



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXVIII. évfolyam

BUDAPEST

1987

2

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXVIII. évfolyam 1987. 2. szám

BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXIII. évfolyam 1987. 2. szám

MEV REMIX TKI MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

V. évfolyam 1987. 2. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke:

HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

MÉREY IMRÉNÉ

SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐBIZOTTSÁG

HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné

Csepregi-Horváth Kázmér

Dr. Flesch István

Forintos György

Gál Ferenc

Dr. Prónay Gábor

BHG

Rovatvezető: Angyal László

Tudományos szerkesztő: dr. Frajka Béla

Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter,

Fazekas László, dr. Gosztony Géza,

dr. Kerpán István, Klug Miklós,

Laczkó Endre, Szaics Ákos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László

Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,

Czernagh Albert, Csornai László,

Czermann Mihály, Hidas György,

Huszka Zoltán, dr. Ligeti Róbertné,

dr. Mátrai Géza, dr. Motál György,

Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: Dr. Somogyi András

Tudományos szerkesztő: dr. Frigyes István,

Denk Attila, Froemel Károly,

Nóvik Lajos, Szász Gerő

REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza

Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,

Balanyi Szilveszter, Bodnár László,

Kovács Gyula, Mészáros Sándor,

Molnár László

TKI

Rovatvezető: dr. Baranyi András

Tudományos szerkesztő: dr. Lajtha György,

dr. Henk Tamás, dr. Kása István,

Megyesi Csaba, dr. Sárkány Tamás,

dr. Simonyi Ernő

TERTA

Rovatvezető: Bánsághi Pál

Tudományos szerkesztő: dr. Gordos Géza,

Baján Tibor, Benedek Elek, Kovács Oszkár,

Schnürmacher Tamás, Márk Zoltán

*

Szerkesztőségi ügyekben
és kéziratokkal kapcsolatban
felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné.
Telefon: 495-098

ROVATOK

Egyesületi élet

Rendszertechnika

Kapcsolástechnika

Vezetékes technika

Fénytávközlés

Vezeték nélküli technika

Adástechnika

Vételtechnika

Mikroelektronika

Alkatrésztechnika

Hálózatelmélet

Elektromágneses problémák

ROVATGAZDÁK ROVATTÁRSÁK

HTE (H)

(□)

BHG (#)

(#)

TERTA (≠)

(≠)

ORION (*)

(*)

MEV (↑)

(↑)

REMIX (△)

(△)

BEAG

BME

BRG

EMO

El. Szöv.

FMV

GAMMA

HTSZ

HAGY

HTV

KONTAKTA

KŐPORC

KFKI

M. Posta

ML

MM

MFKI

TUNGSRAM

TARTALOM

FERENCZ CSABA—FERENCZNÉ ÁRKOS ILONA—HAMAR

DÁNIEL—LICHTENBERGER JÁNOS: A közvetlen átsugárzás
figyelembevétele felszínmodellekben: Barázdált felszín egyszerű
modellje..... 49

Szemle..... 60, 82

CLAUS, ADAMS—DR. PÓCZA ATTILA—SOMLAI TAMÁS: A tran-
ziens intermodulációs torzítás (TIM) keletkezésének vizsgálata..... 61

ORION: SM 1025 sztereó kazettás deck..... 64

Dr. KAPITÁNYFFY KRISZTINA: A többdimenziós digitális jelfeldolgo-
zás elméleti alapjai és alkalmazási kérdései..... 65

STEFLEER SÁNDOR: A kábeltelvízió — első lépés az integrált széles-
sávú kábeles hírközlés felé..... 71

NEMES MIHÁLY: MOS dinamikus RAM érzékelő erősítő bekapcsoló
jelének optimalizálása..... 79

HALÁSZ MIKLÓS—RENDEK IMRE: Távhívás a szénhidrogéniparban..... 83

PAULUSZ MIHÁLY: 750 kV-os távvezeték közelében tartózkodó ember
testén a villamos erőter hatására átfolyó eltolási áram vizsgálata... 87

ORION: HS 501 három utas hangdoboz..... 89

Beszámoló. IV. Televíziótechnikai Szeminárium és kiállítás (Varsányi
János)..... 90

KONTAKTA: Vizsgálatok — minőségellenőrzés..... 91

REMIX: P7023 Miniatur cermet beállító potenciométer..... 92

MMG: Automatikai Művek: EURO Mechanik 19''..... 94

Tartalmi összefoglalások..... 95

A közvetlen átsugárzás figyelembevétele felszínmodellekben: Barázdált felszín egyszerű modellje

FERENCZ CSABA

(MTA ELTE Geofizikai tanszék)

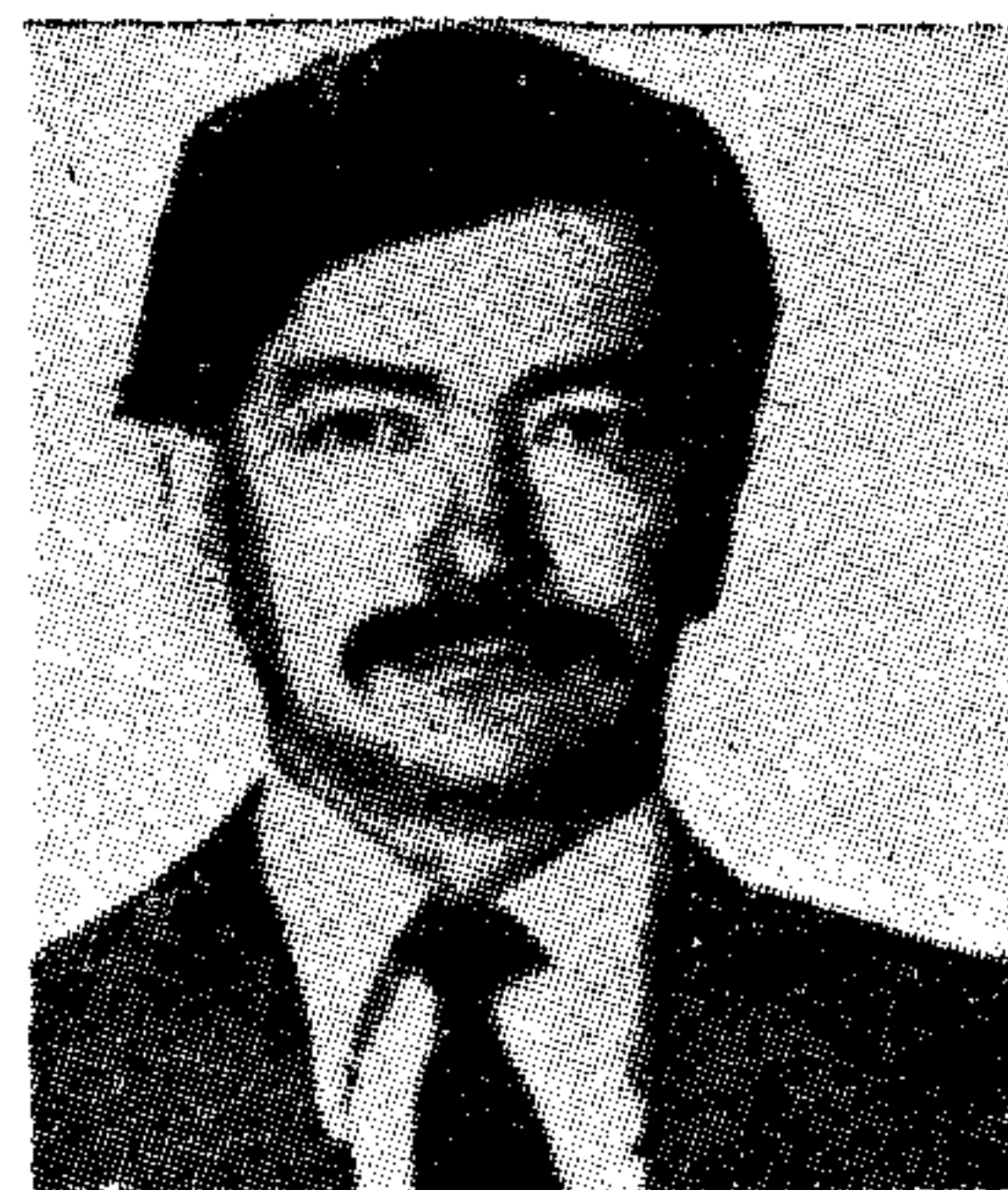
FERENCZNÉ ÁRKOS ILONA

(BME Elméleti Villamosságtan Tanszék)

HAMAR DÁNIEL—LICHTENBERGER

JÁNOS—TARCSAI GYÖRGY

(ELTE Geofizikai Tanszék)



ÖSSZEFOGLALÁS

A távérzékelés során mért visszavert sugárzási intenzitás adatok — azaz képpontok — értelmezéséhez a vizsgált felszín sugárzási viszonyait pontosan kell ismerni. Itt olyan barázdált (szántott) felszín sugárzási modelljét mutatjuk meg, amelyik tartalmazza a felszínelemek közötti közvetlen átsugárzás hatását. Igazoljuk, hogy a közvetlen átsugárzás lényeges szerepet játszik az eredő sugárzási (reflexiós) kép kialakításában.

Egyidejűleg e cikket annak illusztrálásaként is szánjuk, hogy az elektromágneses hullámterjedési — általánosan fogalmazva a nem digitális technikai elektromágneses — vizsgálatok fontossága világszerte rohamosan növekszik, amit hazai villamosmérnöki közösségünk nem hagyhat figyelmen kívül.

FERENCZ CSABA

1941-ben Csíksomlyón született. 1964-ben a Budapesti Műszaki Egyetemen híradástechnikus villamosmérnökként kiegészítő oklevelet szerzett. 1968-ban „Sub auspiciis rei publicae popularis” kitüntetéssel egyetemi doktorrá avatták. 1972-től a műszaki tudományok kandidátusa,

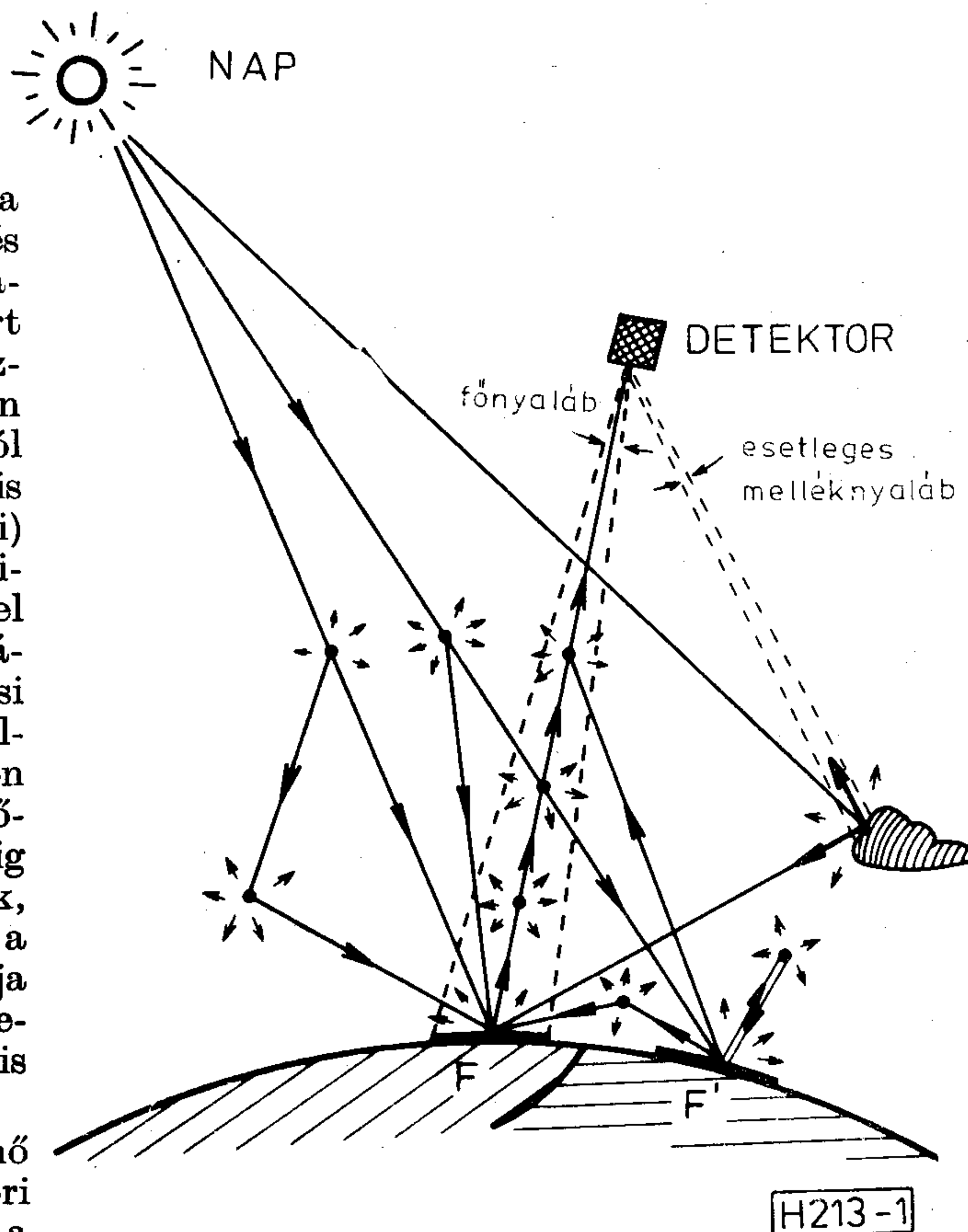
majd 1981-től a műszaki tudományok doktora. 1961 óta foglalkozik űrkutatással. folyamatosan, mérnöki, kutatói és tudományszervezői tevékenysége döntően e területre esik. Az űrkutatásban végzett munkájáért 1980-ban az Elnöki Tanács a Munka Érdemrend arany fokozatával tüntette ki.

1. Bevezetés

A műholdas és repülőgépes távérzékelési technika terjedése az alkalmazási területek bővülése és egyes területeken már a szolgálatos alkalmazásbavételre tett kísérletek megkívánják a nyert adatok interpretációja pontosságának és megbízhatóságának a növekedését. Ez végeredményben a különféle (növénytakaróval fedett vagy attól mentes) felszín-részekről nyert adatok (spektrális szignatúrák) sugárzási vagy reflexiós (szórási) jellemzőkre redukálásának pontosabbá tételét igényli. Ehhez pedig elegendően pontos modellekkel kell rendelkezünk a távérzékelte adatokat befolyásoló tényezőkről, azaz a teljes hullámterjedési folyamatról, amelyik reflektált jel esetén a jelforrástól (Nap, radar-adó stb.) a felszíni reflexión át a detektorig, míg kisugárzott jel esetén (hő-sugárzás stb.) a sugárzó felszíntől a detektorig terjed. Az eddigi vizsgálatok alapján tudjuk, hogy mind a légköri terjedés (szóródás), mind a felszín minősége és geometriája erősen befolyásolja a mért adatokat [1—12]. Ezért kielégítő interpretáció során ezeket a hatásokat részleteiben is kellően pontosan figyelembe kell venni.

A spektrométeres távérzékeléssel történő felszínazonosítás egyik *sine qua non*-ja a légköri hatások korrekciója [13], s e téren — mint az a már hivatkozott munkákból is látszik — kiterjedt kutatás folyik. A fontosabb figyelembe veendő és többségében vizsgálni kezdett folyamatokat az 1. ábra [14] foglalja össze. Ezek a vizsgálatok is távol állnak még attól, hogy lezártak legyenek

Beérkezett: 1986. V. 22. (H)



1. ábra. A légköri hatások vázlata

tekinthetők, bár már több figyelemre méltó eredmény született [11, 2, ...].

A másik sarkalatos kérdés a felszín viselkedésének a tisztázása. A felszín egyes részei között (1. ábra — F és F') a légköri szórásán keresztül

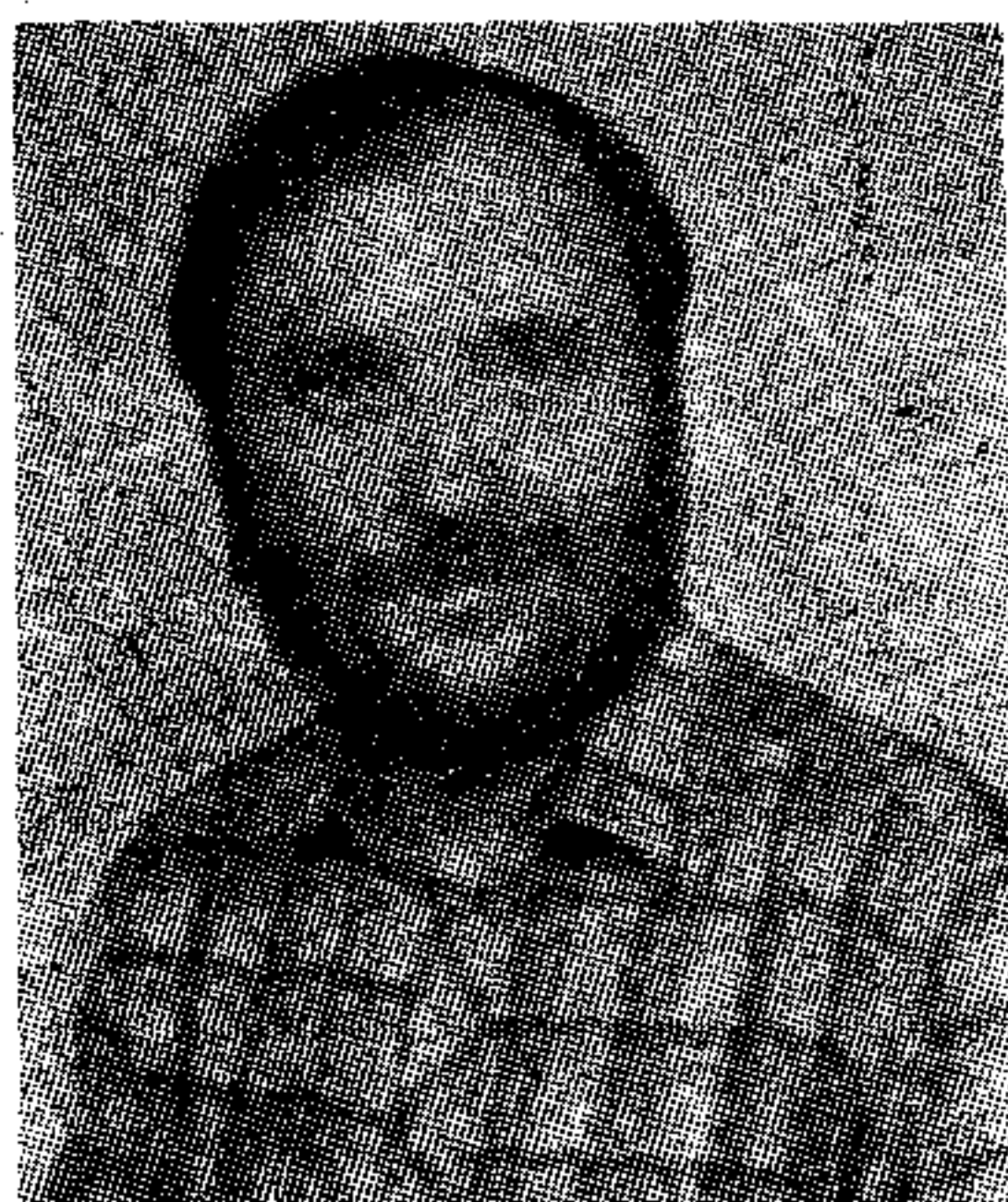


FERENCZNÉ
ÁRKOS ILONA

1952-ben az Eötvös Loránd Tudomány Egye-

temen matematika-fizika szakos tanár diplomát, 1962-ben a Budapesti Műszaki Egyetemen híradástechnikus villamosmérnöki diplomát szerzett. 1952-től 1958-ig a BME Villamos Kari Matematika Tanszéken, majd 1963-ig a Műszeripari Kutató Intézetben dolgozott. 1963 óta a BME Elméleti Villamosságtan Tanszéken dolgozik. Űrkutatással 1967 óta foglalkozik, s ezen belül az utóbbi években a műholdas távérzékelés egyes kérdéseit tanulmányozza.

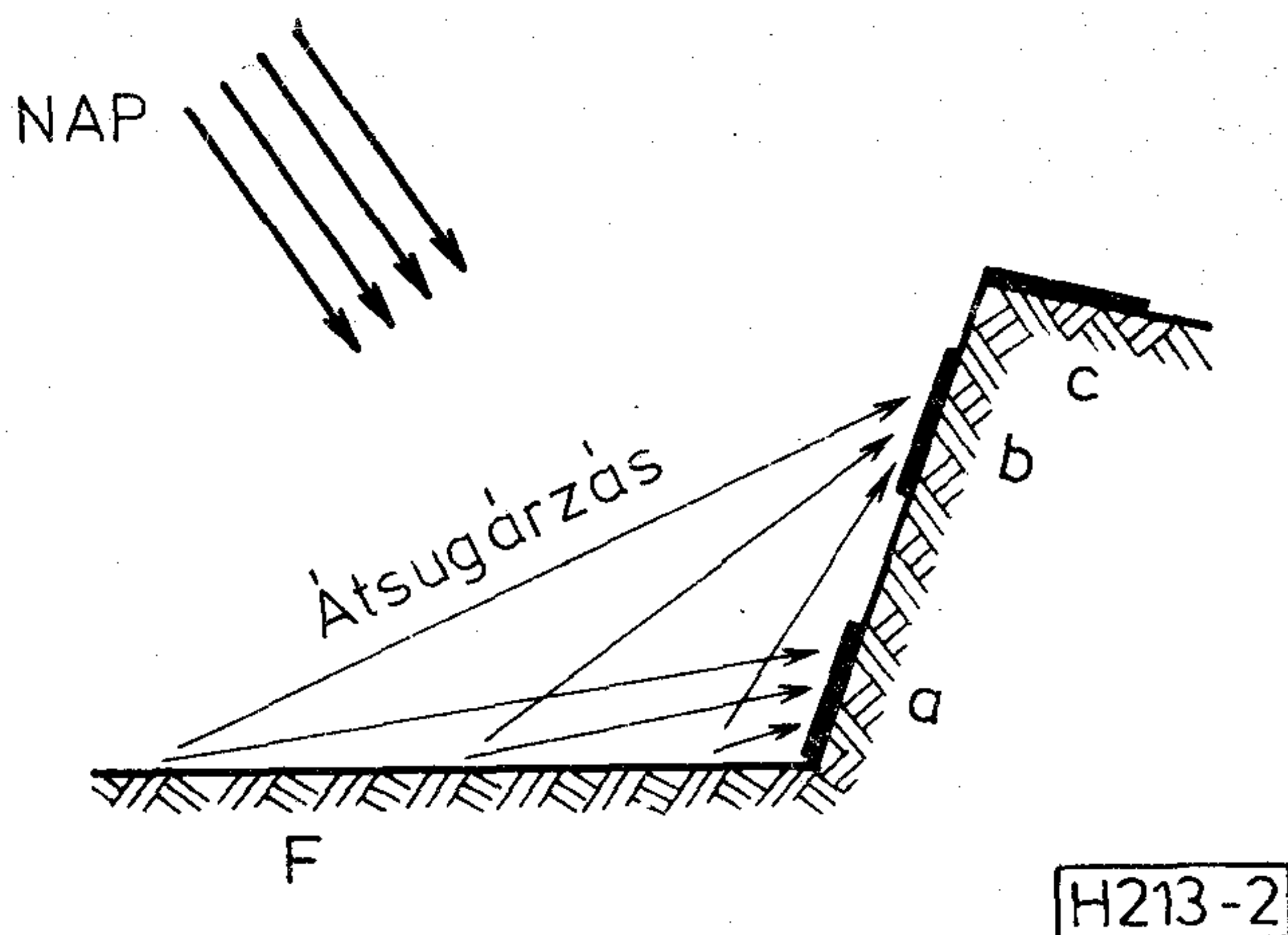
HAMAR DÁNIEL



1974-ben geofizikus oklevelet szerzett az Eötvös Loránd Tudományegyetemen, majd 1977-ig az Eötvös Loránd Geofizikai Intézetben dolgozott. Utána az ELTE Geofizikai Tanszékére került, ahol jelenleg is magnetoszféra kutatással foglalkozik. 1981-ben egyetemi doktorrá avatták. A távérzékeléssel 1983 óta foglalkozik.

létrejövő kölcsönhatást célszerű a légköri hatások részének tekinteni. A felszínt takaró növényzet viselkedését kiterjedten vizsgálják — pl. [15—19] — beleértve a növénytakaróban lejátszódó sugárzási-reflexiós folyamatokat és a növénytakaró geometriai jellemzőinek (függőleges szárhelyzet, sorszerkezet stb.) a hatását.

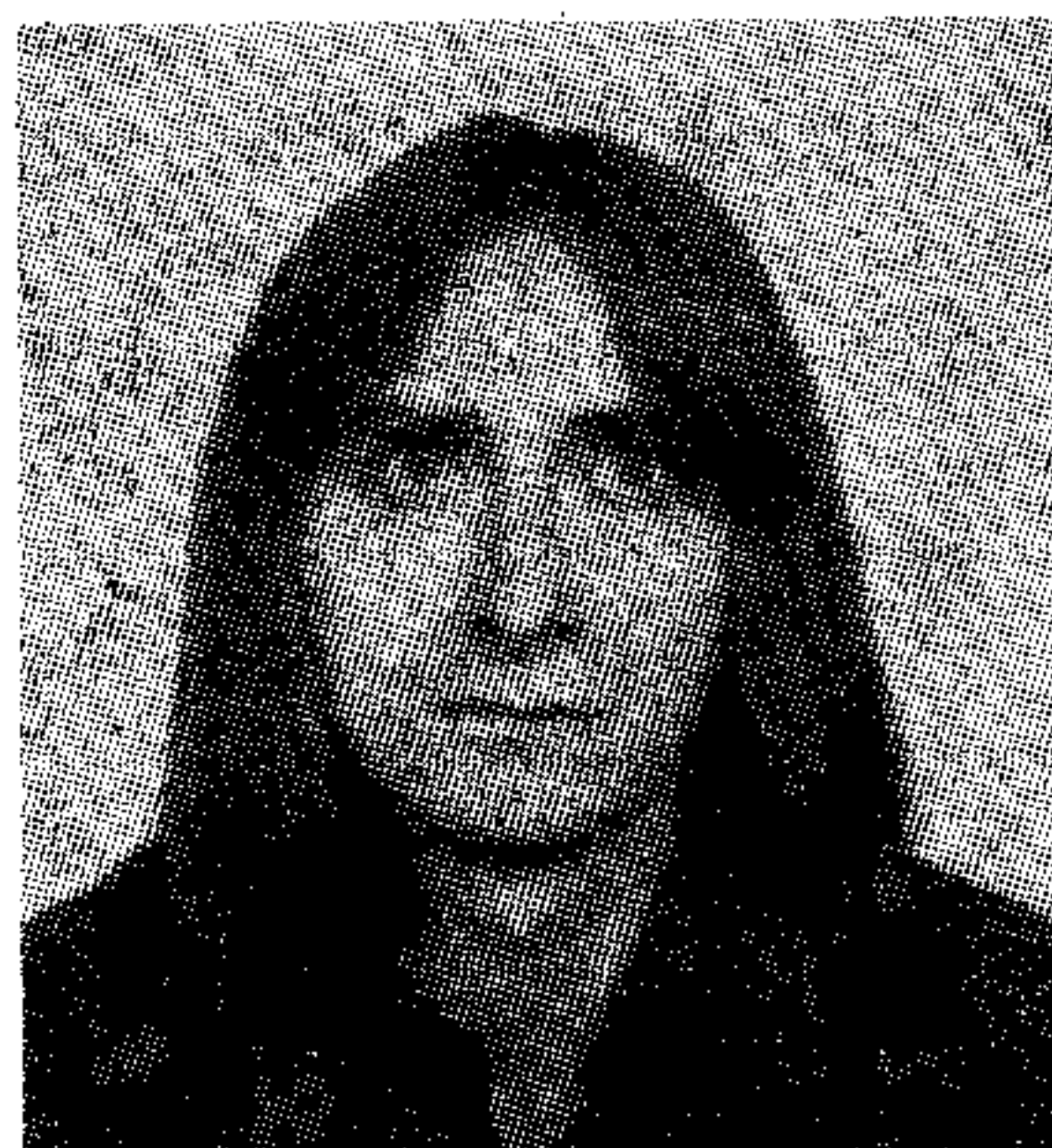
Ezekben a vizsgálatokban már szerepel a növény, a növény árnyékával fedett talaj és a megvilágított talaj, ahol jellemző még az, hogy e három tartományt fizikailag különböző reflektáló közegként kezelik [15, 17, 19]. E leírások növénytakaró vizsgálatokban esetenként elegendően pontosak lehetnek, de talajvizsgálati célra már nem. Ugyancsak a felszínminőséget írják le a különféle síkalapszerkezetre vonatkozó reflexiós modellek — az ideális és reális Lambert-modell, a Torrance—Sparrow modell, a Hapke-modell, az Egbert-modell, a numerikus modellek. Ezek esetenként geometriai effektusokat is tartalmaznak (pl. Egbert-modell) már. Ahhoz azonban, hogy egy modellt elegendően pontosnak tekintsünk, több tényezőt is figyelembe kell venni. Ezek közül alapvető, de csak egy tényező az, hogy a felszínt (talajt) elemi felületeiben Lambert-féle vagy bonyolultabb reflektornak (sugárzónak) tekintjük. — Egyéb effektusok keresésekor jobb a jól áttekinthető Lambert-féle modell használata, míg a gyakorlati programokban várhatóan csak a numerikus modellek elegendően pontosak. — Másik fontos tényező a felszínt alkotó elemek keveredési aránya és jellemzői



2. ábra. A közvetlen átsugárzás szerepe tagolt terepen. Az „F” felületről érkező közvetlen átsugárzás „a” esetében nagy, „b” esetében kisebb, míg „c” esetében nulla

(talajfajta; talaj-avar, talaj-trágya, stb. arány; talajnedvesség; szemcsézettség; az utolsó művelési fázis milyensége és előzményei; ...). További meghatározó tényező az alapvetően a geometriától függő, a talajelemek között fellépő közvetlen átsugárzás mértéke — 2. ábra, amely ismereteink szerint eddig fontosságánál kisebb publicitást kapott. Az effektus különösen tagolt terepen (szántott felszín, szabdalt terep, lakótelep-szerű települések, ...) fontos szerepet játszik. A cikkben ennek az effektusnak a figyelembevételét kívánjuk bemutatni rendezett geometriájú — pl. szántott — talaj esetén. Az átsugárzási hatás jobb vizsgálhatósága érdekében a többi befolyásoló tényezőt a lehető legnagyobb mértékben egyszerűsítjük.

LICHTENBERGER JÁNOS



Az ELTE fizikus szakán 1980-ban diplomázott. 1981-től az ELTE Geofizikai tanszékén dolgozik, jelenleg tudományos munkatársként. Szakterülete a magnetoszféra-fizika, ezen belül a VLF hullámterjedés. Távérzékeléssel 1983 óta foglalkozik.

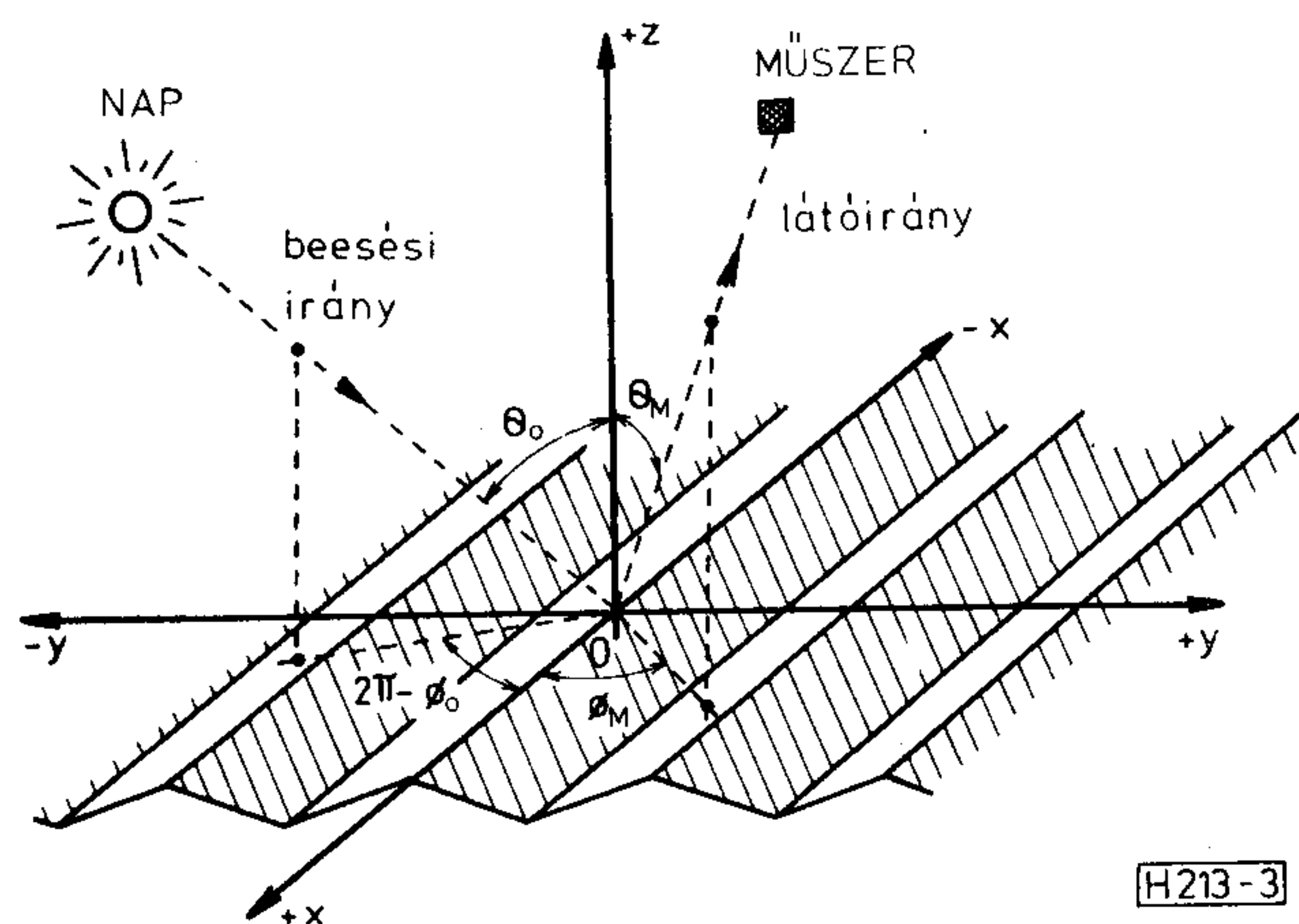


TARCSAI GYÖRGY

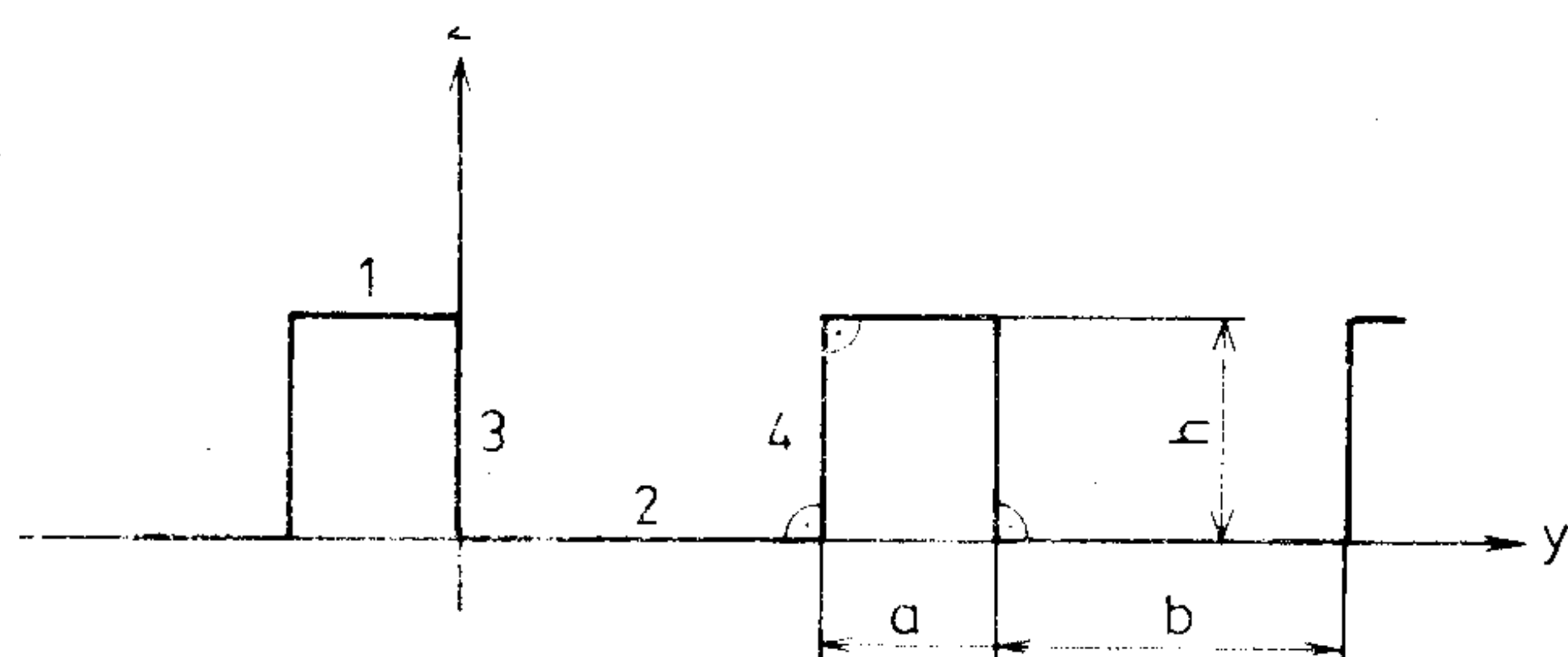
1967-ben az ELTE geofizikus szakán diplomázott. 1970-ig az ELTE Térképtudományi tanszékén dolgozott, azóta az ELTE Geofizikai tanszékén tudományos kutató. Közben 1980-tól másfél évig a Földmérési Intézet Távérzékelési Főosztályán dolgozott, utóbb annak vezetőjeként. 1969-ben egyetemi doktori címet szerzett, 1982-től a földtudományok kandidátusa.

2. A probléma megfogalmazása

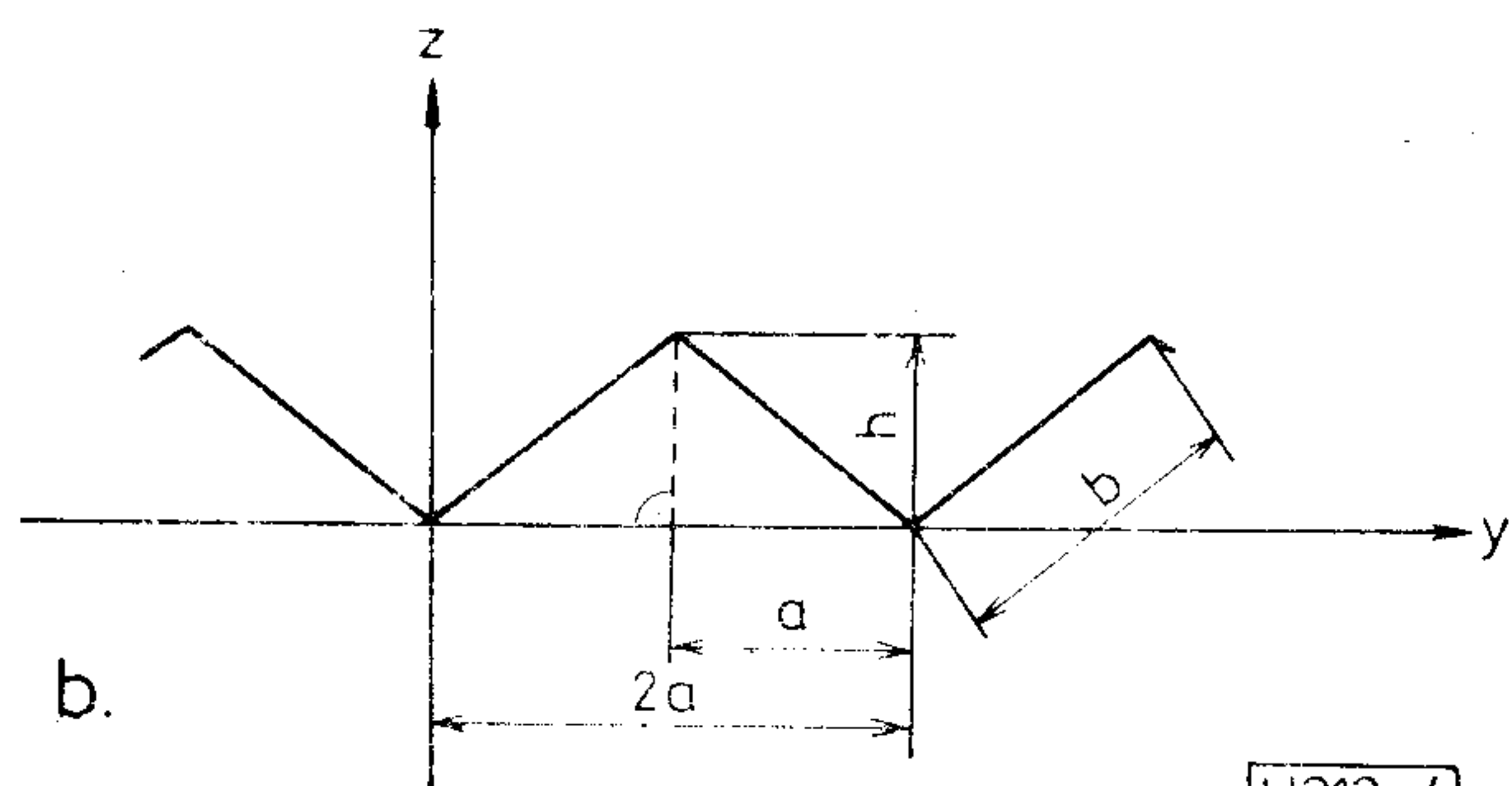
Vizsgáljuk meg barázdált, de ettől eltekintve igen nagy kiterjedésű (homogénnek és végtelennek tekinthető) sík egy képelemének reflexiós viselkedését, ha a megvilágító Nap és az érzékelő műszer helyzete tetszőleges. A barázdáltság mérete legyen akkora és a légkör állapota olyan, hogy a légköri csillapítás stb. a barázdameretekben belül elhanyagolható. Ezen túlmenően is eltekintünk a légköri hatások általános figyelembevételétől. Egy képelemnek (pixelnek, pontnak stb) a vizsgált felszín akkora darabját tekintjük — értelemszerűen a látóirányra merőleges vetületben —, amely jóval kisebb, mint a teljes sík látóirányú vetülete és



3. ábra. A barázda-modell számításához. A Nap helyzetét a (Θ_0, Φ_0) , a műszer látóirányát a (Θ_M, Φ_M) szögpárral adjuk meg. A koordináta-rendszer x -tengelye a barázda-irány, az (x, y) -sík a barázdált síkkal esik egybe a barázdák legmélyebb pontjain átfektetve, z -tengelye a sík normálisa (n_0)



a.



b.

H213-4

4. ábra. A sugárzási modellben használt barázda-keresztmetszetek. a) Derékszögű-négyszög keresztmetszet. b) Egyenlőszárú háromszög keresztmetszet

nagyobb-egyenlő a barázdáltság periodicitását jellemző mérettel. Az elvi elrendezés a 3. ábrán látható. Kétféle barázdakeresztmetszetet vizsgálunk meg, a számítások egyszerűsítése érdekében egyenes szakaszból felépíthető metszetprofilokat — 4. ábra. E két modell elemeiből bármilyen, egyenes szakaszból álló keresztmetszet sugárzási modellje összeállítható. Nem-egyenes szakaszokból álló keresztmetszetekkel most nem foglalkozunk. Az élek mentén fellépő diffrakciót előzetes, durva hibabecslés alapján elhanyagoljuk, de ez később egy pontosabb modellbe beépíthető.

A geometriából adódó hatások jobb áttekinthetősége érdekében ebben a vizsgálatban az összes barázdafelület azonos minőségű, $\tilde{\rho}$ átlagos reflexiós tényezővel (reflektancia) jellemezhető ún. reális

Lambert-féle reflektornak tekintjük. $\tilde{\rho}$ -t a szokásos módon definiáljuk a (λ_1, λ_2) hullámhossztartományban:

$$\tilde{\rho} = \frac{1}{\lambda_2 - \lambda_1} \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \rho(\lambda) d\lambda,$$

mivel a légköri hatásokat figyelmen kívül hagyjuk. Pontosabban a légkör alján fellépő megvilágítással és a felszínről éppen lelépő sugárzással számolunk, s elhanyagoljuk a többszörös szórás, a visszaszórás, ... befolyását. — Célunk, hogy meghatározzuk a műszer irányában (a látóirányban) mutatkozó

átlagos reflexiót (reflektanciát) — $\tilde{\rho}_M$ -et, amelyet a világosabb és sötétebb felületelemek átlagfényességéből számíthatunk. Így a modell egy irányfüggő (anizotróp) reflektanciát ad amely általában a Nap és a műszer helyzetétől egyaránt függ, azaz $\tilde{\rho}_M = \tilde{\rho}(\Theta_M, \Phi_M; \Theta_0, \Phi_0; \tilde{\rho})$. A numerikus számításokban a talajvizsgálatnál szóba jöhető $0,05 \leq \tilde{\rho} \leq 0,6$ tartományt tekintettük. Természetesen végül interpretációs célból a problémát invertálni kell, ugyanis

$\tilde{\rho}_M$ a mért mennyiség és $\tilde{\rho}$ -t keressük. Azonban ez a kívánatos inverzió is igen nehéz, s ezért első lépésben egy $\tilde{\rho}$ léptetésére alapozott szukcesszív

approximációs $\tilde{\rho}_M$ interpretálással meg kellett elégedni.

A vizsgálatban a megvilágítást a Nap közvetlen sugárzásával és az égboltfényléssel vesszük figyelembe. A napsugárzás teljesítménysűrűségének a *légkör alján*, a felszínnél fellépő (L_0) értékét használjuk. Az égboltfénylést az áttekinthetőség megőrzése érdekében L_e = állandó értékűnek tekintjük, de megjegyezzük, hogy az összefüggésekbe az irányfüggően változó égboltfénylés is beépíthető. Egy-egy elemi felületet tehát modellünkben

$$L(\Theta, \Phi) = L_0(\Theta, \Phi) \cdot \delta(\Theta_0, \Phi_0) + L_e(\Theta, \Phi)$$

ahol δ a Dirac-delta disztribúciót jelöli. Egyszerűsítő feltételezéseink következtében

$$L(\Theta, \Phi) = L_0 \delta(\Theta_0, \Phi_0) + L_e, \quad (1)$$

ahol $L_0 = \text{állandó}$, $L_\epsilon = \text{állandó}$. A számítás során (1)-et kiegészítő feltételként kell érvényesíteni, hogy a $\Theta_0 \cong \pi/2$ tartományban a teljes felszínt csak az égboltfény világítja meg (pl. árnyékos lejtő), s ha $\Theta_M \cong \pi/2$, akkor a műszer nem látja a felszínt (pl. domb átellenes oldala). (1)-ből kiindulva az egyes felületelemek teljes E gerjesztését a szokott módon a beeső teljesítménysűrűség térszög szerinti integrálásával kaphatjuk meg — pl. [20].

3. A derékszögű-négyszög keresztmetszetű barázda-modell

A modellt három fő lépésben építjük fel: Meghatározzuk az (1) megvilágításból adódó közvetlen gerjesztést. Meghatározzuk az egyes felületek egymásra átsugárzásának a hatását. Végül megadjuk $\tilde{\rho}_M$ értékét.

3.1 A közvetlen gerjesztés

A felvett barázda-profil a 4. a. ábrán látható és összesen négy részfelületből áll, s x irányban a profil változásmentesen végtelen.

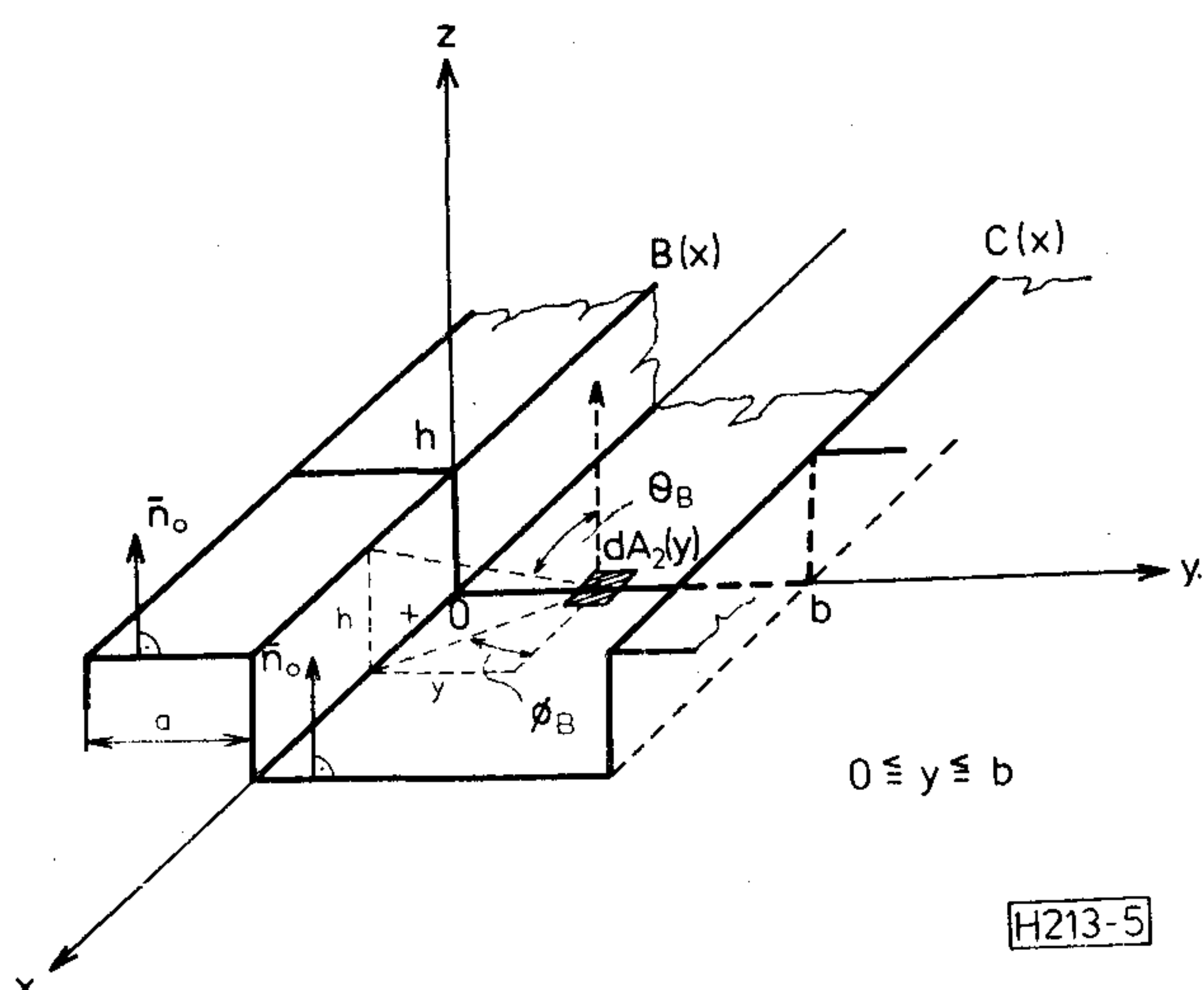
Az égbolt valamely dF elemi darabjáról az „1” felület valamely dA_1 elemére beeső gerjesztés

$$d^2P_1 = L(\Theta, \Phi) \cdot dA_1 \cdot \cos\Theta \cdot dF, \quad (2)$$

ahol $dF = \sin\Theta \cdot d\Theta \cdot d\Phi$, s az irányszögek a $-\pi \leq \Phi \leq \pi$ és $0 \leq \Theta \leq \pi/2$ tartományokban változhatnak. (2) integrálása során találkozunk a Heaviside-féle (egységugrás) disztribúcióval, amelyiket a vizsgálatokban célszerű

$$1(x) = \begin{cases} 1, & x > 0, \\ 0, & x \leq 0, \end{cases}$$

szerint értelmezni. Az „1” felület bármely pontjáról a teljes fél-éggömb, azaz a megadott teljes (Θ, Φ) tartomány látszik, tehát



5. ábra. A „2” felület gerjesztettségének a számításához. $dA_2(y)$ -ből nézve az égboltnak csak a $B(x)$ és $C(x)$ közé eső részét látjuk, s a Nap helyzetétől függően $B(x)$ vagy $C(x)$ takarhatja a Napot is

$$dP_1 = \int_{-\pi}^{+\pi} \times$$

$$\times \left\{ \int_0^{\pi/2} [L_0 \cdot \delta(\Theta_0, \Phi_0) + L_\epsilon] (dA_1 \cdot \cos\Theta) \cdot \sin\Theta \cdot d\Theta \right\} d\Phi \quad (3)$$

(3)-ból az integrálok kifejtésével az $E = dP/dA$ gerjesztés megkapható, és így az „1” felület közvetlen gerjesztése

$$E_{1k} = L_0 \cos\Theta_0 \cdot 1\left(\frac{\pi}{2} - \Theta_0\right) + \pi L_\epsilon$$

Hasonló gondolatmenettel — végül is szintén közismert módon — kaphatjuk meg a többi („2”, „3” és „4”) részfelület közvetlen gerjesztését is, csak figyelembe kell venni, hogy a *barázda kontúrvonalai* az égbolt kisebb-nagyobb részét *kitakarják*; illetve a felületek egyes részeiről nézve a kontúrvonalak takarják a Napot, azaz ezek a felületrészek *árnyékban vannak*. Például a „2” felület esetén a geometriai viszonyokat az 5. ábrán láthatjuk. A (3)-mal analóg egyszerű számításokat nem részletezzük. Az így adódó összefüggések azért előnyösek, mert minden további manipuláció nélkül, automatikusan tartalmazzák az árnyékhatást is; s igen egyszerűen általánosíthatók változó égbolt-fény eloszlás esetére. Mivel x -irányban végtelen, homogén felszínmodellt vizsgálunk, a „2” felület gerjesztése y -től, a „3” és „4” felületé pedig z -től függ csak, azaz

$$E_{2k} = E_{2k}(y), \quad E_{3k} = E_{3k}(z) \quad \text{és} \quad E_{4k} = E_{4k}(z)$$

Állandó égbolt-fény esetén, ha (1) érvényes, az adódó integrálok zárt alakban kifejezhetők, míg $L_\epsilon = L_\epsilon(\Theta, \Phi)$ esetén általában numerikus integrálást kell végezni.

3.2 A felületek közvetlen egymásra átsugárzásának a hatása

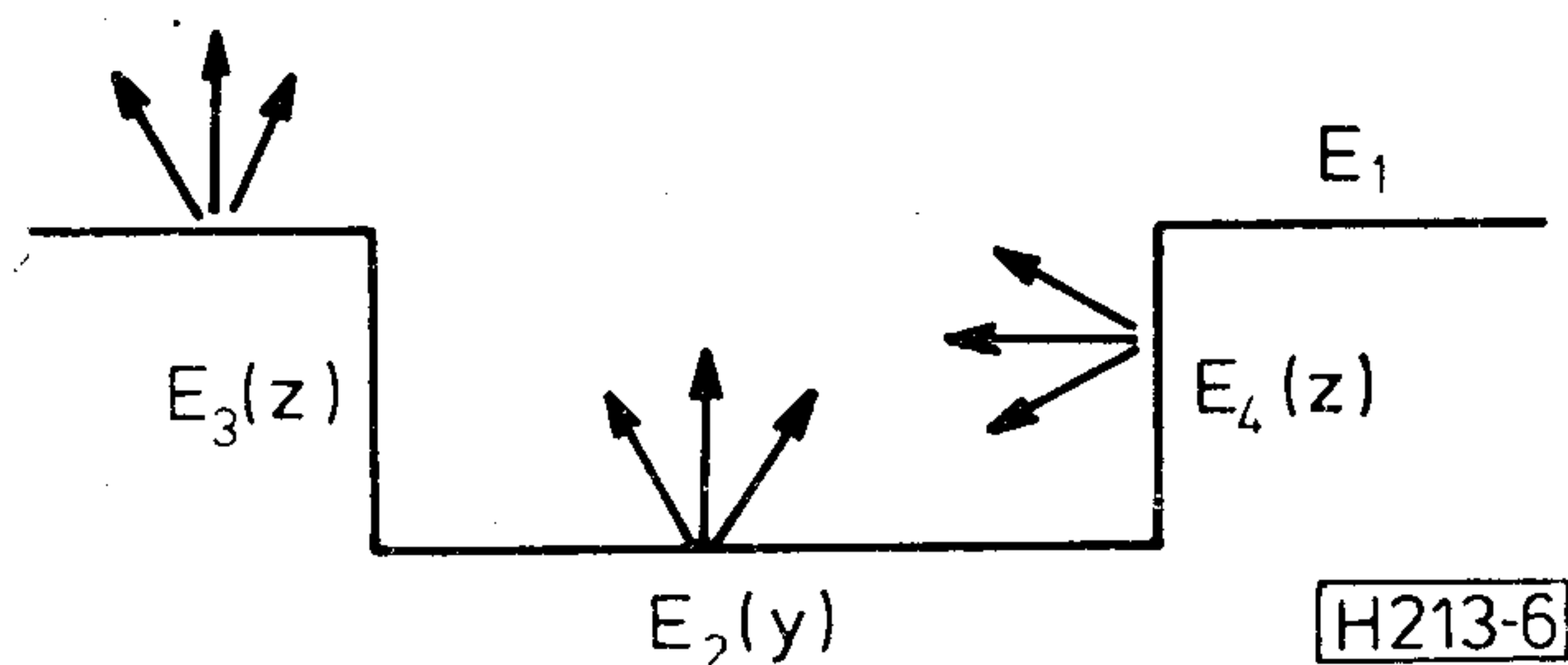
A barázda-modell felületelemeire (síkjaira) tett feltevéseink szerint a beeső energia ρ -szorosát Lambert-féle sugárzó módjára verik vissza a felettük elterülő féltérbe (6. ábra). Mivel a dA felületelemre beeső gerjesztés $dP_{be} = E(\zeta) \cdot dA$, a reflexió következtében kialakuló teljesítménysűrűség eloszlás

$$\frac{d^2P_r}{dA d\Omega} = \frac{\rho}{\pi} E(\zeta) \quad (4)$$

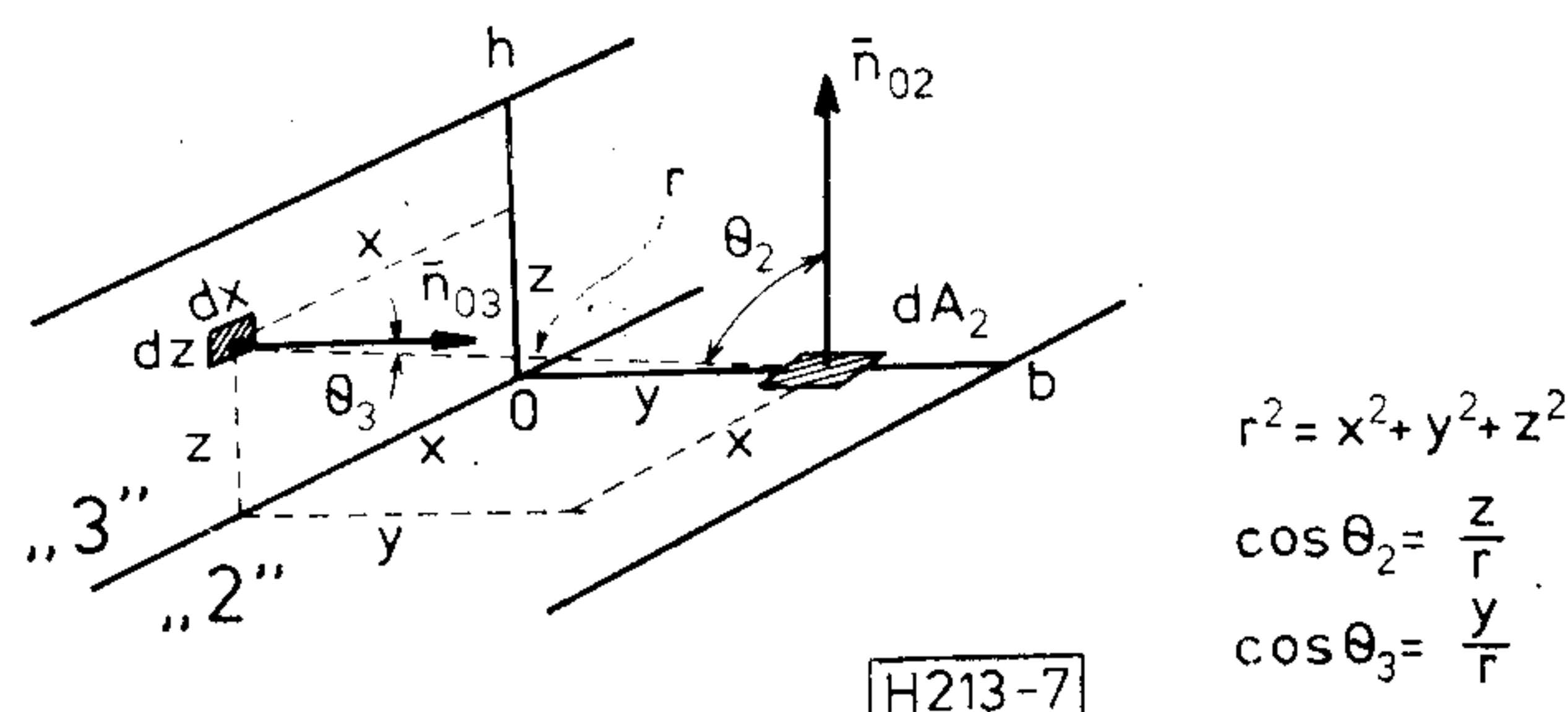
A vizsgált felület helyzetétől függően ennek egy része a szomszédos felületelemeket világítja meg (6. ábra). Az átsugárzás egy konvergens „reflexió-sorozat” eredményeként egyensúlyi megvilágított-sági állapotot alakít ki. (E tranziens-analízissel nem foglalkozunk, mivel vizsgálatainkban a stationer állapotot használjuk fel.) Így a felületek (stationer) gerjesztettsége

$$E(\zeta) = E_k(\zeta) + E_A(\zeta), \quad (5)$$

ahol $E_A(\zeta)$ az átsugárzásból eredő komponens, míg $E_k(\zeta)$ a 3.1 pontból ismert közvetlen gerjesztés. Ebben a vizsgálatban — mint már hangsúlyoz-



6. ábra. A közvetlen átsugárzás értelmezéséhez



7. ábra. A „3” → „2” átsugárzás számításának geometriai elrendezése

tuk — $E_A(\zeta)$ -ban elhanyagoljuk az azonos síkba eső elemek légköri visszaszórással történő átsugárzását, a barázdába „beülő” esetleges légköri inhomogenitások, pára stb. hatását... Ezek egy pontosabb modellben $E_A(\zeta)$ -ba beépíthetők. Most azonban csak a közvetlen átsugárzást kívánjuk vizsgálni azt vesszük figyelembe.

A 6. ábrából is látható, hogy az „1” felületre a másik háromból közvetlen átsugárzás nem érkezik, így

$$E_1 = E_{1k} = L_0 \cos \Theta_0 \cdot 1 \left(\frac{\pi}{2} - \Theta_0 \right) + \pi L_\delta \quad (6)$$

Ugyanakkor a másik három felület kölcsönösen átsugározz egymásra. A stacioner állapot meghatározására a „self consistent field” módszert [pl. 20] alkalmazhatjuk, azaz az

$$\begin{aligned} E_2(y) &= E_{2k}(y) + [E_{A23}(y) + E_{A24}(y)] \\ E_3(z) &= E_{3k}(z) + [E_{A32}(z) + E_{A34}(z)] \\ E_4(z) &= E_{4k}(z) + [E_{A42}(z) + E_{A43}(z)] \end{aligned} \quad (7)$$

egyenletrendszerből határozhatjuk meg, ahol $E_{Aij}(\zeta)$ a „j” felületről az „i” felületre átsugárzott gerjesztést adja meg. (A számítás menete egyébként triviálisan egyszerű, s a 7. ábrán példával illusztrált geometriai viszonyokat kell figyelembe venni.)

Megjegyezzük, hogy a számítás menete és az alapvető megfontolások bonyolultabb esetekben is — helyfüggő ρ , nemlamberti reflexió az elemi felületeken, nem-sík felületekből álló profil stb. — érvényesek, csak az eredmények formailag bonyolultabbak lesznek.

A részletszámítások elvégzése után (7) az alábbi alakot ölti:

$$\begin{aligned} E_2(y) &= E_{2k}(y) + \frac{\rho}{2} \times \\ &\times \left[y \int_0^h E_3(z) \frac{z}{z^2 + y^2} dz + (b-y) \times \right. \\ &\times \left. \int_0^h E_4(z) \frac{z}{z^2 + (b-y)^2} dz \right] \\ E_3(z) &= E_{3k}(z) + \frac{\rho}{2} \times \\ &\times \left[z \int_0^b E_2(y) \frac{y}{y^2 + z^2} dy + b^2 \times \right. \\ &\times \left. \int_0^h E_4(\zeta) \frac{1}{b^2 + (z-\zeta)^2} d\zeta \right] \\ E_4(z) &= E_{4k}(z) + \frac{\rho}{2} \times \\ &\times \left[z \int_0^b E_2(y) \frac{b-y}{(b-y)^2 + z^2} dy + b^2 \times \right. \\ &\times \left. \int_0^h E_3(\zeta) \frac{1}{b^2 + (z-\zeta)^2} d\zeta \right] \end{aligned} \quad (8)$$

A (8) integrálegyenlet-rendszer általában csak numerikusan oldható meg, s az $E_i(\zeta)|_0 = E_{ik}(\zeta)$ kezdőértékkel indított szukcesszív approximáció konvergens.

(8)-ből már jól látható, hogy a közvetlen átsugárzás hatását még sötét talajok — $\tilde{\rho} \cong 0,05 \div 0,2$ — esetén sem célszerű elhanyagolni. Világosabb felzíneknél — $\tilde{\rho} \cong 0,2 \div 0,6$ — szerepe összemérhető a közvetlen napsugárzásból adódó gerjesztéssel, nem is beszélve a havas, jeges felszínekről. Megítélésünk szerint az optikai és IR sávban feltétlenül figyelembe veendő, de úgy tűnik, hogy az MW sávban sem hanyagolható el.

3.3 A mérési irányban mutatkozó $\tilde{\rho}_M$

Határozzuk meg ezután a mérési irányban (látóirányban) a felületről visszasugárzott teljesítmény viszonyát egy totálisan reflektáló ($\tilde{\rho} = 1$), azonos méretű, Lambert-i sík által ugyanabban az irányban visszavert teljesítményhez (8. ábra). „Megfigyelt” felületelemnek az $A_D = (a+b) \cdot 1$ felületet tekintjük, s a valódi pixel által lefedett teljes felszíndarab ilyen A_D -elemekből összerakható. A látóirányból észlelt felület-méret így $A_{DM} = (a+b) \cdot$

$\cos \Theta_M$. Ha az A_D sík $\tilde{\rho} = 1$ teljes reflexióval Lambert-i módon reflektálnia változatlan megvilágítás, azaz (6)-nak megfelelő gerjesztettség mellett, akkor a $(\Theta_M; \Phi_M)$ irányba visszavert teljesítmény

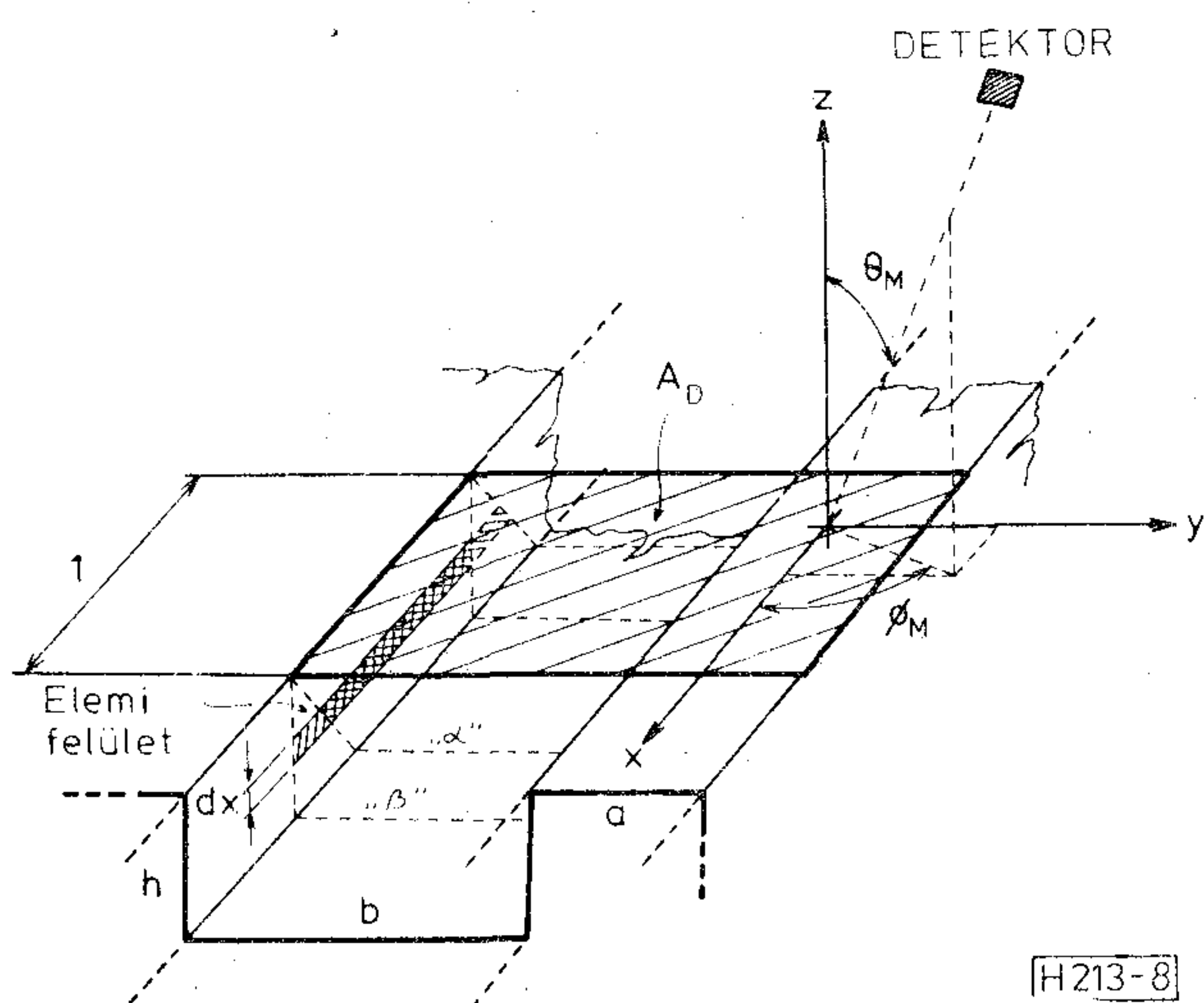
$$P_T = \frac{A_D}{\pi} \cos \Theta_M \cdot \left[L_0 \cdot \cos \Theta_0 \cdot 1 \left(\frac{\pi}{2} - \Theta_0 \right) + \pi L_\delta \right] \quad (9)$$

lenne. E helyett P_M -et mérünk, tehát

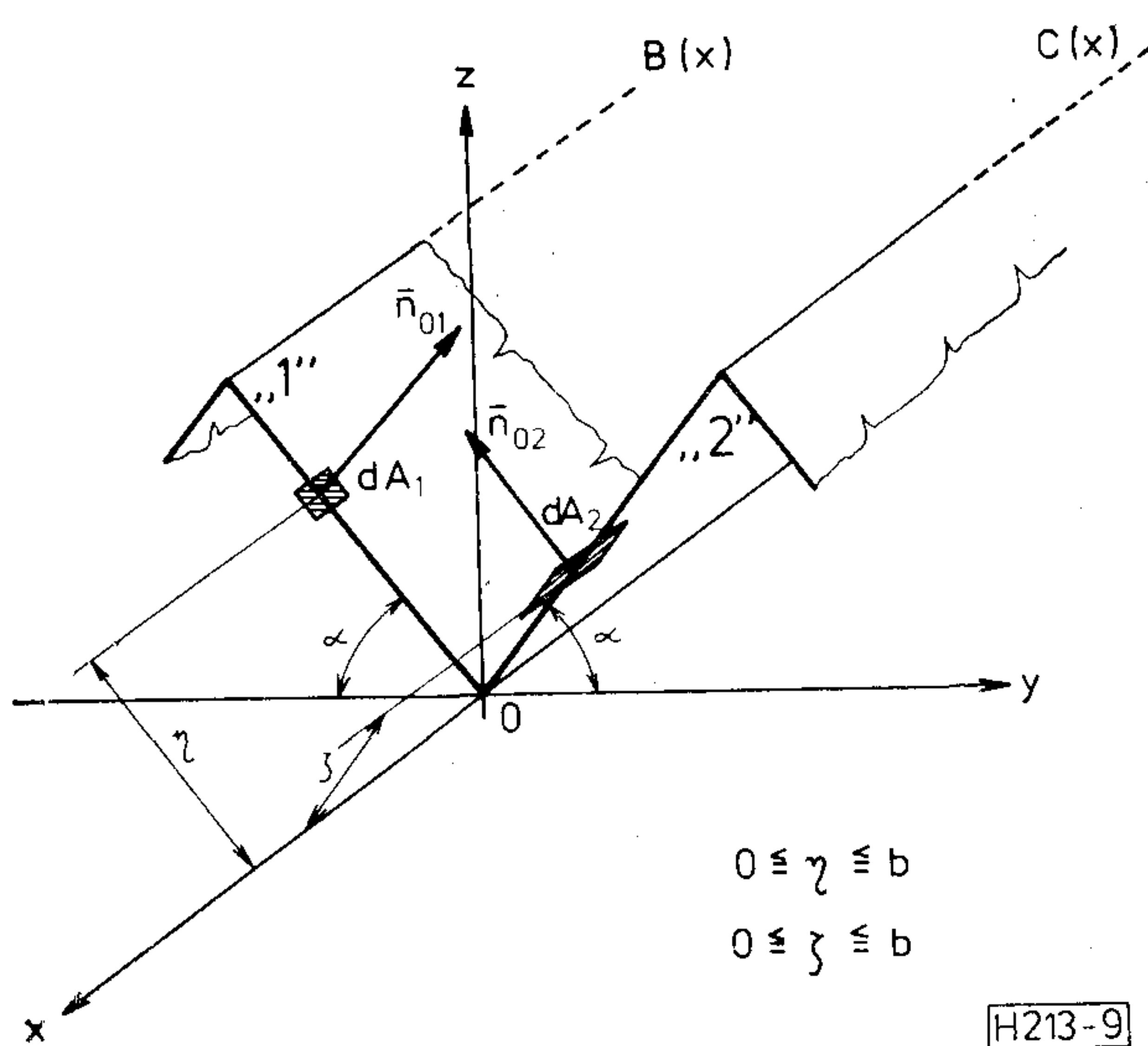
$$\tilde{\rho}_M = \frac{P_M}{(a+b) \cdot \cos \Theta_M \left[L_0 \cos \Theta_0 \cdot 1 \left(\frac{\pi}{2} - \Theta_0 \right) + \pi L_e \right]} \quad (10)$$

a keresett reflektancia. P_M számításához $E_i(\zeta)$ ismert — (6) és (8) —, de változik a műszer által az egyes részfelületekből látott darabok nagysága. Az egyes részfelületek láthatóságának geometriai tárgyalása szintén egyszerű feladat. Ennek elvégzés után az átlagreflektancia

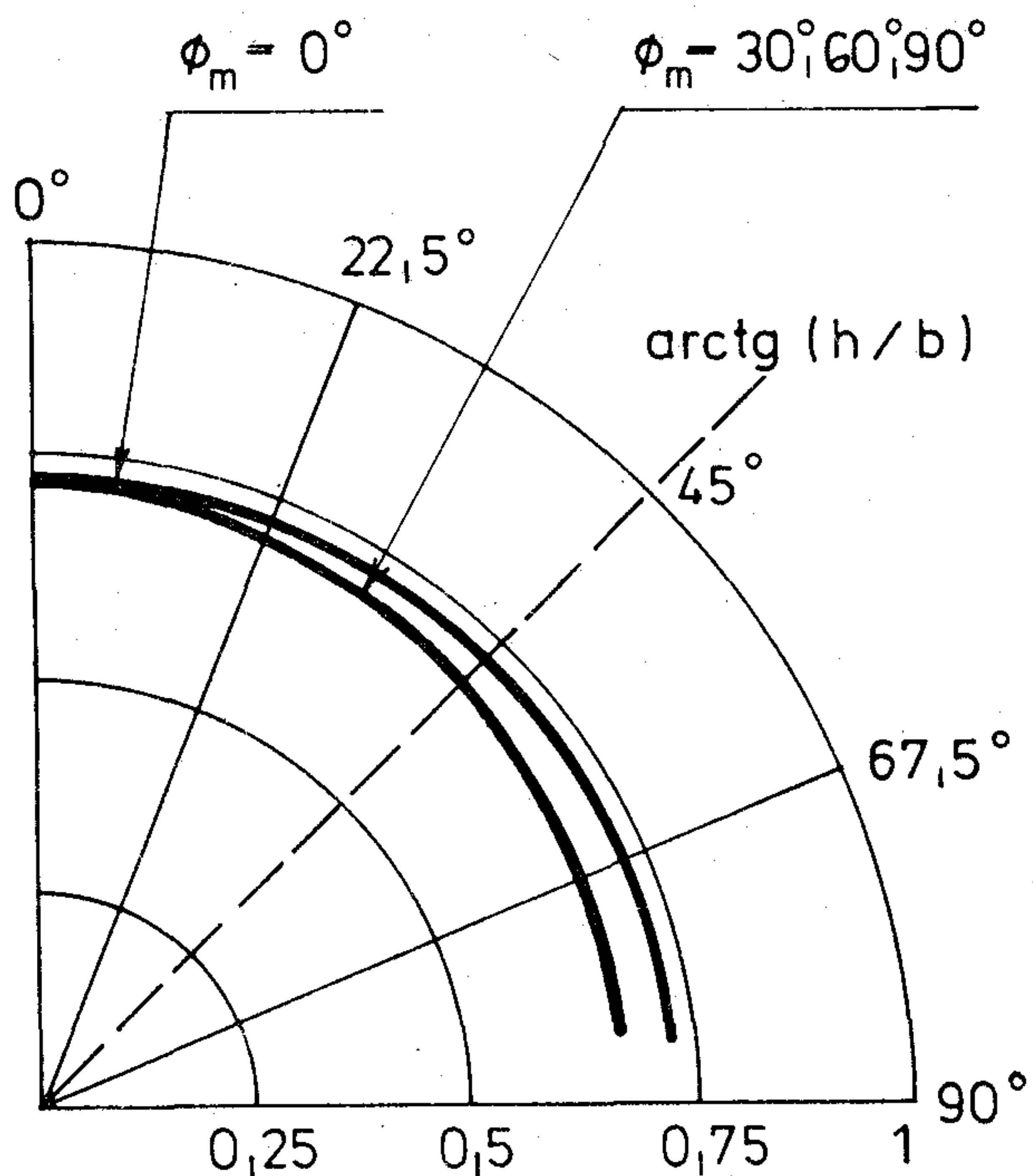
$$\tilde{\rho}_M = \frac{\tilde{\rho} \cdot 1 \left(\frac{\pi}{2} - \Theta_M \right)}{(a+b) \cdot \cos \Theta_M \left[L_0 \cos \Theta_0 \cdot 1 \left(\frac{\pi}{2} - \Theta_0 \right) + \pi L_e \right]} \times$$



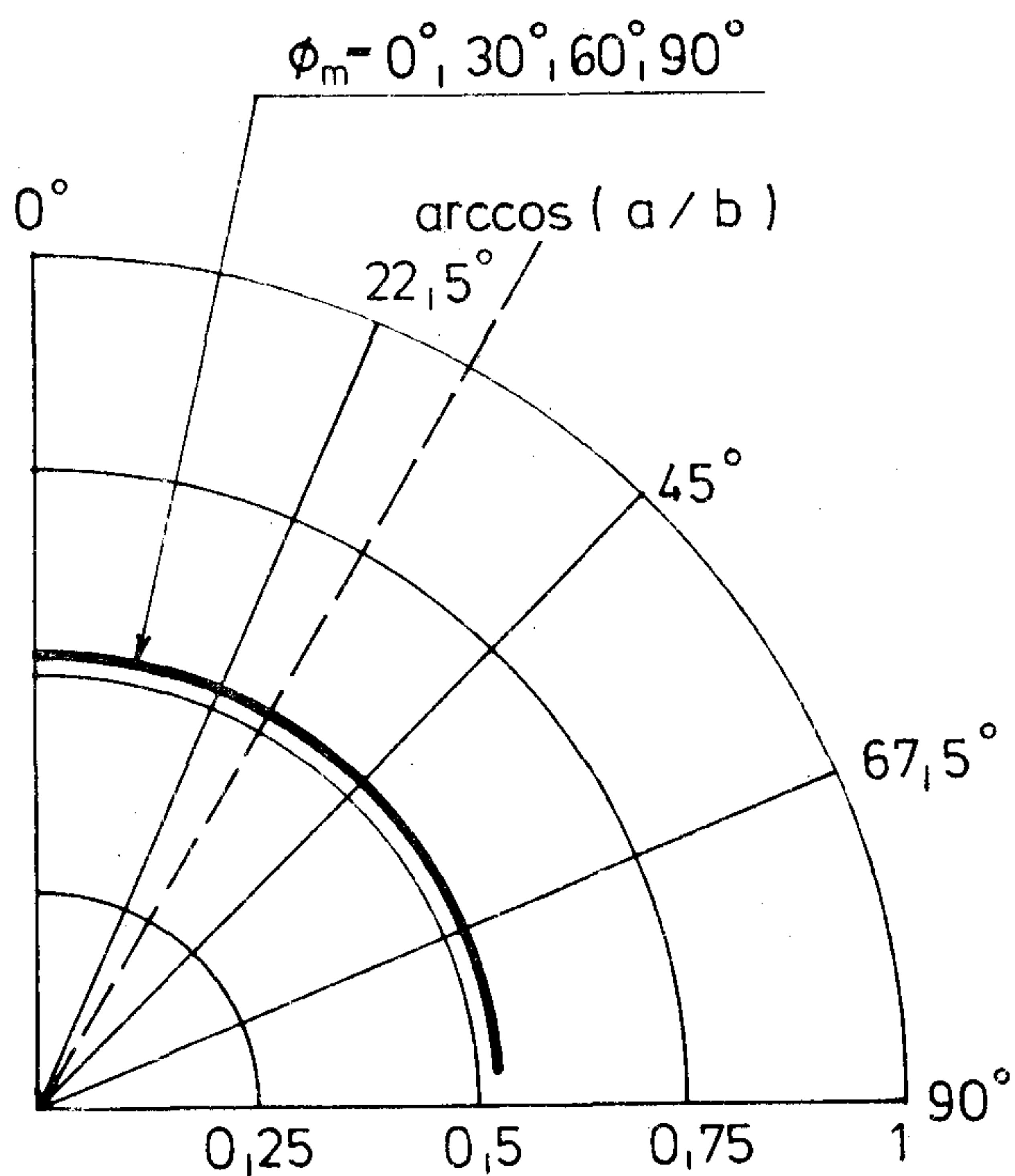
8. ábra. A felszíni átlagreflexió értelmezéséhez. Elemi úton belátható, hogy a modell x -irányú homogenitása következtében a látott A_D felületet kiadó „ α ”-kontúr ez esetben „ β ”-val helyettesíthető



9. ábra. Az egyenlőszárú-háromszög modell számításánál a geometriai viszonyok

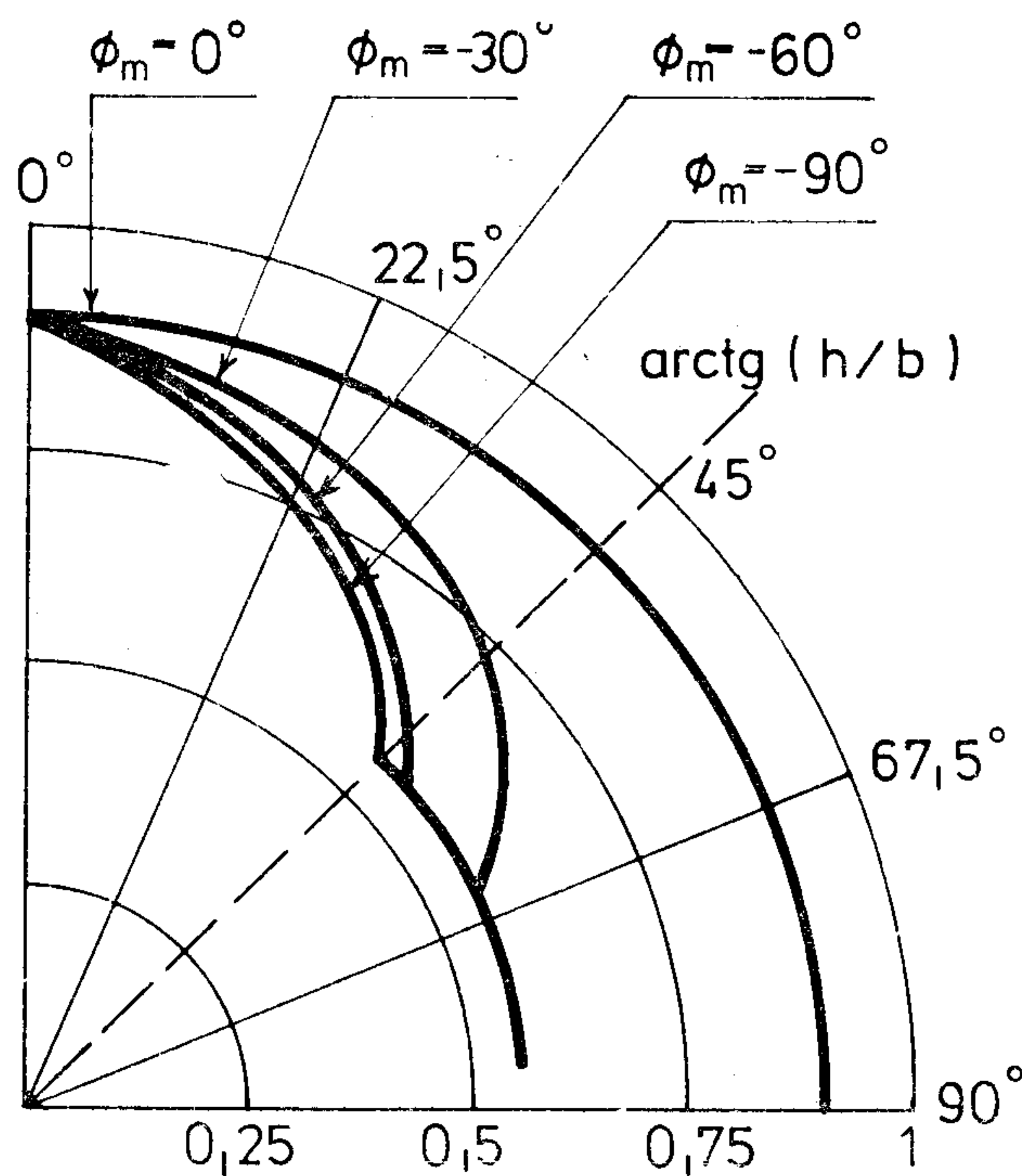


H213-10a

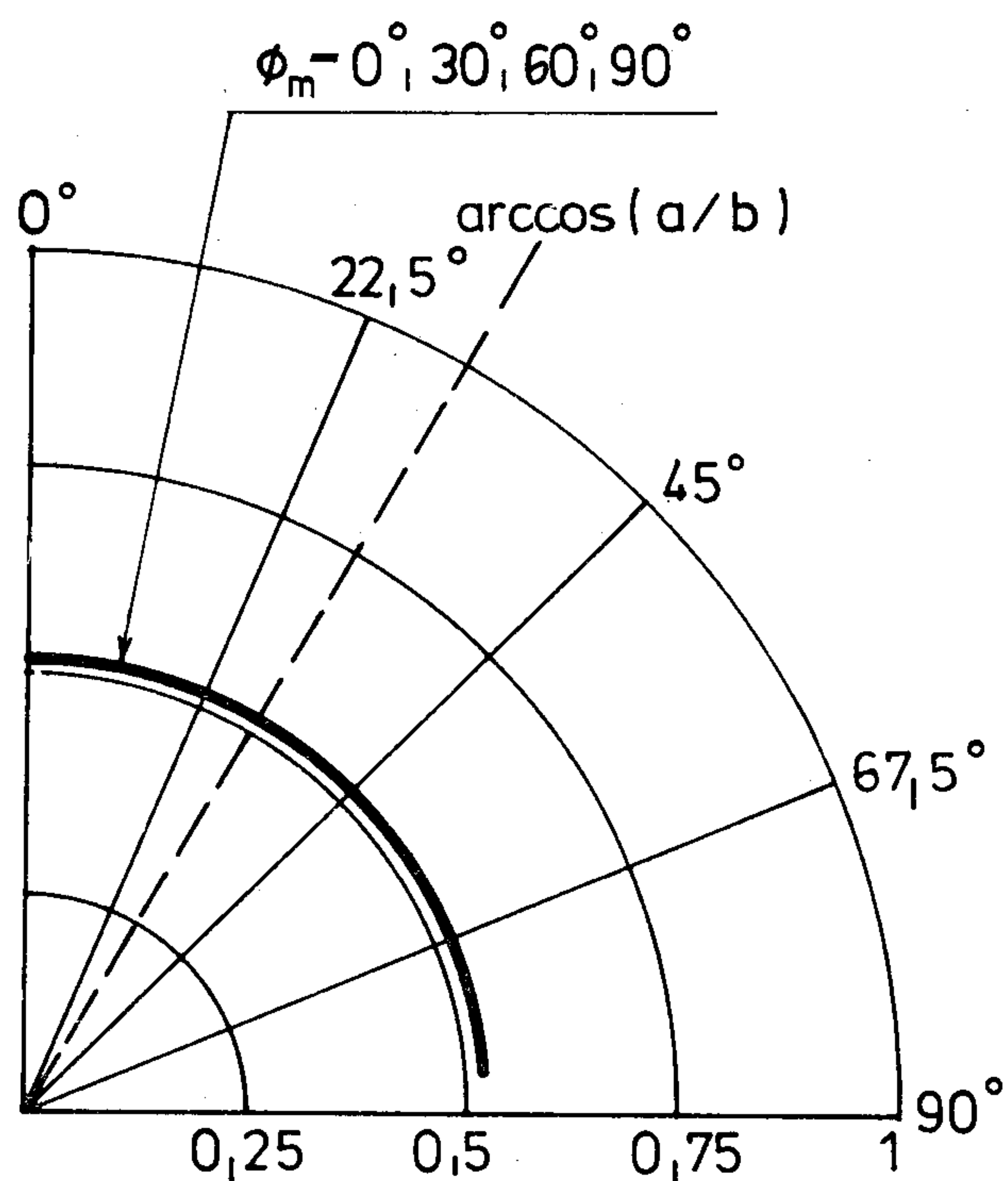


H213-10b

10. ábra. Árnyékban lévő ($\Theta_0 > \pi/2$) felszín viselkedése a kétféle modell alapján. A négyszög-modell gyengén anizotróp, míg a háromszög-modell izotróp viselkedést mutat. Tényleges mérésben tehát gyenge anizotrópiára kell számítanunk. a) Négyszög-modell. b) Háromszög-modell



H213-11a



H213-11b

11. ábra. Barázdamodell viselkedése zeniten álló Nap esetén, azaz $\Theta_0 = 0^\circ$. Az anizotróp viselkedés már szembeszökő. a) Négyszög-modell. b) Háromszög-modell

$$\times \left\{ \cos \Theta_M \cdot \left[a E_1 + \int_{y_{21}}^{y_{22}} E_2(y) dy \right] + \sin \Theta_M \sin \Phi_M \times \right. \\ \left. \times \left[1(\Phi_M) \int_{z_{31}}^{z_{32}} E_3(z) dz - 1(-\Phi_M) \int_{z_{41}}^{z_{42}} E_4(z) dz \right] \right\}, \quad (11)$$

ahol y_{21} és y_{22} a „2” felület, z_{31} és z_{32} a „3” felület, z_{41} és z_{42} a „4” felület láthatósági határa a műszer irányából nézve. (11) alapján nyilván való, hogy a barázdált felszín akkor sem Lambert-féle reflektor, ha az elemi felületek Lambert-i módon viselkednek.

4. Az egyenlőszárú-háromszög keresztmetszetű barázda-modell

A számítás menete pontosan megegyezik a 3. pontban látottakkal, csak a geometria más (9. ábra). A beeső sugárzást is ugyanúgy (1) szerint választjuk. A 3.1 és 3.2 pontokban látottakkal pontosan megegyező megfontolások után adódik a (7)-tel analóg

$$\begin{aligned} E_1(\eta) &= E_{1k}(\eta) + E_{A_{12}}(\eta) \\ E_2(\zeta) &= E_{2k}(\zeta) + E_{A_{21}}(\zeta) \end{aligned} \quad (12)$$

egyenletrendszer. (12) látszólag egyszerűbb szerkezete nem jelent érdemi egyszerűsödést a 3. ponthoz képest sem analitikailag, sem numerikusan. A részletszámítások elvégzése után

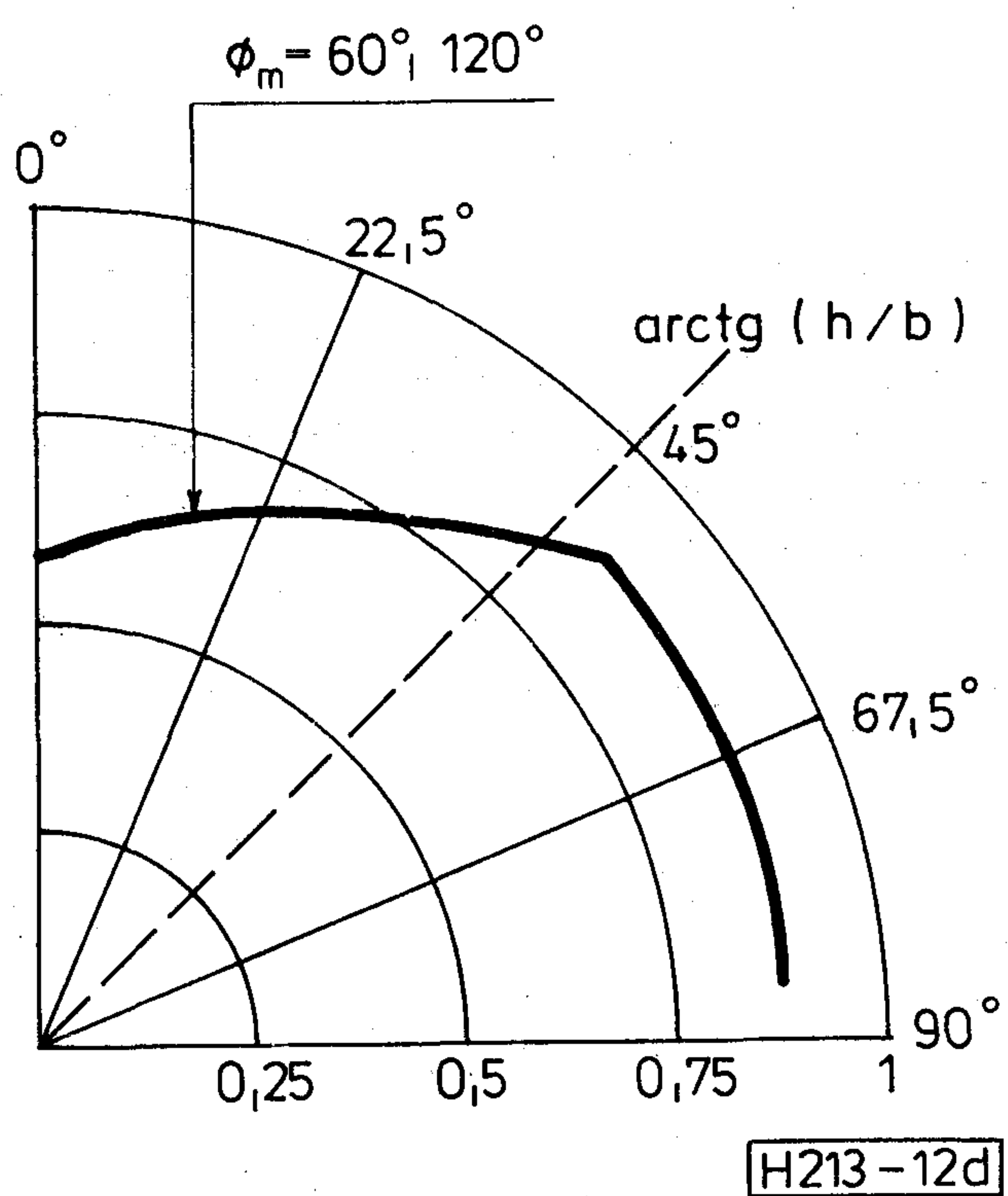
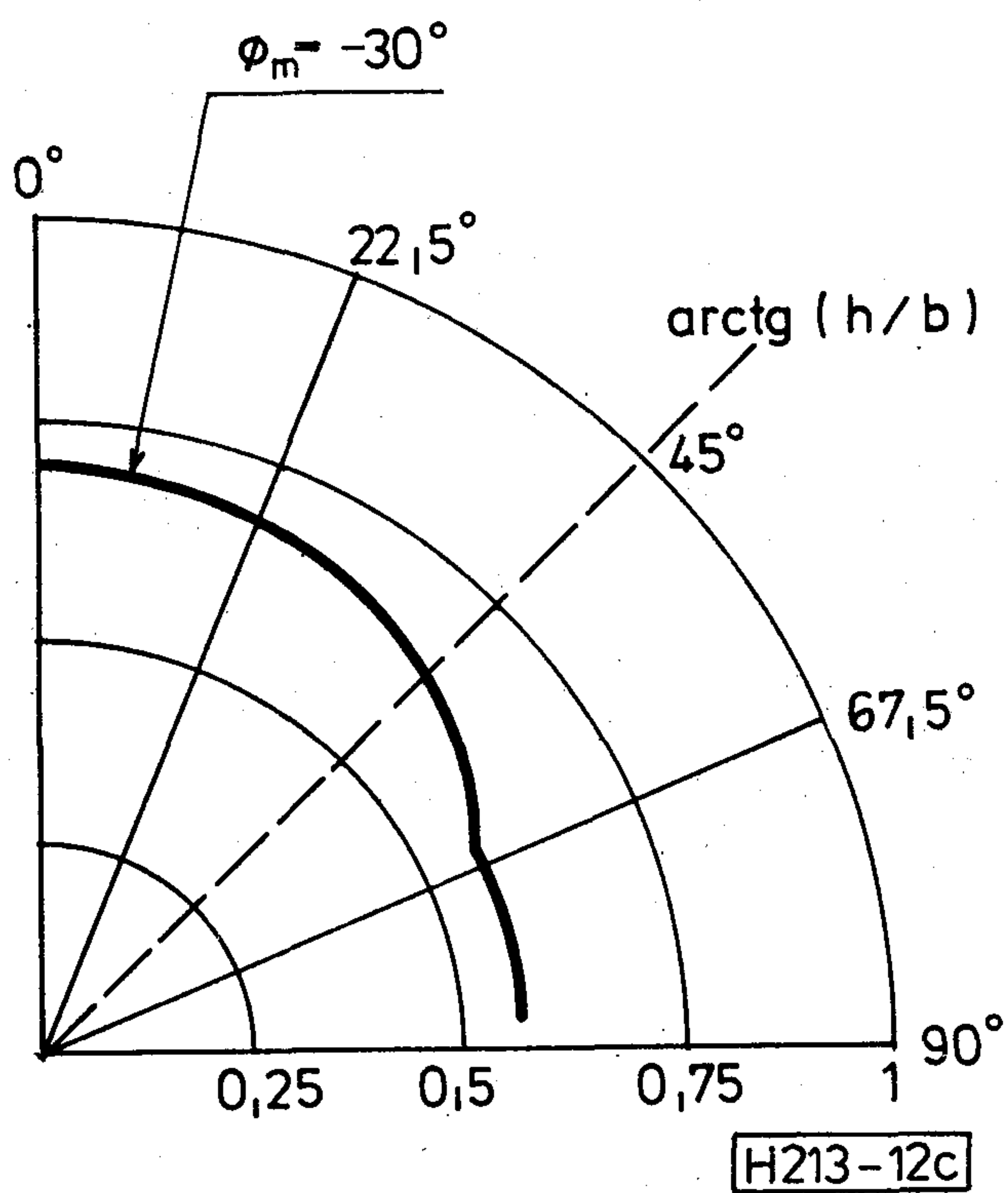
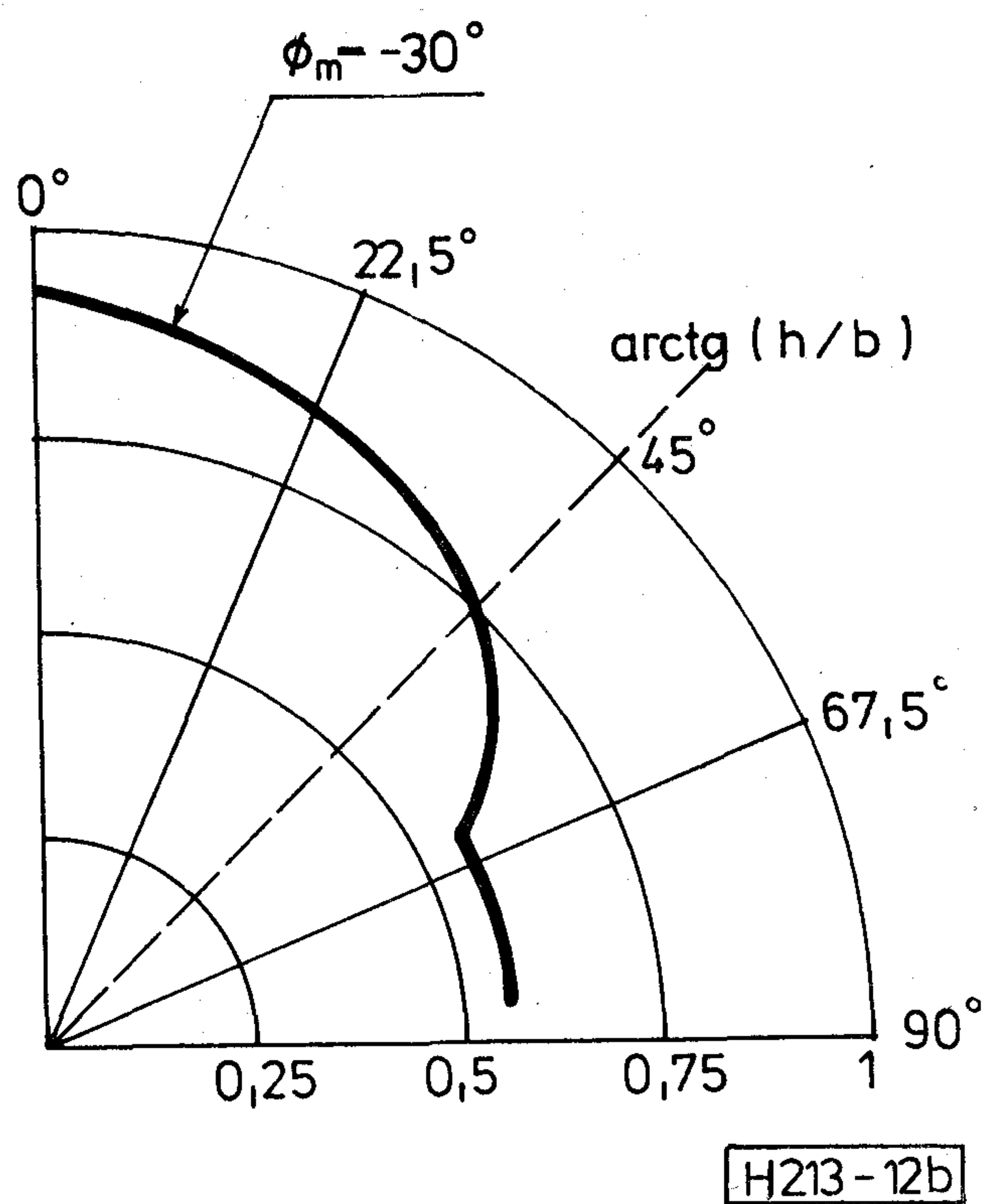
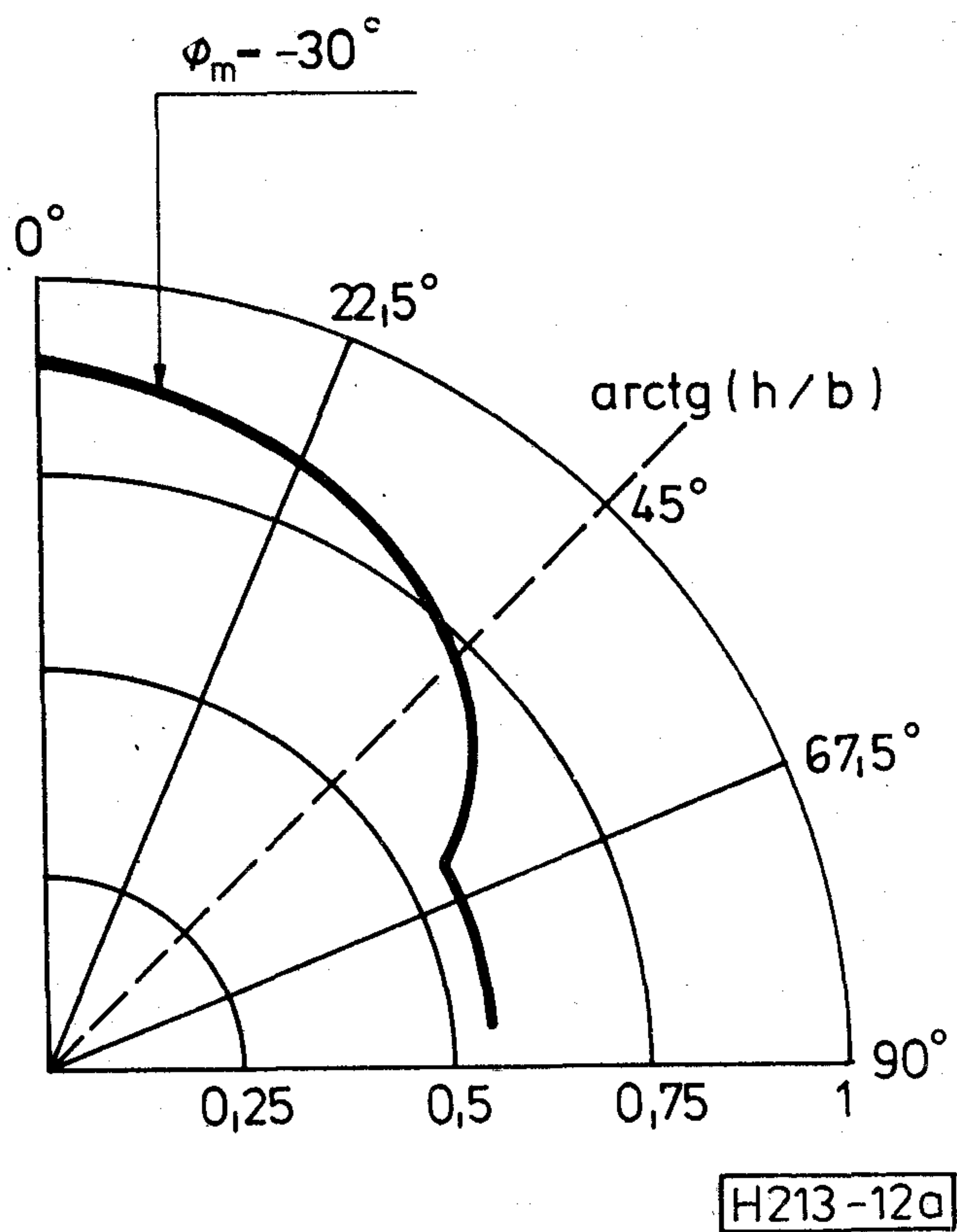
$$E_1(\eta) = E_{1k}(\eta) + \frac{\tilde{\rho}}{2} \eta \sin^2 2\alpha \int_0^b E_2(\zeta) \times \\ \times \frac{d\zeta}{\eta^2 + \zeta^2 + 2\eta\zeta \cos 2\alpha} \quad (13)$$

$$E_2(\zeta) = E_{2k}(\zeta) + \frac{\tilde{\rho}}{2} \zeta \sin^2 2\alpha \int_0^b E_1(\eta) \times \\ \times \frac{d\eta}{\eta^2 + \zeta^2 + 2\eta\zeta \cos 2\alpha}$$

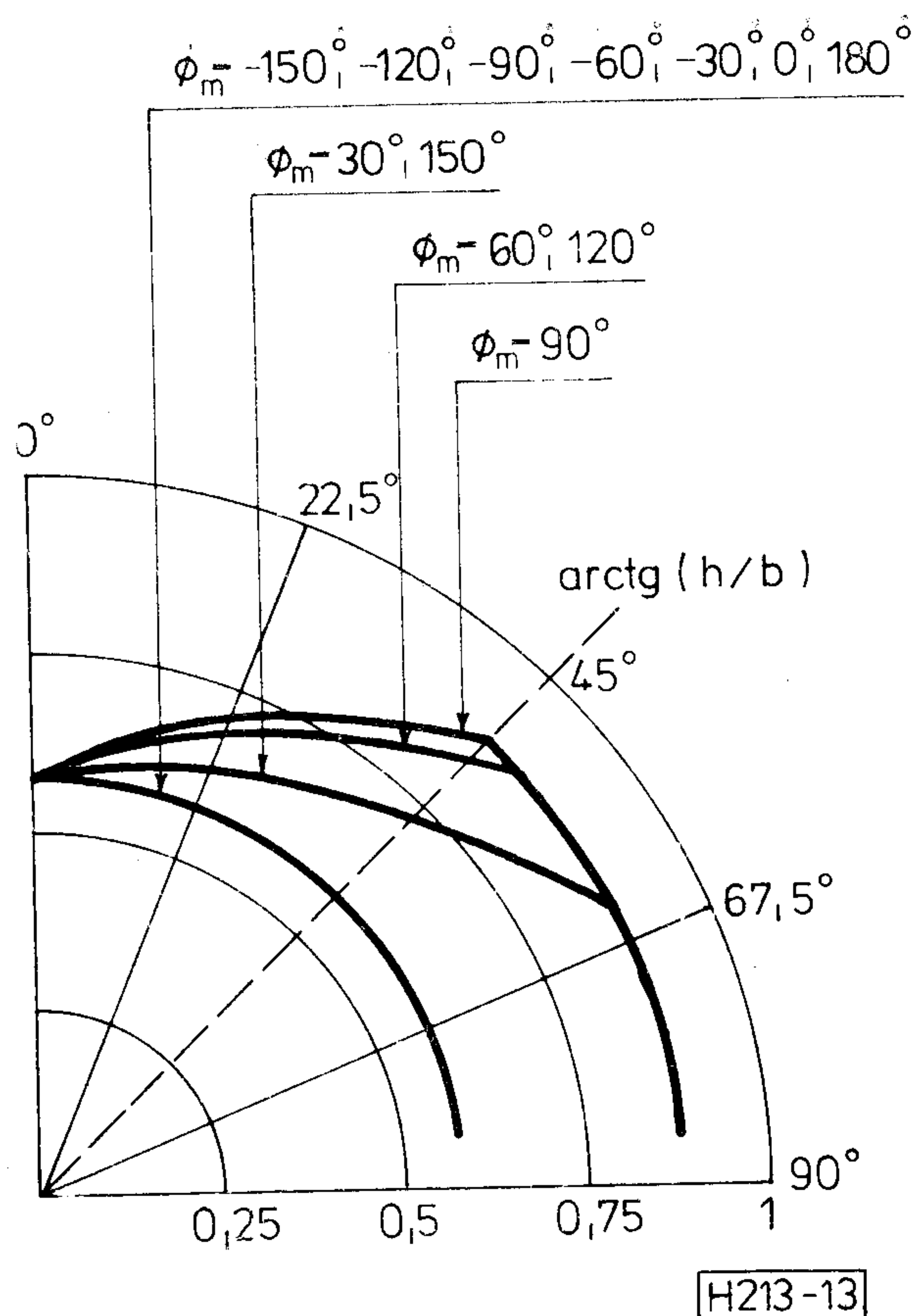
A (13) egyenlet (8)-hoz hasonlóan szukcesszív approximációval jól kezelhető, míg invertálását (legalább is pillanatnyilag) ennek sem tudtuk megoldani.

$\tilde{\rho}_M$ meghatározásakor az átlagoláshoz a „megfigyelt” felületet a 8. ábrán láthatóval analóg módon választjuk meg, amikor is — a 9. ábrát is figyelembe véve — $A_D = 2a \cdot 1$ és $A_{DM} = 2a \cdot \cos \Theta_M$. Az átlagreflektancia pedig

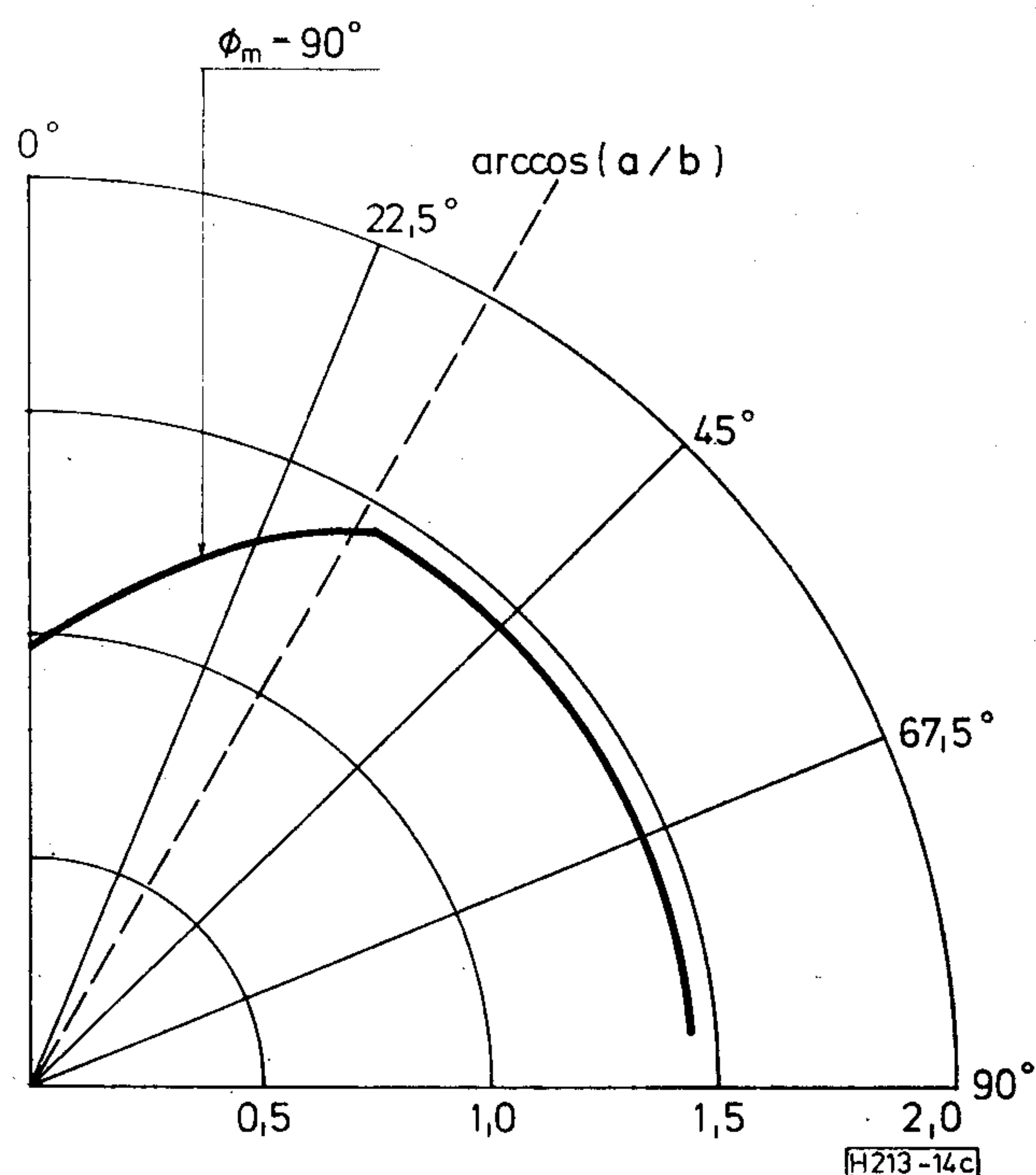
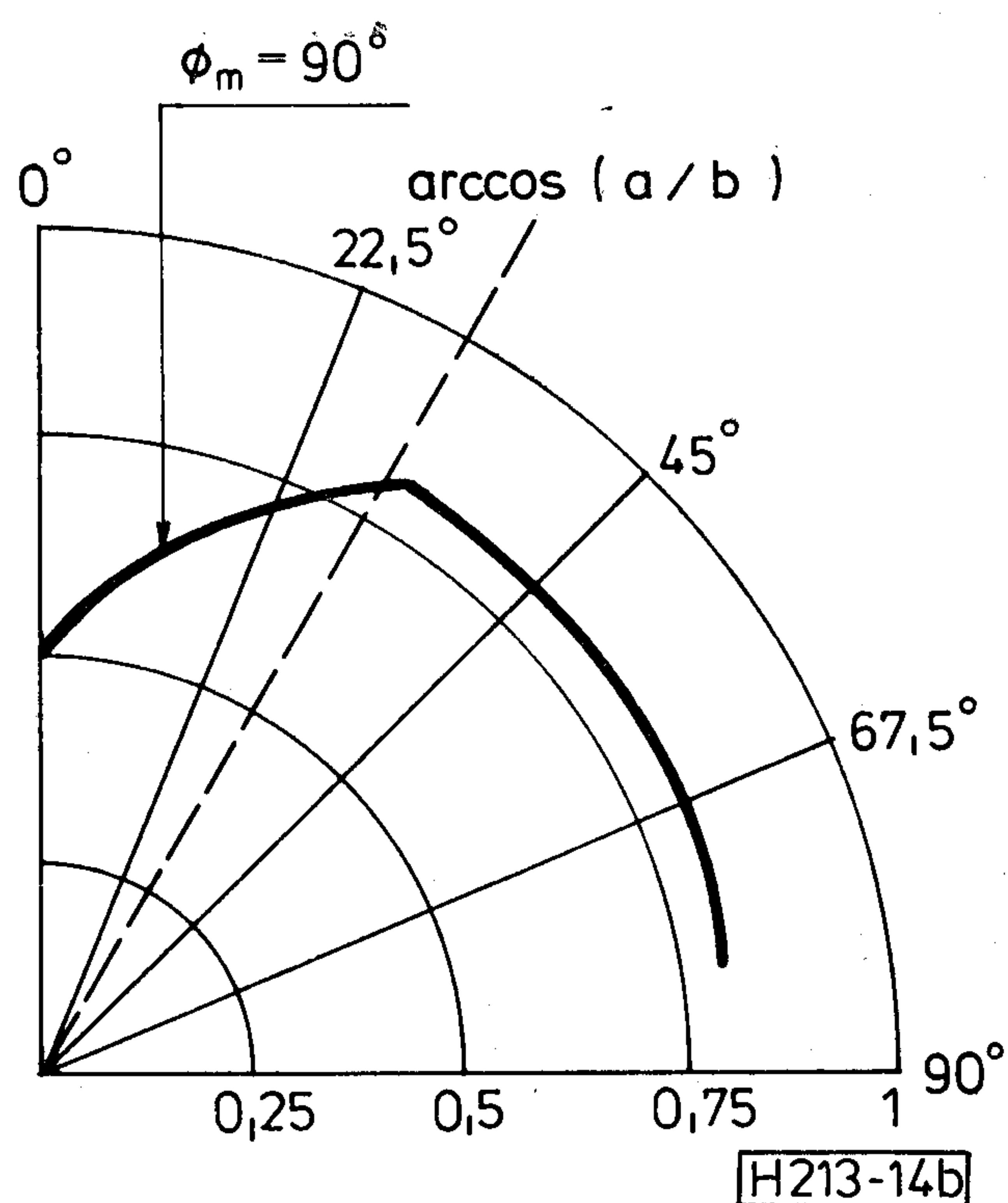
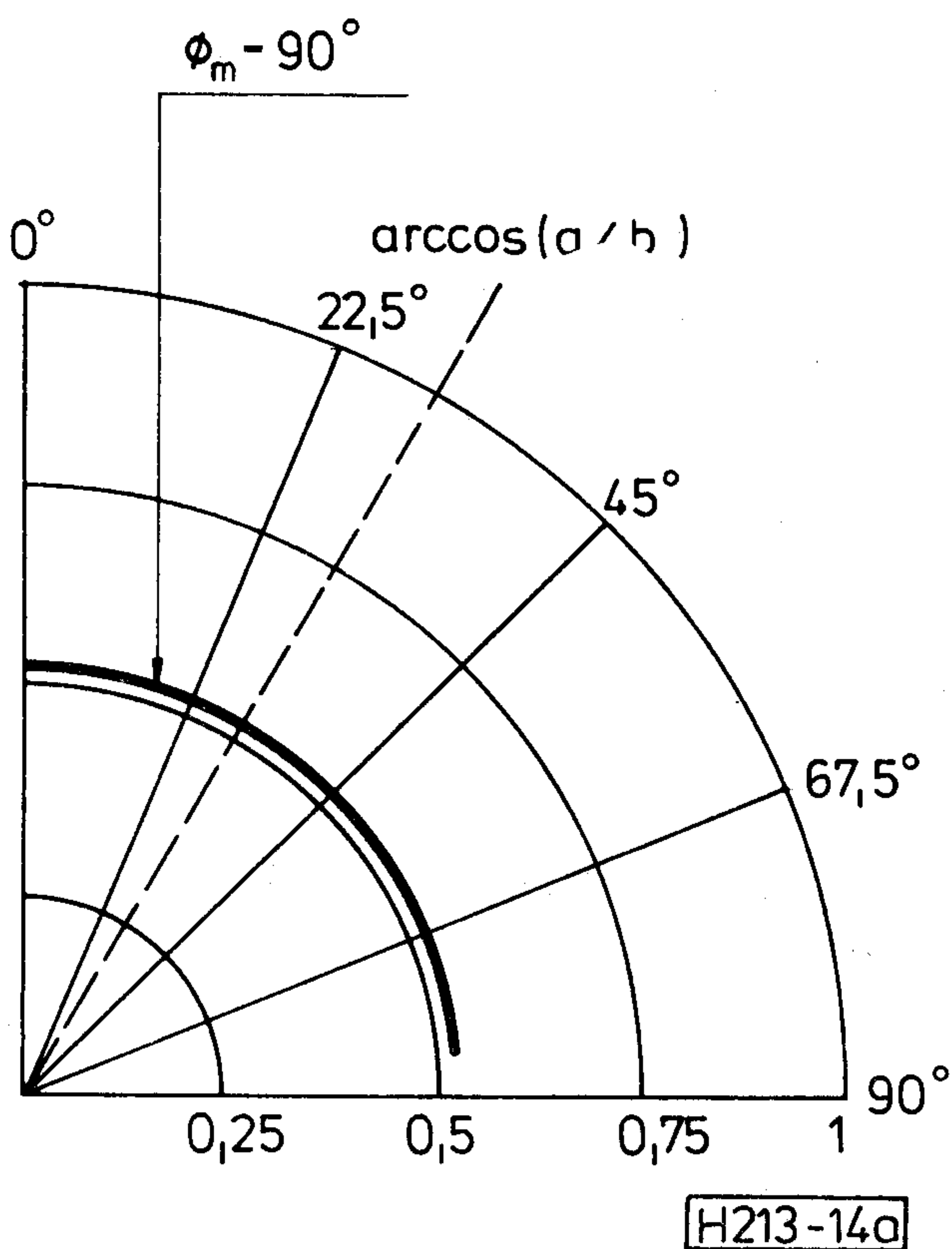
$$\tilde{\rho}_M = \frac{\tilde{\rho} \cdot 1 \left(\frac{\pi}{2} - \Theta_M \right)}{2a \cos \Theta_M \left[L_0 \cos \Theta_0 1 \left(\frac{\pi}{2} - \Theta_0 \right) + \pi L_t \right]} \times \\ \times \left\{ 1 \left(\frac{\pi}{2} - \Theta_{M1} \right) \cos \Theta_{M1} \int_{\eta_{11}}^{\eta_{12}} E_1(\eta) d\eta + 1 \left(\frac{\pi}{2} - \Theta_{M2} \right) \times \right. \\ \left. \times \cos \Theta_{M2} \cdot \int_{\zeta_{21}}^{\zeta_{22}} E_2(\zeta) d\zeta \right\}, \quad (14)$$



12. ábra. Négyzetkeresztmetszetű barázda-modell viselkedése változó megvilágítási irány mellett, miközben $\phi_m = -30^\circ$. A Nap helyzete: a) $\theta_0 = 0^\circ$, ϕ_0 tetszőleges. b) $\theta_0 = 30^\circ$, $\phi_0 = 0^\circ$. c) $\theta_0 = 30^\circ$, $\phi_0 = 90^\circ$. d) $\theta_0 = 45^\circ$, $\phi_0 = 90^\circ$.



13. ábra. Négyyszögkeresztmetszetű barázda-modell viselkedése változó műszer-pozíció (látóirány) esetén. A Nap helyzete $\Theta_0 = 45^\circ$, $\Phi_0 = 90^\circ$, azaz a megvilágítási irány merőleges a barázdairányra



14. ábra. Háromszögkeresztmetszetű barázda-modell viselkedése változó megvilágítási irány mellett, miközben $\Phi_m = 90^\circ$. A Nap helyzete: a) $\Theta_0 = 0^\circ$, Φ_0 tetszőleges. b) $\Theta_0 = 25^\circ$, $\Phi_0 = 90^\circ$. c) $\Theta_0 = 60^\circ$, $\Phi_0 = 90^\circ$. Ez utóbbi esetben Θ_m csökkenésével a kifényesedés olyan erős, hogy $\tilde{q}_M/\tilde{q} > 1$ áll elő, s ezért az ábrán kétszeres léptékváltás található!

ahol η_{11} és η_{12} az „1” felület, ζ_{21} és ζ_{22} a „2” felület láthatósági határa a műszer irányából nézve; Θ_{M1} és Θ_{M2} a műszer látóirányának az $\bar{n}_{01}$ illetve $\bar{n}_{02}$ normálisokkal bezárt szöge.

(11) és (14) alapján általánosabban is kimondhatjuk, hogy a barázdált vagy göröngyös felszín, a domborzat, az egyenetlen magasságú növényzet stb. — azaz az árnyékot is tartalmazó felszín nemlamberti sugárzó, s viselkedésében a közvetlen átsugárzás fontos szerepet játszik.

5. Diskusszió

Bár a 3. és 4. pontokban leírt (igen egyszerű) barázda-modellek eredő energiaeloszlását leíró csatolt integrálegyenlet rendszert invertálni nem sikerült, numerikusan meg lehetett oldani elég egyszerűen. Így a (Θ_M, Φ_M) irányban visszavert energia és $\varrho_M(\Theta_M, \Phi_M; \Theta_0, \Phi_0; \varrho)$ is számolható. A teljes program pl. BASIC-nyelven megírva kisméretű PC-ben is futtatható. Bemenő adatnak az $L_0, L_e, \Theta_0, \Phi_0, \varrho$ és a, b, h paramétereket tekintettük, s eredményként ϱ_M -et jelenítettük meg. A megjelenítésnél a

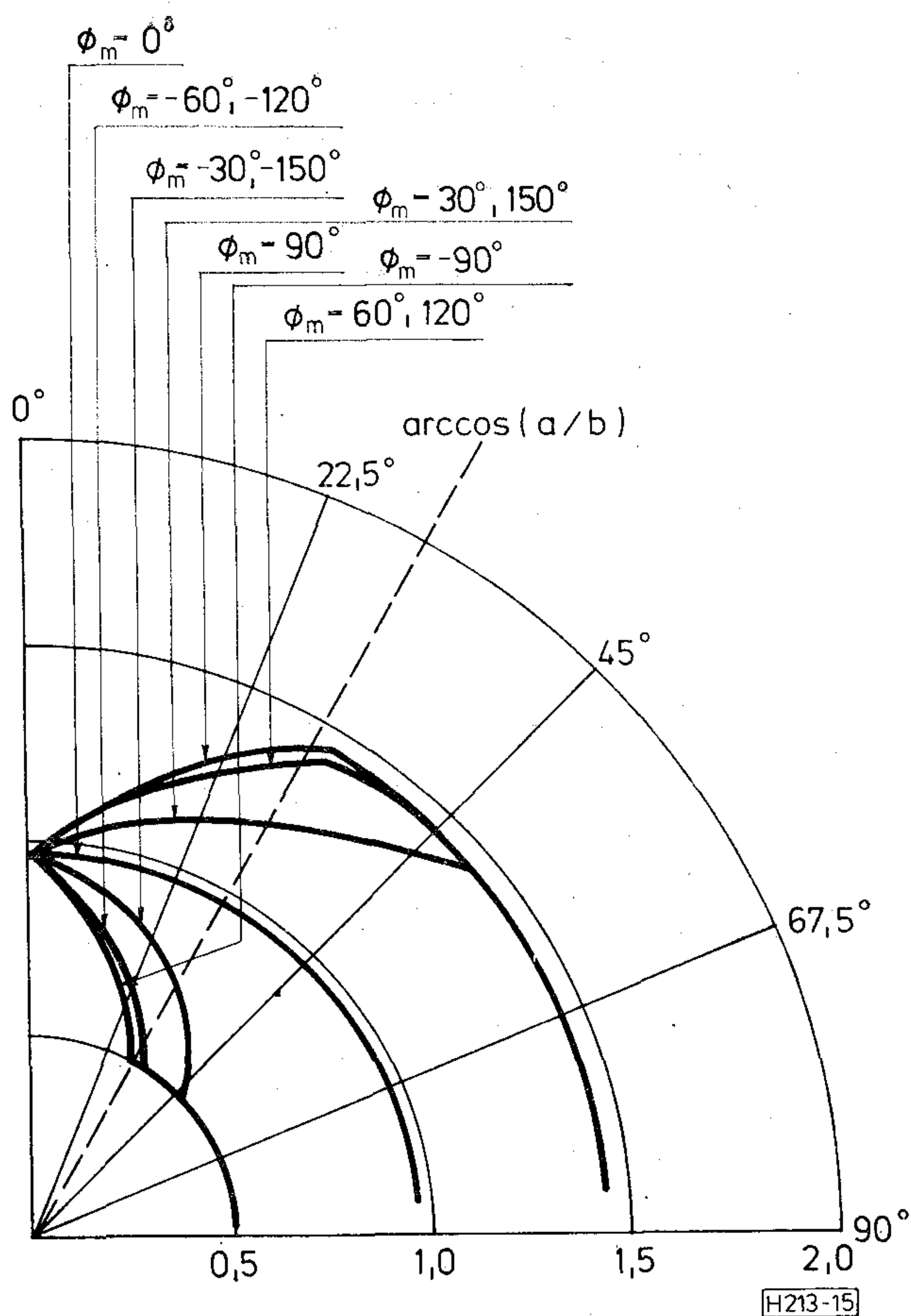
$$\frac{\varrho_M(\Theta_M) | \Phi_M = \text{const}}{\varrho} \equiv RO < THM, FI m > / RO \quad (15)$$

görbékét rajzoltattuk fel a $\Phi_M \equiv FI m$ paraméter léptetésével. A következőkben bemutatandó ábrákon az $a=b=h=1$ négyzetkeresztmetszetű és az $a=0,5; b=1$ egyenlő oldalú háromszög keresztmetszetű barázdákra vonatkozó adatok szerepel-

nek $L_0=1$ és $\varrho=0,2$ paraméterek mellett. (A $\varrho=0,2$ jó tájékozódást tesz lehetővé a magyarországi művelt talajok többsége esetén.) Az égbolt-fényesség általában $L_e=0,1$, de bemutatjuk L_e változásának — $L_e=0,3$ — a hatását is.

Már a levezetett összefüggésekből — (29) és (41) — is láttuk, hogy a visszavert sugárzás nagyfokú anizotrópiát mutat. Ezt a modellel végzett numerikus vizsgálatok messzemenően megerősítették. Részletesebben elemezve: Árnyékban lévő, csak L_e által megvilágított felszín a háromszögmodell esetén izotróp, a négyzetmodell esetén kvázi-izotróp (gyengén anizotróp) mutatkozik — 10. ábra. A pontosan a zeniten ($\Theta_0=0^\circ, \Phi_0$ tetszőleges) álló Nap esetén még elegendően szimmetrikusak a megvilágítási viszonyok. — 11. ábra. — Ekkor a háromszögmodell még izotróp marad, mivel az „1” és „2” felület megvilágítottsága szigorúan megegyezik, az egyenlőszárú háromszög feltételezés miatt. A négyzetmodell már erősen anizotróp mind Θ_M , mind Φ_M függvényében. Egyéb megvilágítási irányok esetén az anizotrópia mértéke nagyon megnő — 12.—15. ábrák. Külön is érdemes kimondani, hogy az árnyékban lévő felszín nem tekinthető sötétnek (10. ábra).

Az anizotrópia nagymértékben függ mind a megvilágítási iránytól, mind a látóiránytól. A 12. ábrán a négyzetmodell viselkedését láthatjuk azonos látóirány mellett változó Nap-irányoknál, míg a 13. ábrán a Nap helyzete állandó és a látóirány változik. A háromszögmodell viselkedését

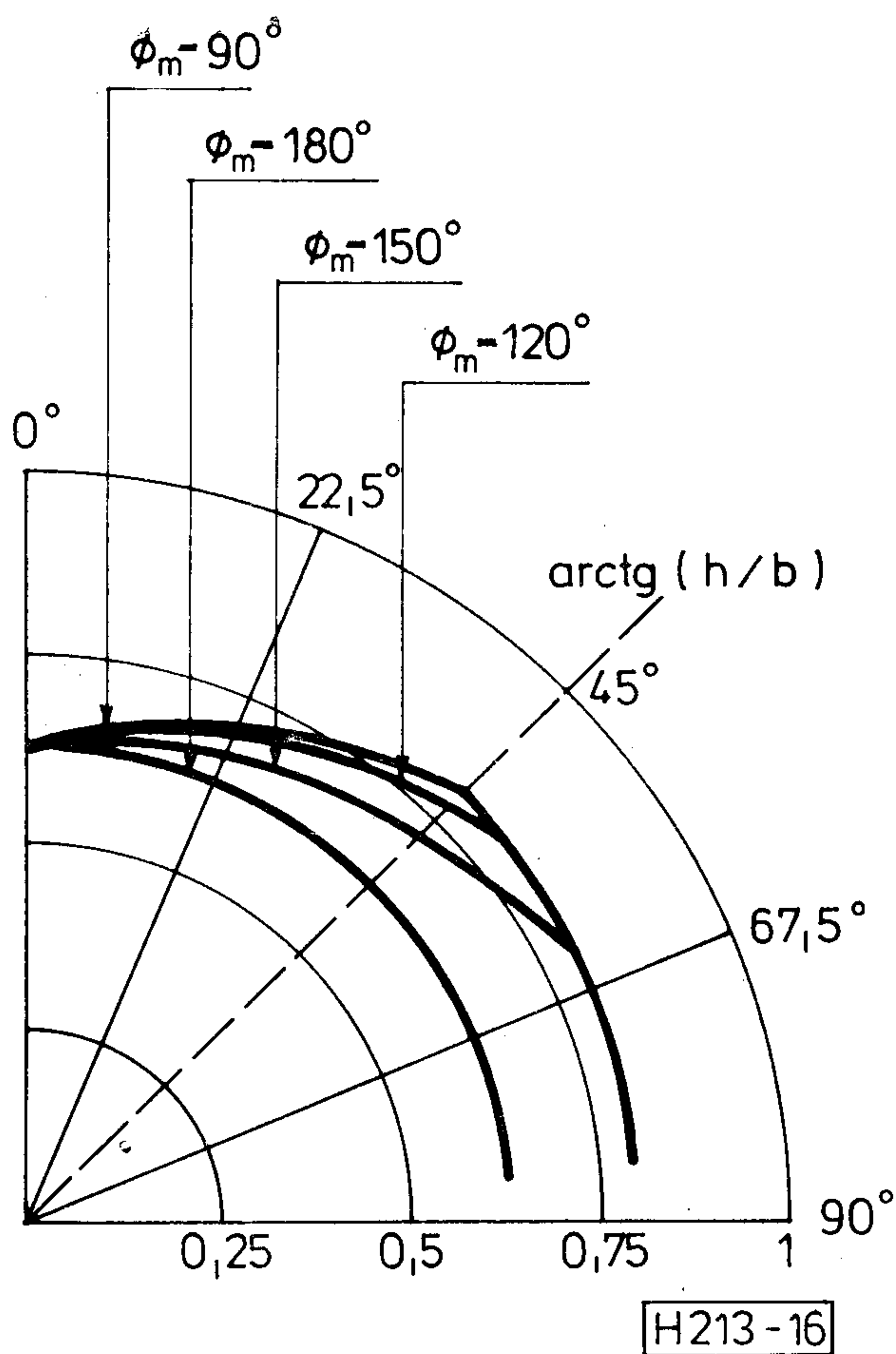


15. ábra. Háromszögkeresztmetszetű barázda-modell viselkedése változó műszer pozíció (látóirány) esetén. A Nap a barázdairányra merőlegesen világít, azaz $\Theta_0=60^\circ, \Phi_0=90^\circ$. Az erős kifényesedés miatt a $30^\circ \leq \Phi_M \leq 150^\circ$ ábrákon $\varrho_M/\varrho > 1$ értékek is fellépnek

analóg paraméterváltozás mellett a 14. és 15. ábrák mutatják.

A barázdafalak közvetlen átsugárzása igen lényeges az eredő energiaeloszlás kialakulásában. Éppen ez az a legfontosabb tényező, amelyik esetenként a $\varrho_M/\varrho > 1$ értékek kialakulásához is vezet. (Természetesen a konkrét értékek kialakulásában szerepe van a profil részfelkszíneinek a látóirányhoz képest eltérő helyzeteinek is.) — 15. ábra. Ugyanakkor figyelemre méltó, hogy a szórt fény arányának a növekedése a közvetlen napfényhez képest a megvilágítottság anizotrópiájának a csökkenése révén a felszín anizotróp viselkedését enyhíti — 16. ábra.

Megállapíthatjuk, hogy a megvilágítási viszonyok illetve a megfigyelési iránytól is függő mértékben a reflektancia Θ_M növekedésével növekedhet is, csökkenhet is ebben az egyszerű geometriájú, nagyon szabályos modellben (pl. 15. ábra). Fel kell figyelünk arra, hogy a modell az (x, z) -síkhöz képest a Nappal megegyező térfélelől végzett megfigyelések esetén növekvő Θ_M mellett kifényesedést (ϱ_M/ϱ növekedését) adja. Ez megegyezik a szántott felszíneknél tapasztaltakkal (pl. 17. ábra). Ugyanezek az eredmények egyben magyarázzák a Nap irányából (az északi féltéken



16. ábra. Négyzetkeresztmetszetű barázda-modell viselkedése változó (relatív) égboltfény esetén. A Nap iránya $\Theta_0 = 45^\circ$, $\Phi_0 = 90^\circ$, a) $L_e = 0,1$, — lásd a 13. ábrát; b) $L_e = 0,3$

a délies jellegű irányokból) végzett megfigyelésekben növekvő Θ_M esetén tapasztalt kifényesedést. A modellt általánosítva nem ennyire szigorú geometria szerkezetekre, várható, hogy a növekvő Θ_M esetén tapasztalható általános talajkifényesedésre is magyarázatot kapunk.

Úgy tűnik, hogy a fentiekén túlmenően a közvetlen átsugárzás hatását nem szabad elhanyagolni sem szabdalt, hegyes vidék (különösen csupasz felszínű vagy világos növényzettel borított hegyek-dombok) adatai értékelésénél illetve felhők (különösen magasabb vagy tornyos gomolyfelhők) napsütötte oldalához közeleső pixelek — 1. ábra — reflexiós értékei meghatározásánál stb. Azonban ekkor a keresztbesugárzási út hosszabb, ezért a vastagabb légréteg hatásait is számításba kell venni.

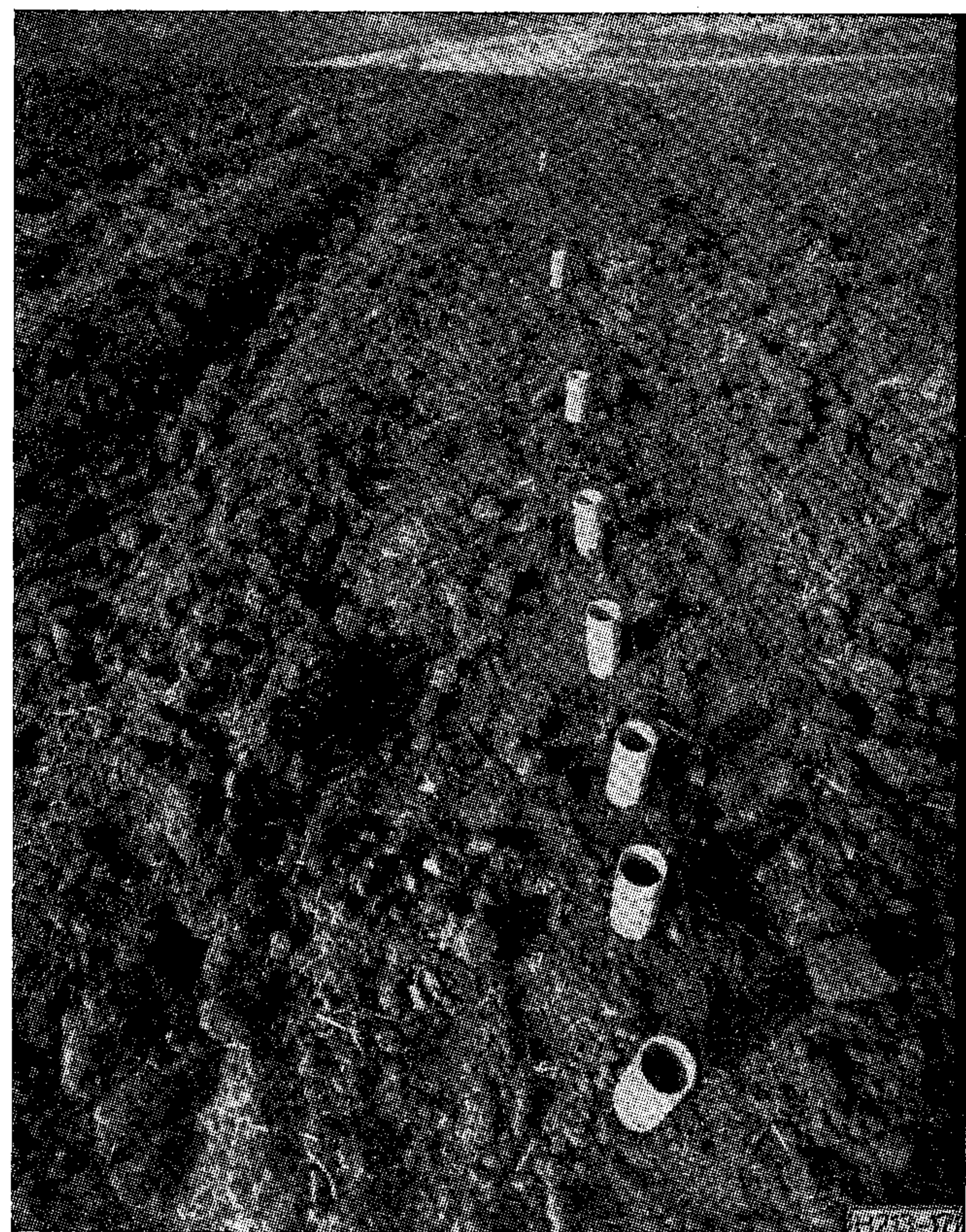
Köszönet: Ez úton is köszönetet mondunk Szilágyi Andrea tud. munkatársnak a munkánkat segítő kooperációért.

A cikkben leírt kutatást az ELTE Geofizikai Tanszékén végeztük a Magyar Tudományos Akadémia támogatásával, alkalmazási részeiben a Földmérési Intézettel kötött szerződés keretében.

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] Guyot G. (1982): Principales Conclusions du Colloque International „Signatures Spectrales D'Objects

- en Teledetection”; in: Signatures Spectrales D'Objects en Teledetection, 345—354, Toulouse.
- [2] Diner D. J., Martonchik J. V. (1984): Atmospheric Transfer of Radiation above an Inhomogeneous Non-Labertian Reflective Ground — I. Theory; J. Quant. Spectr. Radiat. Transfer, 31, 97—125.
- [3] Pfeiffer B. (1982): Untersuchung des richtungsabhängigen Strahlungsverhaltens in multispektralen Abtastdaten; Bildmessung und Luftbildwesen; 50, 35—47.
- [4] Holben B. N., Justice Ch. O. (1980): Topographic Effect on Spectral Response from Nadir-Pointing Sensors; Phot. Eng. and Rem. Sens., 46, 1191—1200.
- [5] Teillet P. M., Guindon B., Goodenough G. G. (1982): On the Slope-Aspect Correction of Multispectral Scanner Data; Canadian J. of Rem. Sens., 8, 84—106.
- [6] Kowalik W. S., Lyon R. J., Switzer P. (1983): The Effects of Additive Radiance Terms on Ratios of Landsat Data; Phot. Eng. and Rem. Sens., 49, 659—669.
- [7] Idso S. B., Jackson R. D., Reginato R. J., Kimbell B. A., Nakayama F. S. (1975): The Dependence of Bare Soil Albedo on Soil Water Content; J. Appl. Met., 14, 190—113.
- [8] Tanre D., Herman M., Deschamps P. Y., de Loffe A. (1979): Atmospheric Modeling for Space Measurements of Ground Reflectances, Including Bidirectional Properties; Appl. Optics, 18, 3587—3594.
- [9] Tanre D., Herman M., Deschamps P. Y. (1981): Influence of the Background Contribution upon Space Measurements of Ground Reflectance; Appl. Optics, 20, 3676—3684.
- [10] Deschamps P. Y., Herman M., Lenoble J., Tanre, D., Viollier M. (1980): Atmospheric Effects in



17. ábra. Felszántott terület barázdára közel merőleges megvilágítás esetén. (FÖMI, Szilágyi Andrea felvétele.) Növekvő Θ_M -nél a $\Phi_M \sim \Phi_0$ irányban erős kifényesedés, a $\Phi_M \sim \pi + \Phi_0$ térfélben elsötétülés látható — a 15. ábrával összhangban

- Remote Sensing of Ground and Ocean Reflectances; Rem. Sens. of Atm. and Oceans, 115-148, Academic Press.
- [11] Otterman J., Ungar S., Kaufmann Y., Podolak M. (1980): Atmospheric Effects on Radiometric Imaging from Satellites under Low Optical Thickness Conditions; Rem. Sens. Env., 9, 115—129.
- [12] Chhikara R. S. (1984): Effect of Mixed (Boundary) Pixels on Crop Propagation Estimation; Rem. Sens. Env., 14, 207—218.
- [13] Slater P. N. (1980): Remote Sensing: Optics and Optical Systems; Addison-Wesley, Reading, Mass.
- [14] Ferencz Cs., Ferenczné Árkos I., Hamar D., Lichtenberger J., Tarcsai Gy. (1984): Ferde talajfelszín vizsgálata; tanulmány ELTE GEO-EXP.
- [15] Richardson A. J., Wiegand C. L., Gaussman H. W., Guellar J. A., Gerbermann A. H. (1975): Plant, Soil and Shadow Reflectance Components

- of Row Crops; Phot. Eng. and Rem. Sens. 41, 1401—1407.
- [16] Suits G. H. (1983): Extension of a Uniform Canopy Reflectance Model to Include Row Effects; Rem. Sens. Env., 13, 113—129.
- [17] Kimes D. S. (1983): Remote Sensing of Row Crop Structure and Component Temperatures Using Directional Radiometric Temperatures and Inversion Techniques; Rem. Sens. Env., 13, 33—55.
- [18] Otterman J. (1977): Monitoring Surface Albedo Change with Landsat; Geoph. Res. Lett., 4, 441—444.
- [19] Otterman J., Robinove C. J. (1983): Landsat Monitoring of Desert Vegetation Growth, 1972—1979 Using a Plant-Shading Model; Adv. Space Res., 2, 45—50.
- [20] Ferencz Cs., Ferenczné Árkos I. (1982): Fizika I—II, A távérzékelésben fontos elektromágneses hullámterjedési jelenségek alapjai; BME Mérnöki Továbbképző Intézet, M 323—324, Budapest.

Szemle

Összeállította: Gál Ferenc

1986. áprilisában Helsinkibe érkeztek azok az első kínai gyártmányú színes tv-készülékek, amelyeket európai használatra gyártottak a pekingi TV gyárban. A 14"-os típusokat a finn Kaukomarkkinat cég importálja, aki a szóban forgó készülékeket Finnországon kívül Svédországban, Norvégiában, Dániában és Izlandon is teríteni kívánja. A kínai készülékek mellett a kedvező beszerzési árak miatt döntöttek. A Helsinkibe érkezett mintakészülékek a biztonsági előírások és a zavar sugárzási követelmények szempontjából egyaránt jól vizsgáztak.

A színes tv-készülékeket a kínaiak japán technológiával és japán alkatrészek felhasználásával állítják elő, így pl. a pekingi gyár japán képcsövet épített be. Ugyanebben a pekingi tévégyárban saját tv-képcső gyártás is van, csak idő kérdése, hogy Kína mikor lesz önálló színes tv-képcsővekből is. A kínaiak nem feltétlenül érdekeltek az exportban, mivel a hatalmas belső piac felvevő képessége hihetetlenül nagy és itt lényegesen jobb árakat lehet elérni, mint az exportpiacokon. Így pl. Kínában egy színes tv-készülék körülbelül 1000 jüanba kerül, ami átszámítva kb. 800 DM.

(VTRT Világpiaci Tükör, 1986/3.)

*

1985-ben a lengyel Unitra külkereskedelmi vállalat 231 000 db színes tv-képcsövet exportált, ami 60 000 db-bal több az előző évben kiszállított mennyiségnél. Legnagyobb felvevő Magyarország, ahová Lengyelország a képcsőgyártás kiépítéséhez nyújtott deviza-hitel keretében 1985-ben 160 000 db színes tv-képcsövet szállított.

Érdekes megvizsgálni az Unitra színes tv-képcsőveinek főbb felvevőpiacait, mely az alábbi országokból tevődik össze:

Jugoszlávia	20 000 db
Bulgária	14 000 db
NSZK	13 000 db
Románia	6 000 db
Spanyolország	5 000 db
NDK	5 000 db
Törökország	3 000 db
Anglia	2 000 db

Mivel a szocialista országok az export egy részét konvertibilis devizában fizetik, így az Unitra 1985.

évi színes tv-képcső exportárbevétele 10 millió dollár és 22 millió rubelt tett ki. 1986-ban Lengyelország márt 300 000 db színes tv-képcsövet exportálhat, mely az ez ideig szállított 20" és 22"-os típusok mellett 14"-os képcsővekkal egészül ki.

(VTRT Világpiaci Tükör, 1986/3.)

*

Az európai KGST-országok távbeszélő központjainak automatizáltsági foka (százalék)

	Automata helyi központok aránya		Távhívás lebonyolítására alkalmas központok aránya	
	1974	1984	1974	1984
NDK	100	100	88	96
Csehszlovákia	97	98	54	83
Szovjetunió	94	99	49	84
Bulgária	82	97	20	74
Lengyelország	85	89*	41	63
Románia	75	83	26	59**
Magyarország	81	87	20	41

* 1983-ban

** 1982-ben

(Világ gazdaság, 1986. augusztus 8.)

*

Jövőre beindul a keményüvegű H4 halogénizzó gyártása a Tungramnál: ez is része a vállalat árbevételének 50—60 százalékát hozó fényforrás-gyártáson belül elkezdett termékszerkezet-váltásnak. (A vállalat részese-dése a fényforrások világtermeléséből 3—4 százalék.) A magyar vállalat több japán és európai gépkocsigyár közvetlen szállítója; a legutóbb a Toyotát sikerült megnyernie vevőkre tagjául. A fejlesztő apparátus leterheltsége miatt úgy döntöttek, hogy az automata gyártósort a H4 típust ugyan nem, de egyéb fényforrásokat és berendezéseket régóta előállító — japán Ivaszaki céggel együtt alkotják meg. A szerződés 1985. októberében lépett életbe: azóta Budapesten kikísérletezték azokat az új anyagokat, amelyek a keményüvegű H4 fényforrás összetevői és kialakították a konstrukciót is. Az 1987-ben munkába álló gépsorról első sorban Japánba kerülnek a fényszórólámpák.

(Világ gazdaság, 1986. január 25.)

(Folytatás a 82. oldalon.)

A tranziens intermodulációs torzítás (TIM) keletkezésének vizsgálata

CLAUS, ADAMS—DR. PÓCZA ATTILA—
SOMLAI TAMÁS



ÖSSZEFOGLALÁS

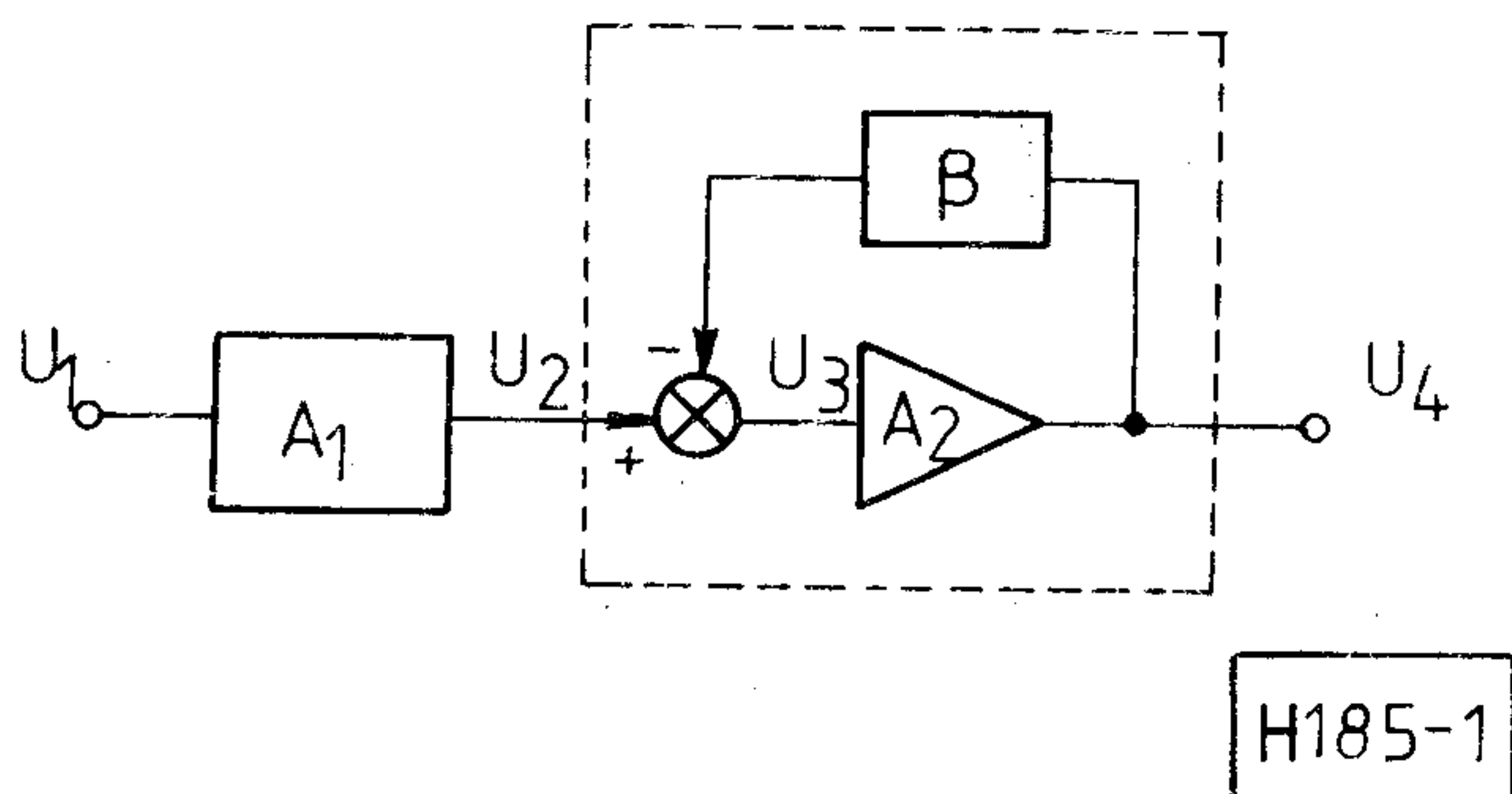
A nagy hanghűségű hangfrekvenciás átviteli berendezések vizsgálati módszerei az utóbbi időben az erősítők valódi, dinamikus üzemét jobban kifejező, ún. tranziens intermoduláció (TIM) meghatározásával bővültek. A cikk a TIM keletkezésével és az elméleti számításokból levonható következtetésekkel, tervezési szempontokkal foglalkozik.

1. Bevezetés

A dinamikus intermodulációs, ezen belül a tranziens intermodulációs torzítások létrejöttének okai-
val, ezek mérhetőségével, a vonatkozó mérés-
technikai kérdésekkel több cikkben is foglalkoz-
tunk már a „Híradástechnika” hasábjain [1], [2].
A témával kapcsolatban megnyilvánuló érdeklő-
dés, a hozzánk érkező kérdések hatására szüksé-
gesnek láttuk, hogy visszatérjünk a TIM elméle-
téhez, és a korábbinál részletesebb matematikai
leírást adjunk, hiszen a levonható következtetések
nagyon lényegesek a magas hanghűségű erősítők
tervezésénél. Nanjainkban egy olyan erősítő,
melynek nemlineáris torzítása igen kisértékű
ugyan, de jelentős TIM torzítással rendelkezik, a
világpiacon — még közepesnek mondható igények
esetén is — szinte már eladhatatlan. Külföldi
szaklapok a magas hanghűségű erősítők minősíté-
sénél szinte kivétel nélkül megadják a TIM torzí-
tás mértékét, sokszor a vonatkozó frekvencia
spektrum mellékelésével. Véleményünk szerint a
hazai gyakorlatban is időszerű lenne tranziens
intermodulációs torzítás mértékének megadása az
erősítők műszaki jellemzői között.

2. Erősítőmodell a TIM — torzítás vizsgálatához

A TIM-torzítás keletkezését a 1. ábrán látható
erősítőmodell alapján vizsgálhatjuk.



1. ábra. A vizsgált erősítő modellje

Beérkezett: 1986. III. 13. (#)

Híradástechnika XXXVIII. évfolyam, 1987. 2. szám

PROF. CLAUS ADAMS

Egyetemi tanulmányait az Aacheni Műszaki Egyetemen 1966-ban fejezte be, híradástechnika szakon. Első tudományos tevékenységét a fiziológiai akusztika területén végezte. Később tengeri információs rendszerek fejlesztésében vett részt, víz alatti akusztikai kérdésekkel foglalkozott. 1975-től a Wilhelms-

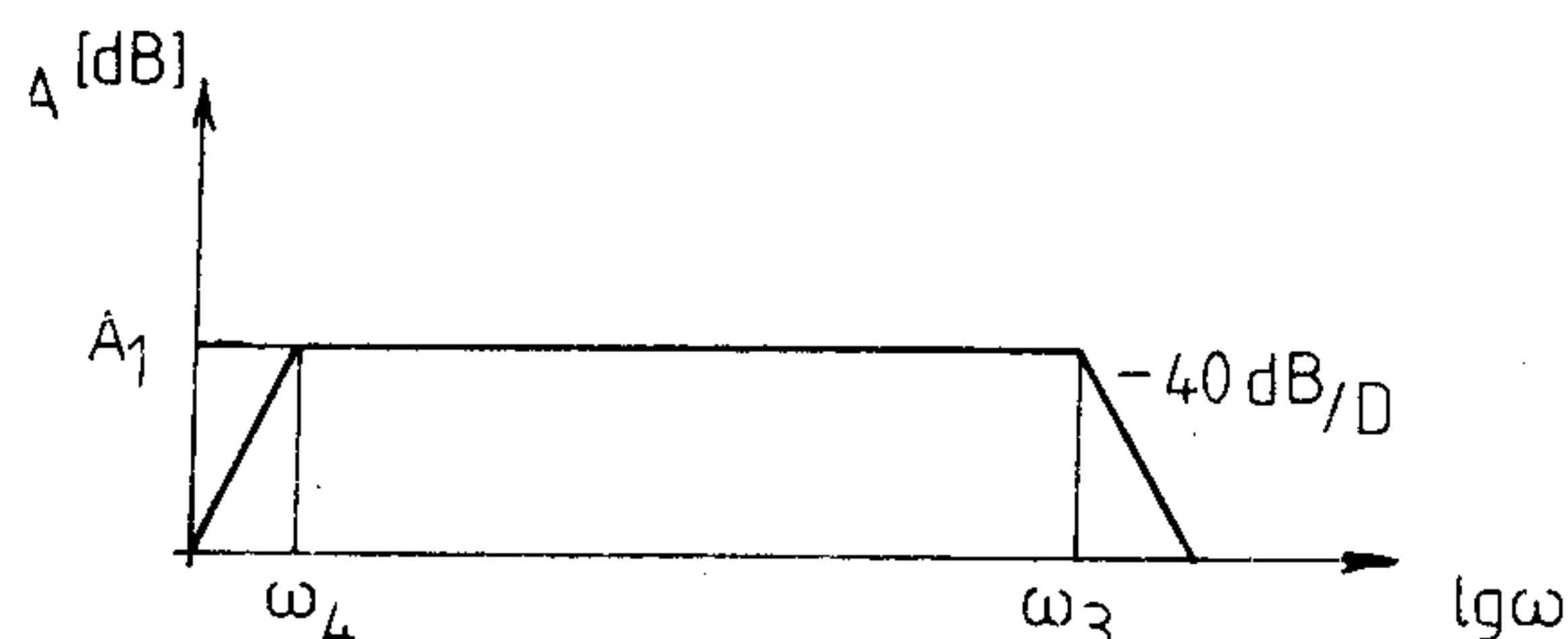
haveni Műszaki Szakfőiskola professzora (Fachhochschule Wilhelmshaven). A félvezető kapcsolástechnika, híradástechnika szaktárgyak oktatásában vesz részt. Jelenlegi kutatási szakterülete a tranziens intermoduláció mérés-technikája, és egyéb speciális impulzustechnikai áramkörök alkalmazása és mérés-technikája.

A teljes erősítőt a következő fokozatok alkotják:

- A_1 előerősítő, melynek $A_1(\omega)$ erősítése frekvenciafüggő
- A_2 teljesítményerősítő, melynek frekvenciafüggő nyílthurkú erősítése $A_2(\omega)$
- β -átvitelű frekvenciafüggetlen visszacsatoló hálózat.

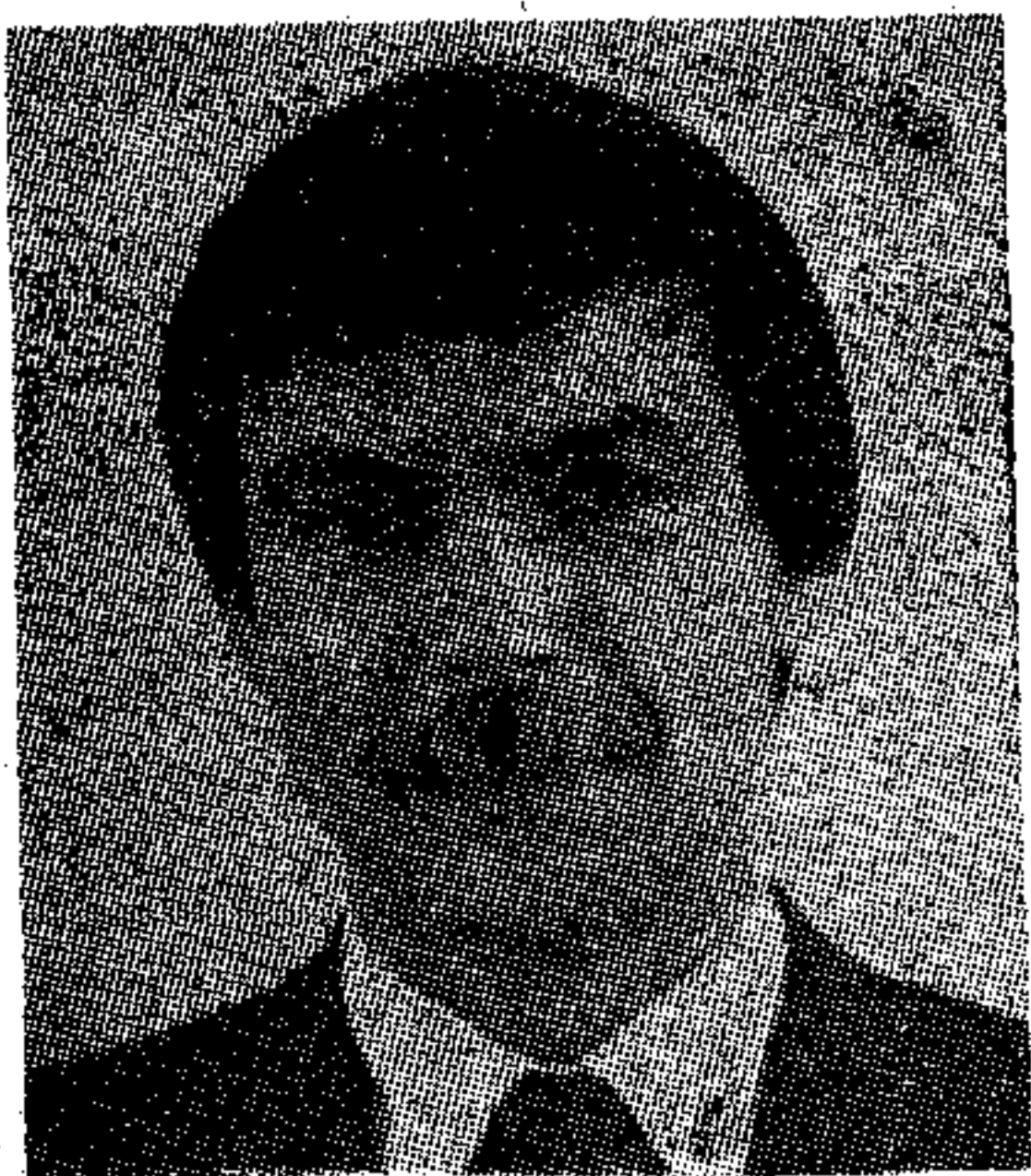
A modellben szereplő A_1 előerősítő olyan négy-pólusnak tekinthető, amely a visszacsatolt teljesítményerősítőt a valóságos viszonyoknak megfelelően sávkorlátozott jellel hajtja meg. Így a teljes erősítő bemenetére kerülő $U_1(t)$ meghajtott jel sáv szélessége elvileg korlátlanul nagy lehet. Az elő- és teljesítményerősítő frekvenciafüggésének feltételezett Bode-diagramját a 2., ill. 3. ábra tünteti fel. A bemutatott karakterisztikák az esetek nagy többségében jó közelítéssel írják le a valódi erősítők frekvenciamenetét.

Az erősítés karakterisztikák feltételezéseinknek megfelelően az előerősítőnél másodfokú, a végerősítőnél elsőfokú pólust tartalmaznak. Ezen utóbbi pl. a szokásos kompenzáló hálózatokat tartalmazó kapcsolásoknál a valóságos viszonyoknak igen jól megfelelő közelítés.



H185-2

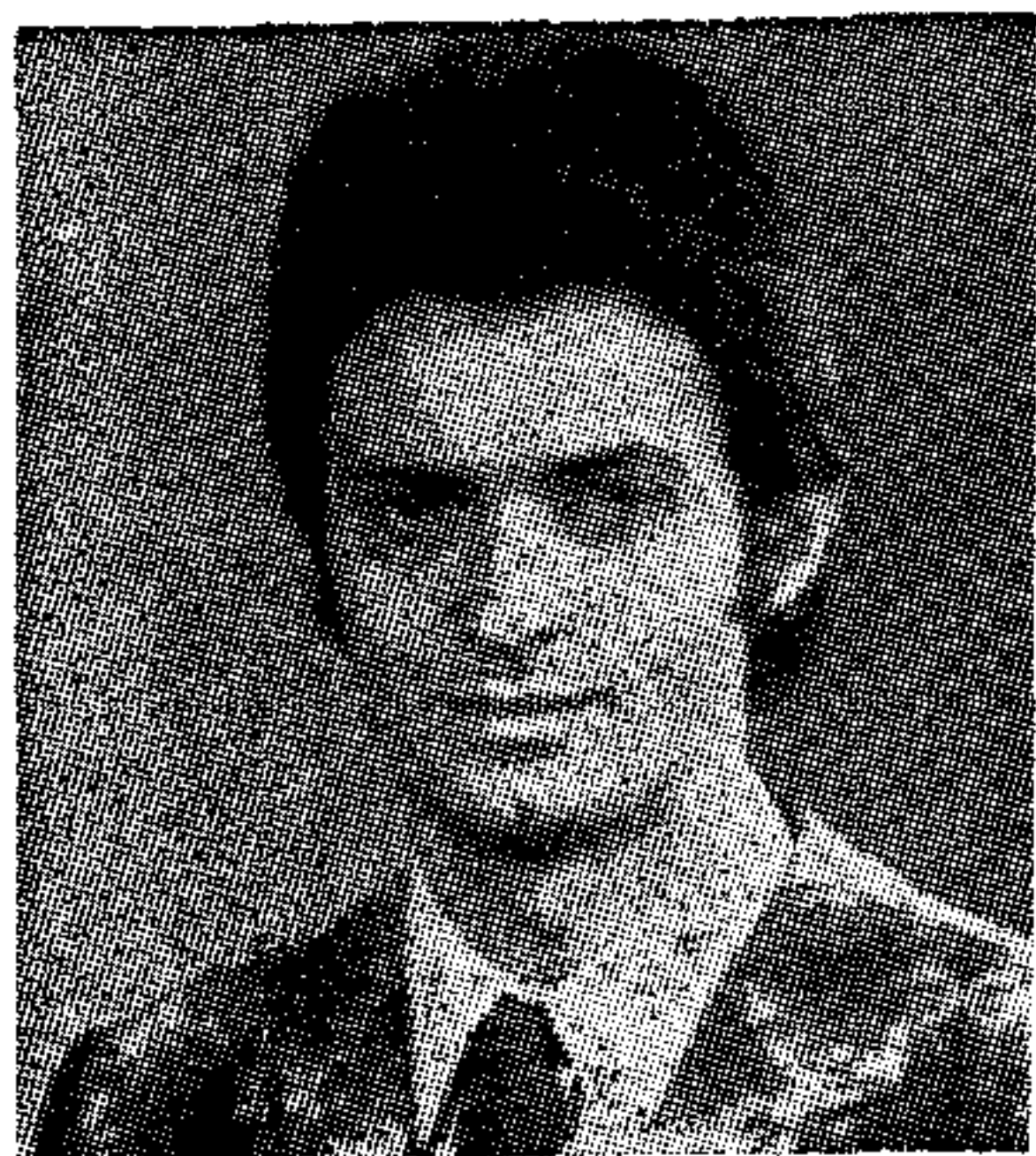
2. ábra. Az előerősítő fokozat erősítésének frekvenciamenete



DR. PÓCSA
ATTILA

A Budapesti Műszaki
Egyetemen 1967-ben
 villamosmérnöki okle-

velet, 1977-ben egye-
temi doktori fokozatot szer-
zett. Előbb a HIKI fej-
lesztő mérnöke, majd a
Kandó Kálmán Villa-
mosipari Műszaki Fő-
iskola oktatója, főiskolai
tanár. Művelt szakterü-
lete: PLL elmélete és
alkalmazástechnológiája,
nagy hanghűségű erősí-
tők tervezési kérdései, di-
namikus torzítások. Több
szabadalom, főiskolai
jegyzet, szakcikk szer-
zője, ill. társszerzője.



SOMLAI TAMÁS

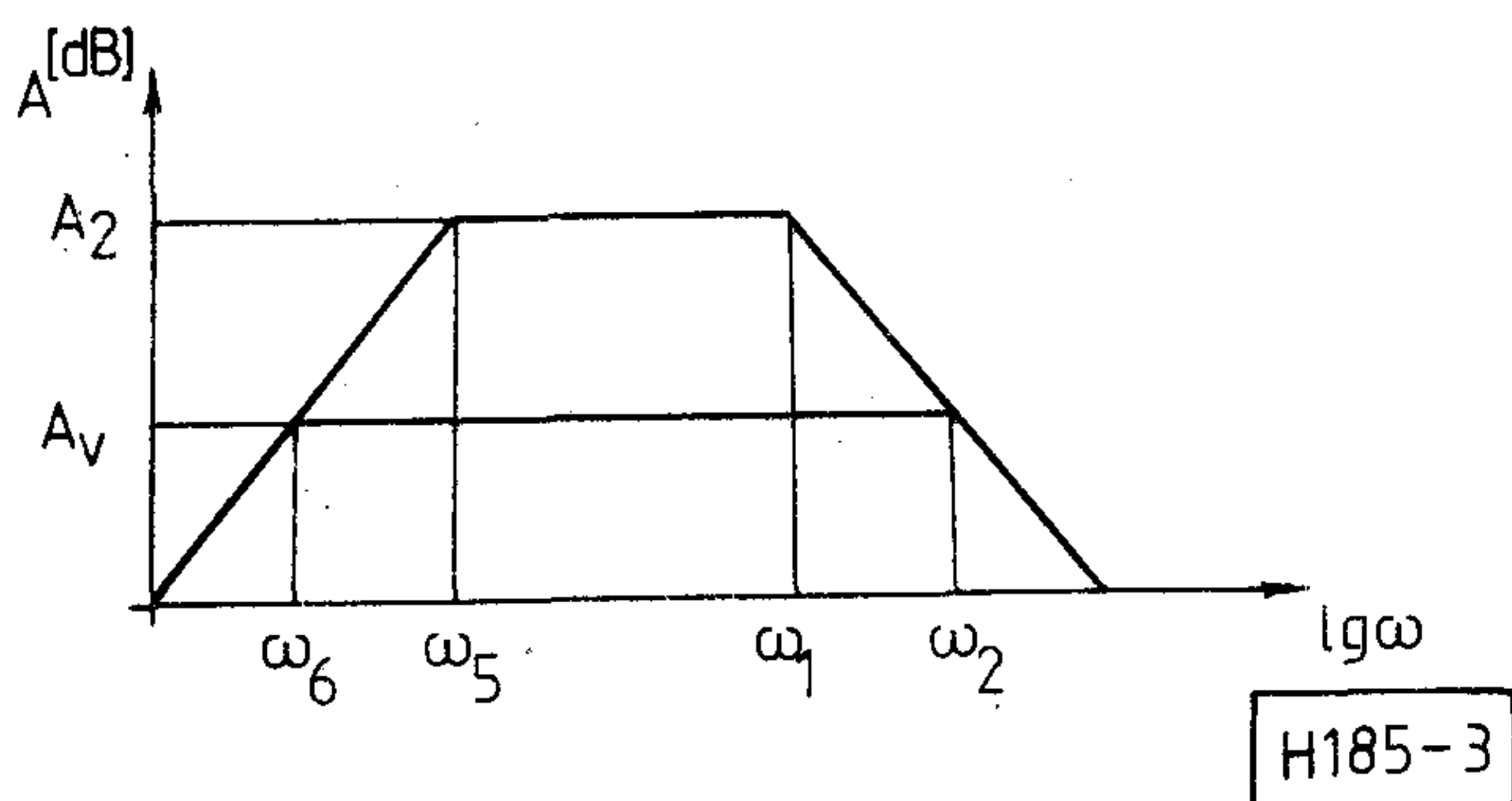
1973-ban szerzett diplo-
mát a BME Villamos-

mérnöki Karának Hír-
adástechnikai szakán.
Ezután a magyar—NDK
államközi munkaerőko-
operációs szerződés ke-
retében három évig dol-
gozott a drezdai Robot-
ron Elektronikai Vállal-
atnál. 1977 óta a Kandó
Kálmán Villamosipari
Műszaki Főiskola Hír-
adásipari Intézetének
munkatársa, jelenlegi
beosztása adjunktus. Ér-
deklődési területe: Di-
namikus torzítások csök-
kentésének lehetőségei,
zajcsökkentő eljárások, di-
gitális jelfrögzítés.

A teljesítményerősítő Bode-diagramja feltün-
teti a visszacsatolás hatására lecsökkent erősítést
is (A_v), melynél egyúttal a visszacsatolás mértéke
az ω_1 felső határfrekvenciát ω_2 -re növeli (3. ábra).
Ezek a jellemzők a negatív visszacsatolás ismert
alapegyenleteinek segítségével számíthatók:

$$A_v = \frac{A_2}{1 + A_2\beta} \quad (2.1)$$

$$\omega_2 = \omega_1(1 + A_2\beta) \quad (2.2)$$



3. ábra. A végerősítő fokozat erősítésének frekvencia-
menete

A továbbiakban feltételezzük, hogy mindkét erő-
sítő fokozat alacsonyfrekvenciás pólusa 0 Hz-en
van. Tehát

$$\omega_4 = \omega_5 = \omega_6 = 0 \quad (2.3)$$

Ez az egyszerűsítés azonban a TIM szempontjából
nem módosítja a későbbiekben levonható követ-
keztetéseket, csupán a számítások egyszerűsítését
szolgálja.

3. Az ugrásjellel vezérelt erősítő modell tranziens válaszjeleinek vizsgálata

A vizsgálatot a Laplace-transzformáció segítségé-
vel végezzük. A 2. és 3. ábra Bode-diagramjainak
megfelelően, valamint a 2.3. egyenlet figyelembe-
vételével felírhatjuk az elő- és végerősítő fokozat
„p” komplex frekvenciatartománybeli erősítés-
függvényeit:

$$A_2(p) = A_2 \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_1}} = \frac{A_2}{1 + pT_1} \quad (3.1)$$

$$A_1(p) = \frac{A_1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_3}\right)^2} = \frac{A_1}{(1 + pT_3)^2}, \quad (3.2)$$

ahol a $T_i = \frac{1}{\omega_i}$

$i = 1, 2, 3$ helyettesítéseket alkalmaztuk.

Az 1. ábra alapján a Laplace-transzformált fe-
szültségekre a következő összefüggések írhatók
fel:

$$U_2(p) = U_1(p) \cdot A_1(p) \quad (3.3)$$

$$U_3(p) = U_2(p) - \beta U_4(p) \quad (3.4)$$

ahol

$$U_4(p) = U_3(p) \cdot A_2(p) \quad (3.5)$$

A TIM szempontjából a végfokozat bemenetére
kerülő U_3 jel vizsgálata a legfontosabb:
A 3.3—3.5 egyenletekből:

$$U_3(p) = \frac{A_1(p)}{1 + \beta A_2(p)} \cdot U_1(p) \quad (3.6)$$

Összetett zenei jelek időtartománybeli vizsgálata során megállapítható, hogy e jelek — a zenei
anyagtól függően — gyakran tartalmaznak ugrás-
függvénnyel közelíthető változásokat. Alkalmaz-
zunk ezért bemeneti vizsgálójelként U_1 ampli-
tudójú egységugrást:

$$U_1(p) = \frac{U_1}{p} \quad (3.7)$$

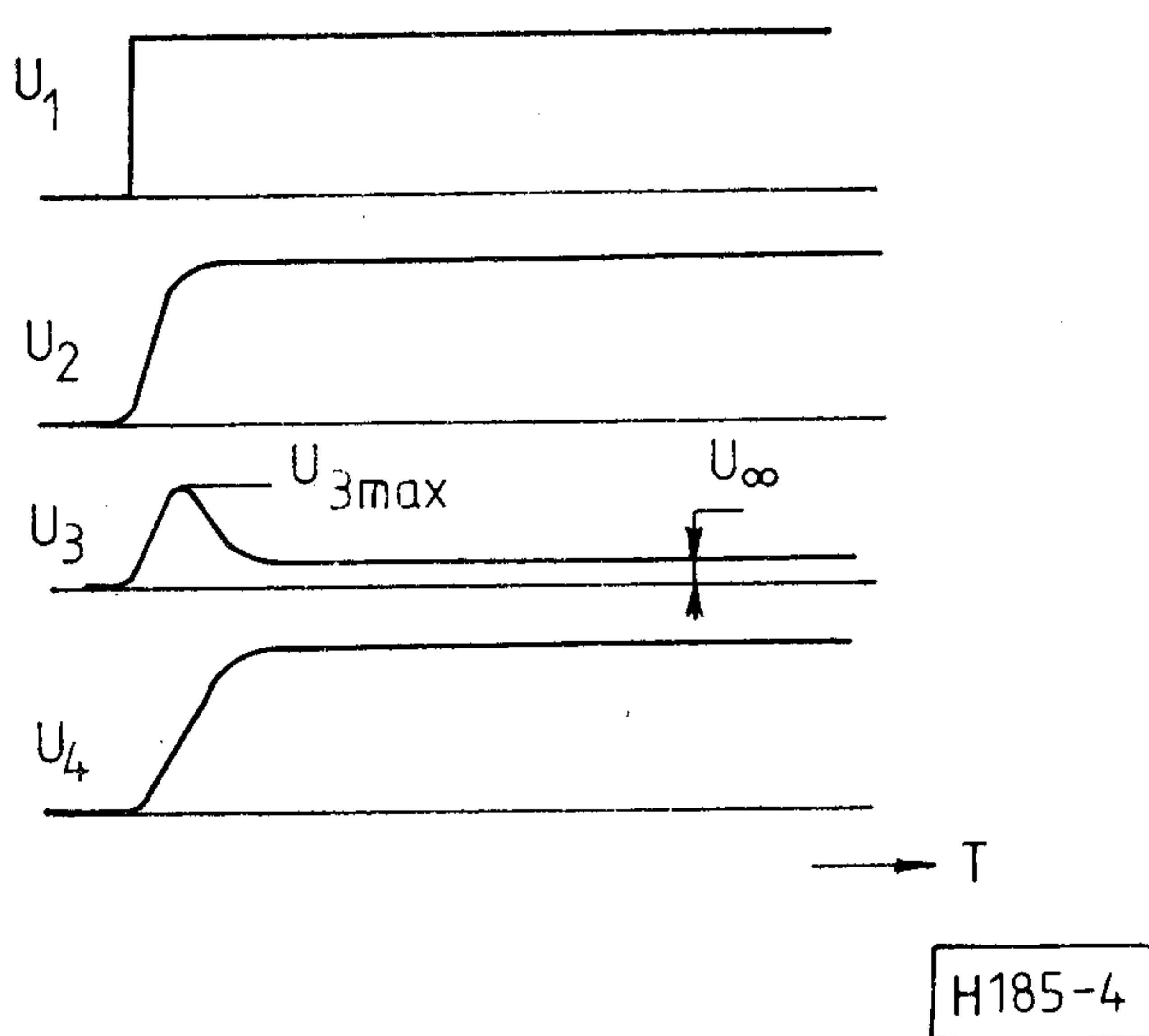
Ennek hatására a végfokozatot vezérlő jel Laplace-
transzformáltja 3.6-ból (felhasználva a 3.1 és 3.2
egyenleteket is):

$$U_2(p) = \frac{A_1 \cdot U_1 \cdot (1 + pT_1)}{p \cdot (1 + A_2\beta) \left(1 + p \frac{T_1}{1 + A_2\beta}\right) (1 + pT_3)^2} \quad (3.8)$$

A visszacsatolás mértékét jelöljük α -val:

$$\alpha = 1 + A_2\beta \quad (3.9)$$

Ezt bevezetve, valamint az $A_1 = 1$ egyszerűsítő
feltételezéssel élve a 3.8 egyenlet módosult alakja:



4. ábra. Az erősítő különböző pontjain fellépő feszültségek kvalitatív időfüggvénye a bemeneti egységugrás hatására

$$U_3(p) = \frac{U_1}{\alpha} \frac{1 + pT_1}{p \left(1 + p \frac{T_1}{\alpha}\right) (1 + p \cdot T_3)^2} \quad (3.10)$$

Az időtartományba való visszatranszformálás elvégezhető, ha a kifejezést előbb parciális résztörtekre bontjuk. A hosszadalmas számításnak csak a végeredményét közöljük:

$$U_3(T) = \frac{U_1}{\alpha} \left\{ 1 + \frac{-1}{(1 - \alpha\gamma)^2} \cdot e^{-\alpha\gamma T} + \left[\frac{(\gamma - 1)T}{1 - \alpha\gamma} - \frac{1 + \gamma(\alpha\gamma - 2)}{(1 - \alpha\gamma)^2} \right] \cdot \alpha \cdot e^{-T} \right\} \quad (3.11)$$

$$\text{ahol } \gamma = \frac{\omega_1}{\omega_3} = \frac{f_1}{f_3} = \frac{T_3}{T_1} \quad (3.12)$$

a pólusfrekvenciák, illetve időállandók viszonya; hasonlóképp

$$\alpha \cdot \gamma = \frac{\omega_1}{\omega_3} \cdot (1 + A_2\beta) = \frac{\omega_2}{\omega_3}, \quad (3.13)$$

valamint

$$T = \omega_3 t = \frac{t}{T_3} \quad (3.14)$$

a normalizált idő.

A 3.11 kifejezés egy túllövést tartalmazó tranziens jel időfüggvénye, melynek kvalitatív időbeli lefolyását első közelítésben a 4. ábrán láthatjuk. Itt feltüntettük az erősítő modell különböző fokozatain fellépő U_1 — U_4 feszültségeket is.

Számunkra különösen fontos a végfokozat bemenetére kerülő $U_3(T)$ jel túllövésének mértéke, melyet az $U_{3\max}/U_\infty$ viszonyal fejezhetünk ki. Itt U_∞ az az állandósult feszültségérték, mely a tranziens lecsengése után a végerősítő bemenetén van.

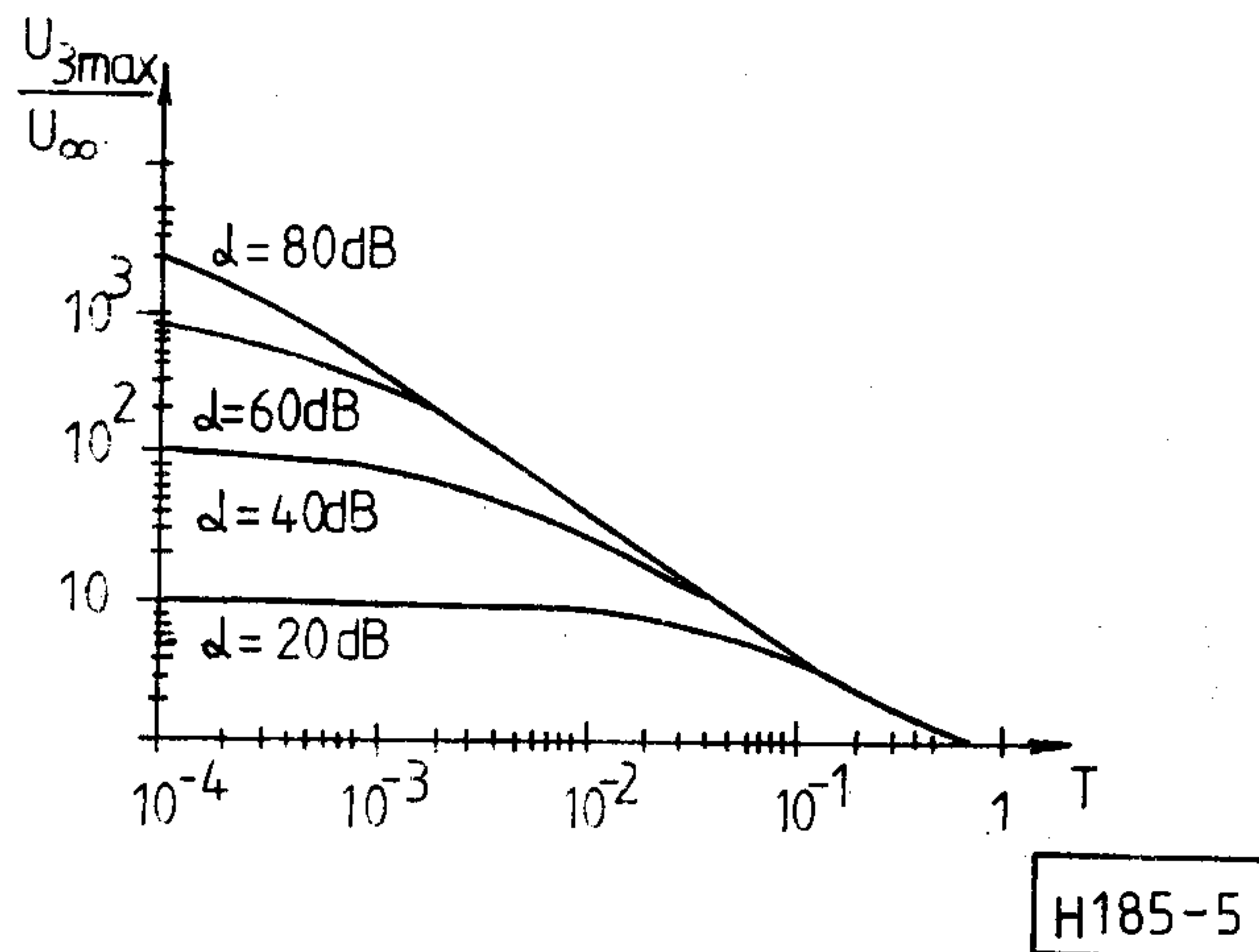
A túllövés kialakulását előidézi az a tény, hogy a végfokozat jelváltozási sebessége (Slew—Rate) a szokásos sávszűrítő kompenzálások alkalmazása

miatt lecsökken, s emiatt a visszacsatolt jel késik. Így a végfokozat bemenetére rövid ideig a szokásosnál jóval nagyobb feszültség kerül, hiszen az erősítő kvázi „nyílt hurokban” működik. Fontos, hogy a túllövés amplitúdója ne haladja meg azt az értéket, mely a fokozat kivezérléhetősége, mert ellenkező esetben a végerősítő meghajtó fokozata rövid időre telítésre kerül, ez pedig a TIM keletkezésének legfőbb forrása.

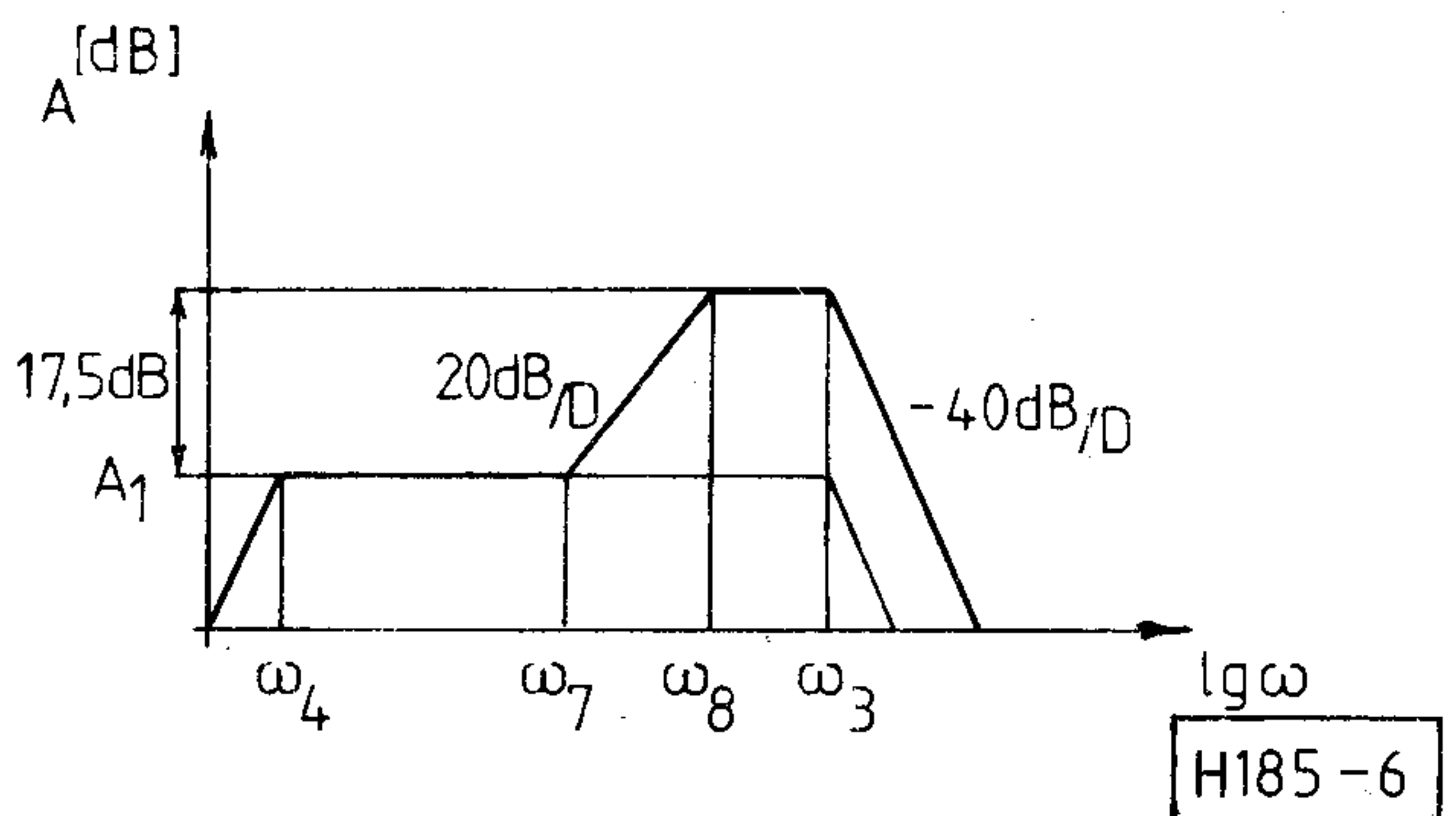
A 3.11 egyenlet számítógépes vizsgálata lehetőséget ad a túllövés mértékének meghatározására. Az analízis során a gyakorlatban előforduló, a valóságos viszonyoknak megfelelő pólusfrekvenciákkal és visszacsatolási értékekkel számoltunk. Az 5. ábra az $f_3 = 30$ kHz; $f_2 = 30$ kHz—1 MHz és $\alpha = 0$ —100 dB értéktartományok mellett tünteti fel az $\frac{U_{3\max}}{U_\infty}$ túllövés mértékét a $\gamma = \frac{\omega_1}{\omega_3}$ frekvenciaviszony függvényében.

4. Az elméleti számításokból levonható következtetések

A diagramból jól látható, hogy az 1. ábrának megfelelő idealizált erősítő modell esetén az $\alpha = 20$ dB-nél nagyobb visszacsatolás esetén már jelentős



5. ábra. A túllövés mértéke a frekvenciaviszony függvényében, a visszacsatolással paraméterezve



6. ábra. Az előerősítő erősítésének frekvenciamenete magasemelés esetén

túllövés jöhet létre és $\alpha \geq 60$ dB visszacsatoláskor létrejövő tranziens a szokásos felépítésű erősítőket mindenképp telítésbe vezérli. Itt megemlítjük, hogy a számítások elvégezhetők arra az esetre is, amikor az előerősítő fokozat erősítéskarakterisztikája magas frekvenciás kiemelést tartalmaz (pl. hangszintszabályozó fokozat magashang-emelés). Ekkor a feltételezett Bode-karakterisztikát a 6. ábra mutatja be.

Az inverz Laplace transzformáció után a végeredményt kiértékelve, azonos visszacsatolási értékek-nél a túllövés mértéke ebben az esetben kb. egy nagyságrenddel nagyobbra adódik [3].

Részleteiben ezt az esetet azért nem vizsgáljuk, mert nagy hanghűségű átvitel esetén magasemelés beépítése az átviteli láncba nem szokás. Jelentősége csupán esetleges korrekciós hálózat beiktatása esetén van. A másik fontos következtetés az, hogy adott visszacsatolás mellett a túllövés mértéke csökkenthető, ha az erősítő nyílt hurkú pólusfrekvenciáját megnöveljük, illetve az előerősítő fokozat sáv szélességét korlátozzuk. Gyakran használatos megoldás ezért a végerősítő

bemenetén egy passzív integráló típusú RC hálózat elhelyezése; ennek pólusfrekvenciáját általában 20 kHz feletti frekvenciákra választják. Méréseink egyértelműen bizonyítják a hálózat TIM csökkenő szerepét (lásd TIM_{30} ill. TIM_{100} a [2] irodalomban).

Ezért az előzőekben ismertetett megfontolásokat, melyeket a különböző felépítésű erősítők mérési eredményei is alátámasztanak, a korszerű, magasabb követelményeknek megfelelő, nagy hanghűségű erősítők tervezésekor mindenképp ajánljuk figyelembe venni.

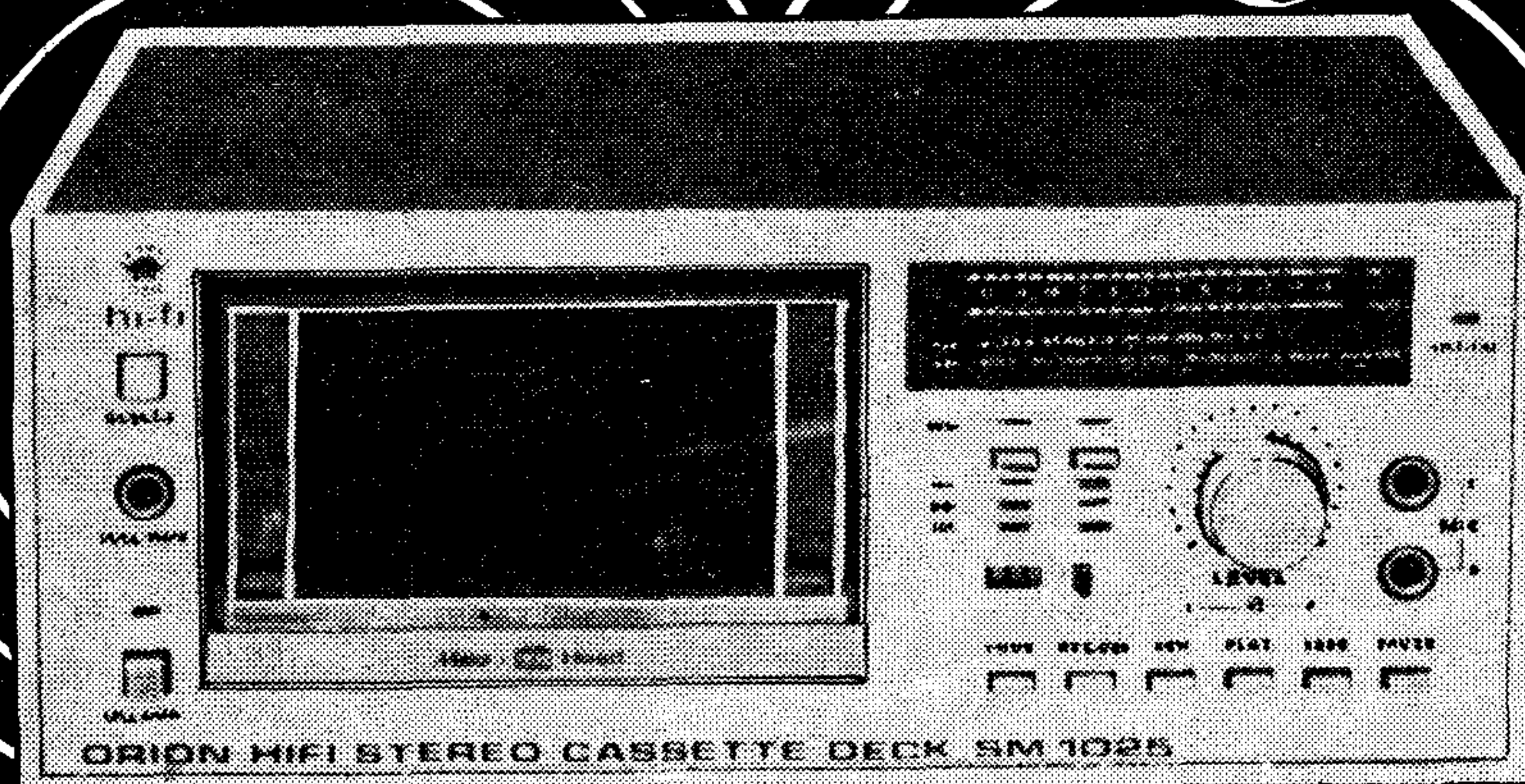
I R O D A L O M

- [1] Dr. Pócza—Somlai: Dinamikus torzítások nagy hanghűségű erősítőkben. Híradástechnika, XXXIII. évf. 1982. 10. szám.
- [2] C. Adams—dr. Pócza—Somlai: A tranziens intermoduláció és mérési módszerei. Híradástechnika, 1985. 8. szám.
- [3] M. Ojala—E. Leinonen: The theory of transient intermodulation distortion. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing Vol. ASSP 25. No. 1. Page 2—8.

ORION



mini hifi



SM 1025 sztereó

kazettás deck

- Elektromos vezérlésű mechanika rovidutas-kapcsolókkal
- „Full autostop” végállaskapcsoló
- SANDUST anyagú keményfej
- Minden szalagtípussal használható (Fe, Cr, FeCr, Metal)
- Fejhallgató és mikrofon csatlakoztatási lehetőség
- Magasszintű feszültségbemenet és kimenet („Vonal”)
- Nagy dinamikatartományú LED-soros kivezérlésjelző csúcseréktartó áramkörrel (Peak hold)

Műszaki adatok:

- Szalagsebesség: 4,76 cm/s ± 1,5%

- Szalagsebesség-ingadozás: 0,12%
- Átviteli sáv szélesség
- Fe szalaggal: 20–15 000 Hz
- Cr, FeCr, Me szalaggal: 20–16 000 Hz
- Torzítás: 1%
- Jel/zajviszony: 56 dB
- Törlési csillapítás: 70 dB
- Áthallás: -35 dB
- Tápfeszültség: 220 V 50 Hz
- Teljesítményfelvétel: 15 W
- Méretek: 280x112x225 mm

A többdimenziós digitális jelfeldolgozás elméleti alapjai és alkalmazási kérdései

DR. KAPITÁNYFY KRISZTINA
Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a többdimenziós digitális jelfeldolgozás matematikai alapjainak tárgyalása után legjellegzetesebb alkalmazásként a FIR- és IIR-szűrők elméletéről ad rövid áttekintést. Néhány tervezési módszer vázlatos ismertetését követően a megvalósítás módjairól is szó esik, egy konkrét szűrő áramköri realizációjával illusztrálva.

1. Bevezetés

Az utóbbi néhány évben világszerte jelentősen megnőtt az érdeklődés a többdimenziós digitális jelfeldolgozás iránt. Ez a tény talán nem is elsősorban a számos gyakorlati alkalmazási területnek köszönhető (képfeldolgozás, meteorológiai előrejelzés, szeizmikus analízis, radar tömb-processzálás stb.), hanem annak, hogy a fejlett technológiával rendelkező országok integrált áramköri- és számítástechnikájának színvonala lehetővé teszi a többdimenziós jelfeldolgozás igen számításgigényes feladatainak viszonylag gyors és elfogadható áron történő megoldását is.

A jelen cikk célja az, hogy rövid áttekintést adjon a témában eddig elért eredményekről, illetve, hogy felhívja a figyelmet a többdimenziós jelfeldolgozás megold(hat)atlan problémáira [1].

A bevezető után a 2. fejezet kétdimenziós (2-D) digitális jelfeldolgozás matematikai alapjaival, a 3. rész a 2-D digitális szűrés elméletével, végül pedig a 4. fejezet a 2-D FIR- és IIR-szűrők tervezésének és megvalósításának leggyakoribb módszereivel foglalkozik.

A cikk folyamán az egyszerűség kedvéért — és a szakirodalom gyakorlatának is megfelelően — a 2-D esettel foglalkozunk csak; ez általában nem megy az általánosság rovására. Továbbá vizsgálatunkat lineáris shift-invariáns (LSI) rendszerekre korlátozzuk, melyeket impulzusválaszuk (képfeldolgozásban a pont szétterülési függvény) egyértelműen meghatároz.

2. A 2-D digitális jelfeldolgozás matematikai alapjai [2]

A 2-D jel olyan függvény, amely az (m, n) szám-párhoz (ahol mind m , mind n egész) egy $x(m, n)$ komplex számot rendel. Az $x(m, n)$ elemeit gyakran mátrix alakban ábrázolják, ekkor — a lineáris algebrában megszokott gyakorlattal ellentétben — m az oszlop, n a sorindexet jelöli.

Az 1-D digitális jelfeldolgozáshoz hasonlóan 2-D esetben is szükség van mintavételezésre, melynek eredményeképpen a folytonos jelből

DR. KAPITÁNYFY KRISZTINA

1977-ben szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetem Híradástechnika Szakán. Azóta a Távközlési Kutató Intézet Jelfeldolgozási és Számítástechnikai Főosztályán dolgozik, jelenleg tudományos munkatársként. Fő érdeklődési területe a digitális jelfeldolgozás. 1981-ben szá-

mitógépes elektronikai tervezés és gyártás témakörben szakmérnöki oklevelet szerzett. 1984-ben fél évet töltött ösztöndíjas-ként a franciaországi Ecole Supérieure d'Electricité-ben, majd onnan visszatérve Kódkonverziók elmélete és alkalmazásai című disszertációjával egyetemi doktori fokozatot szerzett.

diszkrét 2-D tömböt kapunk. Sávkorlátozott jelekre a Nyquist-féle mintavételezési tételhez hasonló elvek érvényesek többdimenziós esetben is.

A továbbiakban olyan fogalmakat és összefüggéseket ismertetünk, amelyek 1-D megfelelője jól ismert. Ez nem meglepő, hiszen az 1-D LSI rendszerek az N-D rendszerek speciális esetének tekinthetők.

- a) Az f függvénnyel jellemzett 2-D rendszer lineáris, ha tetszőleges $x_1(m, n)$ és $x_2(m, n)$ bemenetekre és tetszőleges c komplex konstansra

$$f[x_1(m, n) + cx_2(m, n)] = f[x_1(m, n)] + cf[x_2(m, n)]$$

- b) A 2-D rendszer akkor és csak akkor shift-invariáns, ha $y(m, n) = f[x(m, n)]$ esetén tetszőleges m_0, n_0 egészekre

$$y(m - m_0, n - n_0) = f[x(m - m_0, n - n_0)]$$

- c) A 2-D LSI rendszereket egyértelműen jellemző pont szétterülési függvény az alábbiakban definiált 2-D egységimpulzusra adott válasz

$$u(m, n) = \begin{cases} 1, & \text{ha } m = n = 0 \\ 0 & \text{egyébként} \end{cases}$$

- d) A 2-D LSI rendszerek $y(m, n)$ kimenete az $x(m, n)$ bemenet és a $h(m, n)$ impulzusválasz konvolúciójával számítható, azaz:

$$y(m, n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(k, l)h(m-k, n-l) = x(m, n) * h(m, n)$$

- e) Az $x(m, n)$ diszkrét tömb z -transzformáltja az

$$X(w, z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(m, n)w^{-m}z^{-n}$$

ahol w és z tetszőleges komplex szám; a (w, z) hipersíkbeli konvergencia-tartományt w és z

Beérkezett: 1986. VII. 6. (□)

azon értékei alkotják, melyekre a jobboldal konvergens.

Jelölje $H(w, z)$ a $h(m, n)$ impulzusválasz, $Y(w, z)$ pedig az $y(m, n) = x(m, n) * h(m, n)$ kimenet z -transzformáltját. Ekkor érvényes az $Y(w, z) = X(w, z) \cdot H(w, z)$ összefüggés.

f) Ha egy 2-D sorozat abszolút konvergens, akkor kifejezhető sinusok lineárkombinációjával (2-D Fourier-transzformált):

$$X(\omega, \mu) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(m, n) e^{-j(m\omega + n\mu)}$$

Az inverz Fourier-transzformált a következő alakú:

$$x(m, n) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(\omega, \mu) e^{j(m\omega + n\mu)} d\omega d\mu$$

A fenti összefüggésből látszik, hogy X mind ω , mind μ szerint periódikus, 2π periódus hosszúsággal. A Fourier-transzformált értéke megegyezik a $w = e^{j\omega}$, $z = e^{j\mu}$ -vel jellemzett síkon számított z -transzformált értékével. A megfelelő Fourier-transzformáltakra is érvényes az

$$Y(\omega, \mu) = X(\omega, \mu) \cdot H(\omega, \mu)$$

összefüggés.

g) A diszkrét Fourier-transzformáció (DFT) alkalmazása az 1-D esethez hasonló számítás-technikai előnyökkel jár. Ha feltételezzük, hogy az $x(m, n)$ sorozat elemei csak $0 \leq m \leq M-1$ és $0 \leq n \leq N-1$ esetén különböznek 0-tól, akkor $x(m, n)$ 2-D DFT-je a következő alakú:

$$X(k, l) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} x(m, n) e^{-j2\pi \left(\frac{km}{M} + \frac{ln}{N} \right)}$$

Az inverz DFT az alábbi:

$$x(m, n) = \frac{1}{MN} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{N-1} X(k, l) e^{j2\pi \left(\frac{km}{M} + \frac{ln}{N} \right)}$$

Látható, hogy az $x(m, n)$ diszkrét tömb DFT-je megegyezik a Fourier-transzformált $\omega = 2\pi k/M$, $\mu = 2\pi l/N$

pontokban felvett értékével $0 \leq m \leq M-1$ és $0 \leq n \leq N-1$ esetén. Egyszerűen bizonyítható, hogy a 2-D DFT az alábbi módon 1-D DFT-kre vezethető vissza:

$$X(k, l) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi km/M} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi ln/N} x(m, n)$$

3. A 2-D digitális szűrés elméleti alapjai

Ha egy adott szűrési feladatot olyan áramkörrel valósítunk meg, melynek $h(m, n)$ impulzusválasza csak véges számú 0-tól különböző mintát tartalmaz, akkor ezt az áramkört FIR-szűrőnek nevezzük.

Az $y(m, n)$ kimenet és az $x(m, n)$ bemenet kapcsolatát az

$$y(m, n) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{N-1} x(m-k, n-l) h(k, l)$$

összefüggés írja le. Egy konkrét (m, n) számpárhoz tartozó kimeneti mintát úgy állítunk elő, hogy mintegy maszkot helyezünk a bemeneti tömb megfelelő mintái elé, és ezeknek a vonatkozó impulzusválaszegyütthetőkkel képzett szorzatait összegezzük. Ezután a maszkot akár m , akár n növekedésének irányában továbbléptethetjük, hiszen a kimeneti minták értéke független előállításuk sorrendjétől.

Ha a fenti kifejezésben az összegzési határok nem végesek, akkor IIR-szűrőről beszélünk. Tételezzük fel, hogy az IIR-szűrő impulzusválaszána z -transzformáltja felírható véges fokszámú polinomok hányadosaként, azaz

$$H(w, z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(m, n) w^{-m} z^{-n} = \frac{A(w, z)}{B(w, z)},$$

ahol

$$A(w, z) = \sum_{k=0}^{M_1} \sum_{l=0}^{N_1} a(k, l) w^{-k} z^{-l}$$

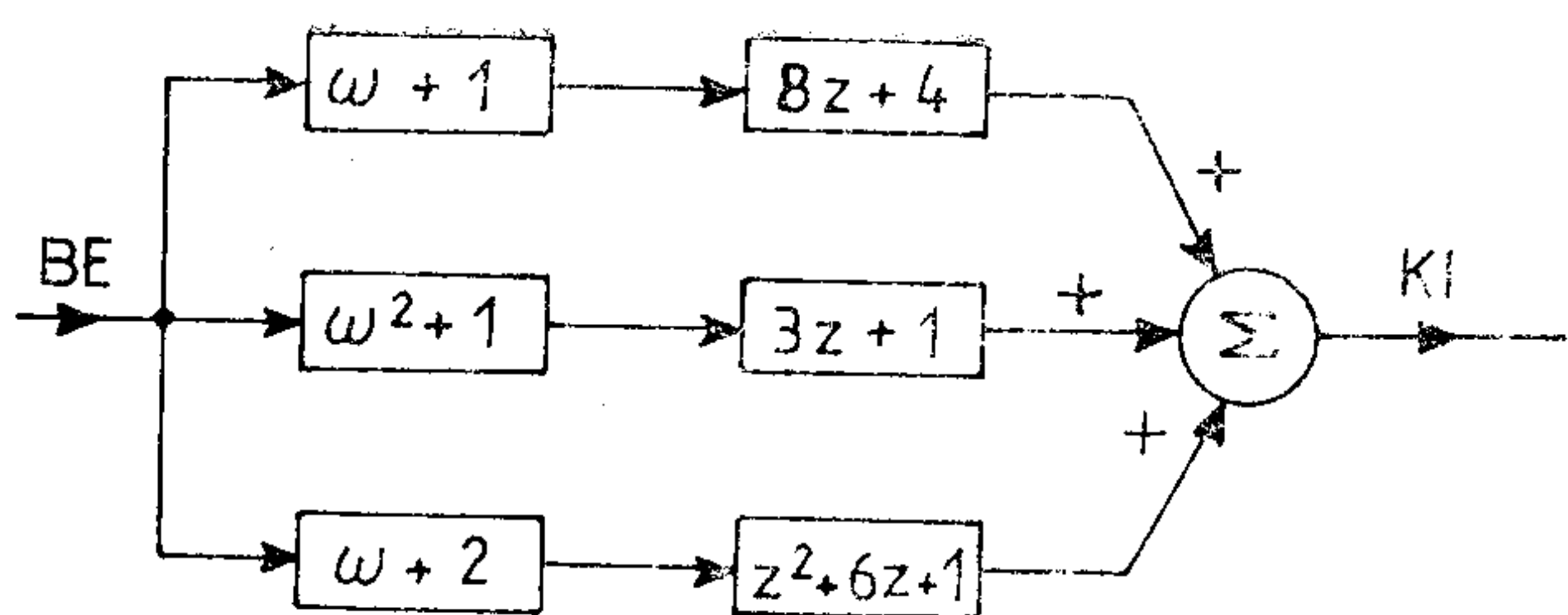
$$B(w, z) = \sum_{k=0}^{M_2} \sum_{l=0}^{N_2} b(k, l) w^{-k} z^{-l}$$

A szűrő be- és kimeneti mintái közötti összefüggést az alábbi differenciaegyenlet írja le:

$$\sum_{m=0}^{M_2} \sum_{n=0}^{N_2} b(m, n) y(k-m, l-n) = \sum_{m=0}^{M_1} \sum_{n=0}^{N_1} a(m, n) x(k-m, l-n)$$

Látható, hogy a kimenet a bemenetből és a kezdeti feltételekből rekurzívan számítható. Előfordulhat azonban, hogy a kimeneti mintáknak nem létezik olyan számítási sorrendje, hogy a bemenetből és a már kiszámított kimeneti mintákból a többi $y(m, n)$ előállítható legyen. Ekkor az IIR-szűrő nem rekurzibilis.

A többdimenziós IIR-szűrőkkel kapcsolatos legnagyobb probléma azonban azok stabilitásával



H228-1

1. ábra. Dekompozícióval előállított 2-D FIR-szűrő

függ össze. Az algebra alaptétele ugyanis, mely szerint egy egydimenziós n -edfokú polinom egyértelműen felbontható n darab elsőfokú polinom szorzatára, több dimenzió esetén nem érvényes. Ennek eredményeképpen a többdimenziós digitális szűrők stabilitása az alacsony fokszámú polinomokra megadható egyszerű kritériumok alapján nem ellenőrizhető, sőt az instabil áramkörök megfelelő mindentáteresztők kaszkád kapcsolásával nem tehetők stabillá. A frekvenciaválasz faktorizálhatatlansága természetesen a másodfokú alaptagok kaszkád kapcsolásával történő realizációt is kizárja. Mindezek miatt nem meglepő, hogy az IIR-szűrő tervezési eljárások mindegyikének részét képezi az áramkör stabilitásának vizsgálata. Jobb kritérium híján annak a feltételnek a kielégítését szokták előírni, hogy a szűrő korlátos bemeneti sorozat hatására korlátos kimeneti sorozatot állítson elő. Ez az ún. BIBO (bounded input bounded output) stabilitás a

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |h(m, n)| < \infty$$

egyenlőtlenség teljesítésével ekvivalens. Számos tételt dolgoztak ki abból a célból, hogy a BIBO-kritérium teljesülését a gyakorlatban is ellenőrizni lehessen. Anélkül, hogy ezzel a kérdéssel részletesen foglalkoznánk, csak a Shanks-féle tételt közöljük, mely szerint egy 2-D IIR-szűrő akkor és csak akkor BIBO-stabil, ha nincs olyan w és z , hogy a

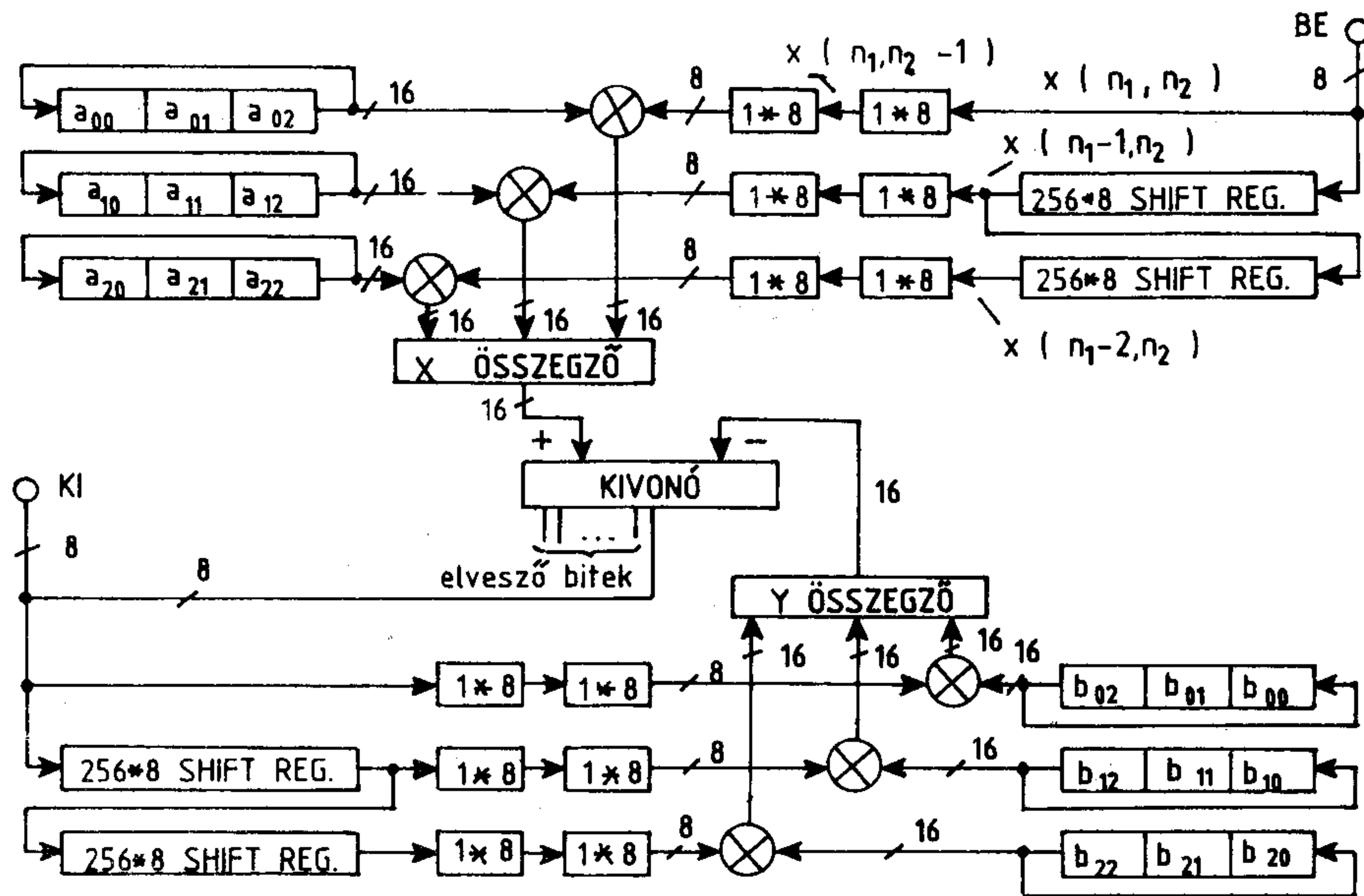
$$H(w, z) = \frac{A(w, z)}{B(w, z)} = \frac{\sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N a(m, n) w^{-m} z^{-n}}{\sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^L b(k, l) w^{-k} z^{-l}}$$

kifejezésben $B(w, z) = 0$ $|w| \geq 1$ és $|z| \geq 1$ egyidejű fennállása esetén. Nyilvánvaló, hogy a Shanks-tétel annak az egydimenziós követelménynek az általánosítása, hogy a rendszerfüggvény pólusainak az egységsugarú kör belsejébe kell esniük. A stabilitási kérdések mélyrehatóbb tárgyalása céljából a [3] és [4] irodalmat ajánljuk.

4. Néhány módszer 2-D digitális szűrők tervezésére és megvalósítására

A 2-D szűrők tervezésére és megvalósítására szolgáló módszerek igen széles skálán mozognak. FIR-szűrők esetén — mivel stabilitási problémák nem lépnek fel — az egydimenziós tervezési eljárások nagy része általánosítható. IIR-szűrőkre azonban új módszereket kellett kidolgozni. Az eljárások közötti választást többnyire a megvalósítandó karakterisztika jellege szabja meg (pl. körszimmetrikus vagy fan-szűrő).

A megvalósítás FIR-szűrőknél általában direkt módon vagy konvolúció alkalmazásával történik,



H228-2

2. ábra. 2-D IIR-szűrő direkt megvalósítása

míg IIR-szűrőknél leggyakrabban differencia-egyenletek alapján. Érdemes megemlíteni azt is, hogy 2-D feladatok végrehajtására megfelelő leképzési technikák segítségével alkalmazhatók 1-D szűrők is [5].

A továbbiakban a teljesség igénye nélkül néhány tervezési eljárást és megvalósítási példát közlünk.

4.1. Több dimenzióra általánosítható egydimenziós digitális szűrőtervezési módszerek

1-D FIR-szűrőket a leggyakrabban az ablak-módszer, a frekvencia-mintavételezési eljárás és az optimális szűrőtervező algoritmusok valamelyikével tervezünk. Ezek mindegyike viszonylag egyszerűen általánosítható több dimenzióra is. Nézzük meg például, hogyan végezhető el a 2-D-ra történő kiterjesztés az ablakmódszer esetén [1], [2].

Ennek az a lényege, hogy az $i(m,n)$ ideális impulzusválaszt egy $h(m,n)$ impulzusválaszú FIR-szűrővel approximáljuk. Általában $i(m,n)$ (az $I(\omega, \mu)$ ideális frekvenciaválasz inverz DFT-je) végtelen sorozat, amelyből a véges $h(m,n)$ -et a $w(m,n)$ véges ablakfüggvénnyel való szorzás után kapjuk.

$$h(m, n) = i(m, n)w(m, n)$$

A frekvenciatartományban

$$H(\omega, \mu) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I(\alpha, \beta) W(\omega - \alpha, \mu - \beta) d\alpha d\beta$$

ahol $W(\omega, \mu)$ az ablakfüggvény Fourier-transzformáltja.

Az ablakmódszer, ha nem is túlságosan jó, de igen gyors approximációt tesz lehetővé. Különösen érvényes ez a megállapítás arra az esetre, amikor az ablakfüggvény szeparálható, azaz

$$w(m,n) = w_1(m) \cdot w_2(n)$$

alakba írható. Ekkor w_1 és w_2 1-D ablakok.

1-D IIR-szűrők tervezésére az analóg szűrők bilineáris transzformációját használják. Ennek 2-D-ra történő általánosítását megnehezíti az a tény, hogy az 1-D analóg szűrőből először 2-D analóg szűrőt kell előállítani, valamint, hogy az így tervezett áramkör nem minden esetben stabil.

Tekintsük az alábbi módszert [4] a következő speciális esetben. Legyen $H(s)$ egy analóg szűrő Laplace-transzformáltja, és definiáljuk a $H(s_1, s_2)$ 2-D analóg szűrőt úgy, hogy s_2 függvényében konstans legyen, azaz

$$H(s_1, s_2) = H(s_1)$$

Az

$$\begin{aligned} s_1 &= s'_1 \cos \Theta + s'_2 \sin \Theta \\ s_2 &= s'_2 \cos \Theta - s'_1 \sin \Theta \end{aligned}$$

transzformációt elvégezve a válaszfüggvény a 2-D Fourier-síkon Θ szöggel elforgatható. Az

$$s_1 = \frac{w-1}{w+1}; \quad s_2 = \frac{z-1}{z+1}$$

alakú bilineáris transzformáció végrehajtása után egy 2-D rekurzív szűrőt kapunk. Különböző elforgatási szögekkel és 1-D analóg prototípusokból transzformált szűrők kaszkád kapcsolásával igen eltérő specifikációk is megvalósíthatók, továbbá bizonyítható, hogy $270^\circ < \Theta < 360^\circ$ esetén az elforgatott szűrő stabil lesz [6].

4.2. 1-D digitális szűrők transzformációja 2-D-ra

Ebbe a kategóriába olyan tervezési eljárások tartoznak, melyek egy $\Omega = f(\omega, \mu)$ típusú transzformáció segítségével egy stabil 1-D digitális FIR- vagy IIR-szűrőt egy adott specifikációt teljesítő 2-D áramkörre alakítanak. A módszerekre általában jellemző, hogy csak egy meghatározott alakú karakterisztikát tudnak közelíteni.

A továbbiakban — mint az ilyen típusú módszerek legjellegzetesebb képviselőjét — a McClellan-féle frekvencia-transzformációt ismertetjük részletesen, mely körszimmetrikus előírások teljesítésére alkalmas FIR-szűrőt eredményez [7].

Legyen egy 1-D zérus fázisú szűrő impulzusválasza $h(n)$, $-N \leq n \leq N$; ekkor fennáll a $h(n) = h^*(-n)$ egyenlőség. Tételezzük fel továbbá, hogy a $h(n)$ mintái valósak. Ekkor Fourier-transzformáltjuk, $H(\Omega)$ a következő alakban írható fel:

$$\begin{aligned} H(\Omega) &= h(0) + \sum_{n=1}^N h(n) [e^{-j\Omega n} + e^{j\Omega n}] = \\ &= \sum_{n=1}^N a(n) \cos \Omega n \end{aligned}$$

A képletben $\cos \Omega n$ kifejezhető a $\cos \Omega$ változó n -edrendű Csebisev-polinomjaként:

$$\cos \Omega n = T_n(\cos \Omega),$$

azaz

$$H(\Omega) = \sum_{n=0}^N a(n) T_n(\cos \Omega)$$

Ha ezután az f transzformációs függvény segítségével a

$$\cos \Omega \rightarrow f(\omega, \mu)$$

transzformációt végrehajtjuk, akkor megkapjuk az alábbi 2-D frekvenciaválaszt:

$$H(\omega, \mu) = \sum_{n=0}^N a(n) T_n[f(\omega, \mu)]$$

Az $f(\omega, \mu)$ -t úgy kell megválasztani, hogy az maga is egy 2-D szűrő frekvenciaválasza legyen, hiszen az izopotenciálnak nevezett $f(\omega, \mu) = \text{const}$ pontok $H(\omega, \mu)$ izopotenciáljai is. McClellan-tól származik az alábbi transzformációs függvény:

$$f(\omega, \mu) = A + B \cos \omega + C \cos \mu + D \cos(\omega - \mu) + E \cos(\omega + \mu)$$

ahol A, B, C, D és E szabad paraméterek, amelyek az 1-D prototípus foksámától függetlenül meghatározzák a $H(\omega, \mu)$ izopotenciálok alakját. A $H(\omega, \mu)$ -nek az izopotenciálok felvett értéke ugyanakkor nemcsak $f(\omega, \mu)$ értékétől, hanem a prototípus szűrő $a(n)$ paramétereitől is függ. Így a tervezés első lépésében az izopotenciálok alakját határozzuk meg az A, B, C, D és E szabad paraméterek segítségével, utána pedig az izopotenciálon felvett értéket a prototípus frekvencia-válaszából.

Megjegyzendő, hogy nemrégiben számítógépes program készült 2-D körszimmetrikus FIR alul- és felüláteresztő szűrők tervezésére a fent ismertett módszerrel [8].

4.3. 2-D digitális szűrők dekompozíciója

Már a korábbiakban is szó esett arról, hogy mekkora könnyebbséget jelentene a többdimenziós szűrők tervezésében és megvalósításában az, ha az algebra alaptétele itt is érvényes volna. Továbbá természetesen igen előnyös lenne, ha az impulzusválaszt lehetne szeparálni, azaz 1-D tényezők szorzatára bontani. Venetsanopoulos és Mertzios [9] publikált ugyan egy olyan — meglehetősen bonyolult, néhol vitatható, de igen szellemes — megoldást, mely mindkét problémát egyidejűleg megoldja, mielőtt azonban ezzel részletesen foglalkoznánk, megemlítjük, hogy a gyakorlatban szélesebb körben alkalmazzák az alábbi kompromisszumos megoldásokat:

— FIR-szűrők esetén az ún. többfokozatú szeparálható szűrőket, amelyek a $h(m, n)$ impulzusválaszt szeparálható $h_i(m, n)$ impulzusválaszú szűrők párhuzamos kapcsolatára bontják, azaz

$$h(m, n) = \sum_i h_i(m, n)$$

— IIR-szűrők esetén az ún. szeparálható nevezőjű szűrőket, melyek a

$$H(\omega, \mu) = \frac{A(\omega, \mu)}{B_1(\omega) \cdot B_2(\mu)}$$

felbontás alapján, azaz egy nem szeparálható 2-D FIR-szűrő és két 1-D IIR-szűrő kaszkád kapcsolatával viszonylag flexibilis tervezést tesznek lehetővé.

Ezek után kövessük végig a [9]-ben publikált általános megoldást, mely egy tetszőleges k -dimenziós (esetünkben legyen $k=2$) racionális függvény olyan elsőfokú faktorokra való felbontását adja meg, amelyek mindegyike csak egy változó függvénye.

Tekintsük a

$$H(w, z) = \frac{A(w, z)}{B(w, z)} = \frac{\sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^L a(k, l) w^k z^l}{\sum_{k=0}^{\tilde{K}} \sum_{l=0}^{\tilde{L}} b(k, l) w^k z^l}$$

függvényt, és hajtsuk végre az alábbi lépéseket:

— Hozzuk a számlálót a következő alakra:

$$A(w, z) = \sum_{k=0}^K w^k a_1(z) = \mathbf{W}^T \mathbf{A}_1(z)$$

— Válasszunk egy $\mathbf{R} (K+1) \times (K+1)$ -es nonsinguláris mátrixot úgy, hogy

$$\mathbf{A}_1(z) = \mathbf{R} \mathbf{S}_1(z)$$

$$A(w, z) = [\mathbf{W}^T \mathbf{R}] [\mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}_1(z)]$$

— A dekompozíció során nyert 1-D faktorok tehát $\mathbf{W}^T \mathbf{R}$ és $\mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}_1(z)$.

— Ezután írjuk a nevezőt $B(w, z) = \prod_{i=1}^P b_i$ alakba,

ahol a b_i -k olyan irreducibilis polinomok, amelyek vagy mindkét változót, vagy csak azok egyikét tartalmazzák. A $b_i = c_i + b_i^*$ felbontással (ahol c_i konstans és b_i^* -nek nincs konstans eleme) a nevező a következőképpen írható fel:

$$H_D(w, z) = \frac{1}{B(w, z)} = \prod_{i=1}^P \frac{1}{c_i + b_i^*} = \prod_{i=1}^P \frac{1/c_i}{1 + b_i^*/c_i} = \prod_{i=1}^P H_{Di}$$

Látható, hogy minden H_{Di} egy egy vagy két változót tartalmazó visszacsatolással realizálható, b_i^* dekompozíciója pedig a számlálóéhoz hasonlóan végezhető.

Példaképpen hajtsuk végre a

$H(w, z) = 3w^2z + 2wz + w^2 + 3w - z + 2z^2 - wz^2 + 3$ függvénnyel jellemzett 2-D FIR-szűrő dekompozícióját a fenti módszerrel.

A függvény másodfokú, így 3×3 -as nonsinguláris $\mathbf{R}$ mátrixot kell felvennünk. Legyen ez a következő:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 2 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}^{-1} = \begin{bmatrix} -1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$H(w, z) = w^0(3 - z + 2z^2) + w^1(3 + 2z + z^2) + w^2(1 + 3z)$$

Az első egydimenziós faktor $\mathbf{W}^T \mathbf{R}$:

$$[w^0 \quad w^1 \quad w^2] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 2 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} = [w+1 \quad w^2+1 \quad w+2]$$

A második 1-D faktor $\mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}_1(z)$:

$$\begin{bmatrix} -1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3 - z + 2z^2 \\ 3 + 2z + z^2 \\ 1 + 3z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 8z + 4 \\ 3z + 1 \\ z^2 - 6z + 1 \end{bmatrix}$$

Ellenőrzésképpen elvégezhető a $[\mathbf{W}^T \mathbf{R}] \cdot [\mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}_1(z)]$ szorzás, ekkor eredményül $H(w, z)$ -t kapjuk. A FIR-szűrő tehát az alábbi blokkdiagram szerint realizálható:

4.4. 2-D digitális szűrők megvalósítása

A 2-D szűrők megvalósítása az 1-D esethez hasonló elvekre épül. Egy konkrét módszer vagy struktúra kiválasztása az adott feladattól, elsősorban a realizálandó szűrő méretétől függ.

FIR-szűrők esetén a leggyakrabban a direkt konvolúciós megvalósítással találkozunk [1]. IIR-szűrőknél a bonyolultabb feladat végrehajtására kidolgozott megoldások szélesebb skálán mozognak. Mielőtt ezekről részletesebben szólnánk, felhívjuk a figyelmet egy lényeges különbségre az 1-D és 2-D áramkörök között. Míg 1-D esetben a kimeneti minták számítási sorrendje általában teljesen kötött, 2-D esetben némi szabadságunk van ennek eldöntésében. A blokk-diagramok ezt a problémát nem tükrözik, ezeken rendszerint jól meghatározott adatfolyamot tételezünk fel, ugyanakkor a tervezéshez 2-D szűrőkre a számítási sorrend kijelölése is hozzátartozik.

IIR-szűrőket igen gyakran egyszerűbb alaptagok kaszkád vagy párhuzamos kapcsolásával valósítunk meg. Bár tudjuk, hogy a 2-D impulzusválasz általában nem faktorizálható, egyes esetekben azonban kézenfekvő a több alaptag együttes alkalmazása (pl. egy körszimmetrikus alul- és felüláteresztő kaszkád kapcsolása sávszűrőt eredményez).

A rekurzívan nem számolható IIR-szűrők megvalósításának igénye hívta létre az iterációs implementáció technikáját, melynek lényege egy 2-D IIR-szűrő frekvenciaválaszának „végtelen” számú FIR-szűrési művelet elvégzésével történő realizálása.

A legelterjedtebb megvalósítási technika azonban IIR-szűrők esetén is a direkt, azaz a leíró differencia-egyenlet alapján történő realizáció. Példaképpen kövessük végig egy $256 \cdot 256$ pontos kép feldolgozására szolgáló, 8 bites be- és kimenettel, valamint 16 bites belső műveletvégzési szóhosszal rendelkező másodfokú IIR-szűrő megvalósítását [10]. A kimeneti minták az

$$y(m, n) = \sum_{k=0}^2 \sum_{l=0}^2 a(k, l)x(m-k, n-l) - \sum_{i=0}^2 \sum_{j=0}^2 b(i, j)y(m-i, n-j)$$

differencia-egyenlet alapján a 2. ábra áramköri megoldásával számíthatók. Mind a bemenő, mind a kimenő mintákat olyan tömbökben elrendezve képzeljük el, melyeknek mind a $256 \cdot 256$ eleme 8 bites. Így, ha az elemeken sorfolytonosan megyünk végig, akkor egy szomszédos sor ugyanazon pozíciójában levő elemének eléréséhez $256 \cdot 8$

bitet kell léptetni. A soron belüli szomszédos elem 8 bittel előrébb (vagy hátrább) helyezkedik el. Ezek után az ábra legfelső sorát pl. úgy kell értelmezni, hogy a differencia-egyenletben $k=0, l=2$ esetén a_{02} -t a 2 db 8 bites shift-regiszter után előálló $x(m, n-2)$ mintával, $k=0, l=1$ esetén a_{01} -et az $x(m, n-1)$ mintával (a késleltetés továbbra is 2·8 bit, a bemeneti mintatömbben azonban továbblépünk $x(m, n+1)$ -re), végül $k=1, l=0$ esetén a_{10} -at az $x(m, n)$ mintával szorozzuk. Az áramkör többi részének működése ehhez teljesen hasonló. A számításigényesség szemléltetésére megemlítjük, hogy egy $256 \cdot 256$ pontos kép feldolgozásához, amelyben egy kimeneti minta előállítása 17 szorzást igényel, nagyságrendileg $2^{20} \sim 10^6$ szorzás szükséges.

5. Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozom Dr. Simonyi Ernő kandidátus, tudományos főosztályvezetőnek, aki figyelmet a többdimenziós digitális jelfeldolgozásra felhívta, és akivel azóta több hasznos konzultációt folytattam. Köszönet illeti őt és Elekes József tudományos osztályvezetőt azért a támogatásért is, amelyet a témában készült egyetemi doktori disszertációm írása során nyújtottak.

I R O D A L O M

- [1] D. E. Dudgeon, R. M. Mersereau: „Multidimensional Digital Signal Processing”, Prentice—Hall, Inc., 1984.
- [2] R. M. Mersereau, D. E. Dudgeon: „Two-Dimensional Digital Filtering”, Proc. IEEE, vol. 63, pp. 610—623, Apr. 1975.
- [3] A. Fettweis: „Multidimensional Circuit and Systems Theory”, Proc. ISCAS'84, May 7—10, Montreal, vol. 3, pp. 951—957.
- [4] J. L. Shanks, S. Treitel, J. H. Justice: „Stability and Synthesis of Two-Dimensional Recursive Filters”, IEEE Trans. Audio Electroacoust., vol. AU-20, pp. 115—128, June 1972.
- [5] R. C. Agarwal, C. S. Burrus: „Fast One-Dimensional Digital Convolution by Multidimensional Techniques”, IEEE Trans. ASSP, vol. ASSP-22, pp. 1—10, Febr. 1974.
- [6] J. M. Costa, A. N. Venetsanopoulos: „Design of Circularly Symmetric Two-Dimensional Recursive Filters”, IEEE Trans. ASSP, vol. ASSP-22, pp. 432—443, Dec. 1974.
- [7] R. M. Mersereau, W. F. G. Mecklenbräuker, T. F. Quatieri, Jr.: „McClellan Transformations for Two-Dimensional Digital Filtering: I-Design; II-Implementation”, IEEE Trans. CAS, vol. CAS-23, No. 7, pp. 405—422, July 1976.
- [8] Sákovics József: Számítógépes program 2-D FIR alul- és felüláteresztők tervezésére McClellan-transzformációval, Diplomaterv, BME, 1986.
- [9] A. N. Venetsanopoulos, B. G. Mertzios: „Decomposition of Multidimensional Filters”, IEEE Trans. CAS, vol. CAS-30, No. 12, Dec. 1983, pp. 915—917.
- [10] Kapitánffy Krisztina: Kódkonverziók elmélete és alkalmazásai, Egyetemi doktori értekezés, 1984.

A kábeltelevízió – első lépés az integrált szélessávú kábeles hírközlés felé

STEFLEER SÁNDOR
Posta Kísérleti Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A KTV a közösségi vevőantenna rendszerek legfejlettebb formája. Új szolgáltatásai mennyiségi és minőségi változásokat jelentenek, korszerű rendszertechnikai szemléletet követelnek meg. Ezen tényezőket vizsgálja meg távközlés-technikai szempontból a cikk. Elvi megfontolások után néhány külföldi kezdeményezést ismeret az integrált szélessávú hírközlés, ill. a KTV területéről, végül a hazai helyzetet elemzi.

Bevezetés

Sajnálatos módon a kábeltelevízió (KTV) fogalma hazánkban, de sokfelé küldöldön is, összekeveredett a közösségi vevőantenna rendszerek (KVR) fogalmával. Bevezetésképpen ezért célszerű definiálni a KTV-t abban az értelemben, ahogy ezt a már megjelent új magyar postai előírás is teszi. E szerint:

„A kábeltelevízió (KTV) rendszer alapszolgáltatásként a földfelszíni és/vagy műholdas adásokból származó rádió- és televíziós műsor-jelek, helyi műsorok, vagy mikrohullámon érkező programok vételét és szétosztását végzi nagyszámú előfizető (felhasználó) számára. Ezen kívül a felhasználók (vagy azok egy csoportja) számára hozzáférhetővé tesz egy- vagy kétirányú, keskeny- és/vagy szélessávú jelátvitelt igénylő szolgáltatásokat is, melyeket zárt rendszerben, vagy vezetékes, ill. vezetéknélküli hálózatokhoz kapcsolódva bonyolít le.” [1].

A fenti definícióból következően a KTV többfunkciós, sokszolgáltatású kábeles információs rendszer, amit célszerű megkülönböztetni a közösségi vevőrendszerrel, amiből kifejlődött. Ezen elhatárolásnak — mint azt később kifejtjük — nemcsak szolgáltatásbeli, hanem műszaki okai is vannak.

A továbbiakban a KTV kifejlődését, különböző hálózati struktúráit, jelenlegi kül- és belföldi helyzetét kívánjuk áttekinteni, utalva a várható fejlődési irányokra is.

1. Községi vevőantenna rendszerek (KVR)

A közösségi vevőantenna rendszerek létrejöttének kiváltó oka ugyan talán esztétikai, városképi indíttatású is volt (az antennaerdők eltüntetése céljából), de nyilvánvaló műszaki és gazdasági előnyei (pl. az egyéni antennáknál általában kedvezőbb vételi helyen történő telepítése, magasabb

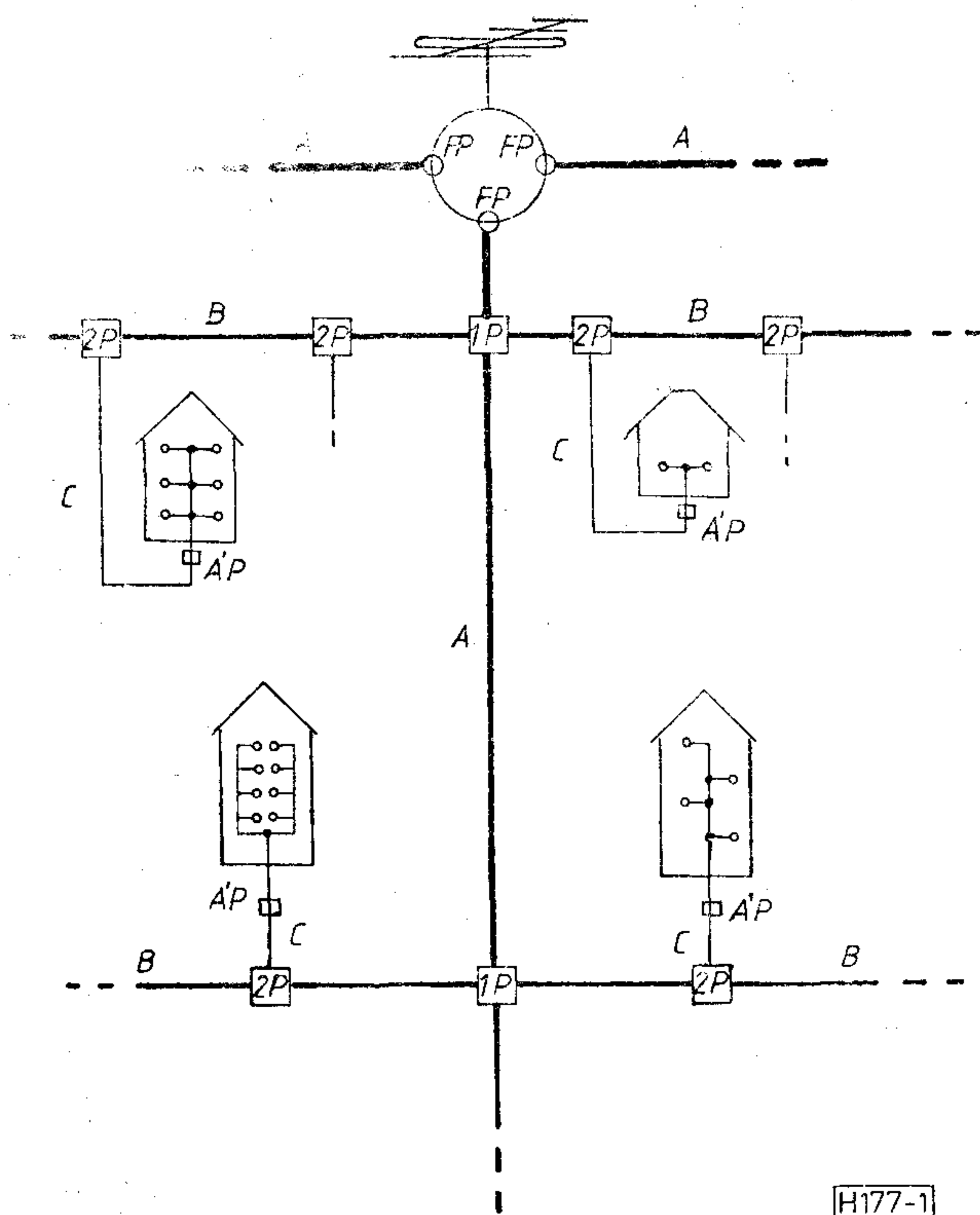
STEFLEER SÁNDOR

1960-ban szerezte meg oklevelét a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának gyengeáramú szakán. Az Elektromechanikai Vállalatnál mint fejlesztőmérnök, később pedig mint laboratóriumvezető a TV-adástechnikai mérőműszerek fejlesztését vezette. 1974 óta a Posta Kísérleti Intézet tudományos főmunkatársa. Szakterülete a

távközlő rendszerek számítógépes távfelügyelete, valamint a szélessávú, több szolgáltatású hírközlő rendszerek. A HTE-nek 1960 óta tagja, a Polákh—Virágh és a Puskás Tivadar díjak tulajdonosa, a Vételtechnikai Szakosztály vezetője tagja, valamint a Műszaki Tudományos Bizottság titkára. Számos magyar és idegen nyelvű szakkikk szerzője, ill. konferencia előadója.

hasznos jelszint biztosítása, alacsonyabb fajlagos létesítési költsége stb.) miatt hamarosan elterjedtek. Sűrűn lakott településeken (lakótelepeken) már ez az egyedül járható út. Nem csoda tehát, hogy Amerikában és Európa több országában is az előfizetők nagyrésze ily módon jut a rádió- és tv-műsorokhoz. Az ellátottsági értékek ugyan különbözőek (pl. a BENELUX államokban 80% felett, az NSZK-ban és Franciaországban 20—30%, Magyarországon pedig kb. 10%), de a műszaki felépítésük nagyon hasonló. A szétosztó hálózat struktúrája — néhány kísérleti rendszertől eltekintve — alapvetően fa-ág típusú (lásd 1. ábrát), mivel egyirányú jelszétosztás mellett ez adja a műszaki-gazdasági optimumot (minimális kábelhosszakat és így minimális erősítés igényt). Az átviteli út végig szélessávú (48—230 MHz) és egyirányú és csak a VHF sávú rádió- és tv-műsorok átvitelére alkalmas. A hálózatban különböző hierarchia síkokon (az 1. ábrán A, B, C és D) különböző minőségű (átmérőjű, csillapítású) koaxiális kábelek kerülnek alkalmazásra. Ezen KTV-kábelek különleges tulajdonsága, hogy alacsony fogyasztói ár mellett igen jó árnyékolási hatást (ún. fedettséget) és kis rádiófrekvenciás csillapítást kell biztosítaniuk (pl. 300 MHz-en <3 dB/100 m az A-síkban és <12 dB/100 m a D-síkban). Az összes továbbításra szánt műsorjel a helyi vételi, ill. zavarási viszonyoktól függő kiosztásban, frekvenciamultiplex (FDM) elven nyalábolva eljut minden előfizetőhöz. A demultiplexelést, azaz a műsorok szétválogatását az előfizetői vevőkészülék hangolóegysége (és a KF) végzi, így ezek szelektivitási tulajdonságai meghatározóak az átvihető csatornaszámot illetően. A jelenlegi tv-vevőkészülékek szelektivitása olyan, hogy csak minden második csatornát lehet egyidejűleg terhelni; ez a felére korlátozza a rendelkezésre álló (a kábelcsillapítás miatt csak VHF)

Beérkezett: 1985. VI. 15 (□)



1. ábra. A klasszikus, fa-struktúrájú közösségi vevőrendszer (KVR) a 4 különböző hierarchia-szintű (A, B, C és D) hálózati síkkal. A=törzshálózat FP=fő csatlakozási pont B=vonalhálózat 1P=primer csatlakozási pont C=bekötő hálózat 2P=szekunder csatlakozási pont D=ház-hálózat AP=átadási pont

frekvenciasávban elvileg továbbítható 12 programot. Ily módon a közösségi vevőantenna rendszerek kapacitása ma tipikusan csak kb. 6 csatorna még akkor is, ha figyelmen kívül hagyjuk a helyileg (különböző okok miatt) zavart csatornákat, melyek viszont tovább csökkentik a ténylegesen vehető programok számát. A fentiek alapján a klasszikus, VHF-sávú KVR-ek struktúrája súlyos korlátokat szab a műsorválaszték bővítésének, járulékos (kiegészítő) szolgáltatások biztosításának. Márpedig korunk információ-éhsége egyre nagyobb műsorválasztékot, egyre több és rafináltabb járulékos előfizetői szolgáltatást igényel, melyek kielégítése megköveteli a klasszikus közösségi vevőantenna-rendszerek strukturális módosítását.

2. A kábeltelevízió (KTV)

A műholdas műsorszórás (és Magyarországon a városi-közösségi kis tv-studiók) tehát az új műsorforrások megjelenésével a KVR-ek átviteli kapacitása világszerte szűknek bizonyult. Továbbá új igényként jelentkeztek még a kábelhálózat másodlagos kihasználását célzó, a visszirányú jelátvitel lehetőségére épülő javaslatok is. Ezek a következő főbb csoportokba sorolhatók:

- lakossági funkciók ellátása (pl. élet- és vagyonvédelmi, egészségügyi, oktatási, szociális, valamint különleges szolgáltatások);
- közmű funkciók ellátása (pl. távfűtés, vízgáz- elektromos hálózat, ill. liftellenőrzési,

diszpécseri, ill. különböző telematikai szolgáltatások);

- közös intézményi és lakossági funkciók ellátása (pl. távrendelés, pénzügyi tranzakciók, adatbank hozzáférés, otthon végzett munka telematikai támogatása stb.).

Az új igények kielégítése már megköveteli a KVR-ek teljes struktúrájának (topológiájának, átviteli közegeinek stb.) felülvizsgálatát és egy merőben új, szélesebb koncepciójú, sokfunkciós műsor-szétosztó- és vele integrált kis- és középsebességű adathálózat kialakítását. Ez a kábeltelevízió, vagy pontosabban: (különösen a fejlettebb formáiban) integrált szélessávú kábeles hírközlő rendszer.

3. Irányzatok az integrált szélessávú kábeles hírközlő rendszerek megvalósítására [1], [4]

A KTV-hálózatokra épülő és különböző országokban már megvalósított, vagy még csak kísérleti szinten álló, alap- és járulékos információátviteli eljárások sokfélesége miatt ezek teljeskörű ismertetése vagy akár csak felsorolása is egy cikk keretében lehetetlen. A továbbiakban ezért csak egy rövid, de reprezentatív áttekintést kívánunk adni — szolgáltatási oldalról megközelítve — a publikált rendszerekről.

3.1. Az alapszolgáltatás bővítési irányzatai, visszirányú csatorna szükségessége nélkül:

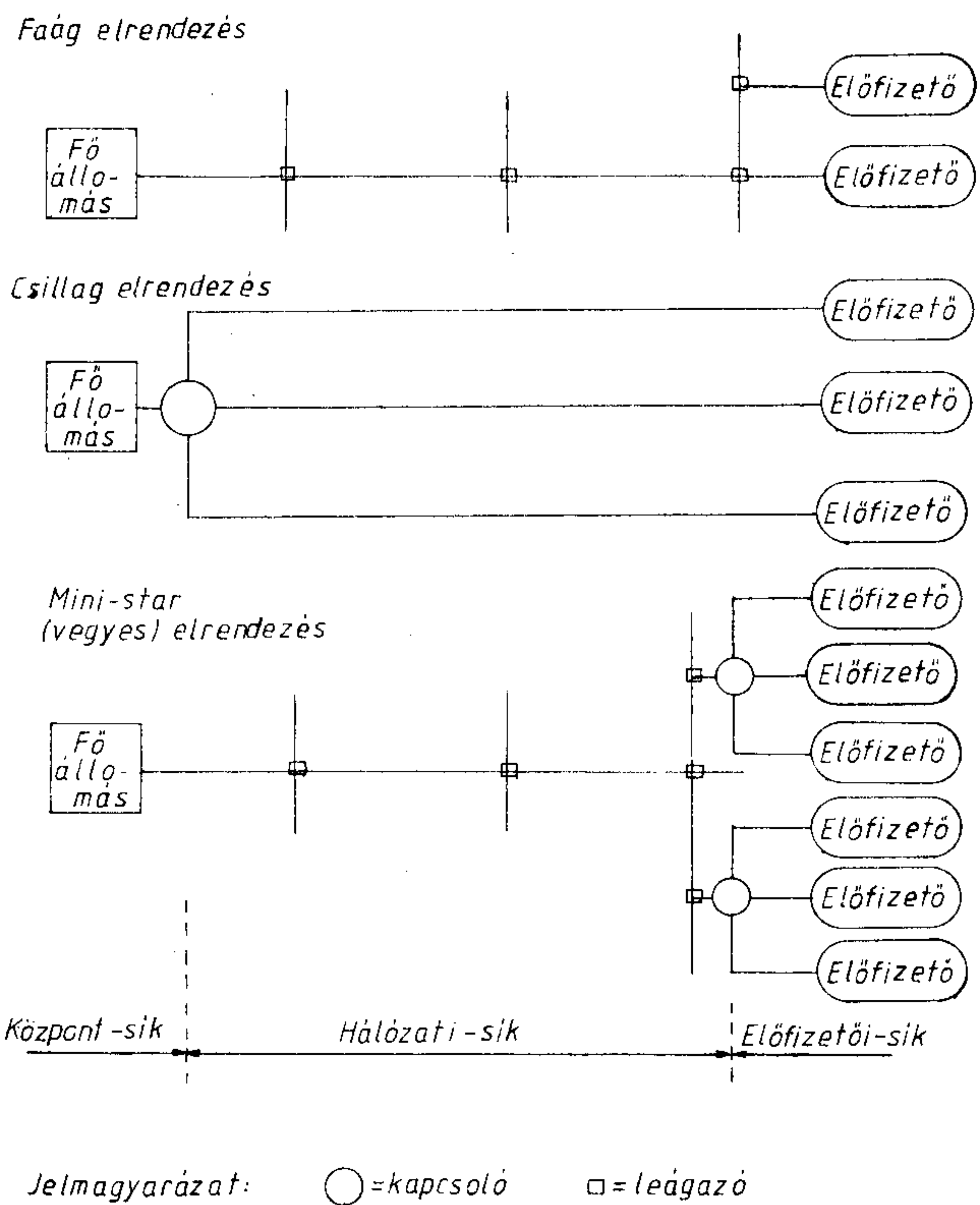
- A sugárzott rádió- és tv-műsorokból mind többet bevinni a kábelhálózatba. Amerikában és Japánban már 60—80 csatornás rendszerrel is hírt adtak, Európában azonban úgy tűnik, ennél kevesebbel (20—30 műsorral) is be fogják érni. Ezek jó része konzerv-műsor speciális érdeklődési körök (pl. sport, könnyűzene, kalandfilmek stb.) kielégítésére.
- Kábel-újság. (Pl. a Tele-Zeitung Rheinpfalzban, NSZK.) Egy önálló csatornában reklám, sport, gazdasági és sport jellegű, vegyesen álló- és mozgóképeket közvetítenek, óránként ismétlődő menetrend szerint.
- Képújság (Teletext) nagy oldalszámmal, teljes képidőben (pl. Franciaország több városában) vagy kis oldalszámmal, de automatikusan lapozással (pl. Magyarországon néhány városban).

Visszirányú csatornával:

- Pay-TV. Átalánydíjas térítés ellenében nézhető speciális csatornák valamilyen szempontból különleges műsorral (pl. a svájci TeleClub).
- Pay per View. Csak a nézés idejéig fizetett tv-műsor speciális csatornákból.
- Megrendelhető TV. Előzetes időegyeztetés alapján, megfelelő (pl. éjszakai-) időpontban közvetített video-műsor a magnósok számára (pl. Ny-Berlinben).

3.2. Az interaktív kiegészítő szolgáltatások bővítési irányzatai:

- Kábel-Fax. Újság- és folyóirat oldalak előfizetői facsimile perifériára történő lehívása.



H177-2

2. ábra. A műsor-választó kapcsoló lehetséges helyei a KTV rendszerben

- Állóképek megrendelése oktatási, reklám stb. célból, rögzítéssel vagy anélkül.
- Kis sáv szélességű (lassú) képtelefon.
- Teleszoftver. Személyi számítógépek egymással, ill. adatbankkal való összekötése.
- Irodai automaták összekötése.
- Biztonsági rendszerek összekötése.

A fenti rendszerek egy része más hálózatokon keresztül is üzemel (pl. kapcsolt távbeszélő- vagy adathálózaton keresztül).

Ezen cikk keretén belül terjedelmi okok miatt csak a fontosabb rendszertechnikai kérdéseket tárgyaljuk.

4. Hálózati topológiák

A szélessávú műsorszétosztó hálózatok szinte valamennyi jellemzőjét meghatározza az FDM átviteli mód előfizetői oldalán megkövetelt műsorválasztó kapcsoló (demultiplexer) helye a hálózatban. Bárhol is legyen ez, alapkövetelmény, hogy az előfizető valamilyen módon, közvetlenül vagy közvetve, vezérelni tudja. Szélsőséges eseteket vizsgálva, ez a „kapcsoló” lehet (2. ábra):

- a) a hálózat előfizető felőli végén, pl. a TV-vevőben (a hangolóegység) vagy annak közelében (a rekonverter). Mindkét esetben könnyű megvalósítani a közvetlen kezelést, nincs feltétlenül szükség az előfizetőtől a főállomás felé irányuló (ún. vissz irányú) jelzőcsatornára. Az ilyen hálózat eredményezi a legrövidebb kábelhosszakat, a topológia tipikusan fa-ág formájú;

- b) a hálózat főállomás (központ) felőli végén. Ez minden előfizetőhöz külön vezetett műsorjel-kábelt és a kapcsoló vezérléséhez visszajelzőcsatornát igényel, ami csillag-topológiát és nagyobb eredő kábelhosszakat eredményez. Ezzel szemben szinte kínálja az interaktivitást az előfizetők között, ami jelentős előny a kiegészítő szolgáltatások számára és lehetővé teszi (legalábbis elvileg) a TV vevőből a bemeneti hangolóegység elhagyását is. Sajnos ez utóbbi nem igazi előny, mert ilyen címen olcsóbb vevőkészüléket sehol sem gyártanak. Csillag-elrendezésű szélessávú műsorszétosztó hálózatot az elmúlt időkben költségessége miatt nem létesítettek, csak legújában kezd velük foglalkozni néhány fejlett ipari állam, fényvezetős átviteli közeggel és mindössze néhány tucat előfizetővel (lásd 8.3. fejezetben).

- c) Ezen két szélsőséges elrendezés között van olyan lehetőség is, amikor a műsorválasztó kapcsolóelem a hálózat két végpontja, tehát az előfizető és a főállomás között helyezkedik el valahol. A hálózati topológia ilyenkor vegyes, azaz fa-struktúrájú a főállomás és a kapcsolópont között, a hosszú szétosztó-hálózati szakaszban, és csillag struktúrájú a kapcsolópont és az előfizetők közti rövid bekötő- és házhálózatban. Ezt az elrendezést gyakran „ministar” vagy „minihub” néven emlegetik. Üzemi próbák folynak vele Hollandiában (Limburg) és Nagybritanniában (Milton-Kaynes). Bővebben lásd a 8.2. fejezetben.

A hálózat topológiájának további hatásai a teljes rendszerre nézve:

- Az előfizetőtől távolabb levő kapcsolóelem jobban védett az illegális beavatkozás (pl. fizetős műsorok orvnézése) ellen.
- A hálózatban „középen” helyet foglaló kapcsolóberendezést jobban kell védeni az időjárási befolyások ellen, így ez költségesebb.

Összehasonlító értékelés

Átviteltechnikai szempontból a fa-ág elrendezés a leggazdaságosabb, de a legkevésbé flexibilis megoldás. Elsősorban egyirányú jelátvitelre (műsorszétosztásra) alkalmas, normál tv-vevőkészülékkel, kisszámú műsorcsatorna esetén. Nagyobb mennyiségű program vételi igény esetén a különleges (kiegészítő-) csatornák vételére is alkalmas speciális tv-vevőkészüléket, vagy rekonvertert igényel, mely csatornaáthelyezést végez pl. a VHF sávba az UHF sávba, vagy a különleges csatornákból a normál csatornába. Interaktivitásra csak korlátozott lehetőségeket nyújt, előfizető és főállomás közt.

A csillag-elrendezés igen nagy kábelhosszakat igényel, annak minden gazdasági és műszaki következményeivel együtt (bizonyos egyszerűsítő feltételek mellett) [5] szerint:

$$\frac{l_{\text{kábel, csillag}}}{l_{\text{kábel, fa}}} = 1,1 \sqrt{N_{\text{előfizetők}}}$$

Költséges, de előfizető-specifikus interaktivitásra igen alkalmas struktúra hozható így létre. A hosszú koaxiális kábelek csillapításának ellensúlyozására sok erősítőre van szükség. Ez nem csak költséges, de a torzítások forrása is. Megoldást jelent viszont a fényvezető szálak és a digitális jelfeldolgozási technika alkalmazása, ami viszont bonyolult és drága előfizetői végberendezéseket követel meg.

Optimális kompromisszumnak tűnik ma a vegyes topológiájú hálózat (pl. a „ministar”), mely előfizetői oldalon a normál TV vevő mellé csak viszonylag kevés kiegészítő berendezést igényel (címezhető előfizetői dekóder, rekonvertert vagy kapcsolót), a kábelhosszakat nem növeli meg jelentősen és a műsorszétoztási és interaktív kiegészítő funkciók tetszőleges arányban keverhetők. Ugyancsak előnyösen kombinálhatók a különböző átviteli közegek (üvegszál és coax. kábel) is.

5. Átviteltechnikai lehetőségek

Mint általában a távközlési hálózatoknál, a kábeltelevízióknál is meg kell vizsgálni a következő alapvető kérdéseket:

- jelátviteli mód (moduláció és nyalábolás)
- jelátviteli közeg
- jelkapcsolás.

5.1. Moduláció és nyalábolás

A televíziós adástechnika — ismert módon — sáv szélesség és vételtechnikai gazdaságosság (burkoló demodulátor alkalmazhatósága) miatt a csonkaoldalsávós amplitúdómodulációt (A3—VSB) alkalmazza. Hasonló érvek támasztják alá a műsorok frekvenciaosztású (FDM) nyalábolással történő továbbítását is a jelenlegi közösségi vevőrendszerekben. Az időosztásos (TDM) digitális technika alkalmazását a nagyobb sáv szélesség-igény és bonyolultabb (költségesebb) vevőoldali berendezések miatt eddig nem volt célszerű megvalósítani a koaxiális kábelekre épülő klasszikus KVR hálózatokban. Fényvezetős átvívó közeg esetén már szóba jöhet a TV-jel digitalizálása is, ilyenkor pedig már a TDM nyalábolás előnyei dominálnak.

5.2. Jelátviteli közeg

Szélessávú hálózatokban korábban csak a koaxiális kábelek jöhettek szóba vezetékes átvívó közegként, a típusra jellemző, frekvenciafüggő csillapítási értékekkel. Ma már az optikai jelátvitel, a fényvezető szál komoly konkurrenciát jelent és bizonyos területeken már kizárólagos lehetőség még akkor is, ha költségei (a feltétlenül szükséges E/O és O/E jelátalakítókkal együtt) magasabbak, mint a koaxiális kábelé. Ez utóbbiak előnye, hogy itt jól kidolgozottak a rendelkezésre álló sáv szélességet igen gazdaságosan kihasználó frekvenciaosztású nyalábolás módszerei és eszközei, ezek könnyen és viszonylag olcsón beszerezhetők. Nagy számú tv-csatorna átviteléhez azonban már az UHF sávot (470—960 MHz) is igénybe kell venni, ahol viszont a koaxiális kábelek (legalábbis az olcsóbbak) csillapítása jelentős és ezért gyakori

erősítést kell alkalmazni, ami minden szempontból hátrányos. Ezzel szemben a KTV-nél szóba jöhető távolságokon (4—8 km) a fényvezető szálaknál a kis csillapítás miatt erősítésre egyáltalán nincs szükség és csak a TDM nyalábolás költségessége, vagy FDM esetén a fényvezető szálak tulajdonságai határozzák meg az egy szálon átvihető tv-csatornák számát.

Különböző külföldi kísérleti projectek bizonyára alapján azonban vonzó alternatíva a koaxiális kábeles és a fényvezetős átviteltechnika vegyes alkalmazása a hálózat fizikai adottságai által meghatározott arányban. Pl. az előfizető és a hozzátartozó kihelyezett csillagpont között a távolság alacsony értéken tartható, így itt a koaxiális kábel használata az előnyösebb az előfizetőnkénti optikai-elektromos átalakítások elkerülésére. A főállomástól a csillagpontig terjedő — többnyire hosszú — törzsvonali szakaszon viszont a fényvezető látszik előnyösebbnek erősítés-igénytelensége és kis keresztmetszete miatt még akkor is, ha több párhuzamos szálát kell lefektetni. Egy másik — nem elektromos — érv is alátámasztja ezt: a meglevő, a központok közelében általában igen zsúfolt kábel-alagutakba utólag könnyebb befűzni a vékonyabb fényvezető kábeleket, mint a koaxiális. Márpedig az így elmaradó járulékos földmunka drasztikusan csökkenti a létesítési költségeket, ezenkívül lehetőséget teremt a jövőbeli bővítések számára tartalék kapacitást jelentő tartalék szálak egyidejű lefektetésére is.

5.3. Jelkapcsolás

A 4. fejezetben ismertetett 3-féle hálózat-topológia különböző jelkapcsolási technikát követel meg a kiválasztott műsorjeleknek az előfizetői vevőkészülékbe való juttatásához.

5.3.1. Előfizető-végi kapcsolás

Ennek legtipikusabb képviselője a klasszikus KVR-ekben alkalmazott megoldás: a „kapcsolást”, azaz a műsorválasztást a tv-vevő saját maga végzi, többé-kevésbé szelektív áramköreivel az FDM-nyalábból történő válogatás révén. Mint azt már említettük, ennek a módszernek (szelektivitás) hiányosságai okozzák a legtöbb problémát az átvihető műsorok számának növelésénél. Szelektivitás javítási (és így több csatorna vételét biztosító) lehetőség magának a tv-vevőnek a javítása és az alsó, ill. felső kiegészítő csatornák (134—174 MHz, ill. 230—290 MHz) vételére való felkészítése. Az ilyen speciális, ún. CATV vevők gyártása nemrégiben indult meg egyes nyugati országokban. Másik lehetőség a KTV-hangolóegység külön adapter formájában való elkészítése és ennek a közöséges tv-vevőhöz való csatlakoztatása. Ez az ún. „előfizetői rekonverter” igen jó szelektivitási tulajdonságai révén veszi a szétoztó hálózatban (akár a speciális kiegészítő csatornában) kihagyás-mentesen egymás mellett továbbított programok jeleit és ezeket átranzponálja a normál tv-vevő (többnyire UHF) frekvenciasávjába. A legegyszerűbb esetben ez a rekonverter az előfizető készüléke mellett van. Ha a műsorok között van olyan is,

amely csak külön térítés ellenében nézhető (pl. az ún. Pay-TV), akkor ezeknek engedélyezésére vagy tiltására külön kiegészítő elemek beépítése szükséges a rekonverterbe. Ezen elemek biztonságos elhelyezésére azonban csak az előfizetőtől távol, védett helyen, pl. a csillagpontban van mód, amikor is a rekonverterek kezelése csak távvezérléssel történhet. Ezek az ún. „címezhető előfizetői rekonverterek”, német nyelvű rövidítéssel FAT-ok (lásd a következő fejezetben).

5.3.2. Hálózat-csomóponti kapcsolás

A legkorszerűbb ministar v. minihub struktúrájú, többszolgáltatású KTV-rendszerek intelligens (mikroprocesszor vezérelt) előfizetői rekonvertereket, ill. kapcsolókat alkalmaznak, koncentráltan kiépítve a hálózat egyes csomópontjaiban. Ezek a csomópontok (csillagpontok) többnyire a többlakásos épületek pincéjében, vagy családiház-jellegű településeken utcai „műtárgyakban” kerülnek kialakításra. Itt a környezeti (és emberi!) behatások ellen védve helyezkednek el a digitálisan távvezérelhető frekvenciakonverterek (vagy többkábeler rendszerben kapcsolók), melyek az előfizetői kábelre csak a központi számítógépes nyilvántartás által engedélyezett csatornákat kapcsolják, az előfizető és a főközpont (főállomás) közötti kétirányú adatcsatornán lebonyolított „párbeszéd” eredményeképpen. Magát a kapcsolást a központi számítógép utasítására a csomóponti mikroprocesszor vezérli. Nyilvánvaló, hogy ez az elosztott csomóponti intelligenciára alapozott, de központi szoftver felügyelet alatt álló hálózat rendkívül flexibilis és az előfizetők egyedi igényei hardvermódosítás nélkül kielégíthetők. Természetesen minden előfizető külön visszirányú adatcsatornával kell, hogy rendelkezzen a csomópontig, innen pedig legalább egy közös nagysebességű adatcsatorna szükséges a főállomásra. Ez a konfiguráció főleg a sok különböző hozzáférés-jogú műsorcsatornákat (pl. Pay-TV, Pay per View stb.) biztosító, individuális elosztású rendszerek számára alkalmas.

5.3.3. Főállomás oldali (csillagponti) kapcsolás

A tiszta csillag topológiájú hálózat kapcsolástechnikai megoldásai elvben nagyon hasonlítanak a korszerű, tárolt program vezérlésű elektronikus telefonközpontokéhoz, csak szélessávú megoldásban. Kapcsolóelemként — csakúgy, mint az 5.3.1. és 5.3.2. pontokban ismertetett rendszereknél — szinte kizárólag a legkorszerűbb félvezetőket tartalmazó mátrixokat használnak. Ezek transzparensek tekinthetők; be- és kimeneti oldalakon viszont aktív multiplikálásra van szükség, hogy egyszerre több előfizetőt is visszahatásmentesen lehessen ellátni ugyanazon műsorral. Méretezésüknél a nagy (sokszáz MHz) sáv szélesség, ezen belül igen kis intermodulációs torzítás és nagy áthallási csillapítás a kulcs-paraméterek, igen nagy megbízhatóság mellett. Az említett paraméterek többnyire csak jól definiált (meglehetősen alacsony) jelszint mellett teljesíthetők, így még a külső zavarvédelemről is gondoskodni kell. Mindez kell annak ellenére, hogy — mint azt már korábban említettük — a tiszta csillag topológia már csak

fényvezetős átviteli közeggel, tehát optikai jelátvitellel képzelhető el. De az iparszerűen gyártott optikai kapcsolóelemek hiánya miatt a kapcsolóközpontokban ma a jeleket először optikai/elektromos átalakítókba kell vezetni, a kapcsolásokat elektromos módszerekkel megvalósítani, majd pedig újra optikai jellé visszaalakítani. (Ez az egyik alapvető oka az ilyen típusú hálózatok rendkívül költsége voltának.)

Egyszerűsödne a helyzet, ha a műsorjelek is — hasonlóan a járulékos szolgáltatások többnyire digitális struktúrájához — szintén digitálisak lennének. De ma még, az analóg tv időszakában sok és költséges A/D átalakításra is szükség lenne a teljesen digitális struktúrájú, csillag-topológiájú kapcsoló szélessávú hálózathoz, ami ma még kuriózum és csak egy-két kis volumenű, mégis rendkívül költséges kezdeti technológiai kísérlet próbálkozik vele, mint az integrált szolgáltatású digitális hálózatok (ISDH) előképével (lásd még 8.3. fejezet).

6. Időosztású kapcsolók

Mivel az időosztású kapcsolórendszerek csak digitális jeleket tudnak kezelni, amíg a műsorjelek analóg természetűek, a TDM technika csak a 2. fejezetben ismertetett kiegészítő szolgáltatások általában digitális csatornáinak nyálábolására (kapcsolására) jöhet szóba. Mivel a műsorszétosztó rendszerek visszirányú frekvenciasávja — legalábbis az európai spektrumkiosztás mellett — erősen korlátozott (tipikusan 5–25 MHz) és ezen belül még gyakran szükséges egy szélessávú (pl. tv-stúdiójel) csatorna kialakítása is, fontos kérdés a különböző járulékos adatátviteli csatornák frekvencia-ökonomiailag átgondolt elhelyezése. Erre a mai segédvívós-modemes FDM gyakorlat semmiképpen sem alkalmas. Igen biztató viszont [3], [10] a helyi adathálózatok (LAN-ok) számára kidolgozott különféle TDMA-eljárások (pl. CSMA/CD) alkalmazása a kábeltelevíziós hálózatoknál. Ezek segítségével pl. egyetlen tv-csatorna sáv szélességében akár 64 ezer 19 kbit/s-os adatcsatorna is elhelyezhető [10]. Mindenesetre az integrált szélessávú kábeles hírközlés perspektivikus kapcsolástechnikája a TDM, ami ma még csak korlátozott mértékben realizálható, jelentősége és alkalmazásterülete viszont egyre bővül.

7. Struktúra választási megfontolások

Elavult KVR-rendszerek felújításánál, új lakótelepek építésénél egyre sűrűbben fog felmerülni az új rendszer számára választandó struktúra kérdése. Az előző fejezetekben elmondottak alapján nyilvánvaló, hogy a legalacsonyabb költség-igényű a csak korlátozott számú (≤ 6) műsorcsatorna szétosztására alkalmas egyirányú műsorszétosztó hálózat, fa-ág topológiával, ez a régi KVR-ek alapstruktúrája is. Mivel efelett már eljárt az idő, a továbbiakban már csak az új szolgáltatásokra is alkalmas hálózatokat vizsgáljuk. A 4. fejezetben leírtak alapján a közeljövőben valószínűleg a kapcsoló csillagpontokat tartalmazó ministar topológia lesz a leggazdaságosabb, vegyesen alkalmazott

fényvezető és koaxiális kábelekkel. Az angol posta felmérései szerint ilyen konfiguráció esetén az egy előfizetőre jutó fajlagos költségek akkor a legalacsonyabbak, ha egy kapcsolási pont 150—200 előfizetőt lát el, ami jól megfelel a hazai lakótelepi tömbök viszonyainak is. Még kertvárosi körülmények között is az előfizetőnkénti átlagos kábelhossz a csillagponttól 100—200 m, szemben a tiszta csillaghálózat esetén várható 2000 m-rel. A leglényegesebb érv a ministar topológia mellett azonban az, hogy csomópontok kialakítása a hálózatban hosszú időre fejlődésképes struktúra létrehozását eredményezi. Ezen csomópontok különböző fejlettségű elemekkel való kitöltése lépésekben is történhet, az igényszintek, ill. a technológia változásával összhangban. Legegyszerűbb (kezdeti) változatban itt elképzelhető a jelek kapcsolásmentes szétosztása is, majd később ide helyezett rekonverterekkel, később pedig címezhető, intelligens elemekkel bővítve fejlődhet a rendszer. Megfontolandó az is, hogy a törzshálózatban is az azonnali és olcsó üzemkezdést érdekében még koaxiális kábelt alkalmazzunk ugyan, de ennek fektetésével egyidőben fényvezető szálak lerakásával előkészüljön a rendszer a későbbi optikai, esetleg teljesen digitális jelátvitelre.

A fenti javaslatot annak a fényében kell vizsgálni, hogy központtól előfizetőig terjedő teljesen optikai közegen történő tisztán digitális jelekkel dolgozó valódi csillagstruktúra megvalósítása minden KTV-igény ellátásra Magyarországon belátható ideig még nem lesz realizálható. Ezt támasztják alá a külföldön (pl. NSZK-ban vagy Franciaországban) létrehozott kísérleti *IDSH* hálózatok finansziális tapasztalatai is.

8. Technológiai kísérletek az új szolgáltatási formák megvalósítására

Nyilvánvaló, hogy a 2. és 3. fejezetekben felsorolt valamennyi szolgáltatási formának egyetlen rendszerben történő integrált megvalósítása ma még se nem lehetséges, se nem célszerű. Néhány fejlett ipari országban azonban ezek közül többet-kevesebbet megcélózva, de mindenütt elhatárolt ún. „szigetekben” lefolytatott üzemi-technológiai kísérlettel kívánják az új rendszerek társadalmi és ipari reakcióit megvizsgálni. Ezen kísérletek közül a legjelentősebbek (témánk szempontjából) a következők:

8.1. Ludwigshafen-Vorderpfalz (NSZK) KTV pilot-project [7]

Célja két város (Ludwigshafen és Mannheim) körzetében a mai standard technológia mellett a lehető legtöbb műsor szolgáltatásának biztosítása. A hangsúly a műholdvevő állomás, a környező országok levegőn át vehető műsorainak és a helyi tv-stúdióknak szövevényes összekötésére helyeződött, speciális mikrohullámú rendszerekkel és egy rövid (5 km-es) fényvezető kábellel. A 150 ezer lakos közül max. 45 ezernek tud koaxiális kábelen keresztül 7 nemzeti műsort, 8 műholdas programot és 3 helyszínen vehető külföldi műsort biztosítani.

A hálózat vegyes, több helyen ministar topológiájú, címezhető és nem címezhető előfizetői konverterekkel (FAT-okkal). Tapasztalatai még nincsenek teljesen kiértékelve, annyi azonban bizonyossá vált, hogy költségessége miatt jóval kisebb az érdeklődés iránta, mint azt várták.

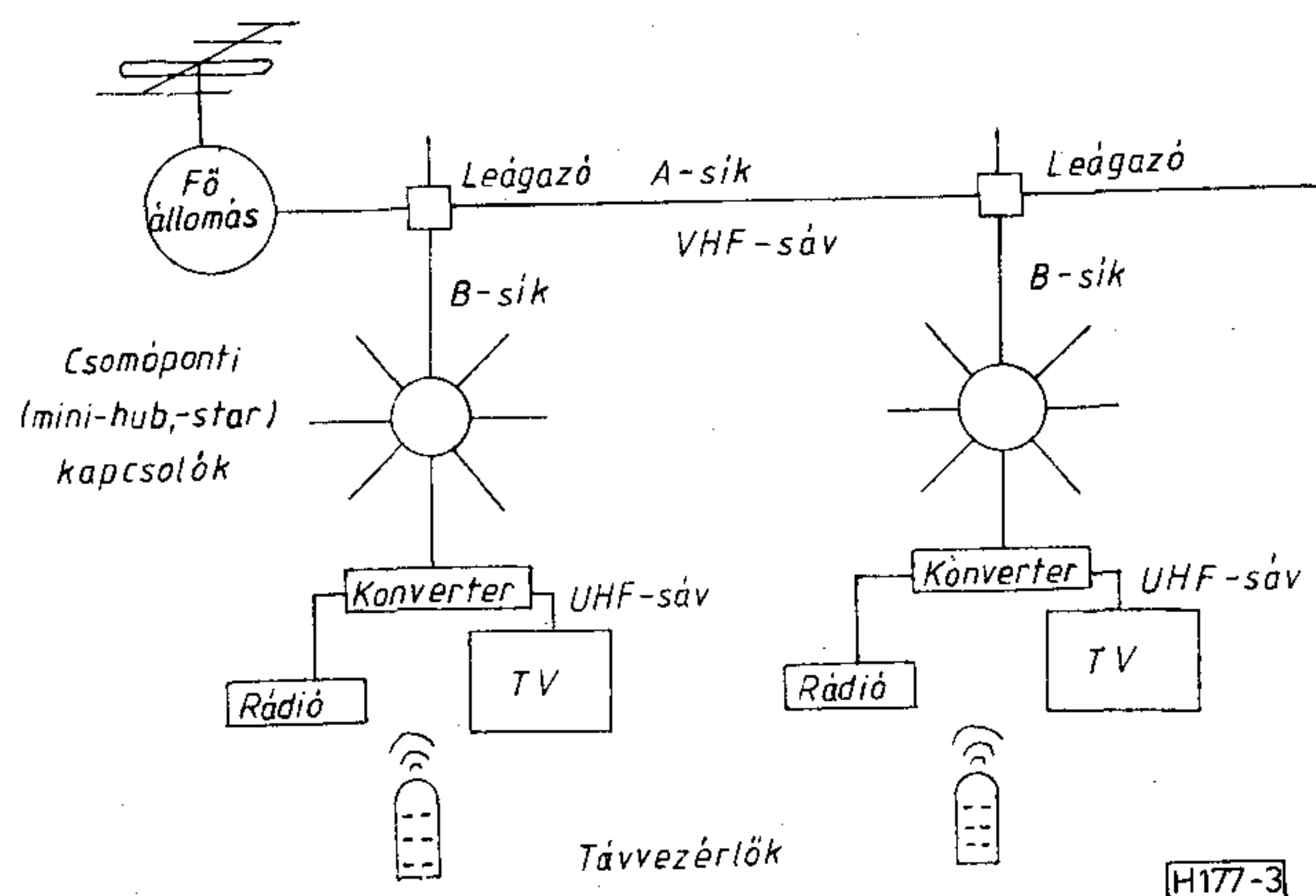
8.2. Milton—Kaynes (Nagybritannia) kísérlet [2]

A British Telecom cég új média-programja keretében indított projektek közül két párhuzamos vállalkozás összehasonlítást kíván tenni a teljesen koaxiális kábeles és a vegyesen fényvezető szál és koaxiális kábeles megoldások között. Mindkét rendszer kihelyezett, kapcsolt csillagpontos (ún. minihub) topológiát alkalmaz. A felhasznált eszközválaszték eltérő ugyan, de a nyújtott szolgáltatások azonosak:

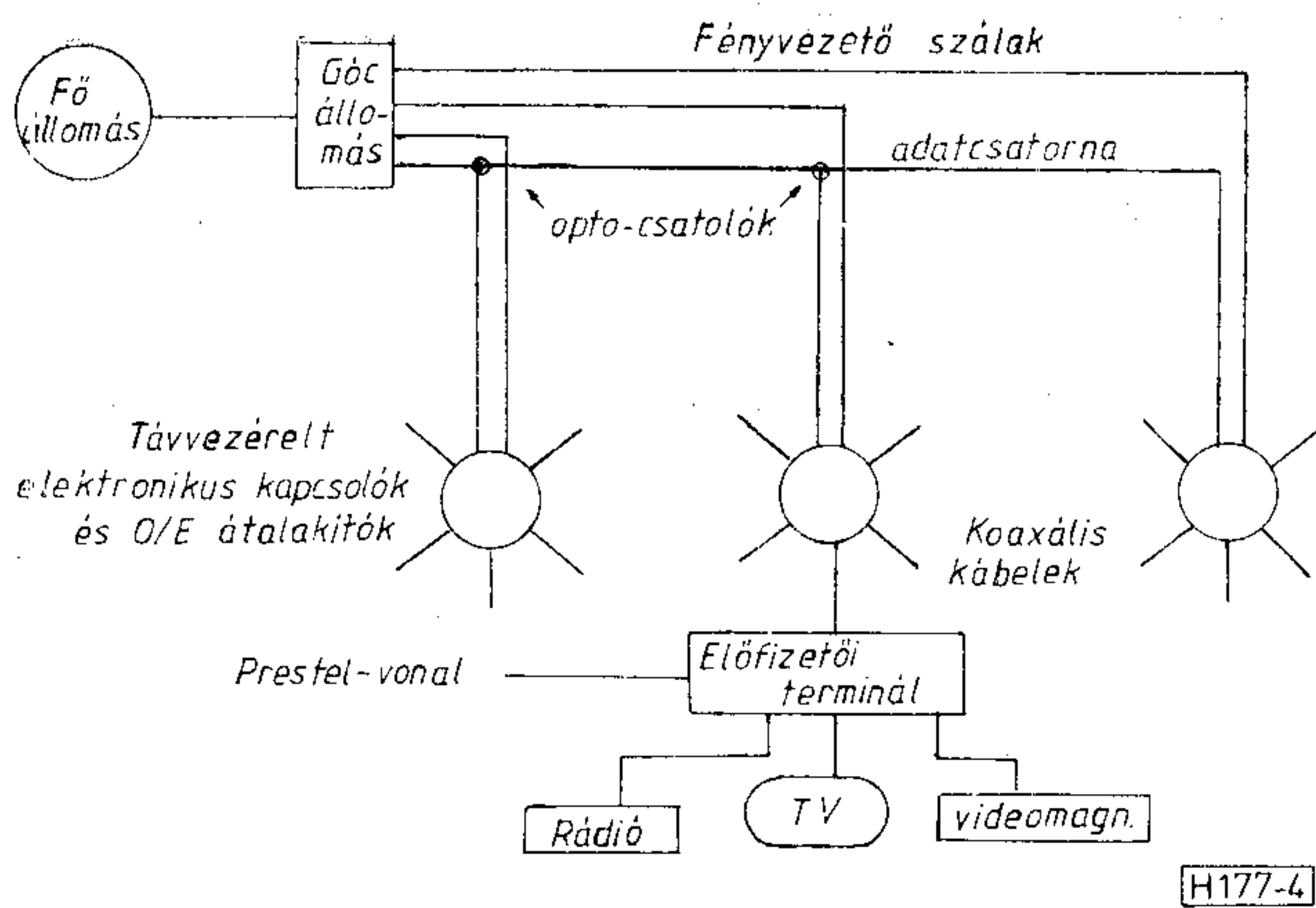
- 30 tv-műsor a földfelszíni és különböző műholdas adásokból,
- helyi tv-stúdiók alkalmi műsora,
- a fentiek közül egyszerre max. 2 kapcsolható bármely előfizetőhöz,
- interaktív videotex,
- foto-videotex (??),
- kis sebességű telemetria, hiba- és vészjelzések,
- előfizetői vélemény-nyilvánítás a központ felé,
- előfizetők központi tájékoztatása az igénybevett szolgáltatásokkal kapcsolatban felmerült költségekről,
- statisztikák készítése, adminisztráció és naprakész költségnyilvántartás az üzemeltető számára.

A fent felsorolt szolgáltatások közül az előfizetők egyénileg válogathatnak, hogy mit kívánnak igénybevenni.

Az egyik rendszerben (3. ábra) a főállomás és a kihelyezett csillagpontok között 8 üvegszál fut, szálanként 4 video-csatornával. Ezen a szakaszon erősítés nincs. A kapcsolás video alapsávban történik, a kimeneteken VHF modulátorral. A csillagpont és az előfizetők között mikro-koax. kábel fut, 2 irányú VHF-sávú, FDM nyalábolású csatornákkal. Mivel Angliában minden tv-vevő csak UHF-sávú bemenettel rendelkezik, minden előfizető



3. ábra Mini-hub topológiájú kísérleti KTV rendszer (Milton—Kaynes, Nagybritannia)



4. ábra. Vegyes struktúrájú többszolgáltatású kísérleti KTV rendszer (Milton—Kaynes, Nagybritannia)

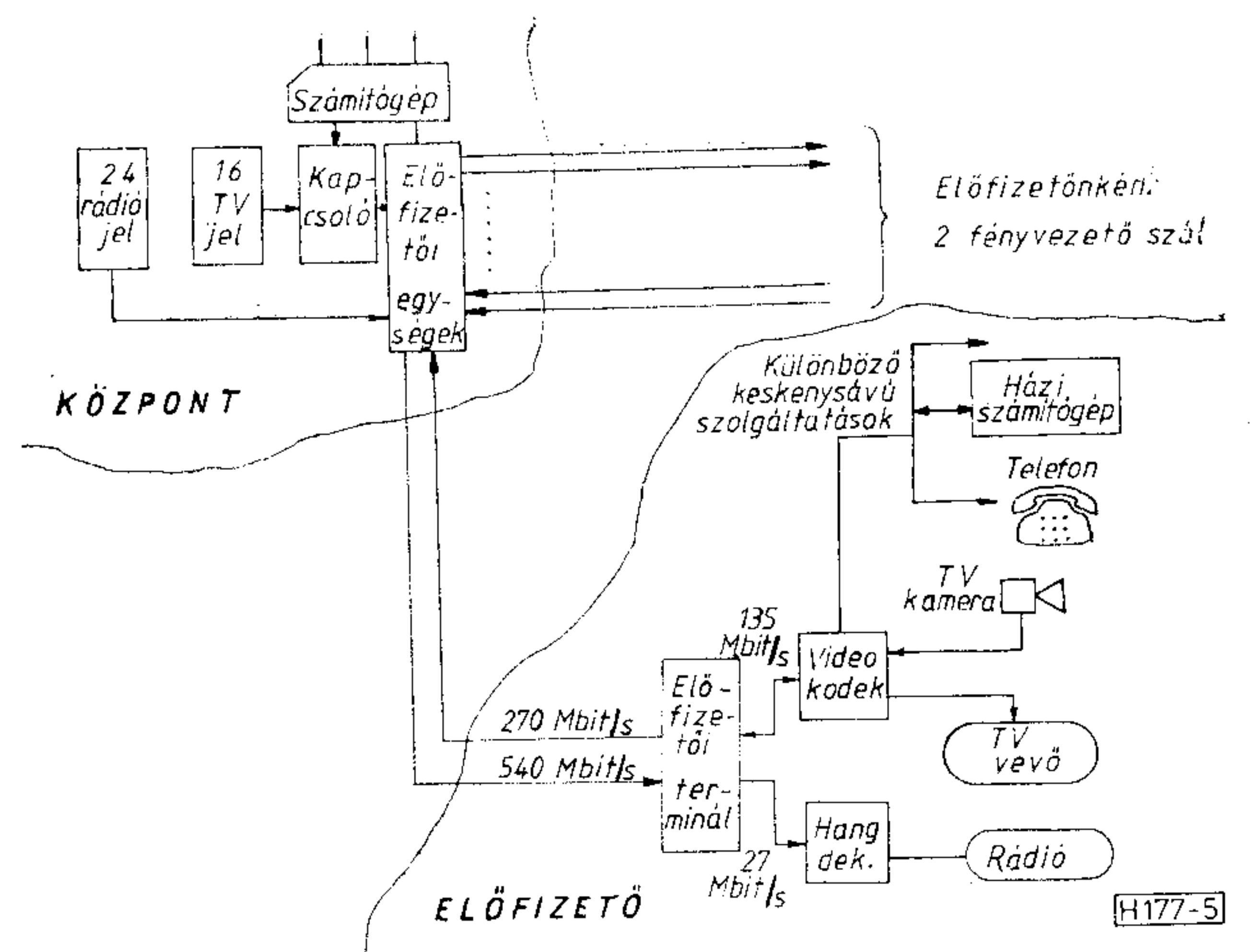
saját kihelyezett címezhető rekonverterrel rendelkezik, a VHF—UHF konverzióra. Ez a berendezés tartalmazza a visszirányú csatornainterfészt is. Minden előfizető 2 UHF csatlakozási lehetőséget kap: egyet a tv, egyet pedig a videomagnó számára.

A másik rendszerben (4. ábra) a főállomás és a csillagpontok között is koaxiális összeköttetés van, és a csillagpontban jelenleg még nincs kapcsoló elem, csak előfizető-specifikus rekonverter. Egyébként a hálózat felépítése és működésmódja megegyezik a vegyes struktúrájával. A létesítésnél különös hangsúlyt helyeztek a távbeszélő-hálózat tal történő összehangolt telepítésre. Ez nemcsak lehetőség szerint egyidejű építést, de nagyon sok — a vezetékes átviteltechnika számára kifejlesztett — szerelvény (pl. elosztódoboz, kábelrögzítő, tömítő stb.) felhasználását is jelenti. Az egész hálózat struktúrája olyan, hogy minden szinten biztosítsa a továbbfejlesztés lehetőségét, mindenekelőtt az intelligens csomópontok kialakítását.

A Milton—Kaynes-i kísérlet értékeléséről még nincs információ.

8.3. A BIGFON-project (NSZK) [9]

A német posta (DBP) és számos vezető ipari tröszt (pl. Siemens, ITT stb.) közös vállalkozása a BIGFON (betűszó) elnevezésű kísérlet az integrált szolgáltatású, digitális hálózatok (ISDN) prototípusának kialakítására. Több nagy város (pl. Hamburg, Hannover, München stb.) belsejében kiépített „szigetekről” van itt szó, melyek mindegyike más cég fővállalkozásában készül(t), de egységes rendszertechnikával, összekapcsolási lehetőséggel. A teljesen fényvezető szálakra alapozott és végig digitális jelátvitelt, ill. jelfeldolgozást alkalmazó rendszer kép- hang- és adatjelek kétirányú átvitelét biztosítja a kísérletben résztvevő ipari és kereskedelmi vállalatok, ill. magánszemélyek között. A mindössze néhány tucat (Hannoverben pl. 50) előfizetőt ellátó, százmillió DM nagyságrendű project a következő szolgáltatásokat nyújtja: tv- és sztereo rádióműsorok továbbítása (mint a KTV), konvencionális és képtelefon, videotex, képújság, telefax, teleszoftver, adatgyűjtés, távjelzés stb. Mindenfajta jel közös digitális (PCM)



5. ábra. A BIGFON-project (NSZK) főbb elemei

struktúrában kerül továbbításra, 540 Mbit/s sebességgel a központból az előfizető felé és 270 Mbit/s sebességgel az ellenkező irányba. Valódi különlegessége a rendszernek a digitális tv- és sztereo rádiójel átvitel. Az információ típusra vonatkozó kívánságát az előfizető a saját különleges sokcélú terminálján küldi be a központba, ahol az megfelelően kiértékelve és adminisztrálva kerül kielégítésre távvezérelt kapcsolók révén (5. ábra).

Minden előfizetői végberendezés tartalmaz elektromos optikai, ill. digitális-analóg átalakítókat, természetesen tv-képernyőt, távbeszélőkészüléket, mikroszámítógépet, sőt még tv-kamerát is. Mindez a flexibilitás érdekében modul konstrukciójú.

A hálózat tiszta csillag-topológiájú, előfizetőnként 2 fényvezető üvegszállal, mint kapcsolt átviteli közeggel. A kiscsillapítású, gradiens-indexű szálak lehetővé teszik a vezérlőközpont (csillagpont) és az előfizetők közbenső erősítő nélküli összeköttetését. Minden előfizetőnek biztosítható szélessávú szolgáltatás (16-ból történő választással 3 egyidejű tv-műsor, vagy 2 tv-műsor + videotelefon), 24 csúcs-minőségű sztereo rádióműsor és különféle keskenysávú telematikai lehetőségek.

A BIGFON-központ a rendszer fizikai közép-pontjában helyezkedik el 3 állványban, 19 collos fiók-konstrukcióban. A 3 állvány egyúttal önálló funkcionális egység is a jelfeldolgozás, -kapcsolás és -továbbítás számára. Főbb egységei a tartalékoló órajel központ, sztereo rádiójel-feldolgozó, tv-jelfeldolgozó (8 síkú kapcsolómátrixszal), specifikus előfizetői egység (adó- és vevőrész) és az optikai-elektromos átalakítók. Természetesen egy igen összetett automatikus adattároló-feldolgozó, valamint távfelügyeleti berendezés is tartozik a központhoz, mini-számítógéppel megvalósítva.

9. Hazai helyzetkép

Magyarországon közösségi vevőrendszerek már kb. 20 éve üzemelnek, számuk ma mintegy 2700 és kb. 200 ezer előfizetőt látnak el műsorral (az összes előfizető 10%-át). Ezen jelentős múlt és jelen ellenére műszaki színvonaluk általában meglehetősen alacsony, aminek fő oka, hogy a KVR-nek Magyarországon nincs igazi gazdája. Az állami és

szövetkezeti tulajdonformában levő lakásoknak egy EVM-rendelet alapján átadási feltétele az antennarendszer megléte, tehát úgy-ahogy meg is építik őket, minőségi átvételük és további fenntartásuk azonban már nincs megszervezve. IKV-részlegek, GELKA-k, KTSZ-ek és magánkisiparosok végzik az építést, „karbantartást”, de megfelelő elemválaszték hiányában néha még a gyártást is. Noha 1976 óta érvényben van (egy azóta már bővített) Magyar Szabvány a nagyközösségi vevőrendszerekre, ennek betartását a mai napig nem ellenőrzi senki. Nyilvánvaló, hogy ilyen körülmények között egységes minőségről nem lehet beszélni.

Az 1983 őszi MSZMP Agit. Prop. Bizottsági állásfoglalás óta (mely támogatja a városi-közösségi kis tv-stúdiók létrehozását) rohamosan szaporodnak az új, helyi műsorforrásoknak a KVR-ekbe való bevezetési próbálkozásai. A műholdas műsorvételre való felkészülés megindult, valamint a műsorszétosztó hálózatok másodlagos kihasználására vonatkozó igények és lehetőségek felmérése is folyik. Mindez oda hatott, hogy kezdenek kialakulni a köznyelvben „kábeltelevízióvá” avasztált kissé bővített szolgáltatású, de változatlan struktúrájú KVR-ek. Igazi KTV-ről azonban még nem lehet beszélni! Kiderültek a klasszikus struktúra által emelt korlátok és a szabályozatlansági problémák. Ezért a Magyar Televízió feladatuk kapta a szaporodó — többnyire lelkes amatőrök által üzemeltetett — városi kis tv-stúdiók műszaki és művészeti gondozását, és a Magyar Postára hárult a stúdióknak a KVR-be való becsatlakozási és az új KVR-ek ellenőrzési feladatköre. Nyilvánvaló, hogy az igazi kábeltelevízió megteremtése a fentiekben lényegesen túlmenő műszaki és jogi problémák megoldását is megkívánja. Megkezdődött tehát az egyik legsürgősebb kérdésnek, a KTV jogi státusának tisztázására irányuló munka azzal a céllal, hogy a KTV legyen közmű, mert így létesítése, átadása és fenntartása országosan egységesen kezelhető. Egyidejűleg a Posta is átdolgozta a KVR-szabványt a KTV követelményrendszerének megfelelően. Megkezdődtek a vizsgálatok a műholdas műsor vétel műszaki körülményeinek tisztázására.

Úgy tűnik tehát, megindult valami, de nem látzik még a „motor”: a korszerű elemválasztékot kínáló ipari háttér. Azaz a fejlesztőknél, ill. úttörő szerepre vállalkozó híradástechnikai vállalatoknál van most a labda. Sürgős feladat azon új KTV-elemek piacra hozása, melyekkel a vállalkozó kedvű tervezők és építőközösségek az integrált szélessávú kábeles hírközlőrendszerek legalább valamilyen kezdeti formáját realizálni tudnák. Mert súlyos hiba volna az elavult KVR-eket konzerválni az egyre több helyen esedékes felújítások során!

10. Összegezés

Elvi megfontolások (4. fejezet) és gyakorlati próbálkozások (8. fejezet) egyaránt azt mutatják,

hogy a klasszikus fastruktúrájú közösségi vevőrendszerek nem perspektivikusak sem az alap-szolgáltatás, a műsorszétosztás, sem pedig a kiegészítő szolgáltatások (különösen az interaktívok) területén. Elérkezett az az idő, amikor a fejlesztési tervekben már fejlettebb, többcélú szolgáltatásra is alkalmas topológiákkal kell számolni. Valószínűsíthető, hogy a jövő a vonalkapcsolt (csillagstruktúrájú), fényvezetőkre alapozott és teljesen digitális megoldásokat fogja előtérbe helyezni. Ezek technológiai- és költség-okokból jelenleg azonban még széles körben nem realizálhatók. A mai műszaki és gazdasági feltételek mellett is reális célkitűzés lehet viszont a vegyes topológiájú és a kapcsolt, kihelyezett csillagpontokban levő előfizetői konverterekre alapozott többszolgáltatású szélessávú műsorelosztó hálózat. Ennek legfontosabb elemei (a konverterek, ill. kapcsolók) ugyan még nincsenek gyártásban, de céltudatos fejlesztéssel, a rendelkezésre álló ipari háttérrel is viszonylag rövid időn belül kialakíthatók — és legalább mintahálózatokban kipróbálhatók. A Magyar Posta jelentős szerepet tölthet be ezen a területen nemcsak koordinálási, hanem kutatási oldalon is.

Nem tárgyalta ezen cikk a szélessávú kábeles hírközlő rendszereknek, mint új tömegkommunikációs médianak társadalmi és szociológiai hatását, melyeket pedig a külföldi tapasztalatok alapján is rendkívül fontos figyelembe venni. Nem érezzük magunkat illetékesnek ebben az igen összetett, de még (legalábbis hazai viszonylatban) kellően fel nem tárt kérdéskomplexumban történő állásfoglalásra. Ezért egyrészt hivatkozunk az irodalomra [8], [9] másrészt pedig javasoljuk ennek a speciálisan magyar viszonyok közti tanulmányozását.

I R O D A L O M

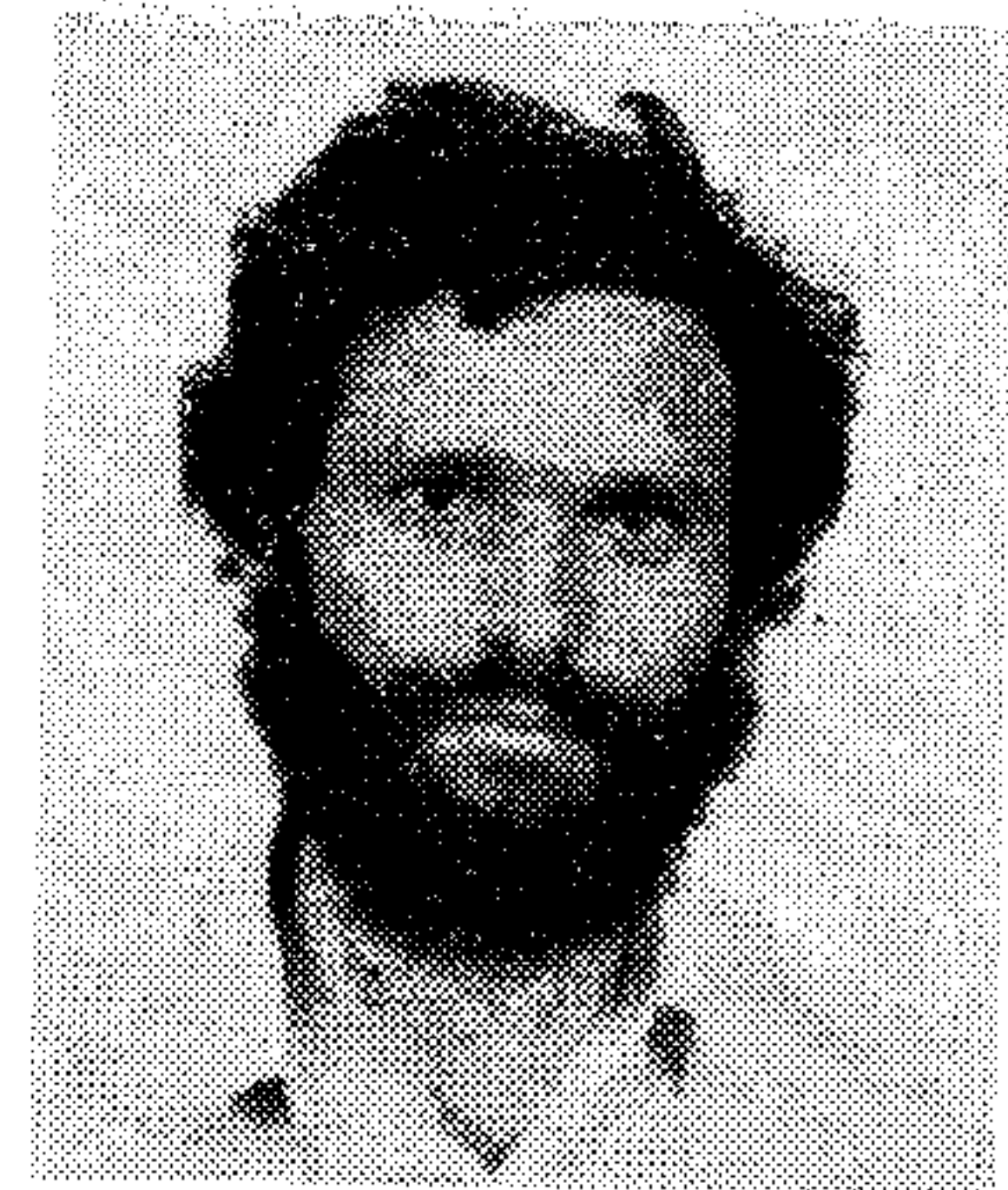
- [1] Rolf Zimmermann: Neue Nutzungsformen der Kabelkommunikation net 39, 1985. H.4.
- [2] W. G. Simpson: Broadband Cable Systems. British Telecom. Engineering vol. 3. Apr. 1984.
- [3] M. Hatamian, E. G. Bowen: HOMENET, a broadband voice(data) video network on CATV systems. AT T Technical Journal Febr. 1985.
- [4] Stefler Sándor: A nagyközösségi antennarendszerektől az integrált szolgáltatású hálózatok kialakulásáig. POSTA 1984. okt.
- [5] Klaus Brand: Statistische Untersuchungen an einem modernen Kabelverteilsnetz für Hörfunk und Fernsehen. Technische Mitteilungen PTT 7/1983.
- [6] BIGFON. Digitales Kabelkommunikation System der Zukunft fuba Hans Kolbe Communication
- [7] Kabelpilotproject Ludwigshafen-Vorderpfalz. Funkschau 12/1983.
- [8] IFRA Newspaper techniques May 1983.
- [9] Telekommunikation und neue Medien. ONLINE'82 Düsseldorf.
- [10] Laurie Watson: Planning for efficient broadband/cable TV networks. Communication Engineering Oct. 1984.
- [11] Előzetes postai előírások a KTV rendszerek fogalommeghatározására és műszaki követelményeire. Magyar Posta Központja—Posta Kísérleti Intézet kiadása, 1985. okt.

MOS dinamikus RAM érzékelő erősítő bekapcsoló jelének optimalizálása

NEMES MIHÁLY

BME

Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikkben az érzékelő erősítő tranzisztorainak és a terhelő kapacitásoknak az aszimmetriáját figyelembe véve a maximális átbillenési sebességhez tartozó bekapcsoló-jel időfüggvénye van meghatározva.

I. Bevezetés

A MOS dinamikus RAM (DRAM) érzékelő erősítője egy kapuzott flip-flop (1. ábra). C_v a kiolvasó erősítőhöz kapcsolódó oszlopok kapacitása, C_t a tároló kapacitás, C^* a referencia-cella kapacitása. Kiolvasás előtt a T_1 – T_4 flip-flopot kikapcsolják Φ_1 és Φ_2 segítségével és a két bemenetet (a C_v -vel jelölt kapacitásokat) az ábrán az áttekinthetőség kedvéért fel nem tüntetett áramkör segítségével azonos potenciálra hozzák. Ezután T_5 és T_6 kapcsolódik be, a flip-flop bemenetén létrehozva a tárolt információtól függő polaritással egy feszültségkülönbséget. Ez a differenciális vezérlő feszültség kicsi, tipikusan 100–200 mV.

A következő fázisban T_7 bekapcsolásával aktivizálják a T_1 – T_2 tranzisztort. A feszültségkülönbség növekedni kezd és amikor megfelelően nagy értéket ért el, T_3 és T_4 bekapcsolásával fejeződik be a kiolvasás.

T_7 bekapcsolása nem lehet túlságosan gyors, mert T_1 és T_2 méretei, valamint a terhelő kapacitások közötti különbség hamis billenéshez vezethet.

A kapuzott flip-flopot MOS komparátorokban is alkalmazzák. Számos szerző foglalkozott a bekapcsoló jelnek az érzékenységre (a feldolgozható legkisebb feszültségkülönbségre) gyakorolt hatásával. Lynch és Boll [1]-ben meghatározták U_s -nek azon időfüggvényét, amely maximális bekapcsolási sebességet tesz lehetővé, úgy, hogy az egyik tranzisztor végig lezárt állapotban maradjon. Ieda et al. [2]-ben a következő empirikus formulát állították fel a flip-flop érzékenységére:

$$S = A \sqrt{\frac{C_0 K}{\beta_0}} \cdot \left| \frac{\Delta\beta_1 - \Delta\beta_2}{\beta_0} - \frac{\Delta C_1 - \Delta C_2}{C_0} \right| + |U_{th1} - U_{th2}| \quad (1)$$

ahol

S = a legkisebb feldolgozható differenciális jel,

A = konstans ($\cong 0.5$),

Beérkezett: 1985. XII. 14 ↑

Híradástechnika XXXVIII. évfolyam, 1987. 2. szám

NEMES MIHÁLY

A BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnika Szakán végzett 1974-ben. Két éves ösztöndíjas státusz

után tanársegédként, majd adjunktusként dolgozik a HEI Áramkörök Osztályon. Ipari gyakorlatát a MEV-ben töltötte 1982-ben.

$$\beta = \left[\frac{\mu \epsilon_{ox}}{D_{ox}} \cdot \frac{W}{L} \right]$$

C = terhelő kapacitás egy oldalon;

a közös source-ok potenciálja a következő időfüggvény szerint változik:

$$U_s = U_{s0} - kt$$

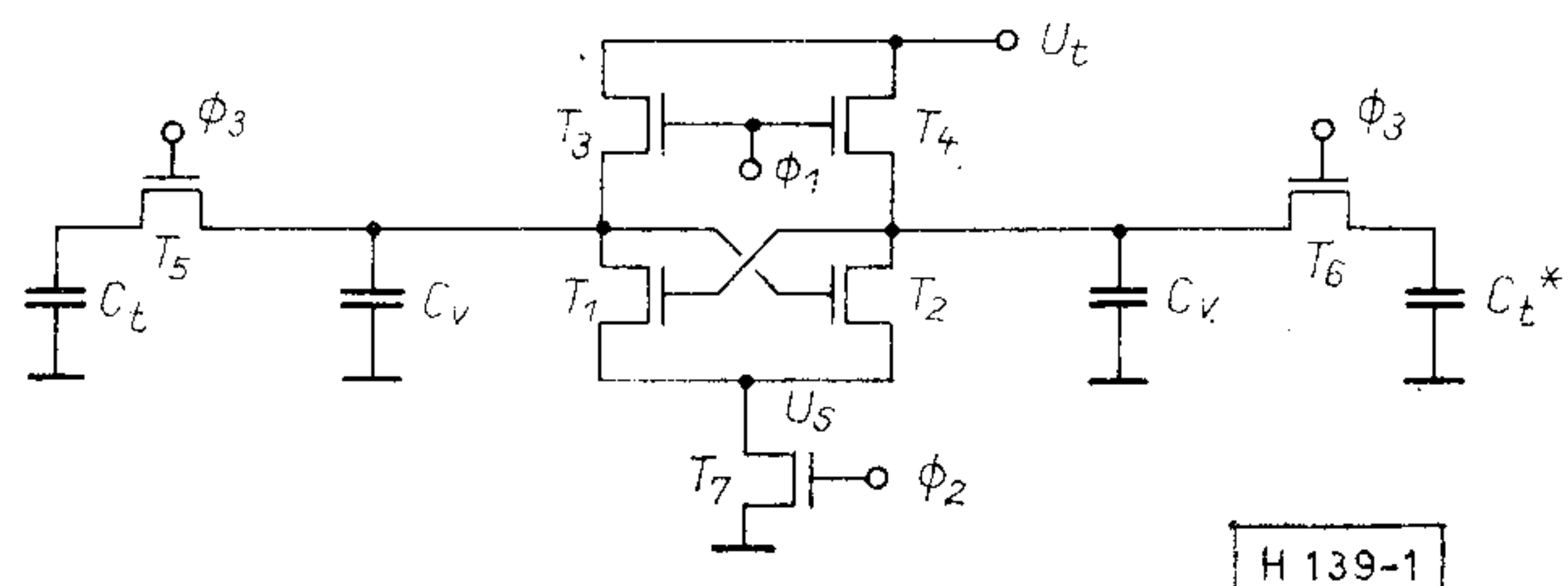
és a 0 index a névleges értékeket jelöli.

Az (1) egyenletből azt a következtetés vonták le, hogy az érzékenységet K csökkentésével lehet növelni.

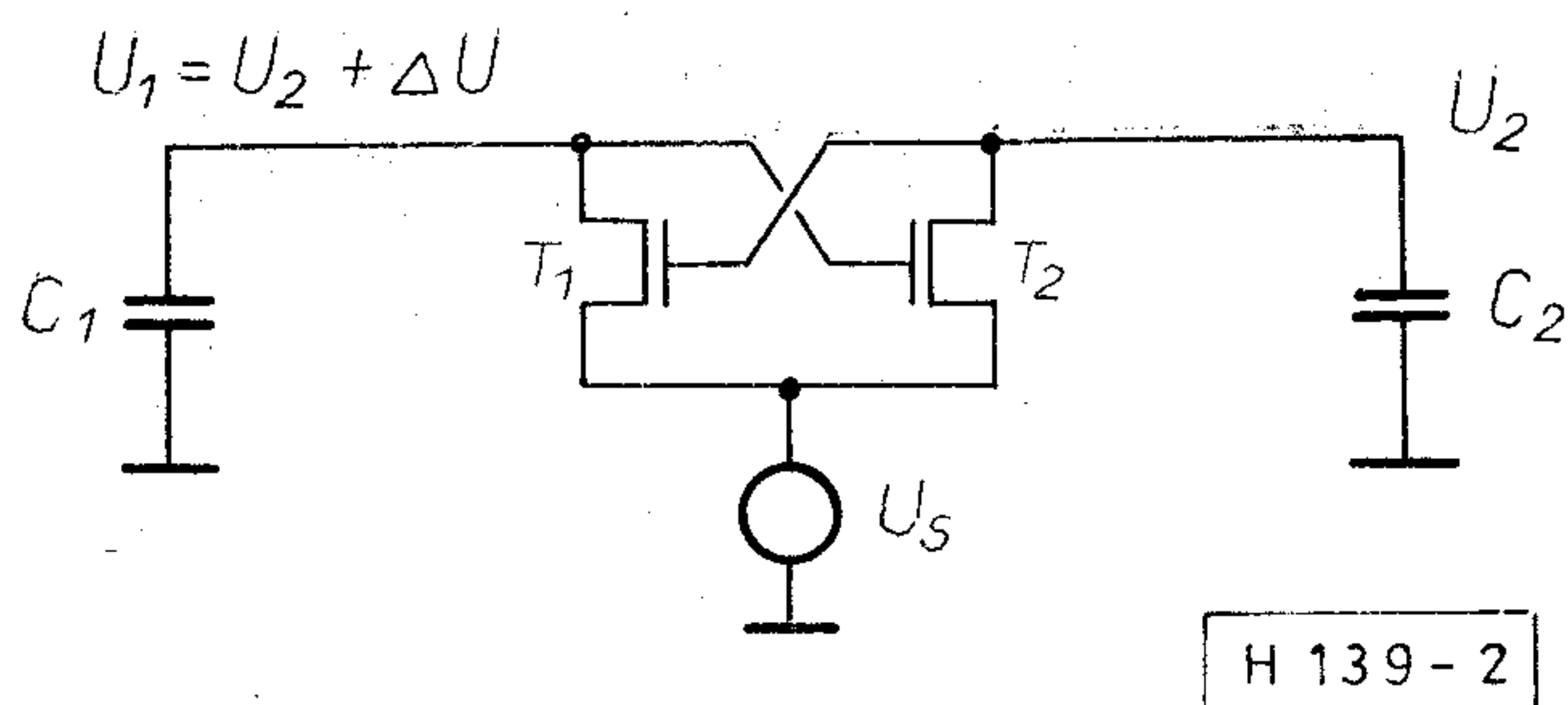
Suzuki és Hirata [3]-ban leírják egy általános célú MOS komparátor tervezését, amelynek K értékét (1)-ből kiindulva választották meg. Yuka-wa [4]-ben analitikusan leírja, hogy egy általános célú komparátor offset-feszültsége hogyan függ K -tól, feltéve, hogy a flip-flop terhelő ellenállásai kicsik.

II. Az általános célú komparátor és a DRAM érzékelő erősítő közötti különbség

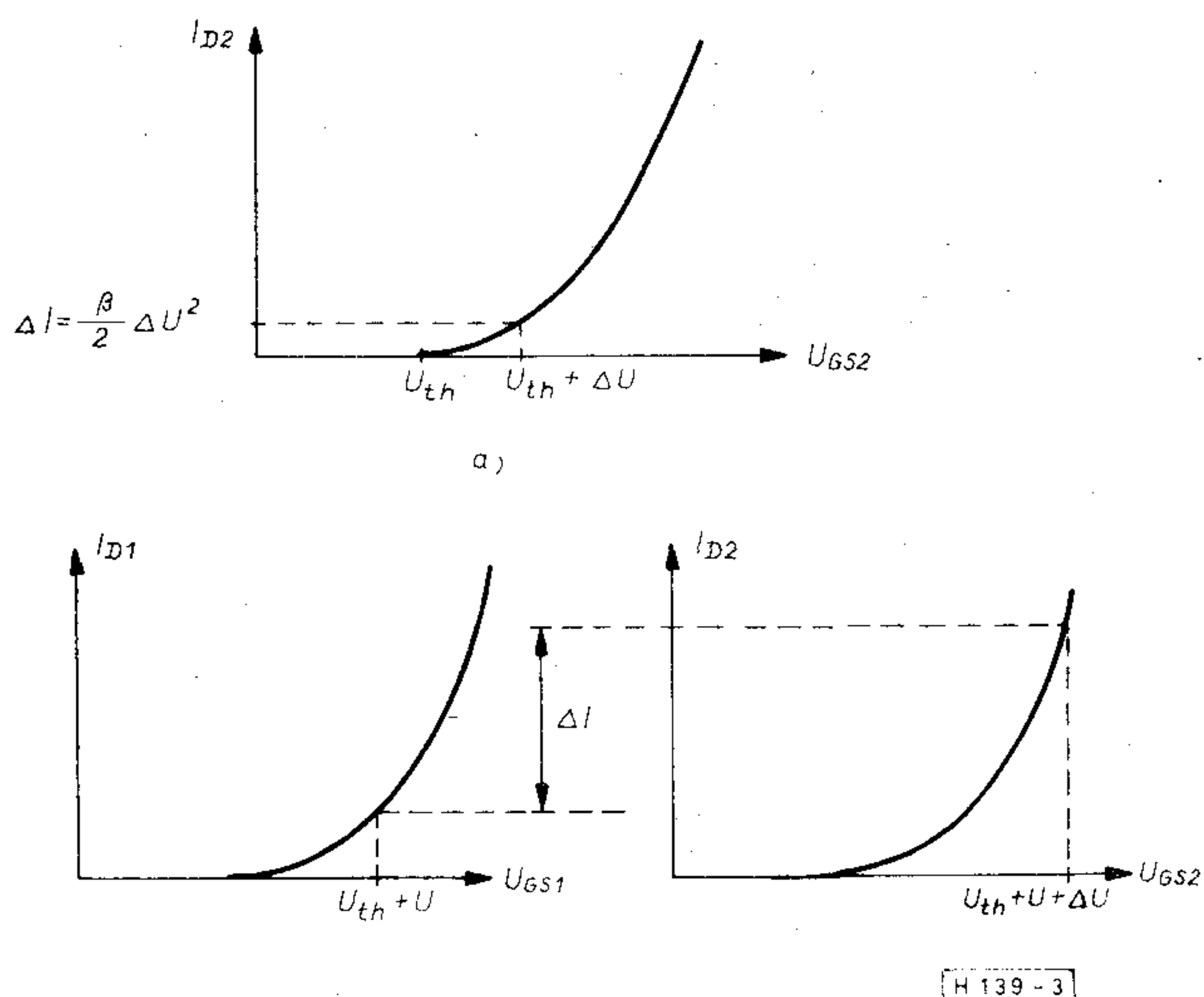
A DRAM érzékelő erősítő olyan komparátor, amelynek közös módusú bemenő feszültségét pontosan ismerjük, sőt a differenciális jel abszolút értéke is ismert. A feldolgozandó jelnek ez az a priori ismerete lehetővé teszi, hogy az áramkör sebességét és megbízhatóságát megnöveljük. Egy általános célú komparátornál a bemeneti offset-feszültséget kell minimalizálni, itt viszont a hasznos kimenő jelet tudjuk maximalizálni.



1. ábra. Az érzékelő erősítő felépítése



2. ábra. A keresztbecsatolt tranzisztorpár



3. ábra. A vezérlő feszültségek $t=0$ -nál

III. A lezárandó tranzisztor vezetésének hatásai

A keresztbecsatolt tranzisztorpárt ΔU feszültség vezérli (2. ábra). Vizsgáljuk meg a tranzisztorok meredekségében (β) és a terhelő kapacitásokban (C) jelentkező különbségek hatását. Ha a lezárandó tranzisztor a bekapcsolás folyamán végig lezárt állapotban van, akkor ezeknek a különbségek nem okoznak semmilyen hibát, de a bekapcsolás meglehetősen lassú lesz. $t=0$ -nál $U_{GS2} - U_{th2} = \Delta U$ ebben az esetben, $I_{D2} = \beta/2 \Delta U^2$ (3a. ábra). Ilyenkor I_{D2} egyenlő az áramok különbségével; ez az áramkülönbség növeli ΔU -t. Ha nagyobb közös módusú jelet (U_s) alkalmazunk, akkor két hatás lép fel. Egyrészt ugyanakkora ΔU nagyobb áramkülönbséget hoz létre szimmetria esetén, mivel a tranzisztorok karakterisztikájuknak egy meredekebb szakaszán üzemelnek (3b. ábra), másrészt a β -ban és C -ben jelentkező különbség a hasznos jel hatásával ellentétes lehet ($\beta_1 > \beta_2$ és $C_1 < C_2$ a legrosszabb eset). ΔU , $\Delta\beta$ és ΔC ismeretében várhatólag U_s -nek van olyan értéke, amelynél ΔU növekedése a leggyorsabb. Érzékelő erősítők-nél ΔU -t ismerjük; egy kézben tartott technológiánál β és C eloszlása is ismert. Ki tudunk választani

olyan $\Delta\beta$ és ΔC értékeket, amelyeknél nagyobb csak elegendően kis gyakorisággal lép fel. Ha ennek az áramkörnek a bekapcsoló jelét optimalizáljuk, akkor a bekapcsolási tranziens a lehető leggyorsabb lesz, a kisebb aszimmetriájú példányok tranziensének sebessége pedig meg fogja ezt a sebességet haladni. A gyorsabb bekapcsolás a megbízhatóság szempontjából is előnyös: Ha a bekapcsolás alatt hibafeszültség keletkezik az áramkörben (pl. egy alfa-részecske becsapódásának következtében, [5]) annak hatása relatíve annál kisebb lesz, minél nagyobb ebben a pillanatban ΔU értéke.

IV. $d\Delta U/dt(t=0)$ maximalizálása a legaszimmetrikusabb áramköröknél

A tranzisztorok küszöbfeszültség-különbségét belevonva ΔU -ba írhatjuk:

$$I_{D1} = \frac{\beta_0 + \Delta\beta_{\max}}{2} (U_2 - U_s - U_{th})^2 \quad (3)$$

$$I_{D2} = \frac{\beta_0}{2} (U_2 + \Delta U - U_s - U_{th})^2 \quad (4)$$

$$\frac{d\Delta U}{dt} = \frac{I_{D2}}{C_0} - \frac{I_{D1}}{C_0 - \Delta C_{\max}} \quad (5)$$

$d\Delta U/dt(t=0)$ akkor maximális, ha

$$U_2 - U_s - U_{th}|_{t=0} = \Delta U(t=0) \frac{1 - \frac{\Delta C_{\max}}{C_0}}{\frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0} + \frac{\Delta C_{\max}}{C_0}} =$$

Ideálisan szimmetrikus áramkör esetén természetesen végtelenhez tart a maximális deriváltat létrehozó közös módusú jel. A 4. ábrán látható $d\Delta U/dt(t=0)$ a közös módusú vezérlő feszültség függvényében.

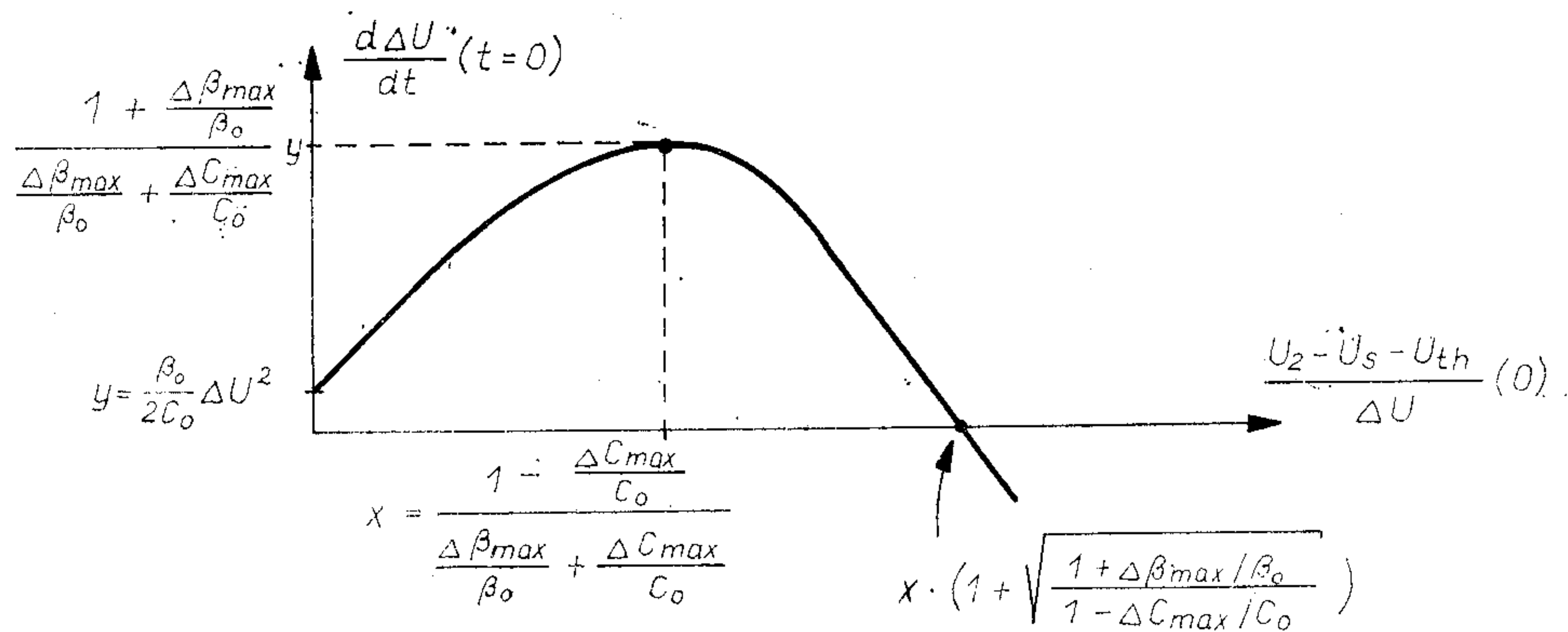
V. Bekapcsoló ugrás-függvény optimalizálása

Feltesszük, hogy ugrásfüggvényt alkalmazunk a tranzisztorpár bekapcsolására. A 4. ábra és a (6) egyenlet azt mutatja, hogy ΔU kezdeti változási sebessége maximalizálható az ugrás nagyságának megfelelő megválasztásával. Várhatólag azonban a leggyorsabb tranziens ennél nagyobb közös módusú jel fogja eredményezni, mivel a kezdeti ugrás után a közös módusú jel gyorsabban fog csökkenni, mint ahogy ΔU nő. Az optimalizálást az ANAL-20 áramköranalízis-program segítségével végeztem el a következő értékek felvételével:

$$\begin{aligned} \beta_0 &= 125 \mu A/V^2 & \Delta\beta/\beta &= 3\% \\ C_1 &= C_2 = 0,5 \text{ pF} & \Delta U(t=0) &= 50 \text{ mV} \end{aligned}$$

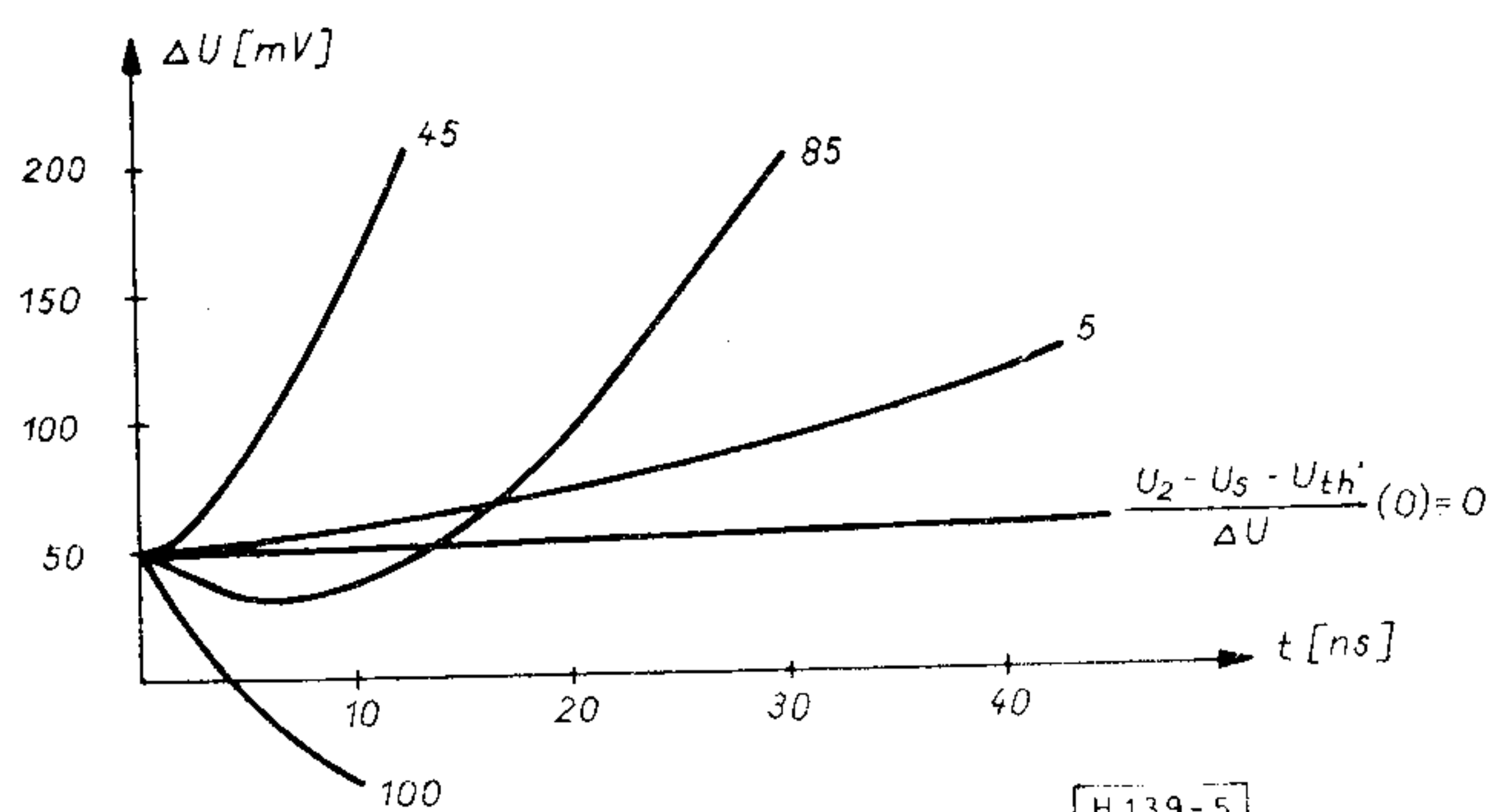
A (6) egyenlet alapján $\frac{U_2 - U_s - U_{th}}{\Delta U}(0) = 33,3$ -nál

várunk maximális kezdeti deriváltat és a fenti meg gondolás alapján ennél valamivel nagyobb értéknél leggyorsabb tranziens. Azt 5. és 6. ábrán látható diagramokból leolvashatjuk, hogy kb. 45-ös érték szolgáltatja a leggyorsabb tranziens.



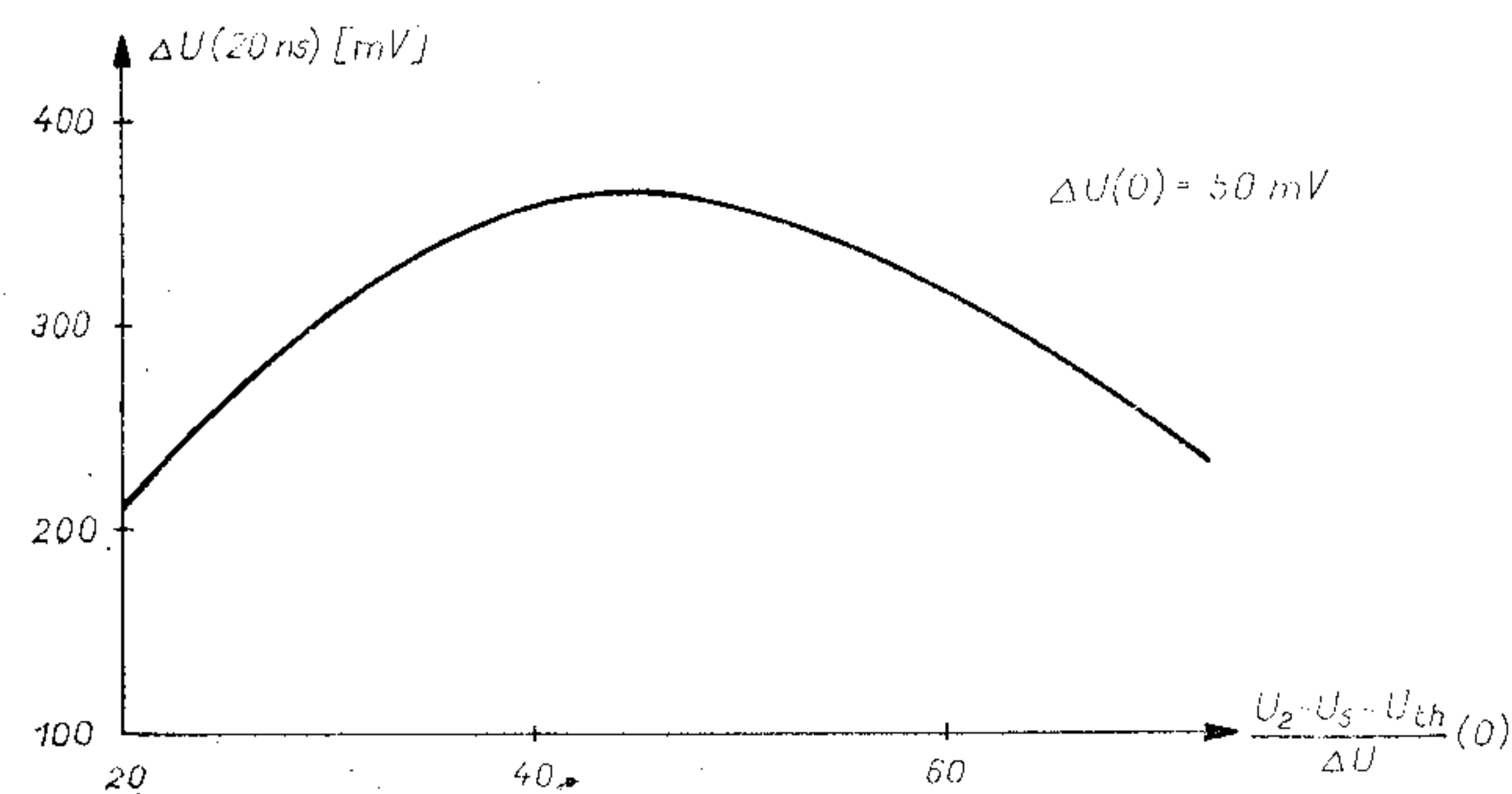
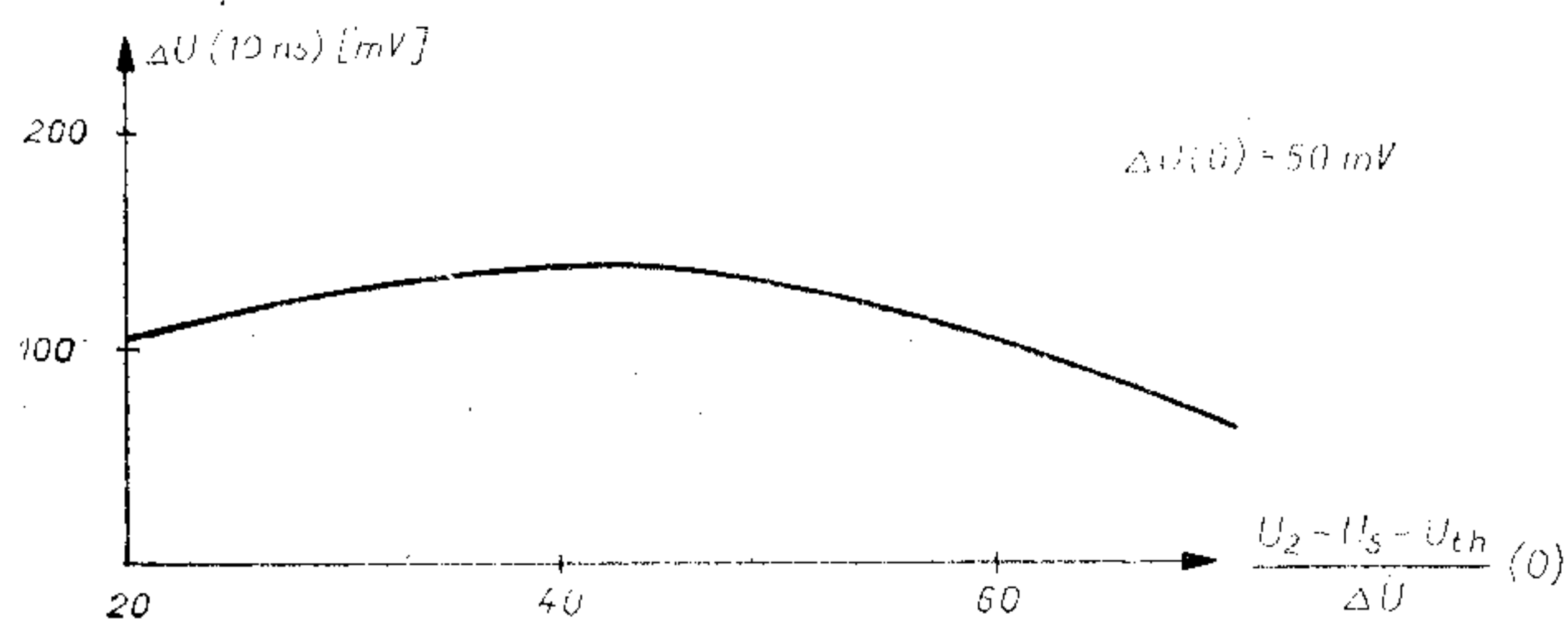
H 139-4

4. ábra. A kezdeti jelmeredekség a közös módusú vezérlő feszültség függvényében



H 139-5

5. ábra. A hasznos jel időfüggvénye a bekapcsoló feszültségugrás nagyságának függvényében



H 139-6

6. ábra. A hasznos jel a bekapcsoló feszültségugrás nagyságának függvényében

VI. A bekapcsoló jelalak optimalizálása

A (6) egyenlet azt mondja ki, hogy $t=0$ -nál a közös és a differenciális módusú jel arányának K_1 -el kell egyenlőnek lennie ahhoz, hogy ΔU deriváltja itt a legnagyobb legyen. Könnyen belátható,

hogy a bekapcsolás akkor lesz a leggyorsabb, ha

$$\frac{U_2 - U_s - U_{th}}{\Delta U} = K_1 \quad (7)$$

minden időpontban fennáll. (7)-et, (3)-at és (4)-et (5)-be helyettesítve kapjuk:

$$\frac{d\Delta U}{dt} = \frac{\beta_0}{2C_0} \cdot \frac{1 + \frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0}}{\frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0} + \frac{\Delta C_{\max}}{C_0}} \Delta U^2 = K_2 \Delta U^2 \quad (8)$$

A változók szétválasztása és integrálás után adódik:

$$\Delta U(t) = \frac{1}{\frac{1}{\Delta U(0)} - K_2 t} \quad (9)$$

T_2 akkor éri el az elzáródás határát, amikor $\Delta U = U_{th}$. Az ehhez szükséges idő:

$$t(\Delta U = U_{th}) = \left(\frac{1}{\Delta U(0)} - \frac{1}{U_{th}} \right) \frac{1}{K_2} = \frac{\frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0} + \frac{\Delta C_{\max}}{C_0}}{1 + \frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0}} = t_0 \quad (10)$$

ahol t_0 az U_{th} eléréséhez szükséges minimális idő, ha a lezárandó tranzisztort végig lezárva tartjuk.

(7)-ből és (9)-ből adódik a source-okon alkalmazandó feszültség időfüggvényére:

$$U_s(t) = U_2(0) + \Delta U(0) \frac{1 + \frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0}}{\frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0} + \frac{\Delta C_{\max}}{C_0}} - U_{th} - \frac{2 + \frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0} - \frac{\Delta C_{\max}}{C_0}}{\frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0} + \frac{\Delta C_{\max}}{C_0}} \times \frac{1}{\frac{1}{\Delta U(0)} - \frac{\beta_0}{2C_0} \cdot \frac{1 + \frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0}}{\frac{\Delta\beta_{\max}}{\beta_0} + \frac{\Delta C_{\max}}{C_0}} t} \quad (11)$$

U_s -nek a gate-source kapacitásokon keresztüli csatolását C_1 -re és C_2 -re elhanyagoltuk ebben az analízisben az egyszerűség kedvéért.

IRODALOM

- [1] W. T. Lynch, H. J. Boll: „Optimization of the Latching Pulse for Dynamic Flip-Flop Sensors”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC—9, No. 2., pp. 49—55., Apr. 1974.
[2] N. Ieda et al.: „Single Transistor MOS RAM Using a Short-Channel MOS Transistor”, IEEE Journal

- of Solid-State Circuits, Vol. SC—13, No. 2. pp. 218—225, Apr. 1978.
[3] S. Suzuki, M. Hirata: „Threshold Difference Compensated Sense Amplifier”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC—14, No. 6. pp. 1066—1069, Dec. 1979.
[4] A. Yukawa: „A Highly Sensitive Strobed Comparator”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC—16, No. 2., pp. 109—113. Apr. 1981.
[5] R. J. McPartland: „Circuit simulations of Alpha-Particle-Induced Soft Errors in MOS Dynamic RAM's”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC—16, No. 1., pp. 31—33, Feb. 1981.

(Folytatás a 60. oldalról.)

A japán Toshiba elektronikai cég 12 milliárd jenes (mintegy 670 millió dolláros) rendelést kapott színes tévék gyártásához szükséges berendezések és alkatrészek szállítására a Szovjetunióba. Ez a legnagyobb megrendelés, amelyet a Toshiba valaha is kapott szovjet cégektől. Az üzlet részeként egy új üzem épül fel, amely várhatóan 1988. közepén kezdi meg működését. A gyárban évi 300 ezer színes tévét fognak előállítani. A szerződés szerint a képcsövek kivételével a tévékhez szükséges összes alkatrészt a Toshiba fogja szállítani. A Szovjetunió 1990-re évi 7 millió színes tévé gyártását tervezi a jelenlegi 3 millió helyett.
(Heti Világgazdaság)

*

Félvezetők világviszonylatú termelése az egyes kontinensek gyártóinak kapacitására vonatkozóan

	1983		1984		1985	
	\$	%	\$	%	\$	%
USA IC	11,48	23	16,87	47	14,85	—12
diszkrét	2,15	16	2,59	20	2,34	—10
Európa IC	1,04	17	1,55	49	1,33	—14
diszkrét	0,94	6	1,18	26	1,06	—10
Japán IC	4,42	44	7,80	76	7,02	—10
diszkrét	1,79	17	2,64	47	2,45	—7
Világ IC	17,17	28	26,58	55	23,62	—11
diszkrét	5,07	14	6,65	31	6,12	—8
Összesen	22,24	24	33,23	49	29,73	—11

A világ félvezető piacának prognózisa (milliárd \$-ban)

Év	IC	az elő- ző év %- ában	diszkrét elemek	előző év %- ában	félvezetők össz.	előző év %- ában
1983	13,54	31	4,70	15	18,24	26
1984	21,97	62	6,22	32	28,18	54
1985	18,66	—15	5,66	—9	24,33	—14
1986	19,60	5	5,83	3	25,43	5
1987	22,55	15	6,12	5	28,67	13
1988	32,93	46	7,03	15	39,96	39
1989	42,80	30	8,09	15	50,89	27
1990	48,48	13	8,65	7	57,13	12

(VTRT Világpiaci Tükör, 1986/3.)

*

Kilenc közös műszaki-fejlesztési területet irányoz elő az 1986—1990-re szóló magyar—NDK elektronikai megállapodás. Többek között az integrált áramkörök számítógépes tervezésében, az optoelektronikai alkatrészek és az integrált áramkörök gyártásához szükséges berendezések fejlesztésében működnek majd együtt magyar és NDK-beli vállalatok. Szóba került a Mikroelektronikai Vállalat (MEV) májusban leégett chip-

gyárának pótlásához való esetleges NDK-hozzájárulás is. A leégett gyár bipoláris gyártósorának technológiáját és berendezéseit korábban részben az NDK-ból vásárolták. Az NDK most is hajlandó a berendezések és a know-how szállítására, ha magyar részről az adott technológia mellett döntenek. Addig is részben az NDK-ban dolgozták fel magyar megrendelésre azokat a szilíciumszeleteket, amelyekből május 26. előtt a MEV készített chipeket.
(HVG, 1986. szeptember 6.)

★

Nem túlzók azok a becslések, amelyek 10 milliárd forintba taksálják a Magyarországon üzemelő Commodore—64-es, 610-es, 720-as, 128-as konfigurációk értékét, s nem csekélyek azok az erőfeszítések, amelyek e számítógéppark értelmes kihasználására irányulnak.

A törekvések egyik biztató iránya a Commodore-gépekből felépített, nagykapacitású (25—50—100 Mbyte) merev lemezes háttérű többmunkahelyes hálózat kifejlesztése, amelynek segítségével az egymástól akár 1000 méter távolságra lévő munkállományok hozzáférhetnek ugyanahhoz az adatállományhoz.

A fejlesztő NOVORAT és a QUALISOFT Kiszövetkezetek júniusban állapodtak meg a Skála Sztrádával a tavaszi BNV-n bemutatott és azóta már sok helyen üzembe állított MEGANET—C forgalmazásáról.

(Computrend, 1986/2.)

★

Az AT & T hivatalosan is bejelentette az UNIX operációs rendszer új változatának, a UNIX System V 3.0-nak a kibocsátását, amellyel elsősorban az irodaautomatizálási piacot vette célba. A rendszer alatt különböző számítógéptípusok kapcsolhatók egységes hálózatba.

(Computrend, 1986/2.)

★

A Kontakta ez év március elsején Műszaki Fejlesztési Intézetet hozott létre. A vállalat új vezérigazgatója szerint a jövőben piacorinentált műszaki fejlesztésre van szükség, és minél előbb el kell érni, hogy az Intézet leányvállalati formában, önálló, önfinanszírozó egységként működjön. Az intézet jelenlegi létszáma 142 fő (ebből 76 műszaki dolgozó), a Kontakta korábbi 149 féle fejlesztési feladata közül 72 gyártás és 27 gyártmányfejlesztési, illetve kutatási témát töröltek.

(Kontakta Híradó, 1986/2.)

★

Távhívás a szénhidrogéniparban

HALÁSZ MIKLÓS
OKGT
RENDEK IMRE
Olajterv



ÖSSZEFOGLALÁS

A megnövekedett forgalmi igények és a várakozás nélküliség elérése szükségessé tette a szénhidrogénipari távbeszélő szolgáltatás korszerűsítését. A távhívás két ütemben valósul meg, de már az első kiépítésben is figyelembe kellett venni az összes fontos létesítmény azonnali elérhetőségét. A távhívás két síkú hálózattal zárt számrendszerrel üzemel, az áramkörök száma rugalmasan alkalmazkodik az igényekhez.

1. Előzmények és előzetes elképzelések

A korábbi igények alapján kiépített szövevényes hálózaton a távbeszélő forgalom zömében manuális kapcsolással valósult meg, mind a távolsági, mind a helyi forgalom vonatkozásában. Először a helyi hálózatokat automatizáltuk, ennél nagy gondot jelentett az alközponti típus berendezések kiválasztása, amelyek későbbiekben beválasztásra is alkalmassá tehetők és csatlakoztathatók valamilyen tranzit kapcsolóhoz. Így kerül sor a CA...2 végződésű alközponti család alkalmazására. A gyártó BHG elképzeléseire alapozva, először egy alközponti távhívó rendszert kívántunk meghonosítani a CA típusú alközpontokkal. Ez tulajdonképpen irányszámválasztáson alapult volna, de a további fejlesztési munka a beválasztás, jelzésátvitel, irányítás tekintetében sok nehézséget tárt fel, ezért a tisztán alközponti távhívó rendszert el kellett vetni.

Más megoldást kellett keresni, amely a széria berendezések felhasználásával — lehetőleg átalakítás nélkül — teszi lehetővé a távhívó rendszer kiépítését. Felmerült, hogy a fő problémát jelentő, ARM tranzitközpont és a CA alközpont közötti együttműködést ARK rural központ közbeiktatásával oldjuk meg. Ennél a beválasztásos üzemmódot csak az ARK központon végződő mellékállomásokkal lehetett volna létrehozni, a CA mellékállomások hívása továbbra is kezelőt igényelt volna. További hátrányt jelentett a hálózati síkok és a költségek növekedése.

2. A kialakított rendszer felépítése

Fő szempontnak tekintettük a hívásirányítás és a számrendszer egyszerűségét, a kevés átalakítást (szerelés alatti megszakítás nélküli üzem), a nagyobb alközpontok mellékállomásig való beválasztását és a költségek alakulását. A helyzetet bizonyos fokig megkönnyítette, hogy az iparági rendszerben nem szükséges több olyan szolgáltatást

HALÁSZ MIKLÓS

1949-ben a Standard-nál (ma BHG) kezdett dolgozni műszerész tanulóként. 1966-ban a BME Híradástechnikai Szakán szerzett oklevelet. 1962-ben a BHG Mikrohullámú Fejlesztésről áthelyezték az Országos Kőolaj- és Gázipari Trössthöz. Itt előbb rendszertervezéssel foglalkozott, majd 1966-ban megbízták az ipar-

ági távközlő rendszer irányításával, mely jelenleg is a feladatát képezi. 1970—74 között Kubában szakértőként tevékenykedett. Számos tanulmány és cikk szerzője, a HTE Technológiai távközlési Tagozat titkára és az Energiaipari Távközlési Szakosztály elnökhelyettese. Munkásságát 1984-ban Puskás-díjjal ismerték el.

nyújtani (pl. díjszámlálás), amit a nyilvános hálózat központjaitól megkövetelnek.

A rendszer alapján véve kétsíkú hálózatnak tekinthető, az első síkban az iparági adottságoknál és a forgalomnak megfelelően kiválasztott helyeken települnek a körzeti tranzit központok. Ez a hálózati sík 5 tranzit központból áll (négy 200 vonalas, és egy 400 vonalas).

Az utolsó választási útvonalakat a 400-as központ sugarasan fogja össze, amely így fő tranzit központnak is tekinthető. Egyes tranzit központok között haránt összeköttetések is létesülnek.

A tranzit központokhoz kapcsolódnak az egyes körzetekhez tartozó alközpontok, mint végközpontok sugaras felépítésben. Az alközpontok képezik a hálózat második síkját. Az áramkörök a távolságtól függően erősítettek, vagy erősítés nélküliek. Az automata alközpontok, melyek a körzeti hálózatot alkotják, többségükben CA...2 típusú alközpontok, egyes esetekben QA és EP berendezések is előfordulnak.

Kisforgalmú telephelyeken manuális kapcsoló, vagy készülék is közvetlenül kapcsolódhat a tranzit központokhoz. Az ARM tranzitközpontoknál kezelő asztalok vannak, amelyek fogadják a közvetlenül csatlakozó LB vonalak hívásait és egyúttal ellátják a tudakozói feladatokat is.

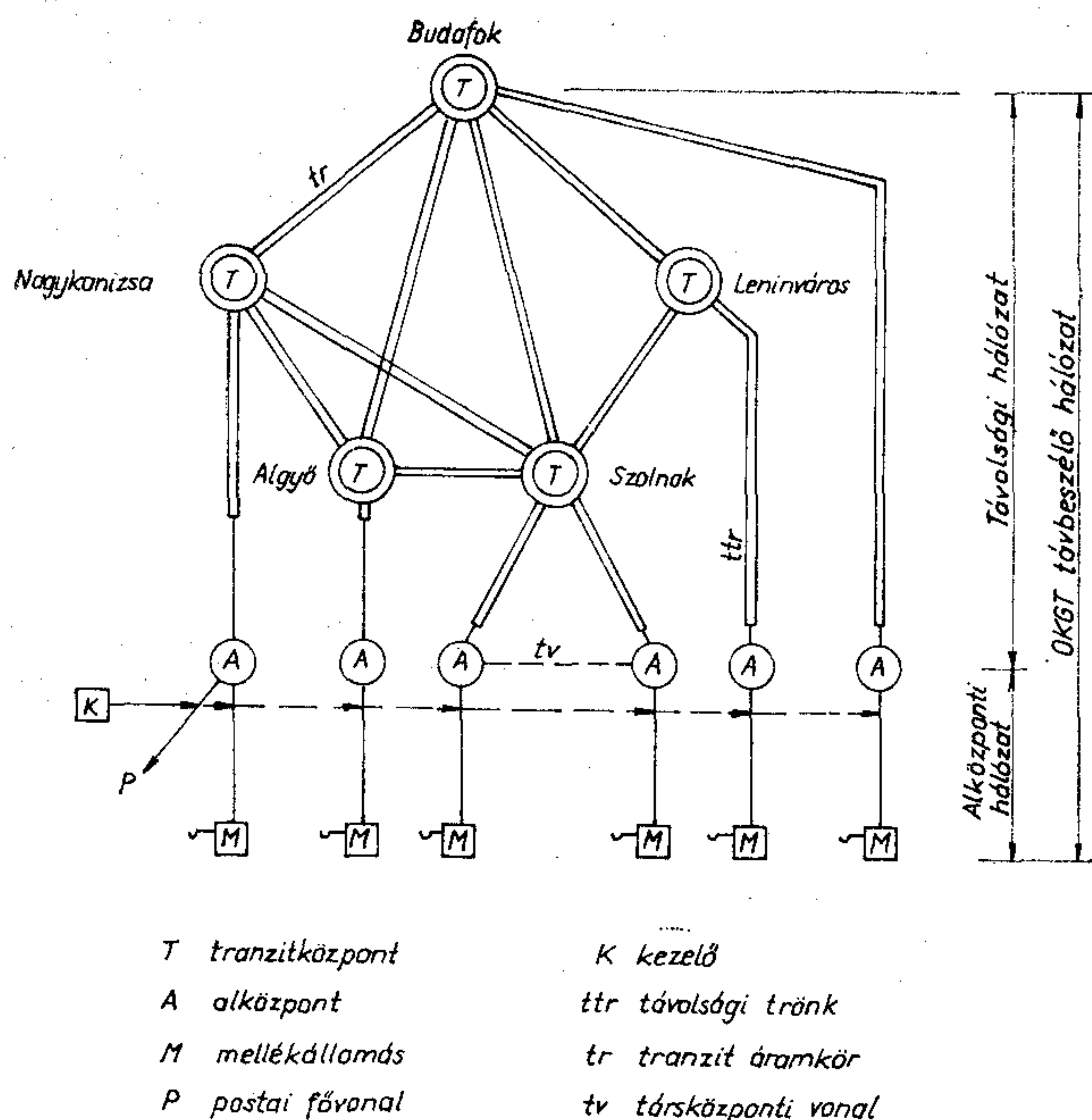
Egy-egy körzetben a tranzit központhoz csatlakozó irányok száma 20—60 között változik a végpontok forgalmától függően.

A távhívó hálózat felépítést az 1. ábra mutatja.

Az alközpontok és LB vonalak — kivéve az alközponttá átalakított százhalombattai ARF 102 központot — kétirányú vonal csatlakozón keresztül kapcsolódnak a tranzit központra. A körzeten belül, a végközpontok, társközpontként is működhetnek.

Az olajipari távhívó hálózat postai, vagy egyéb távhívó hálózathoz közvetlenül nem csatlakozik.

Beérkezett: 1986. V. 22. (H)



OKGT távbeszélő-hálózat

H215-1

(A postai fővonalak az egyes alközpontok fővonalai szerelvényein végződnek, így a helyi postai hálózat az iparági távhívó hálózattal nem kapcsolható össze.)

Az iparági be- és kimenő hívás az ARF-102 és CA-1002, alközponti mellékállomásokra nézve (később a QA-96, EP 128, és 512 alközponti mellékállomásokra is) teljesen automatikus, beválasztásos rendszerű. Kisebb alközpontoknál a kimenő hívás automatikus, a bejövő hívás az alközponti kezelőn végződik (kezelői beválasztás).

Távhívásban 2 tárcsahangos rendszert tartottunk célszerűnek, első tárcsahang az alközpontté, második a tranzitközpontté.

A tranzitközpontok közötti hívások felfűződésének megakadályozására, a tranzit központok számláló és visszafordulást gátló áramkörökkel vannak ellátva.

A korlátozott anyagi lehetőségek miatt a teljes távhívó rendszer több lépésben valósul meg. Első ütemben még csak 3 tranzit központ üzemel, de a hiányzó 2 tranzit központ létesítéséig a körzethez tartozó nagy alközpontok ideiglenesen a meglévő tranzitközpontokhoz közvetlenül csatlakoznak. Már az első kiépítésnél a fő célkitűzés az volt, hogy minél több mellékállomási beszélőhely távhívható legyen és szűnjön meg a több központon keresztüli kézi kapcsolás. A 3 tranzit központ lehetővé tette, hogy az iparági beszélőhelyek 70%-a közvetlen beválasztással hívható, a többi állomás kezelői beválasztással elérhetővé vált.

3. Számrendszer, hívásirányítás

Hasonlóan más rendszerekhez a hívószám forgalom választó, körzet, irány és mellékállomási számokból



RENDEK IMRE

1963-ban a BHG-nál kezdett dolgozni, mint műszerész ipari tanuló. 1969-ben a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán szerzett üzemmérnöki oklevelet.

1977 óta dolgozik az OLAJTERV Hírközlési Osztályán, jelenleg irányító tervezőként.

Szakterülete a távbeszélő központok, távjelzőközpontok, helyi hálózatok. 1981 óta tagja a HTE Energia és Távközlési Szakosztálynak.

tevődik össze. A postai nyilvános hálózattól való megkülönböztetés végett, az iparági rendszerben a speciális számok nem „0”-val, hanem általában „9”-es számmal kezdődnek, így a távhívó forgalom választó szám — az említett ARF alközpont kivételével — „96”-os.

A körzet, irány- és mellékállomási hívószám együttesen és egységesen 5 számjegyből álló, zárt számrendszert alkot. A hívószámok ilyen rendszere több tízezer szám kiosztásához elégséges.

Körzeten belüli hívásnál az alközponti speciális szám letárcsázására a második tárcsahang jelentkezik. Ezt követően az ARM központ bevételezi a számjegyeket és vezérli a kapcsolást. Az ARM központok között a jelzésátvitel MFC kódban megy végbe. Ilyen jeleket továbbítanak a beválasztó alközpontok felé is a tranzit központok.

A tranzitközpontok közötti forgalom lebonyolítását végző nyaláb 1%-os veszteséggel került megtervezésre.

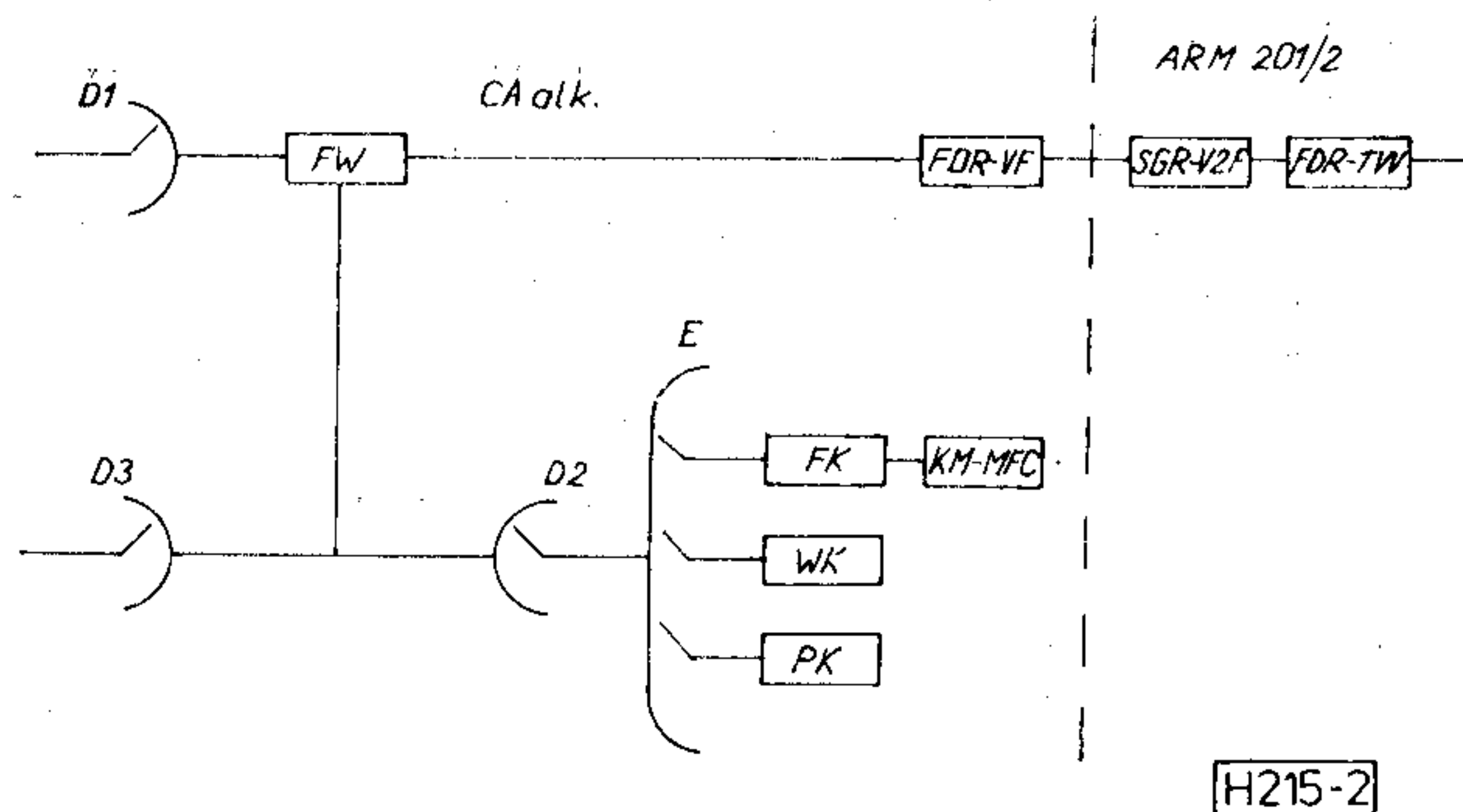
A körzetek közötti forgalomnál (a körzetről kilépő hívás) a kezdeményező tranzit központ vezérli a hívást és végzi a tranzit központ számlálást (visszafordulás gátlás). Az 5 számjegyből álló hívószámból az első a körzetre jellemző szám, melynek vizsgálatából az illető ARM központ kiválasztja a megfelelő tranzit irányt, és a közbenső ARM központ az első számjegy és a hívó kategória átkérésével egyenesbe kapcsolódik.

A második és harmadik szám az adott körzetre és irányra jellemző szám (4 számjegyű alközpontnál csak egyszámjegyes körzetszám van).

A hívást kezdeményező ARM központ, az alközponti szám kiosztásától függően, az utolsó 3 vagy 4 számjegyet átadja az alközponti kódvevőnek.

4. Automatikus beválasztás

A tranzit központok, valamint a nagyobb kapacitású alközpontok között az üzemmód beválasztásos. Ahhoz, hogy a végződő hívás a CA-1002/A, CA-1002/B, ARF 102/A alközpontokban a mellékállomásig automatikusan felépüljön, kiegészítő egységeket kellett alkalmazni. Az MFC jelzéseket a fővonalai áramkörhöz kapcsolódó kódvevő (FDR-VF) veszi, majd az alközponti jelzéseknek megfelelően átkódolja és tárolja egy regiszter (FK). Az átkódolt száminformációt a regiszter áttölti az alközponti markerbe, amely a kapcsolatot a kezelő közreműködése nélkül felépíti.



Ha a mellékállomás foglalt, vagy egyéb okok miatt (torlódás) nem érhető el, a marker a hívást a kezelőhöz kapcsolja. A kapcsolat felépítésében résztvevő áramköröket a 2. ábra szemlélteti.

A CA-1002 alközponti beválasztáshoz szükséges kiegészítő berendezések külön keretben, dugaszolható kivitelben vannak elhelyezve. Egy-egy keretet 15 MFC jelzés vételére alkalmas kódvevő egységgel (KMT) és 2 generátorral (TG) láttak el az MFC jelzés adáshoz.

A vonaljelzések átviteléhez és a számjegyek ismétléséhez keretként egy 100 Hz-es generátor szolgál.

5. Nem beválasztós alközpontokról induló és végződő hívások

Az ARM központok és az alközpontok közötti együttműködés biztosítására azoknál az alközpontoknál, amelyeknél a beválasztás nem lett megoldva (CA-102; 42; 22; Ra, Rx típusok) adapter áramkör került kifejlesztésre.

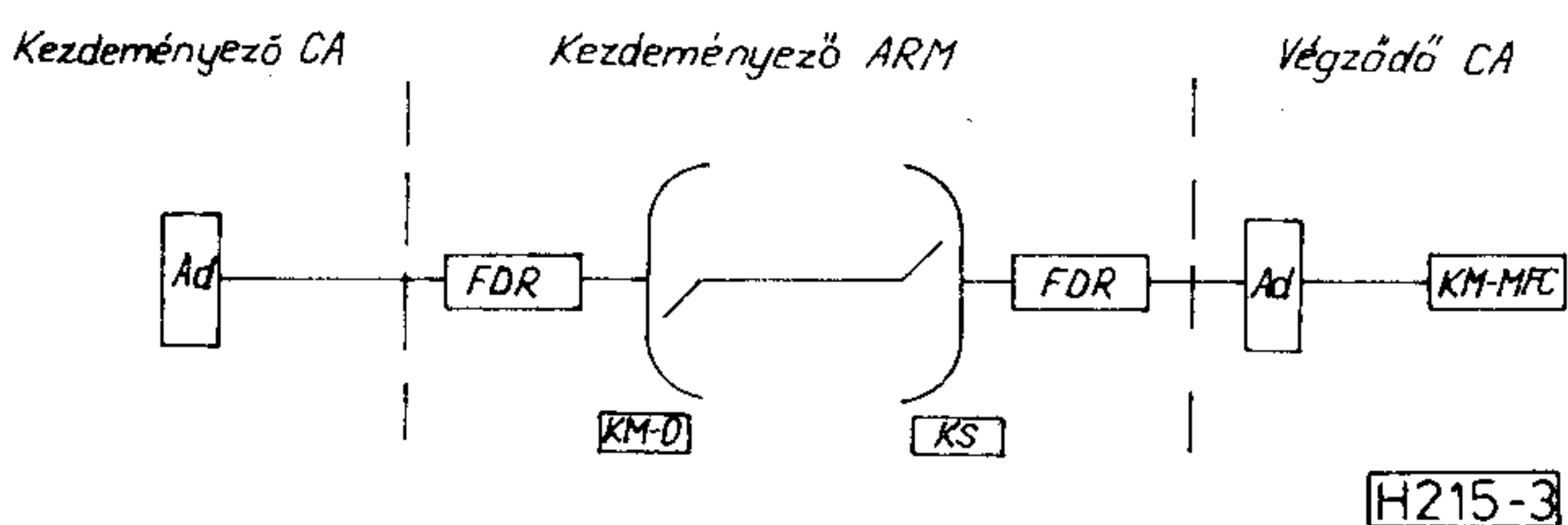
Az adapter áramkör feladata az alközponti „a”–„b” ági hurokszaggatásos tárcsaimpulzusokat a tranzitközpont számára jelzőági földimpulzusokká átalakítani, valamint biztosítani a lefoglaló, bontó, nyugtázó jelek kiadását és fogadását az ARM központból.

A kapcsolók elvi felépítését a 3. ábra mutatja.

Az adapter áramkörök KONTASET 52.435 típusú műszerdobozba kerültek elhelyezésre. Egy műszerdoboz 3 áramkört tartalmaz, minden egység külön-külön dugaszolható.

Kimenő hívás az alközpontból adapterrel

A speciális távhívó szám (96) betárcsázása után a fővonallal együtt felkapcsolódik az adapter áramkör is. Az adapter áramkör táplálást ad az alközpont felé, hurkot zár az ARM központ felé, vala-



mint 150 msec lefoglaló jelet küld a „d” jelzőágon az FDR-TV-Y áramkörnek, valamint indítja az adapter áramkör időzítését. Az ARM központ felkapcsolódásakor megérkező 150 msec „hívott jelentkezik” „c” ági jelzése az időzítést leállítja. Az ARM központ második tárcsahangot küld, a tárcsa impulzusokat az adapter „d” ági földimpulzusként küldi az FDR-TV-Y felé.

Hívó oldali bontás

Ha hívó alközponti mellékállomás leteszi a kézibeszélőjét, megszakad a fővonali „a”–„b” ági hurok.

Az adapter áramkörben a tápjelfogó elenged, és az adapter 600 msec-os bontójelet küld előre a „d” ágon. Az adapter mindaddig foglalt marad, míg a 600 msec-os védő-felszabadító jel meg nem érkezik a „c” ágon. Ekkor az adapter felszabadul és újabb hívás indítására, illetve fogadására készen áll.

Hívott oldali bontás

Ha a hívott „letesz” akkor az ARM központ felől 600 msec „hívott letesz” hátra irányú jelzés érkezik a „c” ágon. Erre az adapter 600 msec vissz irányú védő-felszabadító jelet ad a „c” ágon, az áramkör felszabadul.

Ha a hívó még mindig tartja a kézibeszélőjét, akkor azt az áramköre újabb hívásként veszi.

Bejövő hívás fogadása adapteres áramkörrel

Az ARM központ FDR-TV-Y áramköréből a „c” ágon érkező 150 msec. lefoglaló jelre az adapter az alközponti fővonal „a”–„b” ágra csengetést ad, amely mint bejövő hívás jelentkezik a kezelőnél. A kezelő belépése után az adapter 150 msec „hívott jelentkezik” jelet küld a „d” ágon az időzítések leállítására. A kezelő a hívást a kívánt mellékállomásra közvetíti.

Hívó bont

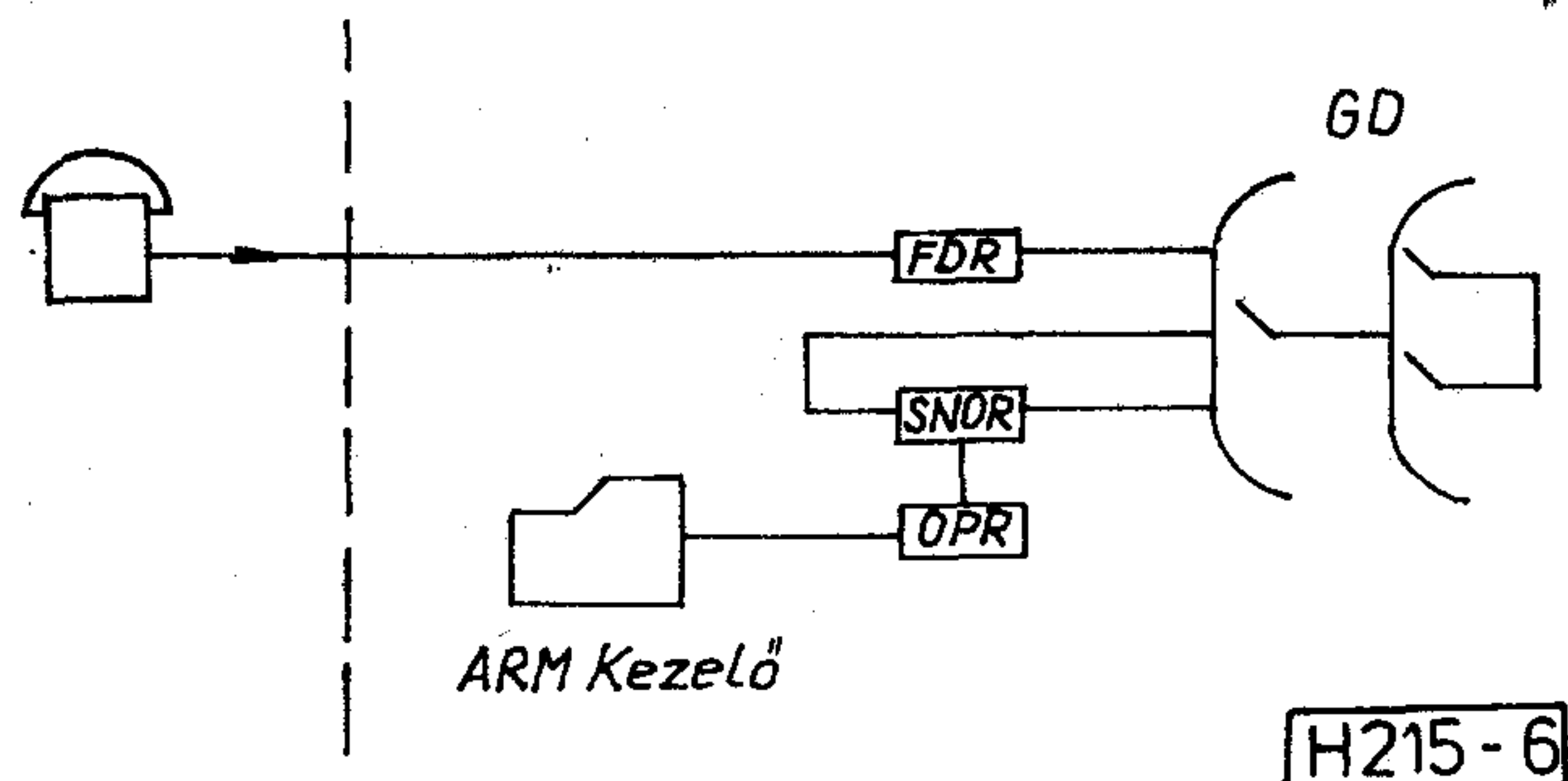
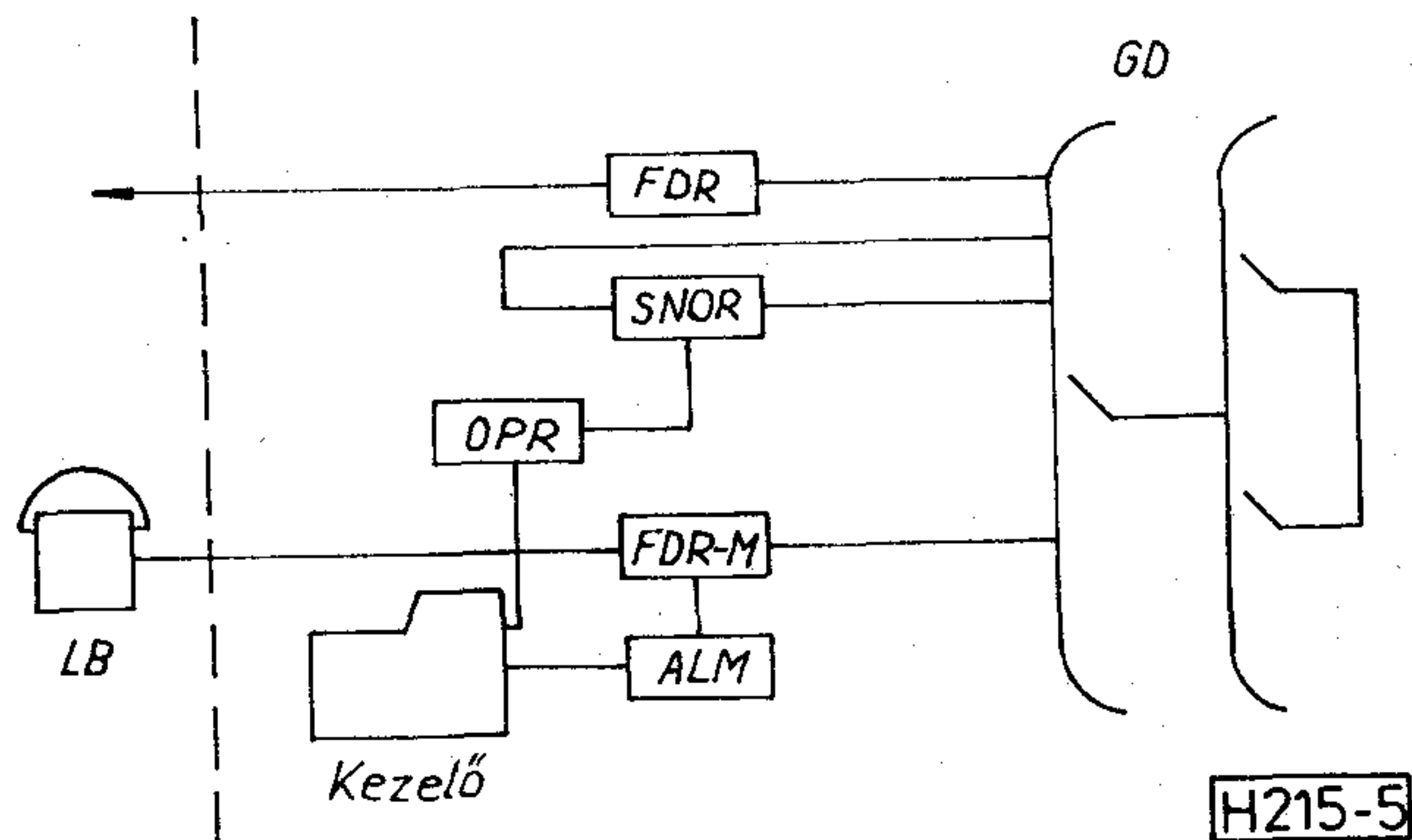
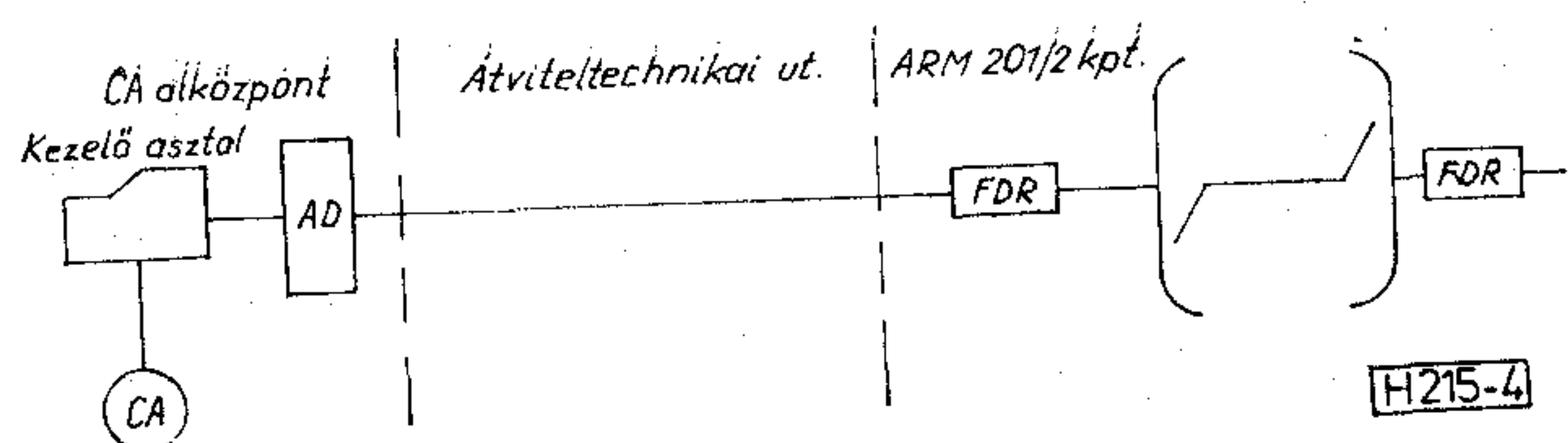
Az FDR-TV-Y áramkörből érkező „c” ági 600 msec előre irányú bontó jelre az adapter áramkör 600 msec vissz irányú védő-felszabadító jelet küld a „d” ágon az ARM központ felé, amely a kapcsolatot bontja.

Hívott oldali bontás

Ha a hívott alközpont mellékállomása leteszi a kézibeszélőjét, az adapter áramkör hátra irányú 600 msec bontójelet küld a „c” ágon és foglalt marad mindaddig, míg a „d” ágon az ARM központból meg nem érkezik a 600 msec. „Előre irányú bontás jel”. Ekkor az adapter 600 msec védő-felszabadító jelet küld a „d” ágon az ARM központ felé és foglaltsága megszűnik.

6. Kezelői kapcsolat felépítés

Ha a hívás nem beválasztós rendszerű alközpont felé irányul, akkor a hívást az alközponti kezelő fogadja és kapcsolja (közvetíti) a kívánt mellékállomásra. A jelzészváltáshoz itt is adapterek szük-



ségesek. A 150 mesec-os hívott jelentkezik jelet az adapter a kezelő belépésekor adja ki, a további jelzéseket azonban a felkapcsolódott mellékállomás vezérli.

A felkapcsolódást a 4. ábra szemlélteti.

A kezelői kapcsolat felépítésének két változata van

- A hívó mellék automatikus kimenő hívásként felépíti a kapcsolatot a hívott alközpont kezelőjéig, a kért mellékállomást a hívott kezelő kapcsolja (irányválasztásos hívás)
- A hívó mellékállomás alközponti kezelője építi fel a hívást a hívott kezelőig vagy mellékállomásig és utána adja ki a hívó mellékre (kezeléses vagy tranzitkapcsolás)

ARM kezelő feladatai

— LB vonalak fogadása

Az ARM 201/2 központokra csatlakozó LB vonalak fogadása a kezelők feladata. Az LB mellék által kért hívást a kezelő építi fel, majd a kapcsolat felépítése után kilép. A kapcsolat felépítését az 5. ábra mutatja.

— tudakozódás, bejelentés

A kétjegyű speciális kezelői hívószám fogadása után a hívó melléke felkapcsolódik az ARM kezelői áramkörre. A mellékállomások csak a saját és a fő-tranzit központ (kereszt-hegy) kezelőjét hívhatják. A kapcsolat felépítését a 6. ábra szemlélteti.

7. Rendszer továbbfejlesztés

Az iparági távhívó hálózat fejlesztési elképzelései az alábbiak szerint csoportosíthatók:

- rekonstrukciók
- új telepítésű központok
- bevásárlás kibővítése
- az új alközponti szolgáltatások bevezetése és kihasználása
- számítógépes ellenőrző és vizsgáló rendszer bevezetése.

A rendszerben még üzemelő CA alközpontok rekonstrukciói során csak új EP 128 és EP 512 típusú alközpontok kerülnek telepítésre. A kiskapacitású RA és Rx típusok kiváltása EP 32 μ és EP 64 μ típusú alközpontokra történik.

Elképzeléseink és a műszaki lehetőségek ismeretében az új EP 128 és EP 512 típusú alközpontjaink már bevásárlásos rendszerűek lesznek.

Tervezzük a már üzemelő EP 128 típusú központjaink kiegészítését bevásárlós áramkörökkel.

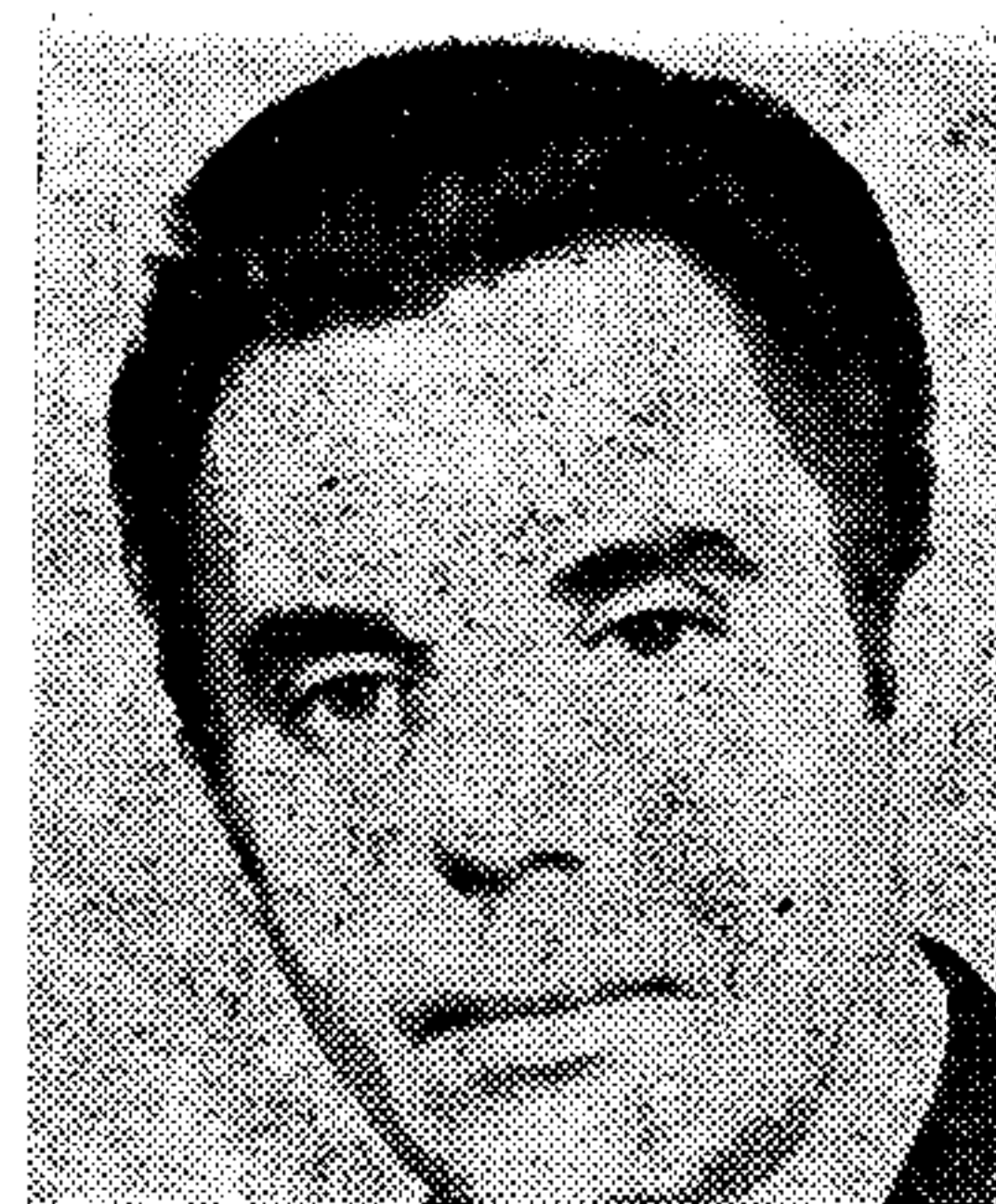
Kis kapacitásoknál továbbra is adapter áramkörökkel kívánjuk megoldani az alközpontok és az ARM központ közötti együttműködés biztosítását. Ennek érdekében tervezzük a jelfogókból felépített adapter áramkörök korszerűsítését.

A centralizált karbantartási elveknek megfelelően vizsgáljuk a LOTRIMOS centralizált távbeszélő üzemfelügyeleti rendszer bevezetésének lehetőségét az olajipari hálózatban. Mivel az új típusú alközpontok karbantartása magasan kvalifikált szakembergárdát igényel, célszerűnek látszik egy központi szerviz létrehozása.

750 kV-os távvezeték közelében tartózkodó ember testén a villamos erőtér hatására átfolyó eltolási áram vizsgálata

PAULUSZ MIHÁLY

Villamosenergiaipari Kutató Intézet



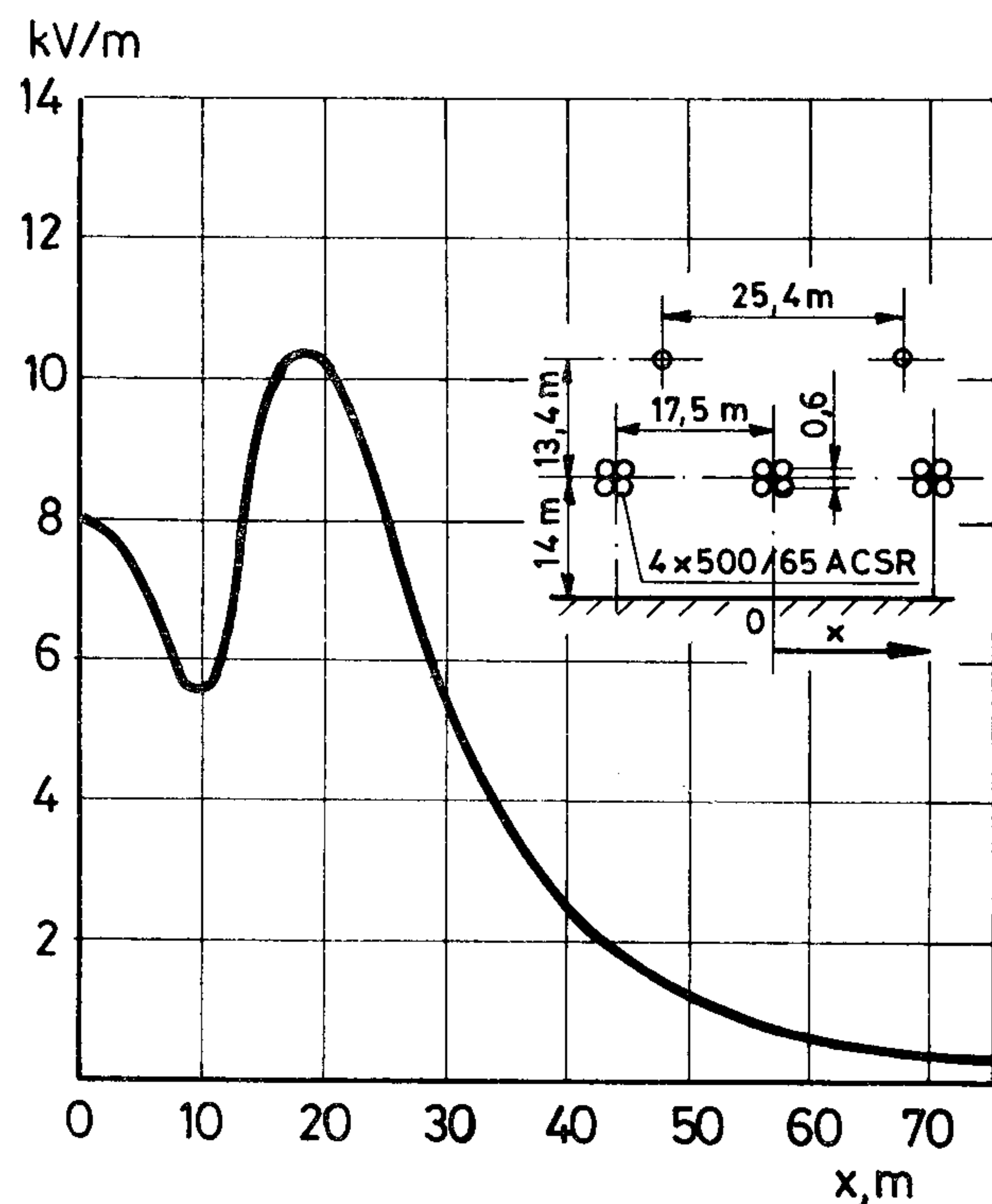
ÖSSZEFOGLALÁS

750 kV-os távvezeték alatt és alállomásban a gyűjtősín alatt kialakuló villamos térerősséget valamint a villamos erőterben tartózkodó ember testén átfolyó eltolási áram erősségét méréssel határoztuk meg. A mért és az emberre megengedhető igénybevételek összehasonlítása alapján megállapítottuk, hogy a 750 kV-os távvezeték alatt kialakuló villamos erőternek nincs az emberre bizonyítottan kimutatható káros biológiai hatása.

Beyezetés

A 750 kV-os távvezeték közelében 50 Hz frekvenciával váltakozó villamos erőter alakul ki. Az ebben az erőterben tartózkodó ember testén felületi villamos töltések jönnek létre, amelyeknek időbeni változása eltolási áramot hoz létre az ember testében.

A kedvezőtlen villamos és biológiai hatások elkerülésére célszerű meghatározni a kialakuló villamos térerősség és az eltolási áram nagyságát.



H214-1

1. ábra. 750 kV-os távvezeték alatt, a föld felett 1,8 m magasságban, a nyomvonalra merőleges távolság függvényében mért villamos térerősség

Beérkezett: 1986. V. 22. (H)

PAULUSZ MIHÁLY

*A Budapesti Műszaki
Egyetem Villamosmér-
nöki karán szerzett vil-
lamosmérnöki oklevelet.
A Villamosenergiapari
Kutató Intézetben tudó-*

mányos főmunkatársként dolgozik. Kutatási munkája nagyfeszültségű villamos szigeteléstechnikai problémák megoldására valamint villamos és biológiai hatásának tanulmányozására terjed ki.

A fellépő igénybevételek ismeretében megfigyeléseket és orvosi vizsgálatokat célszerű végezni a fellépő igénybevételeknek az emberi szervezetre gyakorolt hatása tanulmányozására.

A villamos térerősség és az eltolási áram mérése

A villamos hatások értékelésére a villamos térerősséget és az eltolási áramot mérésrel határoztuk meg. A méréseket 750 kV-os távvezeték alatt és alállomásban végeztük el [1]. A távvezeték köteges vezetőjének elrendezése, a fázisvezetők közötti távolság és a fázisvezető föld feletti magassága az 1. ábrán közölt rajzon látható.

Vizsgálataink során a föld felett 1,8 m magasságban kialakuló villamos térerősség függőleges irányú összetevőjét mértük meg. A villamos térerősség a középső fázisvezető földre vetített tengelyétől mért távolság függvényében az 1. ábrán látható.

Vizsgálatokat végeztünk 750 kV-os alállomásban is. Ezeknek az eredményét az 1. táblázatban foglaltuk össze.

A 750 kV-os távvezeték oszlopán (2. ábra) munkát végző szakképzett dolgozó közelében a 2. táblázatban közölt villamos térerősség alakul ki. Testén pedig a 2. táblázatban feltüntetett eltolási áram folyik át. A táblázatban megadtuk az eltolási áram és az ember testének keresztmetszete hányadosaként számított áramsűrűségeket is.

1. táblázat

750 kV-os állomásban a gyűjtősinék alatt kialakuló
villamos térerősség

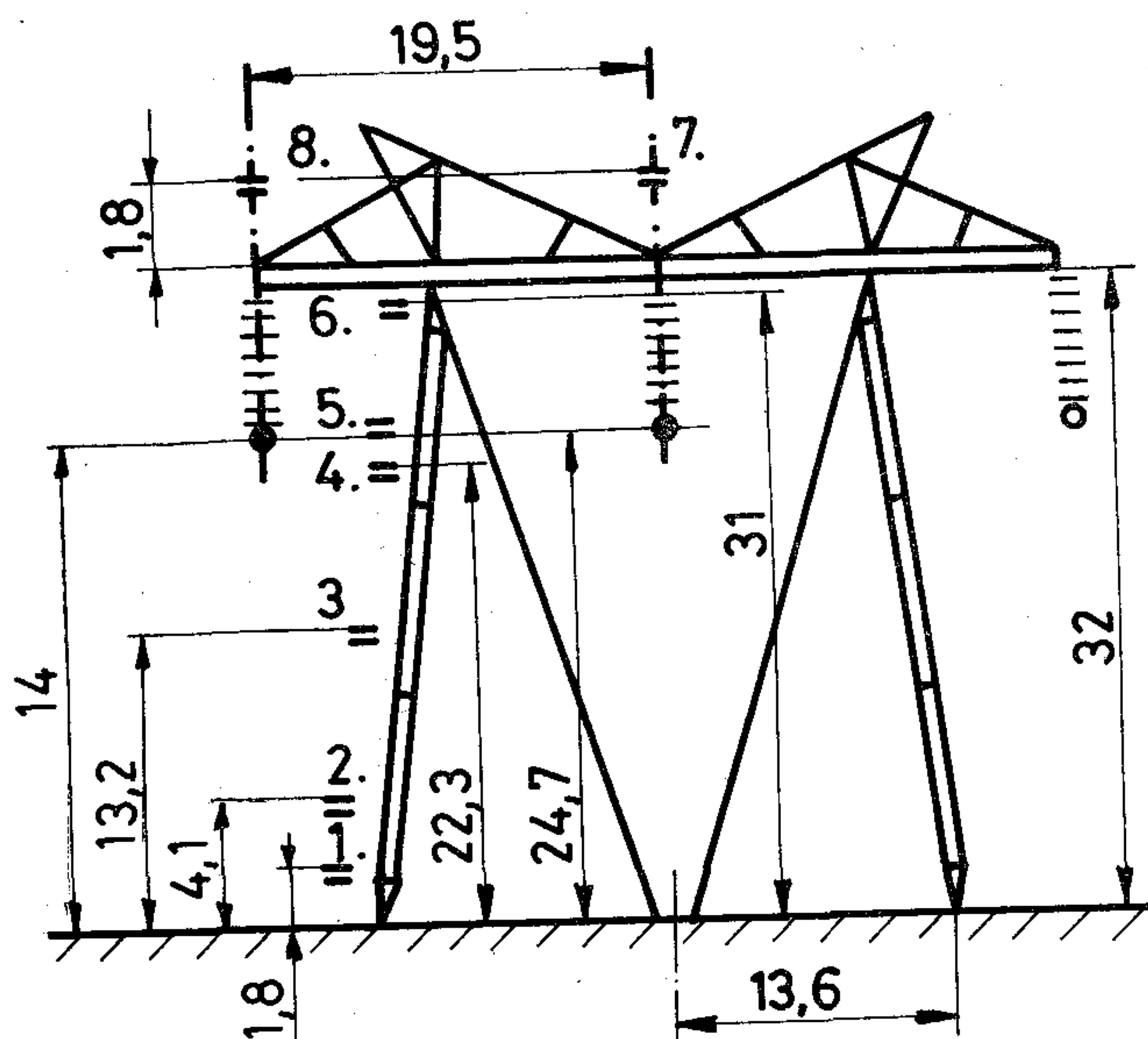
A mérés helye	Villamos térerősség kV/m
A megszakító kapcsolók közelében	11—14,5
Az úton	13—14,5
A támszigetelők közelében	11—20

750 kV-os távvezeték oszlopán dolgozó ember testén a villamos térerősség hatására átfolyó eltolási áram

Mérési pont	Villamos térerősség kV/m	Az ember testén átfolyó eltolási áram erőssége μA	Áramsűrűség	
			μA^* cm^2	μA^{**} cm^2
1	1,0	200,0	5,0	0,160
2	2,9	67,5	1,6	0,054
3	6,9	247,5	6,1	0,197
4	12,0	460	11,5	0,368
5	40,0	500	12,5	0,400
6	3,3	160	4,0	0,128
7	10,2	430	10,7	0,344
8	6,6	175	4,3	0,140

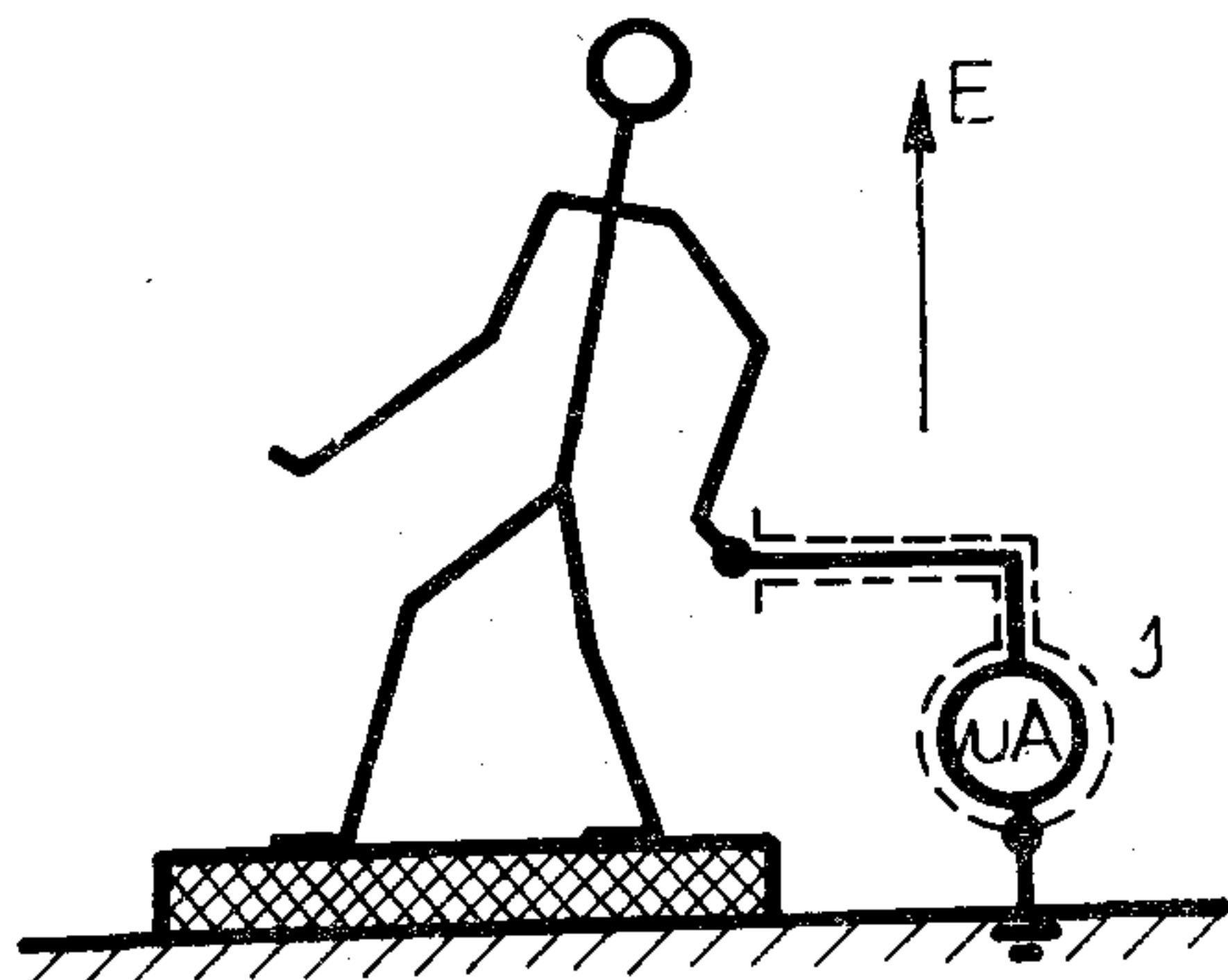
* 40 cm² keresztmetszetű lábszárra vonatkoztatva

** 1250 cm² keresztmetszetű törzsre vonatkoztatva



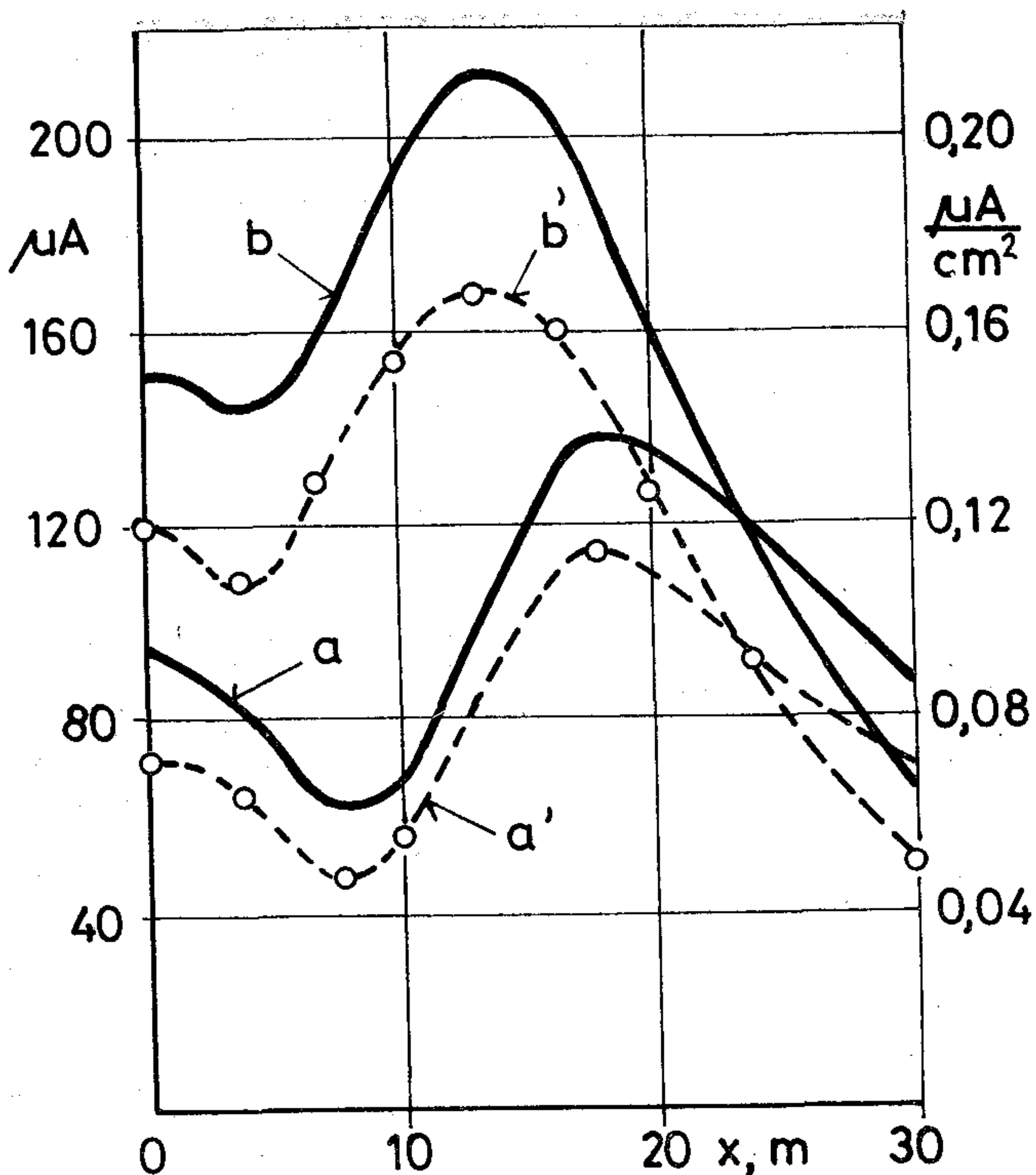
H214-2

2. ábra. 750 kV-os távvezeték oszlopán dolgozó ember közelében kialakuló villamos térerősség mérése



H214-3

3. ábra. Villamos erőterben tartózkodó ember testén átfolyó eltolási áram mérési módszere



H214-4

4. ábra. 750 kV-os távvezeték alatt (a) és alállomási gyűjtősín alatt (b) tartózkodó ember testén átfolyó eltolási áram és a számított áramsűrűségek (a' : b')

Fontos ismernünk, hogy milyen erősségű eltolási áram folyik át a távvezeték alatt tartózkodó, a földtől elszigetelt ember testén. Az eltolási áram mérésének módszere a 3. ábrán, a mérések eredménye a 4. ábrán látható. Az „a” jelű görbe a 750 kV-os távvezeték alatt, a „b” jelű görbe pedig az alállomásban a gyűjtősín alatt tartózkodó ember testén átfolyó eltolási áram erősségét mutatja a középső vezetőknek a földre vetített tengelyétől mért távolság függvényében. Az a' és a b' jelű görbék a számítással meghatározott áramsűrűségeket mutatják.

A távvezeték alatt 10,5 kV/m térerősségű villamos erőterben tartózkodó ember testén átfolyó eltolási áram erőssége 140 μA -re, a lábszár keresztmetszetére számított áramsűrűség 3,5 $\mu\text{A}/\text{cm}^2$ -re, a törzs keresztmetszetére számítottá pedig 0,112 $\mu\text{A}/\text{cm}^2$ -re adódott.

Az ember testében kialakuló belső villamos térerősség:

$$E_i = \frac{6 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0 \cdot f \cdot E}{\sigma} = 0,4 \frac{\text{mV}}{\text{m}} \text{-re adódott,}$$

ha feltételezzük, hogy a test fajlagos vezetőképessége $\sigma = 0,2$ siemens. Ez sokkal kisebb, mint a külső villamos térerősség.

A távvezeték alatt kialakuló villamos erőter lélettani hatásának értékelésére hasznos összehasonlítást végezni az ember testén a villamos térerősség hatására átfolyó eltolási áram erőssége és a háztartási villamos készülékek szigetelt testrészei-

nek érintésekor átfolyó szivárgási áram erőssége (a konduktív és a kapacitív áram vektoros eredője) között. Megállapíthatjuk, hogy a két áram erősségének nagyságrendje azonos.

Az Egyesült Államok ANSI C 101.1 szabványa [2] szerint a háztartási készülékek szigetelt testének érintésekor az ember testén átfolyó „i” szivárgási áram erőssége legfeljebb 500 μ A lehet.

Ilyen erősségű áram

$$E = \frac{i}{\omega \cdot h \cdot C} = 31,8 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$$

térerősségű villamos erőterben tartózkodó ember testén folya át. A képletben C : a test földhöz mért kapacitása, h : a test föld feletti hatásos magassága.

Következtetések

Élettani vizsgálatok eredményei alapján megállapítható [3], hogy szakképzett dolgozókra vonatkozóan 50 Hz-es váltakozó áram esetén a kifejezetten káros biológiai hatást okozó áramsűrűség 100 μ A/cm² felett fekszik, az 1–100 μ A/cm² közötti áramsűrűség az áram érzékelése és a lehetséges valamilyen kis mértékű káros hatás közötti tartomány. Az 1 μ A/cm²-nél kisebb áramsűrűség esetén nincs közvetlen káros biológiai hatás.

Az említetteket alapul vevő angol javaslat szerint [3] a szakképzett és kioktatott dolgozó legfeljebb 30 kV/m erősségű villamos erőterben tartózkodhat.

A lakosság részére ennél kisebb, legfeljebb 12 kV/m erősségű villamos erőterben történő tartózkodást lehet elfogadni.

A számítással meghatározott és a megengedhető áramsűrűség értékeket összehasonlítva azt mondhatjuk, hogy a 750 kV-os távvezeték közelében tartózkodó ember testének figyelembevételével számított áramsűrűségeknek az emberre vonatkozóan nincs káros biológiai hatásuk.

Ha a villamos térerősség a megengedettnél nagyobb, akkor megfelelő védő eszközöket kell alkalmazni. Erre a célra elterjedten alkalmaznak a villamos erőteret árnyékoló védő vezetőket és védő rácsokat.

Feszültség alatti munkavégzés során a dolgozó a villamos erőteret árnyékoló védőruhát visel. Ebben az esetben a 750 kV-os feszültségen levő vezető érintésekor a dolgozó testén csak 60 μ A erősségű áram folyik át.

I R O D A L O M

- [1] M. Paulusz: Effects of electric field near 750 kV transmission line and protection from their harmful consequences. IEE Conference Publication, Number 257, 00. 108–111. 1985.
- [2] American National Standard for leakage current for appliances. ANSI C 101.1–1973
- [3] J. A. Dennis: Towards the development of exposure limits for low frequency electromagnetic fields. IEE Conference Publication, Number 257, pp. 93–97. 1985.



**Hangzás -
hűség**

felsőfokon!

**ORION
HS 501**

HÁROM-UTAS HANGDOBOZ



Méret
szélesség: 395 mm
magasság: 666 mm
mélység: 300 mm

Hangszórók mélysugárzó 1 db
 közepsugárzó 2 db
 magassugárzó 1 db

Névleges terhelhetőség 80 W
Maximális terhelhetőség 100 W
Átviteli sáv szélesség 40–20000 Hz
Rezonancia frekvencia 65 Hz
Keresztelési frekvencia 700 Hz–4,5 kHz
Impedancia 4–8 Ohm

ORION
RÁDIÓ ÉS VILLAMOSSÁGI VÁLLALAT

1106 Budapest, X. Jászberényi út 29.
Telefon: 263-830 Telex: 22-57-98

Beszámoló

IV. Televíziótechnikai Szeminárium és kiállítás

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület, az Optikai Akusztikai és Filmtechnikai Egyesület közös szervezésében 1986. június 4–6. között Budapesten a MTESZ székházban tartotta meg sorrendben a negyedik Televíziótechnikai Szemináriumot és kiállítást.

A szemináriumon 270-en vettek részt, közöttük 34 külföldi vendég. Elküldte előadóit a Rohde—Schwarz, a Philips—MBLE, az Intermetall—ITT, a Coditel SA, a Testa cégek, a hazai vállalatok közül az ORION, a VT, a Magyar Posta, a HT, valamint még négy különböző hazai cég, akik összesen 34 előadáson keresztül mutatták be az utóbbi két-három év eredményeit és kutatási területeit. A szeminárium teljes ideje alatt az első emeleti előcsarnokban hat kiállító működés közbeni berendezéseit tekinthette meg a hallgatóság. Kiállított a BHG kisteljesítményű tv-adóberendezéseket, a HT kábeltelevízió építőelemeket, a VIDEOTON Elektronikai Gyár tv-készülékeket, ORION, videomagnót és tv-vevőket hozott el bemutatni, a GELKA Elektronikai Osztálya saját fejlesztésű tv-szerviz műszerek palettáját hirdette meg, valamint a HUNICOOP szervezésében az Intermetall—ITT cég VLSI—TTXT dekóder IC-ről és digitális televízióval kapcsolatban katalógusokat bocsátott a résztvevőknek, transzparenciákat mutatott be a cég fejlesztési elképzeléseiről.

A megnyitót dr. G. Tóth Károly, a HTE Műsor-szóró tagozat Adástechnikai Szakosztály elnöke tartotta, aki a híradástechnika trendjeiről beszélt, felvázolva a jelen és jövő lehetőségeit.

A Szeminárium ideje alatt az MTV 1. és 2. adás teletext programjában három különlegesen szerkesztett oldalon tájékoztató jelent meg — napi kétszeri összeállítással — ahol közölték az előadások időpontját és az előadók neveit is.

Az oldalak a televízió adásideje alatt országosan kisugárzásra kerültek.

Az előadásokat öt témában csoportosították;

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

Külön szekciók nem voltak, az előadások mindig ugyanazon teremben, időrendi sorrendben hangzottak el. A különböző témájú előadások úgy következtek egymás után, hogy a kapcsolat megmaradt, a soron előtte, ill. utána levővel annak ellenére, hogy témája már eltért tőlük. Nagy érdeklődés mutatkozott meg az egyes témák iránt, a látogatottság mindhárom napon kb. 80–90%-os volt, amely nagy rendezvények esetén igen jónak mondható.

Külön megemlítünk egy-egy színvonalas előadást, amely különleges érdeklődést váltott ki. Ezek közé tartozott; dr. Ábrahám László (VIDEOTON) I²C BUSZ vezérelt, nagyszelektivitású kábel-tv tuner, N. Peters (Intermetall—ITT) egychipes D₂-MAC decoder, dr. Ferenczy Pál (BME—HEI) DBS műholdak duobinális jelátvitelének sáv szélesség problémái (az előadást Ferenczy professzor úr távollétében Temesi Gusztáv BME—HEI tartotta meg), Pálfalvi Jenő (ORION) mérési eljárások a VHS videomagnók esetén témájú előadások.

A szeminárium magyar és angol nyelvű volt. A helyenként igen nehéz szakmai szöveg fordítása a szinkrontolmácsokra nagy feladatot rótt.

Ezúton szeretnénk kifejezni elismerésünket a zökkenőmentes és gyors munkájukért.

Külön köszönet az MTV és a Magyar Posta szakembereinek, hogy a teletex információk bekeverését lehetővé tették.

A hazai szakembereket és a Szeminárium résztvevőit váratlanul érte az a megdöbbentő hír, hogy dr. Forgó Mihály az MTV műszaki igazgatója a szeminárium megkezdése előtt egy héttel meghalt. Ő lett volna a június 6-i, délutáni szekció elnöke. A hírt dr. Tófalvi Gyula jelentette be és kérte a résztvevőket, hogy egyperces, néma felállással adózzanak dr. Forgó Mihály emlékének. A délutáni szekció dr. Tófalvi Gyula elnöki vezetése alatt folyt le.

A szemináriumot felhasználta a Szervező Bizottság arra, hogy a további kapcsolatok kiépítése érdekében tárgyalásokat folytasson külföldi társ-szervezetekkel, hogy megteremtse a lehetőségét a tudományos együttműködésre. A szeminárium jó forma volt a műszaki szakemberek információcseréjének. A kitűzött célokat elérte azáltal, hogy képes volt összefoglalást adni a jelenlegi helyzetről és egyértelmű választ a jövő feladataira. A megjelent 34 külföldi szakember közül 8 előadóként is szerepelt, akik országuk szakmailag elismert mérnökei és akik képesek voltak a megszerzett gazdag tapasztalataikat mind előadás, mind egyéni konzultáció formájában átadni. Így rendkívül jó légkör alakult ki, amely a szeminárium jó hangulatát emelte.

A zárszót dr. Budinszki József, az OMFB főosztályvezetője tartotta, aki összefoglalta a három nap eseményeit, értékelte a magyar és külföldi előadások tartalmát, valamint ecsetelte azokat a lehetőségeket, melyekkel a szűkös pénzügyi helyzet ellenére is számos kutatási területen hathatós eredmények érhetők el.

Végül bejelentette, hogy a legközelebbi TV Szemináriumot négy év múlva rendezik meg.

Varsányi János
a HTE Vételtechnikai Szakosztályának
titkára



ÚJDONSÁG!
SZOLGÁLTATÁS

VIZSGÁLATOK MINŐSÉGELLENŐRZÉS

A KONTAKTA
Fejlesztési Labora-
tóriumában számos
vizsgálat végrehaj-
tására van lehetősé-
g:

Szolgáltatásainkkal kapcsola-
tos kérdéseikre készséggel áll
rendelkezésre a

KONTAKTA

Fejlesztési Laboratórium
FEJÉR GYÖRGY oszt. vez.
Tel.: 279-200/298
Budapest H-1201
Helsinki út 53.

KLÍMAIGÉNYBEVÉTELEK:

Hidegállósági vizsgálat (MSZ 8888/1)
-80° C hőmérséklet értékhatárig.

Száraz-melegállósági vizsgálat (MSZ 8888/2)
250° C hőmérséklet határig.

Tartós nedves-melegállósági vizsgálat
(MSZ 8888/3)
98% rel. légnedvesség.

Gyorsított nedves-melegállósági vizsgálat
(MSZ 8888/4)

Hőmérséklet-változás határának vizsgálata
(MSZ 8888/14)

LÉGSZENNYEZŐDÉS HATÁRÁNAK VIZSGÁLATA:

Sósködállósági vizsgálat (MSZ 8888/10)

Kénhidrogénállósági vizsgálat (MSZ 8888/21)

Kéndioxidállósági vizsgálat (MSZ 8888/28)

MECHANIKAI HATÁSOK VIZSGÁLATA:

Ejtegetés állósági vizsgálat (MSZ 8888/5)

Színuszos rázás hatásának vizsgálata
(MSZ 8888/6)

HŐÁLLÓSÁGI VIZSGÁLATOK:

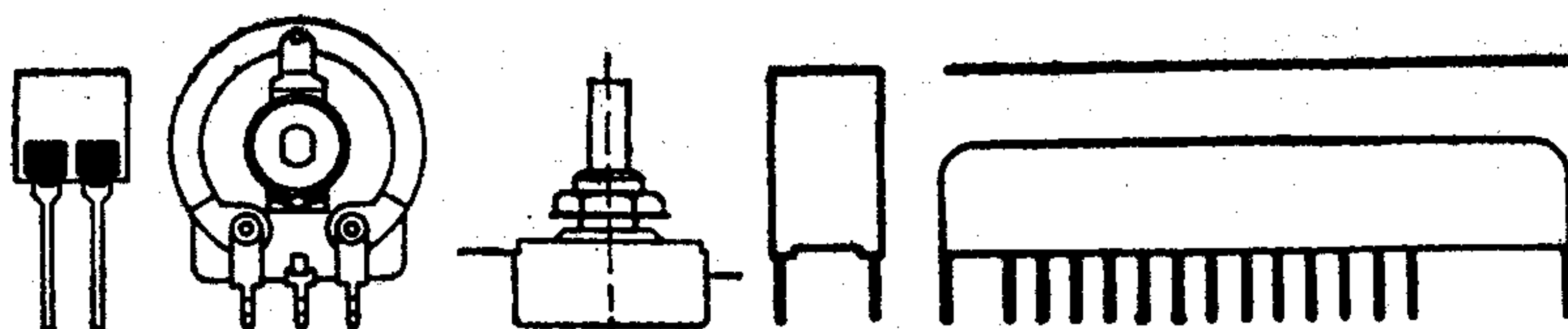
Izzóhuzalos vizsgálat (MSZ 8880/19)

Izzócsapos vizsgálat (MSZ 8880/6)

FORGÓ-, ILL. SÍKMOZGÁST IGÉNYLŐ ALKATRÉSZEK ÉLETTARTAM VIZSGÁLATAI:

BIZTONSÁGTECHNIKAI VIZSGÁLATOK (MSZ 94)

A fenti felsorolt vizsgálati szabványok előírásai-
tól eltérő, kísérleti jellegű, fejlesztési vizsgálatok.



REMIX®

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

P7023 MINIATŰR CERMET BEÁLLÍTÓ POTENCIOMÉTER SM KIVITEL

Szerkezeti felépítés
HORDOZÓ

ELLENÁLLÁS
LESZEDŐ
KIVEZETŐK

BURKOLAT

Alumíniumoxid
kerámia lapka
Cermet vastagrég
Sokpontú nemesfém
DIL rendszerű SM
(felületre szerelhető)
kivitelű ónozott lemez
Porvédő fémbura

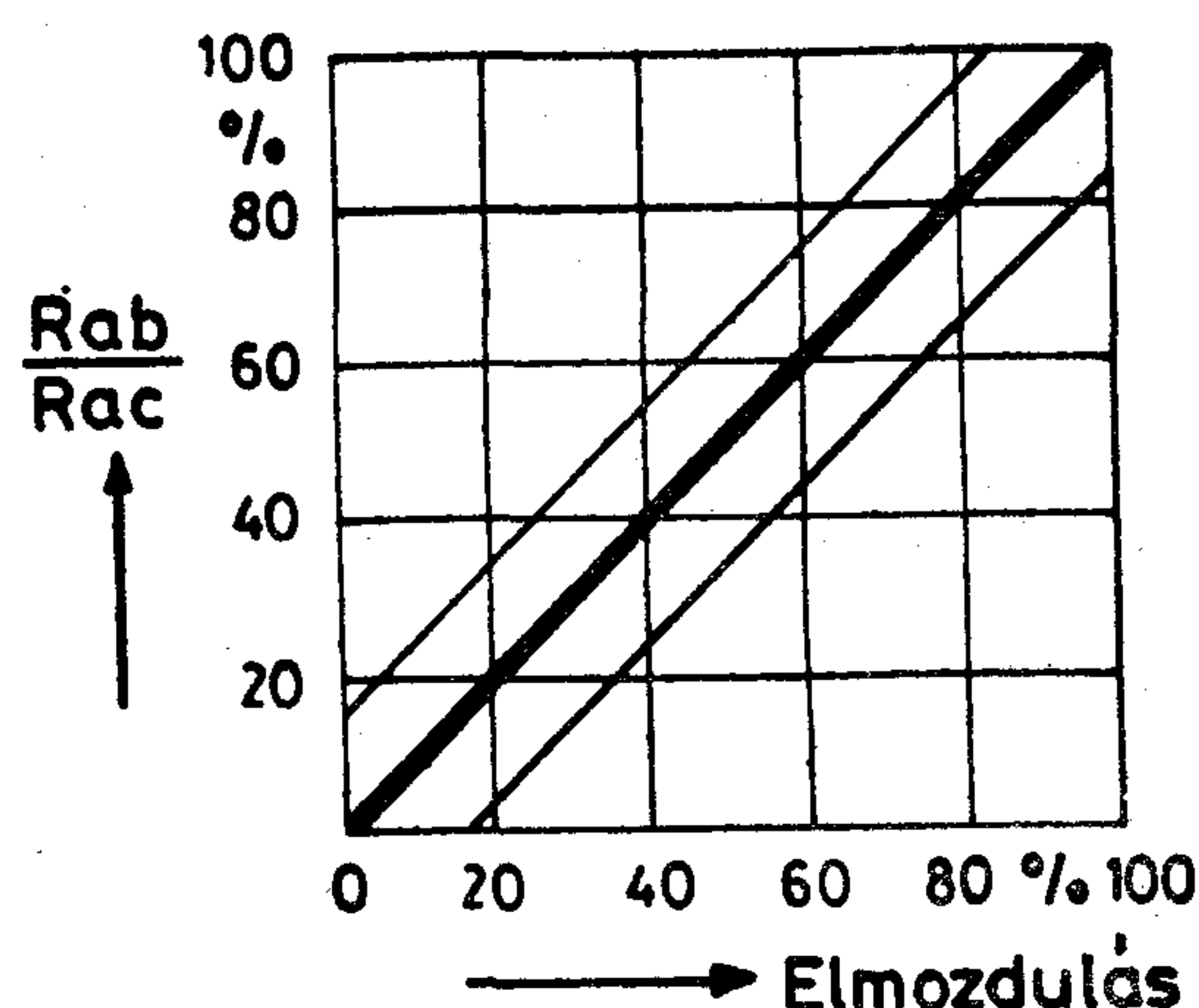
Ajánlott felhasználás

Híradás- és átviteltechnikai berendezésekben, vékony- és vastagrég áramkörökben. SMD-khez (SMD = surface mounted devices = felületre szerelt szerkezetek), valamint pákás beforrasztásra!

Villamos jellemzők

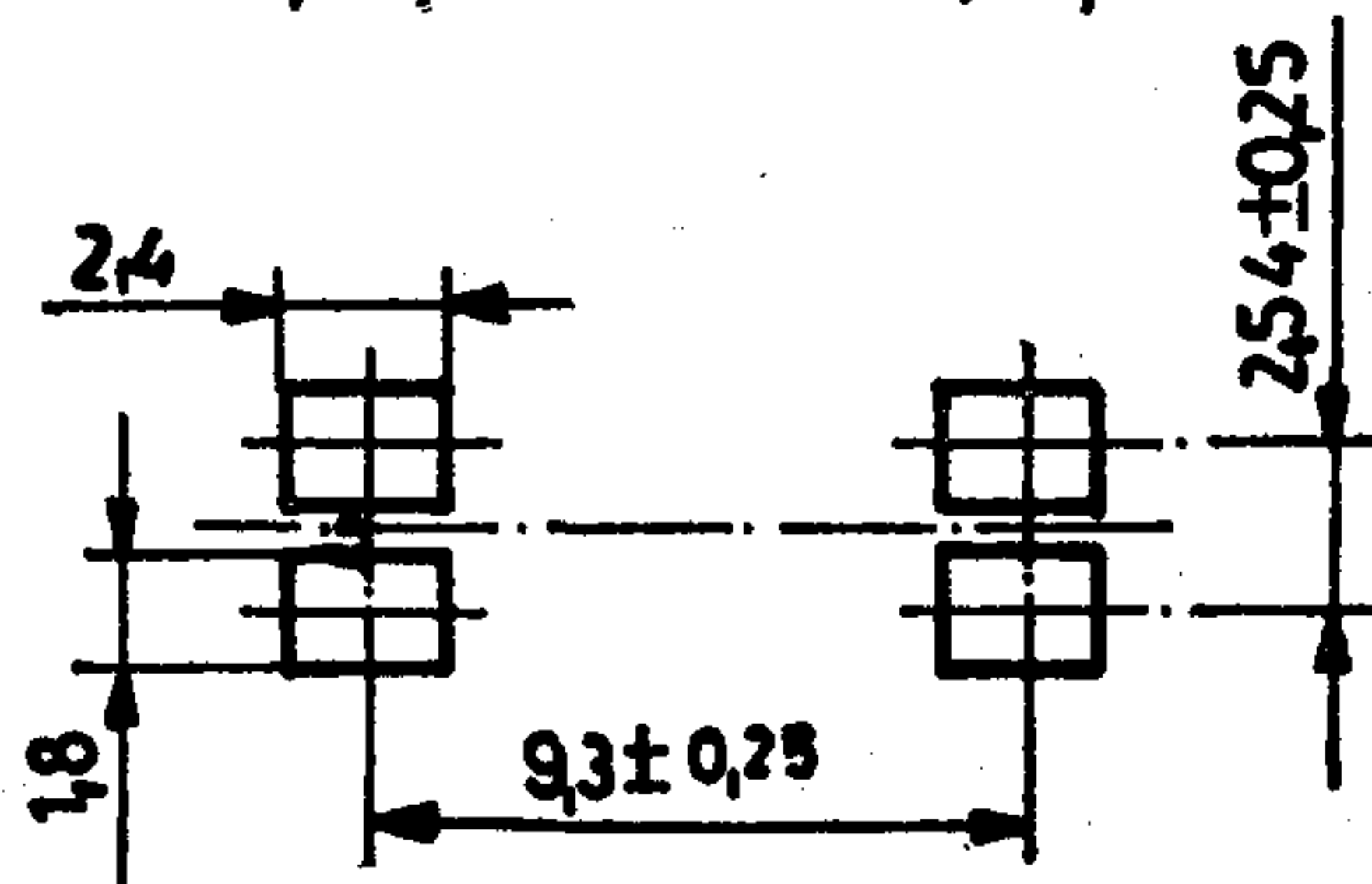
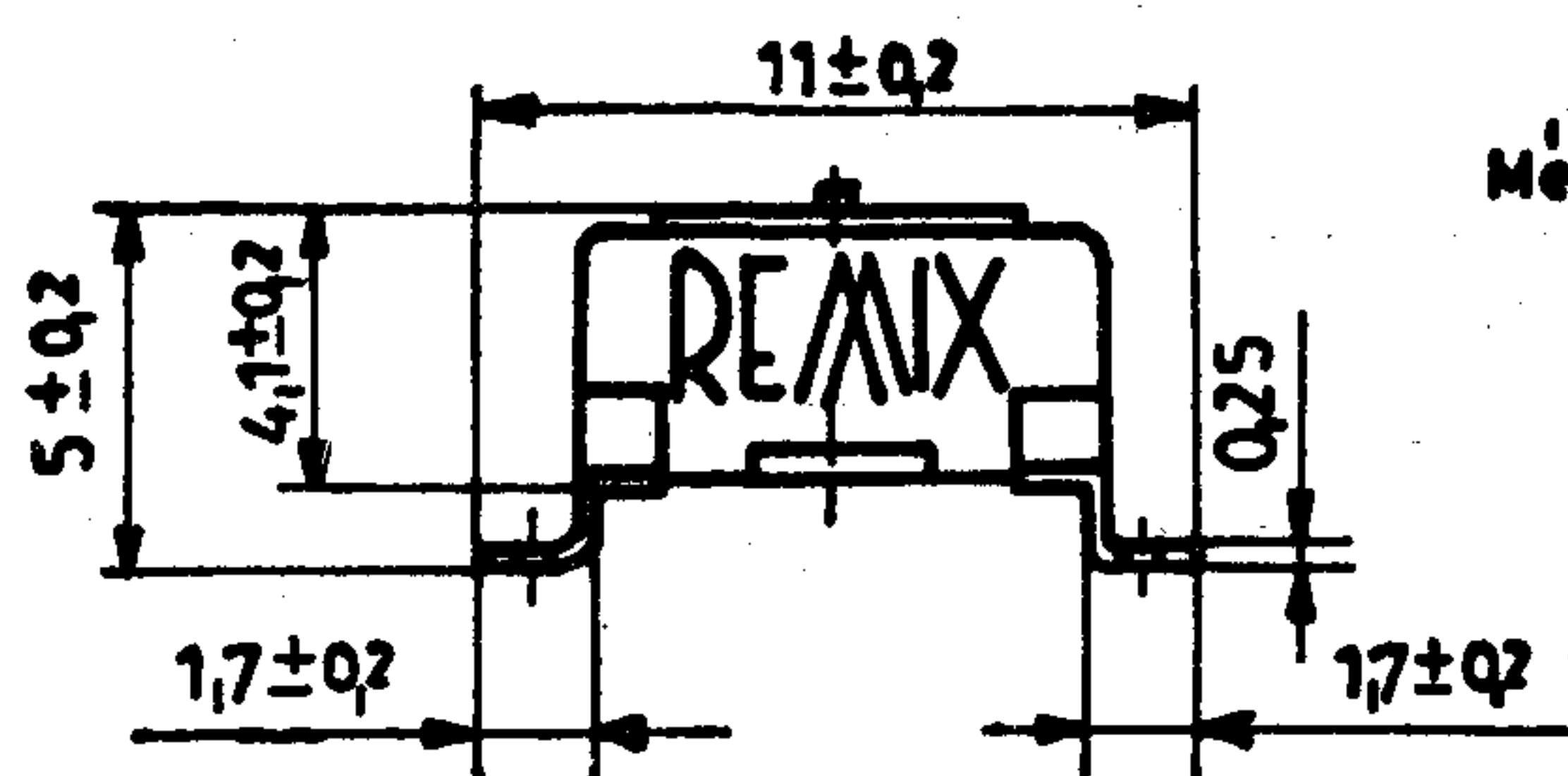
NÉVLEGES
REZISZTENCIA (R_N) 47 Ω ...1 M Ω

Szabályozási görbe „A” és türése



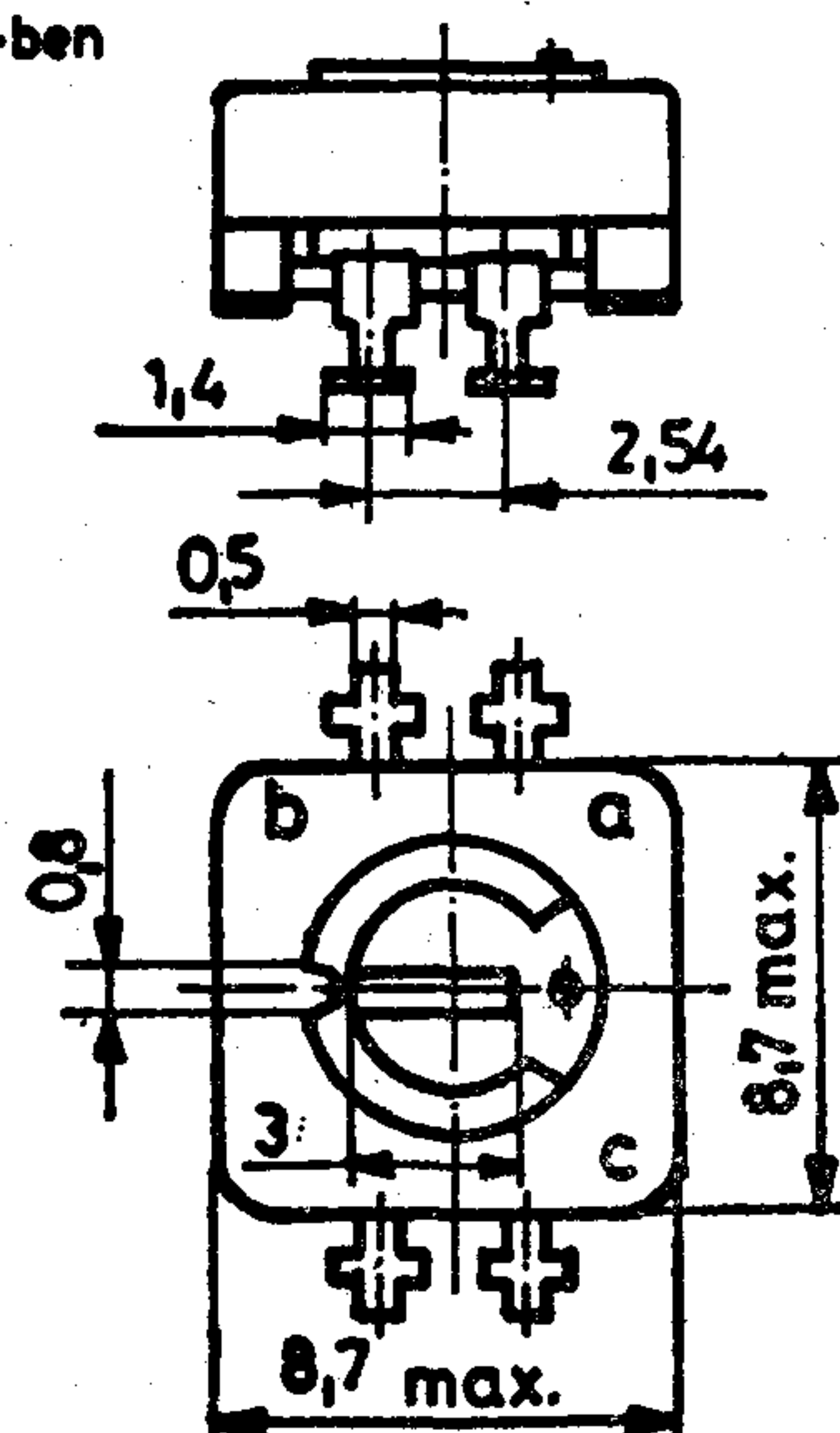
REZISZTENCIA SOR
REZISZTENCIA TÚRÉS
LEGKISEBB
REZISZTENCIA

E6
 $\pm 20\%$
2%, vagy 2 Ω
(amelyik nagyobb)



előőnozott forrasztási helyek
felerősítéséhez

Méreték mm-ben



NÉVLEGESTERHELHETŐSÉG (P_N) 0,5 W**NÉVLEGES**HŐMÉRSÉKLET (t_n) +70 °CHATÁRFESZÜLTSG (U_H) 160 V₋**MEGEGEDETT****LEGNAGYOBB**

FESZÜLTSG ÉS ÁRAM lásd diagram

HŐMÉRSÉKLETITÉNYEZŐ max. $\pm 250 \cdot 10^{-6}/K$

SZABÁLYOZÁSI JELLEG „A” (lineáris)

lásd diagram

250 V₋**FESZÜLTSGPRÓBA**SZIGETELESÉSI ELLENÁLLÁS (R_{sz}) min. 5 GΩSZIGETELESÉSI FESZÜLTSG 160 V₋**MOZGÓ ÉRINTKEZŐ****ÁTMENETI**ELLENÁLLÁSA max. 3%, vagy 3Ω
(amelyik nagyobb)

Terhelő áram, mérésakor max. 1 mA

Mechanikai jellemzők

Teljes mechanikai

elfordulási szög $220^\circ \pm 5^\circ$

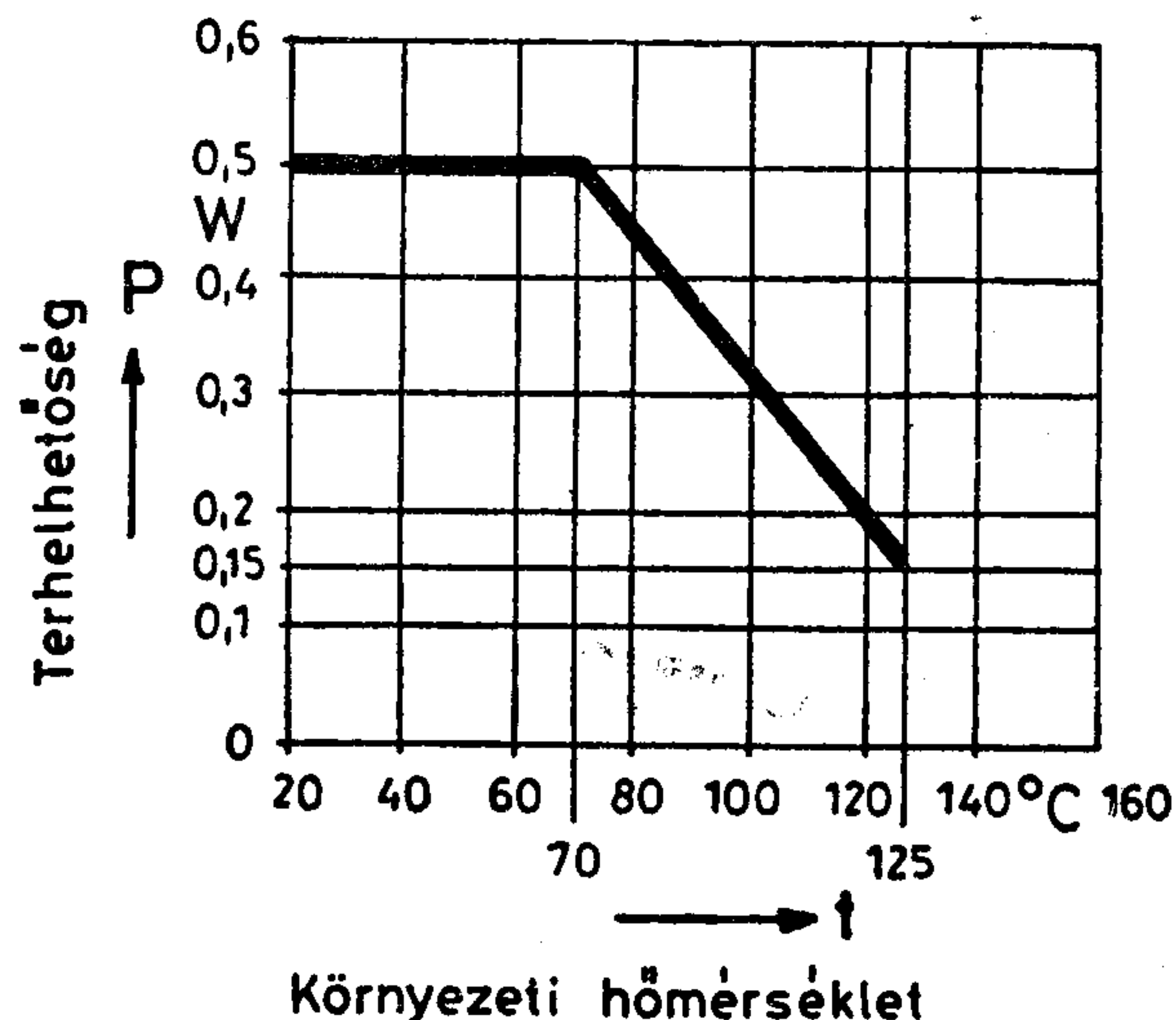
Forgatónyomaték 2,5—25 mNm

Ütközési nyomaték 30 mNm

Környezetállóság

KULCSSZÁM 55/125/21

Kivezetők húzó szilárdsága 5 N

(Hajlításra, csavarásra
nem vehetők igénybe)**Terhelés csökkentési görbe****Mechanikai tartósság**

Ciklusok száma

200

Sebesség

10—15 cikl./perc

dR/R a—c kivezetők között

 $\pm 5\%$ Szigetelési ellenállás (R_{sz})

5 GΩ

Villamos tartósság

időtartam

1000 h

terhelés

 P_N hőmérséklet (t_n)

+70 °C

dR/R a—c kivezetők között

max. $\pm 5\%$ szigetelési ellenállás (R_{sz})

5 GΩ

Forrasztathóság

Páka módszer

Páka méret:

átmérő

1,5 mm

MSZ 8888/18—80-tól

eltérő, kisebb

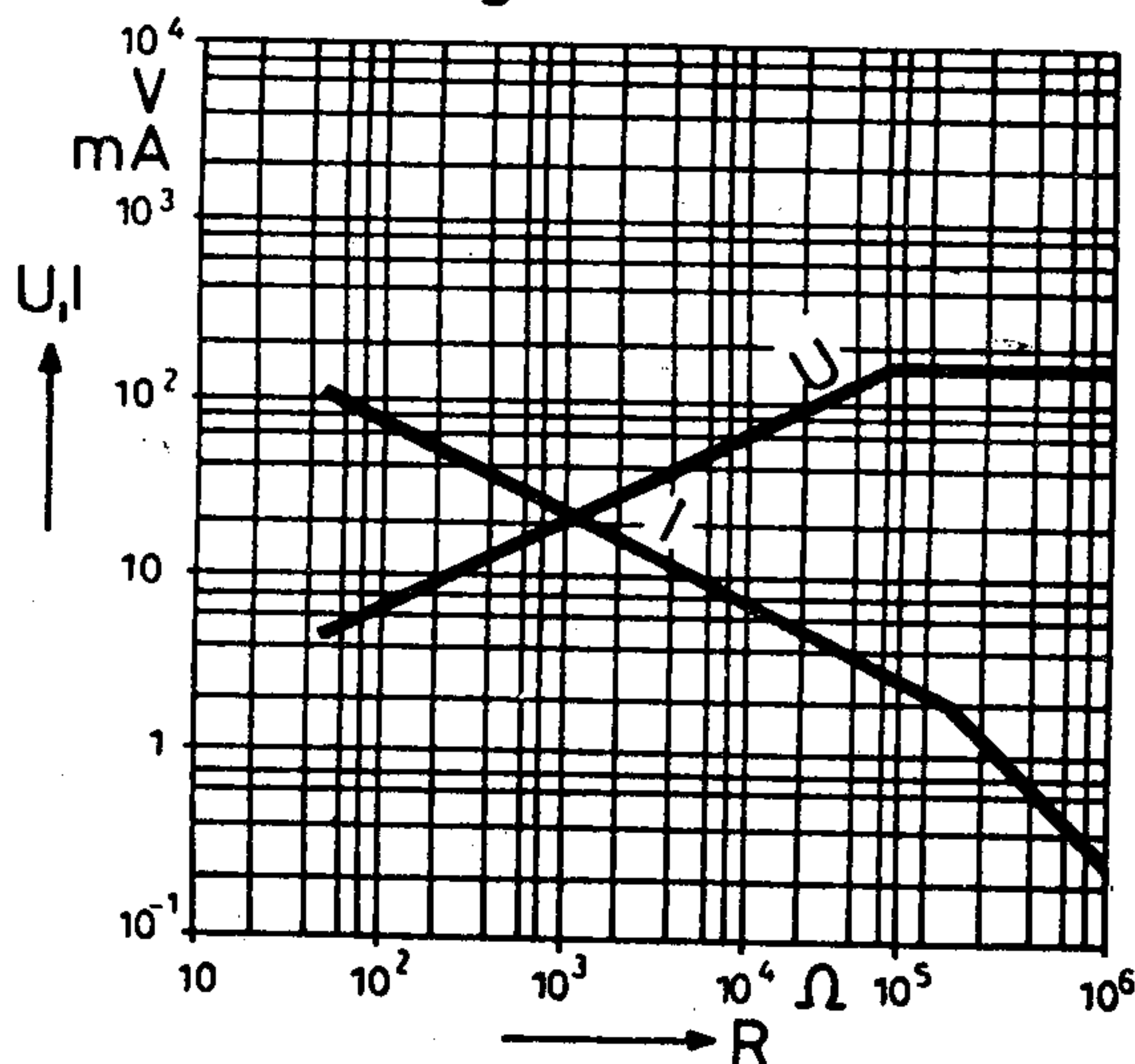
hossz

7 mm

ékszerű leélezés

2 mm

dR/R a—c kivezetők között

max. $\pm 2\%$ **Megengedett legnagyobb feszültség és áram****Raktározás**

hőmérséklet

+5...+30 °C

relatív légnedvesség

max. 80%

Vizsgálati szabványok

MSZ 11021/1, MSZ 11021/5, MSZ 8888

Sorozatgyártása előreláthatólag 1986. II. félévére várható.

Bagossy Gábor

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



RÁDIÓTECHNIKAI VÁLLALAT Bp. X., Pataky tér 20.

H—1475 Bp. 10. Pf. 64. Tel.: 573-033. Telex: 22-4565



mmg AUTOMATIKA MŰVEK

1037 BUDAPEST, SZÉPVÖLGYI ÚT 41

TELEFON: 888-739, TELEX: 22-4444

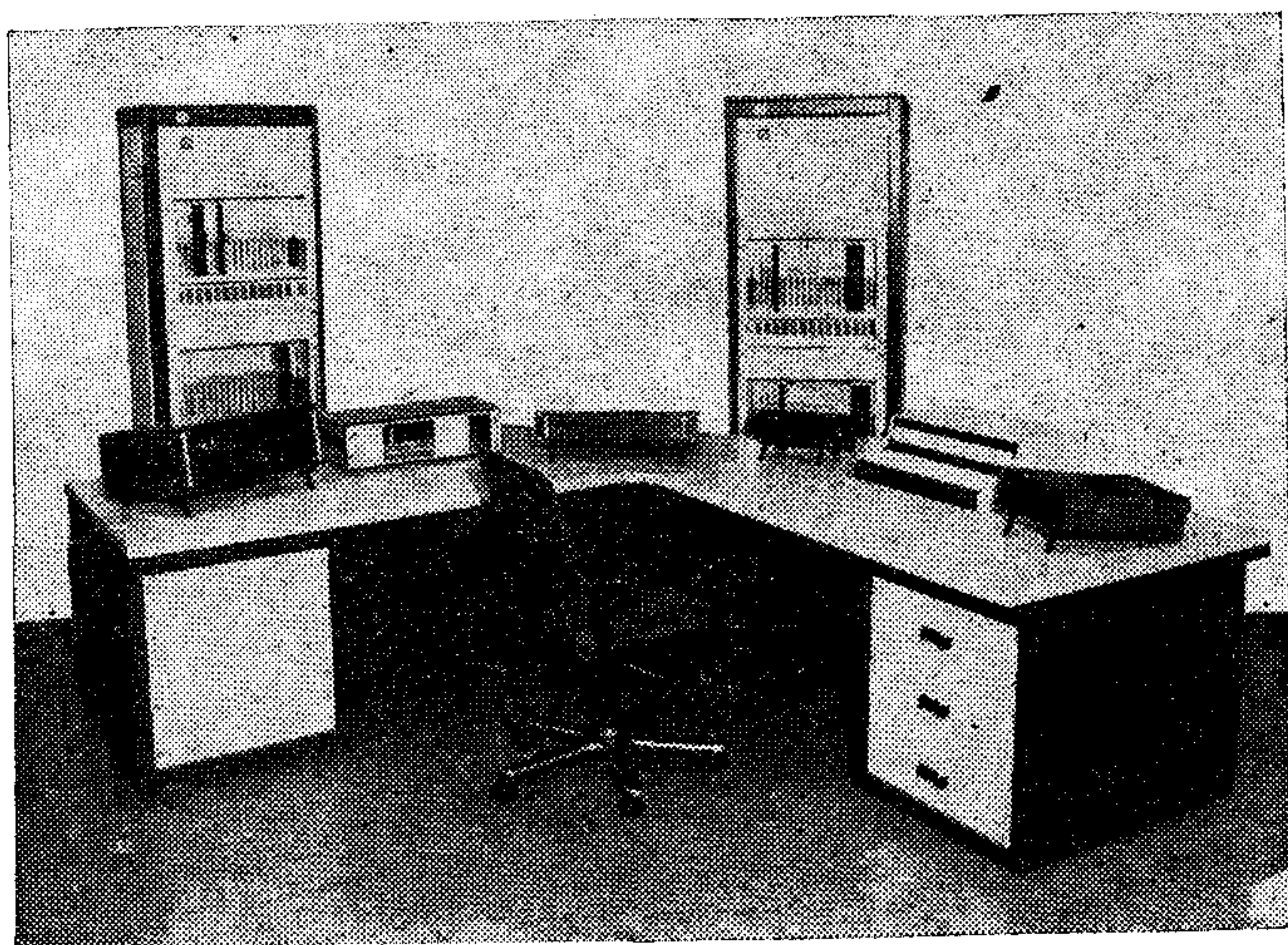
EURO Mechanik 19''

AZ ÖNÖK KIVÁLÓ ELEKTRONIKÁJÁ- HOZ KÍVÁNUNK KORSZERŰ, OLCSÓ TOKOZATOKAT BIZTOSÍTANI.

Örömmel tudatjuk, hogy az elmúlt években tovább bővítettük és korszerűsítettük EURO Mechanik 19''-os építőszekrény-rendszerünket.

Célunk felmérni a további igényeiket, megismerni termékeiket, bővíteni kapcsolatainkat. Fogadjuk kívánságaikat, összegezni kívánjuk fejlesztési feladatainkat, hogy ezt a kapacitásbővítésnél figyelembe vehessük. Tájékoztatni kívánjuk Önöket, hogy:

– a termék legnagyobb felhasználója maga az MMG-AM, így olyan beépítési tapasztalattal rendelkezünk, mely önmagában is biztosítja vevőinknek a műszaki adottságában és minőségében európai színvonalú terméket,



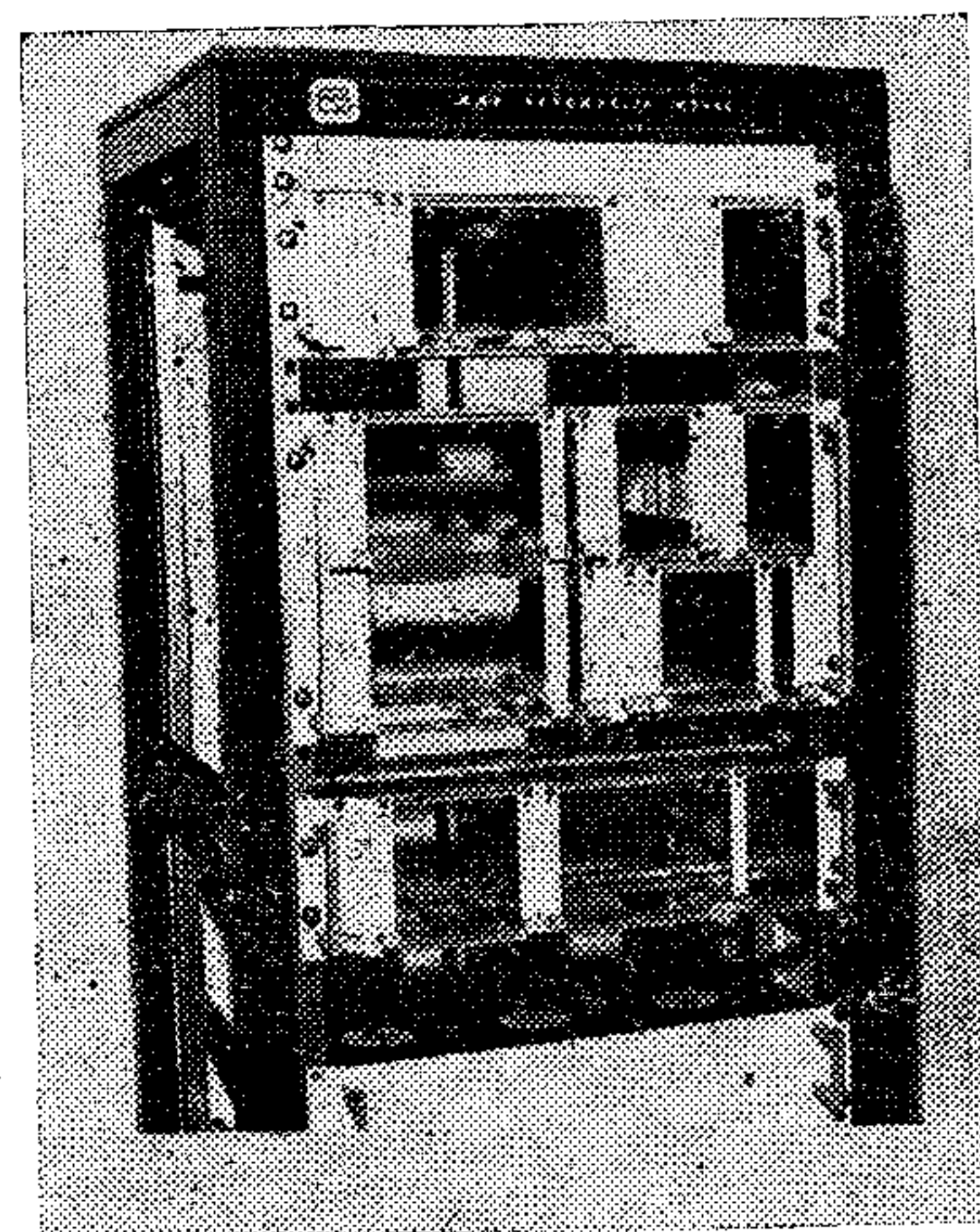
– rendszerünket felhasználó legnagyobb hazai vállalatok építőszekrény-rendszerünkben évek óta építik termékeiket, melyeket 3 kontinens számtalan országába exportálnak.

19''-os rendszerünk a DIN 41494, az IEC 297-es és a KGSZ 810207 szabványoknak megfelel.

Építőelem-választék:

– Szekrény: fiók és panelrendszerű beépítésre egyaránt alkalmas hegesztett acéllemez konstrukció, IP 20 vagy IP 54-es védettséggel.

– Laborállvány: fejlesztési célokra és nehéz terepi műszerek fogadására egyaránt alkalmas hegesztett acéllemez konstrukció.



- Állványszekrény: a szekrény és állvány beépítési tulajdonságait egyesíti. Kis mélységű szekrény, fix oldalborítással.
- Faliszekrény: IP 54-es védettségű terepi szekrény folyamatszabályozás, áramellátás stb. célokra.
- Pultok, asztalok, asztali pultok: vezérlések, kapcsolások, mérőeszközök fogadására.
- Műszerdobozok: acél és alumínium kivitelben, kártyafiókok és szerelt panelek fogadására.
- Fiókok: kártyák, műszerek, szellőztető egységek fogadására.
- Kazetták, kártya előlapok: közvetlen elektronikai alkatrészek fogadására.

Vállalatunk az MMG-AM nagy elektronikai és elektromechanikai gyártási tapasztalattal és fejlett technológiai eszközökkel rendelkezik. Mindez garancia az Önök műszaki és minőségi igényeinek maradéktalan kielégítéséhez. Lehetőséget kívánunk biztosítani Önöknek az elkövetkező évek fejlesztési feladatainak legkorszerűbb megvalósításához.

VÖRÖSVÁRI FERENC

MEGRENDELHETŐ: MMG AUTOMATIKAI MŰVEK,
KERESKEDELMI FŐOSZTÁLY
1037 BP., SZÉPVÖLGYI ÚT 41.
TELEFON: 888-739

Ференц, Ч.—Ференцне, Аркош, И.—Хамаз, Д.—Лихтенбергер, Й.—Тарчаи, Д.:

Учет непосредственного прохождения луча в модели сигналов цветности. Простая модель полосатой цветности сигналов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 2.

Для толкования данных интенсивности отраженных излучений т. е. точек изображения, измеренных при дистанционном восприятии, необходимо иметь точную информацию об условиях излучения испытуемой поверхности. В статье излагается модель излучения полосатой поверхности, в которой содержится воздействие непосредственного прохождения луча между элементами поверхности. Подтверждается, что непосредственное прохождение луча играет важную роль в образовании (отраженного) изображения первоначального излучения. Одновременно статья служит с целью иллюстрации того, что важность испытания распространения электромагнитных волн — в более общем сочинении не имея в виду испытания по цифровой и электронной технике — в мировом масштабе все более повышается, эту ситуацию нельзя не учитывать национальной публикой электро-инженеров.

Адамс, О.—Д-р Поца, А.—Шомлаи, Т.:

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 2.

Испытание возникновения переходных интермодуляционных искажений

Методы испытания низкочастотной аппаратуры передачи для высококачественного воспроизведения звука в последнее время расширялись методом определения т. н. переходной интермодуляцией, с помощью которого фактический и динамический режим усилителей является более выражаемым. Статья занимается возникновением переходных интермодуляционных искажений, с выводами на основе принципиальных расчетов, а также изложением точек зрения проектирования.

Д-р Капитанфи, К.:

Теоретические основы и вопросы применения многомерной цифровой обработки сигналов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 2.

После обобщения математических основ многомерной цифровой обработки сигналов статья дает краткое резюме о ее самом типичном применении, теории фильтров F R и R. Вслед за схематическим изложением нескольких проектных методов говорится о решениях, иллюстрированных схемой реализацией конкретного фильтра.

Штефлер, Ш.:

Кабельное телевидение (КТВ) — первый шаг по осуществлению интегральной широкополосной связи по кабелям

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 2.

КТВ является самым совершенным видом коллективной приемной антенной системы. Новые его услуги сопровождаются качественными и количественными изменениями и потребуют современных подход к построению систем. В статье рассматриваются эти факторы с точки зрения техники электросвязи. После рассмотрения теоретических соображений описываются некоторые зарубежные починны в области интегральной широкополосной связи и кабельного телевизионного вещания. В конце статьи анализируется отечественное состояние дел.

Немеш, М.:

Оптимизация сигнала коммутации МОШ динамического усилителя приемателя РАМ

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 2.

В статье определена временная диаграмма сигнала коммутации принадлежащего к максимальной скорости перенамагничивания с учетом асимметрии транзисторов и величины нагрузки усилителя приемателя.

Халас, М.—Рендек, И.:

Автоматическая телефонная связь в углеводородной промышленности

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 2.

Нарастающие запросы в трафику и достижение исключения ожидания в установлении соединений потребовало усовершенствования услуг телефонной связи. Автоматическое установление соединения осуществляется в двух этапах, в первой комплектации пришлось учитывать возможность немедленного доступа всех важных сооружений. Автоматическое соединение работает по сети с двумя плоскостями по закрытой системе нумерации, количество комплектов гибко согласовывается с потребностями.

Híradástechnika XXXVIII. évfolyam, 1987. 2. szám

Паулус, М.:

Испытание тока смещения проходящего через тело человека под действием напряженности электрического поля по близости линии дистанционной электроэнергетической передачи на 750 кВ

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 2.

Значение напряженности электрического поля под линии дистанционной энергетической передачи на 750 кВ и на станциях под сборной шины, а также сила тока смещения проходящего через человеческое тело в электрическом поле, были определены путем измерения. На основе сопоставления измеренной и допустимой для тела человека нагрузки установлено, что значение напряженности электрического поля под линии дистанционной энергетической передачи на 750 кВ, не имеет доказательно определенное биологическое вредное влияние на тело человека.

Ferencz, Cs.—Frau Ferencz, I. geb. Ákos—Hamar, D.—J. Lichtenberger—Tarcsei, Gy.:

Berücksichtigung der direkten Durchstrahlung bei den Oberflächeneinfachen Moden für gerillte Oberflächen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 2.

Zur Deutung der im Laufe der Fernwahrnehmung gemessenen Daten für die reflektierte Strahlungsintensität, — das heisst, zur Deutung der Bildpunkte — muss man die Strahlungsverhältnisse der gerillten Oberflächen genau kennen. Hier wird ein Modell von solcher einer gerillten (gefurchten) Oberfläche dargestellt, welches die Auswirkung der direkten Durchstrahlung zwischen den Flächenelementen enthält. Im Artikel wird es bewiesen, dass die direkte Durchstrahlung, in der Ausformung des resultierenden Strahlungsbildes (Reflektionsbildes) eine sehr wesentliche Rolle spielt. Der Artikel wird gleichzeitig zur Illustration davon gewidmet, dass die Wichtigkeit der Ausweitungsprüfungen für elektrometrische Wellen, — oder allgemeiner e-g sagt, der nicht digitalen technischen, elektronischen Untersuchungen, in aller Welt rapid immer grösser wird. Diese Tatsache kann die Gemeinschaft der ungarischen Elektroingenieure nicht unbeachtet lassen.

Adams, O.—Dr. Pócsa, A.—Somlai, T.:

Prüfung der Entstehung von transienten Intermodulationsverzerrung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 2.

Die Prüfmethode der Tonfrequenz-Übertragungsgeräte von hoher Treue wurden in den letzten Zeiten durch die Feststellung der sogenannten transienten Intermodulation (TIM) erweitert, welche den echten dynamischen Betrieb der Verstärker besser repräsentiert. Der Artikel beschäftigt sich mit der TIM und mit den aus der theoretischen Rechnungen erhaltenen Schlussfolgerungen, sowie mit Konstruktionsempfehlungen.

Dr. Kapitánffy, K.:

Theoretische Grundlagen und Anwendungsmöglichkeiten der mehrdimensionalen digitalen Signalverarbeitung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 2.

Nach der Behandlung der mathematischen Grundlagen von mehrdimensionaler digitaler Signalverarbeitung gewährt der Artikel einen kurzen Überblick über ihre typischste Anwendung, die Theorie von FIR- und IIR-Filtern. Die flüchtige Besprechung von einigen Entwurfsverfahren wird von der Präsentation der verschiedenen Realisierungsmethoden gefolgt, illustriert mit der Stromkreisrealisierung eines konkreten Filters.

Stefler, S.:

Kabelfernsehen — der erste Schritt nach der Breitband Kommunikation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 2.

Das Kabelfernsehen ist die meist fortgeschrittene Form der Gemeinschaftantennen. Seine neuen Leistungen bedeuten quantitative und qualitative Umwandlungen und machen zeitmäßige systemtechnische Betrachtung erforderlich. Dieser Beitrag befasst sich mit diesen Ausblicken hinsichtlich der Fernmeldetechnik. Nach theoretischen Überlegungen werden einige ausländische Initiativen über die integrierte Breitbandkommunikation bzw. des Kabelfernsehen bekanntgemacht und zum Schluss wird die ungarische Lage analysiert.

Nemes, M.:

Die Optimierung des Einschaltungszeitpunktes des MOS-dynamischen RAM Fühlungsverstärkers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 2.

In diesem Artikel wird mit Rücksicht auf die Asymmetrie der Verstärkertransistoren des Fühlers, sowie der Belastungskapazitäten diejenige Zeitfunktion des Schaltungszeichens bestimmt, welche zur maximalen Umkoppgeschwindigkeit gehört.

Halász, M.—Rendek, I.:

Fernruf in der Kohlenwasserstoffindustrie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 2.

Die erhöhten Verkehrsdürfnisse und das Erreichen der Wartenlosigkeit machte die Modernisierung der Telefondienstleistung in der Kohlenwasserstoffindustrie notwendig. Der Fernruf wird in zwei Takten verwirklicht, aber man musste gleich im ersten Ausbau die sofortige Erreichbarkeit aller wichtigen Anlagen in Betracht nehmen. Der Fernruf funktioniert in einem Netzsystem von zwei Ebenen, mit einem geschlossenen numerischen System. Die Anzahl der Stromkreise fügt sich elastisch zum Bedarf.

Paulusz, M.:

Prüfung des Verschiebungsstroms, welcher am Körper eines sich in der Nähe des 750 KV Fernleitung aufhaltenden Menschen infolge der Wirkung des elektrischen Kraftfeldes durchfließt

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 2.

Die elektrische Feldkraft, die unter der 750 KV Fernleitung und in der Unterstation unter der Sammelschiene entsteht, sowie die Stärke des durch den Körper, eines sich in der Nähe des elektrischen Kraftfeldes aufhaltenden Menschen durchfließenden Stromes, wurde mit Messung bestimmt. Auf Grund des Vergleichs der gemessenen, sowie der für einen Menschen erlaubten Beanspruchung wurde festgestellt, dass unter der 750 KV Fernleitung entstandenes Kraftfeld, gar keine nachweisbare schadenhafte biologische Wirkung auf den Menschen ausübt.

* * *

Ferencz, Cs.—Mrs. Ferencz Árkos, I.—Hamar, P.—Lichtenberger J.—Tarcsei, Gy.:

Consideration of the Direct Cross Radiation in Surface Mode s. Simple Mode of Furrowed Surfaces

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 2,

The interpretation of remotely sensed surface reflectance data requires the accurate knowledge of the radiation conditions of the surface under investigation. In the present paper a radiation model of furrowed (ploughed) surface is presented which includes the effect of direct cross radiation between the surface elements. It is demonstrated that the direct cross radiation plays a significant role in the resulting radiation (reflection) pattern.

Adams, C.—dr. Pócsa, A.—Somlai, T.:

Test of the Origination of the Transient Intermodulation Distortion (TIM)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 2.

Recently the testing methods of the voice frequency transmission equipment with high fidelity are extended with the definition of the so called transient intermodulation (TIM) that expressed the real, dynamic operation of the amplifiers better. Present article deals with the origination of TIM, the conclusions from the theoretical calculations and the planning respects.

Dr. Kapitány, K.:

Theoretical Bases and Questions of Application in the Field of Multidimensional Digital Signal Processing

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 2.

After discussing the mathematical bases of multidimensional digital signal processing, the paper gives a short overview of its most typical application, the theory of FIR and IIR filters. The brief summary of some design procedures is followed by the presentation of implementation methods, illustrated by the hardware realization of a concrete

Stefler, S.:

Cable-TV: the first step towards the integrated broadband cable communication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 2.

The cable-TV is the sophisticated form of the community antenna systems. Its new services mean change in quality and quantity and require an up-to-date system technique. These topics are discussed from a telecommunication engineer's point of view. After theoretical considerations some foreign pilot-projects on the field of the integrated broadband cable communication are explained and the conditions in Hungary are examined.

Nemes, M.:

Optimization of the latching pulse of MOS DRAM sense amplifiers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 2.

The latching pulse waveform producing minimum latching time is derived. Asymmetry of the sensing transistors and the load capacitances is taken into account.

Halász, M.—Rendek, I.:

Long distance calling at hidrocarbon industry

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 2.

The traffic increasing and the waiting time reduction have been needed to develop the telephone service of hidrocarbon industry. The long distance calling has been realized in 2 periods although in the first step it had to provide for connexion of all important exchange. The long-distance call has been working with 2 network levels and closed numbering system, the number of trunks have been adapted to demands.

Paulusz, M.:

Test of the Displacement Current Effected by the Electric Field and flowing through the Body being in the near of a 750 kV Power Transmission Line

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 2.

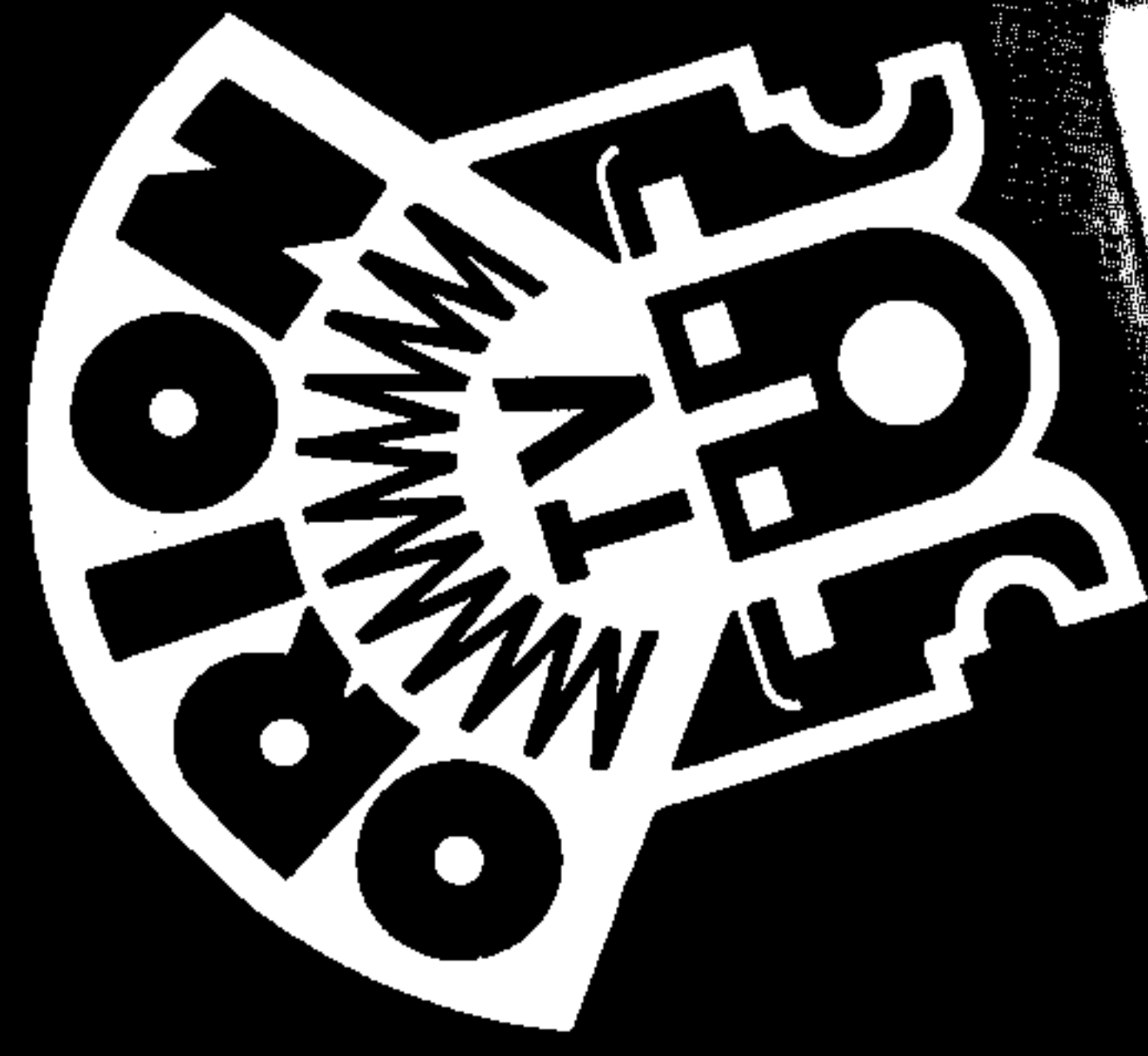
Electric field strenght developed under a 750 kV power transmission line and under the bus bar in the substation as well as the strenght of the displacement current flowing through the body being in the electric field are determined by measurement. It has been found on the basis of the comparison of the measured stress and the allowable one, that the electric field developed under a 750 kV power transmission line has no proved harmful biological effect to a human being.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja: a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató leányvállalat, Budapest, Garay u. 5. 1442. Telefon: 215-440. Felelős kiadó: Dr. Varga György igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási Irodánál (HELIR, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180,— Ft egész évre 360,— Ft. Egyes szám ára 30,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H-1389 Budapest, Postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279. 86-253.

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375



OCD-500

ORION COLOR DISPLAY

ÜZEMMÓDOK:

- alfanumerikus,
- grafikus.

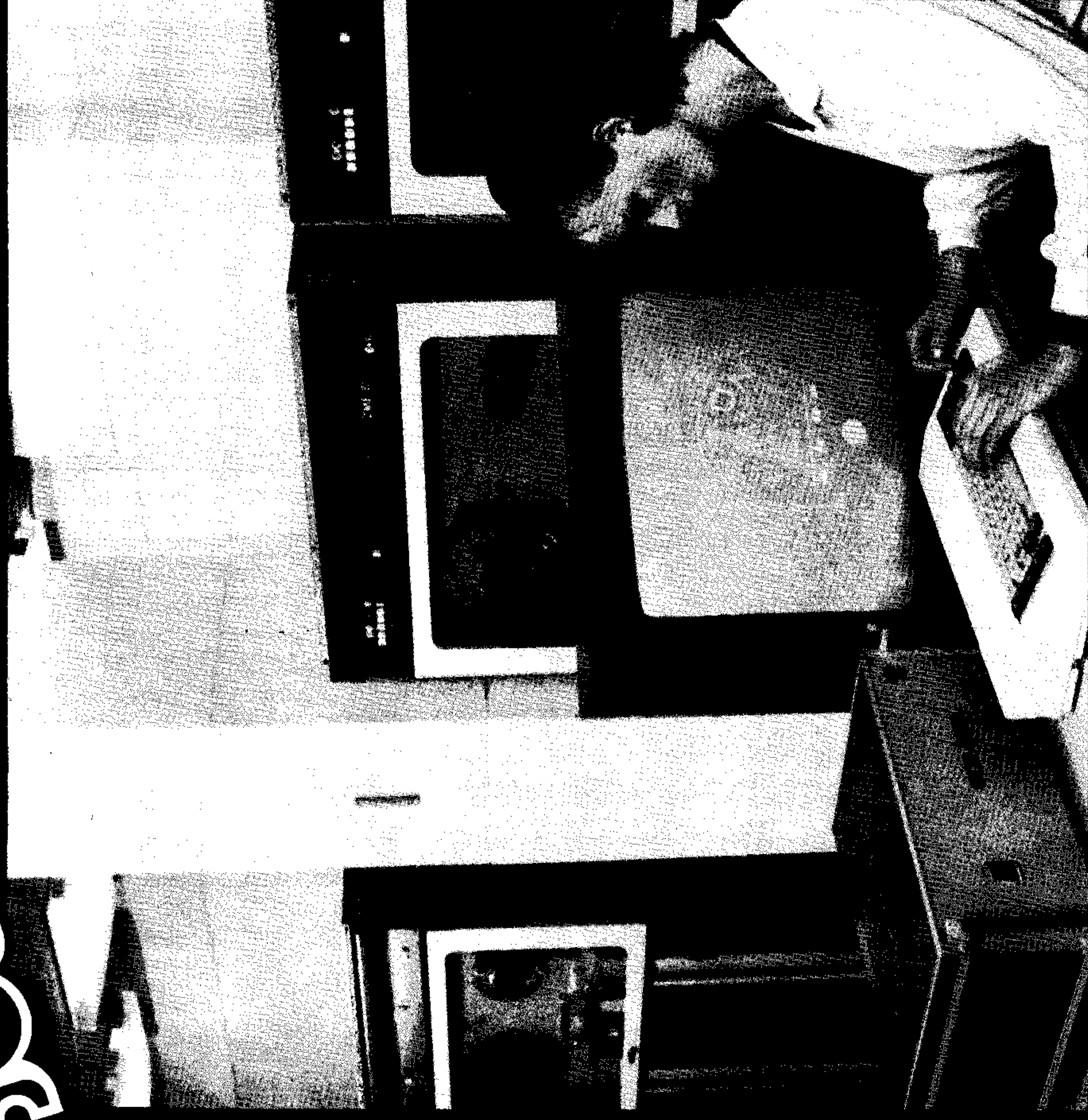
A már meglévő grafikus ábrára — a háttér megváltoztatása nélkül — alfanumerikus karakterek is írhatók.

A fenti két üzemmódban a készülék sokrétű szolgáltatást nyújt:

- teljes ASCII karakterkészlet,
- 16 sor, soronként 64 karakterpozíció,
- ernaőszerkesztő műveletek (cursor címzés, karakter kiejtés és beszúrás, sor kiejtés és beszúrás, sor törlés, ernaő törlés, ROLL funkció),
- programok, operációs rendszerek vezérlése,
- vonal húzása (kétféle vonalvastagság, tízféle vonaltípus),
- kör és körcikk rajzolása,
- téglalap rajzolása és átszínezése,
- tetszőleges, zárt határvonalú terület átszínezése,
- változtatható karakterméret (szélesség és magasság),
- álló és dőlt karakterek felírása (a dőlés szöge fokonként beállítható),
- vonalak, karakterek színe választható,
- a háttér színe megadható.

Rádió- és Villamosági Vállalat
Budapest X., Jászberényi út 29.
Levélcím: 1475 Budapest, Pf. 84.
Telefon: 284-830 Telex: 22-5798

ORION





ORION OCD-500 COLOR

DISPLAY

FŐBB JELLEMZŐK:

- mikroprocesszoros rasztervezérlés (I-8085A),
- 128 kB kémemória,
- 512x512 képpont felbontás,
- egyidejűleg 16 szín megjelenítése,
- színválasztás 64 színből,
- terület átszínezése,
- alfanumerikus és grafikus üzemmód,
- sokféle alfanumerikus és grafikus funkció,
- soros vagy párhuzamos interfész a HOST-gép felé,
- vizuális öntesztelési lehetőség.

Funkcionálisan 3 fő részből áll:

- vezérlő elektronika,
- billentyűzet és
- színes megjelenítő.

A felsorolt részek mechanikusan is külön választhatóak, önálló egységet képeznek.

(folytatása a belső borítón)

ORION

Rádió- és Villamossági Vállalat

Budapest X., Jászberényi út 29.

Levél cím: 1475 Budapest, Pf. 84.

Telefon: 284-830 Telex: 22-5798

