



**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA**

**XXXVI. évfolyam
B U D A P E S T**

1985

5

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXVI. évfolyam 1985. 5. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXI. évfolyam 1985. 5. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

III. évfolyam 1985. 5. szám

Felelős szerkesztő:
DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke:
HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:
ANGYAL LÁSZLÓ
MÉREY IMRÉNÉ
SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné
Dr. Flesch István
Forintos György
Gál Ferenc

BHG

Rovatvezető: Angyal László
Tudományos szerkesztő: Dr. Frajka Béla
Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter,
dr. Gosztony Géza, dr. Kerpán István, Klug
Miklós, Laczkó Endre, Tölgyesi László

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László
Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz
Balogh Albert, Csornai László, Czermann
Mihály, Hidas György, Huszka Zoltán,
dr. Ligeti Róbertné, dr. Mátay Géza,
dr. Motál György, Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: Jakubik Béla
Tudományos szerkesztő: Dr. Frigyes István
Csernoch János, Froemel Károly, Szabó
Károly, Szász Gerő

REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza
Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz
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, Halmi Gábor,
Hutter Mihály

*

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

ROVATOK

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

ROVATGAZDÁK

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

ROVATTÁRSÁK

BEAG HTV
BME KONTAKTA
BRG KÓPORC
EMO KFKI
El. szöv. M. Posta
FMV ML
GAMMA MM
HTSZ MFKI
HAGY TUNGSRAM

TARTALOM

CSÉFALVAY KLÁRA—VARGA IMRE:

Érzékenységek számítása diszkrét idejű hálózatokban	193
HTE elnökségi ülése. Díjak kiosztása	200
Electronica '84 (Dr. Ambrózy András—Dr. Zombory László)	201
Könyvismertetés	203

LŐRINC ENDRE:

Japán műholdas távközlő rendszere	204
Nívódíjasaink	210

DR. KOCSIS FERENC:

Gyors eljárások a diszkrét Fourier-transzformáció számítására. 3. rész	214
Az URSI XXI. közgyűlése (Mihály Zsigmond)	219

LENGYEL ENDRE:

„SM” és „SE” típusú trafómagra készült hálózati transzformá- torok méretezési segédletének ismertetése	220
---	-----

DR. LUKÁCS GYÖRGY:

Nagyfrekvenciás FET tranzisztorok és az alkalmazásukkal elért eredmények	222
---	-----

KONTAKTA: DS 665 B szalagkábel csatlakozó sorozat	233
---	-----

Tartalmi összefoglalások	239
--------------------------------	-----

Érzékenységek számítása diszkrét idejű hálózatokban

CSÉFALVAY KLÁRA—VARGA IMRE
Budapesti Műszaki Egyetem



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk lineáris diszkrét idejű hálózatok átviteli függvényeinek, azok együttműködésének és gyökeinek bármely szorzótényező szerinti érzékenységének számításával, félszimbolikus átviteli függvények előállításával foglalkozik. A bemutatott módszerrel a névleges paraméterértékeknél végzett egyetlen numerikus (idő-, z-, ill. frekvencia-tartománybeli) analízis eredményeiből az érzékenységeken túlmenően az átviteli függvények félszimbolikus alakja is meghatározható.

1. Bevezetés

A cikk lineáris diszkrét idejű hálózatok analízisével, nevezetesen átviteli függvények, ezek szorzótényező szerinti érzékenységfüggvényeinek, az együttműködés- és gyökök érzékenységének számításával, félszimbolikus átviteli függvények előállításával foglalkozik.

A 2. pontban azt a kiindulást követjük, hogy a hálózati egyenleteket az időtartományban írjuk fel. Ebből z-transzformációval, majd az egyenletek megoldásával kapjuk az átviteli függvények racionális törtfüggvény alakját. A bemutatott eljárás szerint bármely szorzó paramétere szerinti érzékenységfüggvény, együttműködés- és gyökérezékenységek számításához csupán a névleges paraméterértékek mellett végzett egyetlen analízis eredményeire van szükség.

A 3. pontban a hálózati egyenleteket a z-tartományban írjuk fel. Ennek megoldása az átviteli függvényeket, azok érzékenységfüggvényeit, az együttműködés- és gyökérezékenységeket szolgáltatja.

A 4. pontban rögzített frekvencián az állandósult állapotbeli válasz és érzékenységének számítását tárgyaljuk.

Az 5. pontban megmutatjuk, hogy valamely m szorzótényező névleges értéke mellett végzett egyetlen numerikus analízis eredményeiből nem csupán az érzékenységek kaphatók meg, hanem meghatározható az átviteli függvény m bármely más értéke mellett is (félszimbolikus alak).

Végül a bemutatott eljárásokra mintapéldát közlünk.

2. Átviteli függvények és érzékenységek számítása a diszkrét idejű hálózatot leíró differenciaegyenletekből

2.1. Az átviteli függvény meghatározása

Olyan lineáris diszkrét idejű hálózatokkal foglalkozunk, amelyek az alábbi komponenseket tartalmazzák: forrás, összegző, szorzó, szorzó és késleltető

CSÉFALVAY KLÁRA

1966-ban szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen. Az egyetem elvégzése után a BME Villamosmérnöki Kar Elméleti Villamosságtan Tanszékére került. Fő

érdeklődési területe folyamatos és diszkrét idejű hálózatok számítógépes analízise, illetve számítógéppel segített tervezése, valamint hullámváltozós hálózatok analízise, gyakorlati alkalmazások vizsgálata. Munkássága az oktatással kapcsolatos.

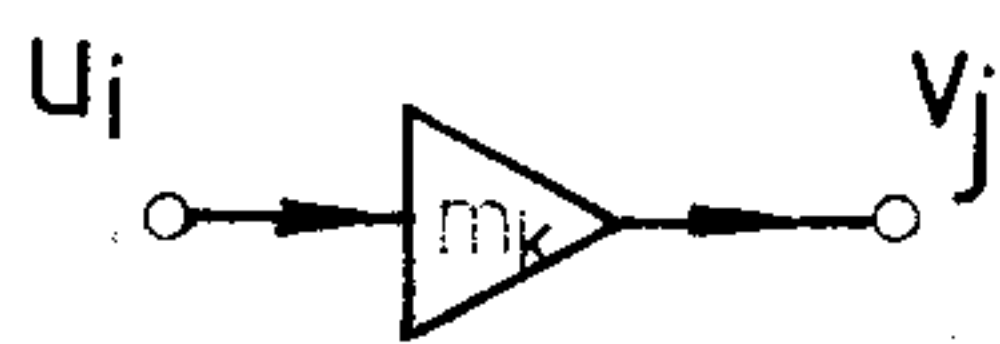
együtt. Célunk a hálózat tetszőlegesen kijelölt gerjesztéséhez és válaszához tartozó átviteli függvényét racionális törtfüggvény alakban előállítani az időtartománybeli egyenletekből. Az eljárás részeredménye a hálózatot az időtartományban leíró diszkrét állapotegyenlet normál alakja.

A hálózati egyenleteket a jelfolyamgráf alapján építjük fel. A jelfolyamgráf összesen r számú csúcának mindegyikéhez egy változót rendelünk (az i -edikhez $v_i(pT)$ -t), minden késleltető kimenete egy állapotváltozó (az i -ediké $x_i(pT)$), így az i -edik késleltető bemenete $x_i(pT+T)$). A hálózat rendszáma (jele n), az állapotváltozók száma a késleltetők számával egyezik meg. A forrásmennyiségek $e(pT)$ diszkrét értékei adottak. Az időtartománybeli lineáris differencia-egyenletrendszer

$$\mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{v}(pT) \\ \mathbf{x}(pT+T) \end{bmatrix} = \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(pT) \\ \mathbf{e}(pT) \end{bmatrix} \quad (1)$$

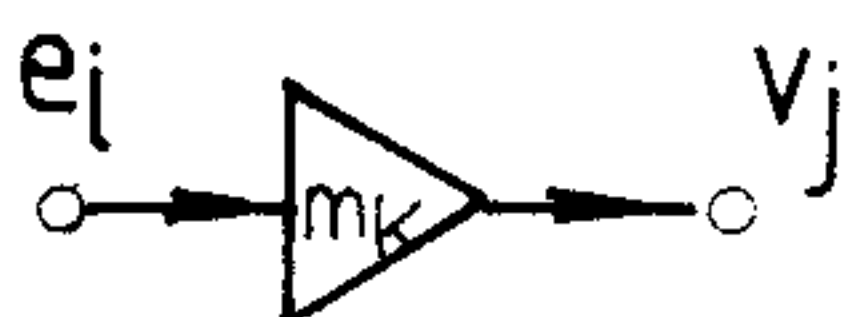
alakú. Ezt úgy építjük fel, hogy sorra vesszük a hálózatot alkotó komponenseket és azok hálózatbeli elhelyezkedése szerint paramétereik értékét egymás után hozzáadjuk a kiinduláskor egységmátrix \mathbf{P} és zérusmátrix \mathbf{Q} megfelelő elemeihez. Nevezetesen az i -edik és j -edik csúc között a j -edik felé irányítottan elhelyezkedő k -adik szorzó m_k szorzótényezőjét úgy kell figyelembe venni (1) felépítésekor, hogy azt le kell vonni a \mathbf{P} mátrix (j, i) indexű eleméből, ha az i -edik csúc nem forráscsúc, illetve hozzá kell adni a \mathbf{Q} mátrix $(j, n+i)$ indexű eleméhez, ha az i -edik csúcshoz forrás is kapcsolódik. Hasonlóképp, az i -edik és j -edik csúc között elhelyezkedő k -adik szorzó és késleltető komponens m_k paraméterét $P(r+k, i)$ indexű eleméből le kell vonni, ha i nem forráscsúc, illetve $Q(r+k, n+i)$ indexű eleméhez hozzá kell adni, ha i forráscsúc, ezen kívül $Q(j, k)$ indexű elemét eggyel meg kell növelni. Az összeadó és a forrás csak a topológia által meghatározott 1 értékkel szerepel a mátrixokban, ezeknek a komponenseknek paraméterük nincs. A fenti eljárást az 1. áb-

Beérkezett: 1984. XII. 5. (H)



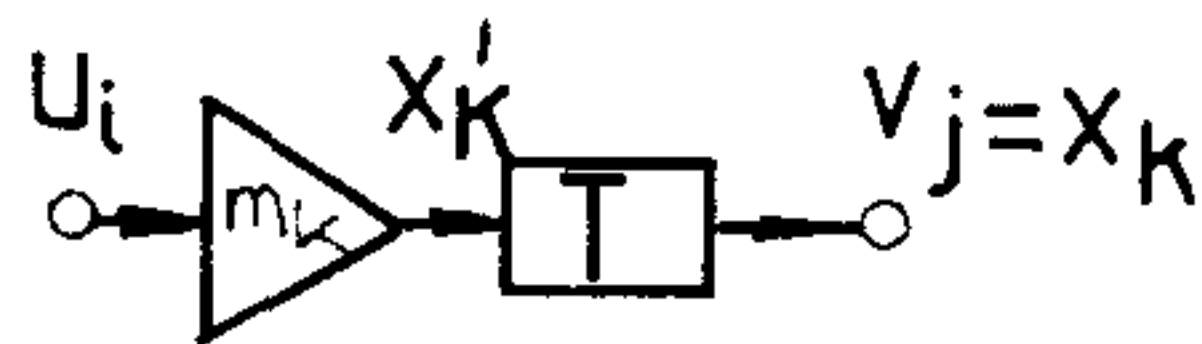
$$v_j - m_k u_i = 0$$

$$\Delta P_{ji} = -m_k$$

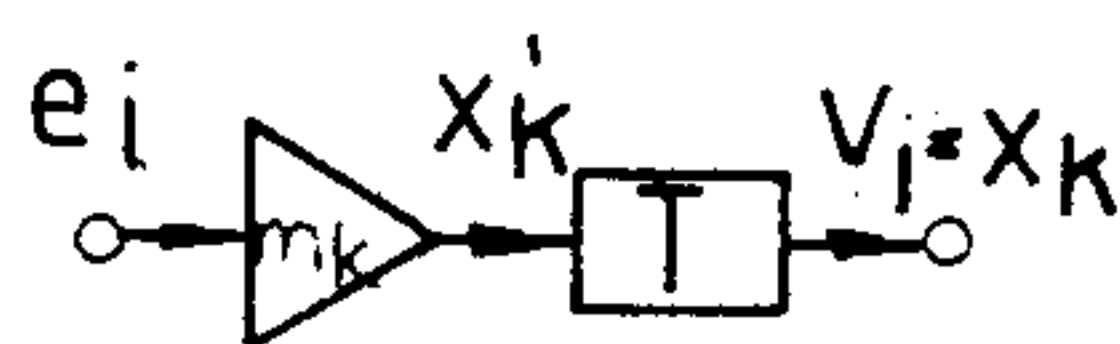


$$v_j - m_k e_i = 0$$

$$\Delta Q_{jn_i} = m_k$$



$$v_j = x_k, \quad x_k - m_k u_i = 0;$$



$$v_j = x_k, \quad x_k = m_k e_i$$

$$\Delta P_{r+ki} = -m_k, \quad \Delta O_{jk} = 1, \quad \Delta O_{jk}^{-1} \Delta Q_{r+k(n+i)} = m_k$$

H29-1

1. ábra. Komponensek karakterisztikái, paraméterek figyelembevételével az időtartománybeli egyenletrendszerben

rán szemléltetjük. Végighaladva a hálózat összes elemén, a fenti szabályok alkalmazásával az (1) egyenletrendszert előállítottuk. Az érzékenységszámításnál azt fogjuk kihasználni, hogy minden szorzótényező mátrixbeli helye ismert.

Az (1) egyenletrendszert \mathbf{P} invertálásával oldjuk meg, az átviteli függvény számításához kijelölt $y(pT)$ válaszváltozóval és $e(pT)$ gerjesztéssel az állapotegyenlet normál alakja

$$\begin{bmatrix} y(pT) \\ \mathbf{x}(pT+T) \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(pT) \\ e(pT) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T & d \\ \mathbf{A} & \mathbf{b} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

A (2) állapotegyenlet z-transzformálásával az átviteli függvény

$$W(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} = \mathbf{c}^T (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b} + d. \quad (3)$$

A $(z\mathbf{I} - \mathbf{A})$ mátrix invertálására a Souriau-Frame algoritmust alkalmazzuk:

$$(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} = \frac{\text{adj}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})}{\det(z\mathbf{I} - \mathbf{A})} = \frac{\sum_{i=1}^n \mathbf{H}_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^n q_i z^{-i}}, \quad (4)$$

ahol az együtthatók rekurzív képletekkel számolhatók [5]:

$$q_0 = 1, \quad \mathbf{H}_1 = \mathbf{I}, \quad \mathbf{H}_i = \mathbf{H}_{i-1} \mathbf{A} + q_{i-1} \mathbf{I}$$

$$q_i = -\frac{1}{i} \text{tr}(\mathbf{H}_i \mathbf{A}), \quad i = 1, \dots, n \quad (5)$$

(tr a mátrix nyomát jelöli).

Az átviteli függvény racionális törtfüggvény alakja tehát

$$W(z) = \frac{\sum_{i=0}^n k_i \cdot z^{-i}}{\sum_{i=0}^n q_i \cdot z^{-i}}, \quad (6)$$



VARGA IMRE

1982-ben szerzett villamosmérnöki, 1984-ben kitüntetéses szakmérnöki oklevelet a BME Villamosmérnöki Karán. Egyetemi hallgatóként számítógépes hálózatanalízis témakörben három tudományos diákköri dolgozatával nyert első díjat. 1982–1984 között

a BME Elméleti Villamoságtan Tanszéken volt tudományos továbbképzési ösztöndíjas, elkészítette egyetemi doktori disszertációját. Jelenleg a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetben dolgozik tanársegédként. Fő érdeklődési területe a számítógépes áramkörtervezés. A HTI tagja.

ahol a nevező együtthatói (5) szerint adottak, a számláló együtthatói

$$k_0 = d, \quad k_i = q_i d + \mathbf{c}^T \mathbf{H}_i \mathbf{b}, \quad i = 1, \dots, n. \quad (7)$$

2.2. Az érzékenységfüggvények számítása

Ebben a pontban azt mutatjuk meg, miként állítható elő kizárólag az előzőekben leírt analízis eredményeinek felhasználásával a $W(z)$ átviteli függvény bármely szorzó m -mel jelölt szorzótényezőjére vonatkozó

$$S_m^W(z) = \frac{\partial W}{\partial m} \quad (8)$$

abszolút érzékenységfüggvénye racionális törtfüggvény alakban (ebből a többi értelmezett relatív, ill. félig relatív érzékenységfüggvény már kifejezhető).

A $\mathbf{P} \cdot \mathbf{P}^{-1} = \mathbf{I}$ összefüggésből

$$\frac{\partial \mathbf{P}^{-1}}{\partial m} = -\mathbf{P}^{-1} \cdot \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial m} \cdot \mathbf{P}^{-1} \quad (9)$$

(2) deriváltjának kifejezése

$$\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial m} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{c}^T}{\partial m} & \frac{\partial d}{\partial m} \\ \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} & \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial m} \end{bmatrix} = \frac{\partial \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{Q}}{\partial m} = \mathbf{P}^{-1} \left(\frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial m} - \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial m} \cdot \mathbf{T} \right) \quad (10)$$

A (10) kifejezés kiértékeléséhez a kijelölt műveleteket a fenti formában nem kell elvégezni, mert $\frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial m}$ és $\frac{\partial \mathbf{P}}{\partial m}$ egyike mindig zérusmátrix, a másik is csak egyetlen nem nulla elemet tartalmaz. Visszaidézve ugyanis az (1) egyenletrendszer képzési szabályait, az i -edik és j -edik csúc között elhelyezkedő szorzóra a $\frac{\partial \mathbf{P}}{\partial m}$

mátrix (j, i) indexű eleme -1 , többi eleme és $\frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial m}$ minden eleme nulla, így

$$\left(\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial m}\right)_{l,s} = (\mathbf{P}^{-1})_{l,j} (\mathbf{T})_{i,s}; \quad l=1, \dots, n+1, \quad s=1, \dots, n+1, \quad (11)$$

ha nem az i -edik csúcshoz kapcsolódik a gerjesztő forrás, illetve

$$\left(\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial m}\right)_{l,n+i} = (\mathbf{P}^{-1})_{l,n+i}; \quad l=1, \dots, n+1 \quad (12)$$

és a többi oszlopa nulla (ha az i -edik csúcshoz kapcsolódik a gerjesztő forrás).

Hasonlóképp az i -edik és j -edik csúc között elhelyezkedő k -adik szorzó és késleltető komponensre

$$\left(\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial m}\right)_{l,s} = (\mathbf{P}^{-1})_{l,i} (\mathbf{T})_{r+k,s}; \quad l=1, \dots, n+1, \quad s=1, \dots, n+1, \quad (13)$$

ha nem az i -edik csúcshoz kapcsolódik a gerjesztés, illetve

$$\left(\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial m}\right)_{l,n+i} = (\mathbf{P}^{-1})_{l,r+k}; \quad l=1, \dots, n+1 \quad (14)$$

a többi oszlopa nulla (ha az i -edik csúcshoz kapcsolódik a forrás). A (10) kifejezés tehát csak formális, ténylegesen (11)–(14) alapján állítjuk elő a

$\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial m}$ mátrixot. Ennek particionált alakjából a $\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m}$, $\frac{\partial \mathbf{b}}{\partial m}$, $\frac{\partial \mathbf{c}^T}{\partial m}$, $\frac{\partial d}{\partial m}$ mennyiségek kiolvashatók (10).

Az érzékenységgé függvényt (3) m szerinti parciális deriváltja adja:

$$S_m^W = \frac{\partial W}{\partial m} = \frac{\partial d}{\partial m} + \frac{\partial \mathbf{c}^T}{\partial m} (\mathbf{zI} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{b} + \mathbf{c}^T (\mathbf{zI} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial m} + \mathbf{c}^T (\mathbf{zI} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \cdot (\mathbf{zI} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{b}. \quad (15)$$

Felhasználva a (4)–(7) összefüggéseket, az érzékenységgé függvény racionális törtfüggvény alakja

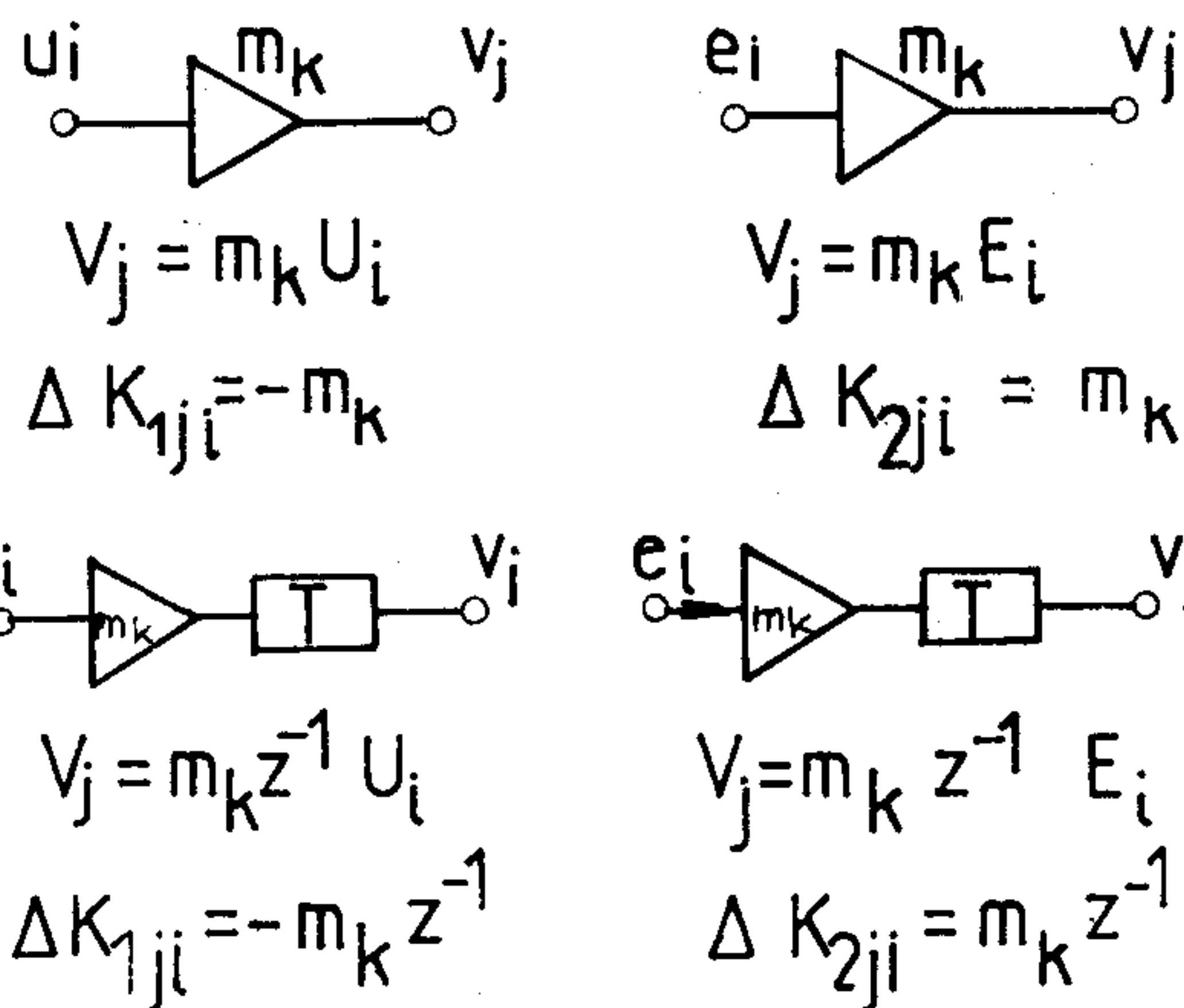
$$S_m^W(z) = \frac{R(z^{-1})}{D^2(z^{-1})};$$

$$R(z^{-1}) = D(z^{-1}) \left[\frac{\partial d}{\partial m} + \sum_{i=1}^n \left(q_i \frac{\partial d}{\partial m} + \frac{\partial \mathbf{c}^T}{\partial m} \mathbf{f}_i + \mathbf{v}_i^T \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial m} \right) z^{-i} \right] + \left[\sum_{i=1}^n \left(\mathbf{v}_i^T \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \right) z^{-i} \right] \cdot \left[\sum_{i=1}^n \mathbf{f}_i \cdot z^{-i} \right], \quad (16)$$

ahol

$$D(z^{-1}) = \sum_{i=0}^n q_i z^{-i} \quad \left. \begin{array}{l} \mathbf{f}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{b} \\ \mathbf{v}_i^T = \mathbf{c}^T \mathbf{H}_i \end{array} \right\} i=1, \dots, n. \quad (17)$$

Az érzékenységgé függvényt két polinom hányadosa adja. A nevező $W(z)$ nevezőjének négyzete, a számláló polinomszorzatok összege, amelyben csak két polinom függ attól, hogy éppen melyik szorzótényezőre vonatkozó érzékenység keresett. Az érzékeny-



H29-2

2. ábra. Komponensek z -tartománybeli karakterisztikai, paraméterek egyenletrendszerbeli szerepe

séggé függvények számítása tehát lényegében csak a hálózatanalízisből már ismert mennyiségek (16)–(17) képletekbe való behelyettesítéséből áll.

2.3. Együttható és gyökérzékenységek

A következőkben az átviteli függvény k_i és q_i együtthatóinak bármely m szorzótényező szerinti abszolút érzékenységgel, vagyis parciális deriváltjával foglalkozunk. Az (5)–(7) összefüggések m szerinti deriválásával

$$S_m^{q_0} = 0, \quad \frac{\partial \mathbf{H}_1}{\partial m} = \mathbf{0}, \quad S_m^{k_0} = \frac{\partial d}{\partial m}$$

$$S_m^{q_i} = -\frac{1}{i} \operatorname{tr} \left(\frac{\partial \mathbf{H}_i}{\partial m} \mathbf{A} + \mathbf{H}_i \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \right),$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}_i}{\partial m} = \mathbf{H}_{i-1} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} + \frac{\partial \mathbf{H}_{i-1}}{\partial m} \mathbf{A} + \frac{\partial q_{i-1}}{\partial m} \mathbf{I}$$

$$S_m^{k_i} = \frac{\partial \mathbf{c}^T}{\partial m} \mathbf{H}_i \mathbf{b} + \mathbf{c}^T \mathbf{H}_i \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial m} + \mathbf{c}^T \frac{\partial \mathbf{H}_i}{\partial m} \mathbf{b} + \frac{\partial d}{\partial m} q_i + d \frac{\partial q_i}{\partial m}$$

$$i=1, \dots, n. \quad (18)$$

A (18)-ban szereplő $\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m}$, $\frac{\partial \mathbf{b}}{\partial m}$, $\frac{\partial \mathbf{c}^T}{\partial m}$, $\frac{\partial d}{\partial m}$ mennyiségek meghatározásának módjáról már az előző pontban szoltunk. Kiszámítva tehát ezeket (10) szerint, egymástól függetlenül mind az érzékenységgé függvények, mind az együttható-érzékenységek a megfelelő (15), ill. (18) képlettel kiszámolhatóak. Az együttható-érzékenységek — az együtthatókhöz hasonlóan — rekurzív képletekkel számíthatóak.

Az átviteli függvény zérusainak és pólusainak érzékenységét, vagyis a gyökérzékenységeket a gyökök és az együttható-érzékenységek segítségével fejezzük ki. Az átviteli függvény nevezője a q_i együtthatókkal, ill. a p_i pólusokkal

$$D(z^{-1}) = \sum_{i=0}^n q_i z^{-i} = \prod_{i=1}^n (1 - p_i z^{-1}). \quad (19)$$

Ebből m szerinti parciális deriválással

$$\frac{\partial D}{\partial m} = \sum_{i=0}^n \frac{\partial q_i}{\partial m} z^{-i} = -Dz^{-1} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{\partial p_i}{\partial m} \frac{1}{1-p_i z^{-i}}. \quad (20)$$

A pólusérzékenység tehát

$$S_m^{p_j} = - \frac{\sum_{i=0}^n S_m^{q_i} p_j^{1-i}}{\prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n (1-p_i p_j^{-1})}. \quad (21)$$

A zérusérzékenység hasonlóképpen

$$S_m^{z_j} = - \frac{\sum_{i=0}^n S_m^{k_i} z_j^{1-i}}{k_0 \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n (1-z_j z_i^{-1})}. \quad (22)$$

A gyökök kiszámítását követően, az együttható-érzékenységekből a gyökérérzékenységek már könnyen kifejezhetők.

3. Átviteli függvények és érzékenységek számítása a z-tartománybeli egyenletrendszerből

3.1. Az átviteli függvény előállítása

Szorzót, forrást, összegzőt, szorzót és késleltetőt tartalmazó lineáris diszkrét idejű hálózatokat vizsgálunk. A hálózati egyenleteket a z-tartományban írjuk fel és ebből fejezzük ki az átviteli függvényeket.

A hálózat jelfolyamgráfja r számú csúcának mindegyikéhez egy változót rendelünk (az i -edikhez $V_i(z)$ -t). A forrásvektort $\mathbf{E}(z)$ -vel jelölve, a hálózatot a z-tartományban leíró lineáris egyenletrendszer alakja

$$(\mathbf{K}_1 - \mathbf{K}_2 z^{-1}) \mathbf{V}(z) = (\mathbf{K}_3 + \mathbf{K}_4 z^{-1}) \mathbf{E}(z). \quad (23)$$

A (23) egyenletrendszert a hálózati komponensek paramétereinek fokozatos összegzésével állítjuk elő. Kiinduláskor \mathbf{K}_1 egységmátrix, $\mathbf{K}_2, \mathbf{K}_3, \mathbf{K}_4$, zérusmátrix. Az i -edik és j -edik csúcs között elhelyezkedő m paraméterű szorzó úgy szerepel (23)-ban, hogy \mathbf{K}_1 (j, i) indexű eleméből m -et le kell vonni, ha az i -edik csúcshoz forrás nem kapcsolódik, illetve \mathbf{K}_3 (j, i) indexű eleméhez m -et hozzá kell adni, ha az i -edik csúcshoz forrás is kapcsolódik. A szorzó és késleltető komponens m paraméterére a fenti szabályok a \mathbf{K}_2 , ill. \mathbf{K}_4 mátrixokra érvényesek. A fenti eljárást a 2. ábrán szemléltetjük.

Oldjuk meg a (23) lineáris egyenletrendszert: szorozzuk be balról mindkét oldalát \mathbf{K}_1 inverzével (ez mindig létezik) és fejezzük ki a $\mathbf{V}(z)$ ismeretleneket:

$$\mathbf{V}(z) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_2 z^{-1})^{-1} \mathbf{K}_1^{-1} (\mathbf{K}_3 + \mathbf{K}_4 z^{-1}) \mathbf{E}(z). \quad (24)$$

A tetszőlegesen kijelölhető összes lehetséges gerjesztéshez ($\mathbf{E}(z)$ egy eleme) és válaszhoz ($\mathbf{V}(z)$ egy eleme) tartozó átviteli függvényeket mind tartalmazza az alábbi átviteli mátrix:

$$\mathbf{W}(z) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_2 z^{-1})^{-1} \mathbf{K}_1^{-1} (\mathbf{K}_3 + \mathbf{K}_4 z^{-1}). \quad (25)$$

(25) meghatározására a Souriau—Frame-algoritmust alkalmazzuk, így kiküszöbölhetők a z-ben szimbolikus műveletek:

$$\mathbf{W}(z) = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \mathbf{F}_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^n q_i z^{-i}}; \quad (26)$$

$$\mathbf{F}_i = \mathbf{H}_{i+1} \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_3 + \mathbf{H}_i \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_4, \quad i=1, \dots, n-1$$

$$\mathbf{F}_0 = \mathbf{H}_1 \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_3,$$

ahol a \mathbf{H}_i, q_i együtthatók az (5) rekurzív formulákkal számíthatók, amelyekben $\mathbf{A} = \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_2$ jelentésű. A (26) összefüggés az átviteli függvényeket racionális törtfüggvény alakban szolgáltatja.

3.2. Az érzékenységfüggvények meghatározása

Az összes átviteli függvényt tartalmazó átviteli mátrix bármely m szorzótényező szerinti abszolút érzékenységét (25) parciális deriválásával kapjuk:

$$S_m^{\mathbf{W}} = \frac{\partial \mathbf{W}}{\partial m} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_2 z^{-1})^{-1} z^{-1} \frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_2}{\partial m} \cdot (\mathbf{I} - \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_2 z^{-1})^{-1} \mathbf{K}_1^{-1} (\mathbf{K}_3 + \mathbf{K}_4 z^{-1}) + (\mathbf{I} - \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_2 z^{-1})^{-1} \left(\frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_3}{\partial m} + \frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_4}{\partial m} z^{-1} \right), \quad (27)$$

ahol

$$\frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_l}{\partial m} = \mathbf{K}_1^{-1} \left(\frac{\partial \mathbf{K}_l}{\partial m} - \frac{\partial \mathbf{K}_1}{\partial m} \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_l \right), \quad (27)$$

$$l=2, 3, 4$$

Beírva (27)-be az inverz polinommatrixot (26) szerint és racionális törtfüggvény alakra rendezve, az érzékenységfüggvény

$$S_m^{\mathbf{W}}(z) = \frac{\mathbf{R}(z^{-1})}{\left(\sum_{i=0}^n q_i z^{-i} \right)^2}; \quad (29)$$

$$\mathbf{R}(z^{-1}) = \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{H}_i z^{-i} \right) \cdot \left(\frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_2}{\partial m} \sum_{i=1}^n \mathbf{H}_i \mathbf{K}_1^{-1} (\mathbf{K}_3 z^{-i-1} + \mathbf{K}_4 z^{-1-2}) + \sum_{i=0}^n q_i \left(\frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_3}{\partial m} z^{-i} + \frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{K}_4}{\partial m} z^{-i-1} \right) \right).$$

Mint az előző pontban tárgyaltuk, a (23) egyenletrendszer képzési szabályai szerint egy m szorzótényező egyszerre csak $\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2, \mathbf{K}_3, \mathbf{K}_4$ mátrixok egyikében és annak is csak egyetlen helyén szerepel. Ennélfogva ezen mátrixok m szerinti deriváltmátrixa közül három mindig zérusmátrix, egy pedig csak egyetlen nem nulla elemet (+1 vagy -1) tartalmaz. Az érzékenységfüggvények előállítása során először a (28), majd a (29) kifejezést kell kiértékelni, ehhez minden mennyiség a hálózatanalízisből ismert.

3.3. Együttható és gyökérérzékenységek

A (26) átviteli függvényeket tartalmazó átviteli mátrixot a (23) lineáris egyenletrendszer Souriau—

Frame-algoritmussal való megoldásával kaptuk. Emiatt az együttható-érzékenység képletei emlékeztetnek a 2. részben bemutatottakra:

$$S_m^{q_0} = 0, \quad \frac{\partial \mathbf{H}_1}{\partial m} = \mathbf{0}, \quad S_m^{F_0} = \mathbf{H}_1 \frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{K}_3}{\partial m};$$

$$S_m^{q_i} = -\frac{1}{i} \operatorname{tr} \left(\frac{\partial \mathbf{H}_i}{\partial m} \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{K}_2 + \mathbf{H}_i \frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{K}_2}{\partial m} \right), \quad (30)$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}_i}{\partial m} = \mathbf{H}_{i-1} \frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{K}_2}{\partial m} + \frac{\partial \mathbf{H}_{i-1}}{\partial m} \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{K}_2 + \frac{\partial q_{i-1}}{\partial m} \mathbf{I},$$

$$S_m^{F_i} = \mathbf{H}_{i+1} \frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{K}_3}{\partial m} + \frac{\partial \mathbf{H}_{i+1}}{\partial m} \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{K}_3 + \mathbf{H}_i \frac{\partial \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{K}_4}{\partial m} + \frac{\partial \mathbf{H}_i}{\partial m} \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{K}_4.$$

Az együttható-érzékenységek az együtthatókhoz hasonlóan rekurzívan számíthatók, a (28) és (30) képletekkel. A (28) kiértékelését követően az érzékenységgfüggvények, ill. az együttható-érzékenységek egymástól függetlenül állíthatók elő, az ismert mennyiségek megfelelő (27), ill. (30) képletekbe való behelyettesítésével.

A gyökérzékenységek az együttható-érzékenységek számítását követően a gyökök ismeretében most is a (21) és (22) kifejezésekkel határozhatók meg.

4. Átviteli karakterisztika és érzékenysége

A lineáris diszkrét idejű hálózat szorzót, forrást, összegzőt, szorzót és késleltetőt együtt tartalmazhat. A gerjesztések ω_r körfrekvenciájú szinuszos mintasorozatok, az állandósult állapotbeli válasz számítását végezzük. A hálózatot a rögzített ω_r körfrekvencián a frekvenciatartománybeli egyenletrendszerrel írjuk le, amely (23)-ból $z = e^{j\omega_r T}$ formális helyettesítéssel kapható:

$$\mathbf{P} \cdot \bar{\mathbf{V}} = \mathbf{Q} \cdot \bar{\mathbf{E}}, \quad (31)$$

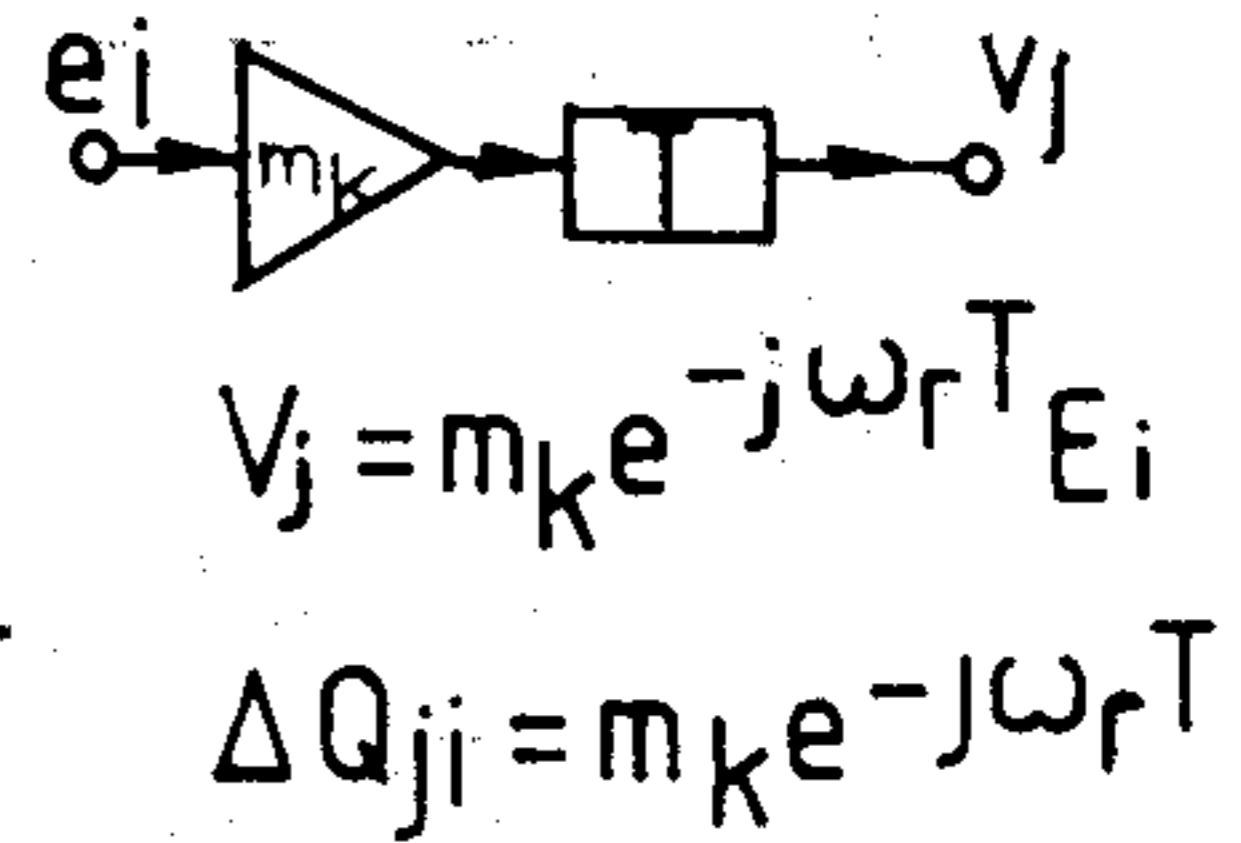
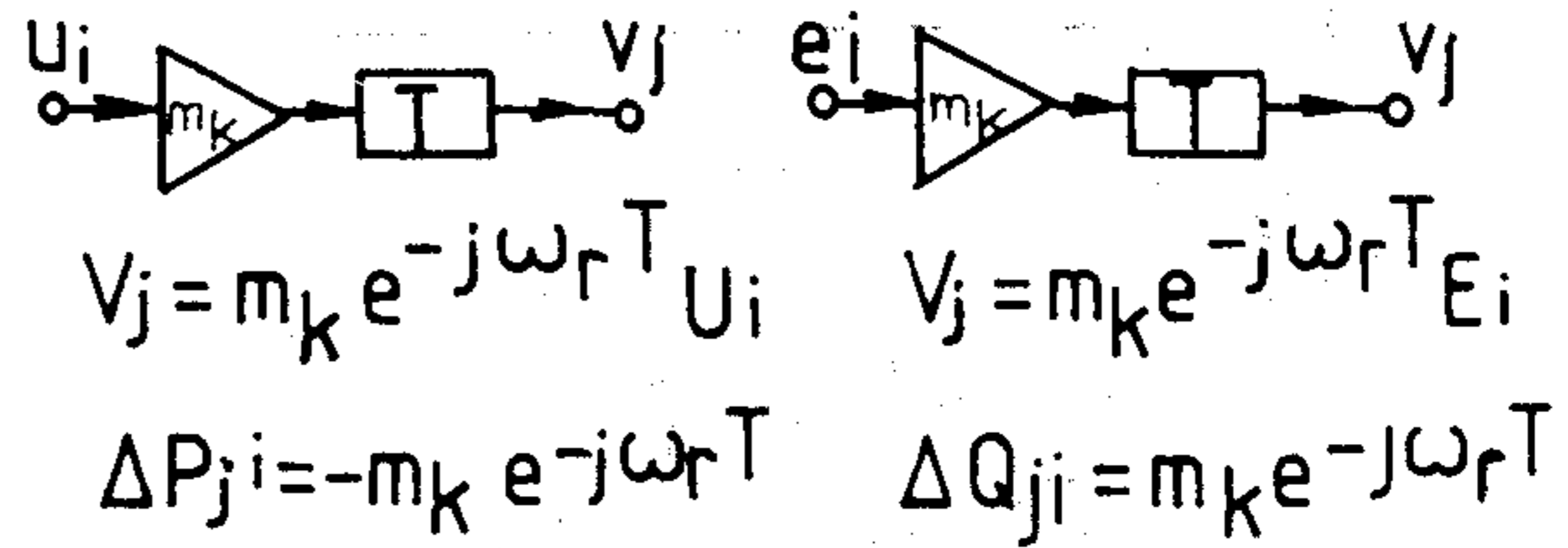
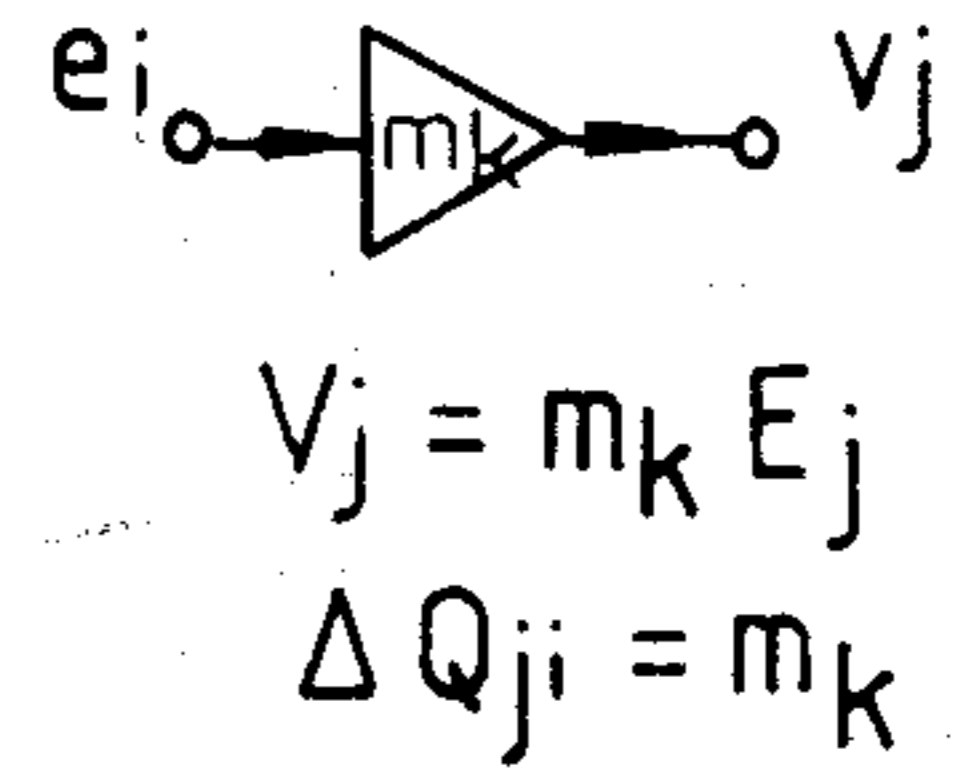
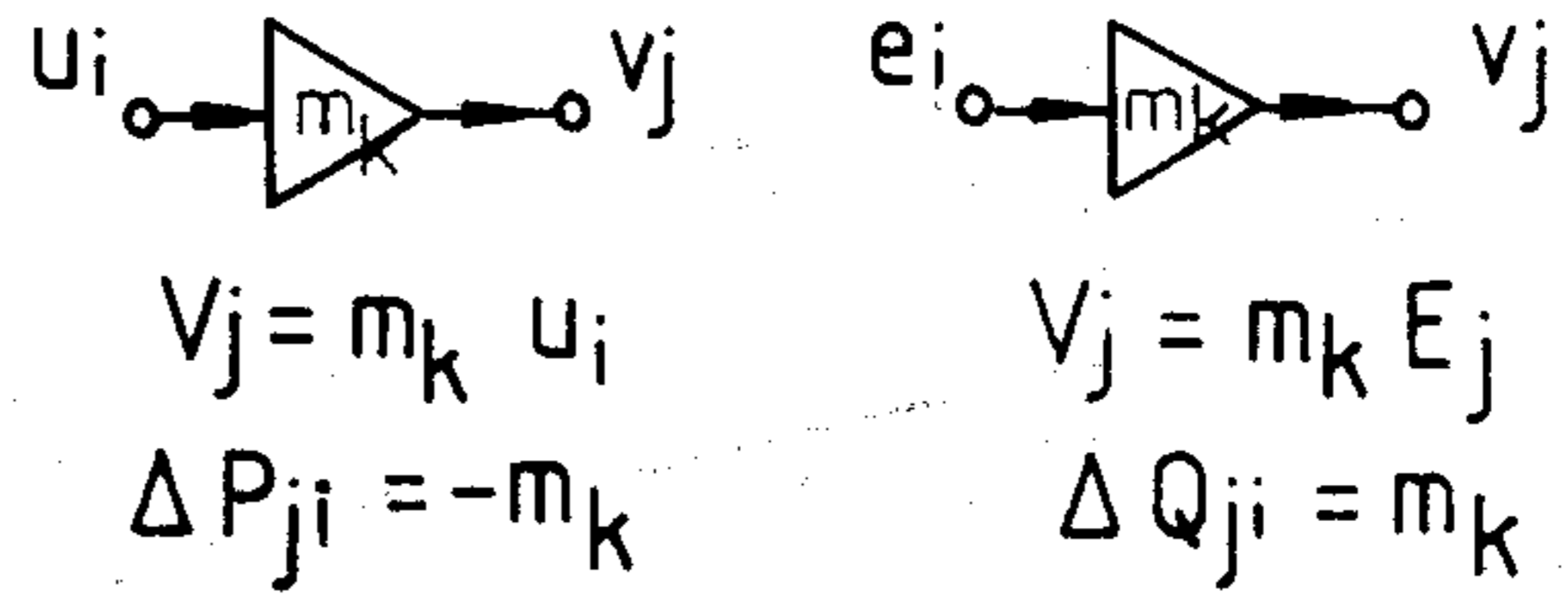
ahol \mathbf{P} , \mathbf{Q} komplex elemű mátrix, $\bar{\mathbf{V}}$, ill. $\bar{\mathbf{E}}$ a jel-folyamgráf csúcsaihoz rendelt változók, ill. a gerjesztések komplex effektív értékét jelenti az ω_r körfrekvencián.

A (31) egyenletrendszert a hálózatot alkotó komponensek paramétereinek fokozatos összegzésével állítjuk elő. Kiinduláskor \mathbf{P} egységmátrix, \mathbf{Q} zérusmátrix. Az i -edik és j -edik csúcs között elhelyezkedő szorzó m paraméterét $\mathbf{P}(j, i)$ indexű eleméből le kell vonni (ha az i -edik csúcshoz forrás nem kapcsolódik), illetve $\mathbf{Q}(j, i)$ indexű eleméhez hozzá kell adni (ha az i -edik csúcshoz forrás is kapcsolódik).

A szorzó és késleltető komponensre ezek a szabályok az m helyett az $m \cdot e^{-j\omega_r T}$ mennyiségre vonatkoznak (3. ábra).

Az $\bar{\mathbf{V}} = \bar{\mathbf{V}}_k$ válaszhoz és $\bar{\mathbf{E}} = \bar{\mathbf{E}}_i$ gerjesztéshez tartozó átviteli karakterisztika értéke az ω_r körfrekvencián:

$$W(e^{j\omega_r T}) = \frac{\bar{\mathbf{Y}}}{\bar{\mathbf{E}}} = \mathbf{T}_{ki}; \quad \mathbf{T} = \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{Q}. \quad (32)$$



H29-3

3. ábra. Komponensek karakterisztikái. Paraméterek hatása a frekvenciatartománybeli egyenletrendszerre

Bármely szorzó m paraméterére vonatkozó érzékenység az ω_r körfrekvencián:

$$S_m^W(e^{j\omega_r T}) = \left[\mathbf{P}^{-1} \left(\frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial m} - \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial m} \tau \right) \right]_{k,i}. \quad (33)$$

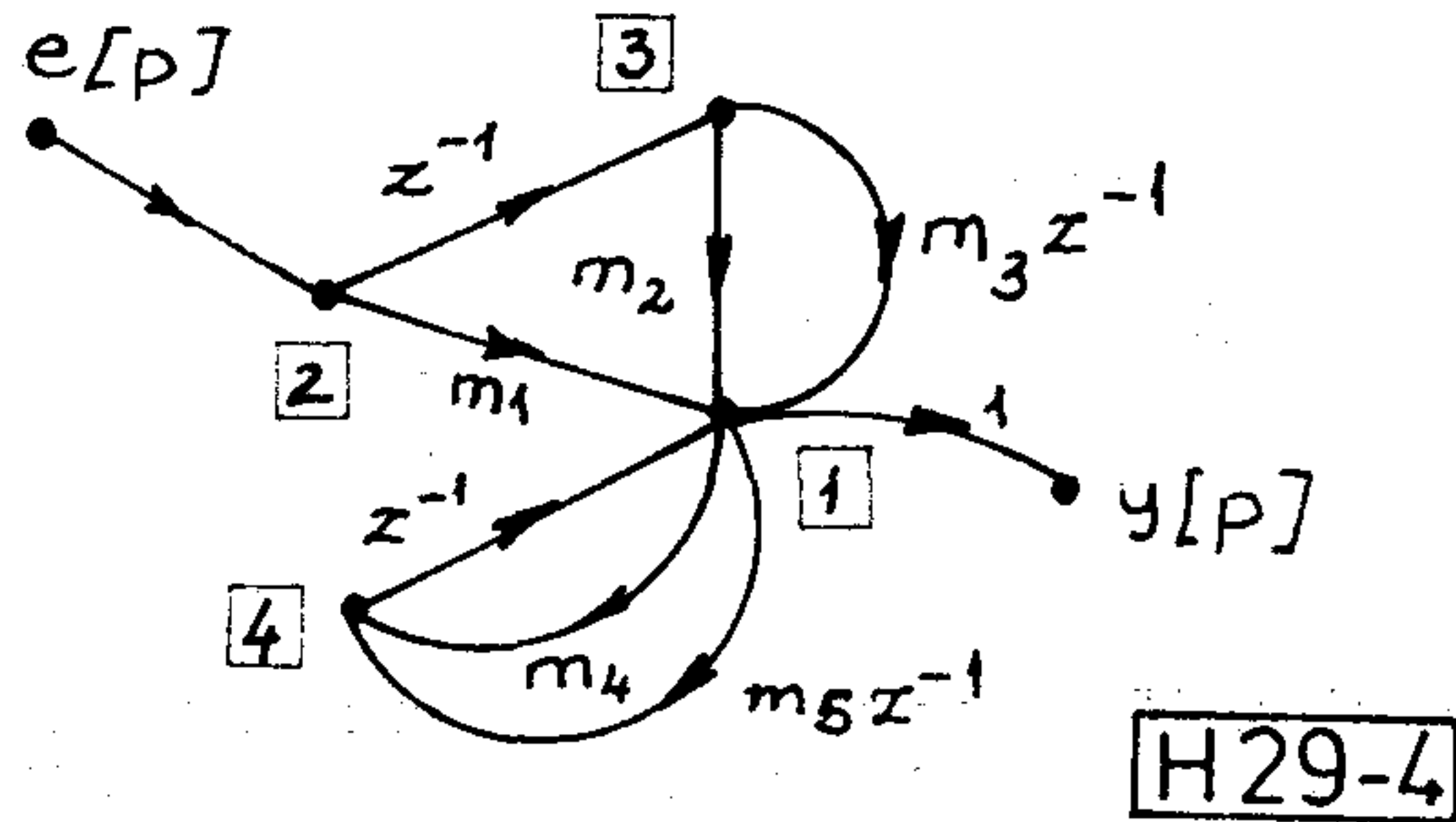
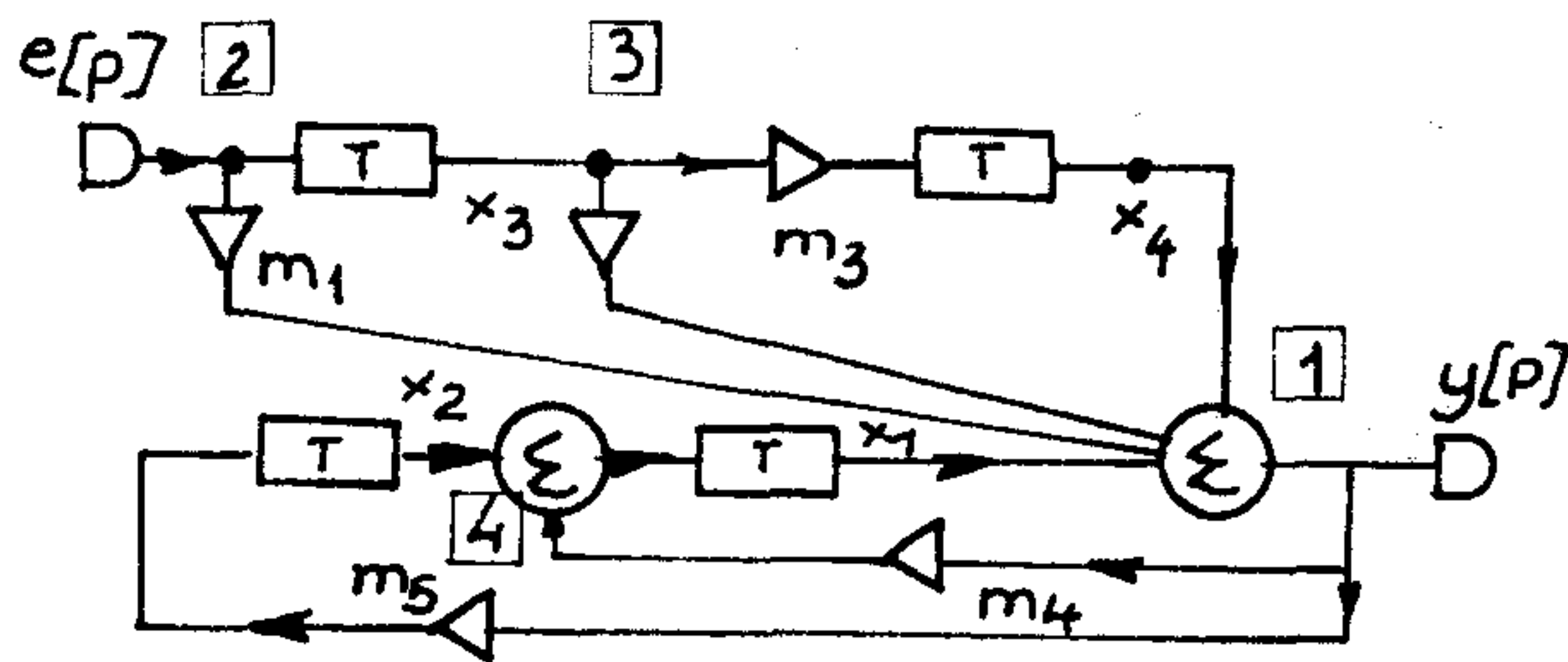
Mivel (31) képzési szabályai szerint egy m szorzótényező csak \mathbf{P} vagy \mathbf{Q} mátrix egyikében szerepel és annak is csak egy elemében, a (33)-ban szereplő különbség egyik tagja mindig nulla és az érzékenység kiszámításához a teljes \mathbf{P}^{-1} mátrixra nincs szükség, csupán annak k -adik sorára és i -edik oszlopára.

5. Félzimbolikus átviteli függvény előállítás az együttható-érzékenységek ismeretében

Ebben a pontban azt tárgyaljuk, hogyan számítható egy szorzótényező csupán egyetlen (pl. névleges) értékére a 2. vagy 3. szakasz szerint végzett numerikus analízis eredményeiből az átviteli függvény ezen szorzótényező bármely más értéke mellett. Az együttható-érzékenységek ismeretében előállítjuk az átviteli függvény m paraméterben félzimbolikus alakját, amely m -ben lineáris törtfüggvény („bilineáris”) [4].

A (2), ill. (23) egyenletrendszer struktúrájából következően az átviteli függvény nevezőpolinomjában z^0 együtthatója mindig 1, miközben a többi együttható m lineáris függvénye. Eszerint az átviteli függvény Souriau–Frame-algoritmussal kapott alakja (6), ill. (26)

$$W(z, m) = \frac{\sum_{i=1}^n k_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=0}^n q_i z^{-i}} = \frac{\sum_{i=0}^n (k_i' + m k_i'') z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n (q_i' + m q_i'') z^{-i}} = \frac{\left(\sum_{i=0}^n k_i' z^{-i} \right) + m \left(\sum_{i=0}^n k_i'' z^{-i} \right)}{\left(1 + \sum_{i=1}^n q_i' z^{-i} \right) + m \left(\sum_{i=1}^n q_i'' z^{-i} \right)}$$



4. ábra. Másodfokú alaptag

Felismerve, hogy

$$\begin{aligned} k'_i &= S_m^{k_i}, & q'_i &= S_m^{q_i} \\ k'_i &= k_i - m S_m^{k_i}, & q'_i &= q_i - m S_m^{q_i}, \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & -0,351721 & -0,703442 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & 1 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & \dots \\ -0,975045 & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -1 & 1 & \dots \\ 0,789512 & \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \\ \dots & -1 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & -0,351721 & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1[p] \\ v_2[p] \\ v_3[p] \\ v_4[p] \\ x_1[p+1] \\ x_2[p+1] \\ x_3[p+1] \\ x_4[p+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 1 \\ \dots & \dots & 1 & \dots \\ \dots & 1 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1[p] \\ x_2[p] \\ x_3[p] \\ x_4[p] \\ e[p] \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y[p] \\ x_1[p+1] \\ x_2[p+1] \\ x_3[p+1] \\ x_4[p+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0,703442 & 1 & \dots \\ 0,975045 & 1 & 0,685888 & 0,975045 & \dots \\ -0,789512 & \dots & -0,563271 & -0,789512 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & 0,351721 & \dots & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1[p] \\ x_2[p] \\ x_3[p] \\ x_4[p] \\ e[p] \end{bmatrix}$$

Az állapotegyenlet megoldása a Souriau-Frame-algortmussal:

$$\begin{aligned} W(z) &= \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{\sum_{i=0}^n k_i \cdot z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n q_i \cdot z^{-i}} = \\ &= \frac{0,351721 + 0,703442z^{-1} + 0,351721 \cdot z^{-2}}{1 - 0,975045z^{-1} + 0,789512z^{-2}} \end{aligned}$$

Az átviteli függvény zérusai: $z_1 = z_2 = -1$.
Az átviteli függvény pólusai: $p_{1,2} = 0,487523 \pm \pm j0,742855$.

Az m paraméterre vonatkozó érzékenységgüggvények számítása a 2. pont alapján:

a k_i, q_i együtthatók és az $S_m^{k_i}, S_m^{q_i}$ együttható-érzékenységek ismeretében (35) szerint rendelkezésre áll az átviteli függvény m -ben félszimbolikus alakja (34). Ebből m bármely értékére $W(z)$ meghatározható. A lényeges tehát az, hogy m névleges értéke mellett végzett egyetlen numerikus analízis eredményeiből m bármely más értékére $W(z)$ már kiszámítható.

6. Mintapélda

A továbbiakban a számítás menetének illusztrálására mintapéldát mutatunk be. Tekintsük az alábbi lineáris diszkrét hálózatot (4. ábra).

A hálózat adatai:

(komponens, kiinduló, végcsomópont, érték)

M1: 0, 2, 1	D1: 4, 1, 1
M2: 2, 1, 0.351721	D2: 1, 4, $m=0.789512$
M3: 3, 1, 0.703442	D3: 2, 3, 1
M4: 1, 4, 0.975045	D4: 3, 1, 0.351721.

Az időtartománybeli egyenletrendszer:

Az egyenletrendszert \mathbf{P} mátrix inverzével beszorozva kapjuk a hálózat állapotegyenletét.

A diszkrét állapotegyenlet:

$$S_m^w = \frac{0,351721z^{-2} + 0,703442z^{-3} + 0,351721z^{-4}}{(1 - 0,975045z^{-1} + 0,789512z^{-2})^2}$$

$$S_m^{q_0} = 0, \quad S_m^{q_1} = -\text{tr} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} = 0,$$

$$S_m^{q_2} = -\frac{1}{2} \text{tr} \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \cdot \mathbf{A} + \mathbf{H}_2 \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \right) = -1$$

$$S_m^{k_0} = 0, \quad S_m^{k_1} = \mathbf{c}^T \mathbf{H}_1 \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial m} = 0,$$

$$S_m^{k_2} = d S_m^{q_2} + \mathbf{c}^T \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \cdot \mathbf{b} + \mathbf{c}^T \mathbf{H}_2 \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial m} = 0$$

$$S_m^{z_1} = 0, \quad S_m^{z_2} = 0, \quad S_m^{p_1} = -\frac{s_m^{q_2} \cdot p_1^{-1}}{1 - p_2 \cdot p_1^{-1}} = j0,673079$$

$$S_m^{p_2} = -j0,673079.$$

Az 5. pont alapján az átviteli függvény félszimbolikus alakja:

$$W(z, m) = \frac{0,351721 + 0,703442z^{-1} + 0,351721 \cdot z^{-2}}{(1 - 0,975045z^{-1}) + m \cdot z^{-2}}.$$

Érzékenységek számítása a z-tartománybeli kiinduló egyenletrendszer alapján:

z-tartománybeli kiinduló egyenletrendszer:

$$\begin{bmatrix} 1 & -0,351721 & -0,703442 & \cdot \\ \cdot & 1 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & 1 & \cdot \\ 0,975045 & \cdot & \cdot & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & 0,351721 & 1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & 1 & \cdot & \cdot \\ -0,789512 & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} z^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} + \\ + \begin{bmatrix} \cdot \\ 1 \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} E.$$

Az átalakított z-tartománybeli egyenletrendszer:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & 0,703442 & 0,351721 & 1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & 1 & \cdot & \cdot \\ -0,789512 & 0,685888 & 0,342944 & 0,975045 \end{bmatrix} z^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0,351721 \\ 1 \\ \cdot \\ 0,334386 \end{bmatrix} E.$$

$$\begin{bmatrix} 1 & -0,351721 & (-1,037949 + j0,108688) & (-0,951057 + j0,309017) \\ \cdot & 1 & \cdot & \cdot \\ \cdot & (-0,951057 + j0,309017) & 1 & \cdot \\ (-0,224117 - j0,243973) & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}.$$

P

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{V}_2 \\ \bar{V}_3 \\ \bar{V}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot \\ 1 \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \bar{E}.$$

Q

Ha az egyenletrendszert a Souriau–Frame-algoritmussal oldjuk meg, és felhasználjuk a 3. részben közölt számítási eljárásokat, akkor az előzőkben megadott átviteli függvényt és érzékenységgfüggvényeket kapjuk.

A számításokat a frekvenciatartománybeli egyenletrendszer alapján is elvégezhetjük frekvenciánként.

A frekvenciatartománybeli egyenletrendszer:

$$(\omega_r T = 0, 1\pi)$$

Az átviteli karakterisztika:

$$W(e^{j\omega_r T}) = \frac{\bar{V}_1}{\bar{E}} = (\mathbf{P}^{-1})_{1,2} = 1,88062e^{-j5,1134^\circ}.$$

Az $S_m^{W(e^{j\omega_r T})}$ érzékenység:

$$S_m^{W(e^{j\omega_r T})} = -(\mathbf{P}^{-1})_{1,4} \cdot e^{-j\omega_r T} (\mathbf{P}^{-1})_{1,2} = 2,57695e^{-j20,2227^\circ}.$$

7. Összefoglalás

A cikk lineáris diszkrét idejű hálózatok érzékenységeinek számításával és félszimbolikus átviteli függvények előállításával foglalkozik. Az átviteli függvények, azok bármely szorzó paramétere szerinti érzékenységgfüggvényei racionális törtfüggvény alakban kaphatók meg a bemutatott eljárással mind időtartománybeli, mind z-tartománybeli kiindulás esetén. Az érzékenységgfüggvények, együttható- és gyökérérzékenységek számításához csupán egyetlen, a névleges értéknél végzett analízisre van szükség.

Megmutattuk azt is, hogy a névleges paraméterértékre végzett egyetlen numerikus analízis eredményéből megkapható az átviteli függvény valamely szorzótényező bármely más értéke mellett is.

8. Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetüket fejezik ki Fodor György tanszékvezető egyetemi tanárnak, a műszaki tudományok doktorának értékes tanácsaiért és a kézirat átnézéséért.

I R O D A L O M

[1] *Brayton, R. K., Spence, R.*: Sensitivity and optimization. Elsevier, 1980.

- [2] *Fodor Gy.*: Villamosságtan. Tankönyvkiadó, Budapest (megj. alatt).
[3] *Geher, K.*: Theory of network tolerances. Bp. Akadémiai K. 1971.
[4] *Palurobo, M.*: Root sensitivity of digital circuit ISCAS. 1981.
[5] *Temes, G. C., Lapatra, J. W.*: Introduction to circuit synthesis and design. Mc. Graw-Hill. 1977.
[6] *Varga I.*: Érzékenységek számítása a módosított csomóponti analízis alapján. Híradástechnika, 1984/4. szám.
[7] *Varga I.*: Érzékenységszámítás és alkalmazása hálózatoptimalizálásra. Egyetemi doktori disszertáció, BME, 1984.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnökségi ülése. Díjak kiosztása

Egyesületünk ez évben március 27-én tartotta ünnepélyes díjkiosztó elnökségi ülését.

Elnökünk, *Köveskúti Lajos* a XIII. pártkongresszuson mint küldött vett részt, távollétében dr. *Tófalvi Gyula* főtitkár bevezető szavai nyitották meg az elnökségi ülést.

Mint ismeretes, Egyesületünk számos tagja tevékenyen részt vesz az elektronikai kultúra széles körű elterjesztése érdekében kidolgozásra kerülő programok, koncepciók megfogalmazásában. Tagjaink tájékoztatása érdekében *Bottka Sándor*, az OMF B főosztályvezető-helyettese tartott igen érdekes áttekintést az elektronika társadalmi-gazdasági alkalmazása elterjesztésének központi gazdaságfejlesztési és szervezési programjáról. A kormány gyorsítani kívánja az elektronika alkalmazását a gazdaság dinamizálása, a vállalati teljesítőképesség és exportképesség növelése, a termelői infrastruktúra fejlesztése érdekében. E feladatok rendszerbe foglalására központi gazdaságfejlesztési és szervezési program készül, amely előirányozza:

- a társadalom elektronika iránti befogadóképességének javítását,
- az érdekeltség növelését az elektronika felhasználásában,
- az infrastruktúra fejlesztését és az eszközök biztosítását.

A főtitkár az egyesületi díjak átadására *Susánszky Lászlót*, a HTE alelnökét kérte fel. Az ünnepélyes aktus után dr. *Tófalvi Gyula* röviden tájékoztatta az elnökséget az elmúlt időszak főbb eseményeiről, ezen belül a HTE és KTE Postai Tagozat egyesüléséről, amely számunkra örömteljes és fontos tény. Ismertette a novemberi Tisztújító Közgyűlés előtt álló feladatokat, az egyesüléssel kapcsolatos új szervezeti felépítést.

Dr. *Valter Ferenc*, elnökségünk tagja, a Postai Tagozat elnöke meleg szavakkal köszönte meg a szíves fogadtatást és meggyőződésének adott kifejezést, hogy az eddig is igen eredményes együttműködés biztosítja az elkövetkezendő évekre is tagjaink szakmai lelkesedését, így szolgálva a híradástechnikai ipar és a Magyar Posta közös ügyét.

Végezetül az Elnökség jóváhagyólag elfogadta az előterjesztett 1985. évi költségvetést és munkatervet.

DÍJAK ÁTADÁSA

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnöksége **PUSKÁS TIVADAR EMLÉKÉREM**-mel tüntette ki a következő személyeket:

Berecz Frigyes,

a HTE elnökségi tagja, a BHG Híradástechnikai Vállalat vezérigazgatója.

Jelentős szerepe volt a BHG crossbar alközpontjainak gyártásba vezetésében, új termelésirányítási rendszer megalkotásában és bevezetésében, az elektronikai termékek megjelenésében a BHG gyártmányválasztékában, az alapvető termékszerkezetváltás megkezdésében és kibontakozásában. Aktívan részt vesz a híradástechnikai és elektronikai alkatrészgyártás gondjainak feltárásában, megoldásuk elősegítésében. Szakmai publikációiban, előadásiban iparágunk általános kérdéseivel, összefüggéseivel foglalkozik, elősegítve közös gondjaink megoldását.

Borbély Endre,

a HTE elnökségének tagja, az Ifjúsági Bizottság elnöke. A *Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola Híradásipari Intézetének* adjunktusa. Az Elektronikus áramkörök, illetve a Műszaki akusztika tárgy oktatásában vesz részt. Fő kutatási területe az atmoszferikus infrasugaras összeköttetések vizsgálata.

Részt vesz a Távközlési Szakosztály és a Műszaki Tudományos Bizottság munkájában. A **KKVMF** intézeti csoport vezetőségi tagja.

Diószeghy Győző,

a HTE elnökségének és végrehajtó bizottságának tagja, a **KKVMF** intézeti csoport elnöke. A *Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola* főigazgató-helyettese, a *Híradásipari Intézet* tanára, a Híradásipari alkatrészek és Konstruktó tárgykör előadója. Kutatás fejlesztési munkáját főként a mérőautomaták területén fejti ki. Kutatási eredményei cikkekben megjelenésre kerültek. Számos előadást tartott hazai és külföldi konferenciákon. Szakmai tevékenységén kívül oktatás-szervezési kérdésekkel foglalkozik. Az alsó-, közép- és felsőfokú oktatás távlati fejlesztési koncepciójának kifejlesztésében évek óta részt vesz.

Dr. Frajka Béla,

a HTE elnökségének tagja, a BME HEI Távbeszélőtechnikai Osztályának vezetője, egyetemi docens. A Távbeszélőtechnika témakör egyetemi oktatásá-

(Folytatás a 232. oldalon)

München, 1984. november 13—17.

Sorrendben a 11. Electronica méretei minden eddiginél nagyobbak. A teljes alapterület az 1982-es 80 000 m²-ről 105 000 m²-re (+31,3%) növekedett. Hasonló mértékű a kiállítók által elfoglalt, most 52 700 m² alapterület növekedése is. Megváltozott viszont a pavilonok elosztása a szakterületek között: az 1—16. pavilonokban 24 203 m²-en elektromechanikai és mechanikai alkatrészeket és részegységeket állítottak ki, míg a 18—25. pavilonokban 28 500 m²-en integrált áramköröket, aktív és passzív alkatrészeket, valamint mérő és vizsgáló berendezéseket.

A kiállítók száma 2183 volt, 15%-kal több a két év előttinél. 33 ország volt képviselve, közülük 13 nemzeti kiállítással. Magyarországot az Elektromodul és a Metrimpex képviselte.

A kiállítással párhuzamosan — szokás szerint — konferenciák is zajlottak. Egy-egy konferencia a mikro- és makroelektronikával (teljesítmény-elektronika) foglalkozott, míg rövidebb üléseket szenteltek az ember—gép rendszereknek, az elektronikus berendezések termikus problémáinak és a szereléstechológiának. E konferenciák részvételi díját szinte elérhetetlenül magasan — egy délelőttre több mint DEM 400 — szabták meg.

Alábbiakban a mikroelektronikai eszközök és a hozzájuk illeszkedő tervezés-, mérés-, szereléstechológiák kiállítása kerül tárgyalásra.

Új szereléstechológia: a felületi szerelés

Korábban hibrid áramköri alkalmazásokra fejlesztettek ki kis választékban és rövid sorozatban egyes aktív és passzív alkatrészeket. Ezeket elkezdték alkalmazni nyomtatott hordozókon is; a tapasztalat szerint az alkalmazás igen gyorsan terjed és várhatóan 1990-re az Európában gyártott alkatrészek fele ilyen, azaz felületi szerelésre alkalmas lesz.

Az új technológia fő hajtóereje a költségek csökkentése, a nagyobb megbízhatóság, a jobb reprodukálhatóság. Elterjedése várható nemcsak a szórakoztató elektronikában, hanem máshol is: irodai és hírközlő berendezésekben, gépkocsikban, mérő- és vezérlőberendezésekben. Új termékek is megjelenhetnek; kis méretű rádiótelefonok és tv-kamerák készíthetők, amelyek elképzelhetetlenek lennének hagyományos alkatrészekkel.

A kiállítás azt bizonyította, hogy gyakorlatilag minden aktív és passzív alkatrész elérhető felületi

szerelésre alkalmas formában, és már a szabványosítás trendjei is felfedezhetők. A választék főként ellenállásban és kerámia kondenzátorban széles, de már megjelentek az induktívítások és a miniatűr trimmerek is. Leggazdagabb választékkal a japánok jelentkeztek: a Panasonic lapos és hengeres ellenállásokat, ellenállás-hálózatokat, különféle kondenzátorokat — elektrolitikusokat is beleértve —, trimmereket és induktívításokat állított ki. Az R—Ohm kiállítására inkább az aktív eszközök voltak jellemzők: standard diszkrét és integrált alkatrészek mellett telefonkészülékekben alkalmazható, felületre szerelhető integrált áramköröket mutattak be. A Taiyo Yuden specialitása a keresztetződés; mivel a felületi szerelés rendszerint egyoldalas nyomtatott huzalozásra történik, nincs mód a vezeték-keresztetződésre. Ezt a problémát oldja meg a fenti termék.

A Murata a fentiek mellett kerámia rezonátorokat is kiállított. Ezek főként közfogyasztási berendezések frekvenciameghatározó elemeiként használhatók.

Európából a Siemens, a Philips és a Telefunken kiállítása volt említésre méltó és egy kis cég (Siegert, Cadolzburg) is megjelent.

A beültetés technológiai berendezései inkább csak képen voltak láthatók (TDK, Panasonic, Zevatech), illetve a Siemensnél működés közben is.

Szenzorok

Nagyon gyors fejlődést mutatnak a félvezető szenzorok. Míg 1982-ben az érzékelő piacnak csak mintegy 5%-át tették ki, 1987-re 20%-os és 1992-re 40%-os részesedés várható. Elterjedésüket segíti, hogy kicsinyek, könnyűek, pontosak, stabilak, megbízhatóak. Gyártásuk a félvezető ipar meglévő technológiáival tömegesíthető.

Jelenleg legnagyobb darabszámban a hőmérséklet-érzékelők vannak forgalomban, noha értékbeli részesedésük a piacon csak 25%. Ennek az az oka, hogy a kisebb darabszámú nyomásérzékelők jóval drágábbak és ezért részesedésük 39%. A kimutatásban szerepelnek még a kémiai (14%), hely és elmozdulás (13%) és az egyéb kategóriák (9%).

A nyomásérzékelőket egyre inkább egybeintegrálnak a jelfeldolgozó elektronikával. Elterjedésük elsősorban a gépkocsi elektronikában várható.

Az érzékelőket kiállító cégek felsorolása reménytelen feladat lenne; nem a kiugró teljesítmények, hanem a tömeges elterjedés jellemző.

Mérőberendezések

Másfél pavilont töltöttek meg a mérőberendezések; itt is a széles körű proliferáció érvényesül. Kevés volt a csúcstechnológia bemutatása: legjellemzőbb erre a Kontron 500 MHz-es, analóg jeleket is feldolgozni képes logikai analizátora volt. Érdekes, hogy csaknem teljesen eltűntek a nagy mérőautomaták, annál több volt a logikai analizátor és a hasonló kategóriájú műszer.

Hibrid integrált áramkörök

Továbbra is megfigyelhető a hibrid integrált áramkörök töretlen fejlődése. A nagy megbízhatóságot igénylő vagy a környezeti feltételek szigorúsága miatt nehéz alkalmazási területeken változatlanul nagy számban alkalmaznak hibrid áramköröket. Egyre nagyobb mennyiségben jelennek meg a chip-carrierek és több helyen mutatnak be többretegű multichip hibridáramköröket. Az NSZK-beli Lewicki cég pl. 1 megabites CMOS RAM-öt állított ki. A Teledyne (USA) termékei között a Voyager űrszonda beépített áramkörök másai is láthatók voltak. A Rosenthal (NSZK) hibrid hordozókat és kerámia chip-carriereket állított ki nagy választékban.

Mikroelektronika

A monolit áramkörök területén nem számolhatunk be döntő áttörésről. Felerősödtek egyes korábbi tendenciák, széleskörűen használatba kerültek a két év előtti csúcstechnológiák.

Berendezésorientált áramkörök

Egyértelmű a berendezésorientált (gate array, ULA és cellakönyvtáras) áramkörök térhódítása. A vezető gyártók (Ferranti, Fujitsu, GE Semiconductors, OKI) 10 000 gate-ekvivalenst tartalmazó IC-eket hirdetnek igen közeli piaci megjelenésre, a 4000–5000 kapus áramköröket további nagy számú gyártó kínálja. Az áramkörök általában 5–2 μm -es vonalvastagsággal, poly-gattal, egy, illetve két fémezéssel és NMOS–CMOS kivitelben egyaránt készülnek, de az RCA változatlanul hirdeti a 7 μm -es fémgates technológiával készült áramköreit is.

A cellakönyvtáras tervezés vezetői (Motorola, Texas, GE Semiconductor) általában száznál több verifikált cellát kínálnak a felhasználónak, a maximális ekvivalens kapufunkció mintegy 25 000/chip. Ismét valamennyi technológiai szint megtalálható (a maximális sűrűségű 2 μm -es vonalvastagsággal készül).

A kiállítás ismét megerősítette az analóg területek változatlan fontosságát és növekvő súlyát. Ennek egyik jele, hogy két olyan berendezésorientált koncepciót is bemutattak, amely analóg és digitális funkció egy chipen történő ellátására alkalmas áramkörökben realizálódik. Egyik — a lineáris MONOCHIP array-eket már régóta kínáló — FERRANTI Digilin áramkör családjá, ahol a szelet szélén helyezik el az A/D konverzióra, illetve lineáris funkciók ellátására összeköthető elemeket. A szelet belseje digitális gate array. A másik a TEXAS BIFET technológiája, amely — mint neve is mutatja — bipoláris és térvezérlésű tranzisztorokat hoz létre egyazon chipen.

Áramkörtervezés

Az áramkörök tervezése megoldhatatlan számítógépes háttér (CAD–CAM) és megfelelő tesztelés, ellen-

őrzés biztosítása nélkül. Számítógépes tervezési aszisztenciát, segítséget valamennyi gyártó kínál. A leggyorsabb, felhasználóval együttműködő tervezési időt az RCA kínálja: három hetet. A legjobban kidolgozott cellás tervezési eljárást változatlanul a Motorola mutatta be a MACROCELL könyvtár felhasználására.

A tervezési eljárások kínálata (gyártási háttér nélkül) óriási, több tucat cég kínál programcsomagokat, legnagyobb részüket DEC gépeken implementálva, pl. a Gen Rad HILO–2 VLSI tervező rendszere, Tektronix DAS G100 logikai analizátora. (Hadd említsük itt meg a Micro PDP 11/73 és a Micro VAX megjelenését a kiállításon, valamint a DEC által biztosított Ethernetet, amely a legtöbb tervezési munkahelyet kiszolgált.) A számítógépes tervezés egyik legnagyobb sztárja a Racal-Redac IBM PC-re készített grafikus tervezőrendszere NYÁK, IC, GA tervezésére, logikai tervezőrutinnal kiegészítve. Ára 39 500 márka, ez az összeg garanciát és tanfolyami gyakorlatot is magába foglal.

E helyen kívánkozik említésre, hogy a már említett felületi szerelés automatikus beültetésének optimalizálása, a legmegfelelőbb layout kialakítása szintén jelentős számítógépes háttérrel igényel.

Nem kevésbé fontos a számítógépes tervezés a katalógus áramkörök esetében, de ezzel a felhasználónak a kapcsolata elenyésző. A katalógus áramkörök területén első helyre az univerzális processzorok kínálkoznak. Megszűnt a reklámizű konkurencia a berendezésorientált áramkörökkel és mindkét áramkör család megtalálta az alkalmazásának legmegfelelőbb területeket.

Mikroprocesszorok, memóriák

A mikroprocesszorok között megjelent a piacon a teljesen 32 bites architektúrájú processzor (National, Motorola, Zilog). Úgy tűnik, ez egyúttal olyan határ, amelyet egy ideig a félvezető cégek nem kívánnak túllépni, mivel mind az elvégzendő feladatok, mind a direkt címzés iránti igények ezekkel a processzorokkal belátható ideig elvégezhetők. A processzorok kompatibilitása a cég előző processzoraival és buszrendszerével alapkövetelmény. A processzorok általában ismert operációs rendszerekkel működnek, és legalább egy magas szintű nyelven programozhatók.

Ugyanakkor úgy tűnik, a memóriák kapacitásnövekedése még mindig nem jutott a telítés közélébe. Még jól emlékszünk a 64 kbit-es DRAM-ok által az USA-ban kiváltott sokkra. Nos jelenleg minden jobb cég 256 kbit-es DRAM-ot és 64 kbit-es SRAM-ot tud előállítani, és többen célozzák az 1 Mbit elérését is (OKI, Texas). Utóbbiak az optikai litográfiával üzemszerűen még elérhető 1–1,2 μm vonalvastagsággal készülnek. Ilyen nagy áramkörök már számos belső rendszertechnikai problémát is felvetnek, ezért erősödik a félvezető memóriatervezők és a rendszertervezők közötti kapcsolat (pl. az esetleges mikrohiba kiváltását segítő tartalék elhelyezése a chipen stb.).

Amíg a RAM-ok kapacitásnövekedésének csak az említett technológiai és rendszertechnikai korlátai vannak, a ROM-ok kapacitásnövekedése elé komoly

gátat állít a beégetett program megváltoztathatatlanlansága. 1 Mbit programozása statisztikai okokból gyakorlatilag nem lehet hibátlan, ezért kétséges, fognak-e valaha is ekkora áramkört kialakítani. Előtérbe került ennek következtében — a sokáig csak a fejlesztés közbelső eszközeinek tartott — EPROM, amelyen programhiba esetén a program törölhető és újra írható.

A kiállításon 512 kbites EPROM-ot is bemutatottak (Intel). A nagy sorozatú gyártásnál a tok ablakának olcsóbbal történő kiváltására irányuló kísérletek azonban eddig nem voltak eredményesek.

A szabványosíneken kívül terjednek az egyes cégek speciális rendszerei (pl. Intel-Multibus II, Motorola—VME). Különösen a Motorola fejlesztett ki imponáló mennyiségű, a VME rendszerhez csatlakozó controller kártyát.

Természetesen minden cég kínálja a saját processzorának fejlesztőrendszerét. Általános, több processzort kiszolgáló fejlesztő rendszert a Tektronix és a Philips állított ki.

Néhány további észrevétel

Említettük az analóg feladatok súlyának növekedését. Ennek jeleként teljes kompatibilis áramkörösorozatokat lehetett látni pl. távközlési feladatok, display kontroll elvégzésére. 12 bites A/D átalakítókat állítottak ki 12 μ s konverziós idővel (Harris, National). Jelentős a Texas lineáris CMOS áramkör családja. A Ferranti mellett említésre méltó a Thomson lineáris kínálata is. Végül említsük meg a NATIONAL SC Butterworth szűrőit.

Buborékmemóriát csak az Intel és a Hitachi állított ki. Az Intel 4 Mbit-es memóriát ígér, a Hitachi 1 Mbyte tárolókapacitást is bemutatott. A buborékmemóriáknak a SIP tokozású monolit áramkörökből készített tömbök változatlanul komoly versenytársai.

A tokozásban egyre gyakrabban használják a PLCC tokot, amely soklábú chip-carrierbe ültetésre alkalmas.

GaAs eszközök

A GaAs és általában a több komponensű félvezető eszközök kínálata az előző évek szintjén mozog. Két területen az alkalmazásuk változatlanul az elsőrendű megoldás: kis zajú mikrohullámú FET-ek és nagy sebességű logikák. Ugyancsak egyedülálló szerepük van az optikai hírvitel adó- és érzékelő-elemeinek alapanyagaként.

Következtetések

Nem lehet célunk itt a látottakból levonható valamennyi következtetés részletes kifejtése. Három lényeges észrevételt azonban feltétlenül megemlítenedőnek tartunk.

1. A berendezésorientált áramkörök továbbra is jelentős szerepet játszanak a kínálatban. Hazai gyártásuk indokoltnak tűnik, a vonalvas tagság csökkentésével törekedni kell a néhány ezer gate-ekvivalens áramkörök kialakítására.
2. A felületi szerelés jelentősége rohamosan nő. Fel kell készülni a bevezetésére az elektronikai ipar alkalmas területein.
3. A hibrid áramkörök és chip-carrierek, valamint a több rétegű multichip áramkörök szerepe az előrejelzéseket is meghaladó módon növekszik. Ezért hazai gyártásuk, illetve a megfelelő diszkrét alkatrészek gyártása — ésszerű szelekcióval — indokolt.

Dr. Ambrózy András

BME Elektronikai Technológiai Tanszék

Dr. Zombory László

BME Elméleti Villamosságtan Tanszék

Könyvismertetés

„Review of Radio Science 1981—1983”
Ed. Bowhill, S. A. URSI, Brussels, 1984.

Immár hagyományos, hogy az URSI (International Union of Radio Science) háromévenként rendezett közgyűlése alkalmából áttekinti a világ rádiótudományának fejlődését. Ezt a célt szolgálja az ötödik alkalommal megjelentetett kötet, amely lényegében gazdagon annotált és szerkesztett bibliográfia. Az anyagot a tagországok URSI Nemzeti Bizottságai küldik be és a szerkesztő bizottság válogatja. A válogatás alapvető szempontja, hogy jelentős, széles körű érdeklődésre számot tartó és ugyanakkor könyvtárakban elérhető (folyóirat, könyv, konferencia anyag) publikációk kerüljenek a végső összeállításba. A munka méretére jellemző, hogy volt olyan témakör, ahol a terjedelem szabta korlátok miatt az anyagot ötödikre kellett redukálni. A feldolgozott témakörök kis eltéréssel az URSI bizottságainak tematikái:

- elektromágneses mérés-technika,
- terek és hullámok,
- jelek és rendszerek,
- elektronikai és optikai eszközök és alkalmazásai,
- elektromágneses zaj és interferencia,
- távérzékelés és hullámterjedés,
- ionoszférikus rádiózás és hullámterjedés: hullámok plazmában,
- rádiócsillagászat,
- az elektromágneses hullámok élettani hatásai.

A 150 oldalas összeállítás mintegy 3000 közleményre hivatkozik, ezért különösen alkalmas kutatások előkészítésekor irodalomkutatás alapjaként, illetve retrospektív bibliográfia összeállításának segítésére. Külön öröm, hogy magyar kutatók eredményei is jelentős számban szerepelnek a kiemelésre érdemesnek tartott munkák között. Egyes példányok az URSI címen rendelhetők meg (Avenue Albert Lancaster 32, B-1180 Brussels, Belgium) a postaköltséget is magába foglaló 20 dolláros áron.

Dr. Zombory László

Japán műholdas távközlő rendszere

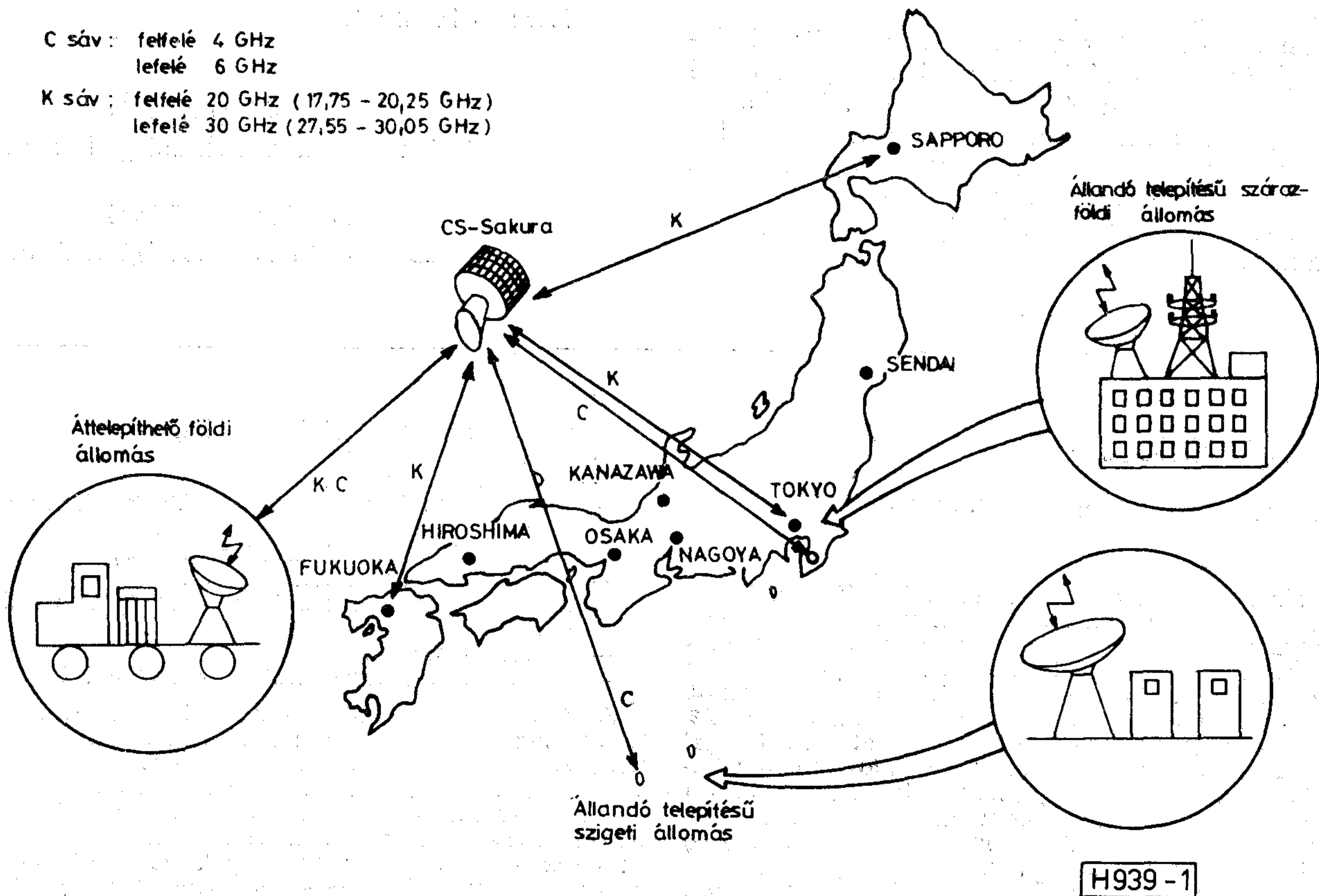
LŐRINC ENDRE

BHG Híradástechnikai Vállalat

A cikk az IEEE Communications Magazine 1980/9. száma és a Review of the Electrical Communication Laboratories 1982/1. „satellite communication” különszáma alapján készült.

A Japán Postaügyi és Távközlési Minisztérium 1972-ben adott megbízást a Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation (NTT)-nek egy közepes kapacitású, helyi érdekeltségű műholdas távközlő rendszer létrehozására, amely állandó és ideiglenes távközlési összeköttetést létesít Japán négy legnagyobb szigetén (a japán szárazföldön), kapcsolatot teremt a távoli szigetekkel, továbbá segélykérő szolgálatot lát el. Ennek megfelelően az NTT Electrical Communication Laboratories (ECL) 1977-re megkonstruálta a forgásstabilizált távközlési műholdat, az állandó telepítésű szárazföldi és szigeti állomást, valamint az áttelepíthető szárazföldi és szigeti állomást. A 20 GHz-es szárazföldi mikrohullámú rendszerhez illeszkedő műholdas rendszer állandó telepítésű állomásait az NTT a regionális forgalmi központokban helyezte el, amelyek egyben bázisállomásait képezik az áttelepíthető földi állomásoknak is.

A CS-Sakura távközlési műholdat a Japán Világűr Fejlesztési Hivatal 1977. december 15-én 36 000 km magasságú geostacionárius pályára juttatta a keleti hosszúság 135°-ánál. A földi állomások és a távközlési műhold kapcsolatát az 1. ábra szemlélteti, a földi állomások főbb paramétereit az 1. táblázat tartalmazza. 1980-ra az ECL megkonstruálta az 1–2 beszéd-, adat-, faksimile- és videokonferencia-csatornás előfizetői állomásokat is, amelyek műholdon keresztül a bázisállomás közvetítésével kapcsolódnak a földi távközlő hálózathoz. Az integrált szolgáltatású műholdas digitális hálózat (ISSDN) állandó telepítésű állomásai az órajel szinkronizáláson alapuló igény szerinti időosztásos többszörös hozzáférési (DA-TDMA) eljárással kiváló minőségű és nagysebességű digitális átvitelt biztosítanak, mivel megnövelt effektív izotróp sugárzási teljesítménnyel (EIRP), megnövelt vételi jóság tényezővel (G/T),



Beérkezett: 1984. I. 9. (#).

1. ábra. Az NTT műholdas távközlő rendszere

Az NTT műholdas távközlő rendszere

Rendszer	Állandó telepítésű		Áttelepíthető	
	szárazföldi	szigeti	szárazföldi	szigeti
Frekvencia	30/20 GHz	6/4 GHz	30/20 GHz	6/4 GHz
Átviteli eljárás	TDMA—60M	TDMA—100M	FM—FDMA	FM—FDMA
Kapacitás	1920 beszédcsatorna	600 beszédcsatorna és 2 színes tv-csatorna	132 beszédcsatorna	60 beszédcsatorna és 1 színes tv-csatorna
Transzponder vevő	2+2 (tartalék)	1	1	1
Földi állomás	11,5 m-es antennájú állomás 8 regionális központban	11,5 m-es antennájú állomás 3 a szigeteken 1 a szárazföldön	2,7 m-es antennájú állomás 11,5 m-es antennájú bázisállomás	3 m-es antennájú állomás

továbbá tengelyszimmetrikus vagy eltolt középpontú (offset) Cassegrain antennával rendelkeznek. Az áttelepíthető földi állomások *frekvenciamodulált frekvenciaosztásos többszörös hozzáférési (FM—FDMA)* eljárással érik el az állandó telepítésű bázisállomásokat.

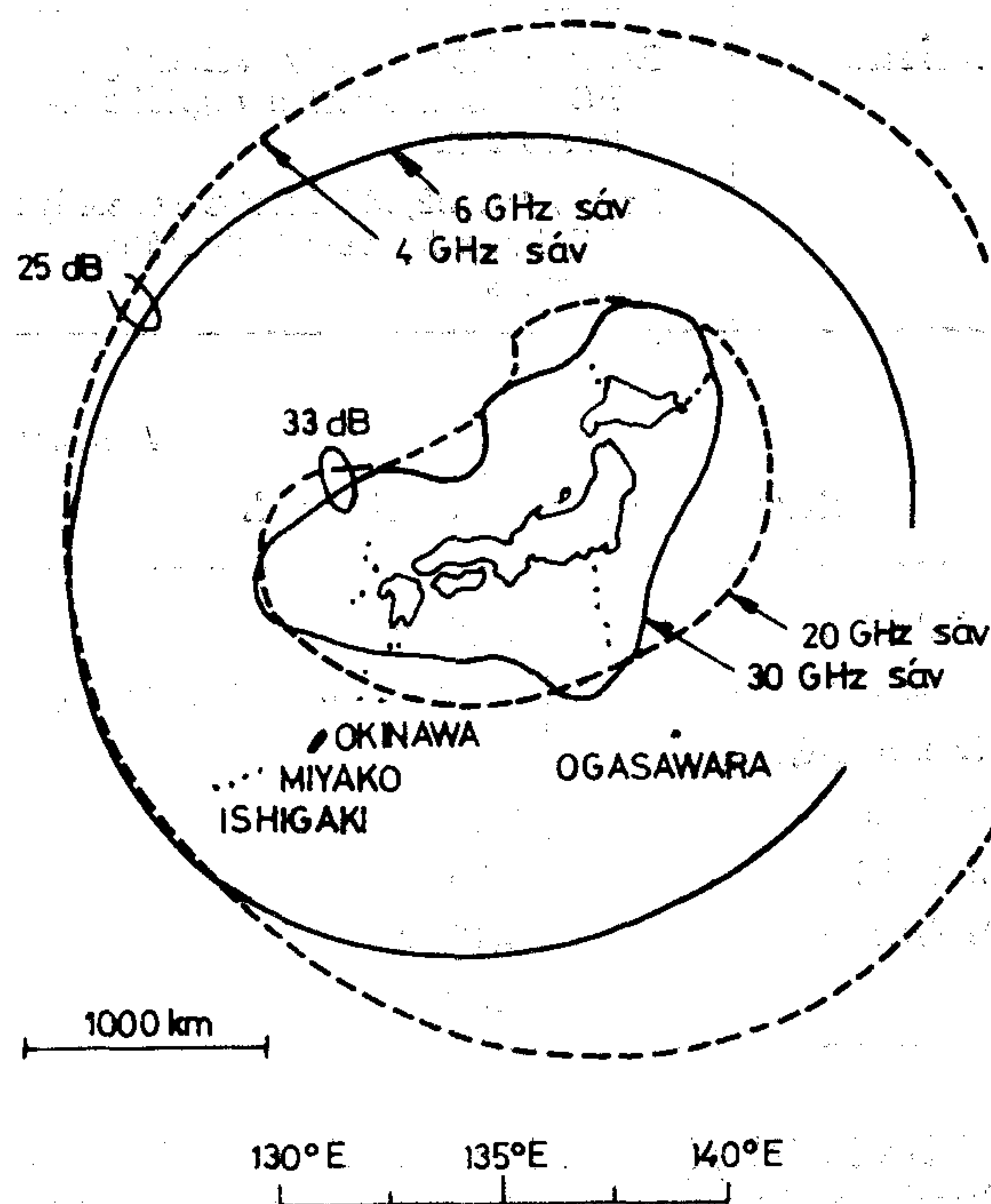
A 340 kg súlyú, 2,18 m átmérőjű és 3,51 m magaságú CS-Sakura műhold hat 30/20 GHz-es transzpondert tartalmaz a K sávban a szárazföldi állomások számára, és két 6/4 GHz-es transzpondert a C sávban a szigeti állomások számára. (A K sáv 12,2–31,0 GHz tartományú, a C sáv pedig 3,7–6,5 GHz tartományú.) Az 1977-118-A nemzetközi számú műhold napelemei 500 W teljesítményt szolgáltatnak. A fedélzeti nyalábsugárzó antenna egyidejűleg kezeli a 30/20 GHz-es és a 6/4 GHz-es sávot, amelyekkel a 2. ábrán látható módon fedi le a japán szárazföldet és szigeteket. Mivel a földi állomások elliptikus sugárzási karakterisztikájának nagytengelye észak–déli irányú, a geostacionárius műhold $\pm 0,03^\circ$ -os észak–déli mozgásának követési igénye kismértékű, és a vételi szintben $\pm 0,5$ dB ingadozást okoz.

Az állandó telepítésű szárazföldi állomások által használt TDMA—60M átviteli eljárás teljes specifikációját a 2. táblázat tartalmazza. A TDMA—60M eljárással 64,136 Mbit/s sebesség mellett 960 beszédcsatorna vihető át transzponderenként és minden transzponderhez 4 földi állomás férhet hozzá. A differenciális kódolás nélküli *kétfázisú fázisbillentyűzéses (BPSK)* modulációhoz koherens detektálás társul, amely hibajavítás céljából félig *ortogonális konvolúciós* kódolást alkalmaz. A hozzáférési eljárás a magasszintű előre becslési (*predikciós*) módszer és az alacsony szintű PN sorozat átviteli módszer kombinációja. Az 1,544 Mbit/s sebességű 24 beszédcsatornás földi PCM jelhez közvetlen digitális illesztő felülettel csatlakozik a műholdas átviteli berendezés. A hálózat 43,776 MHz frekvenciájú és 128 kbit/s sebességű *órajelének* szinkronizálási eljárása az egymással átfedésben levő földi állomások burst jeleinek megőrzésére irányul.

A 3. ábra szerinti módszerrel minden földi állomás órajelét a műhold *referencia* órajele szinkronizálja, amelyet egy működő és egy tartalék földi *referencia*

állomás állít elő (esőzés alkalmával mindkét állomás egyidejűleg működik).

Az állandó telepítésű szigeti állomások által használt TDMA—100M átviteli eljárás teljes specifikációját a 3. táblázat tartalmazza. A 106,88 Mbit/s jelsebesség mellett 600 beszédcsatorna és 2 színes tv-csatorna vihető át egyidejűleg, amelyhez 1 szárazföldi és 3 szigeti állomás férhet hozzá. A differenciális kódolás nélküli *négyfázisú fázisbillentyűzéses (QPSK)* modulációt koherens detektálás követi, amely hibajavítás céljából $7/8$ arányú *ortogonális konvolúciós* kódolást alkalmaz. Az 1,544 Mbit/s sebességű PCM jelhez közvetlen digitális illesztő felülettel csatlakozik a műholdas átviteli berendezés, a 32,064 Mbit/s sebességű színes tv-jelhez pedig közvetett illesztéssel (puffertárolóval).



H939-2

2. ábra. A CS-Sakura sugárzási karakterisztikája

A TDMA – 60M rendszer specifikációja

Sebesség	64,136 Mbit/s
Kapacitás	960 beszédsatorna
Hozzáférő állomások	4 állomás transzponderként
Moduláció	BPSK differenciális kódolás nélkül
Demoduláció	Koherens detektálás
Burst szinkronizálás	Hálózati órajel szinkronizálás 128 kbit/s
Hibaellenőrzés	1/2 arányú ortogonális konvolúciós kódolás és küszöbszint detektálás
Hozzáférés	A magasszintű előre becslési módszer és az alacsony szintű PN sorozat átviteli módszer kombinációja
Földi illesztés	Az 1,544 Mbit/s sebességű PCM-hez közvetlen digitális illesztő felület

3. táblázat

A TDMA-100M rendszer specifikációja

Sebesség	106,88 Mbit/s
Kapacitás	600 beszédsatorna és 2 színes tv-csatorna
Hozzáférő állomások	4 (1 szárazföldi és 3 szigeti állomás)
Moduláció	OPSK differenciális kódolás nélkül
Demoduláció	Koherens detektálás
Burst szinkronizálás	Hálózati órajel szinkronizálás (118 kbit/s)
Hibaellenőrzés	7/8 arányú ortogonális konvolúciós kódolás és küszöbszint detektálás
Földi illesztés	Beszéd: 1,544 Mbit/s sebességű PCM-hez közvetlen digitális illesztő felület Színes tv: 32,064 Mbit/s sebességű PCM-hez közvetett digitális illesztés

4. táblázat

Cassegrain antenna jellemzők

Antennaátmérő	11,5 m
Ekvivalens apertúraméret	4,7 m × 2,3 m (elliptikus)
Effektív nyereség	
17,85 GHz	55,0 dB
27,65 GHz	58,6 dB
Felületi érdesség	0,19 mm
Súly	1,3 t

Az állandó telepítésű állomások 11,5 m átmérőjű tengelyszimmetrikus és eltolt középpontú Cassegrain antennáinak jellemzőit a 4. táblázat tartalmazza. A tengelyszimmetrikus Cassegrain antenna a kismértékű műholdkövetési igény miatt egyszerű és

könnyű szerkezetű, reflektorának *ekvivalens apertúrája* nagy hatásfokú, és 3 sugárnyaláb-hullámvezető táplálja. Az eltolt középpontú Cassegrain antennának kicsi az oldalirányú sugárzása, és a közel vízszintes reflektorállás miatt a szélterhelés kevésbé hat rá. Mindkét típusnál finombeállító követő automatika biztosítja a nagy követési pontosságot és a kismértékű átviteli szintingadozást.

A 30 GHz-es léghűtéses *nagyteljesítményű erősítőnek* 1 kW a kimenő teljesítménye, és az $f_0 \pm 40$ MHz-es sáv szélességen belül 47 dB az erősítése. Az alkalmazott klisztron cső 6 üreggel rendelkezik, a sugár fókuszálását egy állandómágnés végzi. A gyors és pontos csatornakiválasztás céljából minden üreg rezonanciafrekvenciája önállóan vezérelhető, és automatikus teljesítményvezérlés is végezhető. A 20 GHz-es *kiszajú erősítő* a 2,5 GHz-es sáv szélességen belül 30 dB erősítéssel rendelkezik, és parametrikus erősítőt, GaAs FET végerősítőt, valamint milliméteres hullámú Si-IMPATT oszcillátort tartalmaz.

Kétfajta hűtőrendszer használatos: a normál működésre használt erősítő He gáz hűtésű és zajhőmérséklete 200 K, míg a tartalék erősítő hőelektromóhűtésű és zajhőmérséklete 220 K.

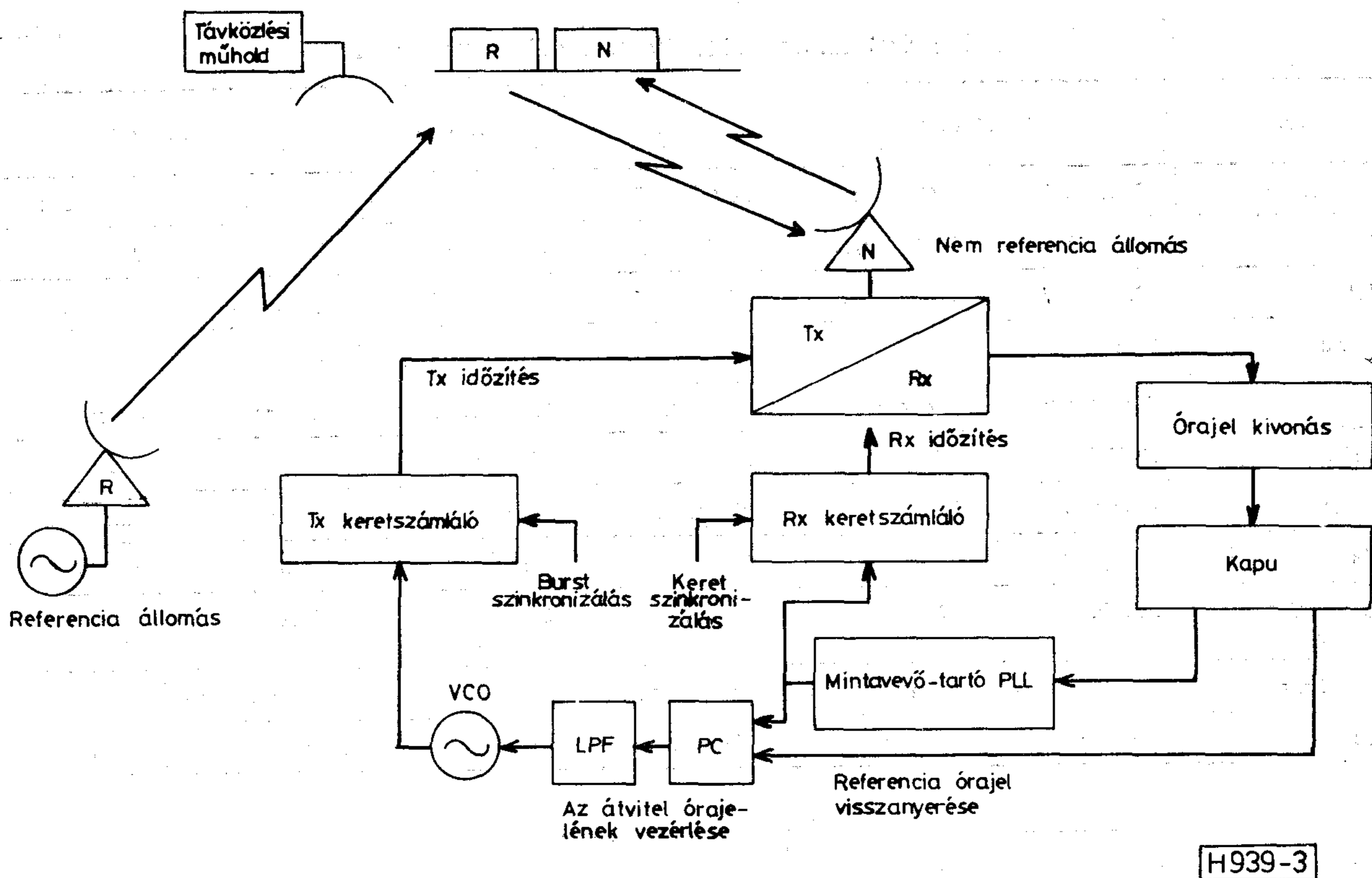
A 4. ábrán látható 30/20 GHz-es áttelepíthető szárazföldi állomás nagyteljesítményű erősítőjének kimenő teljesítménye 100 W, kiszajú erősítőjének zajhőmérséklete 300 K, és a sejt szerkezetű alumíniumból készült nagy hatásfokú tengelyszimmetrikus Cassegrain antennájának átmérője 2,7 m. A két konténerből álló állomás könnyen szállítható tehergépkocsival vagy helikopterrel.

A *CS-Sakura* műhold 5. ábrán látható transzpondere *GaAs FET* előerősítőt tartalmaz a hagyományos tunneldiódás előerősítő helyett, ezáltal -74 dBm vételi érzékenység biztosítható. A telítésbe vezérelt *haladóhullámú cső* kimenő szintje 36 dBm, a *váltószűrő* a 4, 6, 20 és 30 GHz-es sáv jeleinek szétválasztását végzi. A 2 m magasságú, nagy nyereségű antenna tölcser alakú *reflektora* hajlékony alumínium magból és szénrostokkal megerősített műanyag bevonatból épül fel szendvicsszerűen. A műholdat geostacionárius pályára juttatás előtt a kísérleti űrkamrában rezgési, hő-, vákuum- és elektromágneses vizsgálatoknak vetették alá.

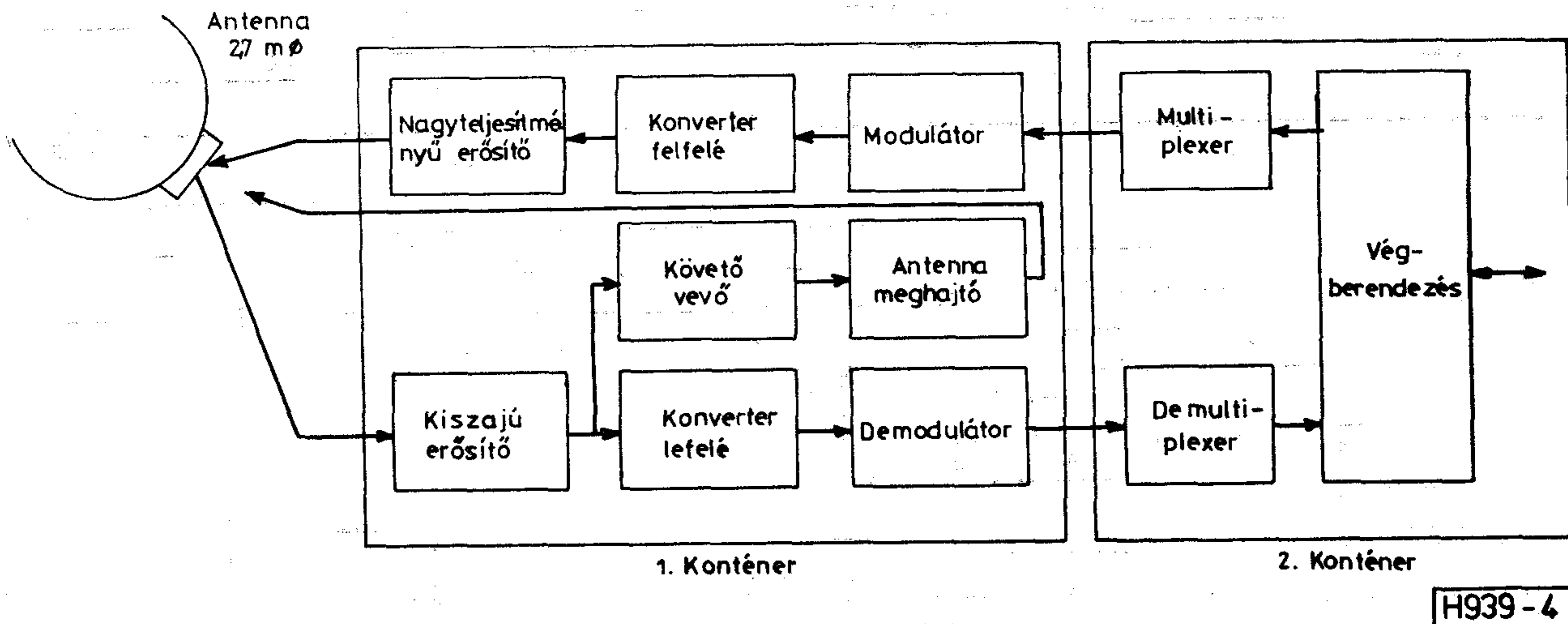
A műhold irányítását végző *követő, távmérő és vezérlő rendszer* két miniszámítógépre épül. A hagyományos rendszerek nagyszámítógépeket igényelnek, mivel tekintélyes szoftver-bázis szükséges az aerodinamikai számítások elvégzéséhez. Az új algoritmus szinuszos függvények összegzésével közelíti a geostacionárius pályaelemeket, ezáltal 1/10 részre csökkenti a hagyományos program méreteit.

A 6. ábrán látható *kísérleti műholdas hálózatban* a berendezések és a jelterjedés karakterisztikáit mérték, jelátviteli kísérleteket végeztek műholdon keresztül, továbbá kísérleteket végeztek a műholdas és földi távközlő rendszer együttműködésére.

Az USA Eastern Test Range előírásai szerint végzett *interferencia* kísérletek során elhanyagolható kölcsönhatást észleltek a 20 GHz-es szárazföldi mikrohullámú rendszer és a 30/20 GHz-es műholdas rendszer között. Jelentősebb problémát okozott az *esőzés csillapító hatása*, azonban a rendszer használ-



3. ábra. Hálózati órajel szinkronizálás



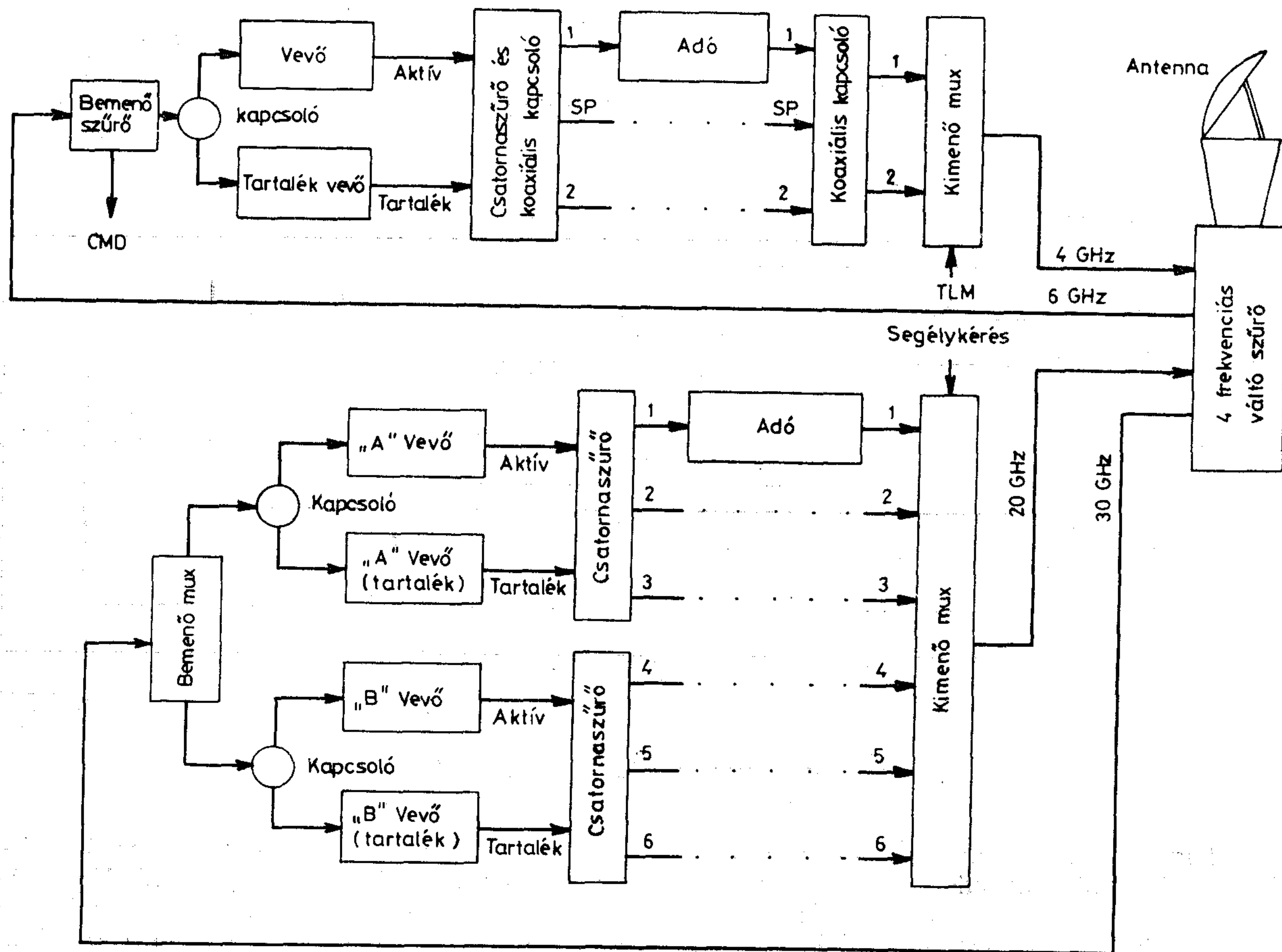
4. ábra. Áttelepszhető földi állomás konfiguráció

hatóságát így is 99,65% értékűnek tapasztalták. A kísérleti hálózat földi berendezéseinek főbb paramétereit az 5. táblázat tartalmazza, az állandó telepítésű szárazföldi állomás konfigurációját a 7. ábra szemlélteti.

Az előfizetők közelében elhelyezhető kis földi állomások több típusával végeztek kísérleteket. A 6/4 GHz-es sávban működő egyik típus 1–2 analóg beszédcsatornával, csatornánkénti igénymeghatározással és — a többi műholdas rendszerrel való interferencia kiküszöbölése céljából — kiterjesztett spektrumú többszörös hozzáférési eljárással rendelkezik.

A másik kétsatornás csak-vevő típus 4 GHz-es, 4,8 kbit/s sebességű *fakszimile* jelek vételére szolgál, amelyet a képfájl-tárolóval rendelkező számítógép többcímű digitális csatornán érhet el a 6/4 GHz-es földi állomáson keresztül. Ez esetben a számítógép 64 kbit/s sebességű adatkapcsolattal rendelkezik a földi állomás felé, és egyidejűleg több fakszimilét működtet a műholdon keresztül 1 A4 oldal/perc sebességgel (8. ábra). A 30/20 GHz-es sávban működő előfizetői állomások egyik típusa 6,4...48 kbit/s sebességű duplex többcímű digitális átvitelt biztosít az adatterminálok és multiplexerek számára, a másik

Állomás	YOKOSUKA		SENDAI	HACHIJO	Áttelepíthető	
	30/20 GHz	6/4 GHz			30/20 GHz	6/4 GHz
Frekvenciasáv	30/20 GHz	6/4 GHz	30/20 GHz	6/4 GHz	30/20 GHz	6/4 GHz
G/T	30,6 dB/K	31,3 dB/K	30,6 dB/K	32,6 dB/K	27,5 dB/K	20 dB/K
EIRP	88,1 dBW	83,0 dBW	88,1 dBW	80,3 dBW	75,0 dBW	64,2 dBW
Antenna	11,5 m Cassegrain	12,8 m Cassegrain	11,5 m offset Cassegrain	11,5 m Cassegrain	2,7 m Cassegrain	3 m Cassegrain
Adóteljesítmény	1 KW	600 W	1 KW	600 W	100 W	100 W
Csőtípus	klisztron	haladóhullámú	klisztron	haladóhullámú	klisztron	haladóhullámú
Hűtés	levegő	víz	levegő	levegő	levegő	levegő
Vevő zajhőmérséklete	200 K	45 K	200 K	55 K	300 K	50 K
Erősítőtípus	parametrikus	parametrikus	parametrikus	parametrikus	parametrikus	parametrikus
Hűtés	He gáz	Peltier	He gáz	nincs	Peltier	nincs

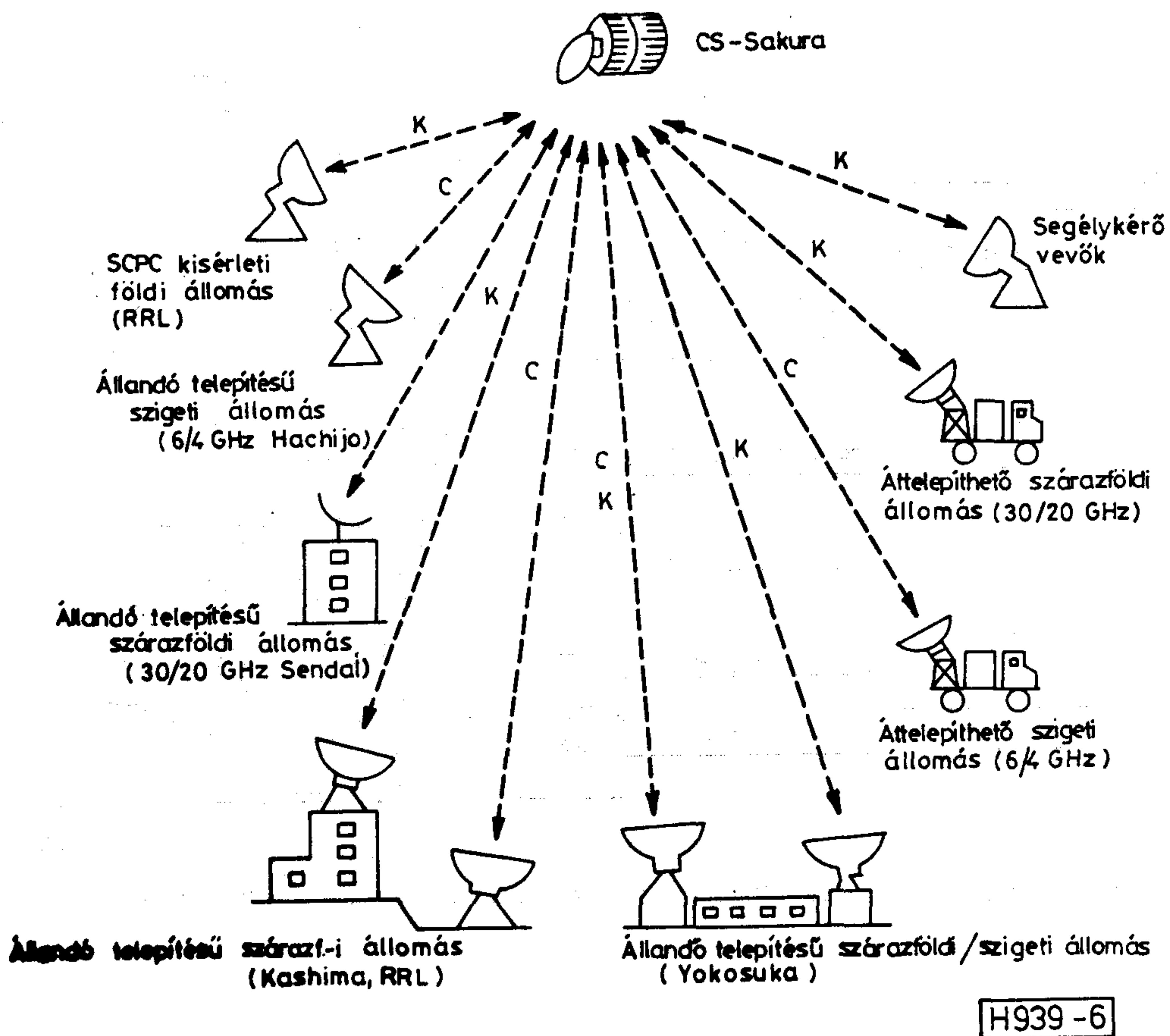


H939-5

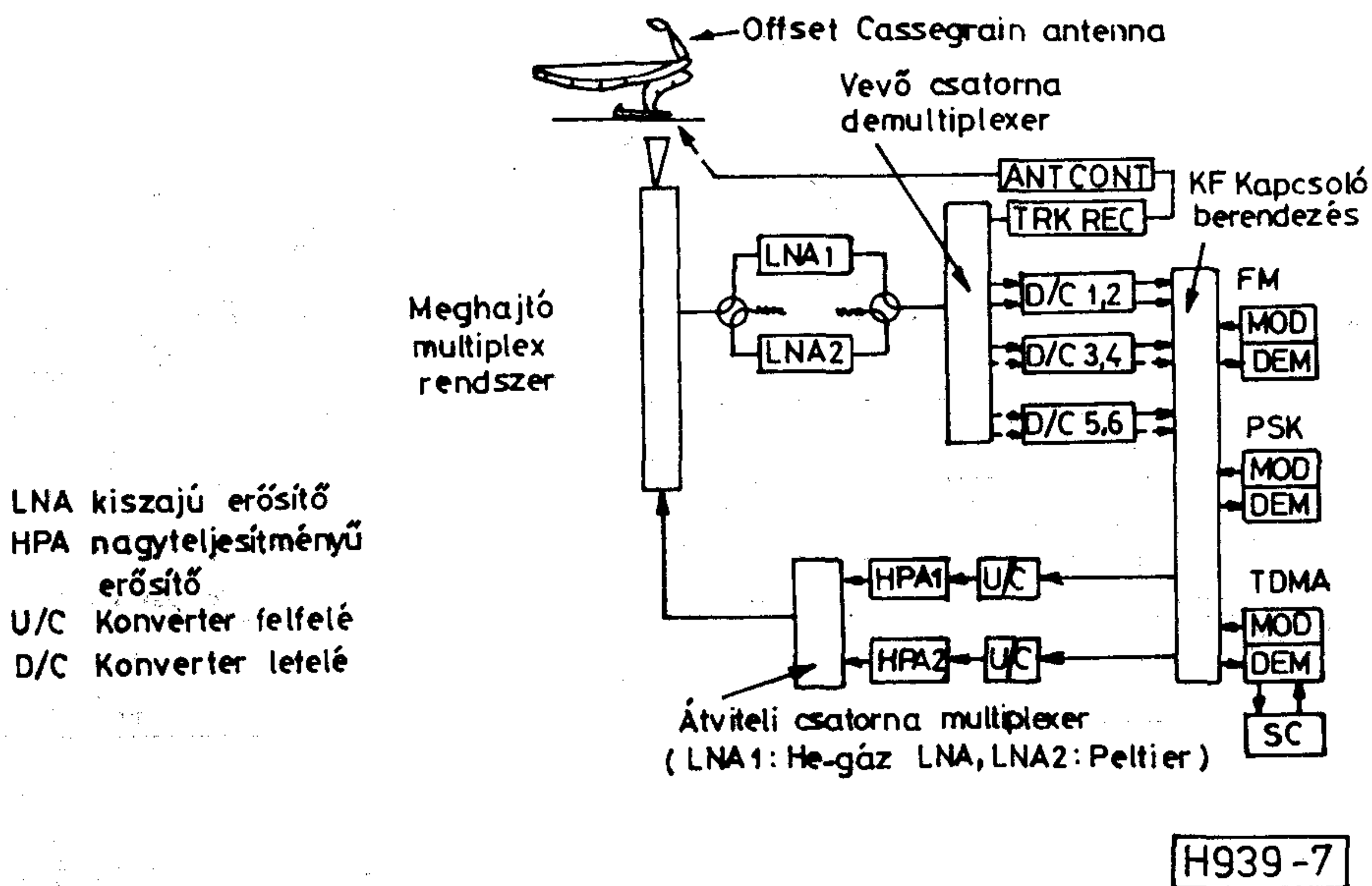
5. ábra. A CS-Sakura transzpondere

típusa 1,536 Mbit/s sebességű duplex többcímű digitális átvitelt nyújt a számítógépek és az 1/3 A4 oldal/s sebességű fakszimilek számára, a harmadik típus 6,3 Mbit/s sebességű duplex egycímű digi-

tális átvitelt szolgáltat a videokonferencia készülékek számára. A 9. ábra a DA-TDMA eljárással működő 30/20 GHz-es integrált szolgáltatású kísérleti hálózat konfigurációját mutatja be.



6. ábra. A kísérleti műholdas hálózat

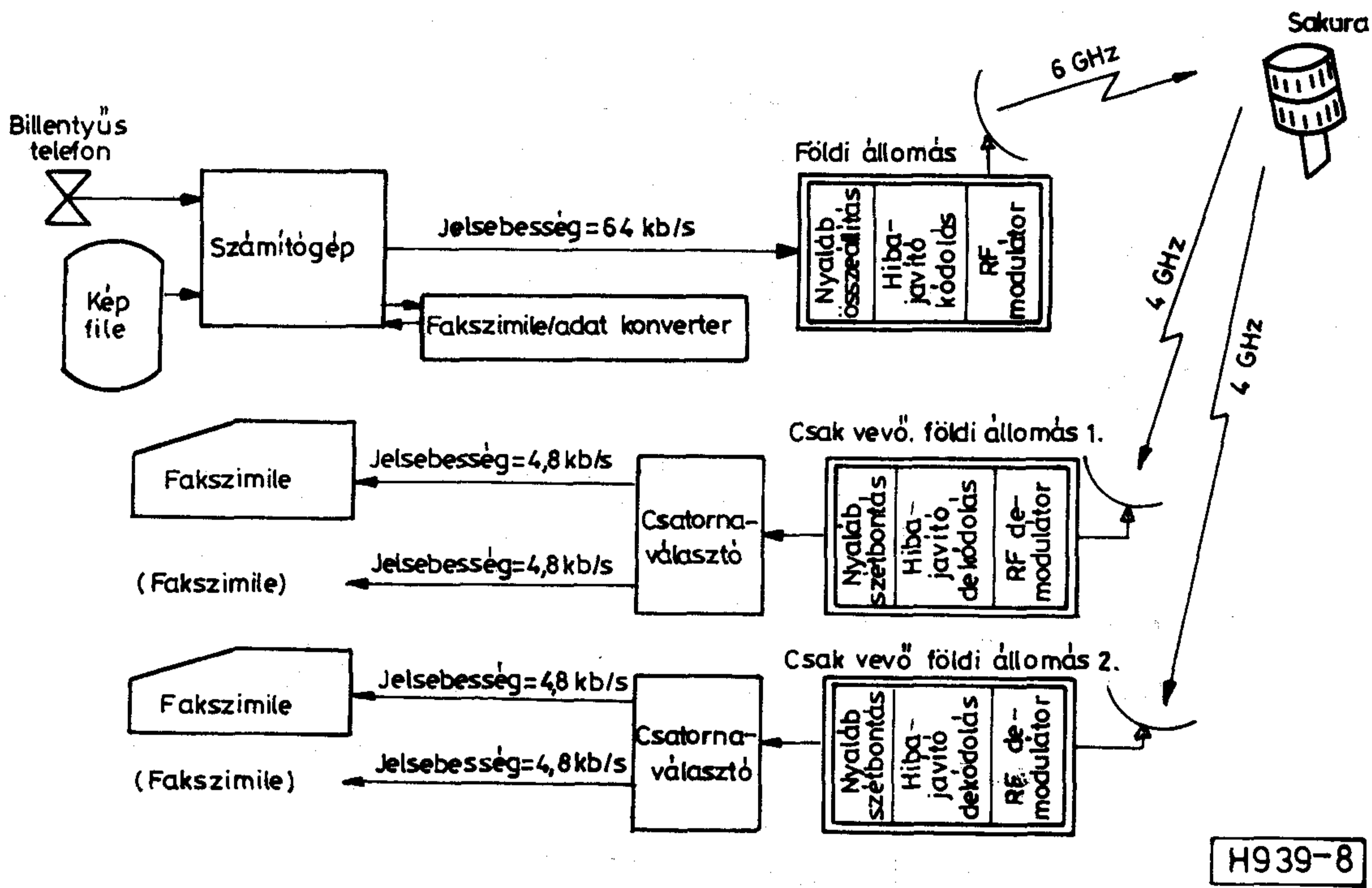


7. ábra. Állandó telepítésű földi állomás konfiguráció

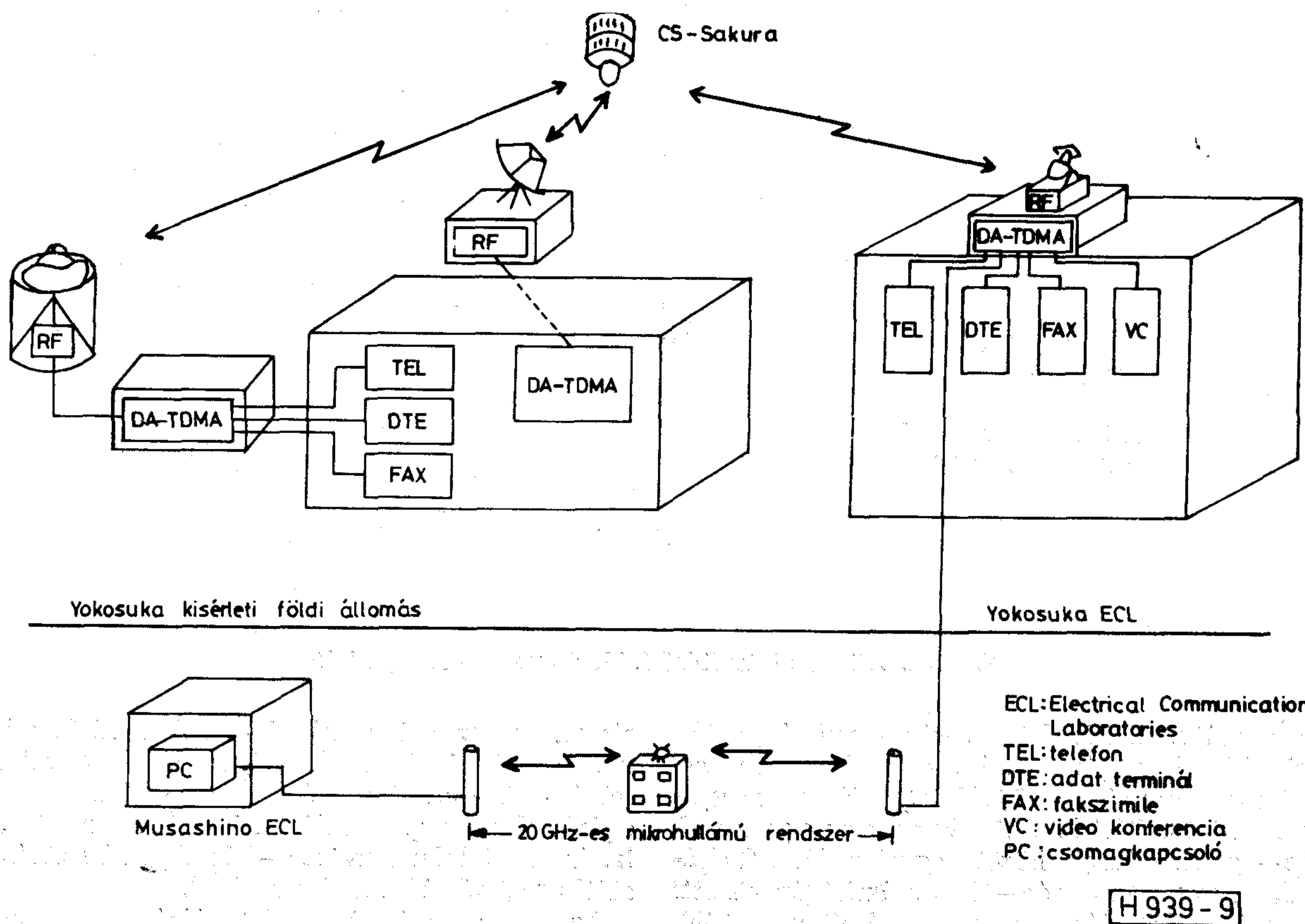
Az adatátviteli kísérletek során tanulmányozták a terjedési idő problémákat és a bithibának a magas-szintű adatkapcsolat-vezérlő (HDLC) eljárásokra gyakorolt hatását. Kísérleteket végeztek az egy számítógép—egy számítógép közötti egycímű HDLC eljárással, az egy számítógép—több számítógép közötti többcímű HDLC eljárással, az egy számítógép—több csak-vevő fakszimile közötti többcímű HDLC eljárás-

rással, az egy adó fakszimile—több vevő fakszimile közötti többcímű HDLC eljárással, az egy adatterminál—több adatterminál közötti többcímű HDLC eljárással csomagkapcsolású hálózaton keresztül, valamint képtelefon készülék—képtelefon készülék közötti egycímű videokonferenciával.

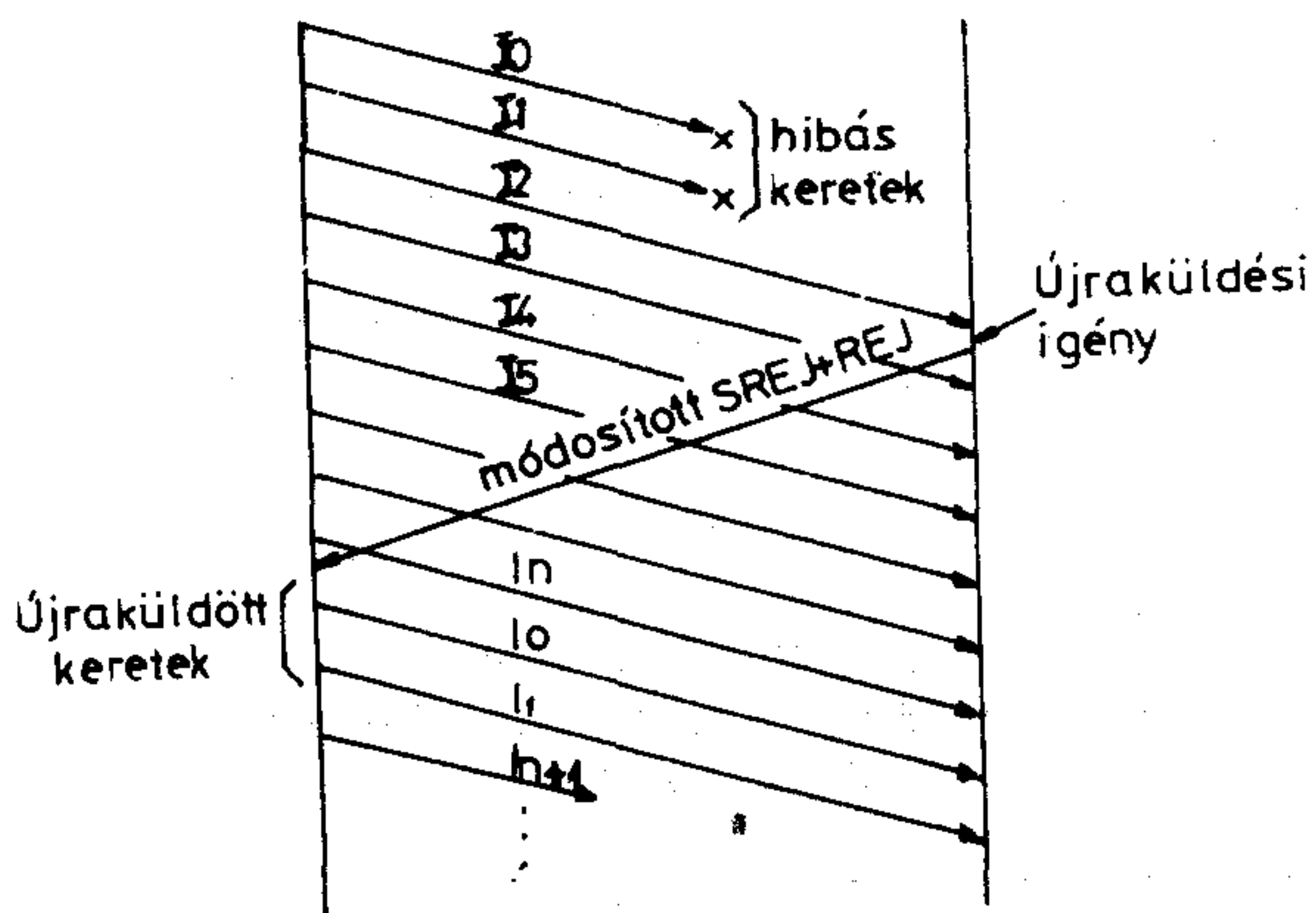
Az ISO szabványú HDLC eljárásban kibővített modulo M-et használnak, amelynek segítségével



8. ábra. Számítógép több fakszimile közötti egyirányú adatátvitel kísérleti konfigurációja



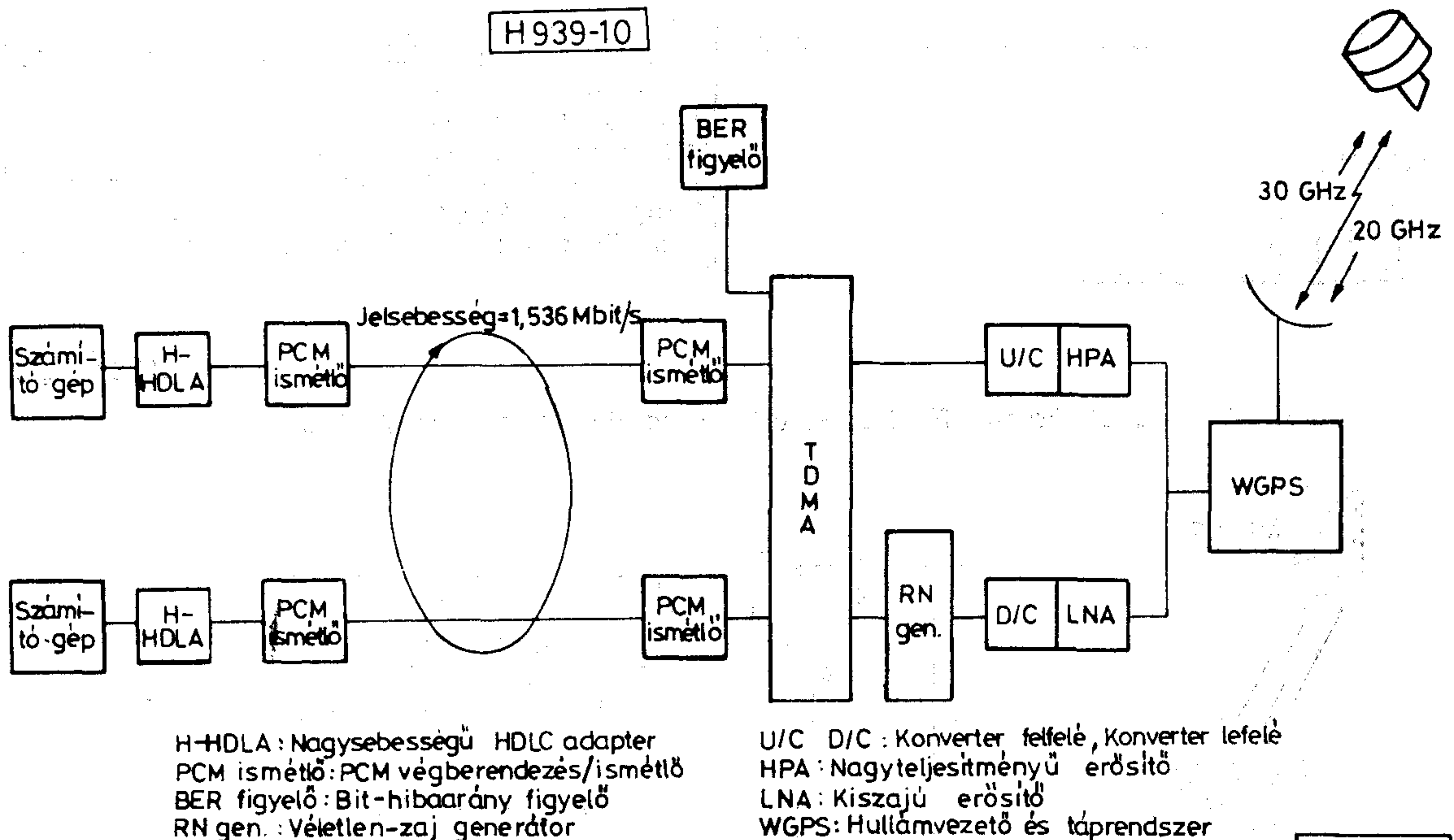
9. ábra. Integrált szolgáltatású kísérleti műholdas hálózat konfiguráció



10. ábra. A módosított SREJ+REJ hibafelismerő eljárás

dosított SREJ+REJ hibafelismerési eljárással 90%-os átviteli hatások érhető el. Az egycímű HDLC pont-pont adatátvitel kísérleti konfigurációját mutatja be a 11. ábra.

A több című HDLC eljárás egyidejűleg vezérli a pont-pont kapcsolatot és a pont-többpont kapcsolatot. A 12. ábra szerint ha az *a* csomagkapcsoló a *b* csomagkapcsolónak címezi az információkeretet, akkor csak a *b* vevő RR válaszkeretét veszi figyelembe, a *c...n* vevő válaszkeretét figyelmen kívül hagyja.

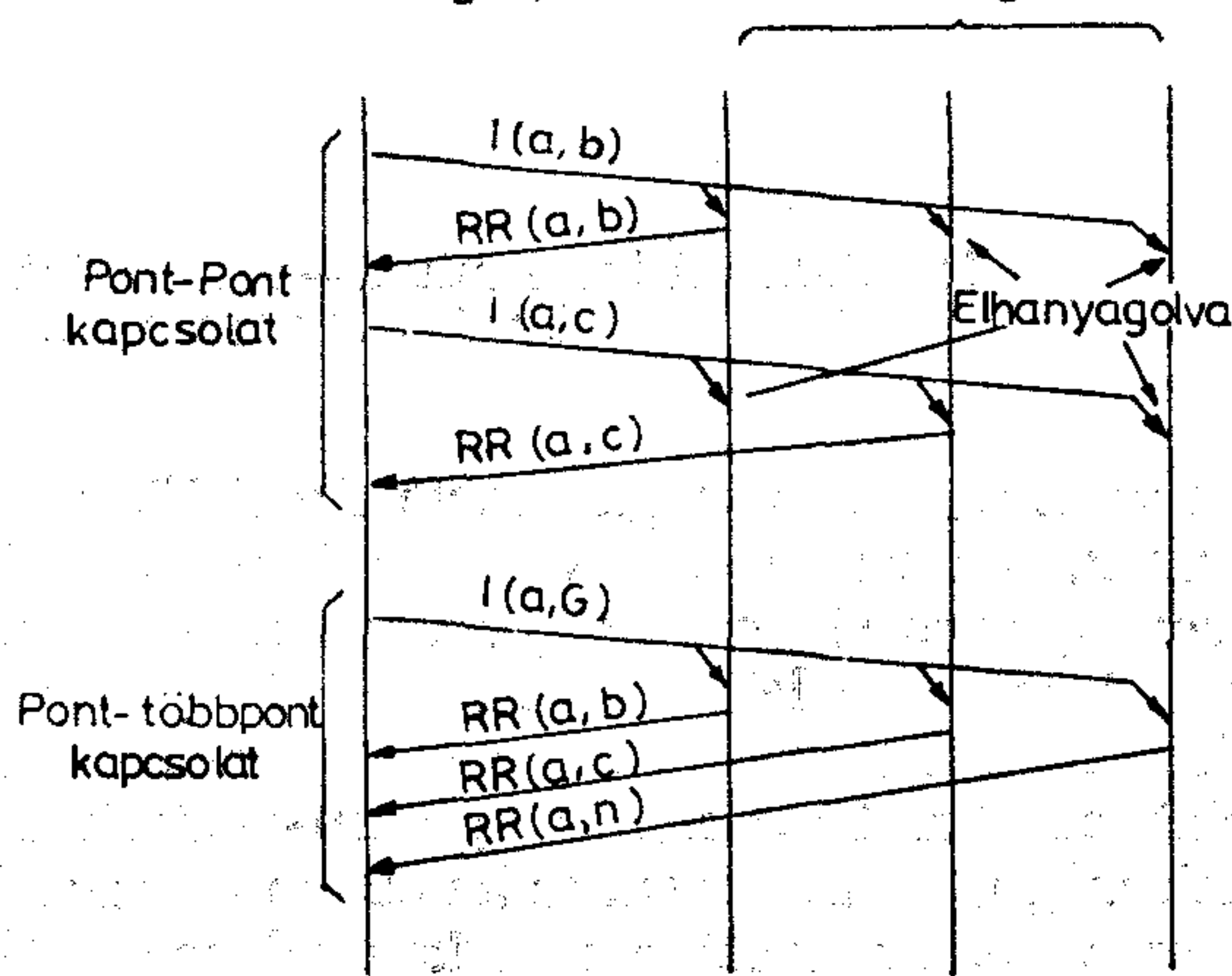
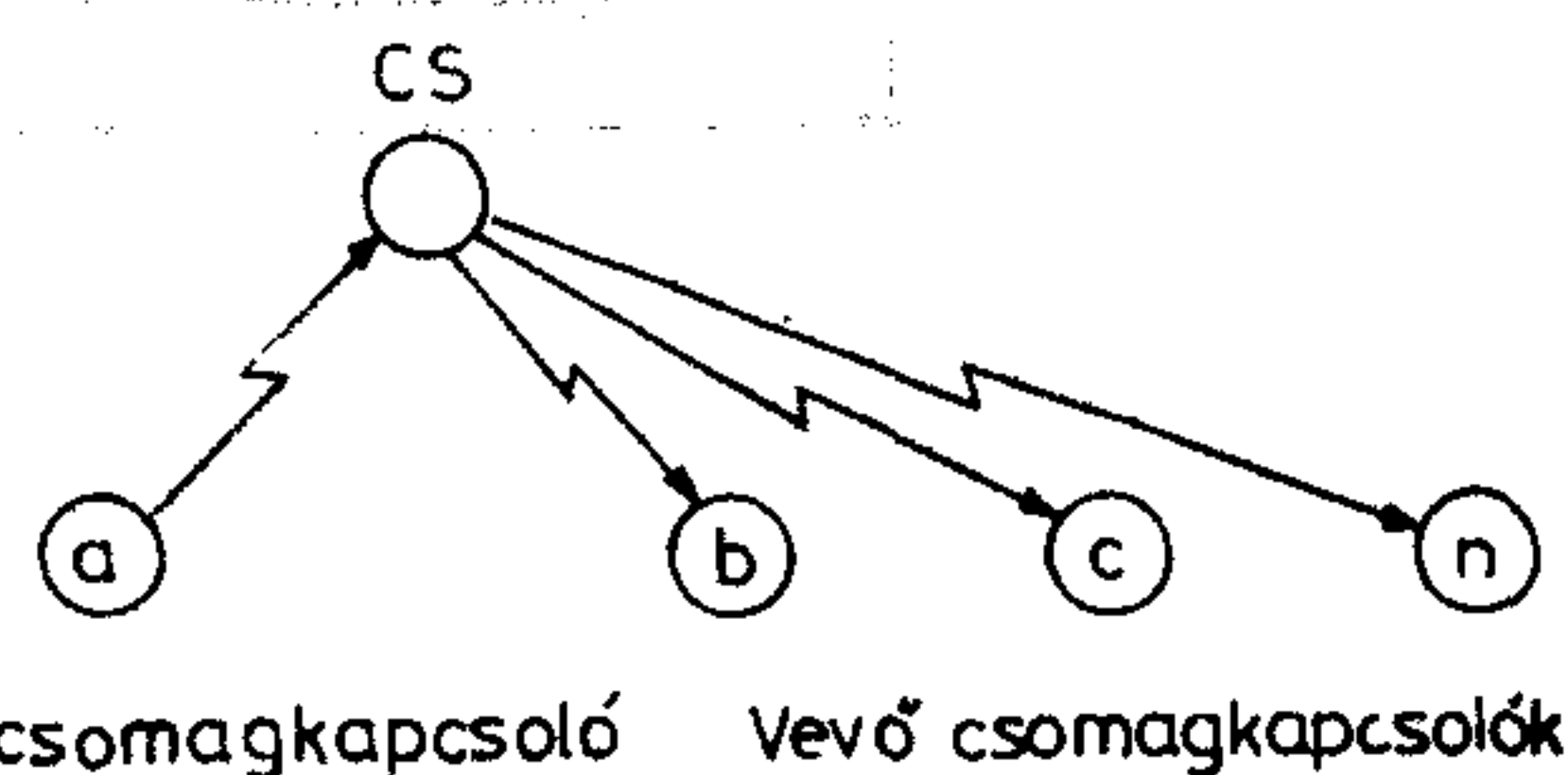


H939-11

11. ábra. Számítógép—számítógép közötti nagysebességű adatátvitel kísérleti konfigurációja

— az átvitel időtartamának csökkentése céljából — *M* számú információkeretet visznek át a vételi pont válaszkerete nélkül. Az információkeretek hossza 0,5...25 kbyte között választható meg, a válasz nélkül küldhető információteretek *M* száma 7, 16, 32, 64 vagy 127 lehet, a bithibaarány pedig $2,3 \cdot 10^{-7}$ vagy $1,2 \cdot 10^{-7}$ értékűre választható.

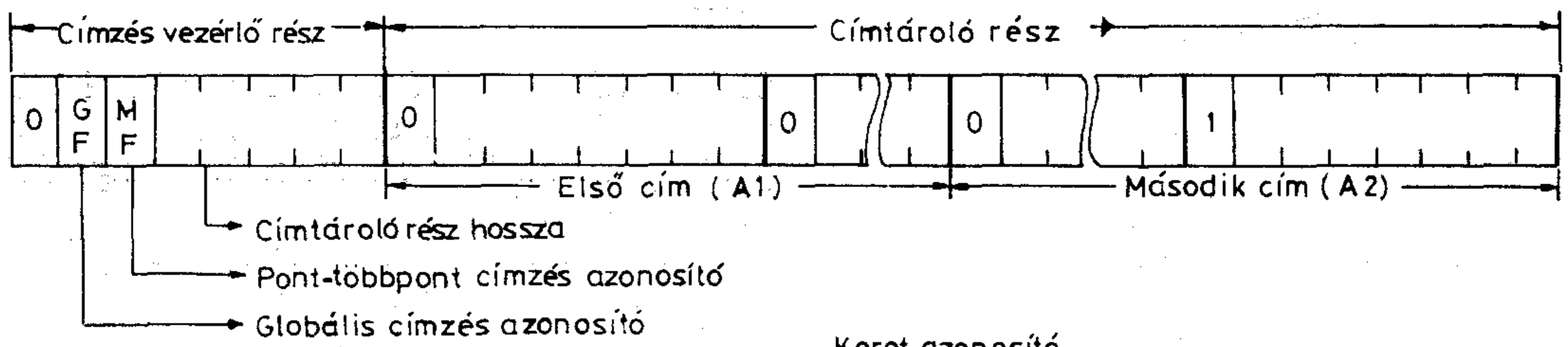
A vételi oldalon módosított SREJ+REJ hibafelismerési eljárás *M* számú keret vétele közben időzítéssel kéri az első két hibásan vett keret átvitelének megismétlését (a SREJ az első hibás keret ismétlését kéri, a REJ a másodikét), így a késleltetési idő után azonnal ismétlődnek a hibás keretek (10. ábra). Az *M* értékének növelésével javul az átvitel hatások, azaz az információkereteknek az összes átvitt kerethez (fejléc + keretrés + információ) viszonyított értéke. Például 5 kbyte-os információ-kerethossz és $M=127$ érték esetén 2 byte-os fejléccel és 270 byte-os keretréssel, továbbá $2,3 \cdot 10^{-7}$ bithibaarányal és mó-



H939-12

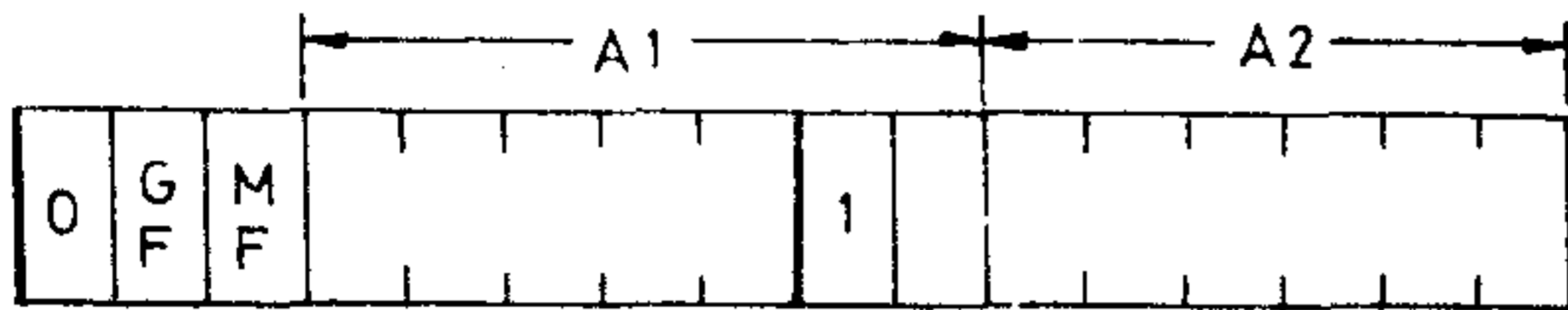
12. ábra. A többcímű HDLC eljárás

Általános címmező formátum



Keret azonosító
 GF & MF { 11: pont-többpont keret
 01: válasz a pont-többpont keretre
 00: pont-pont keret

2 oktettes címmező formátum

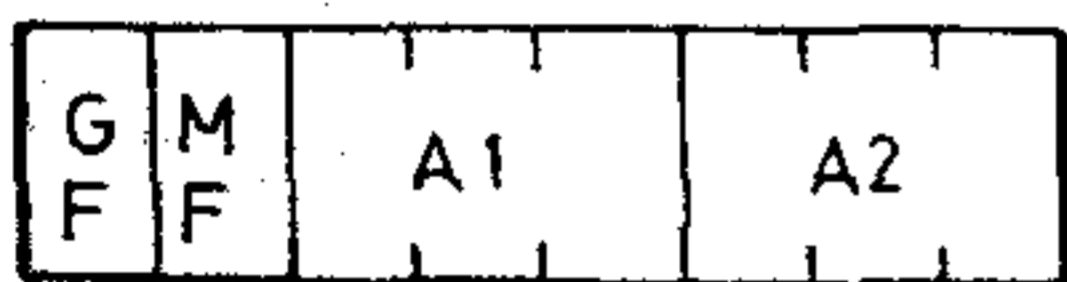


Utasítás/válasz azonosító



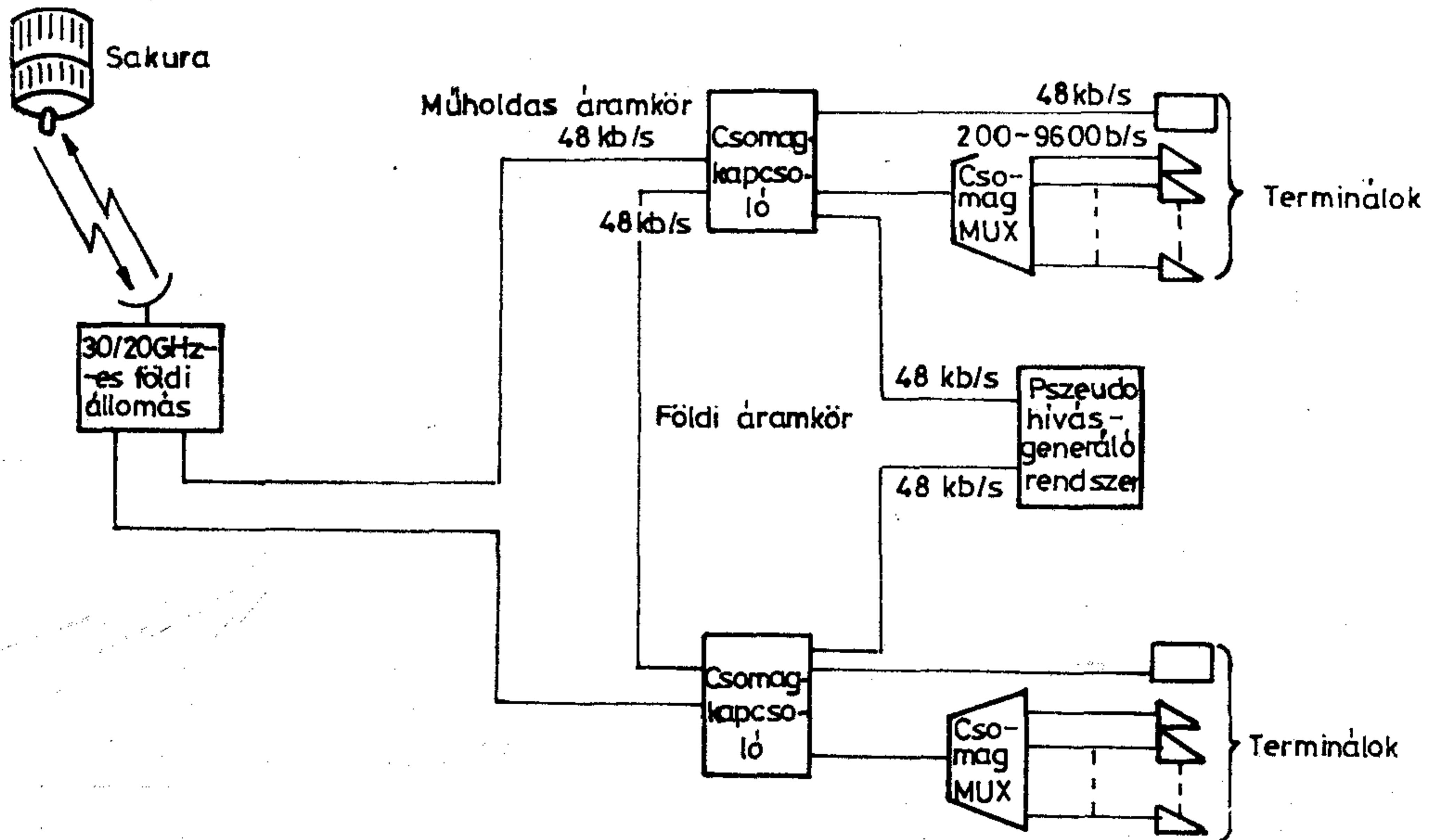
A kapcsoló → B kapcsoló pont-pont keret (utasítás)	0	0	A	B
B kapcsoló → A kapcsoló pont-pont keret (válasz)	0	0	A	B
A kapcsoló → összes kapcsoló pont-többpont keret (utasítás)	1	1	A	G
B kapcsoló → A kapcsoló pont-többpont keret (válasz)	0	1	A	B

1 oktettes címmező formátum



H 939-13

13. ábra. A többcímű HDLC eljárás kapcsolat és utasítás/válasz azonosítói



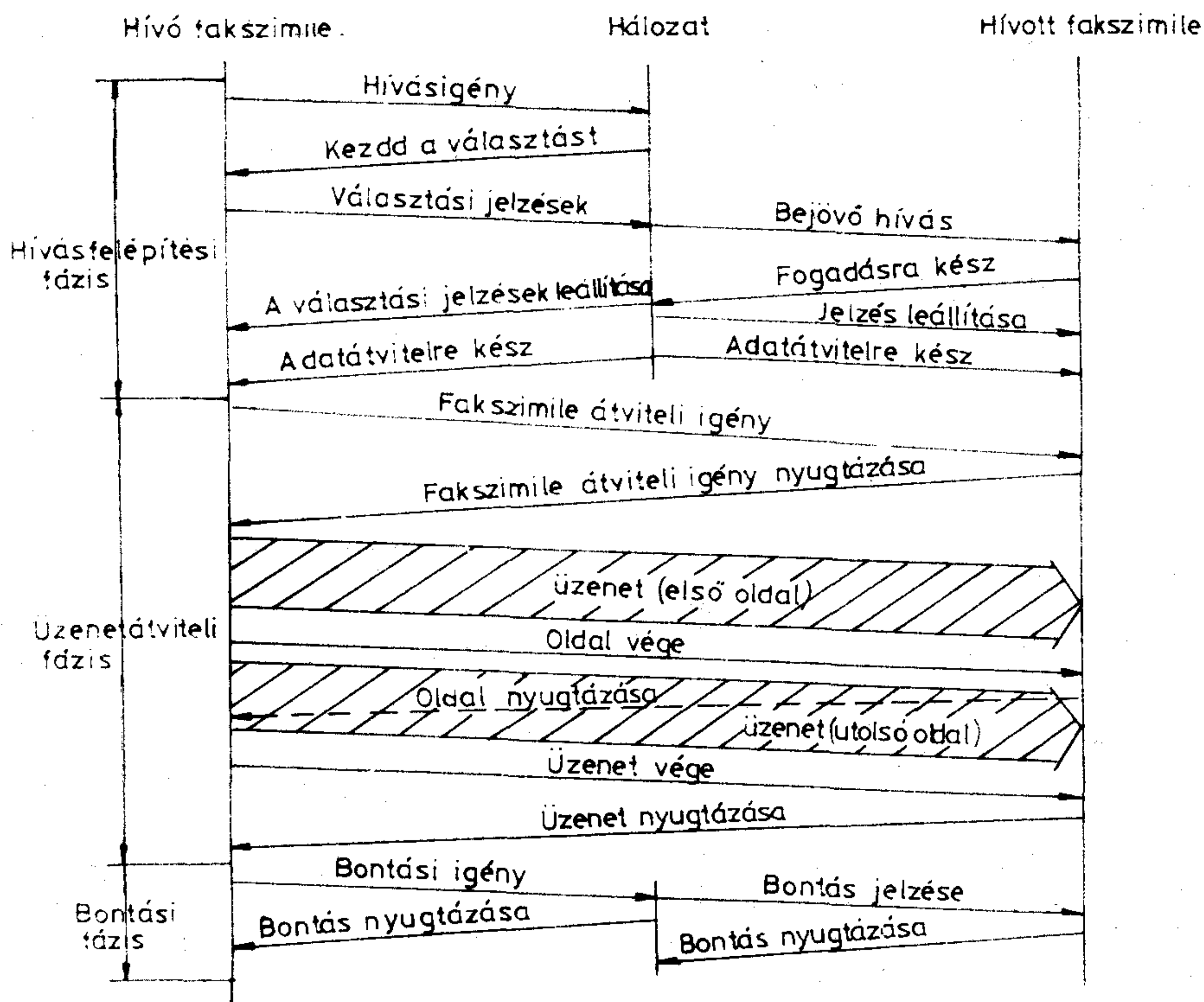
H 939-14

14. ábra. Adatterminál-több adatterminál közötti többcímű adatátvitel kísérleti konfigurációja csomagkapcsolású hálózaton keresztül

Ha viszont az *a* csomagkapcsoló *G* globális címzést alkalmaz, akkor minden vevő válaszkeretét bevárja. A csomagkapcsolók címzési formátumának előállítására két módszer lehetséges: az egyik szerint egy binárisan kódolt számmal jelzik a címet, a másik szerint minden kapcsolónak egy bit-pozíciót feleltetnek meg a címmezőben, és ha ebben a pozícióban „1” szerepel, az adott csomagkapcsolónak szól az üzenet. Az utóbbi módszer hátránya, hogy a csomagkapcsolók számának növekedésével nagyon meg-

hosszabbodhat a címmező, ezért az első módszert alkalmazzák.

Mivel a pont-pont és pont-többpont kapcsolatokon többféle csomag haladhat át, nagyon fontos a *kapcsolatok és utasítások/válaszok azonosítása*, amely a 13. ábrán látható módon valósul meg. A földi távközlő hálózatban fizikailag csak pont-pont kapcsolat létezik, ezért az átvitelvezérlő eljárás folyamán a kapcsolat azonosítása a *logikai* megfelelővel történik. Minden csomagkapcsoló kódjához tartozik egy



H 939-15

15. ábra. Nagysebességű fakszimile—fakszimile átvitelvezérlési folyamata

memória, amely végrehajtja a címzések és keretek átvitelének vezérlését. Mivel a DDX csomagkapcsosú hálózat modulo 8 keretszám kapacitású, ezért a modulo 128 kapacitású műholdas hálózat puffertárolójának viszonylag hosszú a tartásideje (a DDX 1000 bites kerete esetén 20 ms), és ezzel mintegy 500 ms-ra nő a földi állomás—műhold—földi állomás közötti terjedési idő. A DDX-ben a műholdas átvitel

nagy késleltetési idejének kompenzálására megnövelték a keretek hosszát az 1 keret/csomag átviteli mód mellett. A DDX központok alternatív módon építik fel a földi mikrohullámú hálózaton vagy a műholdas hálózaton keresztül az adatkapcsolatot (14. ábra). Az átvitelvezérlési folyamatot két nagysebességű fakszimile példáján szemlélteti a 15. ábra.

NÍVÓDÍJASAINK

1985. március 5-én a BHG Fejlesztési Intézetben ünnepélyes keretek között adták át a „Híradástechnika” 1984. évi legsikeresebb cikkekért járó nívódíjakat.

Horváth Imre megnyitó szavai után Angyal László értékelte és elemezte az 1984. évben végzett szerkesztő bizottsági munkát.

Ezt követően került sor a nívódíjak átadására. Az esemény jelentőségét emelte az a tény, hogy a folyóiratot patronáló vállalatok igazgatói nyújtották át értékelő, színes szavak kíséretében a kitüntetéseket a szerzőknek.

A BHG nívódíjasai:

Bihari György—Deák János: Nagyteljesítményű kapcsolóüzemű tápegység (1984/5.)

Szádeczky Kardos Tamás—Szeghy István: Telefon alközponti szolgáltatások szimbolikus leírása (1984/8.)

Nagy Sándor Zoltán—Regőci István: Személyi számítógép alkalmazása technológiai feladatok programozásához (1984/2.)

A MEV nívódíjasai:

Dr. Kalmár Gábor—Dr. Nényei Zsolt: Alumínium fémezésű műanyagtokozott félvezető eszközök kloridos gradációjának egyik forrása (1984/2.)

Szentpéteri Piroska—Heksch Ferenc: Az U400-gate array és tervezési módszerei (1984/7.)

Dr. Székely Vladimír—Baji Pál—Kerecsenné Dr.

Rencz Márta—Kónya Ilona—Dr. Masszi Ferenc—Dr. Koltai Mihály: Lay-out visszafejtő program cellás tervezésű integrált áramkörökhöz (1984/8.)

Az ORION nívódíjasai:

Hajnal Péter: Fóliatekeres transzformátorok (1984/6.)

Denk Attila: A DRF 13/03—06 típusú digitális mikrohullámú rádiórelé rendszer (1984/7.)

A Remix nívódíjasai:

Ádám János—Neumayer Béla—Szekeres Béla: Haladóhullámú cső alacsony fűtőteljesítményű katód-dal (1984/4.)

Fejér György—Dr. Kormány Teréz: Arany bevonatú csatlakozó érintkezők megbízhatósági vizsgálatai (1984/7.)

A TKI nívódíjasai:

Kerecsen István—Várady Szabó Mihály—Ghymes Balázs: Univerzális távkezelő rendszer hírközlő hálózatokhoz (1984/3.)

Dr. Henk Tamás: PSK adatátvitel szűrőinek tervezése négyzetes átlaghírára (1984/5.)

Tóth László: SC áramkörök analízise (1984/7.)

A Telefongyár nívódíjasai:

Porpáczy Elemér: BK—12—E2 típusú 12 csatornás vivő frekvenciás rendszer szimmetrikus kábeles vonalakra (1984/4.)

Kovács Oszkár: Hálózatvezérlés a számítógéphálózatokban (1984/2.)

Gyors eljárások a diszkrét Fourier-transzformáció számítására. 3. rész

DR. KOCSIS FERENC

Budapesti Műszaki Egyetem,
Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

Jelen dolgozatunk egy három részes sorozat utolsó tagja. E harmadik rész az első két részből eredmények alapján hatékony eljárásokat származtat a DFT számítására. Ezt követi a DFT algoritmusok összehasonlító értékelése. A Függelék gyors, kis pontszámú DFT algoritmusokat tartalmaz.

1. A DFT meghatározása a gyors konvolúciós eljárások felhasználásával

A dolgozat alább következő harmadik része a megelőző részekben közölt részeredmények felhasználásával (fokozatos részekre osztás, $(1-D) \rightarrow (n-D)$, átalakítás, a DFT visszavezetése periodikus konvolúció számítására, $O(N)$ szorzásigényű konvolúciós eljárások) hatékony DFT számítási algoritmusokat mutat be. Az irodalomjegyzéket az 1. rész tartalmazza, a hivatkozások számozása annak megfelelő.

A periodikus konvolúció és a DFT kapcsolatának a vizsgálatánál kiderült, hogy a pontszámtól függően a DFT számítása visszavezethető periodikus konvolúció kiértékelésére. Láttuk azonban, hogy a periodikus konvolúció a szorzások számát tekintve elvileg $O(N)$ (lineáris) bonyolultságú. Ez egyúttal azt is jelenti, hogy léteznek olyan pontszámok, amelyekre a DFT $f(N) = O(N)$ lépésszámmal meghatározható. A gyakorlati felhasználás szempontjából felmerülő két lényeges probléma: nagy N értékekre az algoritmus végrehajtása nehézségekbe ütközik, ill. sokszor van szükség a fentiekől eltérő alakban felírható pontszámú transzformációra. Ha N prímszám, akkor a $(z^N - 1)$ polinom például az adott feltételek mellett csak két tényezőre bontható $(z^N - 1 = (z - 1) \prod_{j=1}^{N-1} z^j)$,

s a szorzat második tagjának hossza miatt $N > 13$ esetben a 2. rész (3-17)-beli C mátrix meghatározása igen nehéz. Mindkét nehézség megkerülhető a fokozatos részekre osztással, ill. az $1 - D \rightarrow n - D$ átalakítással. Ha N prím, akkor zérus értékű mintákkal kiegészítve az eredeti sorozatot, a pontszám összetett számmá változtatható. Továbbá minden N összetett szám előállítható törzstényezős alakban, másrészt a számunkra fontos pontszámok ($N \leq 5000$) esetén a sorozatra bontás viszonylag kevés számú és kis értékű prímszámok felhasználásával elvégezhető. Kis N értékekre viszont a korábbi eredmények felhasználásával (periodikus konvolúcióvá történő átalakítás, ill. a konvolúció meghatározása a polinomokra érvényes kínai maradéktétellel) könnyen előállíthatók az optimális DFT eljárások (esetleg heurisztikus egyszerűsítéseket is felhasználva), majd ezek

Baérkezett: 1985. II. 6. (↔)

DR. KOCSIS FERENC

1975-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a BME Villamosmérnöki Karán, majd a Távközlési Kutató Intézetben kezdett dolgozni. Egyetemi doktori értekezését 1978-ban védte meg, 1983 szeptembere óta a BME

HEI-ben dolgozik tudományos ösztöndíjasként, ahol a digitális jelfeldolgozás és jelszintézis algoritmikus kérdéseivel foglalkozik. Szakmai érdeklődési köre: rendszertechnika, digitális jelfeldolgozás, számítástechnika, algoritmusok elmélete.

összekombinálásával adódnak a kívánt pontszámú transzformációk.

Az úgynevezett kis pontszámú ($N=2, 3, 4, 5, 7, 8, 9$ és 16) optimális DFT eljárásokat először Winograd dolgozta ki [28] és az 1. FÜGGELÉK tartalmazza. A szükséges szorzások száma az 1. táblázatból olvasható ki.

1. táblázat

N	Egyszerűsítés nélkül				$\pm 1, \pm j$ értékkel való szorzások nélkül			
	M_c	A_c	$f(N)$	A_r	M_c	A_c	$f(N)$	A_r
2	2	2	4	4	0	2	0	4
3	3	6	6	12	2	6	4	12
4	4	8	8	16	0	8	0	16
5	6	17	12	34	5	17	10	34
7	9	36	18	72	8	36	16	72
8	8	26	16	52	2	26	4	52
9	11	45	22	90	9	45	18	90
16	18	74	36	148	10	74	20	148

M_c : a komplex szorzások száma, A_c : a komplex összeadások száma, A_r : a valós összeadások száma.

Noha az összeadások számának optimalására nem ismert szisztematikus eljárás, az összeadások száma egyes csoportosítással csökkenthető. Az 1. FÜGGELÉK szerinti algoritmusok már ezen tény figyelembevételével készültek, így a gyakorlati megvalósítás során az előírt műveleti sorrend betartása lényeges. Az algoritmusokról meg kell jegyezni, hogy sok ± 1 és $\pm j$ értékkel való szorzást (triviális szorzások) is tartalmaznak. A periodikus konvolúciót a kínai maradéktétel alapján számító módszer ugyanis sem-

milyen feltevést nem tesz az $\{x(i)\}$, ill. a $\{h(i)\}$ sorozatokra vonatkozóan. DFT esetén azonban a $\{h(i)\}$ előre ismert speciális sorozat: $\{e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)ki}\}$, s az exponenciális függvény tulajdonságai következtében sok szorzás triviális szorzása egyszerűsödik. Ezenkívül a kis pontszámú algoritmusok kihasználják a komplex konjugáltak szimmetriatulajdonságait, aminek eredményeképp a nem triviális szorzások is vagy tisztán valósak, vagy tisztán képzetesek (sohasem általános komplex szorzások). Az egyes algoritmus-típusok műveletigényének meghatározásakor a 2 és a 4 szerinti faktorizációnál követett eljárásához hasonlóan figyelembe vesszük a lehetséges egyszerűsítéseket is. A kis pontszámú DFT eljárások Winograd-algortmussal nagyobb pontszámú (hosszabb) transzformációba való összekombinálásához azonban egyelőre szükség van a triviális szorzások nem triviális-ként való kezelésére. Ennek megfelelően az 1. FÜGGELÉK is tartalmazza ezen szorzásokat. A triviális szorzások megtartása egyúttal az első részben említett redukált transzformációnak az együtthatómátrix elhagyott első sorával és első oszlopával való kiegészítését is jelenti. Az algoritmusok szerkezetét vizsgálva látható, hogy a számítások lényegében 3 fő lépésben végezhetők el:

- a bemeneti adatokból (az $\{x(i)\}$ sorozat elemeiből) összeadások és kivonások felhasználásával segédmenyiségek képzése (előrendezés),
- a segédmenyiségekből és az előre ismert állandókból (az exponenciális DFT együtthatókból) álló szorzatok előállítása,
- végül a kapott szorzatokból összeadások és kivonások útján segédmenyiségek, ill. a keresztelt transzformáltak meghatározása (utórendezés).

Az eljárás azonos a periodikus konvolúció szisztematikus (Toom–Cook algoritmuson alapuló) meghatározására alkalmazott módszerrel. A számítási lépéseket formalizálva az egyes lépésekhez mátrixműveletek rendelhetők. A bemeneti adatokból összeadással és kivonással kapott segédmenyiségek származtathatók az $\{x(i)\}$ sorozat értékeiből álló vektor egy ± 1 és 0 elemeket tartalmazó mátrixszal való szorzásával. Az együtthatókkal történő szorzás megvalósítható diagonálmátrixszal való szorzással is (az állandók a diagonál mentén helyezkednek el). Végül a transzformáltakat a szorzatokból ismét egy ± 1 és 0 elemeket tartalmazó mátrixszal való szorzással lehet képezni. Azaz a kis pontszámú DFT eljárások együtthatómátrixa három mátrix szorzataként is előállítható:

$$(1-1) \quad \mathbf{X} = \mathbf{W}\mathbf{x} = \mathbf{SCT}\mathbf{x}, \text{ vagyis } \mathbf{W} = \mathbf{SCT}.$$

\mathbf{T} a bemeneti adatokon végrehajtott összeadások és kivonások mátrixa (előrendező), \mathbf{C} a szorzások mátrixa, míg \mathbf{S} a kimeneti adatokon végrehajtott összeadások és kivonások mátrixa (utórendező).

A felbontások létezésének formális bizonyítása általános esetre meglehetősen nehéz, azonban kis N értékekre magukból az algoritmusokból származtathatók. \mathbf{C} elemei csak tisztán valósak vagy tisztán képzetesek, továbbá a képzetes és a valós elemek is mindig egy csoportban, a diagonál ellentétes ol-

dalán helyezkednek el. A kis pontszámú algoritmusoknál \mathbf{T} $M_c \times N$, \mathbf{C} $M_c \times M_c$ és \mathbf{S} $N \times M_c$ méretű (M_c a 2. táblázat szerint szükséges komplex szorzások száma). Egyes nagy N értékekre a felbontás létezését annak előállításával mutatjuk meg.

2. táblázat

N	Tényezők	WFTA		Good-algoritmus		FFT	
		f(N)	A _r (N)	f(N)	A _r (N)	f(N)	A _r (N)
30	5,3,2	68	384	68	384		
32	2					102	422
48	16,3	88	636				
60	5,4,3	136	888	136	896		
63	9,7	194	1408	512	1386		
64	2 ⁶					294	960
120	8,5,3	276	2076	332	2076		
126	9,7,2	388	3312	512	2920		
128	2 ⁷					774	2566
168	8,7,3	432	3068	580	3492		
240	16,5,3	628	5016				
252	9,7,4	776	7128	1024	6344		
256	2 ⁸					1926	6022
315	9,7,5	1184	10426	1784	8812		
420	5,4,3,7	1288	11352	1712	9936		
504	9,8,7	1572	14540	2300	13948		
512	2 ⁹					4614	13830
840	8,7,5,3	2580	24804	4244	23172		
1008	16,9,7	3532	34668	5120			
1024	2 ¹⁰					10758	31238
1260	9,7,5,4	4736	46664	7136	40288		
2048	2 ¹¹					24582	69638
2520	9,8,7,5	9408	99628	15532	86876		
5040	16,9,7,5	21368	233928				

A kis pontszámú ($N=2, 3, 4, 5, 7, 8$ és 9), triviális szorzásokat nem tartalmazó optimális DFT eljárásokat a 2. FÜGGELÉK tartalmazza [13]. Az algoritmusok kialakításánál elsődleges cél volt a műveletszám minimálása, az esetleges mátrixfaktorizáció szempontjainak a mellőzésével. A 2. FÜGGELÉK szerinti alaktól eltérő formák a nagyobb transzformációk ún. Good-algortmussal való előállításánál előnyösek.

1.2. A Good-féle eljárás

Ha az N pontszám egymáshoz relatív prím számok szorzatára bontható, akkor az $1-D$ DFT több dimenziós transzformációba alakítható át. A 2. rész (1-20) szerint az eredeti transzformáció együtthatómátrixa az egyes dimenzióbeli együtthatómátrixok Kronecker-szorzataként állítható elő. Ennek algoritmusos megfelelője:

1. N/N_n db N_n pontszámú DFT számítása
- ⋮
- j . N/N_{n+1-j} db N_{n+1-j} pontszámú DFT számítása
- ⋮
- n . N/N_1 db N_1 pontszámú DFT számítása.

Ha $f(N_j)$ az N_j pontszámú DFT meghatározásának költsége (pl. a szükséges valós szorzások száma), akkor az első rész szerint az N pontszámú DFT számításának költségfüggvénye $f(N) = \sum_{j=1}^n N/N_j \cdot f(N_j)$. A kis pontszámú DFT algoritmusok viszont $cN = O(N)$

rendűek, így $f(N) = O(nN)$. Ha $n < \log N$, akkor valóban $O(N \log N)$ rendűnél hatékonyabb eljárást kapunk. Például $N = 1001 = 7 \cdot 11 \cdot 13$ pontszámánál $n = 3$, vagyis $O(f(N)) = (3N)$. A kisebb pontszámú transzformációk összekombinálásának fenti módszerét Good javasolta először [12] 1958-ban, de addig nem volt versenyképes a 2 és 4 szerinti faktorizációt alkalmazó *FFT* módszerekkel, amíg a hatékony kis pontszámú algoritmusokat fel nem fedezték. A Good-eljárás általában az összeadások és nem a szorzások számát minimalizálja. Az optimális *DFT* blokkokat alkalmazó Good-algoritmus az irodalomban prímtényező algoritmus (*PFA*) néven ismeretes. Műveletigénye:

$$(1-2) \quad M_c(n, N) = \sum_{j=1}^n M_c(N_j) \frac{N}{N_j} \quad N = \prod_{j=1}^n N_j$$

$$A_c(n, N) = \sum_{j=1}^n A_c(N_j) \cdot (N/N_j) \quad (N_j, N_k) = 1$$

komplex szorzás és összeadás. Mivel az optimális *DFT* blokkokban csak tisztán képzetes, vagy valós szorzások szerepelnek, a valós szorzások és összeadások száma:

$$(1-3) \quad f(N) = 2 \cdot M_c(n, N) \quad \text{és} \quad A(N) = 2 \cdot A_c(n, N).$$

$$(1-6) \quad \mathbf{W}_N = (\mathbf{S}_1 \otimes \mathbf{S}_2 \otimes \dots \otimes \mathbf{S}_n) (\mathbf{C}_1 \otimes \mathbf{C}_2 \otimes \dots \otimes \mathbf{C}_n) (\mathbf{T}_1 \otimes \mathbf{T}_2 \otimes \dots \otimes \mathbf{T}_n),$$

azaz az eredeti transzformáció együtthatómátrixa is felbontható három mátrix szorzatára. Az 1. FÜGGELÉK szerinti kis pontszámú *DFT* blokkokra támaszkodó, az (1-6) alatti felbontást alkalmazó *DFT* eljárásokat szokás Winograd-féle Fourier-transzformációs algoritmusoknak (*WFTA*) is nevezni [28]. A szükséges szorzásokat a középső mátrix írja le, amely maga is diagonálmátrix. Elemei előre számítható állandók. Mérete megadja a szükséges szorzások számát:

$$(1-7) \quad f(N) = 2 \cdot \left[\sum_{j=1}^n M_c(N_j) - K \right],$$

ahol a K korrekciós tényezővel lehet figyelembe venni az egyes *DFT* modulokban levő triviális szorzások számát. Értéke: $K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n$, ahol K_j a j -edik blokkban a triviális szorzások száma. A kis pontszámú *DFT* eljárások összekombinálásának fenti módját szokás egymásba ágyazásnak nevezni. A komplex összeadások számát megadó kifejezés bizonyítás nélkül [25]:

$$(1-8) \quad A_c(n, N) = \sum_{j=1}^n \left(\prod_{l=1}^{n-j} N_l \right) \cdot [I(N_j) + O(N_j)],$$

ahol $\prod_{l=a}^b (\cdot) = 1$, ha $a > b$. $I(N_j)$ jelöli a \mathbf{T}_j mátrixból

adódó, $O(N_j)$ pedig az \mathbf{S}_j mátrixból adódó összeadások és kivonások számát.

A tényezőkre bontás sorrendje sem a *Good*-, sem a *WFTA*-algoritmusnál nem befolyásolja a szorzások számát, csupán az utóbbi esetben az összeadások számát. Az összeadásszám minimalizálásának egy lehetséges módja: az összes lehetséges $n!$ sorrendre meghatározni az összeadások számát, és a minimális számúra vezethető sorrendet választani.

Az (1-7) kifejezés szerint a *WFTA* szorzásigénye N pontszámánál $O(N)$, mivel az egyes optimális *DFT*

Végül a *PFA* eljárással elérhető maximális kötött idejű jelfeldolgozási frekvencia értéke:

$$(1-4) \quad f_{\max \text{ jel}} = 470,5 \text{ kHz}$$

($N = 1008 = 7 \cdot 9 \cdot 16 \approx 10^3$, $f(N) = 5356$, $t_{\text{szorzás}} = 200 \text{ ns}$), ami 2,7-szeres növekedést jelent a 2 szerinti faktorizációt alkalmazó *FFT* eljáráshoz képest.

1.3. A Winograd-algoritmus (*WFTA*)

Winograd a kis pontszámú *DFT* algoritmusokon kívül új módszert is talált a kis pontszámú blokkok összerakására [28]. Az egyes dimenzióbeli együtthatómátrixokra érvényes (1-1) összefüggés szerinti felbontással a kiindulási, N pontszámú, 1-D *DFT* együtthatómátrixát meghatározva:

$$(1-5) \quad \mathbf{W}_N = \mathbf{W}_1 \otimes \mathbf{W}_2 \otimes \dots \otimes \mathbf{W}_n = (\mathbf{S}_1 \mathbf{C}_1 \mathbf{T}_1) \otimes (\mathbf{S}_2 \mathbf{C}_2 \mathbf{T}_2) \otimes \dots \otimes (\mathbf{S}_n \mathbf{C}_n \mathbf{T}_n)$$

A Kronecker-szorzatokra érvényes $(\mathbf{AB}) \otimes (\mathbf{CD}) = (\mathbf{A} \otimes \mathbf{C})(\mathbf{B} \otimes \mathbf{D})$ azonosság ismételt felhasználásával:

blokkok szorzásigénye is $O(N_j)$ rendű. A korábbi feltételek mellett ismét meghatározva az elérhető jelfeldolgozási frekvenciát ($N = 1008$, $t_{\text{szorzás}} = 200 \text{ ns}$, $f(N) = 3524$) $f_{\max \text{ jel}} = 707,07 \text{ kHz}$ adódik, ami másfél-szeres növekedést jelent a *PFA* algoritmussal elérhető frekvenciákhoz képest.

2. A *DFT* számítására szolgáló algoritmusok összehasonlítása és értékelése

A *DFT* első részben említett közvetlen kiértékelésének $O(N^2)$ szorzásigényétől eljutottunk a *WFTA* algoritmus $O(N)$ műveletigényéig. A származtatott összefüggések alapján néhány pontszámra konkrétan meg is határoztuk a szükséges valós szorzások és összeadások számát. Az eredményeket a 2. táblázat foglalja össze. A kapott adatok alapján látható, hogy a *PFA* típusú algoritmusokhoz a vizsgált tartományban 0–65%-kal több szorzásra van szükség, mint a *WFTA* eljárásokhoz. Az összehasonlítás a 2 szerinti faktorizációt alkalmazó *FFT* algoritmusoknál még kedvezőbb képet mutat: az *FFT* szorzásigénye 1,5–3-szorosa a *WFTA* eljárásának. Az összeadások száma azonban némiképp nőtt (0–19%-kal a *PFA* algoritmushoz képest). Az egyes algoritmusoknak a gyakorlati felhasználás szempontjából történő összehasonlításánál azonban a szorzások számán kívül esetleg más tényezőket is figyelembe kell venni. Mint arról már az előzőekben szó volt, az 1-D \rightarrow n-D átalakítás, valamint a *DFT* periodikus konvolúcióból történő átalakítás során az együtthatómátrix, a kiindulási adatok és a transzformáltak átrendezésére is szükség lehet, azaz az aritmetikai műveleteken kívül adatátviteli műveleteket is kell végezni. Noha a műveletszám meghatározásánál ezen problémák vizsgálatára nem térünk ki, a korábbi elemzések szerint [15], [16] számuk olyan nagy lehet, hogy a végrehaj-

táshoz szükséges idő összemérhető lehet a szorzáshoz szükséges idővel. Ugyanakkor az *FFT* és a *PFA* algoritmusok minden nehézség nélkül megvalósíthatók úgy, hogy nincs szükség átrendezésre. A *WFT* és a *PFA* eljárások kombinálásával, a szorzások számának kismértékű növekedése árán a *WFT* algoritmus is kialakítható úgynevezett helyben történő transzformáció végzésére [6].

A másik problémát az összeadások nagy száma jelenti. Noha a *DFT* algoritmusok bonyolultságát a szükséges valós szorzások számával mértük, a megvalósítás során az összeadások száma is jelentős lehet.

A gyors eljárások részét képező fokozatos részekre osztás konkrét megvalósításától, a kapott kisebb pontszámú transzformációk számításának a módjától és az eredmények összerakásától függően nagy számú *DFT* algoritmus képzelhető el. Összehasonlításukra először a szorzások száma alapján próbálkozunk, de kiderült, hogy ez nem minden esetben célravezető. Fokozza a nehézséget, hogy a teljes műveletigény (összeadások, kivonások, szorzások, adatmozgatások) és az elérhető pontosság (a véges szóhosszúságból eredő hatások) mindig a konkrét megvalósítás függvényei: általános célú számítógépen kívánjuk-e a számításokat végezni, milyen utasítás-készlet áll rendelkezésre, mekkora a szóhosszúság, mi az egyes műveletek végrehajtási időinek egymáshoz való viszonya, mekkora a rendelkezésre álló operatív tár stb. Az adott alkalmazásban optimális számítási algoritmus kiválasztásának egy lehetséges módja lehet az egyes tényezőket figyelembe vevő, több változós, a változók által kifizített téren értelmezett költségfüggvény definiálása, majd ennek valamilyen matematikai módszerrel történő optimalítása. A függvény értékészletének pontjai konkrét *DFT* algoritmusoknak felelnek meg. Az előzőekben felsorolt tényezőket figyelembe vevő lineáris költségfüggvény lehet a következő:

(2-1)

$$C_{DFT}(N) = K_1 f(N) + K_2 A(N) + K_3 D(N) + K_4 S(N),$$

ahol $D(N)$ az adatátvitel számát, $S(N)$ a szükséges tárterület mérete, $K_1 - K_4$ alkalmas együtthatók (esetleg állandók). Természetesen sokkal általánosabb költségfüggvények is elképzelhetők. Az együtthatók mindig a rendelkezésre álló erőforrásoktól függhetnek, azokra jellemzőek.

Az *FFT* algoritmusok a 2–2048 tartományban 11 pontszámra értelmezettek. A *PFA* algoritmus a 2. FÜGGELÉK szerinti (2, 3, 4, 5, 7, 8 és 9) pontszámú *DFT* modulokkal 47 különböző pontszámú transzformációt definiál a 2–2520 tartományban, míg a *WFTA* 1. FÜGGELÉKBEN található *DFT* blokkjai a 2–5040 tartományban 59 pontszámú *DFT* számítását teszik lehetővé. A pontok száma sűrítendő újabb kis pontszámú *DFT* modulok (pl. 11, 13, 17 stb.) meghatározásával. Ha olyan pontszámú *DFT* meghatározására van szükség, amelyre egyik algoritmus sem értelmezett, jól használható eljárás valamely, következő ismert pontszámig a zérusokkal való kiegészítés. Másik lehetőség a pontszám egymáshoz relatív prím számokra szorzatára való bontása, majd az adódó részeredmények össze-

kombinálása az $f(N) = \sum_{j=1}^n f(N_j) \frac{N}{N_j} + (n-1)N$ összefüggés alapján a forgatási tényezők figyelembevételével.

Az elérhető kötött idejű jelfeldolgozási frekvencia (csak a szorzásokat figyelembe véve) a 850 Hz körüli értékről 707 kHz-re nőtt. Az algoritmusok gyakorlati kivitelezése során az elvileg elérhető $2N - K$ szorzásnál (K az N osztóinak a száma) nagyobb számú szorzásra van szükség. Optimális esetet feltéve, azon nagyobb pontszámokra, amelyekre K értéke a $2N$ mellett már elhanyagolható, és a *DFT* átalakítható periodikus konvolúcióvá, $f_{\max\text{jel}}$ értéke:

$$(2-2) \quad f_{\max\text{jel}} \cong \frac{N}{2 \cdot t_{\text{szorzás}} \cdot 2N} = \frac{1}{4 \cdot t_{\text{szorzás}}}$$

200 ns szorzásidőnél $f_{\max\text{jel}} \sim 1,25$ MHz. Következésképp elvileg még a *WFTA* 707 kHz-es eredménye is algoritmikusan továbbfejleszthető: újabb módszerek kereshetők a kis pontszámú *DFT* modulok összeillesztésére, nagyobb pontszámokra is közvetlenül a polinomokra vonatkozó kínai maradéktétel alapján származtatni a transzformációt stb.

Az eddigiekben hallgatólagosan feltettük, hogy a számítások során a szorzások mindig szekvenciális módon hajtódnak végre. Azonnal adódik, a kötött idejű jelfeldolgozási frekvencia növelésének másik kézenfekvő módja: a számításokat egymástól függetlenül végezhető részekre bontani, és ezeket egymással párhuzamosan végrehajtani. Az elérhető sebességnövekedés ára a szükséges szorzók (proceszorok) számának növekedése.

A bemutatott számítási algoritmusok nemcsak egydimenziós, hanem egyéb jelfeldolgozási feladatokban (pl. képfeldolgozás) felmerülő több dimenziós transzformációk számítására is alkalmasak. Az algoritmusokkal egyszerű változócserevel a

$$(3-3) \quad x(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j(2\pi/N)ki} \quad 0 \leq i \leq N-1$$

inverz *DFT* is meghatározható (*IDFT*).

A periodikus és a lineáris konvolúció gyors meghatározására ismerttetett, a Toom–Cook tétel alkalmazásán alapuló algoritmusok a véges súlyfüggvényű (*FIR*) szűrők tervezőinek a lehetőségeit is növelik.

Az eredmények szerint csupán algoritmikus módszerekkel (lényegében a műveletvégrehajtási sorrend ügyes szervezésével) a kötött idejű jelfeldolgozási frekvenciatartomány közel két nagyságrenddel megnőtt azonos sebességű áramköri elemeket alkalmazva.

1. FÜGGELÉK

Gyors eljárások a kis pontszámú diszkrét Fourier-transzformáltak számítására a Winograd-algoritmushoz.

$$\begin{aligned} \text{Algoritmus 1. } N=2, N_A=2, M_N=0, A=2 \\ m_0=1 \cdot (x(0)+x(1)) \quad m_1=1 \cdot (x(0)-x(1)) \quad X(0)=m_0 \\ X(1)=m_1 \end{aligned}$$

$$\text{Algoritmus 2. } N=3, M_A=3, M_N=2, A=6, u=2\pi/3$$

$$t_1 = x(1) + x(2) \quad m_0 = x(0) + t_1 \quad m_1 = t_1(\cos u - 1) \\ m_2 = j(x(1) - x(2)) \cdot \sin u \quad s_1 = m_0 + m_1 \quad X(0) = m_0 \\ X(1) = s_1 + m_2 \quad X(2) = s_1 - m_2$$

Algoritmus 3. $N=4, M_A=4, M_N=0, A=8$

$$t_1 = x(0) + x(2) \quad t_2 = x(1) + x(3) \quad m_0 = 1 \cdot (t_1 + t_2) \\ m_1 = 1 \cdot (t_1 - t_2) \quad m_2 = j(x(0) - x(2)) \quad m_3 = j(x(1) - x(3)) \\ X(0) = m_0 \quad X(1) = m_2 + m_3 \quad X(2) = m_1 \quad X(3) = m_2 - m_3$$

Algoritmus 4. $N=5, M_A=6, M_N=5, A=17, u=2\pi/5$

$$t_1 = x(1) + x(4) \quad t_2 = x(2) + x(4) \quad t_3 = x(1) - x(4) \\ t_4 = x(2) + x(4) \quad t_5 = t_1 + t_2 \quad m_0 = 1 \cdot (x(0) + t_5) \\ m_1 = 0,5(\cos u + \cos 2u - 2)t_5 \\ m_2 = 0,5(t_1 - t_2)(\cos u - \cos 2u) \\ m_3 = j(t_3 + t_4)\sin u. \\ m_4 = jt_4(\sin u + \sin 2u) \quad m_5 = jt_5(\sin 2u - \sin u) \\ s_1 = m_0 + m_1 \quad s_2 = s_1 + m_2 \quad s_3 = m_3 - m_4 \quad s_4 = s_1 - m_2 \\ s_5 = m_3 + m_5 \\ X(0) = m_0 \quad X(1) = s_2 + s_3 \quad X(2) = s_1 + s_5 \quad X(3) = s_4 - s_5 \\ X(4) = s_2 - s_3$$

Algoritmus 5. $N=7, M_A=9, M_N=8, A=36, u=2\pi/7$

$$t_1 = x(1) + x(6) \quad t_2 = x(2) + x(5) \quad t_3 = (3)x + x(4) \\ t_4 = t_1 + t_2 + t_3 \quad t_5 = x(1) - x(6) \quad t_6 = x(2) - x(5) \\ t_7 = x(4) - x(3) \quad m_0 = 1 \cdot (x(0) + t_4) \\ m_1 = t_4(\cos u + \cos 2u + \cos 3u - 3)/3 \\ m_2 = (t_1 - t_3)(2\cos u - \cos 2u - \cos 3u) \\ m_3 = (t_3 - t_2)(\cos u - 2\cos 2u + \cos 3u)/3 \\ m_4 = (t_2 - t_1)(\cos u + \cos 2u - 2\cos 3u)/3 \\ m_5 = j(t_5 + t_6 + t_7)(\sin u + \sin 2u - \sin 3u)/3 \\ m_6 = j(t_5 - t_7)(\sin u - 2\sin 2u + \sin 3u)/3 \\ m_7 = j(t_7 - t_6)(\sin u - 2\sin u - \sin 3u)/3 \\ m_8 = j(t_6 - t_5)(\sin u + \sin 2u + 2\sin 3u)/3 \\ s_1 = m_0 + m_1 \quad s_2 = s_1 + m_2 + m_3 \quad s_3 = s_1 - m_2 - m_4 \\ s_4 = s_1 - m_3 + m_4 \quad s_5 = m_5 + m_6 + m_7 \quad s_6 = m_5 - m_6 - m_8 \\ s_7 = m_5 - m_7 + m_8 \quad X(0) = m_0 \quad X(1) = s_2 + s_5 \\ X(2) = s_3 + s_6 \quad X(3) = s_4 - s_7 \quad X(4) = s_4 + s_7 \\ X(5) = s_3 - s_6 \quad X(6) = s_2 - s_5$$

Algoritmus 6. $N=8, M_A=8, M_N=2, A=26, u=2\pi/8$

$$t_1 = x(0) + x(4) \quad t_2 = x(2) + x(6) \quad t_3 = x(1) + x(5) \\ t_4 = x(1) - x(5) \quad t_5 = x(3) + x(7) \quad t_6 = x(3) - x(7) \\ t_7 = t_1 + t_2 \\ t_8 = t_3 + t_5 \quad m_0 = 1 \cdot (t_7 + t_8) \quad m_1 = 1 \cdot (t_7 - t_8) \\ m_2 = 1 \cdot (t_1 - t_2) \\ m_3 = 1 \cdot (x(0) - x(4)) \quad m_4 = (t_4 - t_6)\cos u \quad m_5 = j(t_3 - t_5) \\ m_6 = j(x(2) - x(6)) \quad m_7 = j(t_4 + t_6)\sin u \quad s_1 = m_3 + m_4 \\ s_2 = m_3 - m_4 \quad s_3 = m_6 + m_7 \quad s_4 = m_6 - m_7 \quad X(0) = m_0 \\ X(1) = s_1 + s_3 \quad X(2) = m_2 + m_5 \quad X(3) = s_2 - s_4 \\ X(4) = m_1 \quad X(5) = s_2 + s_4 \quad X(6) = m_2 - m_5 \quad X(7) = s_1 - s_3$$

Algoritmus 7. $N=9, M_A=11, M_N=9, A=45, u=2\pi/9$

$$t_1 = x(1) + x(8) \quad t_2 = x(1) - x(8) \quad t_3 = x(7) + x(2) \\ t_4 = x(7) - x(2) \quad t_5 = x(3) + x(6) \quad t_6 = x(3) - x(6) \\ t_7 = x(4) + x(5) \quad t_8 = x(4) - x(5) \quad t_9 = t_1 + t_3 \quad t_{10} = t_9 + t_7$$

$$t_{11} = t_{10} + t_5 \quad t_{12} = t_{11} + x(0) \quad t_{13} = t_2 + t_4 \quad t_{14} = t_{13} + t_8 \\ t_{15} = t_1 - t_3 \quad t_{16} = t_3 - t_7 \quad t_{17} = t_7 - t_1 \quad t_{18} = t_2 - t_4 \\ t_{19} = t_4 - t_8$$

$$t_{20} = t_8 - t_2 \quad m_0 = 1 \cdot t_{12} \quad m_1 = -0,5t_{10} \quad m_2 = j\sin 3u$$

$$m_3 = t_5(\cos 3u - 1) \quad m_4 = jt_6 \sin 3u \\ m_5 = t_{15}(2\cos u - \cos 2u - \cos 4u)/3 \\ m_6 = t_{16}(\cos u + \cos 2u - 2\cos 4u)/3 \\ m_7 = t_{17}(\cos u - 2\cos 2u + \cos 4u)/3 \\ m_8 = jt_{18}(2\sin u + \sin 2u - \sin 4u)/3 \\ m_9 = jt_{19}(\sin u - \sin 2u - 2\sin 4u)/3 \\ m_{10} = jt_{20}(\sin u + 2\sin 2u + \sin 4u)/3 \\ s_1 = m_1 + m_2 \quad s_2 = t_{20} + m_1 \quad s_3 = m_0 + s_2 \quad s_4 = s_3 + m_2 \\ s_5 = s_3 - m_2 \quad s_6 = m_0 + m_3 \quad s_7 = s_6 + s_1 \\ s_8 = s_7 + m_5 \quad s_9 = s_8 + m_6 \quad s_{10} = s_7 - m_6 \quad s_{11} = s_{10} + m_7 \\ s_{12} = s_7 - m_5 \quad s_{13} = s_{12} - m_7 \quad s_{14} = m_4 + m_8 \quad s_{15} = s_{14} + m_9 \\ s_{16} = m_4 - m_9 \quad s_{17} = s_{16} + m_{10} \quad s_{18} = m_4 - m_8 \\ s_{19} = s_{18} - m_{10} \\ s_{20} = s_9 + s_{15} \quad s_{21} = s_9 - s_{15} \quad s_{22} = s_{11} + s_{17} \quad s_{23} = s_{11} - s_{17} \\ s_{24} = s_{13} + s_{19} \quad s_{25} = s_{13} - s_{19} \quad X(0) = m_0 \quad X(1) = s_{20} \\ X(2) = s_{23} \quad X(3) = s_4 \quad X(4) = s_{24} \quad X(5) = s_{25} \\ X(6) = s_3 \quad X(7) = s_{22} \quad X(8) = s_{21}$$

Algoritmus 8. $N=16, M_A=18, M_N=10, A=74$

$$u = 2\pi/16 \\ t_1 = x(0) + x(8) \quad t_2 = x(4) + x(1) \quad t_3 = x(2) + x(10) \\ t_4 = x(2) - x(10) \quad t_5 = x(6) + x(14) \quad t_6 = x(6) - x(14) \\ t_7 = x(1) + x(9) \quad t_8 = x(1) - x(9) \quad t_9 = x(3) + x(11) \\ t_{10} = x(3) - x(11) \quad t_{11} = x(5) + x(13) \quad t_{12} = x(5) - x(13) \\ t_{13} = x(7) + x(15) \quad t_{14} = x(7) - x(15) \quad t_{15} = t_1 + t_2 \\ t_{16} = t_3 + t_5 \\ t_{17} = t_{15} + t_{16} \quad t_{18} = t_7 + t_{11} \quad t_{19} = t_7 - t_{11} \quad t_{20} = t_3 + t_{13} \\ t_{21} = t_9 - t_{13} \quad t_{22} = t_{18} + t_{20} \quad t_{23} = t_8 + t_{14} \quad t_{24} = t_8 - t_{14} \\ t_{25} = t_{10} + t_{12} \quad t_{26} = t_{12} - t_{10} \quad m_0 = 1 \cdot (t_{17} + t_{22}) \\ m_1 = 1 \cdot (t_{17} - t_{22}) \quad m_2 = 1 \cdot (t_{15} - t_{16}) \quad m_3 = 1 \cdot (t_1 - t_2) \\ m_4 = 1 \cdot (x(0) - x(8)) \quad m_5 = (t_{19} - t_{21})\cos 2u \\ m_6 = (t_4 - t_6)\cos 2u \quad m_7 = (t_{24} + t_{26})\cos 3u \\ m_8 = (\cos u + \cos 3u)t_{24} \quad m_9 = t_{26}(\cos 3u - \cos u) \\ m_{10} = j(t_{18} - t_{20}) \quad m_{11} = j(t_3 - t_5) \\ m_{12} = j(x(4) - x(12)) \quad m_{13} = j(t_{19} + t_{21})\sin 2u \\ m_{14} = j(t_4 + t_6)\sin 2u \quad m_{15} = j(t_{23} + t_{25})\sin 3u \\ m_{16} = jt_{23}(\sin u - \sin 3u) \quad m_{17} = jt_{26}(\sin u + \sin 3u) \\ s_1 = m_3 + m_5 \quad s_2 = m_3 - m_5 \quad s_3 = m_{11} + m_{13} \\ s_4 = m_{13} - m_{11} \\ s_5 = m_4 + m_6 \quad s_6 = m_4 - m_6 \quad s_7 = m_8 - m_7 \\ s_8 = m_9 - m_7 \quad s_9 = s_5 + s_7 \quad s_{10} = s_5 - s_7 \quad s_{11} = s_6 + s_8 \\ s_{12} = s_6 - s_8 \quad s_{13} = m_{12} + m_{14} \quad s_{14} = m_{12} - m_{14} \\ s_{15} = m_{15} + m_{16} \quad s_{16} = m_{15} - m_{16} \quad s_{17} = s_{13} + s_{15} \\ s_{18} = s_{13} - s_{15} \quad s_{19} = s_{14} + s_{16} \quad s_{20} = s_{14} - s_{16} \quad X(0) = m_0 \\ X(1) = s_9 + s_{17} \quad X(2) = s_1 + s_3 \quad X(3) = s_{12} - s_{20} \\ X(4) = m_2 + m_{10} \quad X(5) = s_{11} + s_{19} \quad X(6) = s_2 + s_4 \\ X(7) = s_{10} - s_{18} \quad X(8) = m_1 \quad X(9) = s_{10} + s_{18} \\ X(10) = s_2 - s_4 \quad X(11) = s_{11} - s_{19} \quad X(12) = m_2 - m_{10} \\ X(13) = s_{12} + s_{20} \quad X(14) = s_1 - s_3 \quad X(15) = s_9 - s_{17}$$

2. FÜGGELÉK

Gyors kis pontszámú DFT eljárások a Good-algoritmushoz.

Algoritmus 1. $N=2, M_A=2, M_N=0, A=2$
 $X(0)=x(0)+x(1) \quad X(1)=x(0)-x(1)$

Algoritmus 2. $N=3, M_A=2, M_N=1, A=6$
 $a_1=x(1)+x(2) \quad a_2=x(1)-x(2) \quad a_3=x(0)+a_1 \quad m_0=0,5a_1$
 $m_1=0,86603a_2 \quad c_1=x(0)-m_0 \quad X(0)=a_3 \quad X(1)=c_1-jm_1$
 $X(2)=c_1+jm_1$

Algoritmus 3. $N=4, M_A=4, M_N=0, A=8$
 $a_1=x(0)+x(2) \quad a_2=x(1)+x(3) \quad a_3=x(0) \times -x(2)$
 $a_4=x(1)-x(4) \quad X(0)=a_1+a_2 \quad X(1)=a_2+ja_3$
 $X(2)=a_1-a_2 \quad X(3)=a_2-ja_3$

Algoritmus 4. $N=5, M_A=5, M_N=4, A=17$
 $a_1=x(1)+x(4) \quad a_2=x(1)-x(4) \quad a_3=x(2)+x(3)$
 $a_4=x(2)-x(3) \quad a_5=a_2+a_4 \quad a_6=a_1-a_3 \quad a_7=a_1+a_3$
 $a_8=x(0)+a_7 \quad m_0=0,95106a_5 \quad m_1=1,53884a_2$
 $m_2=0,36327a_6 \quad m_4=0,25a_7 \quad c_1=x(0)-m_4$
 $c_2=c_1+m_3$
 $c_3=c_1-m_3 \quad c_4=m_0-m_2 \quad c_5=m_1-m_0 \quad X(0)=a_8$
 $X(1)=c_2-jc_4 \quad X(2)=c_3-jc_5 \quad X(3)=c_3+jc_5$
 $X(4)=c_2+jc_4$

Algoritmus 5. $N=7, M_A=8, M_N=8, A=36$
 $a_1=x(1)+x(6) \quad a_2=x(1)-x(6) \quad a_3=x(2)+x(5)$
 $a_4=x(2)-x(5) \quad a_5=x(3)+x(4) \quad a_6=x(3)-x(4)$
 $a_7=a_1+a_3+a_5 \quad a_8=a_1-a_5 \quad a_9=a_5-a_3 \quad a_{10}=a_3-a_1$
 $a_{11}=a_2+a_4-a_5 \quad a_{12}=a_2+a_6 \quad a_{13}=-a_4-a_6$
 $a_{14}=a_4-a_2 \quad a_{15}=x(0)+a_7 \quad m_0=0,16667a_7$
 $m_1=0,79016a_8 \quad m_2=0,05585a_9 \quad m_3=0,7343a_{10}$
 $m_4=0,44096a_{11} \quad m_5=0,34087a_{12} \quad m_6=0,53397a_{13}$
 $m_7=0,87484a_{14} \quad c_1=x(0)-m_0 \quad c_2=c_1+m_1+m_2$
 $c_3=c_1-m_1-m_3 \quad c_4=c_1-m_2+m_3 \quad c_5=m_4+m_5-m_6$

$c_6=m_4-m_5-m_7 \quad c_7=-m_4-m_6-m_7 \quad X(0)=a_{15}$
 $X(1)=c_2-jc \quad X(2)=c_3-jc_6 \quad X(3)=c_4-jc_7$
 $X(4)=c_4+jc_7 \quad X(5)=c_3+jc_6 \quad X(6)=c_2+jc_5$

Algoritmus 6. $N=8, M_A=8, M_N=2, A=26$
 $a_1=x(0)+x(4) \quad a_2=x(2)+x(6) \quad a_3=x(1)+x(5)$
 $a_4=x(1)-x(5) \quad a_5=x(3)+x(7) \quad a_6=x(3)-x(7)$
 $a_7=a_1+a_2 \quad a_8=a_3+a_5 \quad m_0=0,7071(a_4-a_6)$
 $m_1=0,7071(a_4+a_6) \quad b_1=a_7+a_8 \quad b_2=a_7-a_8$
 $b_3=a_1-a_2$
 $b_4=x(0)-x(4) \quad b_5=a_3-a_5 \quad b_6=x(2)-x(6)$
 $c_1=b_4+m_0$
 $c_2=b_4-m_0 \quad c_3=j(b_6+m_1) \quad c_4=j(b_6-m_1) \quad X(0)=b_1$
 $X(1)=c_1+c_3 \quad X(2)=b_3+jb_5 \quad X(3)=c_2-c_4 \quad X(4)=b_3$
 $X(5)=c_2+c_4 \quad X(6)=b_3-jb_5 \quad X(7)=c_1-c_3$

Algoritmus 7. $N=9, M_A=10, M_N=8, A=49$
 $a_1=x(1)+x(8) \quad a_2=x(1)-x(8) \quad a_3=x(2)+x(7)$
 $a_4=x(2)-x(7) \quad a_5=x(4)+x(5) \quad a_6=x(4)-x(5)$
 $a_7=x(3)+x(6) \quad a_8=x(3)-x(6) \quad a_9=a_5-a_1$
 $a_{10}=a_1-a_3$
 $a_{11}=a_5-a_3 \quad a_{12}=a_2-a_6 \quad a_{13}=a_2+a_4 \quad a_{14}=a_4-a_6$
 $a_{15}=a_1+a_3+a_5 \quad a_{16}=a_2-a_4+a_6 \quad a_{17}=x(0)+a_7+a_{15}$
 $m_0=0,1974a_9 \quad m_1=0,56858a_{10} \quad m_2=0,37111a_{11}$
 $m_3=0,54253a_{12} \quad m_4=0,10026a_{13} \quad m_5=0,56858a_{14}$
 $m_6=0,5a_7 \quad m_7=0,86603a_8 \quad m_8=0,5a_{15}$
 $m_9=0,86603a_{16}$

$c_1=x(0)-m_6 \quad c_2=m_1-m_2 \quad c_3=m_0+m_2 \quad c_4=m_0+m_1$
 $c_5=c_1+c_2-c_3 \quad c_6=c_1+c_3+c_4 \quad c_7=c_1-c_2-c_4$
 $c_8=m_3-m_5 \quad c_9=m_4-m_5 \quad c_{10}=m_3-m_4$
 $c_{11}=c_8+c_9+m_7$
 $c_{12}=c_8+c_{10}-m_7 \quad c_{13}=-c_9+c_{10}+m_7$
 $c_{14}=x(0)+a_7-m_8$
 $X(0)=c_5-jc_{11} \quad X(2)=c_6-jc_{12} \quad X(3)=c_{14}-jm_9$
 $X(4)=c_7-jc_{13} \quad X(5)=c_7+jc_{13} \quad X(6)=c_{14}+jm_9$
 $X(7)=c_6+jc_{12} \quad X(8)=c_5+jc_{11}$

Az URSI XXI. közgyűlése

Az International Union of Radio Science (URSI) XXI. közgyűlését 1984. augusztus 28. és szeptember 5. között tartották az olaszországi Firenzében, a Palazzo dei Congressi és a Centro Affari gyönyörű épületeiben. A 49 országból érkezett közel 1000 résztvevő az adminisztratív találkozók után az URSI kilenc tudományos bizottsága által szervezett 372 meghívott előadás programjából válogathatott, melyeket áttekintő előadások egészítettek ki. A tudományos ülések együtt zajlottak a négy nyitott szimpóziummal. Ezek témáit az URSI az öt jelenleg leginkább érdeklő problémákból jelölte ki:

1. Elektromágneses terek és biológiai rendszerek kölcsönhatása.
2. Aktív kísérletek a világűr plazmában.
3. Rádiós technikák a planetáris kutatásban.
4. Adat-, jel- és képfeldolgozás.

A nyitott szimpóziumokon 129 előadás hangzott el, számtalan poszterrel kiegészítve. A közgyűlés érdekessége volt a 43 „Ifjú Tudós” részvétele, akik közül 19-en fejlődő országból jöttek. Az Ifjú Tudósok rész-

vételének költségeit az URSI és más szervezetek fedezték.

Az URSI következő, XXII. közgyűlését Izraelben, Tel Avivban fogják tartani 1987. augusztus 24. és szeptember 4. között. Az első hivatalos értesítőt 1985 végén fogják kibocsátani.

A fentiekhez néhány magyar vonatkozású hír kapcsolódik. A XXI. közgyűlésen a C3 szekcióban („Többszörös hozzáférésű kommunikáció”) előadást tartott az „Ifjú Tudósként” jelenlevő dr. Vajda István (MTA-IEKCS). Dr. Géher Károly (BME HEI) személyében magyar elnöke van a most kezdődő 3 éves időszakban az URSI „C” szakbizottságának („Jelek és Rendszerek”). Budapesten rendezik 1986. augusztus 25–29. között az URSI Elektromágneses Szimpóziumot.

E sorok írója a HTE támogatásával néhány napot Firenzében töltött az URSI XXI. közgyűlésén. A közgyűlés adminisztratív és tudományos kiadványai megtekinthetők a BME St. épületében (tel.: 664-011/20-82).

Mihály Zsigmond

„SM” és „SE” típusú trafómagra készült hálózati transzformátorok méretezési segédletének ismertetése

LENGYEL ENDRE

Orion



ÖSSZEFOGLALÁS

Az Orion termékek gyártásához használt célműszerek fejlesztési munkájának egyik fázisa a műszer — többnyire stabilizált — tápegységében levő hálózati transzformátor méretezése. A cikkben ismertetett segédlettel a transzformátor jellemzői mellett a szűrőkondenzátor értéke és az egyenirányító elem paraméterei is elemi matematikai eszközökkel számíthatók.

Bevezetés

Az Orion műszerosztályának egyik munkaköri feladata a termékgyártás célműszereinek kifejlesztése és gyártása. A fejlesztési munka egyik fázisa a műszer — többnyire stabilizált — tápegységében levő hálózati transzformátor méretezése. Miután a transzformátor kimenetéhez félvezető egyenirányító elem(ek) és szűrőkondenzátor csatlakozik, célszerűnek látszik ezek paramétereinek a transzformátorral együtt történő számítása. Erre a célra szerkesztettük meg az alábbiakban ismertetésre kerülő, 42 gépelt oldalból álló méretezési segédletet. A szerkesztés további szempontjai voltak:

- A segédlet tartalmazza mindazon tényezők, állandók és méretek számszerű értékeit, amelyekre a számítás folyamán szükség lehet.
- Elsősorban a vállalatunk anyagválasztékában szereplő vasmag-, csévetest- és trafószerelvényválasztékra kell támaszkodnunk. Ezért ha a tervezés ilyen trafókra történik, a választott trafófajtaéhoz tartozó, fent említett számszerű értékek, valamint a trafó összes szerelvényének gyári rajzszámai is kigyűjtve álljanak rendelkezésre.
- Ha a tervezést nem gyári alkatrészválasztékból készült trafóra végzik, a tényezők és állandók megadása ne egzakt számértékekkel, hanem értéktartományokkal történjen. A tartományon belüli választás lehetősége segítse elő a követelményeknek legjobban megfelelő transzformátor tervezését.
- A segédlet tartalmazzon olyan egységes előírást (formanyomtatványt), amellyel a gyártó műhely a transzformátort az összes szükséges adat birtokában a kívánt kivitelben le tudja gyártani (pl. kivezetések helye, átmérője, hossza, színe, a kikészítés módja, átütési és vizsgálati előírások stb.).
- A számítás elemi matematikai eszközökkel legyen végezhető.

A segédletben leírt méretezés két fázisból áll: először közelítő számítást végzünk, amellyel azt vizs-

Beérkezett: 1985. II. 18. (*)

LENGYEL ENDRE

Műszaki főiskolai képe-
sítését a volt „Bolyai
János” honvéd Műszaki
Akadémia Híradó tago-
zatán szerezte meg 1942-

ben. 1957-től az Orion
műszerosztályának fej-
lesztő csoportjában dol-
gozik. Szakterülete:
Elektronikus célműsze-
rek mechanikai konstruk-
ciója.

gáljuk, hogy a választott transzformátor alkalmas-e a számított összteljesítmény átvitelére. Ezután ismételt — részletes — számításokkal kell meghatározni azokat a jellemzőket, amelyek a transzformátor gyártásához szükségesek. Egyidejűleg számíthatók azok a jellemzők is, amelyek az egyenirányító elem és a szűrőkondenzátor megválasztásához nyújtanak támpontokat.

Közelítő méretezés

A közelítő méretezés 40 lépésből áll. — A szükséges kiindulási adatok:

- az egyenirányítás módja (egyutas, kétutas, Graetz),
- a primer feszültség,
- az egyenirányítás nélküli szekunder tekercs(ek) feszültsége és árama (pl. skálaizzóhoz),
- névleges feszültség(ek) és áram(ok) az egyenirányító kimenetén,
- a hullámosság százalékos értéke.

Az egyenirányítás módjától függő tapasztalati faktorról szorzott, egyenirányított teljesítmények és az (esetleges) váltakozó feszültségű teljesítmények összegezése tájékoztató érték a vasmag és a csévetest megválasztásához. A keresztmetszeti állandó bevezetésével ellenőrizzük a választás helyességét. A primer áramerősség, vezeték keresztmetszet és menet szám meghatározása után a szekunder egyenirányítandó váltakozó feszültségek és áramok közelítő értékét számítjuk, a vonatkozó kiindulási adatoknak tapasztalati faktorokkal történő szorzásával. Ezt a szekunder tekercs(ek) keresztmetszetének és menet számának meghatározása követi.

Kiszámítjuk a tekercsek egyenáramú ellenállását, meghatározzuk az áttételt és az egyenirányító szekunder tekercsére redukált transzformátorellenállás számszerű értékét. Ezzel megkapjuk a

$$100 \frac{R_t}{R_k}$$

ahol R_t az egyenirányító szekunder tekercsre redukált transzformátor ellenállás,
 R_k az egyenfeszültségű terhelés,

tényező %-os értékét, amelyre a táblázatok használatánál lesz szükség.

Az

$$\omega CR_k, \quad \text{ahol } \omega \text{ a körfrekvencia, } s^{-1} \\ C \text{ a szűrőkondenzátor kapacitása, } \mu F$$

tényező számértékeit táblázatból kell kikeresni, a hullámosság százalékos értékének és az R_t/R_k százalékos értékének függvényeként. Ebből számítható a szűrőkondenzátor elméleti értéke. A valóságos értéket a rendelkezésünkre álló kapacitásválaszték legközelebbi magasabb értékére történő felkerekítés adja, amelyet a fenti összefüggésbe visszahelyettesítve megkapható a korrigált ωCR_k tényező. A továbbiakban ez utóbbival számolunk. Az

$$\frac{U_0}{U_{tm}} \quad \text{ahol } U_0 \text{ névleges feszültség az egyenirányító kimenetén, V} \\ U_{tm} \text{ a transzformátor váltakozó feszültség csúcserőértéke, V}$$

feszültségtényező szintén táblázatból adódik, mint a $100R_t/R_k$ és ωCR_k függvénye. Ezzel a transzformátor váltakozó feszültségének csúcs- és effektív értéke számítható.

A félvezetőn átfolyó névleges szekunder áramnak az

$$\frac{I_{fe}}{I_f} \quad \text{ahol } I_{fe} \text{ a félvezetőn átfolyó áram effektív értéke, A} \\ I_f \text{ a félvezetőn átfolyó áram szám-tani középértéke, A}$$

tényezővel történő szorzata a félvezető áramának effektív értékét szolgáltatja. A tényező számértékei szintén táblázatból vehetők.

Hátravan még az egyenirányítás módjának figyelembevételével számított egyenfeszültségű teljesítmény(ek) számítása. Amennyiben a szekunder oldalon több egyenirányító tekercs, esetleg váltakozó feszültségű tekercs is van, akkor az összes szekunder oldali teljesítmény az egyes tekercsek teljesítményének összegezéséből adódik.

Részletes számítás

A részletes számítás 45 lépésből áll.

Ha a közelítő méretezés végén kapott összes szekunder oldali teljesítményérték és a méretezés elején szereplő, az átvihető teljesítményre mértékadó érték között jelentős eltérés mutatkozik, akkor más vasmagot kell alkalmazni, vagy más állandókkal kell számolni. Ez azt jelenti, hogy az előző fejezetben leírt számítást az új vasmagra és új állandókra vonatkozó értékekkel meg kell ismételni.

A számítás menete ugyanaz, mint a közelítő méretezésé. A többletlépések abból adódnak, hogy a félvezető áramának periodikus csúcserőértékét és a félvezető lökésáramát is számítjuk az

$$\frac{I_{fm}}{I_f} \quad \text{ahol } I_{fm} \text{ a félvezetőn átfolyó áram periodikus csúcserőértéke, A} \\ I_f \text{ a félvezetőn átfolyó áram szám-tani középértéke, A}$$

tényező bevezetésével, melynek számértékeit táblázatból vesszük.

A tekercselés helyszükségletének ellenőrzése

A végleges transzformátor és csévetest méreteinek, a tekercsek vezetékátmérőinek és menetszámainak birtokában ellenőrizhető a tekercselés helyszükséglete. Ehhez minden szükséges adat (szigetelt vezeték átmérők, a csévetest, illetve vas ablakméretek, mag-, sor-, tekercs- és végszigetelések minősége és vastagsági mérete) táblázatokban található.

Mellékletek

A méretezési segédletben leírt számításhoz és ahhoz, hogy a transzformátort a kívánt kivitelben és minőségben gyártsák le, a segédlet alábbi mellékletei nyújtanak segítséget:

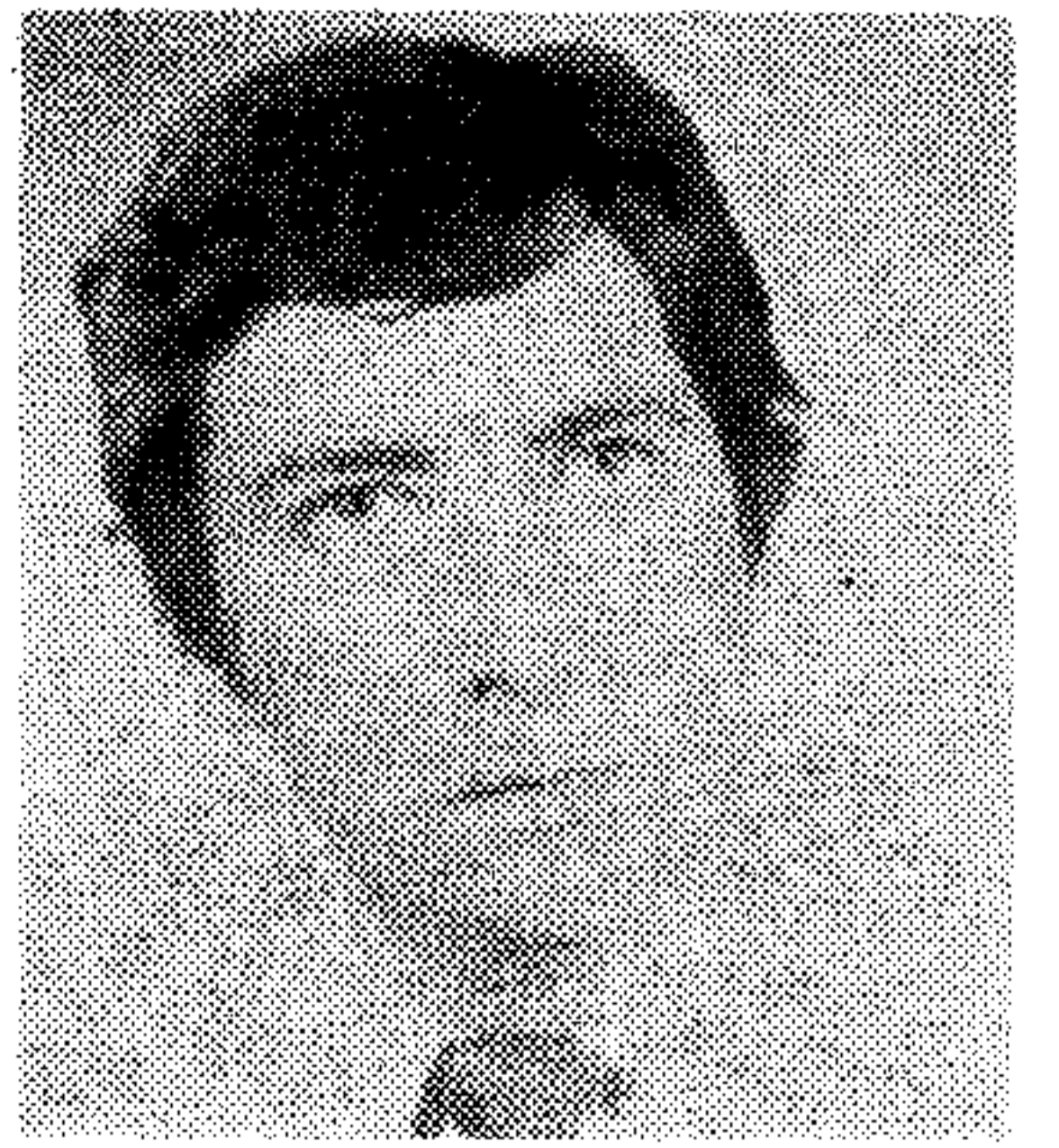
1. melléklet: „SM” és „SE” típusú tekercselt-vágott transzformátormagok főméretei.
2. melléklet: Tekercselt-vágott transzformátormagokhoz való „M”, „Cs-M” és „Cs-EI” csévetestek főméretei.
3. melléklet: A segédletben előforduló állandók értékei a típusteljesítmény függvényében.
4. melléklet: Állandók és kiindulási adatok Orion vasmag- és csévetest-választékra.
5. melléklet: Rézhuzalok átmérője, keresztmetszete, fajlagos ellenállása, terhelhetősége. — Szigetelt vezeték átmérők.
6. és 7. melléklet: Az ωCR_k tényező számértéke a w hullámosság és az R_t/R_k tényező függvényében egyutas, ill. kétutas és Graetz egyenirányításnál.
8. és 9. melléklet: Az U_0/U_{tm} feszültségtényező számértéke az ωCR_k és az R_t/R_k tényező függvényében egyutas, ill. kétutas és Graetz egyenirányításnál.
10. és 11. melléklet: Az I_{fe}/I_f áramtényező számértéke az ωCR_k és az R_t/R_k tényező függvényében egyutas, ill. kétutas és Graetz egyenirányításnál.
12. és 13. melléklet: Az I_{fm}/I_f áramtényező számértéke az ωCR_k és az R_t/R_k tényező függvényében egyutas, ill. kétutas és Graetz egyenirányításnál.
14. melléklet: Transzformátor rendelő úrlap.
15. melléklet: „SM” és „SE” típusú tekercselt-vágott transzformátormagok és a hozzájuk tartozó szerelvények Orion rajzszámai.

A méretezési segédletet számpélda és irodalomjegyzék egészíti ki.

Megjegyzés

A méretezési segédletet a szerző kívánságra megküldi az érdeklődőknek.

Nagyfrekvenciás FET tranzisztorok és az alkalmazásukkal elért eredmények



DR. LUKÁCS GYÖRGY

Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola
Híradásipari Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS

Az utóbbi években a mikrohullámú tranzisztorok területén jelentős fejlődés volt tapasztalható. Megjelentek a kereskedelmi forgalomban az igen nagy határfrekvenciájú kisszintű, kiszajú, valamint a nagyteljesítményű FET tranzisztorok. A cikk a nagyfrekvenciás FET tranzisztorokkal elért eredményeket tartalmazza. Segítségükkel a mikrohullámú berendezések vevő érzékenysége növelhető, az adó kimenő szintje jelentősen emelhető.

1. Bevezetés

A kiváló technológiai felkészültségű mikrohullámú félvezetőket gyártó vezető cégek ajánlataiban és fejlesztési célkitűzéseikben megtalálhatók a mikrohullámú kis- és nagyszintű FET tranzisztorok is. A legtöbb gyártó egyúttal az alkalmazásokat is vizsgálja.

Gyártástechnológiai vonatkozásban a fejlesztés kiter a megfelelő félvezető anyagok kiválasztására, a szilárd, hőálló, nagyfrekvenciás szempontból is kielégítő kontaktusok és kivezetések kialakítására. Különböző gyártási technológiák és struktúrák segítségével egyre nagyobb határfrekvenciájú félvezetőket sikerül kifejleszteni a kisszintű és nagyszintű alkalmazások számára.

A fejlesztések több irányúak, figyelembe véve az alkalmazástechnikai igényeket. Alapvető törekvés a határfrekvencia növelése. Bipoláris tranzisztorokkal 4–6 GHz-ig lehetséges erősíteni, ennél magasabb frekvencián a FET tranzisztorok egyeduralkodóak. Másrészt egyik irányban a cél az egyre kisebb zajtényező elérése, másik irányban a nagyteljesítményű eszközök előállítása a lehetséges legnagyobb erősítés mellett.

Az 1. ábrán jól látható a bipoláris és FET tranzisztorokkal felépített egyfokozatú erősítő zajtényező-frekvencia kapcsolata [1]. A fejlődést jól példázzák a 2. ábra 1978-as adatai, ahol a zajtényezők láthatók a frekvencia függvényében különböző cégek tranzisztorainál [2].

A teljesítmény-tranzisztorokkal elért eredmények láthatók a 3. ábrán [3].

Mielőtt részletesen foglalkoznánk az alkalmazási lehetőségekkel, célszerű azokat a technológiai-szerkezeti problémákat megvizsgálni, amelyek a FET tranzisztorok gyártása során előadódnak.

2. Technológiai kérdések

A mikrohullámú FET tranzisztorok legfontosabb alkalmazástechnikai jellemzői kisjelű működésnél a zajtényező, nagyjelű működésnél a diszzipáció.

Beérkezett: 1985. II. 6. (#)

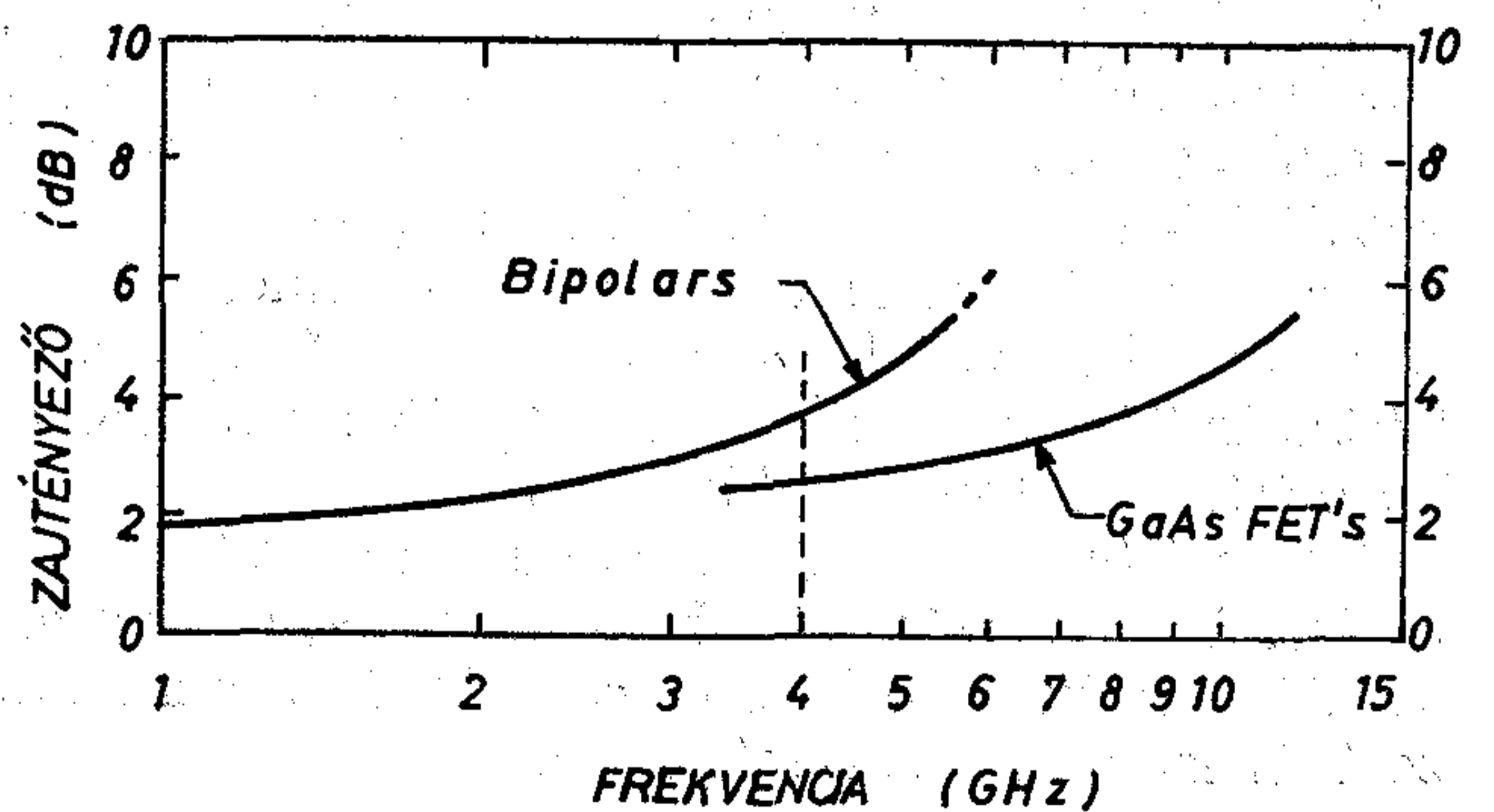
DR. LUKÁCS
GYÖRGY

Oklevelét a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának híradástechnikai szakán szerezte 1971-ben. Ezt követően az Orion gyárban dolgozott három évig. 1974-től a KKVMF Híradásipari Intézet oktatója, jelenleg docensi be-

osztásban. Főbb kutatási területe az adóberendezésekben használható nagyszintű, nagyfrekvenciás erősítők tervezése. Ebből a témakörből készítette el egyetemi doktori értekezését 1983-ban. Jelenleg impulzus üzemű erősítők és aktív reakancia kompenzált erősítők fejlesztésével foglalkozik.

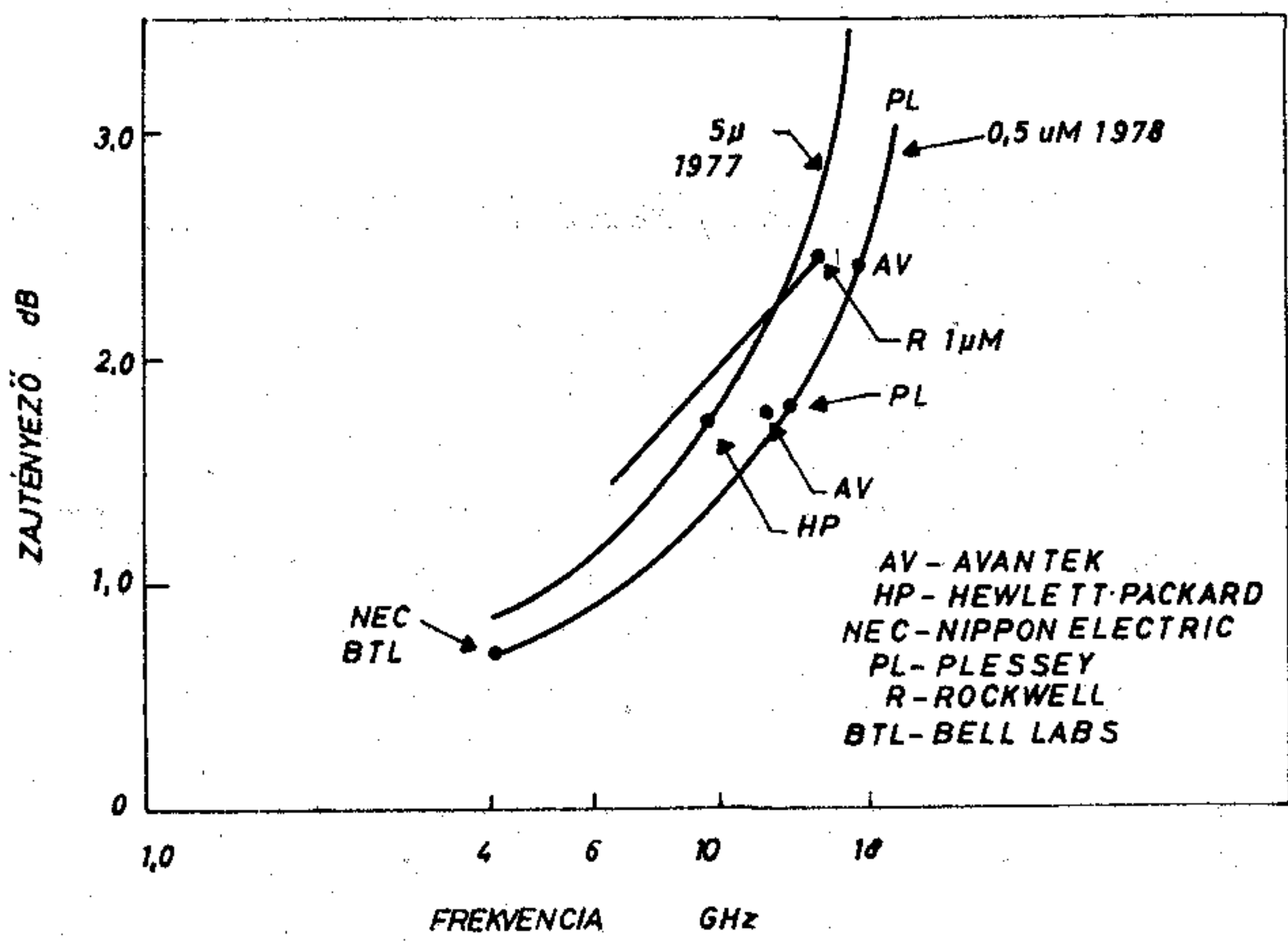
Mind a leadott teljesítmény, mind az elérhető zajtényező szempontjából döntő jelentőségű a gate elektróda kapacitása. A gyártási technológia fő kérdése ennek a lehetséges legkisebb értéken tartása. A 4. ábra egy FET tranzisztor aktív részének felépítését és a szerkezet helyettesítő képét mutatja.

A nagyfrekvenciás működés szempontjából a gate elektródának minél rövidebbnek kell lennie. Ez a követelmény a szubmikronos méretek technikájához vezet. Egy 0,5 μm hosszúságú GaAs FET tranzisztorban a kivezető elektróda felülete hetvenszerese is lehet az aktív gate elektróda felületének. A bemenő kapacitás kis értéken tartása érdekében tehát a kivezető elektróda alatt extrém kis adalékolási szintet valósítanak meg. A kivezetések induktivitása és a kivezető elektróda kapacitása aluláteresztő szűrőt képez, amelynek határfrekvenciája a kialakítástól függően 10–30 GHz között van. Ezért különös jelentősége van az aktív terület és a tokozási kivezetés között kialakított belső felépítésnek.



H971-1

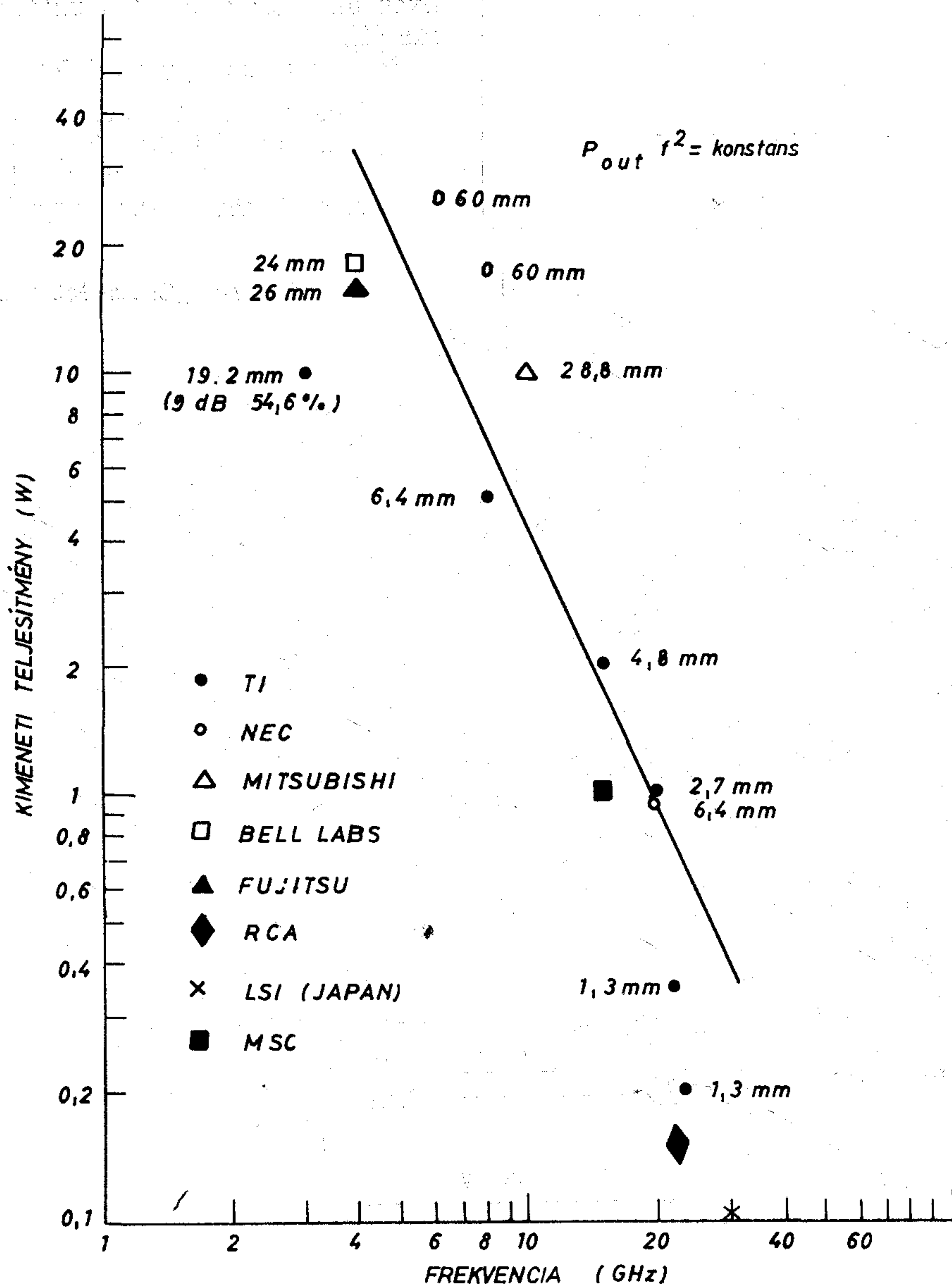
1. ábra. Bipoláris és FET tranzisztorokkal felépített erősítő zajtényező-frekvencia kapcsolata



H971-2

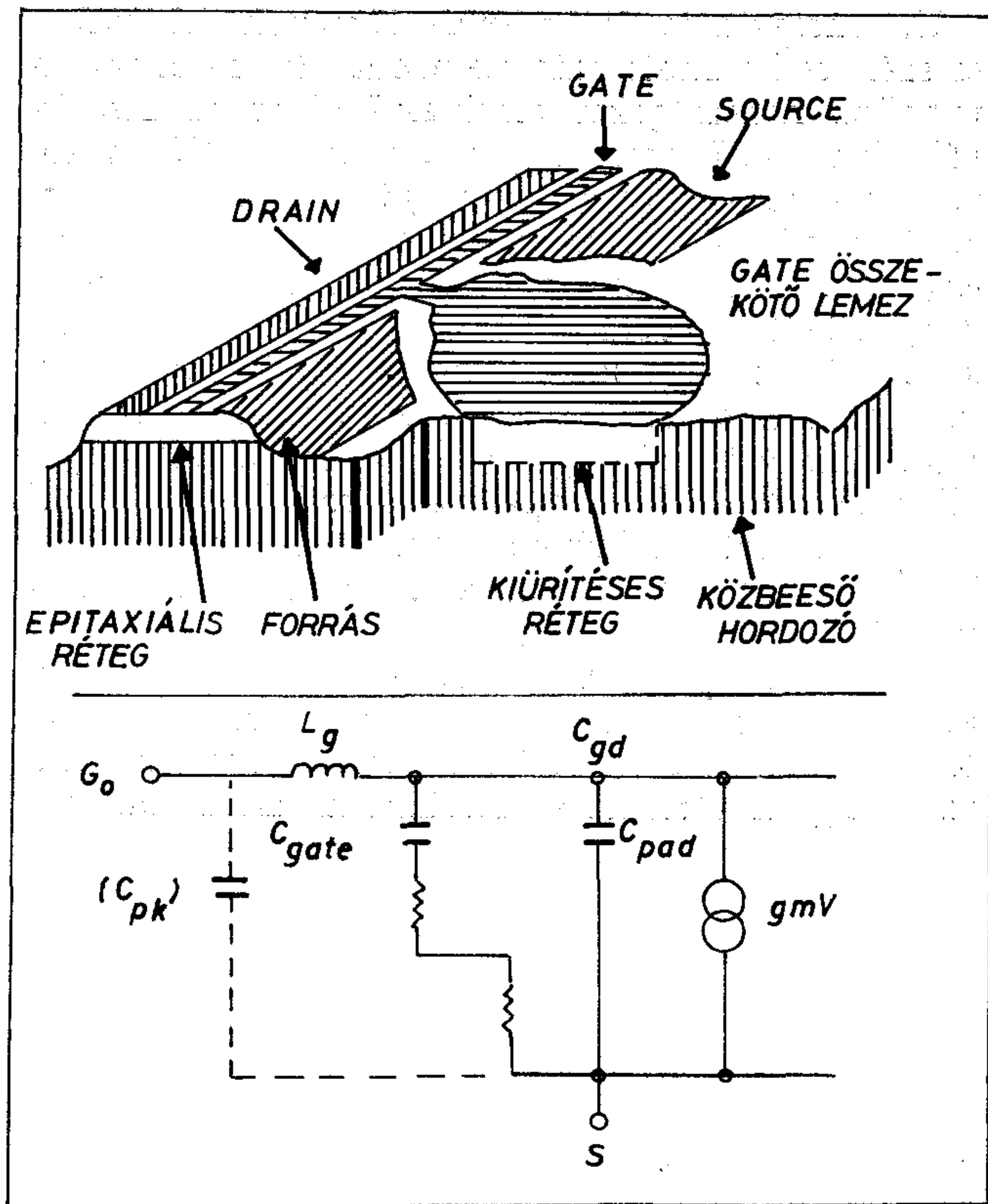
2. ábra. Különböző cégek által gyártott FET tranzisztorok legjobb zajtényezői

Ugyancsak a nagyfrekvenciás szempontból rövide és szélesre készített gate elektróda okozza azokat a termikus nehézségeket, amelyek FET tranzisztoroknál fellépnek. Többszörös gate elektródájú FET tranzisztoroknál — ez az eset a nagyteljesítményű tranzisztoroknál — a számítás bonyolultabb, mert az egymás melletti gate elektródák között hő kicserélődés jöhet létre. Az elmondottakkal szorosan összefügg a FET tranzisztorok megbízhatósága is. Különösen nagyjelű működésnél a rövid ideig tartó csúcsértékek miatt bekövetkező kiégés súlyos probléma. A kiégés elkerülése érdekében a gate elektróda anyagát kell jól megválasztani. Ebből a szempontból az arany alkalmasabb anyag, mint pl. az alumínium. A tönkremenetelre vonatkozóan a következő energiaadatok jellemzőek 0,5 μm hosszú és 300 μm széles gate esetén alumínium anyagnál 0,3 erg, arany anyagnál 4 erg. Másrészt a Fujitsu és a NEC cég kutatásai kimutatták, hogy elektromos és mechanikai megbízhatóság



H971-3

3. ábra. Különböző cégek által gyártott FET tranzisztorok legnagyobb kimeneti teljesítményei



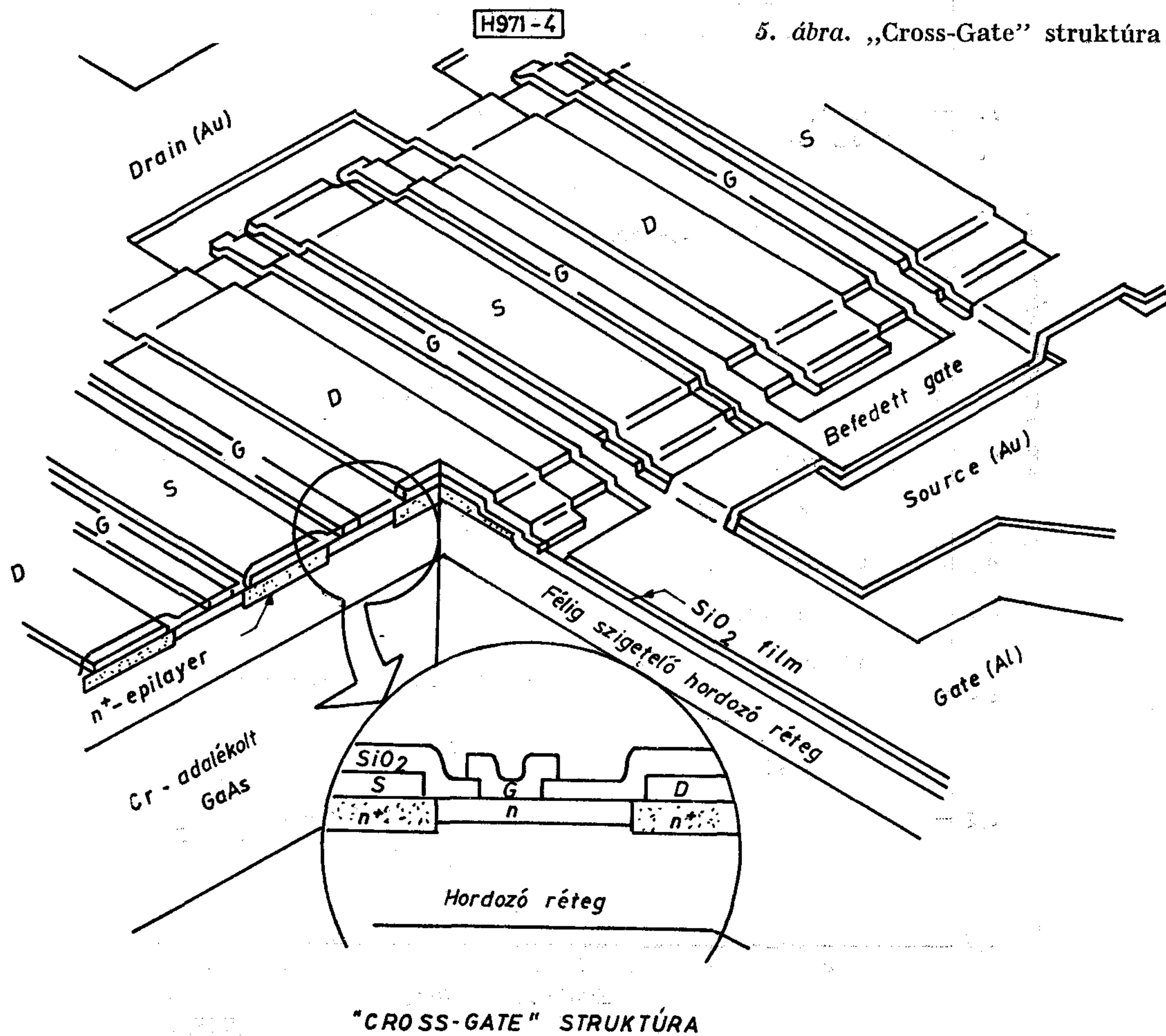
4. ábra. A FET tranzisztor felépítése és helyettesítő képe

szempontjából az AL/GaAs Schottky barrier gate rendszer a legjobb.

A teljesítmény FET-ek létrehozásával kapcsolatosan a gyártási technológia is jelentősen eltér a kis teljesítményű FET-ektől. A magasabb frekvenciára való törekvés a gate elektróda hosszának csökkenését követeli meg, viszont $0,5 \mu\text{m}$ -nél rövidebb gate elektródnál a gyárthatóság és a reprodukálhatóság képezi a fő problémát. Ugyanakkor a nagy teljesítmény tűrési igény nagy gate felületet igényel. A megoldás nyilvánvalóan az, hogy a gate szélességet kell növelni. A gate szélesség növelése azonban hátrányos tulajdonsággal jár. Csökken a bemeneti és kimeneti impedancia ami az áramköri illesztések megvalósításánál rendkívül nagy nehézségeket jelent. Mindezeket figyelembe véve a kompromisszumos megoldást az interdigitális struktúra jelenti. Egy ilyen ún. „Cross-Gate” struktúra látható az 5. ábrán [4].

Ezen struktúra gyártási folyamata a következő:

- Epitaxiális réteg kialakítása a következő módon: egymást követően egy félig szigetelő közbeeső réteget és egy kénnel adalékolt N típusú réteget növesztenek egyetlen technológiai lé-



5. ábra. „Cross-Gate” struktúra

pésben egy krómmal adalékolt félig szigetelő alapra.

- Kétlépcsés felületalakítás során maratással létrehozunk egy aktív felületet.
- N^+ réteg kialakítása a source és drain elektródák alatt. Cél a csatlakozási és soros ellenállás csökkentése, valamint a source-drain átütési feszültség növelése.
- AuGe/Au réteg felvitelével ohmos drain és source elektródát hoznak létre. Az érintkezési ellenállás kisebb mint 10^{-6} ohm cm^2 .
- Felvisznek egy SiO_2 filmréteget amely a belső vezető réteget elszigeteli a source-tól.
- Schottkybarrier gate-et hoznak létre Al felvitellel. Ezt követően az Al-gate elektródát a kereszt irányú source elektródától elválasztják.
- A véglegesen elkészített szeletet polírozzák és 100 μm vastagra maratják le a FET termikus ellenállásának csökkentése érdekében.
- Az összeszerelésre ún. földelő lemez módszert (sheet-grounding method) alkalmaznak. Ez a módszer csökkenti a közös source kivezetések induktivitását.

Lényege az, hogy több source-gate-drain réteget hoznak létre egymás mellett és párhuzamosan kapcsolják őket. Ezzel igen nagy eredő gate szélesség érhető el, viszont a be- és kimeneti impedancia nem nő jelentősen. Természetesen ettől eltérő egyéb technológiai kialakításokkal is folynak kísérletek a teljesítmény-frekvencia-hatásfok-erősítés komplex probléma mind jobb megoldására. A jelenleg elért legnagyobb gate szélesség 60 mm, amely 25 W-os tranzisztort eredményez 6 GHz-en. A legjobb hatásfok $54,6\% / (P_{ki} - P_{be}) / (P_{DC}) / 9$ dB erősítés és 10 W kimeneti teljesítmény esetén (Texas I.). A legnagyobb elért frekvencia 30 GHz, 100 mW kimenő teljesítmény mellett [3].

A technológiák általában 0,5–1,4 W/mm teljesítménytűrést biztosítanak a gate szélesség függvényében. A javulást különböző technológiai módszerekkel érik el. Így például igen jó hatású az ún. π -gate kialakítás, ahol egy gate szalagot és több gatet alkalmaznak. A 6. ábrán a kimeneti teljesítmény és hatásfok látható a drain-source feszültség függvényében a gate szélességgel paraméterezve. Jól látható, hogy a gate szélesség kétszeresére növelése közel kétszeres kimeneti teljesítményt, ill. hatásfokot eredményez.

A nagyobb teljesítmények elérésére egyéb, részben technológiai megoldások is születtek. Ilyenek a belső illesztésű FET-ek, és a monolitikus erősítők gyártása. Ezekről részletesebben a későbbiekben lesz szó.

3. Kis szintű (kis zajú) alkalmazások

A kisjelű—kiszajú alkalmazások alapjainak nagyon jó összefoglalását találjuk az [1] irodalomban. Ebben a szerzők megállapítják, hogy 10 GHz-en 3 dB-es zajtényezőt először MESFET tranzisztorokkal értek el és az elméletileg még jobb is lehetne. Megvizsgálták azokat az okokat, amelyek az elméleti érték elérését nem tették lehetővé. Ezek az eszköz technológiájával és belső felépítésével függnek össze.

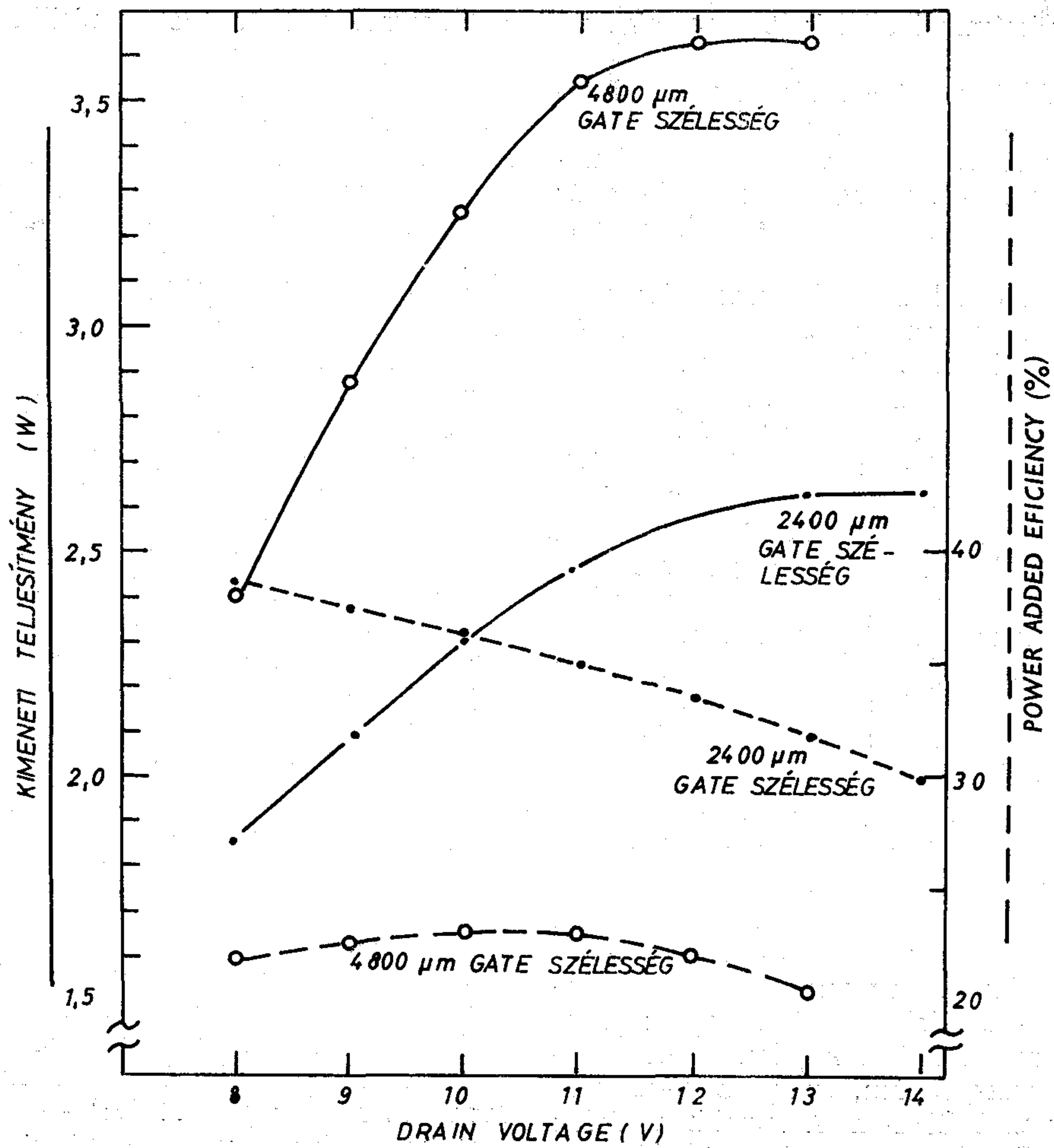
A szerzők által javasolt modellben figyelembe veszik a töltéshordozók mobilitásának változását. Lényegében arról van szó, hogy a mikrohullámú FET tranzisztorokban a gate elektróda mérete miatt a vezető csatornában az alkalmazott feszültségek mellett olyan nagy térerősség lép fel, amely a töltéshordozók sebességének telítését eredményezi. Példaként vegyünk 1 μm távolságot és 3 volt feszültségesést, ekkor a kiadódó 30 kV/cm térerősség körülbelül tízszerese annak az értéknek, amelynél a sebesség telítődése megkezdődik. Itt jegyezzük meg, hogy GaAs anyagnál — ellentétben a Si-mal — a hőmérséklet csökkenésével nem következik be a töltéshordozók mozgékonyosságának csökkenése, ezért a zajtényező javítására igen vonzó lehetőség az áramkör hűtése. A modellből számított diagramok láthatók a 7. ábrán. Ezekből kiderül, hogy a zajtényező javítása a gate hosszúság csökkentésével, valamint a gate és source elektródák kivezető kontaktusellenállásainak csökkentésével lehetséges. Az 1978-as évi IEEE Mikrohullámú Szemináriumon a Cornell Egyetem munkatársai olyan modellt adtak meg, amely egyaránt alkalmas analízisre és számítógépes tervezésre.

Ez a modell kétdimenziós analízist tesz lehetővé, amelyben mind a diffúziós folyamatot, mind a Gunn-tartomány kialakulását figyelembe veszik. A módszer kombinálja az eredeti Schockley elméletet a nagy adalékoltóságú félvezetők Gunn-effektusával. Ennek a publikációnak az eredményei elsősorban a fizikai működés megértése szempontjából jelentősek. Ugyancsak az 1978. évi IEEE Mikrohullámú Szemináriumon ismertettek egy 14 GHz-es kiszajú MESFET erősítőt, amelyet a műholdas távközlésben alkalmaznak. A munka végső célja a lehető legkisebb zajtényezőjű vevő felépítése a 14–14,5 GHz-es sávra. Erre a célra az egyetlen FET-ből álló fokozatok kaszkád kapcsolását találták legalkalmasabbnak.

Ezt a következők indokolják:

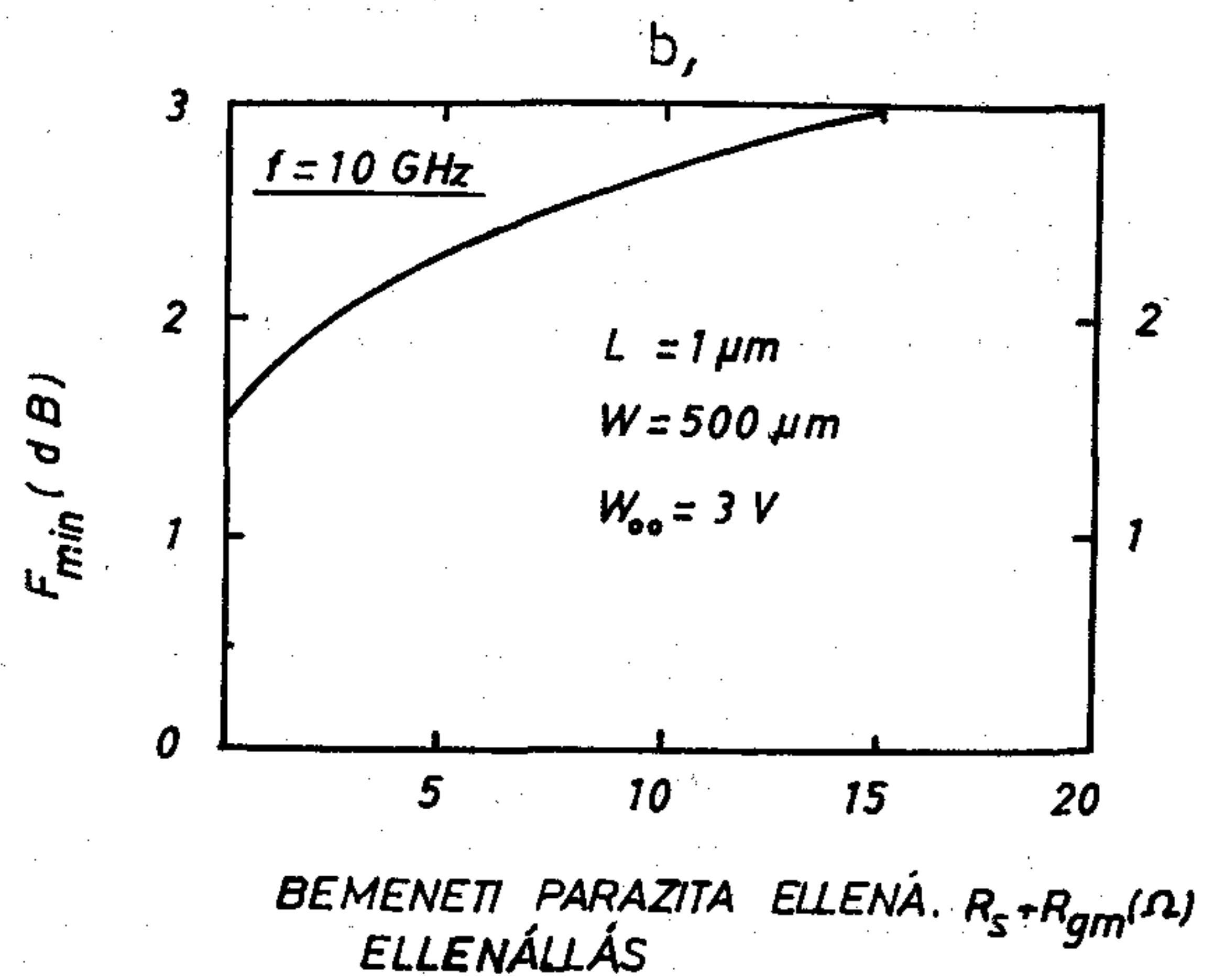
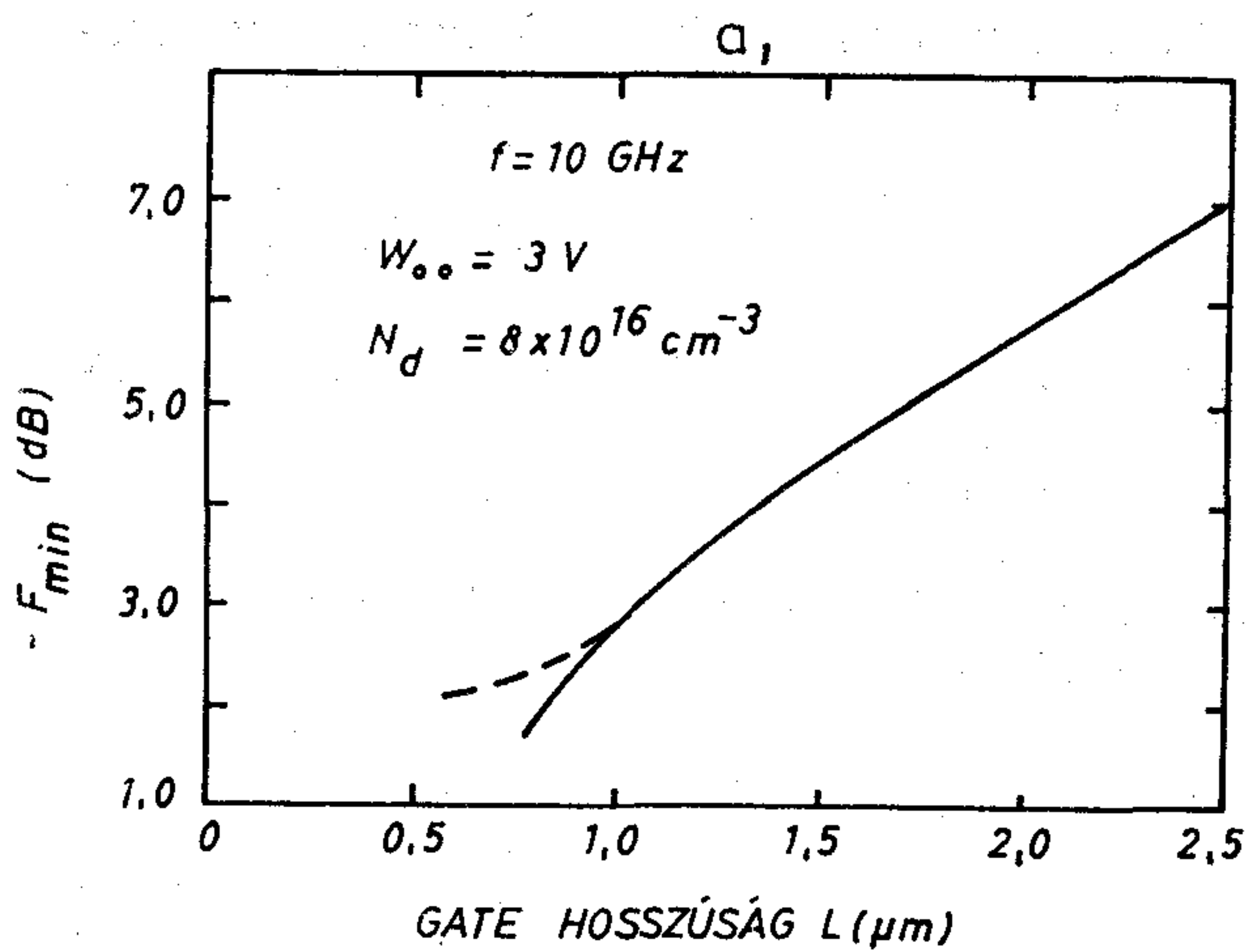
- Egyetlen tranzisztor határozza meg az első fokozat zajtényezőjét, így kiválasztható a legmegfelelőbb példány.
- A bemeneti és kimeneti illesztő áramkör egyszerű ütközési csillapítás mérésével optimalizálható.
- Az ilyen módon felépített fokozatok S paraméterei közvetlenül mérhetők, ami különösen akkor jelentős, ha a számítógépes tervezés által adott eredményeket és a gyakorlati mérési eredményeket akarjuk összehasonlítani.

Ezek a szempontok azért tanulságosak, mert rámutatnak arra, hogy az áramkör felépítése lényeges módon befolyásolhatja a fejlesztő munka hatékonyságát. A munkában alkalmazott FET tranzisztor NEC 388. Háromfokozatú erősítővel 17 dB erősítést értek el a 14–14,5 GHz sávban 3,5 zajtényezővel. Alacsony zajú erősítő tervezésével foglalkozik az [5] irodalom. Az elkészült erősítő széles sávú. 4,5 dB zajtényezővel rendelkezik a 8–12 GHz-es sávban 7 dB erősítés mellett. A bemeneti állóhullámarány 1,6–2 közötti a kimeneti állóhullámarány 1,2–1,7 között változik. Más irodalmi hivatkozásban ugyanerre a frekvenciasávra 5,5 dB zajtényezőjű több-



H971-6

6. ábra. Gate szélességgel paraméterezett kimenő teljesítmény és hatások



H971-7

7. ábra. A zajtényező függése a gate hosszúságától és a bemeneti parazita ellenállásoktól

fokozatú erősítő ismertetését találjuk. Az erősítés értéke $20 \text{ dB} \pm 1,3$ míg az állóhullámarány a be- és kimeneten egyaránt 2,5-nél nem nagyobb.

Igen jó eredmények érhetők el dual-gate MESFET tranzisztorokkal is. Kétfokozatú dual-gate FET erősítővel a 4–8 GHz-es sávban 20 dB erősítést értek el [6]. Az erősítő $V_{G1} = -1 \text{ V}$, $V_{DS} = 4 \text{ V}$ esetén a $V_{G2} + 1 \text{ V}$ -ről -2 V -ra történő változása közben 60 dB erősítés dinamikával rendelkezett.

Monolitikus kialakítású egyfokozatú dual-gate FET erősítővel a 4,5–8 GHz-es sávban 3,5–5 dB erősítést mértek. Igen jó lehetőség a zajtényező optimalizálására a dual-gate FET erősítő V_{G2} feszültségének változtatása. A 8. ábra diagramjain a zajtényező és erősítésváltozás látható a V_{G1} függvényében V_{G2} paraméter mellett, illetve V_{G2} függvényében [7].

A V_{G2} -vel optimalizált kétfokozatú erősítővel 1,2 dB zajtényezőt és 16,7 dB erősítést értek el 2 GHz-en, míg 12 GHz-en zajtényező 3,2 dB, az erősítés 12,6 dB volt.

Az AEG Telefunken műholdas tv-összeköttetésnél haladóhullámú csöves erősítő meghajtására ugyancsak dual-gate FET tranzisztorokból álló erősítőt használt. Az AGC létrehozásához megspóroltak egy PIN csillapító fokozatot, mivel a bejövő szint változása függvényében az erősítő elemek V_{G2} feszültségeit változtatták. Ezzel kb. 25 dB erősítés dinamikát értek el [8].

A kisszintű alkalmazásoknál meg kell említenünk a FET oszcillátorokat is. Plessey GAT 4 típusú tranzisztorral 50–60 mW teljesítményt értek el a 9–10 GHz-es sávban 20% hatásfok mellett. Gunn-oszcillátorokkal összehasonlítva a vivőtől 1–100 kHz frekvenciatávolságnyra levő sávban 3 dB zaj ja-

vulást mértek. Egyéb mérési eredmények is azt mutatják, hogy a FET oszcillátorok zaja valamivel jobb mint a Gunn-oszcillátoroké és lényegesen kedvezőbb mint az Impatt diódás oszcillátoroké.

Sor került kisszintű FET-eknek egyéb kevésbé fontos de jó eredményeket mutató alkalmazására is.

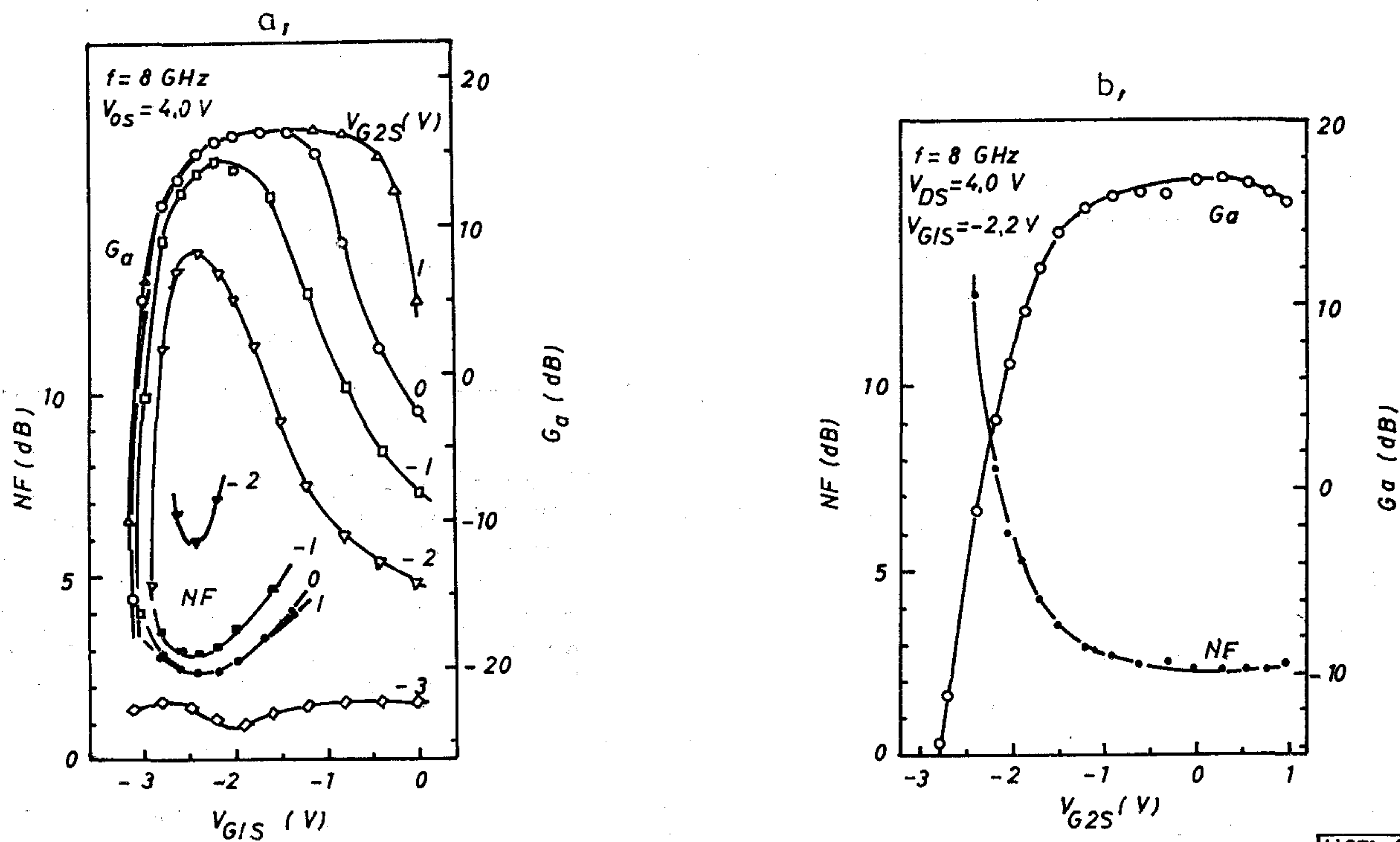
23 GHz-en 6 dB, 27 GHz-en 8 dB zajtényezőjű reflexiós típusú erősítőt készítettek GaAs MESFET segítségével. A reflexiós működés érdekében a gate-source kaput megszüntették. Az erősítő csőtápvonalas kivitelben készült.

Dual-gate MESFET-tel jó hatásfokú sokszorozó is építhető. Egy irodalmi adat szerint kétszerező üzemben 8 dB konverziós erősítés érhető el 12 GHz-en, míg háromszorozó üzemben 3 dB erősítés ugyancsak 12 GHz-en.

Megemlítésre érdemes még, hogy GaAs FET tranzisztorokkal ma már igen nagy frekvenciájú digitális integrált áramköröket is felépítenek. Egy 1981-es adat szerint 4,1 GHz határfrekvenciájú NAND kaput készítettek.

4. Nagy szintű alkalmazások

Mint azt a technológiai fejezetben ismertettem nagyteljesítményű FET-eket nagyfrekvencián igen nagy gate szélesség mellett lehet megvalósítani. A nagy gate szélességet egyéb — már ismertetett — okok miatt több néhány száz μm szélességű gate cella összekapcsolásával érik el. Leginkább egy kereszt-szövésű (cross-gate) technikát alkalmaznak (lásd: 5. ábra). Ilyen technológiával a Fujitsu cég 26 mm gate szélességű tranzisztort is gyárt katonai célra [9].



H971-8

8. ábra. A zajtényező függése a V_{G1} és V_{G2} -től

Ezen tranzisztorok jellemző helyettesítő képe látható a 9. ábrán. ahol

A helyettesítő kép alapján felírható az erősítés (max. available gain) értéke:

$$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$$

$$MAG = \left(\frac{f_T}{f}\right)^2 \cdot \frac{1}{4g_{ds}(R_g + R_i + R_s + \pi f_r L_s) + 4\pi f_T C_{dg}(2R_g + R_i + R_s + 2\pi f_r L_s)}$$

f a működési frekvencia, g_{ds} a drain vezeték. Az összefüggés szerint az erősítés 6 dB/oktáv meredekséggel csökken és valamennyi helyettesítőképelem — a meredekség kivételével — fordított arányban áll az erősítéssel. A kimeneti teljesítmény a frekvencia négyzetével fordítottan arányos. Ez látható a 10. ábrán a legjobb teljesítmény-gate szélesség arányokkal együtt.

Egy fokozatú erősítők esetében igen nagy sávzélességek valósíthatók meg. 1 W kimenő teljesítmény mellett a 7–13 GHz-es sávban 5 ± 1 dB erősítést értek el 22% hatásfokkal.

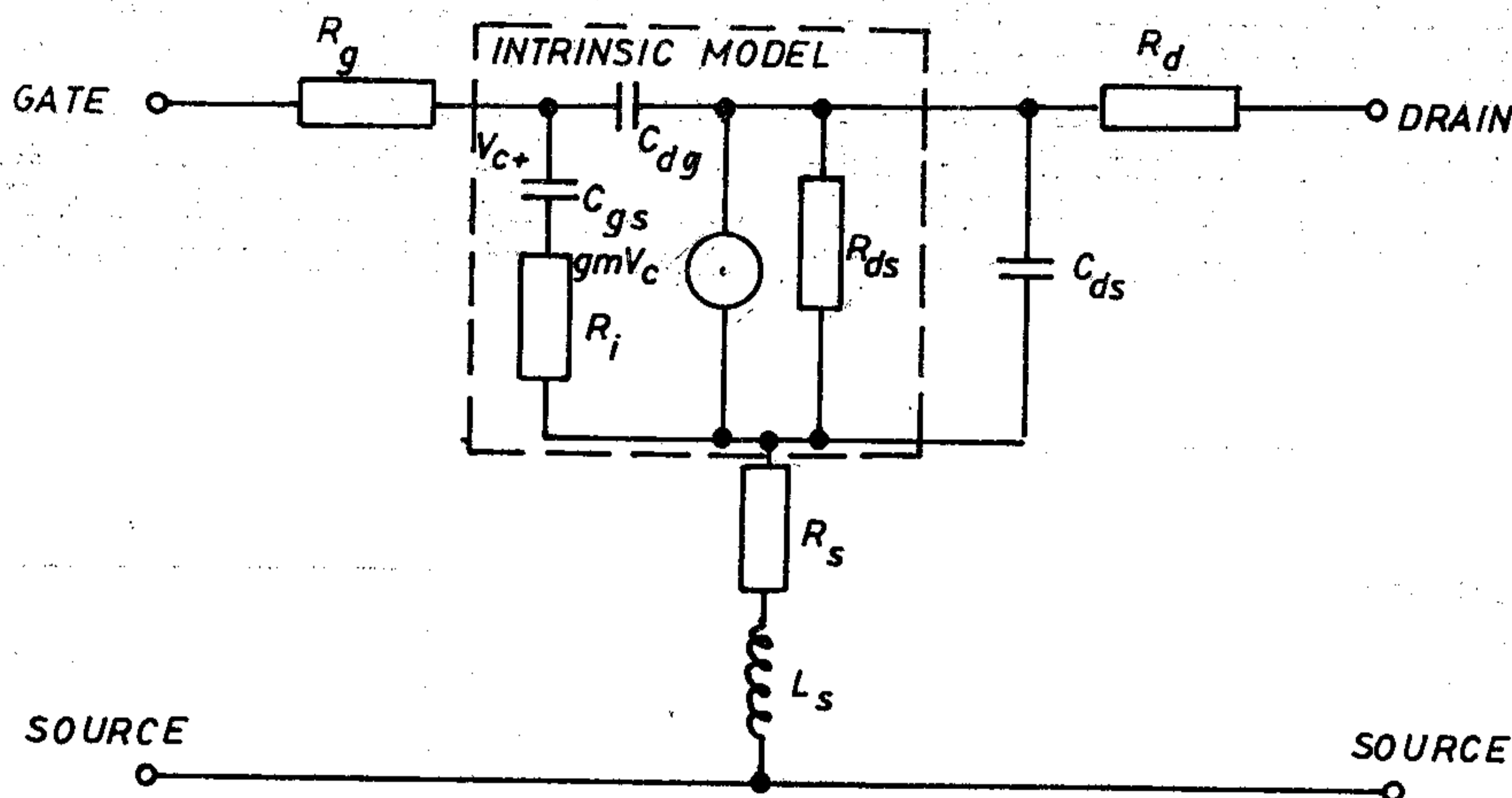
Több fokozatú erősítőkkel nagy teljesítményerősítés és kimeneti teljesítmény érhető el szolidabb sávzélesség mellett. Egy 6 fokozatú erősítővel 42 ± 1 dB erősítés mellett 8 W kimenő teljesítményt értek el 6,25–7,75 GHz-es sávban. Az erősítő kimeneti fokozata 4-utas teljesítményösszegző (combiner) kapcsolásban adta le ezt az igen nagy teljesítményt.

Ultraszélessávú erősítők készítésére is sor került. 600 μm gate szélességű eszközzel 300 mW kimeneti teljesítményt produkáltak a 2–18 GHz-es sávban. A teljes sávban az erősítés 4 ± 1 dB volt. 3 dB-es hibrid segítségével kiegyenlített erősítővel 1 W teljesítményt állítottak elő a 2–18 GHz-es sávban a Texas cég fejlesztői.

Nagyteljesítményű FET oszcillátorok vonatkozásában sikerült 100 mW kimeneti teljesítményt produkálni 26,6 GHz-en és 160 mW-ot 12 GHz-en.

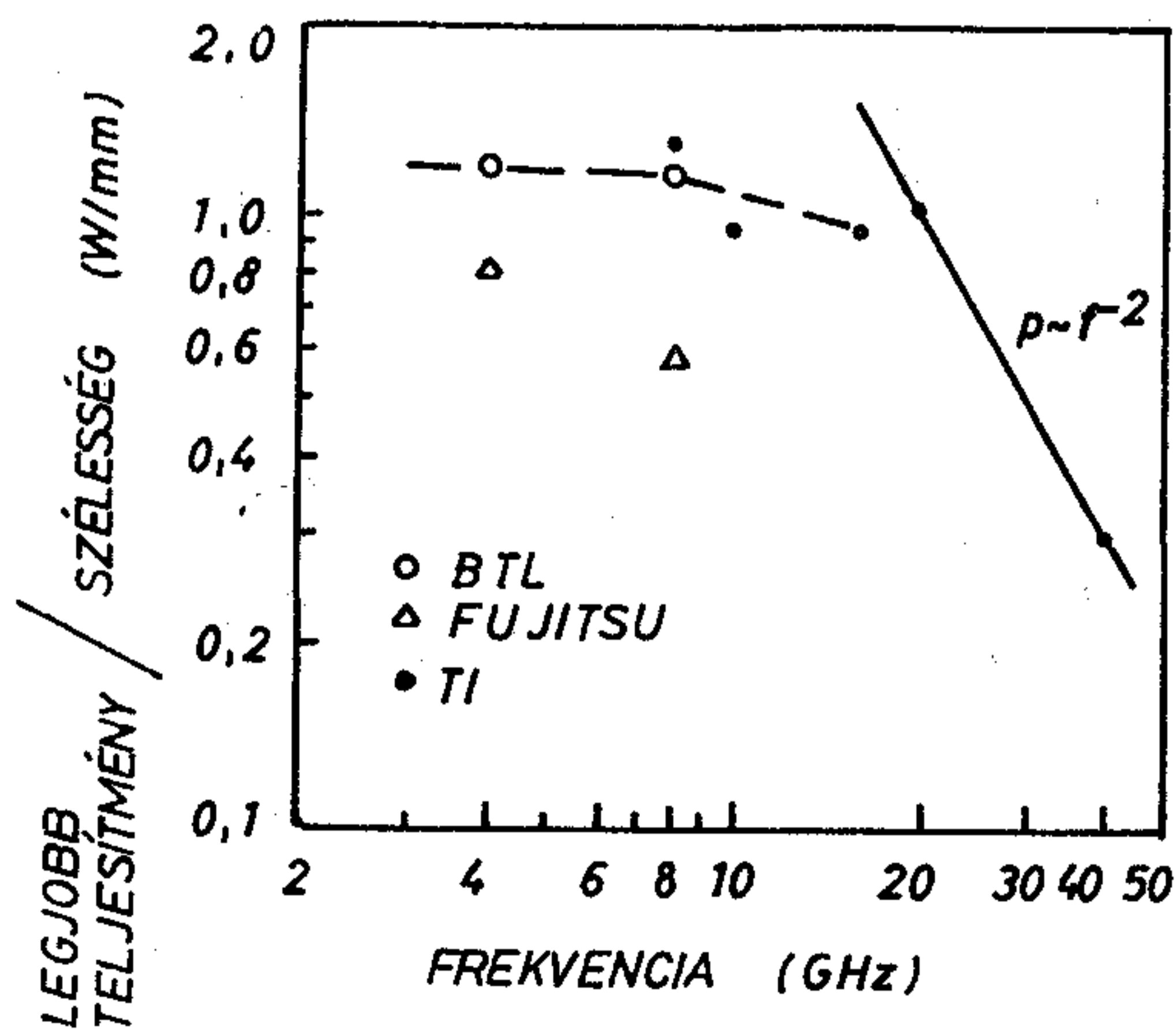
Az előzőekben említett adatok az addigi legjobb eredményeket mutatták, de kevésbé utaltak az alkalmazott gyártási megoldásokra. A továbbiakban néhány jellemző technológiai-gyártási megoldással készült erősítőkkel elért eredményeket ismertetek:

9–10 GHz-es sávú erősítőt ismertet egy közlemény [10]. Teljesítményösszegzők segítségével 5 W kimeneti teljesítményt értek el 41 dB erősítés mellett. A hatásfok 8,3%, az intercept point 46,8 dBm, az



H971-9

9. ábra. „Cross-gate” struktúrájú FET tranzisztor helyettesítő képe



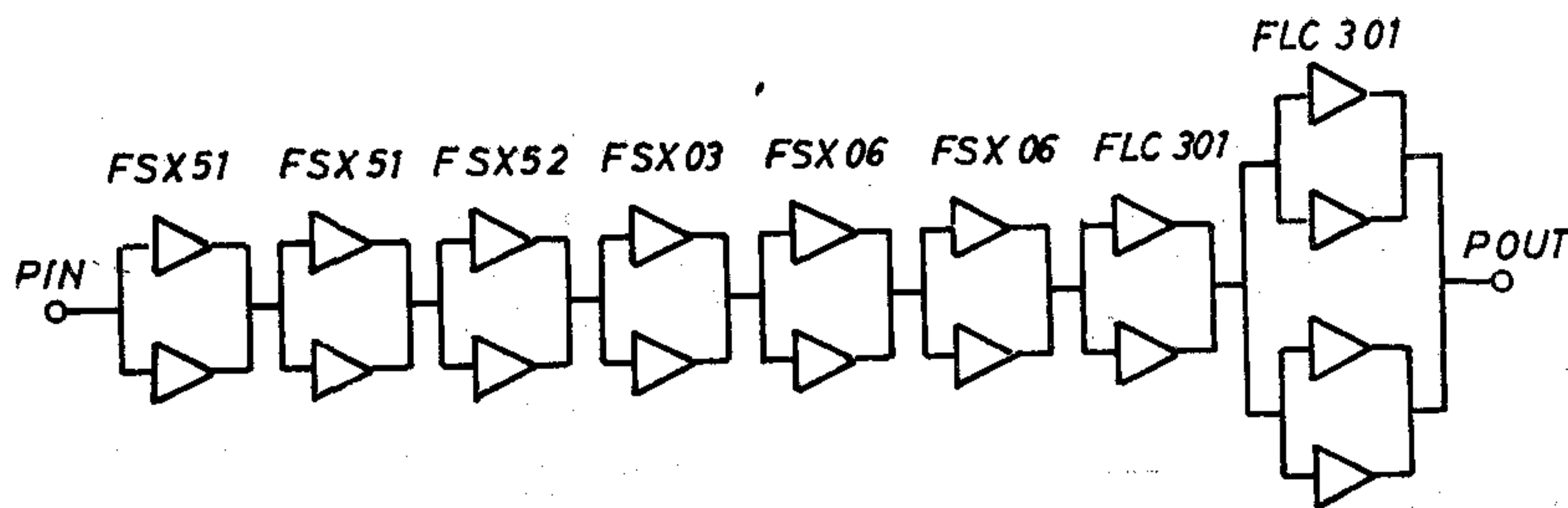
H971-10

AM–PM konverzió pedig $1,6$ °/dB volt. A 11. ábrán az erősítő felépítése látható. A 12. ábrán a kimeneti fokozat teljesítményosztója (combiner) látható a veszteségekkel együtt.

A teljes összegzési veszteség 1,3 dB. Az ábrán látható, hogy egy 3 dB-es hibrid 0,2 dB veszteséget, az összekötő vonal ugyancsak 0,2 dB veszteséget jelent. Itt az összekötő vonal hossza 18 mm volt. A fázis differencia miatti veszteség az összegzőknél 0,05 dB.

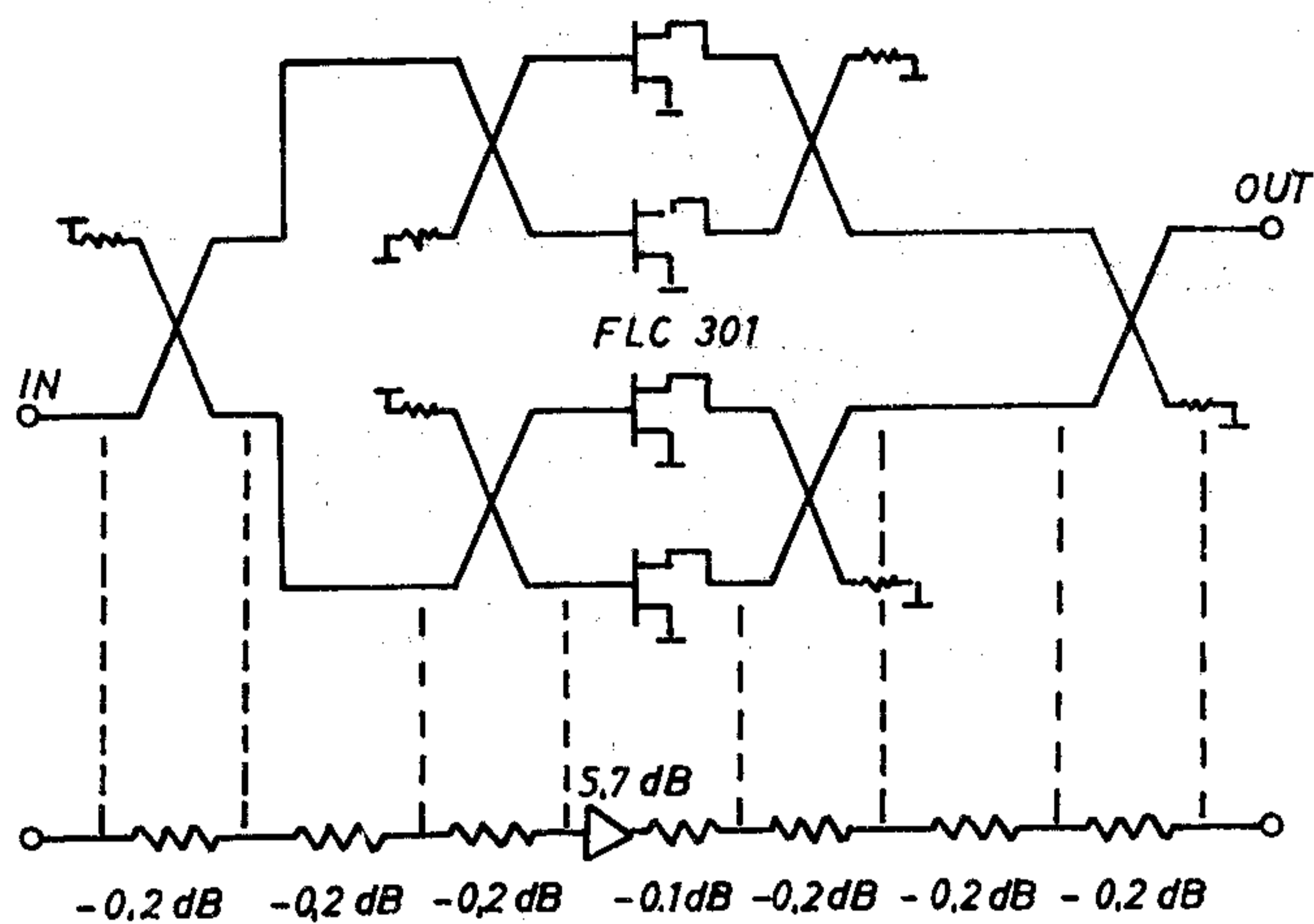
Külön kell beszélnünk a belső illesztésű FET-ekkel készült erősítőkről. Ezeket elsősorban K és K_u sáv-

10. ábra. Kimeneti teljesítmény – frekvencia kapcsolat



H971-11

11. ábra. 41 dB erősítésű 5 W-os erősítő felépítése



H971-12

12. ábra. A végfokozat bemeneti és kimeneti teljesítményosztója

ban célszerű használni, ahol a teljesítmény FET-ek chip szélessége összemérhetővé válik az elosztott paraméterű illesztő hálózatban terjedő jel hullámhosszával [11]. Ugyanakkor a széles gate miatt a bemeneti impedancia igen kis értékű. Ezért a különböző parazita reaktanciák kiegyenlítése a FET-hez kapcsolódó külső illesztéssel nehézvé válik. A széles sávú realizálás tehát nem megoldható. A probléma kisszintű alacsony zajú eszközök esetében nem jelentkezik, mivel a bemeneti impedancia nem csökken le olyan mértékben, mint a nagy gate szélességű teljesítmény FET-eknél.

A probléma megoldható koncentrált illesztő elemek használatával. Mivel ezek az elemek igen kis méretűek, célszerű azokat a tranzisztoron belül megvalósítani. Egy vizsgált belső illesztett FET esetében a chipen belül 4 gate cella kapcsolódik párhuzamosan [12]. Egy cella tipikus telítési árama 200–220 mA. A teljes gate szélesség 3 mm. A belső illesztésű FET helyettesítő képe a 13. ábrán látható.

A bemeneten koncentrált soros induktivitás és párhuzamos kapacitás illeszt. Az induktivitás 10–30 μm átmérőjű aranyzárból készült. A kapacitás 0,1 mm vastag kerámia substráton helyezkedik el. Relatív dielektromos állandója 39. A további illesztést egy $\lambda/4$ hosszú vonal biztosítja. Egy kisebb frekvenciás eszköznél (14 GHz-en) a $\lambda/4$ hosszú vonalat

elhagyták. A kimeneti illesztő hálózatot elosztott paraméterű elemekkel valósították meg 0,25 mm vastag kerámián. Az eszközzel (NE 8698) 1,25 W kimeneti teljesítményt értek el a 17,7–18,5 GHz-es sávban $3 \pm 0,5$ dB erősítés és 12,5% hatásfok mellett.

Egy másik alkalmazásban két chip együttes belső illesztésére került sor. Egy chip szélessége 3 mm volt. Az illesztő hálózat azonos a 14. ábrán láthatóval, azzal a különbséggel, hogy $\lambda/4$ -es illesztő vonalat nem használtak. Az eszközt 11 és 12 GHz-re illesztették. A kimeneti teljesítmény frekvencia karakterisztika a 14. ábrán látható.

Mint az ábráról leolvasható pl. 11 GHz-en 2 chip-es eszközzel kb. 2 W kimeneti teljesítményt mértek 4 dB erősítés mellett. Készítettek 4 chip-es belső illesztésű eszközt is, amelynél a teljes gate szélesség 12 mm volt. Itt a kimeneti teljesítmény 11 GHz-en 4 W 3,4 dB erősítés mellett.

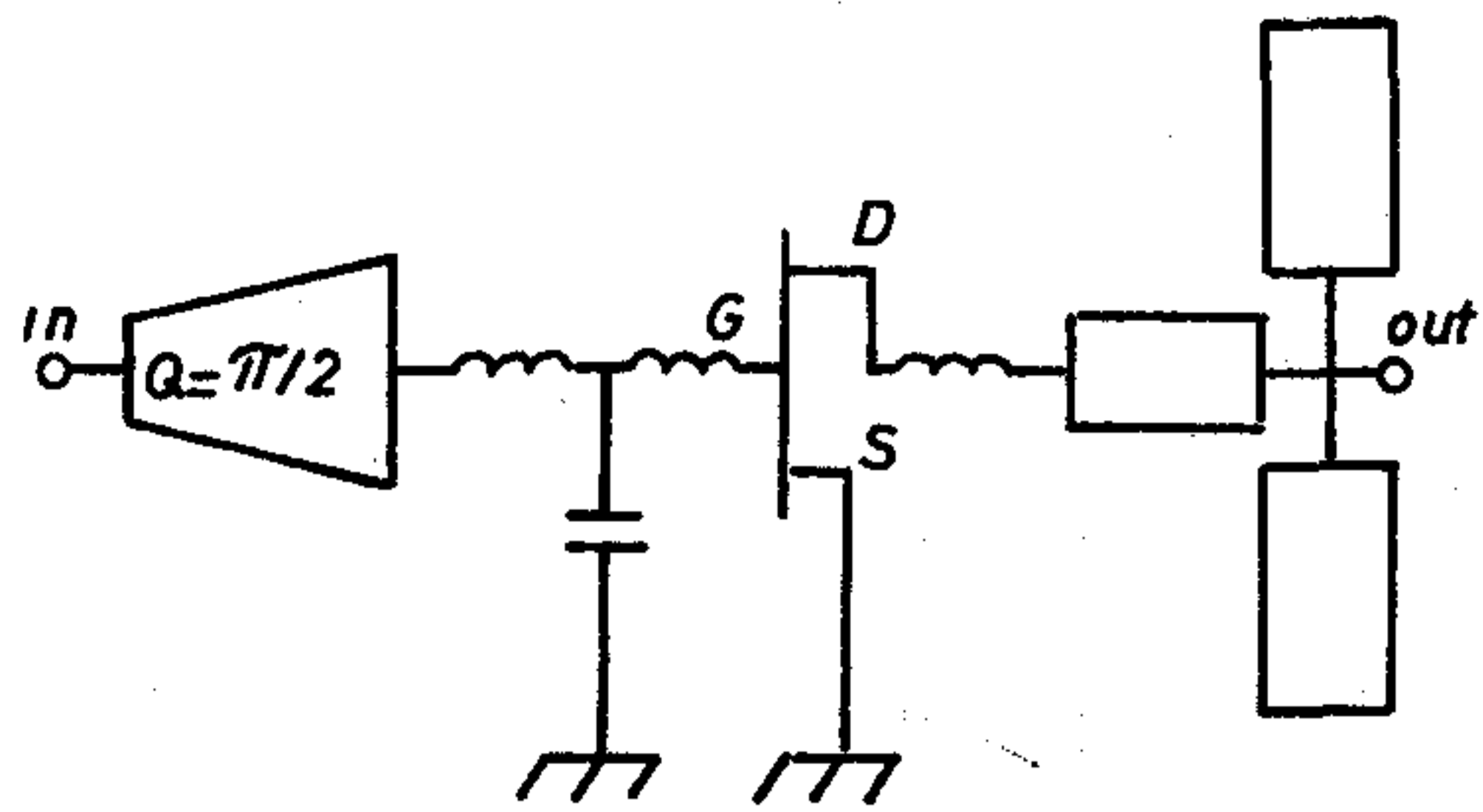
Ismét másik cikk [13] 10 W-os belső illesztésű GaAs teljesítmény tranzisztort ismertet. Az erősítés 3 dB a 9,5–10,3 GHz-es sávban, a hatásfok pedig 14%. Az eszköz a következő felépítésű: négy chipet tartalmaz mindegyik chip három cellából épül fel és minden cella tizenként gate-ujjal rendelkezik. egy ujj szélessége 200 μm , hosszúsága 1 μm . Így összesen 28,8 mm széles a gate. A bemeneten három soros induktivitásból és két párhuzamos kapacitásból álló létrakapcsolás biztosítja az illesztést, míg a kimeneten két soros induktivitás és két párhuzamos kapacitásból épül fel az illesztőhálózat.

Tanulságos a 15. ábra ahol Smith diagramon látható, hogy a gate szélesség növelése hogyan csökkenti a FET eszköz bemeneti és kimeneti impedanciáját. Ez indokolja, hogy már a C sávban is célszerű belső illesztésű nagy teljesítményű FET-eket készíteni.

Két chip-et tartalmazó 11 200 μm teljes gate hosszúságú eszközzel 2,5 W kimeneti teljesítményt értek el a 4,2–7,2 GHz-es sávban 5,5 dB erősítés mellett a [25] irodalmi hivatkozás szerint.

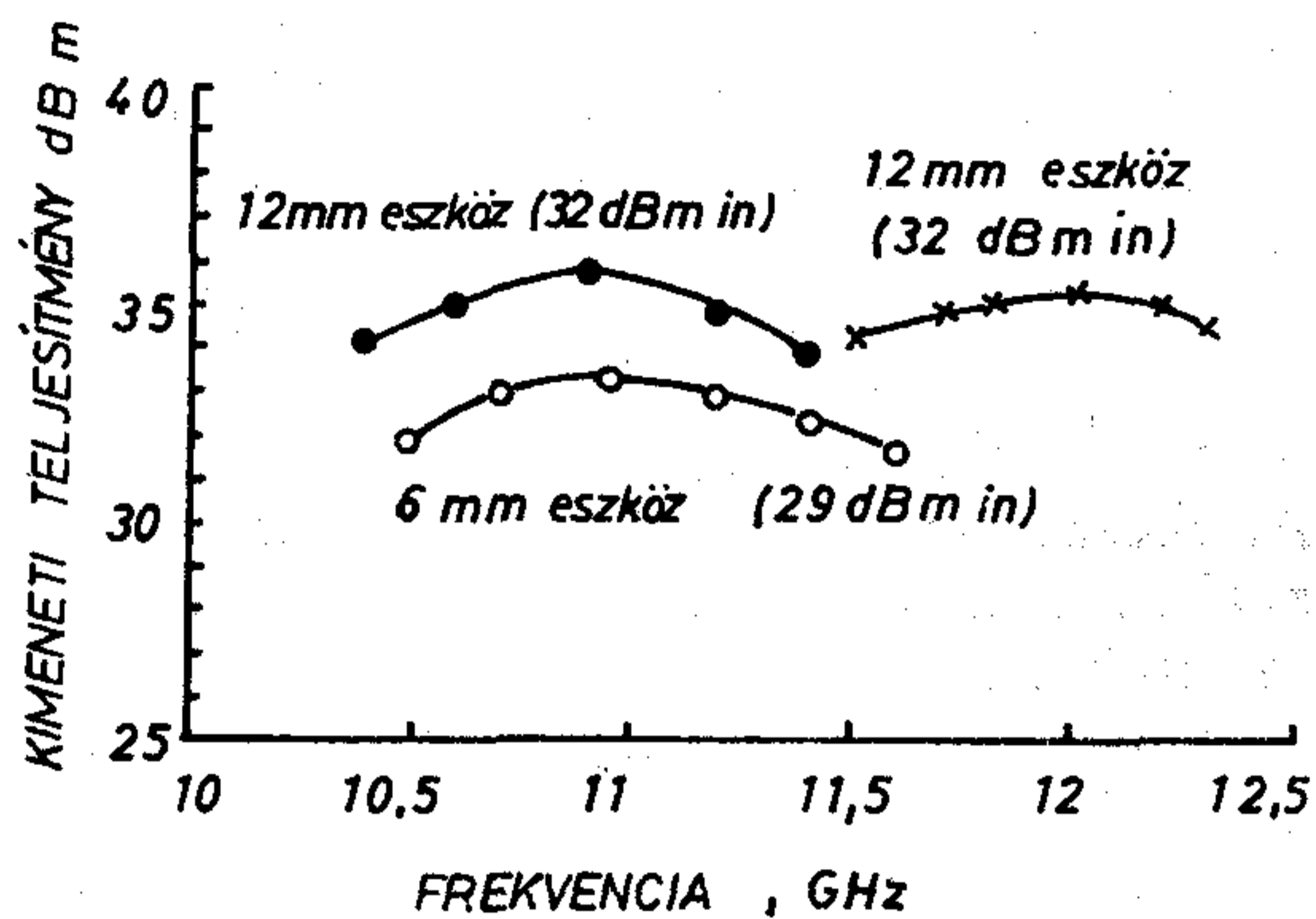
Összefoglalva elmondhatjuk, hogy nagy sáv szélességet, valamint nagy kimeneti teljesítményt együttesen belső illesztésű eszközzel lehet elérni. Tehát a gyártó cégeknek tulajdonképpen hibrid áramköröket kell előállítaniuk igen kis méretben és az eszköztervezés során valójában áramkörtervezést is kell végezniük.

A belső illesztésű FET-ek mellett igen jelentős fejlődés tapasztalható a monolitikus teljesítményerősítők terén is, elsősorban az X sávban.



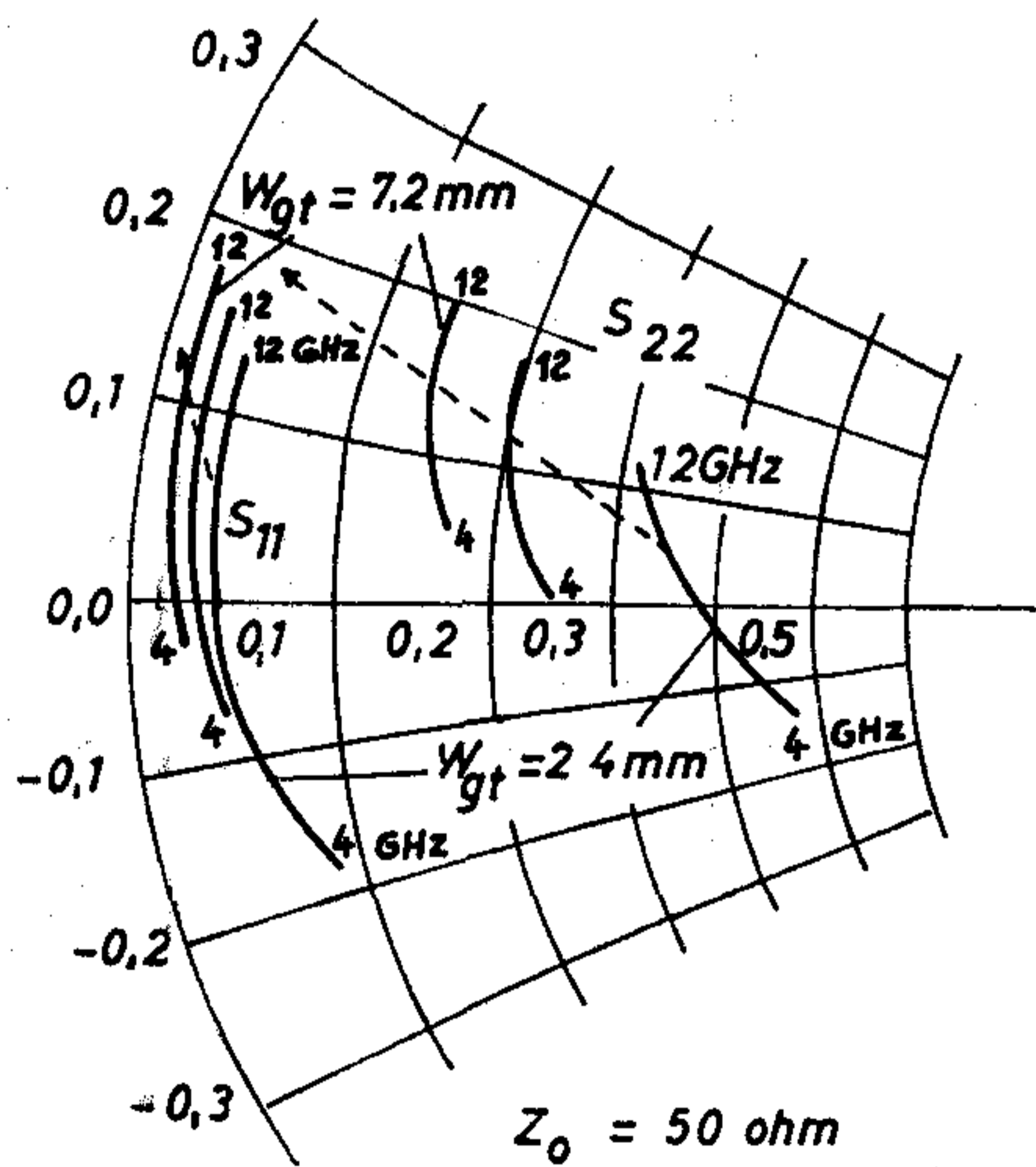
H971-13

13. ábra. Belső illesztésű FET helyettesítő képe



H971-14

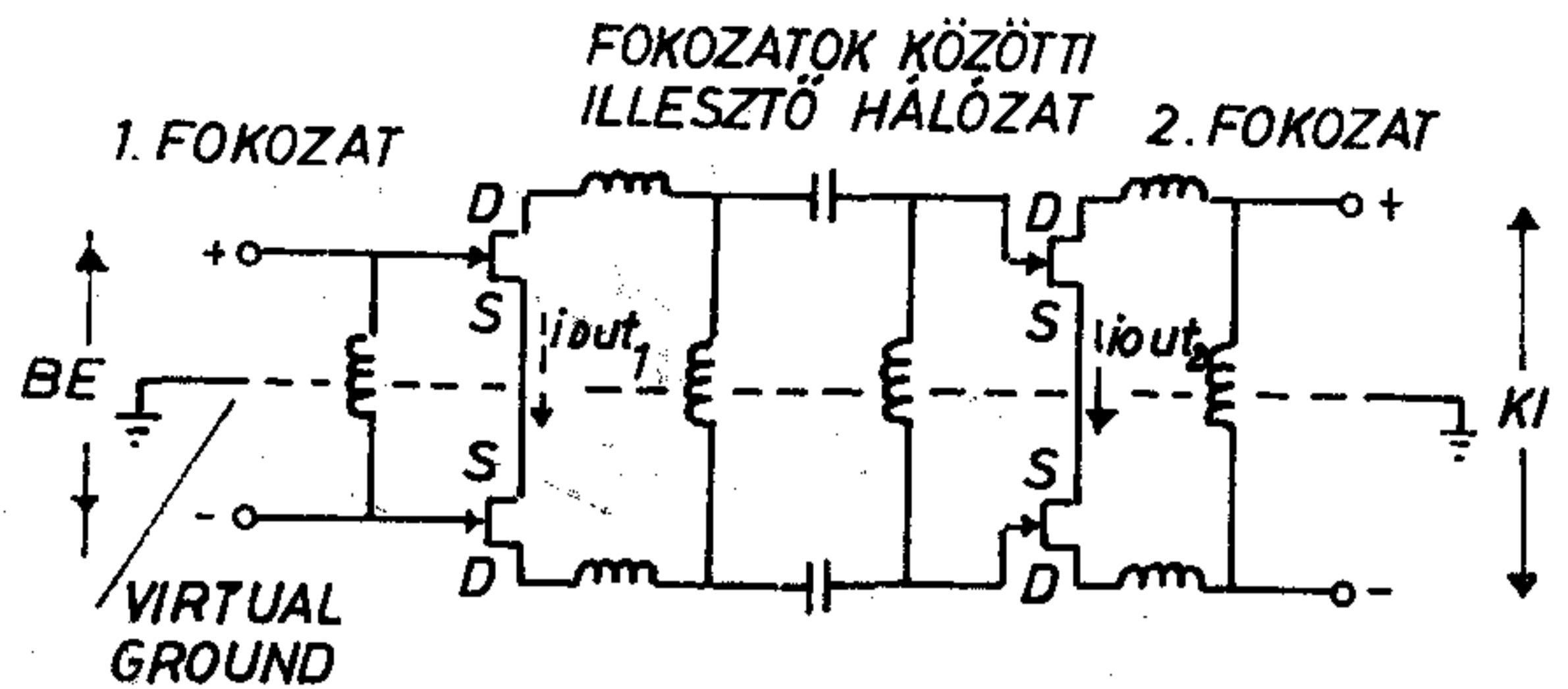
14. ábra. Belső illesztésű FET-tel készült erősítő $P_{kt}(f)$ karakterisztikája



H971-15

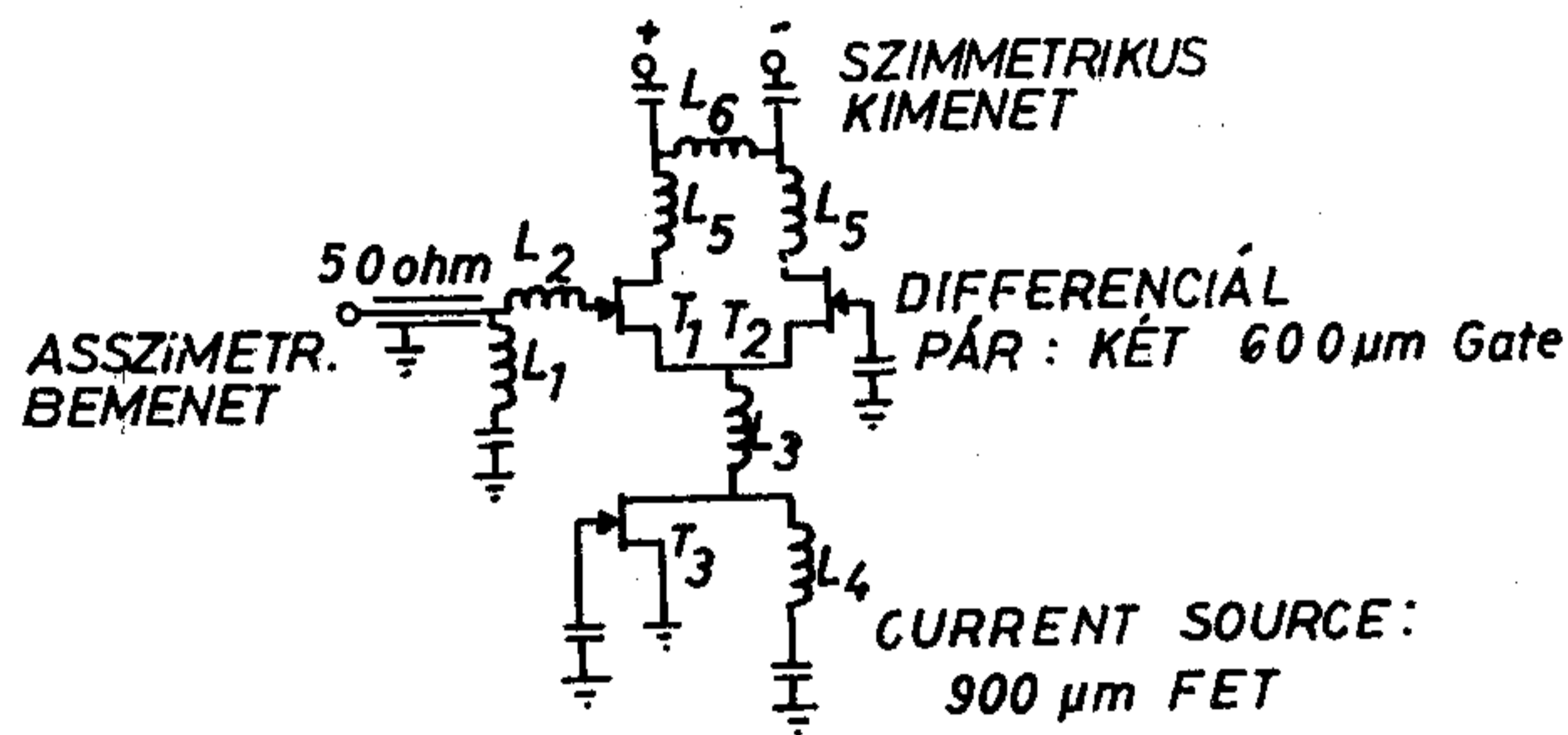
15. ábra. Az S_{11} és S_{22} paraméter a gate szélesség függvényében

Ma már rendelkezésre állnak megfelelő anyagok és fejlett technológia az illesztő hálózatok kialakítására egy hibrid áramkörön belül. Lehetővé válik több fokozatú erősítők elkészítése igen kis méretekben. Csökken ezzel az áramkör súlya és nagy sorozatú gyártás esetén a költségek sem haladják meg a hagyományos FET erősítők gyártási költségeit. Több cikk ismertet monolitikus erősítőket. Egy kétfokozatú



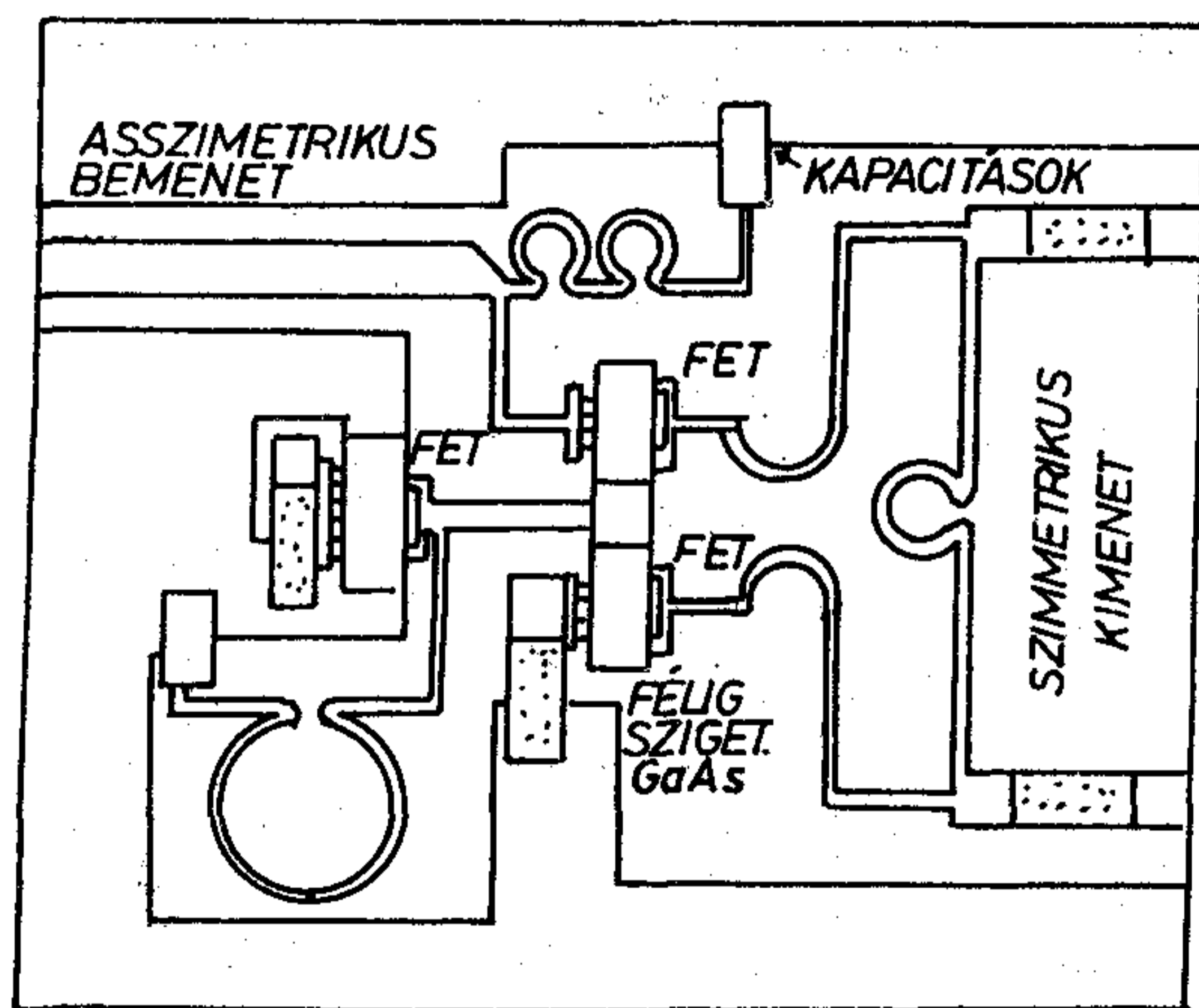
H971-16

16. ábra. Kétfokozatú ellenütemű erősítő kapcsolási rajza



MINDEN KAPACITÁS DC LEVÁLASZTÓ ≈ 10 pF

a,



CHIP MÉRETEK 2 mm x 2,4 mm

b,

H971-17

17. ábra. Differenciál erősítő kapcsolási rajza és geometriája

ellenütemű erősítő kapcsolási rajza látható a 16. ábrán.

A bemeneti fokozat két 600 μm gate szélességű tranzisztort tartalmaz. A soros induktivitások és kapacitások monolitikusan integráltak az alaplemezen, míg a sönt induktivitások 25 μm vastag aranzsálból készültek. A kimeneti fokozat két 1200 μm gate szélességű tranzisztorttal épül fel. Az erősítő 1,4 W

kimeneti teljesítménnyel rendelkezik 12,4 dB erősítés mellett a 8,5–9,5 GHz-es sávban. Egy monolitikus kialakítású differenciál erősítő kapcsolási rajza, valamint az erősítő geometriája látható a 17. ábrán.

Két 600 μm gate szélességű tranzisztor differenciálerősítőként kapcsolódik egymáshoz. Az egyik gatet leföldelték RF szempontból. Így a másik bemeneti impedancia kétszerese a 600 μm gate szélességű FET-ének. Ez előnyös a bemeneti illesztés vonatkozásában. Az áramgenerátor funkciót betöltő harmadik tranzisztor gate szélessége 900 μm . Az L_4 induktivitás párhuzamos rezgőkört képez a drain-source kapacitással és nagy impedanciát biztosít a differenciál erősítő számára. Az elkészült erősítő 8,2 GHz-e 6 dB-t erősített. Kimeneti teljesítménye 100 mW volt. Az áramkör elsősorban az aktív kiegyenlítés alkalmazásának lehetőségét mutatja.

Monolitikus erősítőket ismertet a [15] irodalom is. Az egyik három a másik négy láncba kapcsolt FET-et tartalmaz. A négyfokozatú erősítő 800 mW kimenő teljesítményt produkált 32 dB erősítés mellett 8,7 GHz-en.

A további ismertetés helyett többet mond az alábbi táblázat, amely összefoglalja az 1981 márciusáig publikált legérdekesebb monolitikus teljesítményerősítők főbb adatait [15].

Monolitikus teljesítményerősítők adatai

Típus	Adatok	Chip méret (mm)	Gyártó
Egyfokozatú	9,5 GHz, 0,5 W 4 dB	5 × 6,25	Raytheon
Egyfokozatú 4 utas összegzés	9,5 GHz, 2 W, 4 dB	4,75 × 6,13	Raytheon
Kétfokozatú ellenütemű	9 GHz, 1,4 W 12,3 dB	2 × 2	TI
Egyfokozatú	8,2 GHz, 0,1 W, 5 dB	2 × 2	TI
Három- fokozatú	9,2 GHz, 0,4 W, 23 dB	1 × 4	TI
Négyfokozatú	8,9 GHz, 1 W 27 dB	1 × 4	TI
Kétfokozatú	5,5–11 GHz, 0,6 W, 6 dB	2 × 5	Westinghouse
Három- fokozatú	2–7 GHz, CG—CS—CD, 8 dB	—	Rockwell

Az adatok alapján elmondható, hogy a monolitikus erősítők gyártása is — a belső illesztésű FET-ekhez hasonlóan — a jövőbe előtérben fog kerülni és várható, hogy nemsokára több cég ajánlatában is szerepelni fog. Jelenleg ilyen erősítőket csak egy-két cég forgalmaz ipari alkalmazásra.

Két érdekes alkalmazástechnikai eredménnyel szeretném zárni a nagyszintű alkalmazásokról szóló ismertetést.

A Fujitsu cég munkatársai 7 GHz-es FM adó működését ismertették. A rendszer alkalmas 960 telefoncsatornának megfelelő sáv szélességű információ átvitelére. Hőmérséklet kompenzált diszkriminátorral biztosították az $5 \cdot 10^{-5}$ -es frekvenciastabilitást.

Az áramkör két fő része: a modulátor és a teljesítményerősítő. A modulátor nagyfrekvenciás oszcillátóra földel drain elektródájú FET tranzisztorból áll, amelynek gate elektródája nagy jóságú rezoná-

torhoz csatlakozik. Ennek a rezonátornak egyben az is a szerepe, hogy kis szinten tartsa az FM zajt. Az üregrezonátor melléküregében helyezkedik el a modulációt létrehozó dióda. A rezonátornak a gate elektródához és a moduláló diódához való csatlakozása változtatható.

A modulátor kimenőszintje 22 dBm, a teljesítményerősítő 30,5 dBm. A modulátor meredeksége 4,5 MHz/V. Az intermodulációs torzítást a modulátor üregrendszer beállításával optimalizálták.

Érdekes alkalmazás a pulzus modulált FET üzem, amely a CW üzemnél nagyobb kimenő teljesítményt eredményez. Természetesen ma már pulzus amplitúdó modulált rendszereket hírközlési célra nemigen készítenek, de speciális rendszereknél (pl. zavaró adók, műszerek) alkalmazható.

A nagyfrekvenciás FET-et kétféleképpen lehet kapcsolgatni; vagy a gate feszültséget, vagy a drain-source feszültséget. A gate feszültség kapcsolgatásával 20 dB kimeneti jelváltozás érhető el, miközben a gate feszültség egy és kb. hét volt között változik. A kapcsolási sebesség kevesebb mint 15 ns.

Pulzált üzemben a drain-source feszültség jelentősen megnövelhető, szemben a CW üzemmel. Bár a kimenő teljesítmény ilyen esetben nem nő lényegesen az erősítés növekszik mintegy 1,5 dB-lel, ha a drain-source feszültséget kétszeresére növeljük. Ha a drain-source feszültséget kapcsolgatjuk a maximális kimeneti teljesítmény kb. 3 dB-t növelhető. Itt figyelembe kell venni, hogy a drain áram néhány amper is lehet és ezért a kapcsolási sebességet nem lehet túlzottan megnövelni. A drain áram felfutása kb. 50 ns, míg a lefutása 120 ns időt vesz igénybe.

A drain-source feszültség kapcsolásával MSC 88 010 tranzisztorral — ahol a gate szélesség 6 mm — 8 GHz-en a kimeneti teljesítményt 3,1 W-ra lehetett növelni, szemben a CW üzemű 2,2 W-tal. Ez esetben a drain-source feszültség 9 V volt, 14 V drain-source feszültség esetén további 1,7 dB-es javulást lehetett elérni és a kimenő teljesítmény 4,6 W-ra növekedett.

I R O D A L O M

- [1] Pucel, R. A., Massé, D. J., Krumm, C. F.: Noise Performance of Gallium Arsenide Field-Effect Transistors. (IEEE of STC. 1976 April.)
- [2] Cooke, H. F.: Microwave Field Effect Transistors in 1978. (Microwave Journal 1978. April.)
- [3] Tserng, H. Q.: Advances in Microwave GaAs Power FET Device and Circuit Technologies (11th European Microwave Conf. 1981.)
- [4] Fujitsu Technical Note (I.) Reliability data and failure modes of Fujitsu GaAs Power FETs. (Issue No. FG-002.)
- [5] Tucker, R. S.: Low-Noise Design of Microwave Transistor Amplifiers (IEEE Trans. on MTT. 1975. Aug.)
- [6] Goel, I., Volkstein, H.: A 4–8 GHz Dual-Gate MESFET Amplifier (Electronics Letters 1978. March.)
- [7] Furutska, T., Ogawa, M., Kawamura, N.: GaAs Dual-Gate MESFETs. (IEEE Trans. On. ED. 1978. June.)
- [8] Ohm, G., Czech, J.: Dual-gate GaAs FETs for microwave variable-gain amplifiers (Electronics Industry 1980. March.)
- [9] Dilorenzo, J. V., Wissemann, W.: GaAs Power MESFET's, Design, Fabrication, and Performance. (IEEE Trans on MTT. 1979. May.)

- [10] Fukuden, N., Fshiyama, N., Arai, Y.: A 9–10 GHz 5 Watt GaAs FET Amplifier (11th European Microwave Conference 1981.)
- [11] Sone, J., Takayama, Y.: K-Band High-Power GaAs FET Amplifiers (IEEE Trans. on MTT. 1981. April.)
- [12] Sone, J., Takayama, Y.: Ku- and K-Band Internally Matched High-Power GaAs FET Amplifiers. (Electronics Letters 1979. August.)
- [13] Mitsui, Y. and *at al.*: 10 GHz 10 W Internally Matched Flip-Chip GaAs Power FETs. (IEEE Trans. on MTT. 1981. April.)
- [14] Honj6, K., Takayama, Y., Higashisaka, A.: Broad-Band Internal Matching of Microwave Power GaAs MESFET's (IEEE Trans. on MTT. 1979. Jan.)
- [15] Tserng, H., Sokolov, V.: Monolithic Microwave GaAs Power FET Amplifier (Microwave Journal 1981. March.)

(Folytatás a 200. oldalról)

nak első számú hazai irányítója és képviselője. Oktatással párhuzamos szakmai pályafutásának főbb állomásai: kandidátusi fokozat 1974, a **BUDAVOX** vezető szakértője Algériában 1976–78, a **BHG-FI** igazgatója 1979–81. Jelenleg a **BME** Villamosmérnöki Kar oktatási dékánhelyettese. 1984 óta az **MTA** Műszaki Osztály Távközlési Rendszerek Bizottságának titkára. A **HÍRADÁSTECHNIKA** folyóirat kapcsolástechnika rovatának tudományos szerkesztője.

Wollitzer György,

a **HTE** elnökségének tagja, a **MEV** fejlesztési műszaki igazgatója. Közel 30 éve dolgozik az elektronikai alkatrész szakmában. Az 1950-es években az **Egyesült Izzóban** mint vegyész mérnök kezdett dolgozni, majd a **HIKI**-ben a passzív alkatrészek kutatásával, ezen belül is kondenzátorfejlesztéssel foglalkozott. Számos eredményét vette át a **REMIK** és valósította meg sorozatgyártásban. Az 1960-as évek végétől a vastag- és vékonyréteg technikával is foglalkozó laboratóriumot vezet és szoros együttműködést épít ki az iparral. Az említett témakörökben számos publikációja is megjelent. Egyesületünknek több mint 25 éve aktív tagja, a **HIKI** intézeti csoport alapító elnöke. Az Alkatrész- és Alapanyag Szakosztály rendezvényein számos előadással szerepelt. Megvalósítója a népszerűvé vált Hibrid Klubnak. Egyik aktív kezdeményezője a **HTE** tíz évvel ezelőtti **EKFP** felhívásának.

A **Híradástechnikai Tudományos Egyesület** egyik feladata az, hogy a magas szintű szakmai eredményeket közzétesse. E célkitűzés megvalósítását szolgáló szakmai értekezések közül az Elnökség **POLLÁK-VIRÁG-DIJJAL** jutalmazta a „**HÍRADÁSTECHNIKA**” alábbi szerzőit:

Földes József:

„Fáziszaj a hangolt oszcillátorokban, a fáziszaj mérése az UHF-VHF frekvenciatartományban” (1. szám)

Dr. Baranyi András—Ladvánszky János:

„Nemlineáris erősítők stabilitása” (2. szám)

Dr. Veszely Gyula—Dr. Zombory László:

„Monolit integrált áramkörök adalékolási és oxidálási technológiai lépéseinek kétdimenziós szimulációja (12. szám)

A **Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán** 1984. évben végzett hallgatók részére kiírt **Diplomaterv pályázaton** díjazásban részesültek:

I. díj: Szekeres Gábor:

„Rekurzív forráskódolás”

I. díj: Gila János:

„Mikrohullámú oszcillátorok szinkronizálási tranziensének vizsgálata”

I. díj: Szép Gábor:

„Frekvenciaugratásos szórt spektrumú adó-vevő tervezése”

II. díj: Szalontai Zoltán:

„Szélessávú mikrohullámú tranzisztoros erősítők tervezése”

III. díj: Vankó Péter:

„Mélynívók meghatározása szilícium egykristályban”

III. díj: Gosztola Ferenc:

„Maximum-likelihood vevő TFM rendszerhez”

Dicsérő oklevelet kaptak:

Mihály Sándor:

„Passzív mikrohullámú távérzékelés, a SEASAT mikrohullámú radiométer”

Szűjártó Zoltán:

„Távadatfeldolgozó rendszer teljesítménybecslése szimulációval”

Szabó Tibor:

„PCM vevőszinkronizáló egység tervezése CMOS monochipen”

Inacsovsky Judit:

„Soros adatátvitel hibajavító kódolással”

A **Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola** 1984-ben végzett hallgatói részére kiírt **Szakedolgozat pályázaton** díjazásban részesült:

I. díj: Dévényi Gyula András:

„Hangfrekvenciás erősítők torzításának csökkentése előrecsatolásos módszerrel”

II. díj: Haász Péter:

„Buborékmemória-vezérlő áramkör tervezése CMOS ULA alapáramkör felhasználásával”

II. díj: Balogh Csaba:

„Elektronikus, No. 4-es jelzésrendszerű automatikus vizsgáló berendezés és bejövő vonalcsatlakozók ellenőrzése”

III. díj: Dobesch Gyula:

„FHN 13–34 vevő részének bemérési és üzembehelyezési utasítása”

III. díj: Fraisták Zsolt:

„Gyártáselőkészítés és -ellenőrzés folyamatának támogatása számítógéppel”

A **Zrínyi Miklós Katonai Akadémia** 1984. évben végzett hallgatói részére kiírt **Szakedolgozat pályázaton** díjazásban részesültek:

I. díj: Pohárnik Endre:

„A mobil hírközpont elemek számítógépes tervezése”

II. díj: Sáfián Imre:

„Speciális híradórendszer felépítése”

III. díj: Poldesz László:

„Harcérték-nyilvántartás számítógépes feldolgozása”

A **győri Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola** 1984. évben végzett hallgatói részére kiírt **Szakedolgozat pályázaton** díjazásban részesültek:

I. díj: Rajkovits Péter:

„Dunaújvárosi göckörzet rendszertechnikai terve AXE elektronikus központtal történő automatizálásához”

II. díj: Gergely László:

„URH rádiótelefon hírháló tervezése”

III. díj: Galuska Judit:

„A sárospataki göckörzet automatizálása AR rendszerben”

III. díj: Novák József:

„Közösségi vevőantenna-rendszer tervezése hat vételi csatornára, 120 lakás számára”



KONTAKTA

Telex: 22-4399

1725 Budapest, Pf. 16.

Telefon: 278-200

DS 665 B

SZALAGKÁBEL CSATLAKOZÓ SOROZAT

(THOMSON-CSF/SOCAPEX licenc)

Az elektronikai alkatrészek és részegységek központi fejlesztési programjának (EKFP) keretében a **KONTAKTA** Alkatrészgyár új termékekkel bővítette az elektromechanikus alkatrészek választékát.

Ezek közül ezúttal a DS 665 B típusú szalagkábel csatlakozó sorozatot mutatjuk be.

A műszaki paraméterek ismertetése mellett tájékoztatást adunk a csatlakozók megrendeléséhez szükséges típusszám képzésének rendszeréről, valamint a típusszámokhoz tartozó gyártási számokról.

Az elektronikus készülékek tervezői és gyártói egyre szélesebb körben alkalmazzák a szalagkábeleket, melyekkel összeköttetések létesíthetők nyomtatott áramköri lapokon, nyomtatott áramköri lapok között, alkalmazhatók — többek között — hátlap-huzalozásként és mozgó készülégek közötti huzalozásként.

A szalagkábelek csatlakoztatására szolgál a DS 665 B típusjelű szigetelést átvágó (Insulation Displacement Connection) bekötésű szalagkábel-csatlakozó sorozat, melynek gyártását a (THOMSON-CSF/SOCAPEX) francia cég licence alapján végzi a **KONTAKTA** Alkatrészgyár.

A szalagkábel és az IDC csatlakoztatás előnyei a hagyományos huzalozással szemben:

- a huzalozási hibák megelőzhetők,
- a térfogatkihasználás kedvezőbb,
- a szerelés egyszerűbb,
- a megbízhatóság nagyobb,
- egyöntetű huzalozás valósítható meg,
- kisebb a súly,
- javul a hődisszipáció,
- rövidebb a hibakeresési és javítási idő,
- a villamos jellemzők nem változnak.

A **KONTAKTA** Alkatrészgyár gyártási programjában a típuscsalád hatféle: 10, 20, 26, 34, 40 és 50 érintkezős változata szerepel. Az érintkezők osztástávolsága valamennyi változatnál 2,54 mm.

A szalagkábel-csatlakozók dugósávja nyomtatott áramköri lapba forrasztható, az érintkezők típusától függően a kártyára merőlegesen, vagy azzal párhuzamosan.

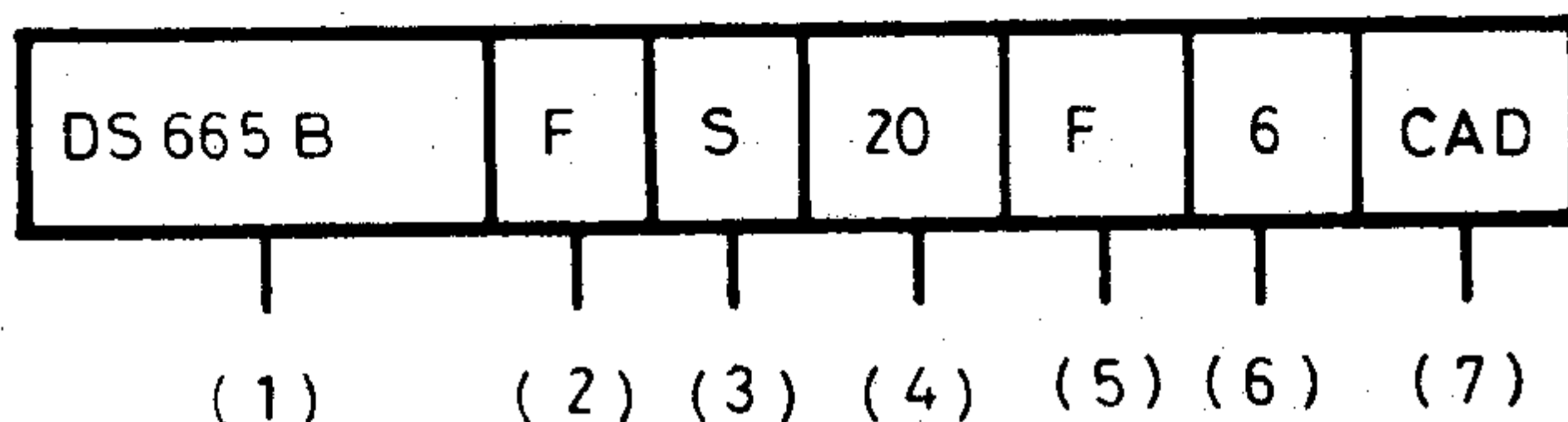
A hüvelysávba kör keresztmetszetű erekkel készített 1,27 mm vezetőér távolságú lapos kábel köthető be, szigetelést átvágó (IDC) eljárással. Ennek lényege, hogy az egyenesre vágott, a csatlakozó bekötőnyílásába illesztett szalagkábelt megfelelő készülék, vagy bekötő fogó segítségével egyetlen művelettel lehet bekötni oly módon, hogy a bekötési művelet során a csatlakozó érintkezőinek kivezetései a szalagkábel szigetelését átvágják és a vezető erek a villaszerű kivezetésekbe szorulnak.

Ez az eljárás megbízható elektromos kötést biztosít a csatlakozó érintkezői és a szalagkábel erei között. Igen jelentős előny a felhasználók számára, hogy ez a vezetékbecsatlakozási eljárás tekintélyes élőkommunka-megtakarítást jelent.

MŰSZAKI ADATOK

Névleges feszültség:	250 V _{eff}
Névleges áramerősség (érintkezőként):	1 A
Próbafeszültség:	750 V _{eff}
Átmeneti ellenállás:	max. 15 Mohm
Szigetelési ellenállás:	min. 1 Gohm
Csatlakoztatási és bontási erő (érintkezőpáronként):	0,15—2,7 N
Húzási igénybevétel a kábelben (a tehermentesítő alkalmazásával):	min. 50 N
Élettartam:	min. 100 csatl. ciklus
Klímaállósági kulcsszám:	55/125/56
Vonatkozó külföldi szabvány:	NF(C)UTE 93-428

TÍPUSSZÁM KÉPZÉSI RENDSZER



A szalagkábel csatlakozó sorozat lehetséges változatai áttekinthetők a típuszám jelölési rendszer alapján.

Gyártási szám: 1.523.0500

A típuszám jelöléseinek értelmezése

(1) Sorozat: DS 665 B

(2) A csatlakozó típusa:

F: hüvelysáv

E: dugósáv

(3) Változatok:

HÜVELYSÁVNÁL

S: tehermentesítővel

N: tehermentesítő nélkül

DUGÓSÁVNÁL

V: hosszú reteszelő/bontó karral

B: rövid reteszelő/bontó karral

N: reteszelő/bontó kar nélkül

(4) Érintkezők száma:

10, 20, 26, 34, 40, 50

(5) Érintkező fajta:

F: hüvely érintkező

M: dugó érintkező

(6) Érintkező felület:

6: érintkezési felület szelektíven aranyozva, a kivezetés elektrolitikusan ónozott.

(7) Érintkező típusa

HÜVELYSÁVNÁL

CAD: érintkező hüvely szigetelést átvágó kivezetéssel

DUGÓSÁVNÁL

Y: érintkezőcsap, egyenes kivezetéssel, nyomtatott áramköri lapba forrasztáshoz

YC: érintkezőcsap, 90°-ban meghajlított kivezetéssel, nyomtatott áramköri lapba forrasztáshoz

W3: érintkezőcsap, egyenes kivezetéssel, 3 miniatűr huzalrácsavarásos kötéshez

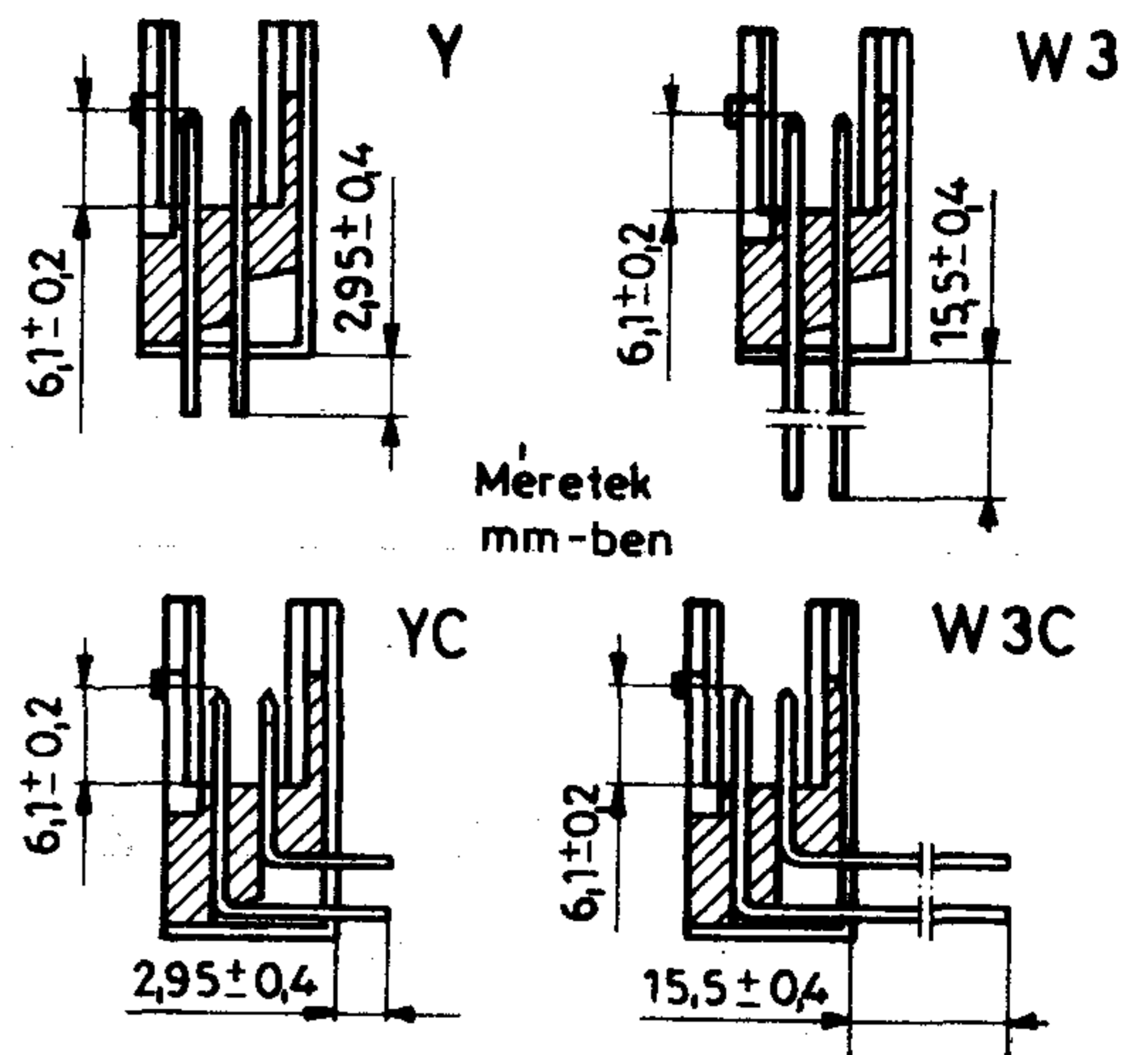
W3C: érintkezőcsap, 90°-ban meghajlított kivezetéssel, 3 miniatűr huzalrácsavarásos kötéshez

Csatlakozó változatok

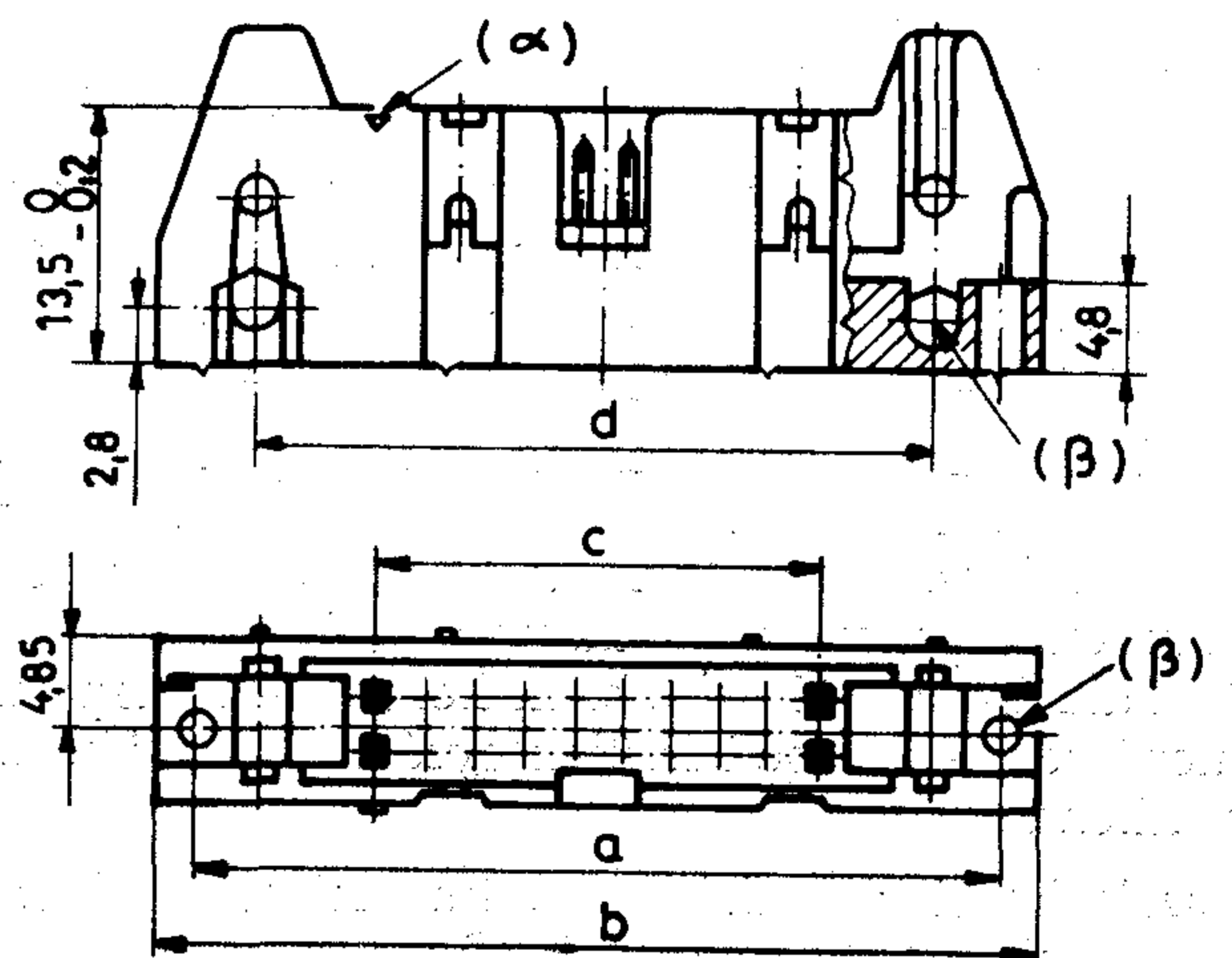
A szalagkábel-csatlakozó dugósávja szerelhető:

- hosszú reteszelő/bontó karral, ebben az esetben a hüvelysávot tehermentesítővel kell szerelni,
- rövid reteszelő/bontó karral, ebben az esetben a hüvelysávot tehermentesítő nélkül kell szerelni,
- reteszelő/bontó kar nélkül, ebben az esetben a hüvelysáv tehermentesítővel, vagy tehermentesítő nélkül is szerelhető.

A szalagkábel bekötéséhez szükséges bekötőszerszám külön megrendelésre szállítható.



1. ábra. Dugósáv érintkező kivezetésének változatai



Méretek [mm]	Érintkezőszám					
	10	20	26	34	40	50
a	27,94	40,64	48,26	58,42	66,04	78,74
b	32,1	44,8	52,42	62,58	70,2	82,9
c	10,16	22,86	30,48	40,64	48,26	60,96
d	21,84	34,54	42,16	52,32	59,94	72,64

2. ábra. IDC csatlakozó dugósáv, reteszelő/bontó kar nélkül

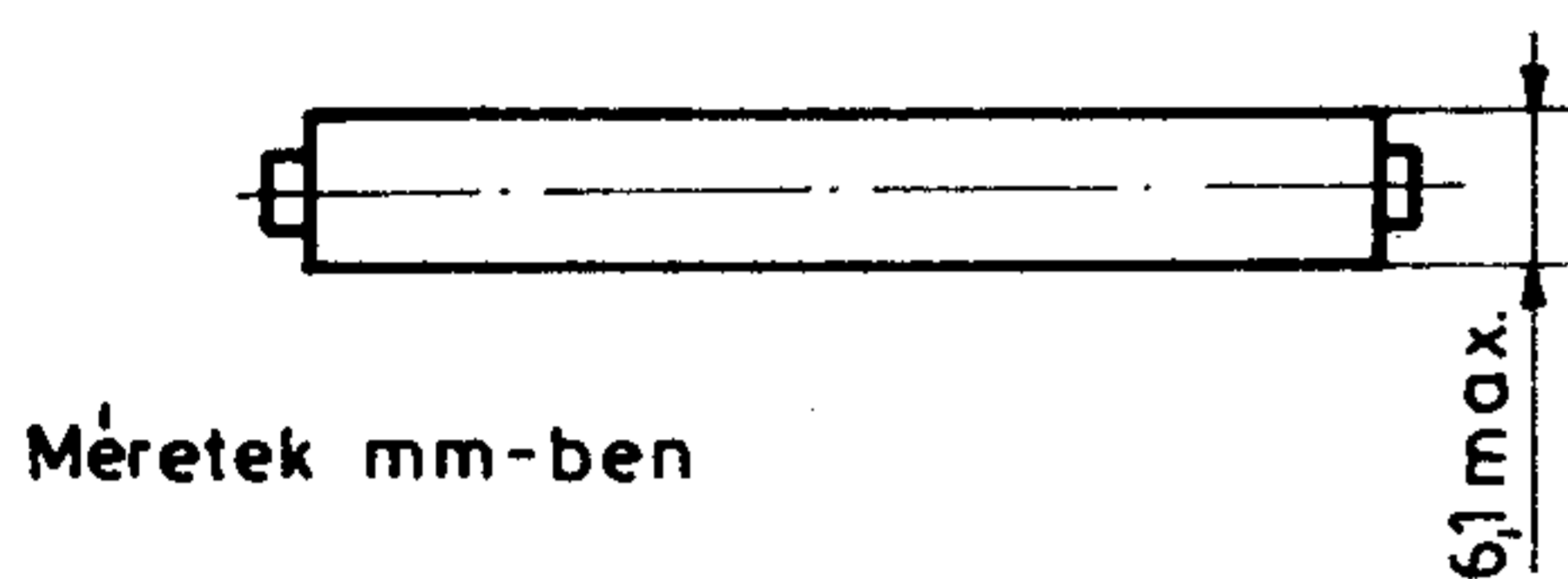
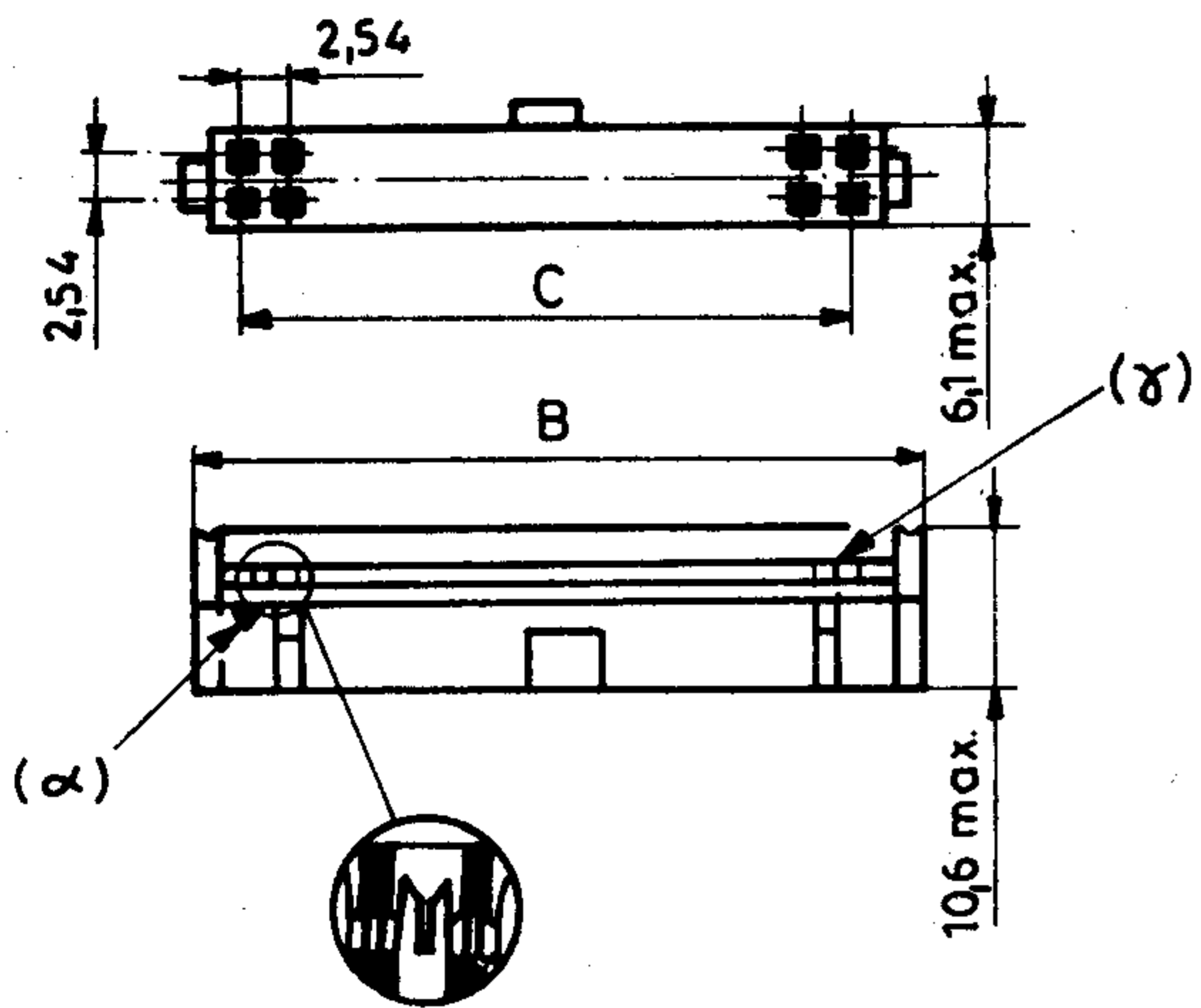
MEGJEGYZÉS:

A 2-es, 3-as, 4-es ábrák jelöléseinek értelmezése:

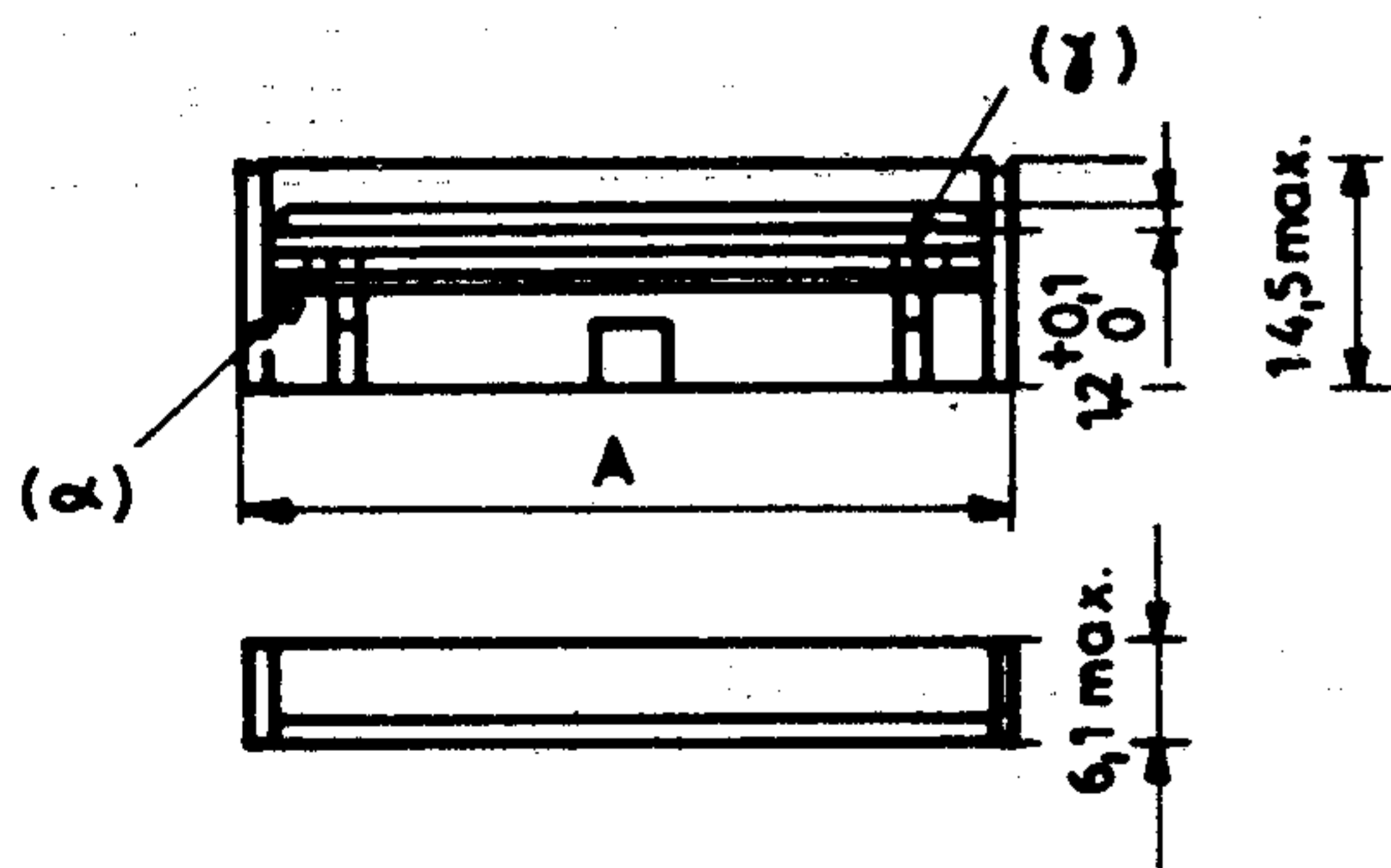
α: az első érintkező azonosító jele

β: rögzítő csavarok átmenő furata

γ: kábelnyílás



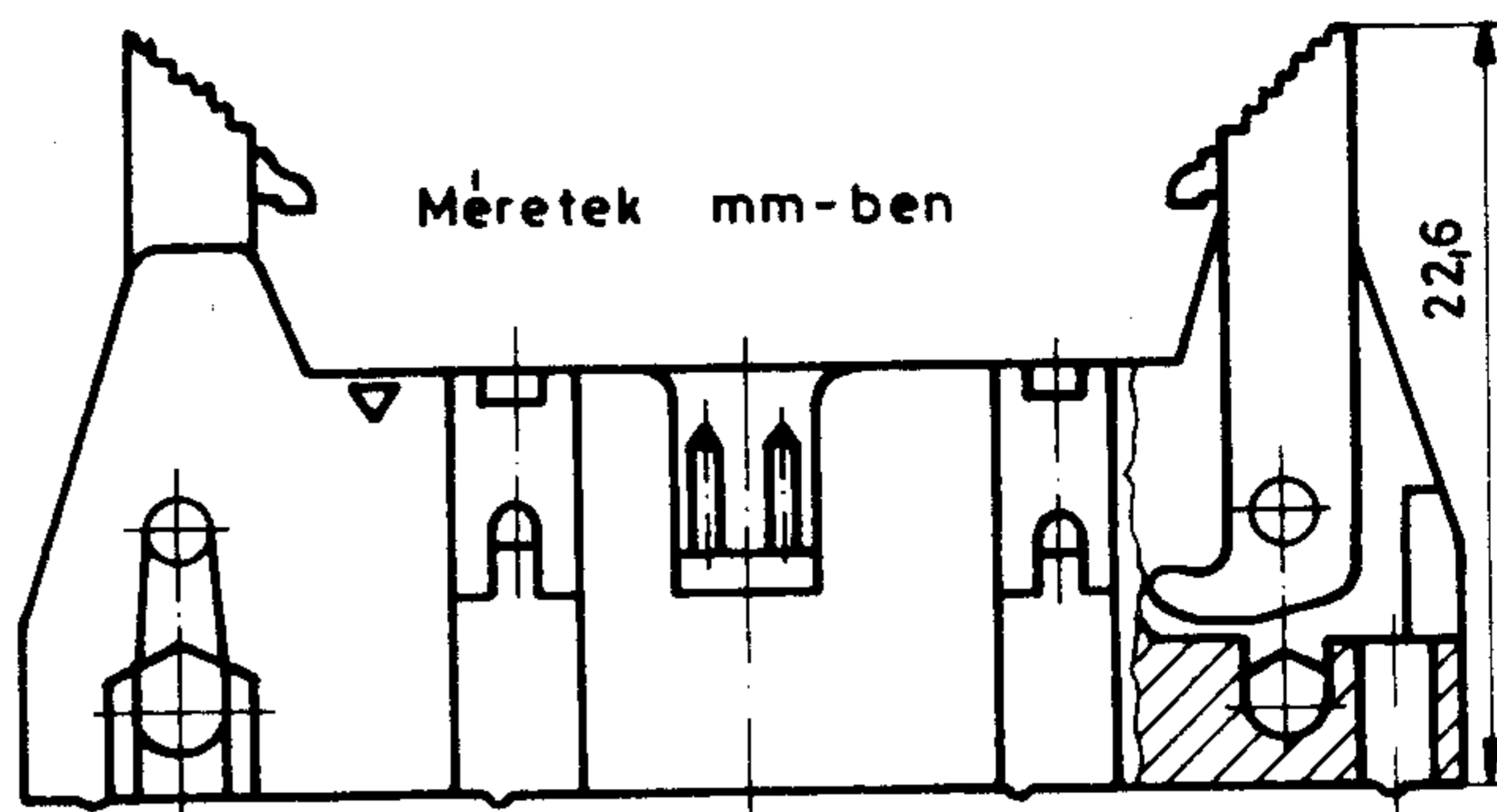
3. ábra. IDC csatlakozó hüvelyszív, tehermentesítő nélkül



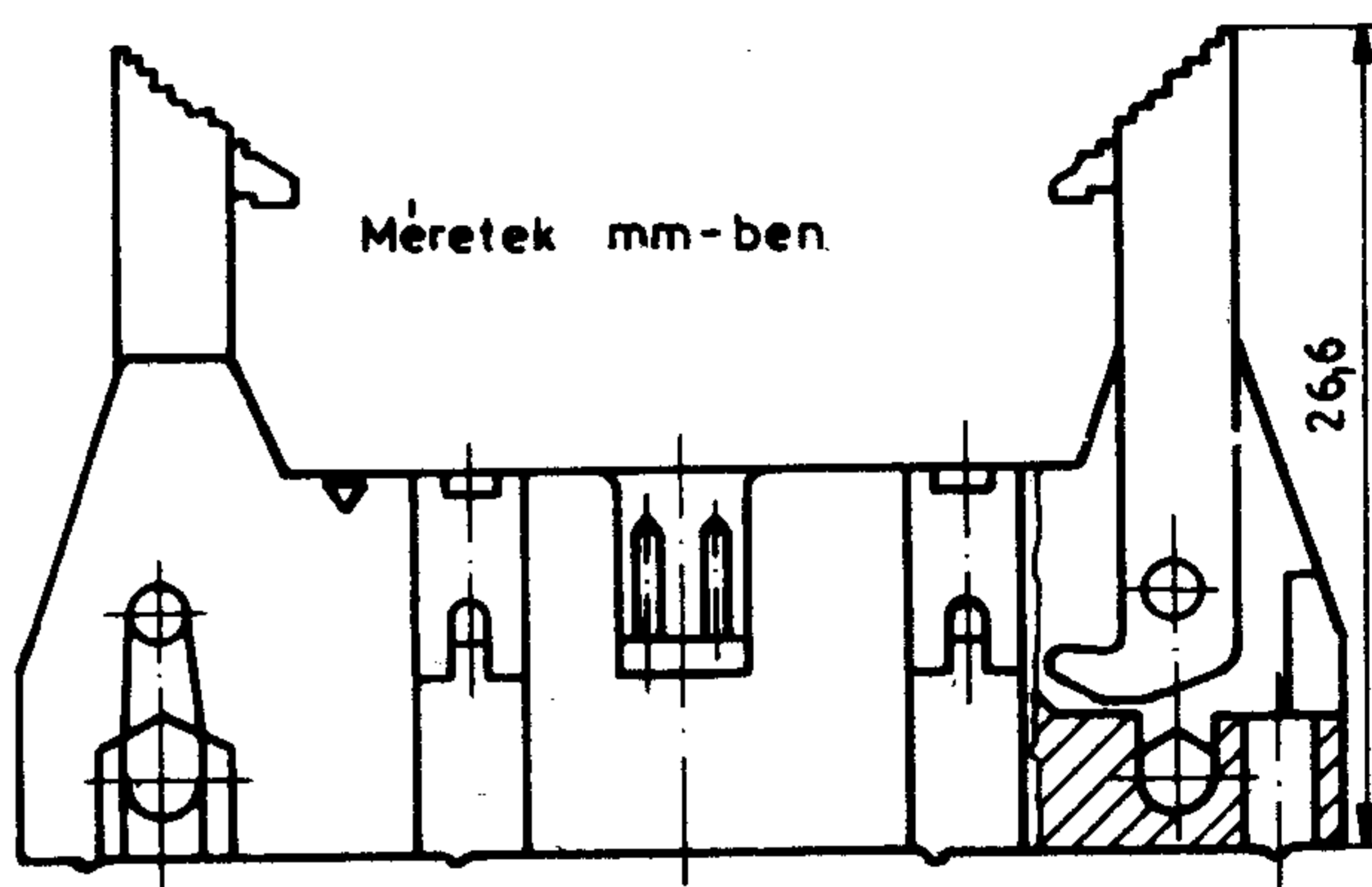
Ez a táblázat a 3-as és a 4-es ábrára egyaránt vonatkozik.

Érintkező-szám	Méretek [mm]		
	A	B	C
10	17,3	17,3	10,16
20	30	30	22,86
26	37,6	37,6	30,48
34	47,8	47,8	40,64
40	55,4	55,4	48,26
50	68,1	68,1	60,96

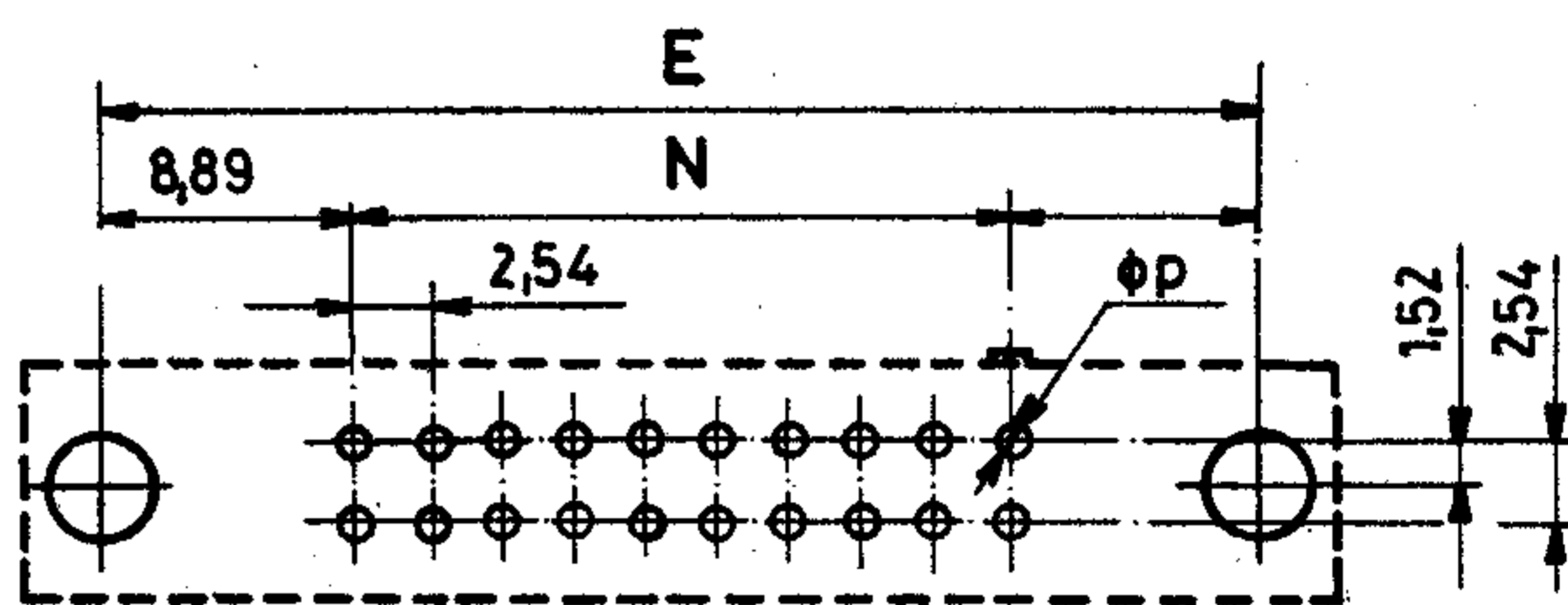
4. ábra. IDC csatlakozó hüvelyszív, tehermentesítővel



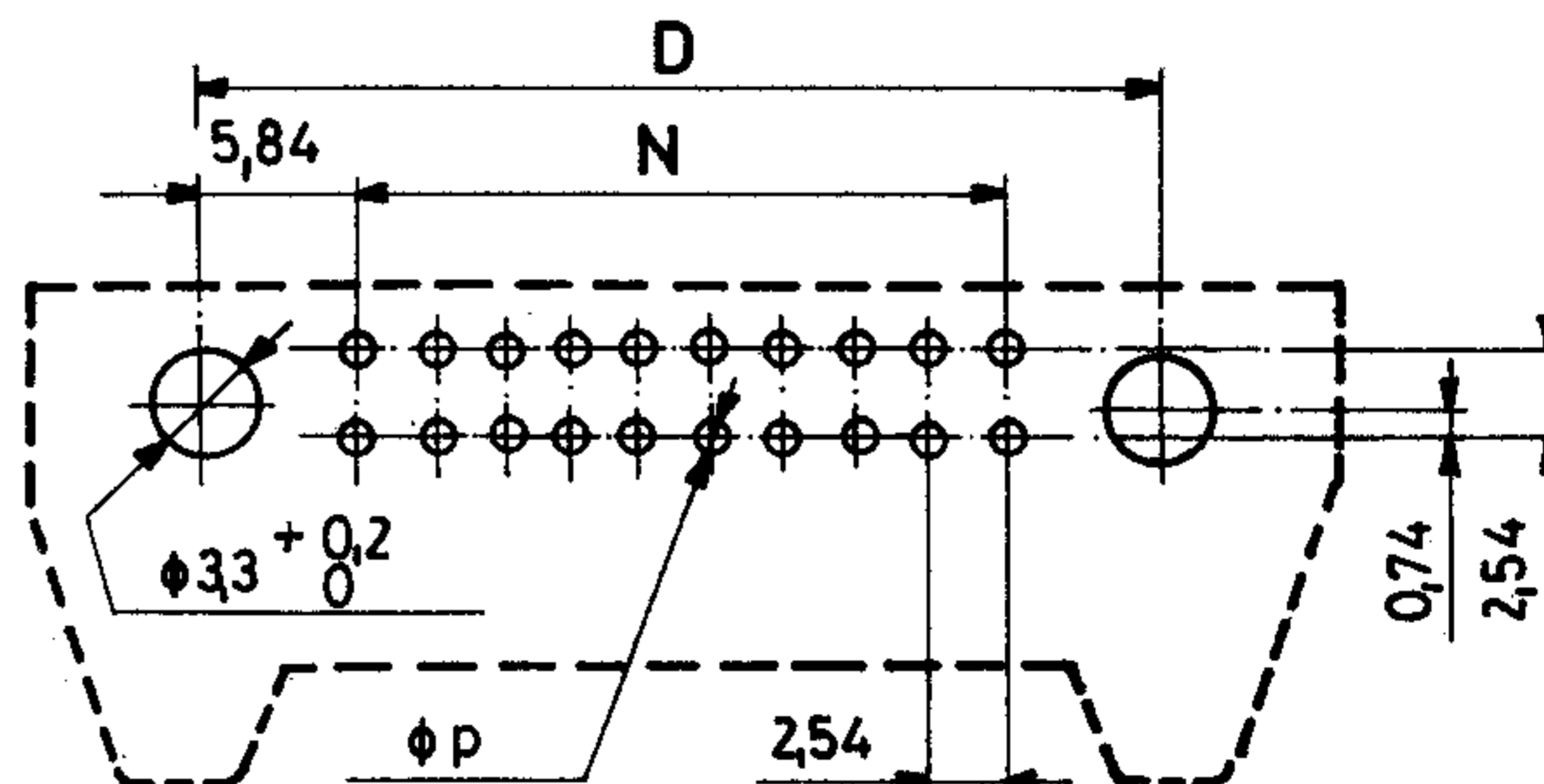
5. ábra. IDC csatlakozó dugósáv, rövid reteszelő/bontó karral



6. ábra. IDC csatlakozó dugósáv, hosszú reteszelő/bontó karral



Kártyára merőleges, egyenes kivezetésű csatlakozónál.



Kártyával párhuzamos, 90°-ban hajlított kivezetésű csatlakozónál

Méretek mm-ben

7. ábra. Nyomtatott áramköri kártya furatozási méretei

A 7. ábrához tartozó méretadatok:

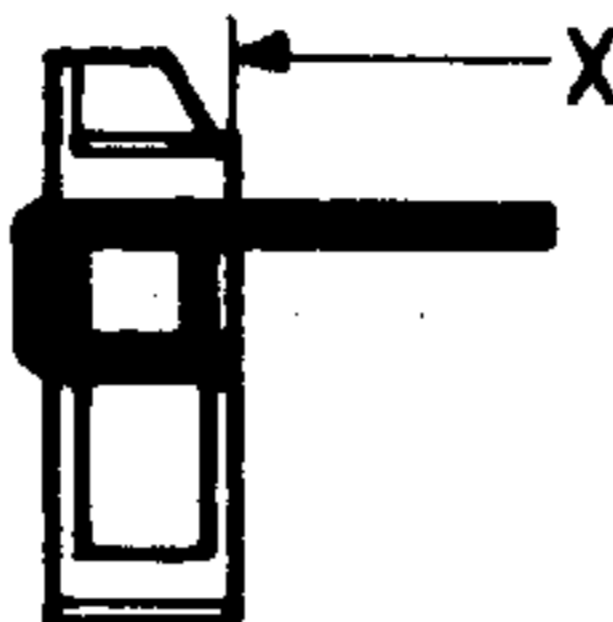
Méretek [mm]	Érintkező szám					
	10	20	26	34	40	50
D	21,84	34,54	42,16	52,32	59,94	72,64
E	27,94	40,64	48,26	58,42	66,04	78,74
N	10,16	22,86	30,48	40,64	48,26	60,96



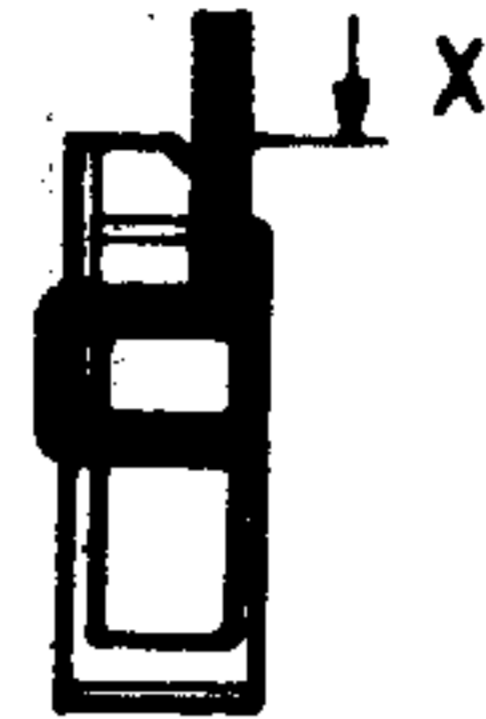
y=9mm



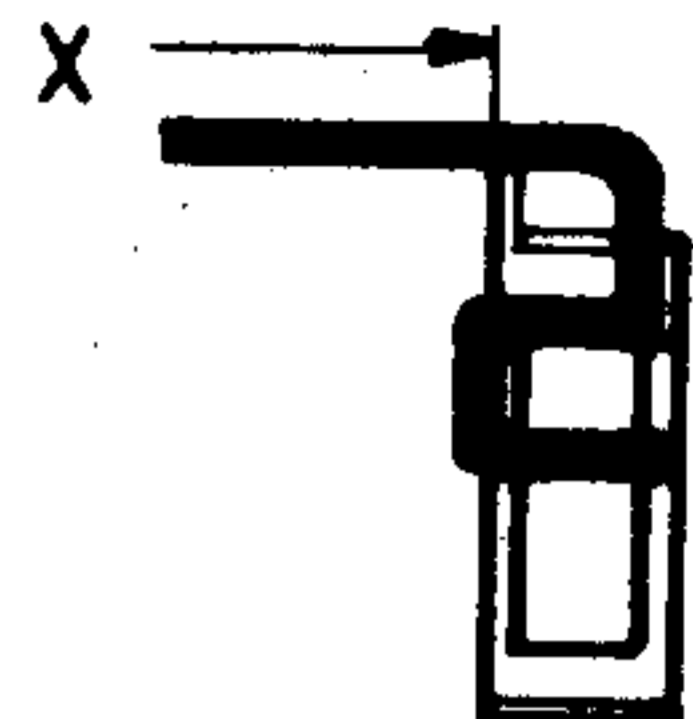
y=15mm



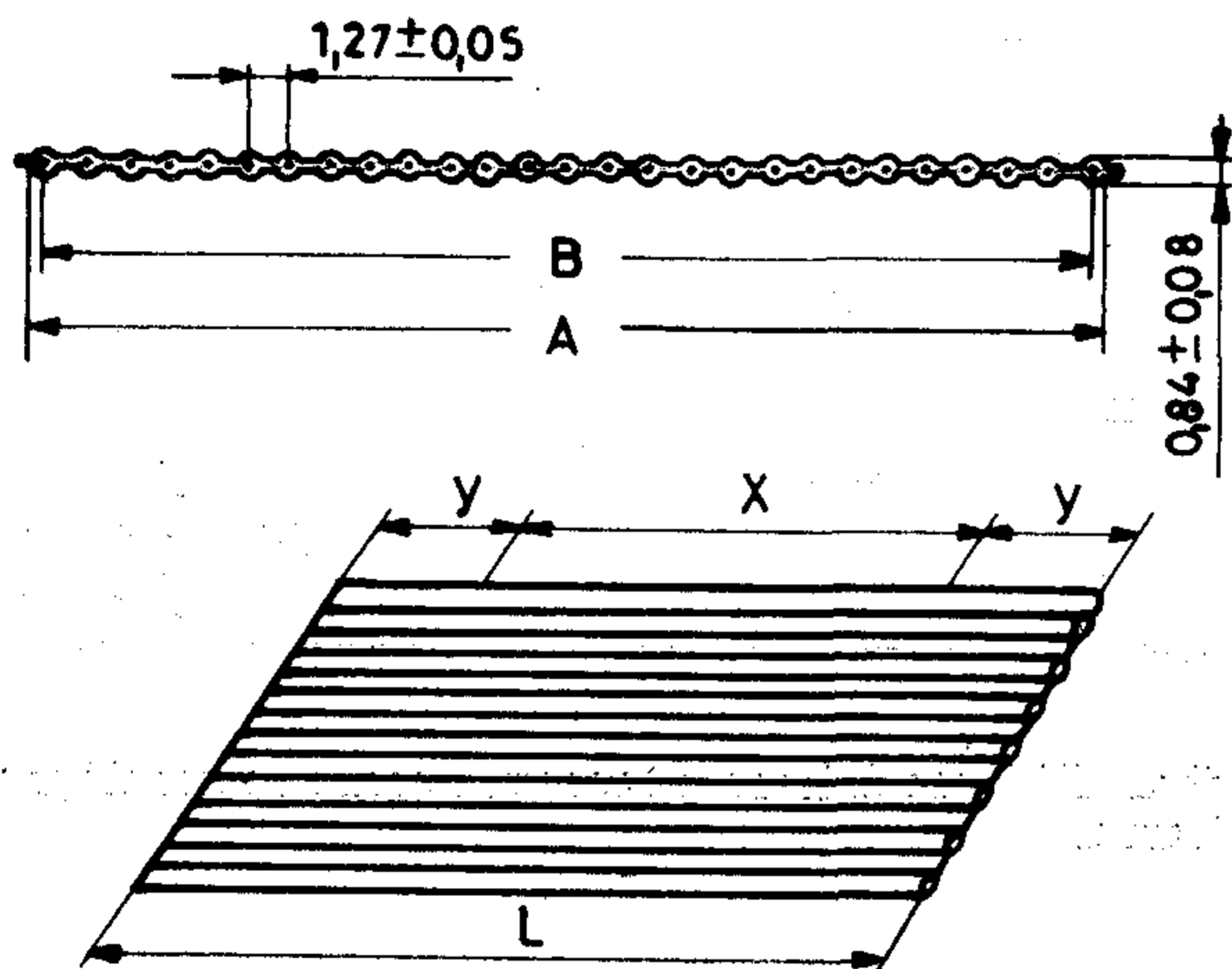
y=16mm



y=22mm



y=28mm



Vezeték erek száma:	Méretek [mm]	
	A	B
10	12,70 ± 0,25	11,43 ± 0,18
20	25,40 ± 0,38	24,13 ± 0,28
26	33,02 ± 0,38	31,75 ± 0,28
34	43,18 ± 0,51	41,91 ± 0,38
40	50,80 ± 0,51	49,53 ± 0,38
50	63,50 ± 0,51	62,23 ± 0,38

8. ábra. Szalagkábel bekötésének módjai, geometriai és bekötési méretei

A DS 665 B TÍPUSÚ SZALAGKÁBELCSATLAKOZÓK TÍPUSSZÁMA ÉS GYÁRTÁSI SZÁMA

Felhívjuk kedves megrendelőink figyelmét, hogy a termék megrendelésénél nemcsak a csatlakozók típusszámát, hanem a hozzá tartozó gyártási számot is közölni kell.

HÜVELYSÁV TEHERMENTESÍTŐ NÉLKÜL	
Hüvelysáv tipusszáma	Gyártási szám
DS 665 B FN 10 F6 CAD	2.523.0001-2
DS 665 B FN 20 F6 CAD	2.523.0002-2
DS 665 B FN 26 F6 CAD	2.523.0003-2
DS 665 B FN 34 F6 CAD	2.523.0004-2
DS 665 B FN 40 F6 CAD	2.523.0005-2
DS 665 B FN 50 F6 CAD	2.523.0006-2

HÜVELYSÁV TEHERMENTESÍTŐVEL	
Hüvelysáv tipusszáma	Gyártási szám
DS 665 B FS 10 F6 CAD	1.523.0001-2
DS 665 B FS 20 F6 CAD	1.523.0002-2
DS 665 B FS 26 F6 CAD	1.523.0003-2
DS 665 B FS 34 F6 CAD	1.523.0004-2
DS 665 B FS 40 F6 CAD	1.523.0005-2
DS 665 B FS 50 F6 CAD	1.523.0006-2

DUGÓSÁV RÖVID RETESZELŐ / BONTÓ KARRAL SZERELVE

Tipusszám	Gyártási szám	Tipusszám	Gyártási szám
DS 665 B EB 10 M6Y	1.523.0007-2	DS 665 B EB 34 M6Y	1.523.0010-2
DS 665 B EB 10 M6W3	1.523.0013-2	DS 665 B EB 34 M6W3	1.523.0016-2
DS 665 B EB 10 M6YC	1.523.0019-2	DS 665 B EB 34 M6YC	1.523.0022-2
DS 665 B EB 10 M6W3C	1.523.0025-2	DS 665 B EB 34 M6W3C	1.523.0028-2
DS 665 B EB 20 M6Y	1.523.0008-2	DS 665 B EB 40 M6Y	1.523.0011-2
DS 665 B EB 20 M6W3	1.523.0014-2	DS 665 B EB 40 M6W3	1.523.0017-2
DS 665 B EB 20 M6YC	1.523.0020-2	DS 665 B EB 40 M6YC	1.523.0023-2
DS 665 B EB 20 M6W3C	1.523.0026-2	DS 665 B EB 40 M6W3C	1.523.0029-2
DS 665 B EB 26 M6Y	1.523.0009-2	DS 665 B EB 50 M6Y	1.523.0012-2
DS 665 B EB 26 M6W3	1.523.0015-2	DS 665 B EB 50 M6W3	1.523.0018-2
DS 665 B EB 26 M6YC	1.523.0021-2	DS 665 B EB 50 M6YC	1.523.0024-2
DS 665 B EB 26 M6W3C	1.523.0027-2	DS 665 B EB 50 M6W3C	1.523.0030-2

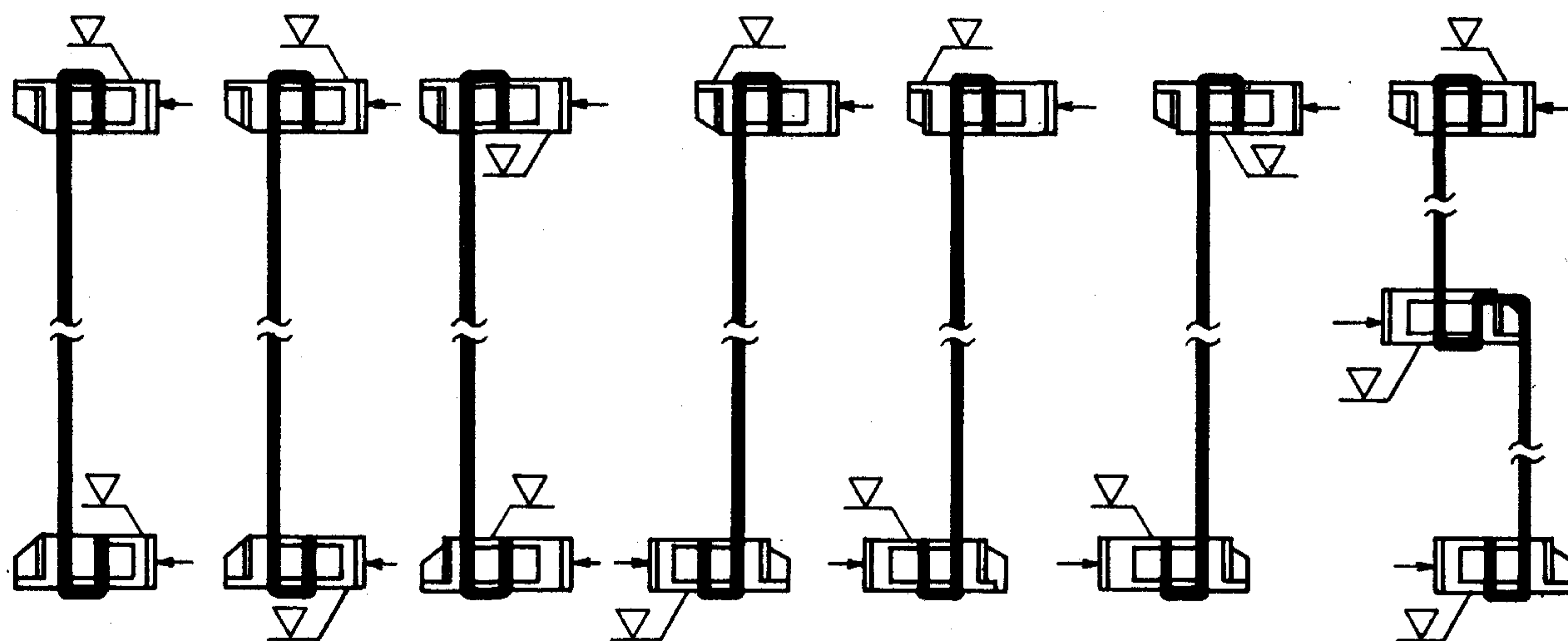
DUGÓSÁV HOSSZÚ RETESZELŐ / BONTÓ KARRAL SZERELVE

Tipusszám	Gyártási szám	Tipusszám	Gyártási szám
DS 665 B EV 10 M6Y	1.523.0031-2	DS 665 B EV 34 M6Y	1.523.0034-2
DS 665 B EV 10 M6W3	1.523.0037-2	DS 665 B EV 34 M6W3	1.523.0040-2
DS 665 B EV 10 M6YC	1.523.0043-2	DS 665 B EV 34 M6YC	1.523.0046-2
DS 665 B EV 10 M6W3C	1.523.0049-2	DS 665 B EV 34 M6W3C	1.523.0052-2
DS 665 B EV 20 M6Y	1.523.0032-2	DS 665 B EV 40 M6Y	1.523.0035-2
DS 665 B EV 20 M6W3	1.523.0038-2	DS 665 B EV 40 M6W3	1.523.0041-2
DS 665 B EV 20 M6YC	1.523.0044-2	DS 665 B EV 40 M6YC	1.523.0047-2
DS 665 B EV 20 M6W3C	1.523.0050-2	DS 665 B EV 40 M6W3C	1.523.0053-2
DS 665 B EV 26 M6Y	1.523.0033-2	DS 665 B EV 50 M6Y	1.523.0036-2
DS 665 B EV 26 M6W3	1.523.0039-2	DS 665 B EV 50 M6W3	1.523.0042-2
DS 665 B EV 26 M6YC	1.523.0045-2	DS 665 B EV 50 M6YC	1.523.0048-2
DS 665 B EV 26 M6W3C	1.523.0051-2	DS 665 B EV 50 M6W3C	1.523.0054-2

DUGÓSÁV RETESZELŐ/ BONTÓ KAR NÉLKÜL			
Tipusszám	Gyártási szám	Tipusszám	Gyártási szám
DS 665 B EN 10 M6Y	2.523.0007-2	DS 665 B EN 34 M6Y	2.523.0010-2
DS 665 B EN 10 M6W3	2.523.0013-2	DS 665 B EN 34 M6W3	2.523.0016-2
DS 665 B EN 10 M6YC	2.523.0019-2	DS 665 B EN 34 M6YC	2.523.0022-2
DS 665 B EN 10 M6W3C	2.523.0025-2	DS 665 B EN 34 M6W3C	2.523.0028-2
DS 665 B EN 20 M6Y	2.523.0008-2	DS 665 B EN 40 M6Y	2.523.0011-2
DS 665 B EN 20 M6W3	2.523.0014-2	DS 665 B EN 40 M6W3	2.523.0017-2
DS 665 B EN 20 M6YC	2.523.0020-2	DS 665 B EN 40 M6YC	2.523.0023-2
DS 665 B EN 20 M6W3C	2.523.0026-2	DS 665 B EN 40 M6W3C	2.523.0029-2
DS 665 B EN 26 M6Y	2.523.0009-2	DS 665 B EN 50 M6Y	2.523.0012-2
DS 665 B EN 26 M6W3	2.523.0015-2	DS 665 B EN 50 M6W3	2.523.0018-2
DS 665 B EN 26 M6YC	2.523.0021-2	DS 665 B EN 50 M6YC	2.523.0024-2
DS 665 B EN 26 M6W3C	2.523.0027-2	DS 665 B EN 50 M6W3C	2.523.0030-2

Csatlakozó, szerelési helyzetei a szalagkábelen

↓ csatlakoztatási irány
 △ jelölő háromszög helyzete



A táblázatban megadott típusoktól eltérő változatokra felmerülő igény esetén személyes konzultációt javasolunk.

Bármely alkalmazástechnikai kérdésben a KONTAKTA műszaki fejlesztési főosztálya (279-200/227), katalógus igény esetén pedig a kereskedelmi főosztály készséggel áll felhasználóink rendelkezésére.

Bodnár László

KONTAKTA

Budapest XX. Helsinki út 51-53. H-1201
 Telefon: 279-200 * Telex: 22-4399

Чефальваи, К.—Варга, И.:

Вычисление чувствительностей в дискретных цепях

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1985. № 3.

Статья обслуживает вычисление чувствительностей передаточных функций, их коэффициентов и корней относительно параметра любого мультипликатора линейной дискретной цепи, и определение передаточных функций в полусимволической форме. После единственного анализа цепи, сделанного в области времени, частоты или в области у номинальных значений параметров, можно вычислить данным методом кроме чувствительностей и полусимволические передаточные функции.

Д-р Кочиш, Ф.:

Быстрые процедуры расчета дискретного преобразования Фурье (ДПФ)

(Хирадашттехника, Будапешт) 1985. № 4.

Характеризуя сложность вычислений ДПФ необходимым количеством умножений, выводится выражение, определяющее максимальную частоту сигналов в реальном масштабе времени. Одной из возможных путей увеличения максимальной частоты является уменьшение числа умножений алгоритмическим путем. Количество умножений, которые равно $O(N^2)$ при непосредственном расчете уменьшается до величины $O(N)$ при постепенном делении на части. При некоторых условиях, наложенных на количество точек, вычисление ДПФ сводится к определению периодической свертки. Применением известных процедур для расчета периодической свертки, количество операций у который равно $O(N)$, получают модули ДПФ Винограда для небольшого числа точек. Для большего числа точек применяются алгоритм простых коэффициентов Гоода и алгоритм Винограда, затем оцениваются отдельные алгоритмы на основе полного числа операций (умножений, сложений, передвижений данных) в точка зрения практического осуществления.

Лендел, Е.:

Изложение вспомогательных средств расчета сетевых трансформаторов изготовленных на трансформаторных сердечниках типа „М“ и „Е“

(Хирадашттехника, Будапешт) 1985. № 4.

Одной из фаз работ по разработкам целевых приборов применяемых в производстве продукции на заводе ОРИОН является расчет сетевого трансформатора, находящегося в основном стабилизированном блоке питания. С помощью пособия изложенного в данной статье, кроме характеристик трансформатора значение фильтрующего конденсатора и параметры выпрямительного элемента могут быть рассчитаны элементарными математическими средствами.

Д-р Лукач, Дь.:

ВЧ транзисторы типа „FET“ и результаты связанные с их применением

(Хирадашттехника, Будапешт) 1985. № 4.

В последние годы произошло значительное развитие в отрасли микроволновых транзисторов. В продаже появились транзисторы „FET“ работающие на очень высоких предельных частотах и обладающими низким уровнем и малым шумом, а также большой мощностью. Статья содержит достигнутые результаты ВЧ транзисторами FET с помощью этих транзисторов повышается чувствительность приемников микроволновых оборудований и имеется возможность повышения выходного уровня передатчика.

Cséfalvay, K.—Varga, I.:

Empfindlichkeitsberechnung in zeitdiskreten Netzwerken

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 3.

Der Artikel behandelt die Berechnung der Empfindlichkeiten der Übertragungsfunktionen, deren Koeffizienten und Wurzel, bezüglich auf die Parameter irgendwelches Multiplikators des zeitdiskreten linearen Netzwerkes, sowie die Herstellung der Übertragungsfunktionen in halbsymbolischer Form. Mit der vorgeführten Methode können nach einer einzigen numerischen Netzwerkanalyse (durchgeführt im Zeit-, z- oder Frequenzbereich) ausser den Empfindlichkeiten auch die halbsymbolischen Formen der Übertragungsfunktionen berechnet werden.

Dr. Kocsis, F.:

Schnelle Verfahren zur Berechnung der diskreten Fouriertransformation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 4.

Die Komplexität der Berechnung der DFT mit der Zahl der notwendigen Multiplikationen beschreibend wird eine Beziehung hergeleitet, welche die höchste Frequenz der Real Time Signalverarbeitung angibt. Ein möglicher Weg zum Erhöhen der erreichbaren Frequenz ist die Reduktion der Zahl der Multiplikationen mit algorithmischen Mitteln. Die Zahl der bei der direkten Auswertung notwendigen ($O(N^2)$) Rechenoperationen reduziert wird bei dem sukzessivem Aufteilen auf $O(N \log N)$ Multiplikationen. Mit bestimmten Einschränkungen in Bezug der Zahl der Punkte kann die Berechnung der DFT auf das Bestimmten periodischer Konvolution zurückgeführt werden. Mit der Anwendung der zu der Berechnung der periodischen Konvolution bekannten Verfahren mit $O(N)$ Rechenoperationen werden die Winogradsche DFT-Moduls für kleine Punktzahlen wird das Goodsche Primfaktor-Algorithmus (PFA) und das Winogradsche Algorithmus (WFTA) angewendet, und die einzelnen Algorithmen werden unter dem Gesichtspunkt der praktischen Realisierung, auf Grund der Zahl der notwendigen Rechenoperationen (Multiplikationen, Additionen, Datenbewegungen, usw.) bewertet.

Lengyel, E.:

Bekanntgabe des Hilfsmittels für die Planung zur Berechnung von Netztransformatoren mit „SM“ und „SE“ Schnittbandkern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 4.

Im Laufe der Entwicklungstätigkeit von Ziel-Mess-Instrumenten, die beim Fertigungsprozess der Orion-Werke verwendet sind, soll auch der Netztransformator dimensioniert werden, welcher sich im — meist stabilisierten — Gleichstrom-Speisegerät befindet. Im Artikel wird ein Hilfsmittel für die Planung besprochen, mit welcher nebst den Kennzeichen des Transformators auch die Parametern der Gleichrichter-Elemente und des Glättungskondensators mit elementarer Mathematik berechnet werden können.

Dr. Lukács, Gy.:

FET Hochfrequenztransistoren und mit deren Anwendung erreichte Ergebnisse

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 4.

In den letzten Jahren konnte man eine wesentliche Entwicklung auf dem Gebiet der Mikrowellentransistoren feststellen. Im Handelverkehr sind Transistoren mit sehr hoher Grenzfrequenz und mit sehr geringem Geräuschpegel, sowie die FET Hochleistungstransistoren erschienen. Der Artikel erörtert die mit FET Hochleistungstransistoren erreichten Ergebnisse. Mit der Hilfe dieser Transistoren kann man die Empfindlichkeit der Mikrowellenanlagen steigern und den Ausgangspegel des Senders erhöhen.

Cséfalvay, K.—Varga, I.:

Sensitivity calculations in discrete-time networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 3.

The paper discusses the calculation of the sensitivities of transfer functions, their coefficients and roots concerning any multiplier parameter of linear discrete-time networks and the determination of the transfer functions in half-symbolic form. Following a single network analysis performed in time-, z- or frequency domain at nominal values of parameters beside sensitivities the half-symbolic transfer functions may be calculated by the presented method.

Dr. Kocsis, F.:

Fast Algorithms for Computing the discrete Fourier-Transform

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 4.

Measuring the computational complexity of the DFT with the number of necessary multiplications a formula has been derived to determine the maximal frequency of real-time signal processing. One possible method to increase the maximal frequency is to decrease the number of multiplications algorithmically. Comparing with the $O(N^2)$ complexity of direct evaluation, the number of multiplications can be decreased to the order of $O(N \log N)$ by the "divide and conquer" method. Under some constraints on the length of the transformation the evaluation of the DFT can be transformed into computing an equivalent cyclic convolution. Using the optimal $O(N)$ procedures to evaluate cyclic convolutions the optimal small length Winograd-type DFT modules have been derived. Computation of greater length DFT is done by the application of the Godd-type prime factor (PFA) procedure and the Winograd algorithm (WFTA). The different algorithms are compared and evaluated on the bases of the number of necessary operations (arithmetic operations, data transfers, etc.) and the requirements of practical implementation.

Lengyel, E.:

Representation of the Calculation Work-Help for Mains Transformers Made for Transformer Cores Type „SM” and „SE”

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 4.

One of the phases of the development works for special instruments applied for manufacturing the ORION products is the calculation for the mains transformer allocated in the power supply unit—that is usually stabilized—of the instrument. In addition to the characteristics of the transformer, the value of the filter capacitor and parameters of the rectifier element can be calculated by elementary mathematical means by means of the work-help introduced in this article.

Dr. Lukács, Gy.:

Technical data and applications of FETs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 4.

Microwave transistors have achieved significant improvements recently. As a result both low power low noise and high power high frequency devices became commercially available. This paper deals with the achievements of microwave frequency FETs, regarding both the increase in the receiver sensitivity of microwave communication links and the enhancement of the transmitter power in them.

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, 1442 Budapest VII., Garay u. 5. Telefon: 415-583, 215-440. Felelős kiadó: Fajklen Pál igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—296 162 pénzforgalmi jelzszámra. Előfizetési díj: fél évre 180,— Ft, egész évre 360,— Ft. Egyes szám ára 30,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1839 Budapest, Postafiók 149.



HU ISSN 0018—2028

Egyetemi Nyomda — 85.3581 Budapest, 1985. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375