pl. integrált áramköri vastagréteg-hordozó [23]) kerámiák kis-széria szintű előállításánál is hasznosítani tudjuk.

I R O D A L O M

- [1] Sztankovics L.: Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Közleményei, Bp. VII. évf. No. 4. p. 57. (1967) Építőanyag, Bp. XXIII. évf. No. 9. p. 342 (1971).
- [2] Pentecost, J. L.: Melpar Inc. Mat. Lab. Publ. (1963), Arlington, F. C. Virginia (USA).
- [3] Haidler, W. B.: Dissertation (1965), The University of Arizona (USA).
- [4] Westphal, W. B.: Technical Report (1963). Lab. for Insulation Res. Mass. Inst. (USA).
- [5] George, W.; Moulson, A. J.: Electrical Magnetic and Optical Ceramics (1972). p. 21. British Ceram. Soc., London.
- [6] George, W.; Popper, P.: Proc. Brit. Ceram. Soc. No. 10. p. 63 (1968).
- [7] Atlas, L. M.; Nagao, H.; Nakamura, H. H. J.: Amer. Ceram. Soc. Vol. 45. No. 10. p. 464 (1962).
- [8] Perry, G. S. Trans. Brit. Ceram. Soc. Vol. 69. No. 4. p. 177. (1970).
- [9] Bogorodickij, N. P.; Poljakova, N. L.: Dokl. Akad. Nauk. Szovjetunió, Vol. 95. No. 2. p. 257 (1954).
- [10] Rigterink, M. D.: Electronic Ceramics, p. 27 (1969). Spec. Publ. The Amer. Ceram. Soc., Inc.
- [11] Barta, I.; Gorni, I.: Powder Metallurgy International, Vol. 4. No. 3. p. 124 (1972).
- [12] Dimarcello, F. V.; Treptow, A. W.; Baker, L. A.: Amer. Ceram. Soc. Bull. Vol. 47. No. 5. p. 511 (1968).
- [13] Floyd, R. J.: Trans. Brit. Ceram. Soc. Vol. 64. No. 5. p. 251 (1965).
- [14] Verneti, R. A.; Cook, R. L. J.: Amer. Ceram. Soc. Vol. 49. No. 4. p. 194 (1966).
- [15] Shakhin, D. M.: Ogneuporüh, Moszkva, Vol. 37. (1965).
- [16] Moulson, A. J.; Popper, P.: Proc. Brit. Ceram. Soc. No. 10. p. 41 (1968).
- [17] Pappis, J.; Kingery, W. D.: J. Amer. Ceram. Soc. Vol. 44. No. 9. p. 459 (1961).
- [18] Özkan, O. T.; Moulson, A. J. J.: Phys. D: Appl. Phys. Vol. 3. p. 983 (1970).
- [19] Wallace, R. W.; Ruh, E.: J. Amer. Ceram. Soc. Vol. 50. No. 7. p. 358 (1967).
- [20] Sztankovics L.: SILICONF, Budapest (1973), p. 1019.
- [21] Sztankovics L.: Mérés és Automatika, XVI. évf. No. 11. (1968).
- [22] Sömi-Kovács Éva: Finommechanika, XIII. évf. p. 167. (1974).
- [23] Sztankovics L.: HIKI Jubileumi Évkönyv, p. 202 (1973).

A megbízhatósági fogalmak meghatározásának egyes kérdései

ETO 62-192:621.3.019.3

A termékek minőségét két különböző szempontból célszerű jellemezni: az új gyártásból származó termékek tulajdonságainak *megfelelőségével* és ugyan-ezen tulajdonságok változásával bizonyos működési idő eltelte vagy bizonyos tartamú működés elvégzése után, azaz a termékek *megbízhatóságával*. A gyártó az előállítás során a *megfelelőségi* jellemzőket ellenőrzi, a *megbízhatóság* ellenőrzése, bár legalább ugyanolyan fontos, bonyolultabb tevékenység, és így többször elmarad.

A megfelelőségi jellemzők értékelése és ellenőrzése már sok évtizedes múltra tekint vissza, gyakorlatilag ez a tevékenység azóta folyik, mióta minőségről beszélünk, és ezért a minőséget és megfelelőséget helytelenül azonosítják. A megbízhatósági jellemzők tudatos elkülönítésére csak az utóbbi 20–30 évben került sor, bár bizonyos területeken, például fátadás, azok már régebben is ismertek voltak. Ezen idő alatt a kölcsönös megértést elősegítő nemzetközi terminológiák kialakítása területén végzett munka nem volt olyan hatékony, mint amilyen kívánatos lett volna. Az egyes országokon belüli rendezést pedig további indokolt vagy indokolatlan helyi sajátosságok is nehezítették.

Az egységes terminológia és jelölés pedig nagyon fontos, mivel ha az egyes vállalatok, intézetek, tanszékek, folyóiratok, ipari ágazatok sajátos, egymástól eltérő terminológiát alakítanak ki, akkor a kölcsönös megértés legalább olyan nehéz, mintha valójában eltérő nyelven beszélnének. A kérdést nehezíti az is, hogy mértékadó nemzetközi szervezetek, amelyek egységesítéssel és szabványosítással foglalkoztak és amelyekben hazánk is részt vesz, nem hangolták össze tevékenységeiket a kívánt mértékben, és egyes fogalmakat illetően eltérőek az értelmezések. Ez a tény nehezíti a kérdés hazai rendezését is.

A megbízhatósági vizsgálatok széles körű elterjedése és a megbízhatósággal kapcsolatos nemzetközi tevékenység létrehozta a megbízhatósági alapfogalmakat és az azok meghatározását tartalmazó terminológiákat a különböző nemzetközi szabványosítási szervezetek keretén belül. A nemzetközi szabványosítási ajánlásokban rögzített megbízhatósági terminológiák figyelembevételével hazánkban két szabvány készült el: az MSZ 17 100–70 „Termékek megbízhatósága. Alapfogalmak” [1] és az MSZ 11 009–72 „Elektronikai termékek megbízhatósága. Alapfogalmak” [2]. E két szabványt a jelen cikk szerzői [3, 4] dolgozataikban ismertették.

A fenti két szabvány megjelenése óta több mint két, illetve négy év telt el, és a szabványok gyakorlati alkalmazása során szerzett tapasztalatok rámutattak

annak szükségességére, hogy egyes fogalmak meghatározásának egységes értelmezését a legújabb nemzetközi forrásmunkák alapján kell elvégezni. Ezt az igényt indokolja az a tény is, hogy mind a szocialista országok, mind pedig az iparilag fejlett nyugati országok az utóbbi időben egyre nagyobb fontosságot tulajdonítanak a megbízhatósági követelmények átadás-átvételi feltételekben történő rögzítésének. A megbízhatósági fogalmak egységes értelmezését ezen gyakorlati körülményen túlmenően az is szükségessé teszi, hogy a megbízhatóság témakörének orosz és angol nyelvű szakirodalma igen széles körű és a műszaki-tudományos publikációk hazai megismerését több esetben megnehezíti a megbízhatósági szak kifejezések eltérő értelmű meghatározása.

A fenti szempontok figyelembevételével e cikk összehasonlító elemzést kíván adni a nemzetközi szabványosítás területén elkészült megbízhatósági terminológiákról, és külön kíván foglalkozni az eltérő módon definiált fogalmakkal. Az összehasonlító elemzés keretén belül az IEC TC 56 által kidolgozott megbízhatósági terminológiát, amelynek alapján az MSZ 11 009 szabvány készült, kívánjuk összevetni a KGST Szabványosítási Állandó Bizottságának keretén belül kidolgozás alatt levő ajánlással és a KGST – REÁB 7.1 műszaki-tudományos téma – Elektronikai gyártmányok megbízhatósága – keretén belül kidolgozott és elfogadott egységesítési ajánlással. Az összehasonlító értékelés tükrében egyértelműen elemezhető a hazai szabványok helyzete is, mivel az MSZ 17 100 szabvány ugyanazon GOSZT szabvány alapokon készült el, mint a KGST–SZÁB ajánlás, az MSZ 11 009 pedig az IEC TC 56 által kidolgozott terminológiát tekintette forrásmunkaként.

Végezetül a cikk szerzői a megbízhatóság, megfelelőség és minőség fogalmainak összefüggéseire kívánják rávilágítani.

A különböző megbízhatósági terminológiák összehasonlítása

A bevezetésben említett megbízhatósági terminológiák összehasonlító elemzése egyértelműen elvégezhető az IEC (International Electrotechnical Committee) keretében, illetve a KGST–SZÁB-ban és a KGST–REÁB 7.1 témájában kidolgozott ajánlások alapján. Ennek oka az, hogy az IEC TC 56 által kidolgozott megbízhatósági terminológia, amelyet a 271. Publikáció átdolgozott kiadása tartalmaz, elektronikai termékek megbízhatósági fogalmait tárgyalja, azonban ezt a terminológiát kisebb módosításokkal alkalmasnak találták más nemzetközi szervezetek arra, hogy általánosan ipari termékek megbízhatóságának jellemzésére használják fel. Így gyakorlatilag ezt a terminológiát vette át az ISO (International

Összehasonlítás a KGST SZÁB terminológia alapján

Sor- szám	KGST-SZÁB fogalmai		IEC TC 56 megfelelő fogalmai angolul	REÁB 7.1 téma megfelelő fogalmai
	oroszul	magyarul		
	1.	2.	3.	4.
1.	Надежность	Megbízhatóság	Reliability	*
2.	Безотказность	Hibamentesség	Reliability	*
3.	Долговечность	Tartósság		*
4.	Ремтопригодность	Javíthatóság		
5.	Сохраняемость	Tárolhatóság		
6.	Объект	Objektum		*
7.	Объект восстанавливаемый	Helyreállítható objektum		*
8.	Объект невосстанавливаемый	Nem helyreállítható objektum		
9.	Нагрузка	Igénybevétel		*
10.	Исправное состояние	Előírással állapot		*
11.	Неисправное состояние	Nem előírással állapot		*
12.	Работоспособное состояние	Működőképesség (működőképes állapot)		*
13.	Неработоспособное состояние	Működőképtelenség (működőképtelen állapot)		
14.	Предельное состояние	Határállapot		*
15.	Отказ	Meghibásodás	Failure	*
16.	Повреждение	Hibásodás		
17.	Наработка	Tényleges működés	Time	*
18.	Технический ресурс	Üzemi működés	Life	*
19.	Срок службы	Élettartam	Life	*
20.	Срок сохраняемости	Tárolhatósági idő		*
21.	Основной параметр	Alapvető paraméter		*
22.	Второстепенный параметр	Másodlagos paraméter		
23.	Критерий отказа	Meghibásodási kirtérium		*
24.	Момент отказа	Meghibásodási időpont		
25.	Механизм отказа	Meghibásodási mechanizmus	Failure mechanism	*
26.	Отказ при перегрузке	Meghibásodás túlterhelés esetén		*
27.	Внезапный отказ	Váratlan meghibásodás	Sudden failure	*
28.	Систематический отказ	Szisztematikus meghibásodás		
29.	Постепенный отказ	Fokozatos meghibásodás	Gradual failure	*
30.	Полный отказ	Teljes meghibásodás	Complete failure	*
31.	Частичный отказ	Részleges meghibásodás	Partial failure	*
32.	Показатель надежности	Megbízhatósági mutató		*
33.	Показатель надежности единичный	Egyetlen (egyszerű) megbízhatósági mutató		
34.	Комплексный показатель надежности	Összetett megbízhatósági mutató		
35.	Вероятность отказа	Meghibásodás valószínűsége		*
36.	Вероятность безотказной работы	Hibamentes működés valószínűsége		*
37.	Параметр потока отказов	Meghibásodási folyamat paramétere (meghibásodások átlagos száma)		
38.	Интенсивность отказов	Meghibásodási tényező (ráta)	Failure rate	*
39.	Средняя интенсивность отказа	Átlagos meghibásodási tényező		*
40.	Средняя наработка до отказа	Átlagos tényleges működés az első meghibásodásig	Mean time to failure	*
41.	Наработка на отказ	Tényleges működés a meghibásodások között	Mean time between failures	
42.	Средний срок службы	Átlagos élettartam	Mean life	*
43.	Средняя межремонтный срок службы	Javítások közötti élettartam		
44.	Средний срок службы до первого капитального ремонта	Élettartam az első általános javításig		
45.	Средний срок службы до списания	Élettartam az elavulásig		
46.	Гамма-процентный срок сохраняемости	Gamma-százalékos tárolhatósági idő		*
47.	Средний срок сохраняемости	Átlagos tárolhatósági idő		*
48.	Интенсивность восстановления	Helyreállítási intenzitás (tényező)		
49.	Среднее время ремонта	Átlagos javítási idő		
50.	Среднее время ожидания ремонта	Átlagos javítási várakozási idő		
51.	Среднее время простоя, вызванное отказом	Átlagos meghibásodás által előidézett állási idő		
52.	Среднее время поиска отказа	Átlagos meghibásodás felkutatására fordított idő		

Sor- szám	KGST—SZÁB fogalmai		IEC TC 56 megfelelő fogalmai angolul	REÁB 7.1 téma megfelelő fogalmai
	oroszul	magyarul		
	1.	2.	3.	4.
53.	Вероятность восстановления в заданное время	Adott idő alatti helyreállítás valószínűsége		
54.	Среднее время восстановления	A helyreállítás átlagos ideje		
55.	Коэффициент готовности	Készenléti tényező		
56.	Коэффициент технического использования	Műszaki kihasználási tényező		
57.	Коэффициент оперативной готовности	Intervallum készenléti tényező		
58.	Избыточность	Tartalék	Redundancy	
59.	Основной элемент	Alapelem		
60.	Резервный элемент. Резерв	Tartalékelem. Tartalék		
61.	Облегченный резерв	Aláterhelt tartalék		
62.	Восстанавливаемый резерв	Helyreállítható tartalék		
63.	Невосстанавливаемый резерв	Nem helyreállítható tartalék		
64.	Смешанное резервирование	Kevert tartalékolás		
65.	Скользящее резервирование	Átkapcsolásos tartalékolás		
66.	Кратность резервирования	Tartalékolás viszonyszáma		
67.	Однократное резервирование	Egyszeres tartalékolás, kettőzés		
68.	Многokратное резервирование	Többszörös tartalékolás		
69.	Структурное резервирование	Strukturális tartalékolás		
70.	Временное резервирование	Időtartalékolás		
71.	Функциональное резервирование	Funkcionális tartalékolás		
72.	Нагрузочное резервирование	Terheléses tartalékolás	Active redundancy	
73.	Резервирование с восстановлением	Tartalékolás helyreállítással		
74.	Ресурсные испытания	Üzemi működés vizsgálata		*
75.	Испытания на сохраняемость	Tárolhatósági vizsgálatok		*
76.	Опытная эксплуатация	Kísérleti üzemeltetés		*
77.	Ускоренные испытания	Gyorsított vizsgálatok	Accelerated test	*
78.	План испытаний	Vizsgálati terv		*
79.	Испытания без восстановления	Helyreállítás nélküli vizsgálatok		
80.	Испытания с восстановлением	Helyreállítós vizsgálatok		
81.	Программа испытаний	Vizsgálati program		
82.	Граничные испытания	Határvizsgálatok		
83.	Испытания на надежность	Megbízhatósági vizsgálatok		*

Standardization Organization) és az EOQC (European Organization for Quality Control) szervezete is. Ezek alapján a nyugati országokban az IEC TC 56 által kiválasztott szóhasználat honosult meg. Magyarországon ezt a terminológiát az MSZ 11 009 szabványnak megfelelően alkalmazzák. Ezzel kapcsolatosan megjegyezni kívánjuk, hogy a megbízhatósági vizsgálatok területén a legtöbb tapasztalat amár csaknem húsz éve vizsgált elektronikai termékekről áll rendelkezésre, így a megbízhatósági terminológiát is legelőször ezekre a gyártmányokra dolgozták ki.

A nemzetközi gyakorlatban alkalmazott másik terminológia-rendszer az ipari termékek általános megbízhatósági szakkifejezéseit tartalmazó GOSZT 13 377—67 szabványon alapszik. Ezt a terminológiát vette alapul — az IEC TC 56-ban elfogadott fogalmakkal kiegészítve — a KGST—REÁB 7.1 műszaki-tudományos témája, amelynek keretében a nem javítható elektronikai termékek megbízhatósági terminológiájára dolgoztak ki egységesítési ajánlástervezetet. Az általános jellegű fogalmakat alapul véve, a KGST—SZÁB-ban kidolgozás alatt levő „Megbízhatóság a technikában. Szakkifejezések és meghatározások” témában is a GOSZT szabványt tekintették kiinduló dokumentumnak. A SZÁB keretén belül kidolgozandó terminológia azonban a

GOSZT szabványt sok vonatkozásban kiegészítette újabb fogalmakkal, és így általánosabb érvényűnek, valamint korszerűbbnek tekinthető. A GOSZT-ban közölt megbízhatósági fogalmak gyakorlati alkalmazásba vétele hazánkban az MSZ 17 100 szabvány — Termékek megbízhatósága. Alapfogalmak — által valósult meg.

A fentiekből következik, hogy hazánkban egyértelműen kialakított egységes terminológiarendszer csak akkor alkalmazható, ha a fenti két alapvető megbízhatósági terminológia fogalmai között egyértelmű megfeleltetést tudunk létesíteni, és a lehetőségekhez képest a nemzetközi szervezetekben egységes terminológia szemléletet tudunk képviselni. Ez utóbbira jó példaként említhetjük meg a KGST—REÁB 7.1 témájában kidolgozott terminológiát, amely a két terminológiarendszer helyes arányú szintézisét tartalmazza.

A következőkben táblázatokban rendszerezve hasonlítjuk össze a KGST—SZÁB, a KGST—REÁB és az IEC TC 56 szervezetekben kidolgozott terminológiák fogalmait. Az 1. táblázat a KGST—SZÁB fogalmait sorolja fel orosz és magyar nyelven, az angol nyelvű megfelelőt csak abban az esetben tüntetjük fel a táblázat 3. oszlopában, ha ezzel ekvivalens fogalmat közöl az IEC TC 56 271. Publikációja is, a

Összehasonlítás az IEC TC 56 terminológia alapján

Sor- szám	IEC TC 56 terminológia fogalmai			REÁB 7.1 téma egyező fogalmai	KGST- SZÁB egyező fogalmai
	oroszul	angolul	magyarul		
	1.	2.	3.	4.	5.
3.	Понятие надежности	Reliability concept	Megbízhatóság fogalma		
3.1	Надежность	Reliability	Megbízhatóság	*	*
4.	Понятия, относящиеся к отказам	Failure concepts	Meghibásodás fogalmai		
4.1	Отказ	Failure	Meghibásodás	*	*
4.2	Причина отказа	Failure cause	Meghibásodás oka	*	
4.3	Вид отказа	Failure mode	Meghibásodás módja	*	
4.4	Механизм отказа	Failure mechanism	Meghibásodási mechanizmus	*	*
5.	Классификация отказов по причине их появления	Classification of failures as to cause	Meghibásodások okok szerinti osztályozása		
5.1	Отказ вследствие неправильной эксплуатации	Misuse failure	Helytelen alkalmazásból származó meghibásodás	*	
5.2	Отказ вследствие внутренних дефектов	Inherent weakness failure	Eredeti rossz minőségből származó meghibásodás		
5.3	Первичный отказ	Primary failure	Elsődleges meghibásodás	*	
5.4	Вторичный отказ	Secondary failure	Másodlagos meghibásodás	*	
5.5	Износный отказ	Wear-out failure	Elhasználódási meghibásodás	*	
6.	Классификация отказов по внезапности	Classification of failures as to suddenness	Meghibásodások osztályozása bekövetkezésük váratlansága szerint		
6.1	Внезапный отказ	Sudden failure	Váratlan meghibásodás	*	*
6.2	Постепенный отказ	Gradual failure	Fokozatos meghibásodás	*	*
7.	Классификация отказов по степени нарушения функций	Classification of failures as to degree	Meghibásodások osztályozása bekövetkezésük mértéke szerint		
7.1	Частичный отказ	Partial failure	Részleges meghibásodás	*	*
7.2	Полный отказ	Complete failure	Teljes meghibásodás	*	*
7.3	Переменяющийся отказ	Intermittent failure	Időszakos meghibásodás	*	
8.	Классификация отказов по сочетанию внезапности и степени	Classification of failures in combination of suddenness and degree	Meghibásodások osztályozása bekövetkezésük váratlanságának és mértékének kombinációja szerint		
8.1	Катастрофический отказ	Catastrophic failure	Katasztrofális meghibásodás	*	
8.2	Деградационный отказ	Degradation failure	Degradációs meghibásodás	*	
9.	Время появления отказа	Occurrence of failure	Meghibásodás bekövetkezése		
9.1	Период приработки	Early failure period	Korai meghibásodások szakasza	*	
9.2	Период постоянной интенсивности отказов	Constant failure rate period	Állandó meghibásodási ráta szakasz	*	
9.3	Период износа	Wear-out failure period	Elhasználódási meghibásodások szakasza	*	
10.	Показатели надежности	Reliability characteristics	Megbízhatósági jellemzők		
10.1	Наблюденная надежность	Observed reliability	Megfigyelt megbízhatóság	*	
10.2	Оцененная надежность	Assessed reliability	Becsült megbízhatóság	*	
10.3	Экстраполированная надежность	Extrapolated reliability	Extrapolált megbízhatóság	*	
10.4	Прогнозируемая надежность	Predicted reliability	Előre jelzett megbízhatóság		
11.	Средний срок службы	Mean life	Átlagos élettartam	*	
11.1	Наблюдаемый средний срок службы	Observed mean life	Megfigyelt átlagos élettartam	*	*
11.2	Оцененный средний срок службы	Assessed mean life	Becsült átlagos élettartam	*	
11.3	Экстраполированный средний срок службы	Extrapolated mean life	Extrapolált átlagos élettartam	*	
11.4	Прогнозируемый средний срок службы	Predicted mean life	Előre jelzett átlagos élettartam	*	
12.	Интенсивность отказов	Failure rate	Meghibásodási ráta		
12.1	Наблюденная интенсивность отказов	Observed failure rate	Megfigyelt meghibásodási ráta	*	*
12.2	Оцененная интенсивность отказов	Assessed failure rate	Becsült meghibásodási ráta	*	
12.3	Экстраполированная интенсивность отказов	Extrapolated failure rate	Extrapolált meghibásodási ráta	*	
12.4	Прогнозируемая интенсивность отказов	Predicted failure rate	Előre jelzett meghibásodási ráta	*	
13.	Средняя наработка до отказа	Mean time to failure	Átlagos működési idő (tényleges működés)		
13.1	Наблюденная средняя наработка до отказа	Observed mean time to failure	Megfigyelt átlagos működési idő	*	*

Sor- szám	IEC TC 56 terminológia fogalmai			REÁB 7.1 téma egyező fogalmai	KGST— SZÁB egyező fogalmai
	oroszul	angolul	magyarul		
	1.	2.	3.	4.	5.
13.2	Оцененная средняя наработка до отказа	Assessed mean time to failure	Becsült átlagos működési idő	*	
13.3	Экстраполированная средняя наработка до отказа	Extrapolated mean time to failure	Extrapolált átlagos működési idő	*	
13.4	Прогнозированная средняя наработка до отказа	Predicted mean time to failure	Előre jelzett átlagos működési idő	*	
14.	Средняя наработка на отказ	Mean time between failures	Meghibásodások közötti átlagos működési idő (tényleges működés)		
14.1	Наблюденная средняя наработка на отказ	Observed mean time between failures	Meghibásodások közötti átlagos működési idő megfigyelt értéke		*
14.2	Оцененная средняя наработка на отказ	Assessed mean time between failures	Meghibásodások közötti átlagos működési idő becsült értéke		
14.3	Экстраполированная средняя наработка на отказ	Extrapolated mean time between failures	Meghibásodások közötti átlagos működési idő extrapolált értéke		
14.4	Прогнозированная средняя наработка на отказ	Predicted mean time between failures	Meghibásodások közötti átlagos működési idő előre jelzett értéke		
15.	Понятия, относящиеся к представлению данных	Data concepts	Adatfogalmak		
15.1	Результаты испытаний	Test data	Vizsgálati adatok		
15.2	Эксплуатационные данные	Field data	Üzemeltetési adatok		
15.3	Ускоренные испытания	Accelerated test	Gyorsított vizsgálat	*	*
15.4	Коэффициент ускорения	Acceleration factor	Gyorsítási tényező	*	
15.5	Коэффициент ускорения интенсивности отказов	Failure rate acceleration factor	Meghibásodási ráta gyorsítási tényezője	*	
15.6	Испытания на воздействие ступенчатых нагрузок	Step stress test	Lépcsős igénybevétel melletti vizsgálat	*	
15.7	Сплошная проверка с отбрасыванием дефектных изделий	Screening test	Szűrővizsgálat	*	
16.	Понятия, относящиеся к надежности конструкции изделий	Desing concepts	Tervezési fogalmak		
16.1	Резервирование	Redundancy	Tartalékolás		*
16.2	Нагруженное резервирование	Active redundancy	Aktív tartalékolás		*
16.3	Ненагруженное резервирование	Standby redundancy	Passzív tartalékolás		
16.4	Полезный срок службы	Useful life	Hasznos élettartam		

4. oszlopban pedig (*) jelöléssel hívjuk fel a figyelmet arra, hogy a fogalom a KGST—REÁB terminológiában is szerepel.

A 2. táblázatban az IEC TC 56 271. Publikációjában közölt fogalmak orosz, angol és magyar nyelvű szakkifejezései találhatóak. Az orosz kifejezéseket a Szovjetunió közölte az IEC-vel. A 4., illetve 5. oszlopban (*) jelöléssel tüntetjük fel, hogy a fogalom a KGST—REÁB 7.1 témájában, illetve a KGST—SZÁB terminológiájában is szerepel.

A SZÁB terminológia 83 fogalmat tartalmaz. Ezek a fogalmak következésképpen rendszerezhetők: általános fogalmak (1—22. fogalmak), meghibásodásokra és azok osztályozására vonatkozó fogalmak (23—31. fogalmak), a megbízhatósági mutatók fogalmai (32—57. fogalmak), a tartalékolás fogalmai (58—73. fogalmak) és vizsgálatokkal kapcsolatos fogalmak (74—83. fogalmak). A fogalmak és azok meghatározása minden ipari termékre alkalmazható, valamint egyaránt vonatkoztatható a javítható és nem javítható termékekre. Az 1. táblázatból látható, hogy a 83 fogalom közül mindössze 18 fogalom egyezik meg alakilag az IEC TC 56 fogalmaival. Megjegyzendő, hogy a formailag azonos szakkifejezések értelmezése egyes ese-

tekben eltérő, ezekkel a kérdésekkel a későbbiekben foglalkozunk. A kismértékű egyezés azzal magyarázható, hogy az IEC viszonylag kevés általános fogalmat, megbízhatósági jellemzőt, tartalékolási és vizsgálati fogalmat tárgyal, ugyanakkor részletesebben foglalkozik a meghibásodások osztályozásával, a megbízhatósági mutatók (jellemzők) különböző statisztikai értékeivel és az elektronikai termékekkel kapcsolatos speciális jellegű vizsgálatokkal. Lényegesen nagyobb mértékű egyezést tapasztalunk a SZÁB és a REÁB terminológia között. 38 fogalom azonos a két ajánlásban. Ha figyelembe vesszük, hogy a REÁB terminológia csak elektronikai, nem javítható termékekre vonatkozik, akkor gyakorlatilag teljesen megegyezőnek tekinthetjük, mivel a SZÁB terminológia ezen túlmenő 38 fogalma kizárólag javítható termékekre és berendezésekre vonatkozik.

A 2. táblázat arról ad felvilágosítást, hogy az IEC terminológia más felépítésű mint a SZÁB terminológia. Az 51 fogalom a következőképpen rendszerezhető: a megbízhatóság fogalma (3) a meghibásodási fogalmak (4.1—4.4, 5.1—5.5; 6.1—6.2, 7.1—7.3, 8.1—8.2, 9.1—9.3), megbízhatósági mutatók (jellemzők) fogalmai (11.1—11.4, 12.1—12.4, 13.1—13.4,

14.1–14.4) adat és tervezési fogalmak (15.1–15.7, 16.1–16.4). A 2. táblázatból látható, hogy a SZÁB terminológia csak 14 fogalom esetében mutat egyezést az IEC terminológiával (az 1. táblázatbeli egyezések közül négy nem szerepel), a REÁB terminológia pedig 40 fogalom esetében. A REÁB és az IEC terminológia közötti egyezés csaknem teljesnek tekinthető, mivel az IEC terminológiában 9 fogalom kizárólag javítható termékekre vonatkozik, így a nem javítható termékekre vonatkozó REÁB terminológia ezeket a fogalmakat nem vette figyelembe. A REÁB és IEC terminológia egyezése annak tudható be, hogy mindkettő elektronikai gyártmányokra vonatkozik, így tartalmazza ezen a területen a gyakorlatilag leghasználatosabb fogalmakat. Megjegyzendő, hogy a REÁB terminológia összesen 118 fogalmat tartalmaz, ezek részletes ismertetésére azonban jelen cikkben nem kívánunk kitérni, mivel azok speciális jellegűek.

A terminológiák fogalmainak alakiösszehasonlítása is arra világít rá, hogy az általános, minden ipari termékre vonatkozó rendszerben az általános fogalmaknak kell nagy fontosságot tulajdonítani, az egyes iparágakra vonatkozó terminológiákban pedig, az általános szakkifejezéseket figyelembe véve, a speciális szakkifejezéseket kell definiálni. A KGST–REÁB 7.1 témájában kidolgozott megbízhatósági terminológia jó gyakorlati példa az egyes iparági terminológiák kidolgozására.

A következőkben a megbízhatósági terminológiák meghatározásaiban tapasztalt különböző eltérésekkel kívánunk foglalkozni.

A megbízhatósági terminológiák meghatározásainak összehasonlítása

A megbízhatósági fogalmak meghatározásainak elemzését csak azokban az esetekben tárgyaljuk, amelyekben a KGST–SZÁB és az IEC terminológia lényegesen eltérő definíciót ad. A megbízhatósági terminológia teljes részletességű ismertetését a hivatkozott tanulmányok [3, 4], valamint szabványok [1, 2] tartalmazzák.

A legfontosabb eltérések a következő fogalmak területén észlelhetők:

megbízhatóság,
tényleges működés, üzemi működés, élettartam,
karbantartás és javíthatóság.

Megbízhatóság

A megbízhatóság KGST–SZÁB által adott meghatározása a következő:

„Az objektum azon tulajdonsága, hogy előírt működési paramétereinek értékeit adott határok között megtartja, amelyek a felhasználás, a műszaki karbantartás, a javítások, a tárolás és szállítás előre megadott üzemmódjainak, illetve feltételeinek felelnek meg.

Megjegyzés: A megbízhatóság összetett tulajdonság, amely az objektum rendeltetésétől és üzemeltetési feltételeitől függően magában foglalhatja a hibamentességet, a tartósságot, a javíthatóságot és a tárolhatóságot egyenként, illetve ezen tulajdonságok meg-

határozott kombinációját mind az objektumra, mind annak részeire vonatkozóan.”

A megbízhatóság IEC TC 56 által adott definíciója a következő:

„A termék azon képessége, hogy előírt funkcióit meghatározott feltételek esetén, adott időszakában ellátja.”

A két meghatározás összehasonlítása a következő fontos különbségre világít rá: a KGST–SZÁB által adott definíció általánosan definiálja a megbízhatóságot a hibamentesség, tartósság, javíthatóság és tárolhatóság fogalmaival, az IEC ugyanakkor csak az előírt funkciók elvégzését követeli meg, így a javíthatóságra és a tárolhatóságra nem terjed ki. Ennek következtében az IEC *megbízhatósági* fogalom tulajdonképpen a KGST–SZÁB *hibamentesség* fogalmával ekvivalens, amely az utóbbi fogalom meghatározásából is kitűnik:

Hibamentesség

„Az objektum azon tulajdonsága, hogy folyamatosan megtartja működőképességét meghatározott idő vagy tényleges működés alatt.”

Ez az összevetés indokolja azt, hogy az 1. táblázatban mind a megbízhatóságra, mind a hibamentességre ugyanazt az angol kifejezést (reliability) adtuk meg. Itt kívánjuk megjegyezni, hogy egyes, az USA-ban kidolgozott terminológiákban is szerepel egy általános jellegű megbízhatóság-fogalom (dependability), azonban ez széles körben nem terjedt el.

Az általános megbízhatóság-meghatározás arra világít rá, hogy a termékek megbízhatóságát nemcsak a hibamentes működés határozza meg, hanem a javításra, illetve karbantartásra való alkalmasság és a tárolhatósági tulajdonságok is. A *tartósság* fogalma is a javítással és karbantartással kapcsolatos, ezt tükrözi a fogalom meghatározása is:

„Az objektum azon tulajdonsága, hogy működőképességet a határállapot bekövetkezéséig megtartja, a műszaki karbantartásokhoz és javításokhoz szükséges megszakításokkal.”

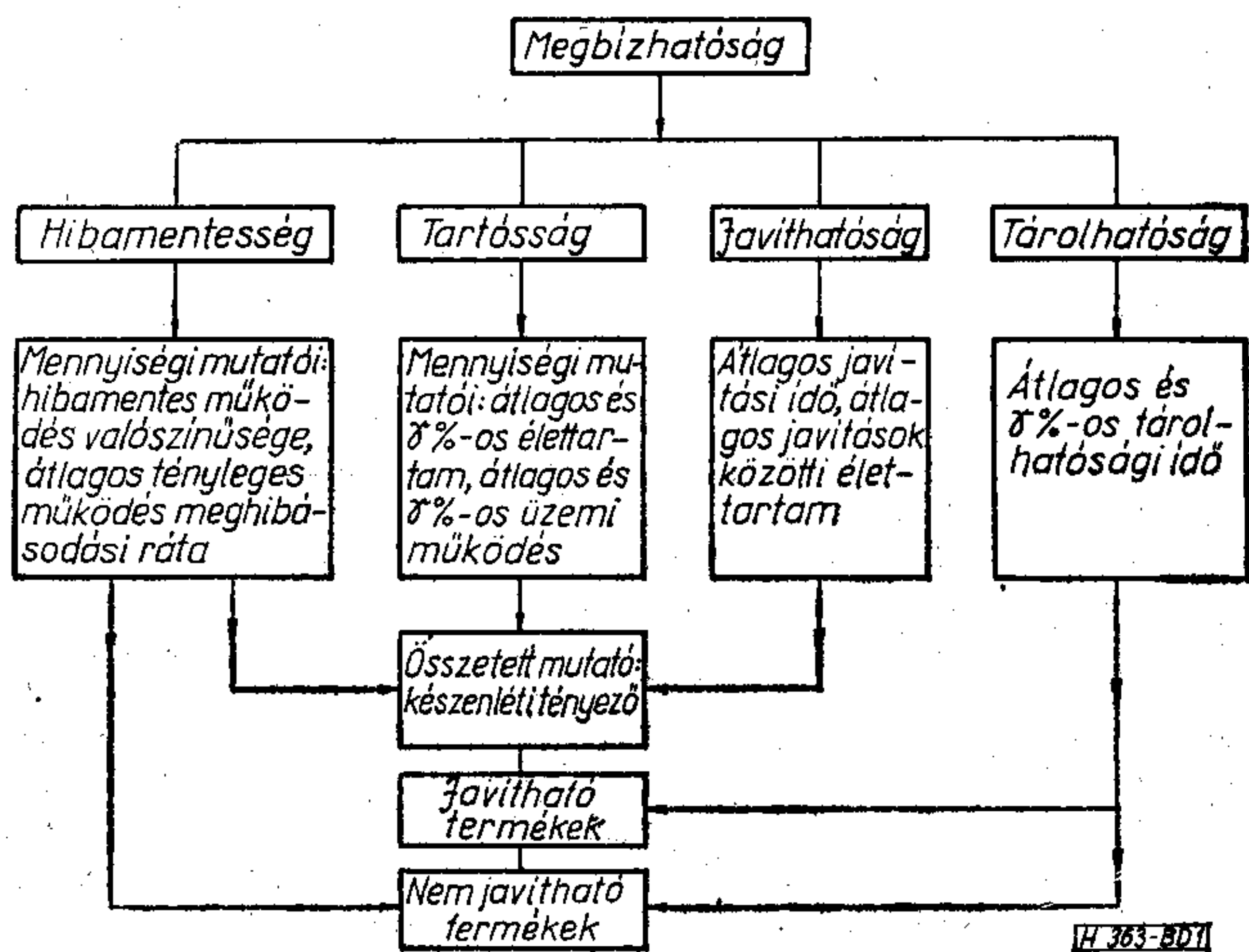
A határállapot nem javítható termékek esetében a meghibásodás bekövetkezésével egyenértékű, így a nem javítható termékekre a megbízhatóság gyakorlatilag a hibamentességre korlátozódik, a hibamentesség pedig ekvivalens a tartóssággal. Ebből is látható, hogy nem javítható termékek esetében a KGST–SZÁB és az IEC TC 56 terminológia azonos értelmezésű megbízhatósági fogalmat tartalmaz. Javítható termékek esetében azonban a határállapotot nemcsak a meghibásodás bekövetkezése jellemzi, hanem például a műszaki elavulás vagy a nem biztonságos üzemeltetés. Ekkor természetesen a hibamentesség és tartósság két különböző fogalom, az előbbi a két egymást követő meghibásodás közötti üzemidőre, az utóbbi pedig az összes üzemi vagy naptári időre vonatkozik, figyelembe véve a karbantartási és javítási tevékenységet is. Nyilvánvaló, hogy a megbízhatóságnak ezen értelmezése már eltérő a KGST–SZÁB és az IEC TC 56 terminológiában. Javítható termékek esetében nagyon fontos a javíthatóság mérőszámának ismerete is, ez rendszerint a javítási idővel fejezhető ki.

Lényeges a javítható termékek területén az ún. összetett megbízhatósági mutatók ismerete. Ezek közül a legismertebb a készenléti tényező, amely megadja az összes üzemi működési idő és az összes üzemi működési idő + javítási idő összegének a hányadosát.

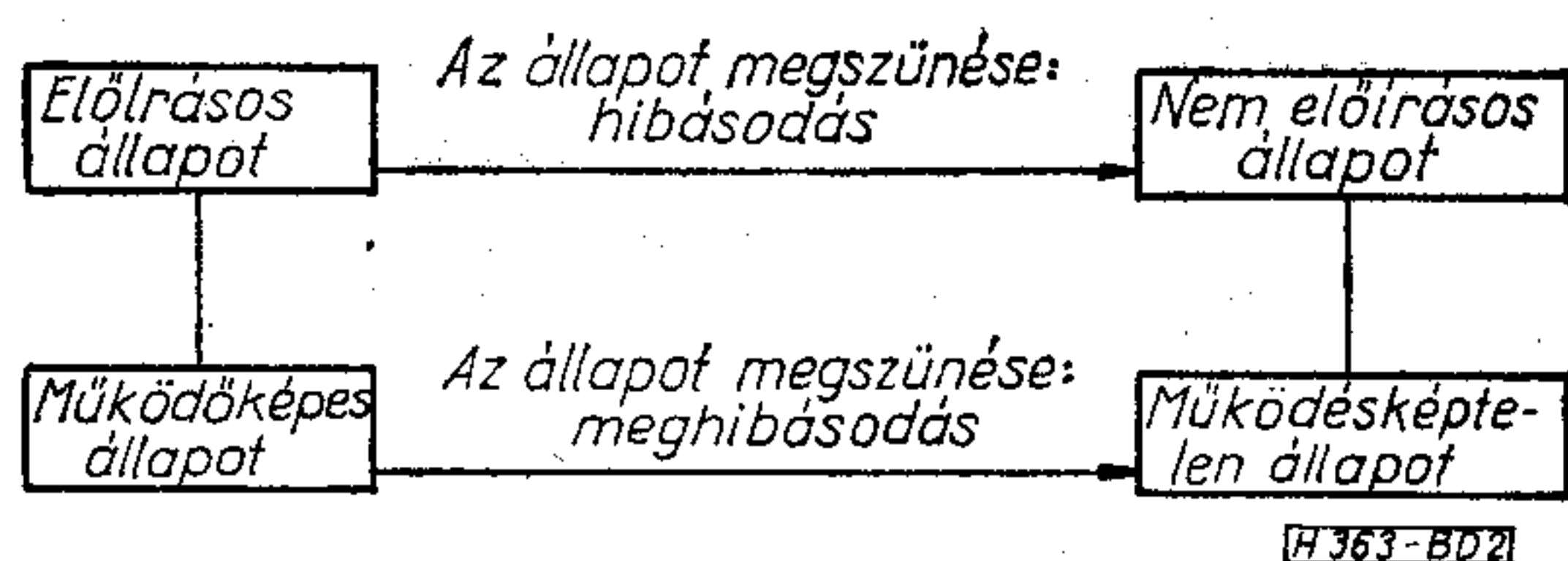
Megjegyzendő, hogy az ennek a fogalomnak megfelelő angol szakkifejezés — availability — meghatározása az IEC TC 56-ban jelenleg kidolgozás alatt van.

A tárolhatóság részletes tárgyalására nem térünk ki, mivel a tárolhatóság hatása a későbbi üzemi felhasználásra még sem elméletileg, sem gyakorlatilag nem tisztázott kérdés.

A KGST—SZÁB terminológiájának általános felépítési rendszerét az 1. ábrán láthatjuk. Az 1. ábra megadja a megbízhatóság alkotó fogalmainak mennyiségi mutatóit is.

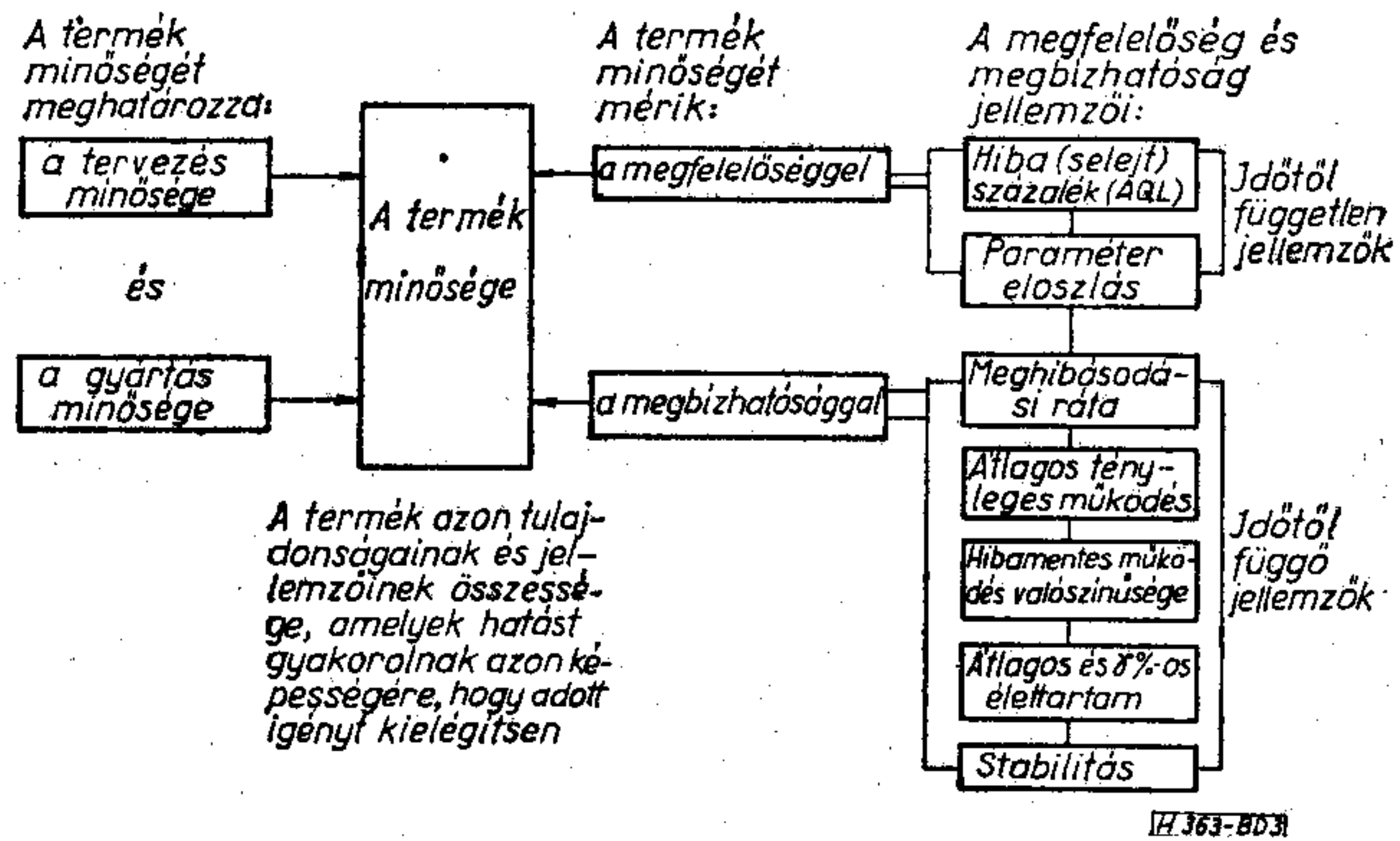


1. ábra. A KGST—SZÁB terminológia felépítési rendszere



2. ábra. A KGST—SZÁB terminológia állapot- és eseményfogalmai

A 2. ábrán a KGST—SZÁB terminológiában ismertett esemény- és állapotfogalmakat és azok közötti összefüggéseket láthatjuk. A terminológia megkülönböztet *előírási állapotot*, amelyben a termék megfelel a műszaki előírásban meghatározott összes követelménynek és *működőképés állapotot*, amelyben a termék alkalmas az adott funkciók elvégzésére azért, hogy alapvető működési paramétereit a műszaki előírásokban meghatározott határok között megtartsa. Az előírási állapot elvesztését a *hibásodás*, a működőképés állapot elvesztését a *meghibásodás* eseményének bekövetkezése jelenti. A megbízhatósági vizsgálatok területén ez utóbbi — a meghibásodás — szolgál rendszerint az értékelés alapjául. Meg-



3. ábra. A minőség, megfelelőség és megbízhatóság közötti összefüggés

jegyezni kívánjuk, hogy az IEC-ben és ISO-ban is foglalkoztak ennek a két állapotnak az elemzésével és megállapították, hogy az előírási állapot a megfelelőség-vizsgálatoknál használatos, a működőképés állapot pedig a megbízhatósági vizsgálatok során alkalmazandó.

A 3. ábrán a megbízhatóság—megfelelőség—minőség közötti kapcsolatot láthatjuk.

Tényleges működés, üzemi működés, élettartam

A tényleges működés a termék rendeltetés szerint teljesített működésének mérőszáma, amely kifejezhető például időegységben, ciklusszámmal, távolsággal vagy más egységben. Ennek a KGST—SZÁB által közölt fogalomnak angol nyelvű megfelelője az IEC terminológiában a *time* szó, amely hasonló értelmű meghatározást jelent. Mindkét terminológia hangsúlyozza, hogy a hibamentes működés mérőszámát a teljesítendő funkciónak megfelelően kell megválasztani.

Kevésbé egyértelmű a megfeleltetés az üzemi működés és az élettartam fogalmak esetében. A KGST—SZÁB terminológia az *üzemi működést* úgy definiálja, mint az üzemeltetés megkezdésétől a határállapot bekövetkezéséig eltelt tényleges működést, azaz a termék üzemben eltöltött működési tartamát, az *élettartamot* pedig úgy határozza meg, mint az üzemeltetés megkezdésétől a határállapotig eltelt naptári időt. Az IEC terminológia mindkét fogalomra közös szakkifejezést használ, az *élettartam* (life) fogalmát, így nem tesz különbséget a két fogalom között. Ezért az 1. táblázatban mind az üzemi működés, mind az élettartam angol nyelvű megfelelőjének a *life* szót adtuk meg.

Javíthatóság és karbantarthatóság

A javíthatóság fogalma a KGST—SZÁB terminológia szerint a javításra és karbantartásra való alkalmasságot jelenti. Megjegyzendő, hogy az IEC TC 56-ban hasonló tartalmú fogalom-meghatározás van kidolgozás alatt, azonban erre a szakkifejezésre az angol *maintainability* (karbantarthatóság) szót használják. Ezért a jövőben e fogalom esetében a megfeleltetést ennek a szempontnak a figyelembevételével kell biztosítani.

Következtetések

A cikkben közölt összehasonlító elemzés rávilágított annak szükségességére, hogy az egységes megbízhatósági szemléletet, egyértelműen definiált megbízhatósági fogalmak alapján kell kialakítani. Ebből következően törekedni kell arra, hogy a különböző nemzetközi szervezetekben kialakított fogalom-meghatározások ne legyenek ellentétes értelműek. Mivel a nemzetközi szervezetekben már kidolgozott terminológiák felépítési rendszeréből adódóan bizonyos eltérések tapasztalhatók egyes fogalmak meghatározásában, a fogalmak hazai honosítása esetén biztosítani kell a fogalmak közötti egyértelmű megfeleltetést.

A megbízhatósági alapfogalmak általános érvényű megfogalmazása és meghatározása feltétlenül szük-

seges. Az általános megbízhatósági terminológia mellett azonban az egyes iparágak termékeire vonatkozó konkrét terminológiákat is el kell készíteni, amelyek nem lehetnek ellentétben az általános terminológiával. Ezek a terminológiák biztosítják ugyanis a speciális szakterületen a megbízhatósági jellemzők meghatározására szolgáló információk egyértelmű feldolgozását és értékelését.

IRODALOM

- [1] MSZ 17100—70. Termékek megbízhatósága. Alapfogalmak
- [2] MSZ 11009—72. Elektronikai termékek megbízhatósága. Alapfogalmak
- [3] Balogh A.—dr. Dukáti F.: Megbízhatósági terminológia. Híradástechnika, XXII. 1. sz. (1971) 19—23
- [4] Balogh A.: Elektronikai termékek megbízhatóságának szabványosítási kérdései. Szabványosítás, 1972. 9. sz. 257—260

EGYESÜLETI HÍREK**Kvadrofónia bemutató**

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület összefogásával a Magyar Rádió, a Postavezérgazgatóság, az Elektromechanikai Vállalat és a Videoton szakemberei 1975. április 6—30. között, Európában elsőként, kvadrofón kísérleti adást szerveztek, illetve ennek vételére a HTE központjában bemutatót tartottak, meghívottak részvételével.

Az adás az EMV szakember gárdája által, dr. Tótfalvi Gyula vezetésével, fejlesztett 4—3—4-es kóderrel történt, amelyet a Magyar Rádióból az adóba felszállított négycsatornás magnetofonról tápláltak. A felvételek a Magyar Rádióban készültek Ujházy László a Rádió hangmérnöke vezetésével és a klasszikus zene, kórusmű, hangjáték és környezetzaj széles spektrumával kitűnő megítélési lehetőséget nyújtottak.

A bemutató sorozat az MTE SZ székházában zajlott le az egyik, erre a célra átalakított előadóteremben. A vétel a Videoton szakemberei által készített kvadrofóniás vevővel történt, amely mind a 4—3—4, mint a 4—4—4 adás vételére alkalmas dekóderrel volt ellátva. A meghívottak a terem közepén elhelyezett székeken hallgatták végig az 1 órás műsort, amely a sztereofóniás ipari adás keretében naponta 11—12

óra között folyt le. Az adás kifogástalan minőségű volt, ami a Posta szakembereinek is köszönhető, akik Nemcsics Elek irányításával mindent megtettek a kísérleti adás zavartalanosságának biztosítására.

A Gelka részéről Völgyi János, a HTE Rádió és Televízió Szakosztályának vezetője és Varsányi János a bemutatók szakmai előkészítéséből és lefolytatásából vették ki részüket.

A bemutató a dr. Tótfalvi Gyula nevéhez fűződő 4—3—4 rendszerrel folyt le, amelynek alapvető sajátossága a tetraéder elrendezésű mikrofontechnika alkalmazása és az ennek révén lehetővé váló szűkített sáv szélességű (53 kHz) adás. A rendszer így alkalmas a normál sztereóképzővel való vételre, természetesen a szükséges dekóder és további két hangcsatorna felhasználásával.

A bemutató eredményes volt, a meghívottak nyilatkozatai és a szakemberek véleménye az, hogy a kísérleti adás létrehozása, a rádióadások hajdani indításával mérhető össze, és hozzájárulhat ahhoz, hogy a magyar rádiózás ismét a világ élvonalába kerüljön.

Antal László,

a Kvadrofónia Munkabizottság vezetője

SZEMLE

A színes televízió-képcsövek piacán néhány meglepetés várható, mivel a konkurensek megkísérik, hogy két konstrukciót utóljárjanak, illetve felülmúljanak. A Zenith szupervilágosnak tekintett Chromacolor képcsövről van szó, amely a rendkívüli világosságot a lyukmaszk kettős marású, költséges mátrixtechnikájával éri el.

Az RCA és a Sylvánia a hátrányt az úgynevezett „Negative Guard Band” csövekkel szándékozik behozni. A Westinghouse nemrég Lustricolor Mark III. megnevezéssel hasonló világosságú csöveket jelentett be.

A Sony cégnek az élesen rajzoló és igen nagy világosságú Trinitroncsövekkel elért előnye is veszélyben forog. Hírek szerint az RCA új, 41 és 46 cm-es színes képcsöveket hoz ki, amelyeknek elektronsugár rendszerei már nem háromszög

alakban, hanem egymás mellett vannak elrendezve és a lyukmaszk a kerek helyett elliptikus lyukakat fog tartalmazni. Ennek világosabb és élesebb kép, valamint egyszerűbb elektronika lesz a következménye.

A Toshiba a Sharp céggel kooperálva kifejlesztette a színes Linitron-képcsöveit. A három ágyú itt is vízszintesen, egymás mellett foglal helyet és a lyukmaszkban levő lyukak résekké (valószínűleg lapos ellipszisekké) deformálódnak.

A „sík képcső” elképzelést ma már egyetlen cég sem emlegeti, a korábban sokat ígérőnek tűnő megoldással ma már csak néhány ipari kutatóintézet foglalkozik. A színes képcsőpiac legkeresettebb típusa jelenleg a Sony trinitron csöve. (KGM—MTTI inf. a Hannoveri Vásárról, 1974. [84])

Soros feszültségstabilizátorok dinamikus paramétereinek meghatározása

ETO 621.316.722.1.062.2.001.2

A soros típusú stabilizátorokat az elérhető nagy stabilitás miatt — rossz hatásfokuk ellenére is — széles körben alkalmazzák. Cikkünkben egyszerű és gyors méretezést közlünk, amely a visszahatási paramétert, valamint a káros és hasznos vezérléseket is figyelembe veszi.

Ábra alapján határozhatjuk meg. Az 1b ábrán a hibajel-erősítő kimenetét három soros generátor és az R_b ellenállás reprezentálja. A soros áteresztő elemet a szokásos földelt emitteres h paraméteres helyettesítő képpel vettük figyelembe úgy, hogy a kollektor-emitter között Norton-Thévenin átalakítást végeztünk. Az 1b ábra alapján írhatjuk:

A soros típusú stabilizátor stabilitási tényezője

Az áteresztő stabilizátor stabilitási tényezőjét az 1.

$$\Delta u_b = \frac{i}{h_{22}} + i_b \frac{h_{21}}{h_{22}} + \Delta u_t \quad (2.1)$$

$$i_b = \frac{\Delta u_t + A_0 \alpha_t \Delta u_t + A_0 \alpha_b \Delta u_b + h_{12}(\Delta u_b - \Delta u_t) - A_0 \alpha'_b k \Delta u_b^*}{h_{11} + R_b}, \quad (2.2)$$

$$i = i_b + i_t = i_b + \frac{\Delta u_t}{R_t}, \quad (2.3)$$

$$k = \frac{\Delta u_b^*}{\Delta u_b}. \quad (2.4)$$

Az előző három egyenletből a stabilitási tényező értéke

$$S_b = \frac{\Delta U_t}{\Delta U_b} = \frac{1 + (A_0 \alpha'_b k - h_{12} + A_0 \alpha_b) \frac{h_{21} + 1}{(h_m + R_b) h_{22}}}{1 + \frac{1}{h_{22} R_t} + (1 + A_0 \alpha_t - h_{12}) \frac{h_{21} + 1}{(h_{11} + R_b) h_{22}}}. \quad (2.5)$$

Tételezzük fel, hogy $h_{12} \ll (1 + A_0 \alpha_t)$ és $h_{21} \gg 1$, kapjuk, hogy:

$$S_b \cong \frac{1 + (A_0 \alpha'_b k - h_{12} - A_0 \alpha_b) \mu}{1 + \frac{1}{h_{22} R_t} + (1 + A_0 \alpha_t) \mu}, \quad (2.6)$$

ahol

$$\mu = \frac{h_{21}}{(h_{11} + R_b) h_{22}}. \quad (2.7)$$

Vezessük be a hurokerősítést az alábbi módon:

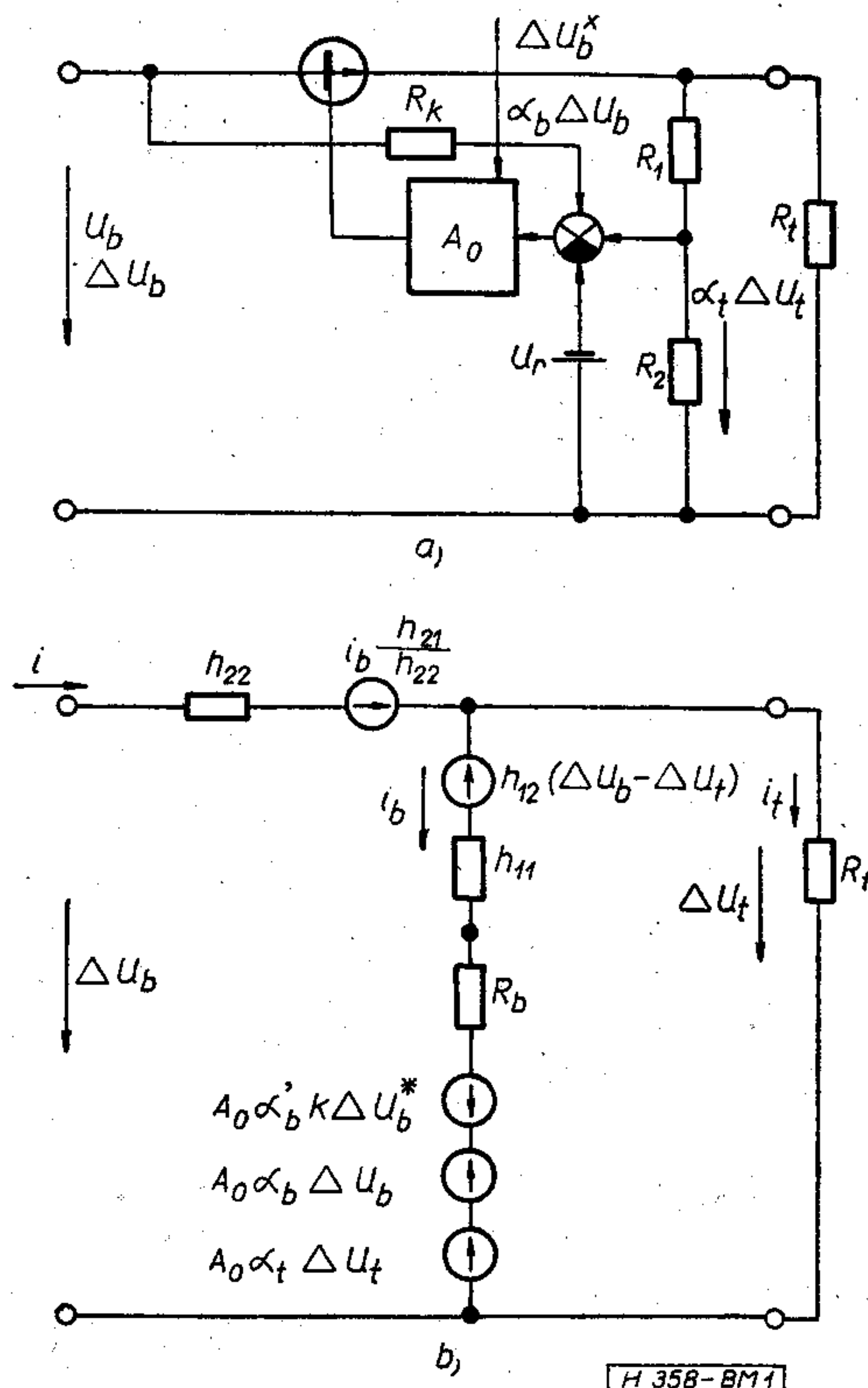
$$A_h = \frac{1}{h_{22} R_t} + (1 + A_0 \alpha_t) \mu. \quad (2.8)$$

A kimeneti impedancia

$$R_{ki} = \frac{1/h_{22}}{1 + A_h} \cong \frac{1}{h_{22} A_h}. \quad (2.9)$$

A képletekben alkalmazott jelölések:

- A_0 az erősítő terheletlen erősítése,
- R_b az erősítő kimeneti impedanciája,
- α_t a kimeneti osztó osztási aránya (ha az erősítő bemenete terheli az osztót, ezt figyelembe kell venni),
- α'_b a bemenetre redukált káros vezérlés, tulajdonképpen az erősítő tápfeszültség-függése az erősítő bemenetére redukálva,



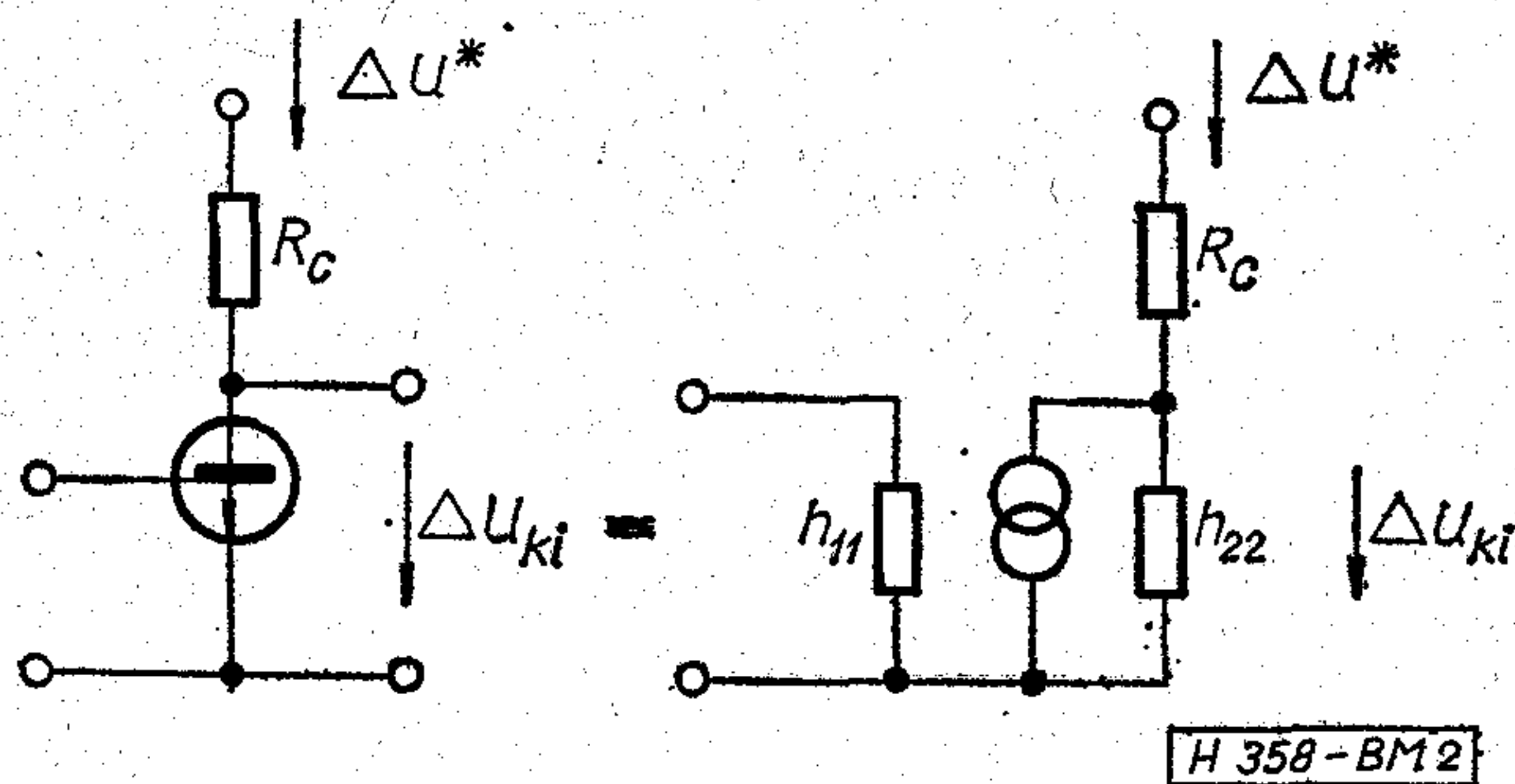
1. ábra

α_b a hasznos vezérlés az erősítő bemenetén. Az $\alpha_b \Delta u_b$ szorzat megadja, hogy a Δu_b bemenőjel változásából mekkora feszültség jut az erősítő bemenetére. Értéke R_k -val állítható a kívánt értékre (1. ábra).

h paraméterek: a soros áteresztő elem földelt emittéres h paraméterei.

Hibajel-erősítő

Soros stabilizátorokban hibajel-erősítőnek vagy IC erősítőt, vagy tranzisztorokból felépített erősítőt alkalmazhatunk. Integrált áramkör alkalmazása esetén a tápfeszültség-változásából eredő káros kimeneti jel keletkezik. E jel nagysága az erősítő elem tápfeszültség-függéséből határozható meg.



2. ábra

Tranzisztorokból felépített erősítő esetén is megjelenik egy káros kimenő jel, ha a tápfeszültség megváltozik. A 2. ábra alapján látható, hogy a tápfeszültség megváltozása az R_c kollektorellenállásból és a tranzisztor h_{22} vezetéseiből létrejövő osztón leosztódik:

$$\Delta u_{ki} = \frac{1/h_{22}}{R_c + 1/h_{22}} \Delta u_b^* \approx \Delta u_b^* \quad (3.1)$$

Az erősítő erősítése A_0 , így a bemenetre redukált érték:

$$\alpha'_b \Delta u_b^* \approx \frac{\Delta u_b}{A_0}, \quad \text{azaz} \quad \alpha'_b \approx \frac{1}{A_0} \quad (3.2)$$

A hibajel-erősítő táplálásának hatása

Az erősítőt stabilizált feszültségről tápláljuk. Ekkor $\Delta u_b^* = 0$, így $k = \Delta u_{ki}^* / \Delta u_b = 0$. Tételezzük fel továbbá, hogy hasznos vezérlést nem alkalmazunk, vagyis $\alpha_b = 0$. A (2.6) képletben hanyagoljuk el a h_{12} és az $1/h_{22}R_t$ tagokat. Ekkor a stabilitási tényező:

$$S_b = \frac{1}{1 + \mu(1 + A_0\alpha_t)} \approx \frac{1}{\mu A_0\alpha_t} \quad (4.1.1)$$

Bizonyítható, hogy ez az érték az elméletileg elérhető maximális stabilitás.

Az erősítőt a bemenő feszültségről tápláljuk. Ez az elrendezési forma kis igényű, egyszerű stabilizátorok-

nál gyakran előfordul. Ekkor $\Delta u_b^* = \Delta u_b$, így $k = \Delta u_{ki}^* / \Delta u_b = 1$. Az előző elhanyagolásokkal a (2.6) képlet most az alábbi lesz:

$$S_b = \frac{1 + \mu A_0 \alpha'_b}{1 + \mu(1 + A_0\alpha_t)} = \frac{1 + \mu A_0 \alpha'_b}{\mu A_0 \alpha_t} \quad (4.2.1)$$

A számláló növekedése a stabilitás romlását jelenti. A gyakorlatban sokszor igaz, hogy $\mu A_0 \alpha'_b \gg 1$, ekkor

$$S_b = \frac{\alpha'_b}{\alpha_t} \quad (4.2.2)$$

A káros vezérlés tehát nagymértékben csökkenti a stabilitást és határesetben a stabilitási tényező független lesz a hurokerősítéstől.

A hasznos vezérlés (kompenzálás) hatása

Hasznos vezérlés alkalmazásának csak akkor van értelme, ha létezik káros vezérlés is, azaz $k \neq 0$. A hasznos vezérlésre jellemző α_b tényező megfelelő megválasztásával elérhető az $S_b = 0$ eset, amikor a rendszer elvileg tökéletesen stabil. Ennek feltétele:

$$\alpha_b = k\alpha'_b + \frac{1}{A_0\mu} \frac{h_{12}}{A_0} = k\alpha'_b \quad (5.1)$$

Mivel a rendszer hurokerősítése független a vezérlésektől, a kimeneti impedancia:

$$R_{ki} = \frac{1/h_{22}}{1 + A_h} = \frac{1/h_{22}}{1 + \frac{1}{h_{22}R_t} + \mu(1 + A_0\alpha_t)} = \frac{1/h_{22}}{\mu A_0\alpha_t} \quad (5.2)$$

Méretezés

A méretezés biztonságának növelése és az eredmények egyszerűsítése érdekében hanyagoljuk el a hurokerősítésben az $1/h_{22}R_t$ tagot. Tételezzük fel továbbá, hogy hasznos vezérlést nem alkalmazunk. Vezérléssel ugyanis a hurokerősítéstől függetlenül zérussá tehető a stabilitási tényező. A fenti feltételeknek megfelelően a (2.6) képlet az alábbi módon egyszerűsödik:

$$S_b = \frac{1 + \mu(A_0\alpha_b k - h_{12})}{1 + \mu(1 + A_0\alpha_t)}, \quad (6.1)$$

és a hurokerősítés:

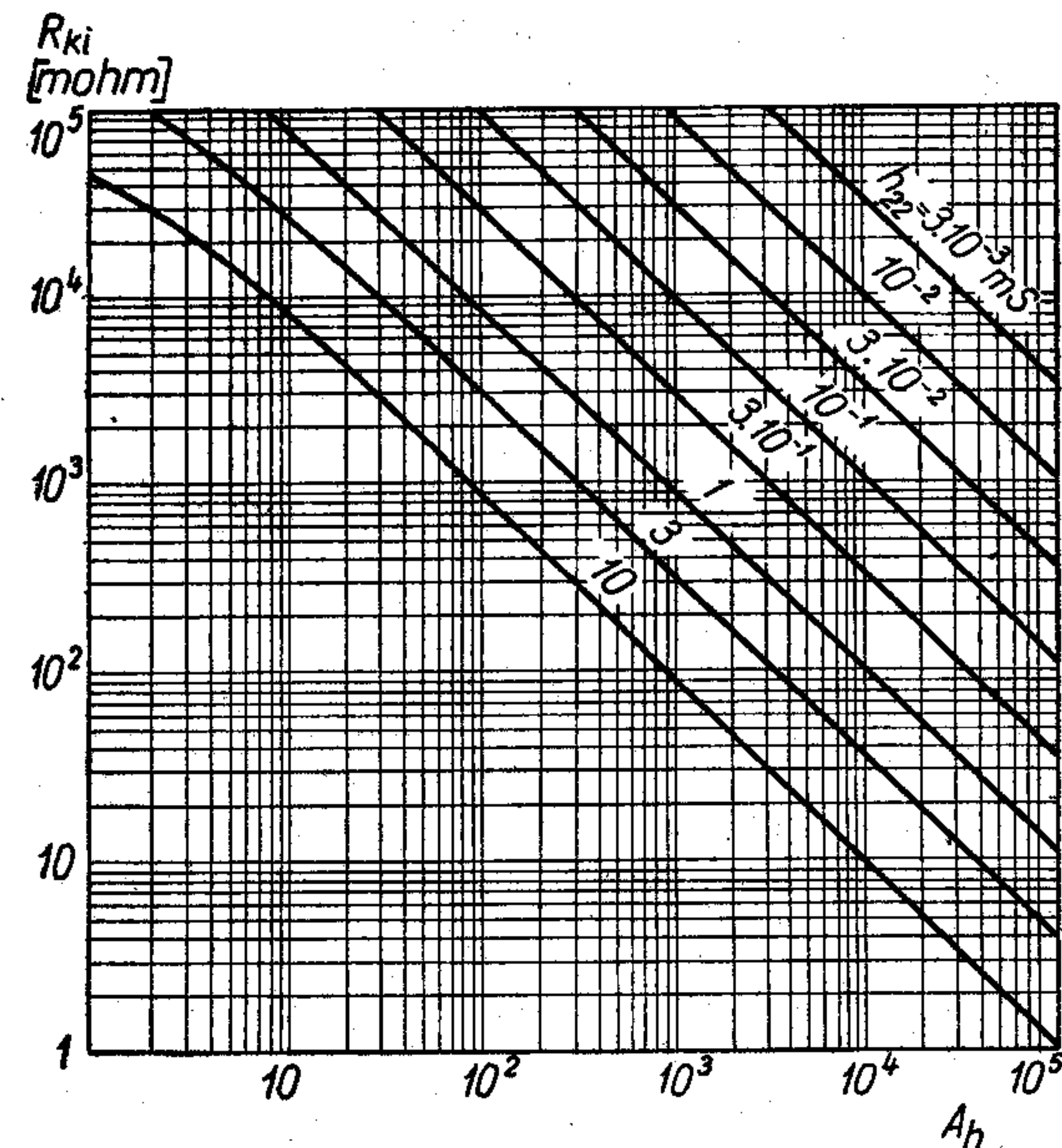
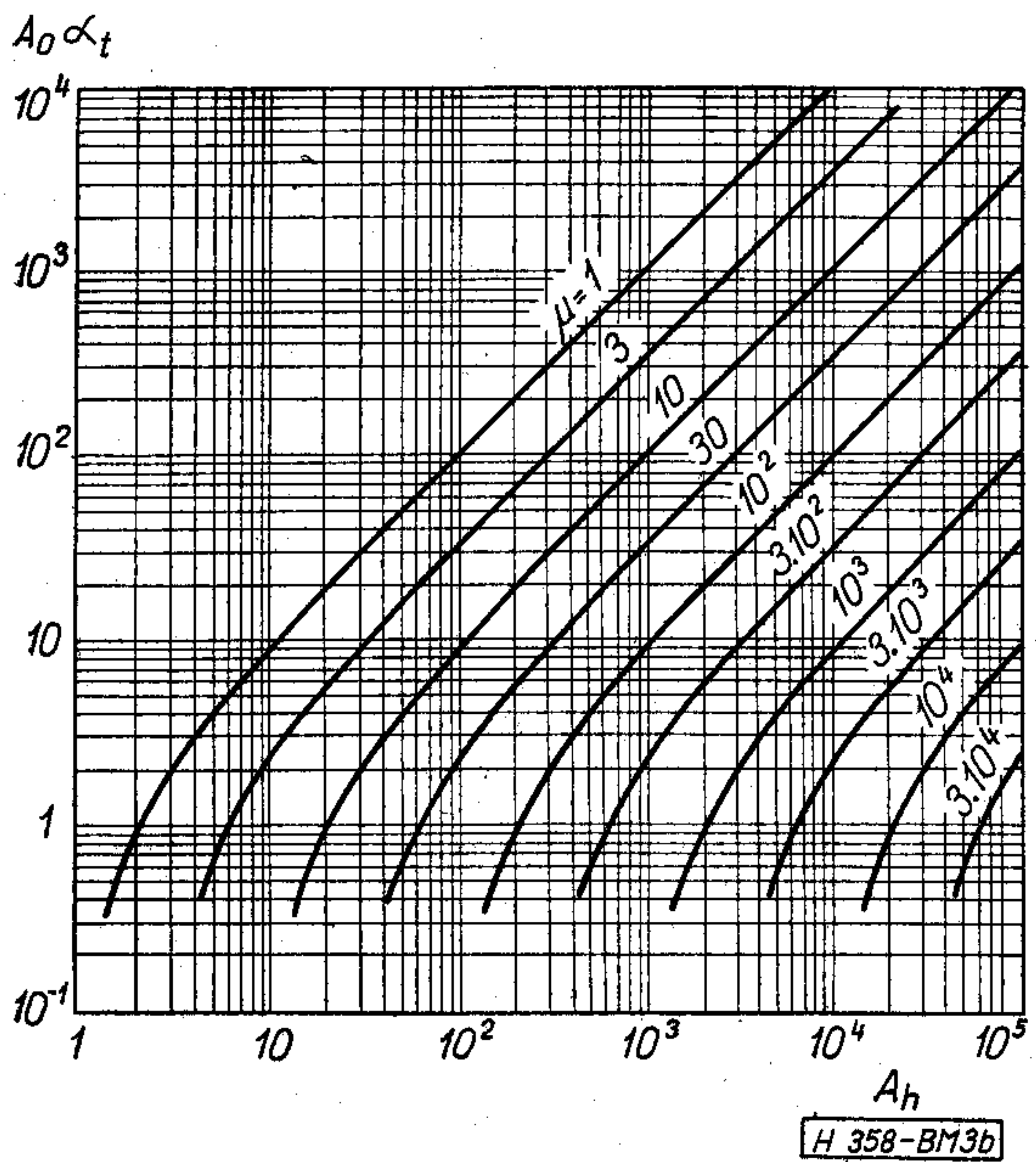
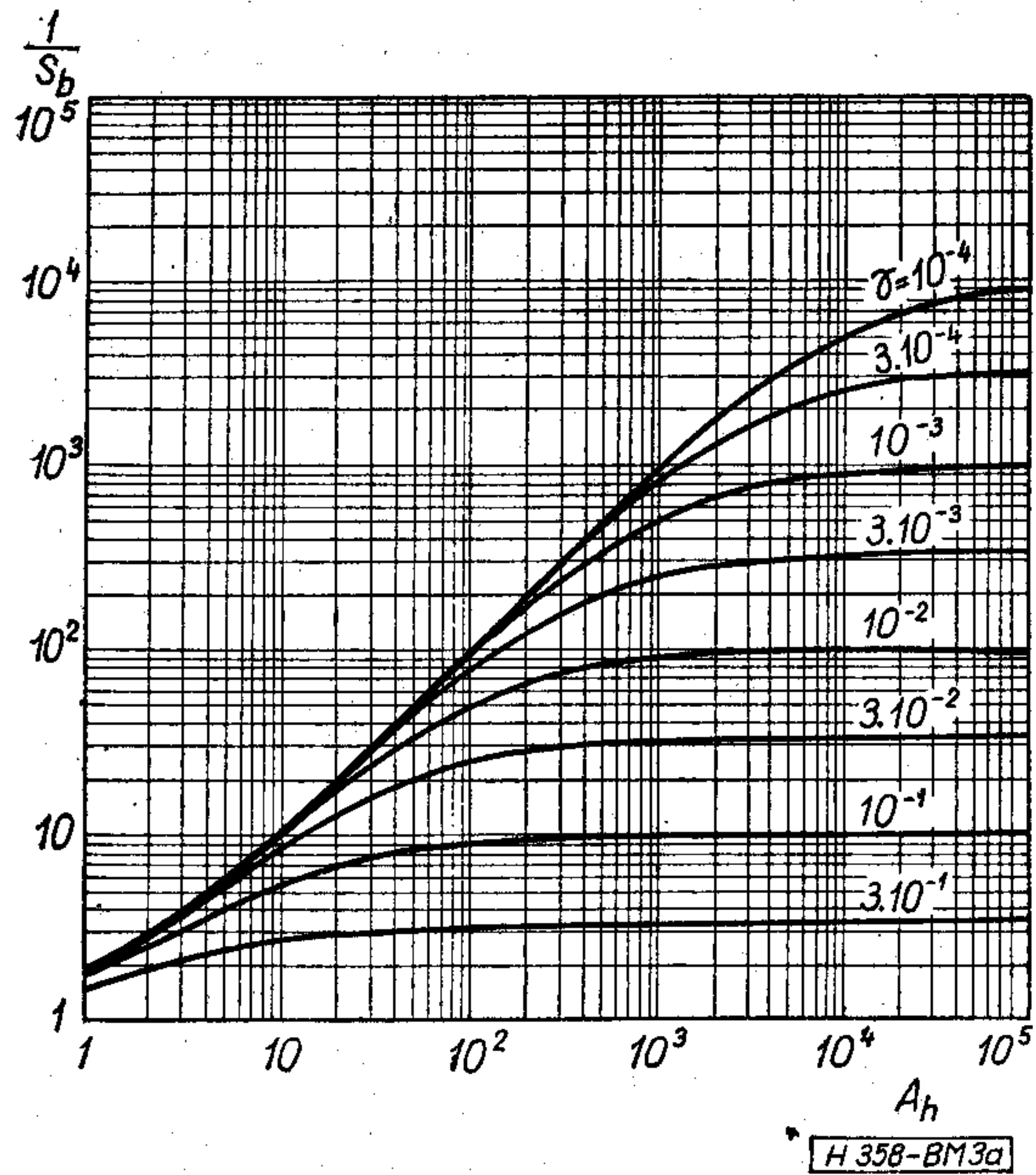
$$A_h = \mu(1 + A_0\alpha_t) \quad (6.2)$$

Vezessük be a vezérlésre vonatkozó γ tényezőt az alábbi módon:

$$\gamma = \frac{A_0\alpha_b k - h_{12}}{1 + A_0\alpha_t} \quad (6.3)$$

A (6.3)-at a (6.1)-be helyettesítve:

$$S_b = \frac{1 + \gamma A_h}{1 + A_h} \quad (6.4)$$



3. ábra

A méretezés egyszerűsítése érdekében az (5.2), (6.2) és (6.4) kifejezéseket görbéken ábrázoltuk (3. ábra). Méretezéskor a soros elem adatait a disszipáció alapján határozzuk meg. További kiinduló adat még a szükséges stabilitási tényező vagy kimeneti impedancia. A kimenő és a Zener-feszültségből α_t tényező meghatározható. A szükséges stabilitásból a (6.1) képlet felhasználásával az A_0 erősítés számítható. A_0 ismeretében az (5.2) alapján számolható a kimeneti impedancia. Kiindulhatunk a kimenő impedanciából is. Ekkor (5.2)-ből a szükséges hurokerősítést határozhatjuk meg. A soros elem erősítési tényezőjének, μ -nek ismeretében, h_{12} elhanyagolásával a (6.2) és (6.3)-ból a γ tényezőt határozhatjuk meg:

$$\gamma = \frac{\mu}{A_h} \quad (6.5)$$

A stabilitási tényező értéke (6.4)-ből, míg a szükséges erősítés (6.2) alapján számolható.

A fent leírt méretezési eljárás a 3. ábra görbéinek felhasználásával gyorsan és egyszerűen elvégezhető.

Mérések

Az előző pontban leírtak alapján méretezett stabilizátorokon (differenciál-erősítés és IC erősítővel felépített stabilizátoron) stabilitást és kimeneti impedanciát mértünk. A zavaró körülmények (drift stb.) kiküszöbölésére a méréseket dinamikusan, 70 Hz-en végeztük. Indikálásra szelektív voltmérőt használtunk.

Egyedileg bemértük a soros elem h paramétereit,

1. táblázat

Differenciál-erősítés stabilizátor

$A_0 = 20$
 $R_b = 8 \text{ kohm}$

	$A_0 \alpha'_b k$	mért	számolt	h
$\frac{1}{S_b}$	0,0	8330,0	8240,0	1,2%
	0,9	12,5	12,2	2,3%
R_{ki}	0,0	203,0 mohm	185,0 mohm	9,7%
	0,9			

Visszaesatolt integrált erősítés stabilizátor

$A_0 = 68^*$
 $R_b = 68 \text{ ohm}$

	$\alpha'_b k$	mért	számolt	h
$\frac{1}{S_b}$	0,0	130 000	142 000	8,3%
	$5,75 \times 10$	7 690	8 420	8,7%
R_{ki}		26,8 mohm	25,0 mohm	7,2%

* Az integrált erősítő erősítését negatív csatolással csökkenteni kellett, hogy még mérhető stabilitási tényezőt kapjunk.

(Darlington-kapcsolás), majd az eredő paramétereiket számoltuk és mértük is.

Minden mérést számítással ellenőriztünk a (2.5) és (5.2) összefüggéseinkkel. Az eredmények összefoglalása az 1. táblázatban látható.

I R O D A L O M

[1] Gaupner, H. A. Jr., — Harnden I. D. Jr., — Quarriet A. M.: Power supply aspects of semiconductor equipment. IEEE Spectrum, Vol. 8, No. 10, p. 32—43.

[2] Krinke H. E.: Ein Verfahren zur Dimensionierung stabilisierter transistorisierter Netzgeräte unter Berücksichtigung von Regelbereich und Nichtlinearitäten. Radio-Fernsehen-Elektronik, Vol. 18. No. 21—22, p. 726, 761.

[3] Kühne, W.: Konstantspannungsquelle. Feingerätetechnik, Vol. 19, No. 2, p. 83—87.

[4] Williams, P.: A DC regulator for low voltages. Electronic Engineering, Vol. 42, March, 1970. p. 41—43.

[5] Williams, W. H.: An IC medium power voltage regulator. IEEE Spectrum, Vol. 6, No. 2, p. 72.

S Z E M L E

A nyugat-európai számítógépgyártók együttműködési törekvései eddig kevés eredményt hoztak. Az egyedüli kézzelfogható eredmény az UNIDATA létrehozása volt, de sokan kételkednek abban, hogy néhány tőkeerős európai számítógépgyártó eséllyel vehetné fel a versenyt az IBM-mel.

Ehelyett felvetik a kérdést: létezik-e olyan piaci szegmens, amelyet nem ural az IBM vagy másik vállalat, és ha igen, megfelelőek-e az adott terület fejlesztési kilátásai ahhoz, hogy az európai összefogás alapjául szolgáljanak.

A minikomputerek kielégítik ezeket a feltételeket. Az európai minikomputeriparnak ki kellene dolgoznia egy szabvány-specifikációt, és független cégek — gyártmányszakosítás alapján — a rendszer bizonyos elemeit állítanák elő. Ez a stratégia nem tenné szükségessé az iparág jelentős átszervezését és a vállalati autonómia megsértését.

Az összefogás kedvező időpontban történne: a miniszámítógépeket egyre szélesebb körben alkalmazzák, a kereskedelemben első helyre kerültek. A miniszámítógépek forgalma évi 40%-kal növekszik, míg az iparág egésze csak 15%-kal.

Az előbbieken alapján a miniszámítógépekre való összpontosítás függetlenül a nyugat-európai számítógépipart az IBM befolyásától és hosszú távon gyors növekedést biztosítana az iparág számára.

Az EGK Bizottság ösztönzésére készült tanulmány a következőképpen körvonalazza az együttműködést:

- a lehető legszélesebb alkalmazási területeket felölelő szabványos komputerrendszer megteremtése,
- a vállalati fejlesztés finanszírozásához az egyes kormányok hozzájárulása,
- mindegyik cég értékesíthetné a különböző vállalatok által fejlesztett és gyártott kompatibilis berendezésből álló rendszereket,
- a közös piaci országok koordinált politikával teremtenék meg a felvevő piacot,
- az együttműködésben részt vevő vállalatok az eladott rendszereket megadóztatnák, amelyet a vezető testületek és a kezdetben szükséges beruházások finanszírozására fordítanának.

A terv lehetővé tenné a felhasználó számára, hogy rendszerét a részegységek széles skálájából válogassa össze — beleértve a perifériákat és a software-t is —, a gyártók pedig a párhuzamosságok kiküszöbölésével kiaknázhathatnák a szakosodás által biztosított előnyöket.

A részegységek szintjéig terjedő kompatibilitás megkívánja az egységes konstrukciós elvek lefektetését is. Hardware szinten az egységes illesztést egy univerzális interface alkalmazásával lehet elérni.

A software-ben ennek mintájára ki kellene dolgozni a speciális „rendszer nyelvet”, amely képes az operációs rendszer és a magas szintű programnyelvek hatékony és olcsó alkalmazására.

A rendszernyelv egy elméleti komputert határozna meg, amelyben a felhasználási területek, a teljesítmény és az ár szerinti valóságos variánsainak megalkotásában a tervezők viszonylag szabad kezet kapnak.

Az egész rendszer egységesítését úgy valósítanák meg, hogy a sorozat vázát kompatibilis elméleti komputerek alkotnák.

A tanulmány szerzői az együttműködés lehetőségeit túl optimistán ítélik meg, bár az a tény, hogy az elképzelés szerint egyetlen cég sem rendelkezne kezdeti helyzeti előnnyel, megkönnyítené az összefogást. (*Computer Weekly*, 1974. máj 16. [50])

Anglia csigatempóban közelíti meg a számítógépes adatbankokban tárolt információk titkosságának megőrzésével kapcsolatos problémák megoldását. Egy Londonban megtartott „Online” konferencia résztvevői szerint — elsősorban Svédország és az USA — sokkal intenzívebben foglalkoznak ennek a problémának a megoldásával. Ráműtettek arra, hogy az USA-ban és a legtöbb európai országban sürgős intézkedések és új törvényjavaslatok látnak napvilágot a „data tresspass” (adatokhoz való jogtalan hozzáférés) és a „privacy” (az adatok magántulajdonként történő kezelése) kérdésével kapcsolatban.

A svéd törvények mint új bűncselekményt határozzák meg a „data tresspass”-t. (Ennek értelmében az, aki mások mágnesszalagjait jogtalanul használja és onnan adatok birtokába jut, két évig terjedő börtönbüntetéssel sújtható.)

Az egyes amerikai városokban felállítandó nyilvános számítóközpontok is magukban rejtik a betáplált adatok magánjellegű kezelésének problémáját. Erre megoldást kell találni, mielőtt még a felhasználói programkódok egész sora elkészül.

Svédországban a probléma megoldására az elmúlt évben létrehoztak egy szervezetet „Data Inspection Board” elnevezéssel, ez engedélyezi és szabályozza az egyéni regiszterformátumok létrehozását és használatát az adatgyűjtés és a feldolgozás rendszerében mind a privát, mind a nyilvános szektorban. A szervezet hatalma kiterjed a telefonszámokra is, mert a kibocsátásra kerülő telefonkönyvek tartalmát is előzetesen jóvá kell hagyatni. A szervezet működését végső fokon a parlament ellenőrzi.

Az USA-ban a magánjellegű adatokhoz való hozzáférés problémáját megnyugtatóan kellene megoldani, amihez egy bizottság („National Privacy Commission”) létrehozására lenne szükség. A nemzetbiztonsági és nemzetközi rendőrségi ügyek kivételt képeznének. Minnesotában és Massachusettsben átfogó törvény szabályozza a hivatali adatbankok működését. Törvény van arra is, hogy aki károsodott az adatbank helytelen funkcionálása miatt, az beperelheti a hivatalos szervezetet, tehát az államot is.

Az angol törvényhozás felett régen eljárt az idő az adatbank-rendszerek problémáit illetően. Jogot kell biztosítani a „saját” adatok megtekintésére, korrigálására és más célokra való felhasználásuk meggátolására, ha az nem előzetes beleegyezés eredményeként történt. (*The Times*, 1974. szept. 13. [86])

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372:621.382.3:681.3.06 TRANZ—TRAN

Rencz M.:

Tranzisztorok áramköri modellezésének néhány kérdése

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 7. sz.

A cikk a tranzisztorban lejátszódó alapvető jelenségek összefoglalása után áttekinti a számítógépes áramköranalízis céljára használatos tranzisztormodelleket. Külön foglalkozik a nálunk alig ismert Linvill típusú modellel. Bemutatja ennek egy lehetséges megvalósítási módját, és a TRANZ—TRAN áramköranalízis programmal végzett vizsgálatok eredményeivel rámutat a Linvill modellnek az egyéb modellekkel szembeni előnyeire.

ETO 621.3.049.77 TBA 120 S:621.397.62 SECAM/PAL

Pálinszki A.—Kis-Szölgyémi F.:

TBA 120 S integrált áramkör alkalmazása kétnormás SECAM/PAL színes televízió dekóderében

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 7. sz.

A kétnormás integrált áramkörös dekóder főbb tervezési szempontjai. A TBA 120 S integrált áramkör tulajdonságai, felhasználása a PAL-dekóderben és a SECAM-dekóderben. A kombinált dekóder működése. Kísérleti eredmények.

ETO 537.226.8:661.862.22:666.593

Sztankovics L.:

Alumíniumoxid kerámiák elektromos paramétereinek hőmérsékletfüggése

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 7. sz.

A közlemény nagytisztaságú, polikristályos alumíniumoxid kerámiák dielektromos veszteségi tényezőjének ($tg\delta$) és fajlagos szigetelési ellenállásának hőmérsékletfüggésével foglalkozik. A szerző irodalmi adatok összehasonlítása után saját mérési eredményeit ismerteti. A mérési adatokat grafikusán adja meg, ill. hasonlítja össze.

ETO 62—192:621.3.019.3

Balogh A.—Dr. Dukáti F.:

A megbízhatósági fogalmak meghatározásának egyes kérdései

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 7. sz.

A cikk összehasonlítja a megbízhatósági fogalmak különböző nemzetközi terminológiákban megadott meghatározásait és meghatározza az egyes fogalmak és meghatározások területén tapasztalt eltéréseket. Tartalmazza azoknak a meghatározásoknak elemzését, amelyek alapvetően más értelmezéssel szerepelnek a különböző terminológiákban.

ETO 621.316.722.1.062.2.001.2

Bechtold B.—Mertz J.:

Soros feszültségstabilizátorok dinamikus paramétereinek meghatározása

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1975) 7. sz.

A soros típusú feszültségstabilizátor stabilitási tényezőjét a káros és hasznos vezérlések, valamint a soros áteresztő elem visszahatási paramétereinek figyelembevételével határozzuk meg. Megvizsgáljuk, hogy a hibajelerősítő tápfeszültségének stabilitása hogyan befolyásolja a rendszer stabilitási tényezőjét. A stabilitás növeléséhez szükséges hasznos vezérlés értékének meghatározása után egyszerű és gyors méretezési módszert közlünk. Elméleti eredményeinket mérésekkel is igazoltuk.

Обобщения

ДК 621.372:621.382.3:681.3.06 TRANZ—TRAN

Ренц, М.:

Некоторые вопросы моделирования схем транзисторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 7

Статья — после обобщения основных явлений происходящих в транзисторе — рассматривает модели транзисторов пригодные к анализу схем с помощью ЭВМ. Отдельно трактуется модель типа Линвилл, еще неизвестная у нас. Показывается один из возможных видов осуществления этой модели и — результатами испытаний выполненных программой анализа схем TRANZ—TRAN — подчеркиваются преимущества модели Линвилла по сравнению с другими моделями.

ДК 621.3.049.77 TBA 120 S: 621.397.62 SECAM/PAL

Палински, А.—Кип-Селдеми, Ф.:

Применение интегральной схемы типа TBA 120S в декодере двухнормного цветного телевизора СЕКАМ/ПАЛ

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 7

Основные точки зрения проектирования двухнормного декодера на интегральных схемах. Параметры и применение интегральной схемы типа TBA 120 в декодере ПАЛ и в декодере СЕКАМ. Работа соединенного декодера. Опытные результаты.

ДК 537.226.8:661.862.22:666.593

Станкович, Л.:

Зависимость от температуры электрических параметров керамических материалов на окиси алюминия

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 7

Статья рассматривает зависимость от температуры коэффициента диэлектрических потерь ($tg\delta$) и удельного сопротивления изоляции поликристаллических керамических материалов на окиси алюминия высокой чистоты. Автор, после обобщения литературных данных, излагает свои результаты измерений. Эти даны и сравнены в графической форме.

ДК 62—192:621.3.019.3

Балог, А.—д-р Дукати, Ф.:

Некоторые вопросы определения понятий в области надежности

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 7

Авторы сопоставили различные определения имеющиеся в международных стандартах, и установили несовпадения отдельных терминов и их определений. Статья содержит анализ тех определений, где эти несовпадения имеют особенное значение.

ДК 621.316.722.1.062.2.001.2

Бехтолд, Б.—Мерц, Й.:

Определение динамических параметров последовательных стабилизаторов напряжения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 7

Коэффициент стабильности стабилизаторов напряжения последовательного типа определится с учетом полезных и вредных управлений, а также параметра обратного действия последовательного пропускающего элемента. Рассматривается влияние стабильности питающего напряжения усилителя сигнала ошибки на коэффициент стабильности системы. После определения величины полезного управления необходимого к увеличению стабильности, излагается простой и быстрый метод проектирования. Теоретические результаты доказаны измерениями.

Zusammenfassungen

DK 621.372:621.382.3:681.3.06 TRANZ—TRAN

Rencz, M.:

Einige Fragen der Stromkreismodellierung von Transistoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 7

In dem Aufsatz werden nach der Zusammenfassung der in dem Transistor abspielenden fundamentalen Erscheinungen, die Transistormodelle, welche zur Rechenmaschinen-Stromkreisanalyse anwendbar sind, überblickt. Es wird besonders mit dem, bei uns kaum bekanntem Modell Typ Linvill beschäftigt. Es wird eine Ausführungsmöglichkeit dieses Typs erörtert und mit den Ergebnissen der Untersuchung, — welche mit dem Programm von TRANZ—TRAN Stromkreisanalyse ausgeführt wurden — auf die Vorzüge der Linvill Modelle im Vergleich mit den anderen Modellen, hingewiesen.

DK 621.3.049.77 TBA 120 S:621.397.62 SECAM/PAL

Pálinszki, A.—Kis-Szölgyémi, F.:

Anwendung der integrierten Schaltung TBA 120 S Typ im Dekoder eines SECAM/PAL Zweinorm-Fresehers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 7

Wichtigere Entwurfsschaupunkte des Zweinorm-Dekoders mit integrierten Schaltungen. Eigenschaften der integrierten Schaltung des Typs TBA 120 S und deren Anwendung in dem PAL und SECAM Dekoder. Funktion des kombinierten Dekoders. Versuchsergebnisse.

DK 537.226.8:661.862.22:666.593

Sztankovics, L.:

Temperaturabhängigkeit der elektrischen Parameter von Aluminiumoxidkeramiken

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 7

In dem Aufsatz wird die Temperaturabhängigkeit des dielektrischen Verlustfaktors ($\text{tg } \delta$) und des spezifischen Isolationswiderstandes der Polykristall-Aluminiumoxid-Keramiken von hoher Reinigkeit erörtert. Nach dem Vergleich literarischer Angaben erörtert der Verfasser seine eigene Messergebnisse, welche er graphisch angibt und miteinander vergleicht.

DK 62—192:621.3.019.3

Balogh, A.—Dr. Dukáti, F.:

Einige Fragen der Bestimmung von Zuverlässigkeitsbegriffen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 7

In dem Aufsatz werden die Bestimmungen von Zuverlässigkeitsbegriffen, welche in verschiedenen internationalen Terminologien gegeben sind, verglichen und die Abweichungen, welche auf dem Gebiet gewisser Begriffe und Bestimmungen erfahren wurden, bestimmt. Er enthält die Analyse jener Bestimmungen, welche in den verschiedenen Terminologien grundlegend andere Erklärung haben.

DU 621.376.56:621.395.34

DK 621.316.722.1.062.2.001.2

Bechtold, B.—Mertz, J.:

Bestimmung der dynamischen Parameter der Reihen-Spannungsstabilisatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 7

Der Stabilitätsfaktor des Spannungsstabilisators von Reihen-Typ wird so bestimmt, dass die schädlichen und nützlichen Steuerungen und Rückwirkungsparameter des Reihen-Durchlasselementes in Acht genommen werden. Es wird geprüft, wieweit die Stabilität der Speisespannung des Fehlersignalverstärkers den Stabilitätsfaktor des System beeinflusst. Nach der Bestimmung des nützlichen Steuerwertes welches zur Erhöhung der Stabilität notwendig ist, wird eine schnelle und einfache Bemessungsmethode angegeben. Die theoretischen Ergebnisse wurden auch durch Messungen bewiesen.

Summaries

UDC 621.372:621.382.3:681.3.06 TRANZ—TRAN

Rencz, M.:

Some Problems Regarding the Circuit Modelling of Transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 7

After surveying the fundamental phenomena in the transistors the transistor models used for computer circuit analysis are reviewed. The Linvill type model which is scarcely known by us is separately dealt with. One way of possible realization of this is presented and utilizing the results obtained by the program circuit analysis TRANZ—TRAN, the advantage of the Linvill models compared with other models is emphasized.

UDC 621.3.049.77 TBA 120 S:621.397.62 SECAM/PAL

Pálinszki, A.—Kis-Szölgyémi, F.:

Use of TBA 120 S Type Integrated Circuit in the Decoder of the dual-standard SECAM/PAL Colour Television Receiver

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 7

Main design aspects of dual-standard decoders with integrated circuits. Properties of the TBA 120 S type integrated circuits, its use in PAL and in SECAM decoders. Function of the combined decoder. Results of experiments.

UDC 537.226.8:661.862.22:666.593

Sztankovics, L.:

Temperature Dependence of the Electrical Parameters of Aluminium-Oxide Ceramics

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 7

In the paper the temperature dependence of the dielectric loss factor ($\text{tg } \delta$) and specific insulation resistance of high purity polycrystalline aluminium-oxide ceramics is dealt with. After comparing the literary data the author presents and compares with each other his own measurement results in graphical form.

UDC 62—192:621.3.019.3

Balogh, A.—Dr. Dukáti, F.:

On Some Problems of the Definitions of Reliability Terms

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 7

In this paper the different definitions of reliability terms given in international standards are discussed and the divergences concerning concepts and definitions are determined. Further the analysis of terms having a quite different definition in the different reliability terminologies is given.

UDC 621.316.722.1.062.2.001.2

Bechtold, B.—Mertz, J.:

Determination of the Dynamic Parameters of Series Voltage Stabilizers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 7

The stability factor of the voltage stabilizer of series type is determined taking into account the parasitic and useful drives and the reaction parameter of the series passing element. It is examined how the stability of the supply voltage of the error signal amplifier influences the stability factor of the system. After determining the value of the useful drive necessary to increase the stability, a simple and rapid design method is presented. The theoretical results were also proved by measurements.

Résumés

CDU 621.372:621.382.3:681.3.06 TRANZ—TRAN

Rencz, M.:

Quelques questions de la simulation des circuits des transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 7

Après un résumé des phénomènes fondamentaux qui se passent dans les transistors, l'article examine les modèles de transistor utilisés pour l'analyse des circuits par un ordinateur. Le modèle du type Linvill, à peine connu par nous, est particulièrement exposé. Une réalisation possible est présentée et — à l'aide des résultats des examens achevés par le programme d'analyse de circuit TRANZ—TRAN — les avantages du modèle de Linvill, en comparaison d'autres modèles, sont soulignés.

CDU 621.3.049.77 TBA 120 S:621.397.62 SECAM/PAL

Pálinszki, A.—Kis-Szölgyémi, F.:

Application des circuits intégrés TBA 120 S dans des décodeurs binormes SECAM/PAL des récepteurs de télévision en couleurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 7

Points de vue principaux des décodeurs binormes à circuit intégré. Paramètres et utilisation des circuits intégrés TBA 120 S dans un décodeur PAL et dans un décodeur SECAM. Fonctionnement du décodeur combiné. Résultats des essais.

CDU 537.226.8:661.862.22:666.593

Sztankovics, L.:

Dépendance de température des paramètres électriques des matières céramiques à base d'alumine

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 7

L'article examine la dépendance de température du facteur de perte diélectrique ($\text{tg } \delta$) et de la résistance spécifique d'isolement des

matières céramiques polycristallines à base d'alumine. Après quelques données littéraires l'auteur expose les résultats de ses mesures propres. Les données sont illustrées et comparées sous la forme des diagrammes

CDU 62—192:621.3.019.3

Balogh, A.—Dr. Dukáti, F.:

Quelques questions de la définition des concepts de fiabilité

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 7

L'article compare les définitions des concepts de fiabilité données par les terminologies internationales différentes et détermine les divergences concernant les concepts et définitions. Une analyse est donnée en ce qui concerne les définitions ayant des interprétations entièrement divergentes dans les terminologies différentes.

CDU 621.316.722.1.062.2.001.2

Bechtold, B.—Mertz., J.:

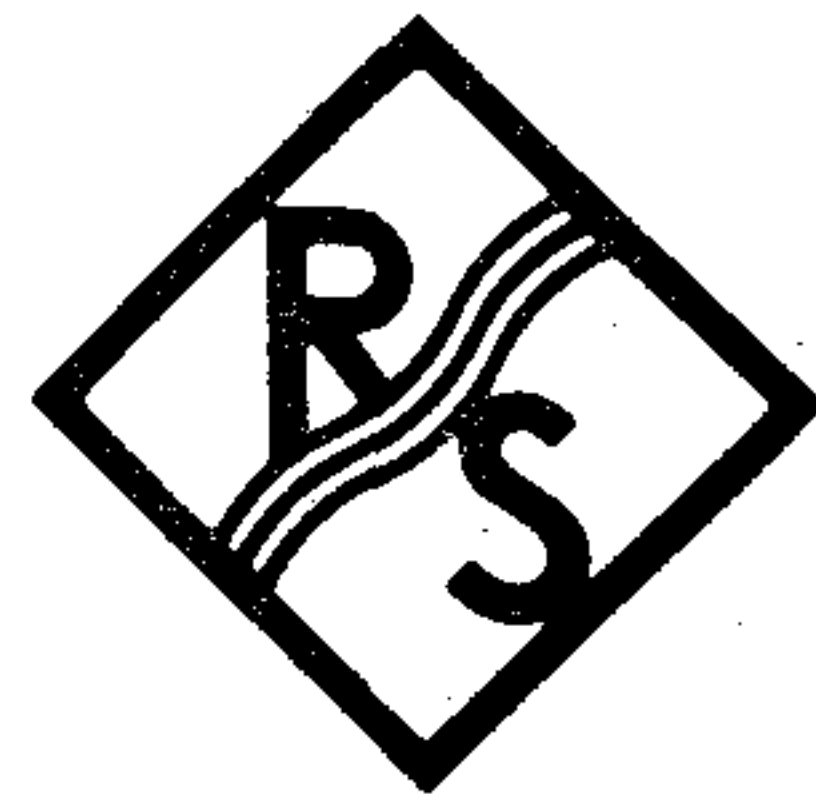
Détermination des paramètres dynamiques des stabilisateurs en série de tension

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 7

Le facteur de stabilité des stabilisateurs en série de tension est déterminé tenant compte des commandes utiles et nuisibles, ainsi que les paramètres de réaction de l'élément de passage en série. L'influence de la stabilité de l'amplificateur des signaux d'erreur sur la stabilité du système entier est examinée. Déterminant la valeur de commande utile exigée pour l'augmentation de la stabilité, une méthode de projet simple et rapide est donnée. Les résultats théoriques étaient prouvés par mesures.

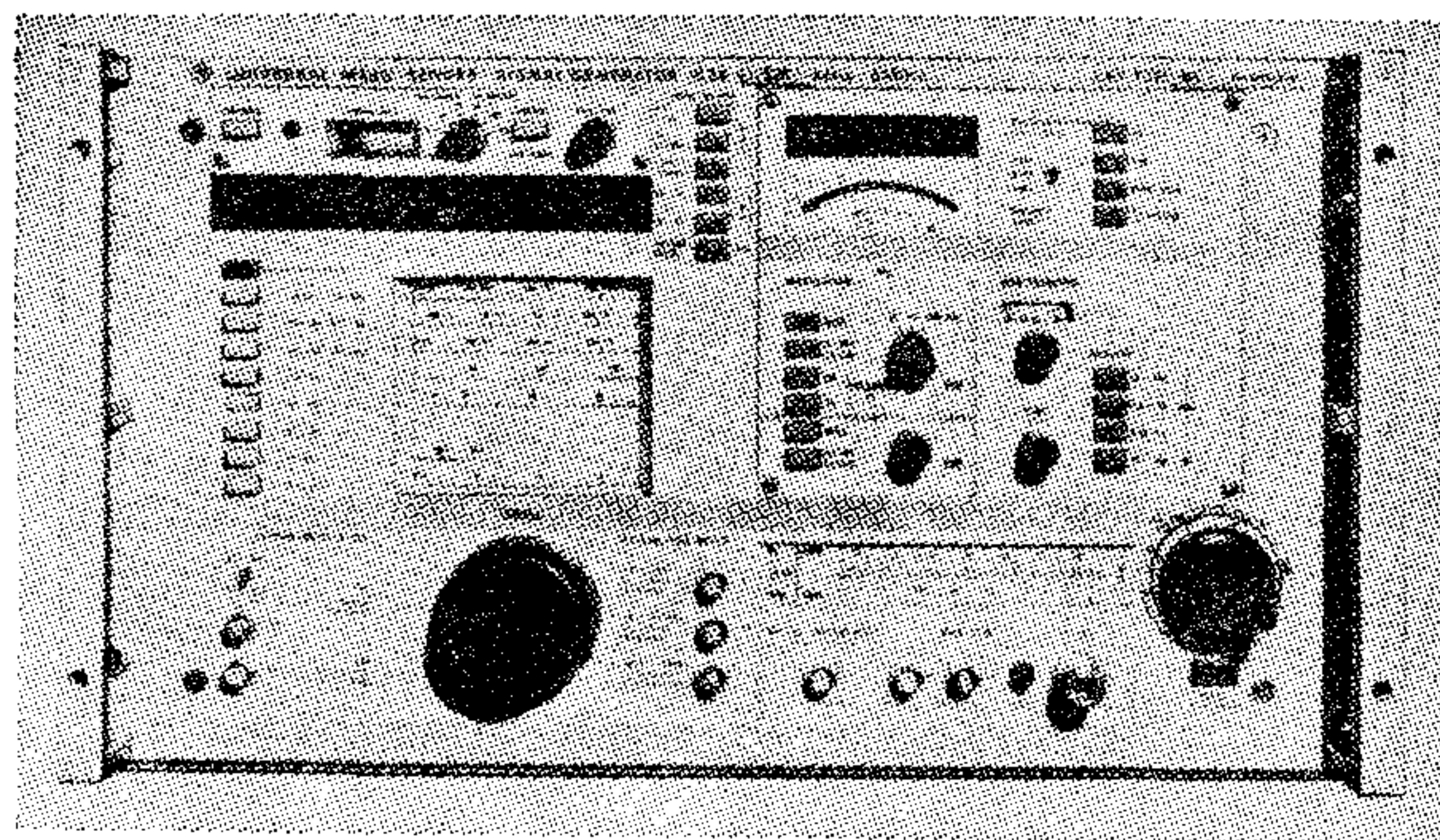
Pontosság?

ROHDE & SCHWARZ

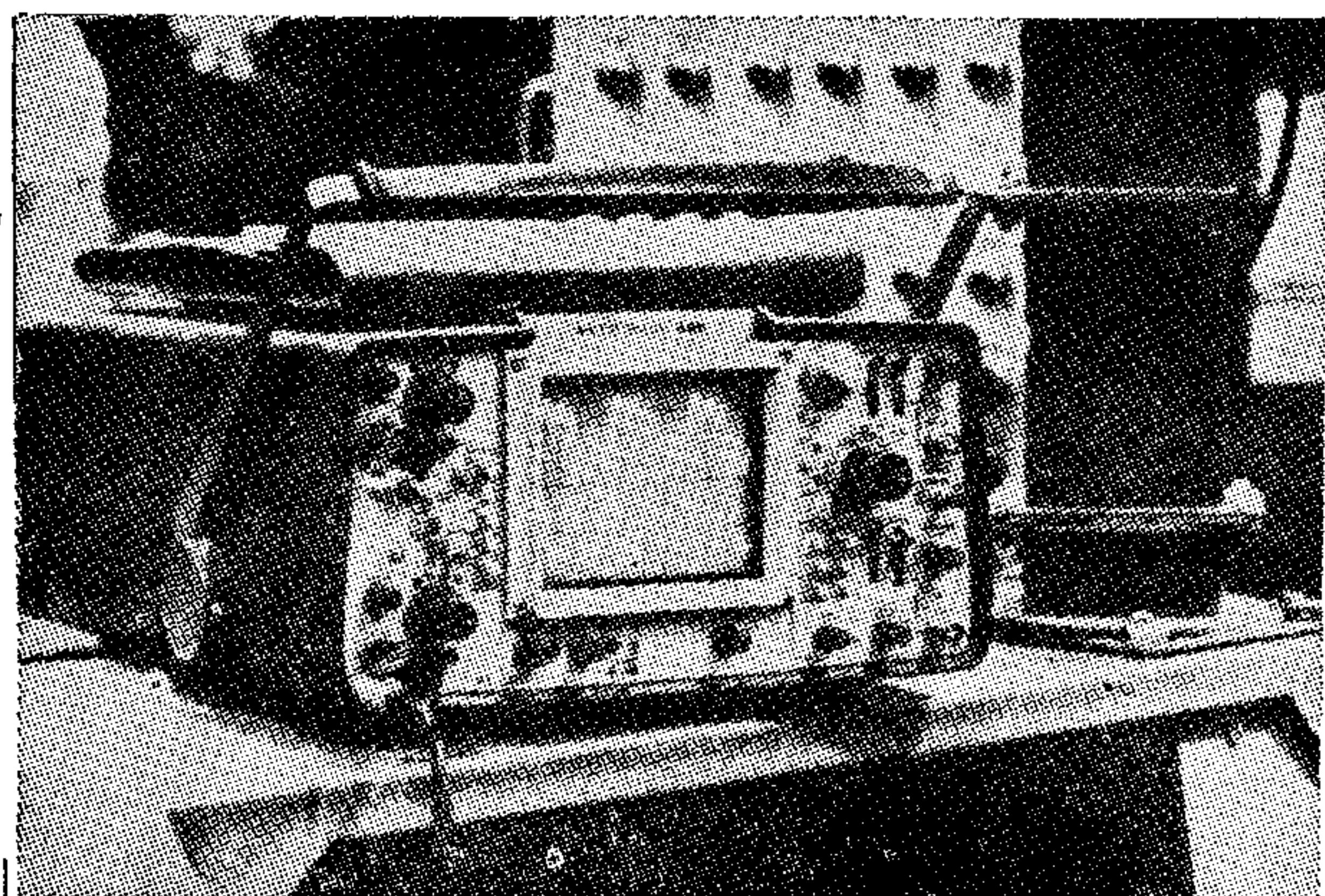
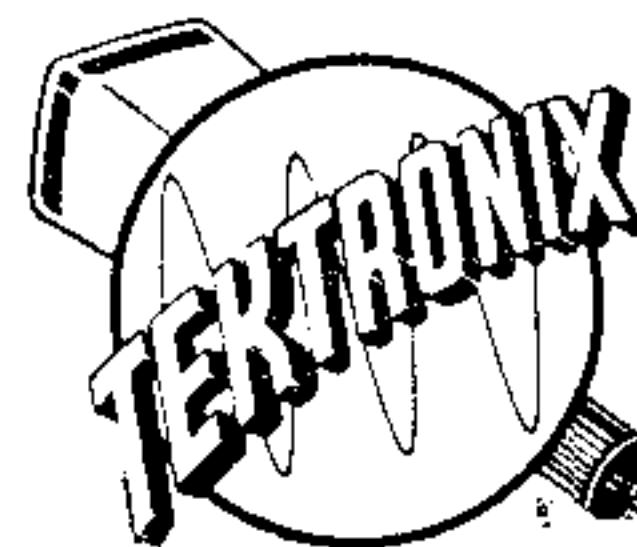


Újdonság: SMDU univerzális mérőadó

- 15 Hz... 1050 MHz
- 0,03 μ V... 2V EMK
- rendkívül nagy frekvenciaállandóság és spektrális tisztaság
- jó AM-FM tulajdonságok
- nagy pontosság
- gazdaságos
- könnyen kezelhető



Újdonság: TEKTRONIX®



455 hordozható oszcilloszkóp

- két csatorna
- 50 MHz sávszélesség
- érzékenység 5 mV/osztás
- kettős időbázis
- súlya 10,5 kg
- erős konstrukció
- kedvező ár

Részletes információval készséggel rendelkezésére áll:



Tel.: (0222) 626141
Telex: (01) 3933

A 1100 WIEN
SONNLEITHNERGASSE 20

RST SERVICE: **METRIMPEX**
„GELKA Elektronikus Számítógép Szerviz”
1052 Budapest V., Fehérhajú utca 8–10.
Telefon: 188-717, 181-431, 333-333
Telex: 224922