



**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA**

**XXXIV. évfolyam
B U D A P E S T**

1985

2

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXVI. évfolyam 1985. 2. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXI. évfolyam 1985. 2. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

III. évfolyam 1985. 2. 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, Szaics Ákos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László
Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz
Balogh Albert, Csornai László, Czermann
Mihály, Hidas György, Huszka Zoltán,
dr. Ligeti Róbertné, dr. Mátya 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
Fénytávközlés
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 KONAKTA
BRG KŐPORC
EMO KFKI
El. szöv. M. Posta
FMV ML
GAMMA MM
HTSZ MFKI
HAGY TUNGSRAM

TARTALOM

CSERNAOCH JÁNOS:

A geometriai optika módszereinek alkalmazhatósága mikrohul-
lámú összeköttetések tervezésénél 49

BALOGH VILMOS:

Áthallásból és erősáramú rendszerektől származó zajok hang-
frekvenciás távkábeláramkörökön 57

NAGYSZEGHI FERENC—FRIDRIK MÁRTA:

Módszer számítógépes rendszerek ergonómiai tervezésére 65
1984. évi tartalom 71

HERCZ ENDRE:

A vivőfrekvencia előállításának új lehetősége tv adó- és átjátszó
berendezésekben 75

BALOGH ALBERT—GERLAI MÁTYÁS:

Rendszerek megbízhatósági tervezése elektronikai alkatrészek
előrejelzési modelljeinek felhasználásával 79

Mikroelektronikai Vállalat:

1024 bites sztatikus MOS RAM áramkör 2102 APC 91
Tartalmi összefoglalások 95

A geometriai optika módszereinek alkalmazhatósága mikrohullámú összeköttetések tervezésénél

CSERNOCH JÁNOS
ORION



ÖSSZEFOGLALÁS

A szerző a Maxwell-egyenletekből kiindulva megvizsgálja a geometriai optika módszereinek alkalmazhatóságát. A geometriai optika módszereinek alkalmazási határait az általános esetre hibaszámítással támasztja alá.

1. Általános szempontok

A geometriai optika módszereit a fizikában előszere-ttel a látható fénytartományban lejátszódó jelen-ségek leírására használják. (Frekvencia nagyság-rendje $\lambda=10^{14}$ Hz és a hullámhossz nagyságrendje $\lambda=10^{-7}$ m). A geometriai optika a hullámhossz mé-retét hanyagolja el tehát a megállapításainak az alapja, hogy $\lambda \rightarrow 0$.

Ebben a tárgyalásmódban a hullámfront ortogo-nális trajektoriáit sugárnak nevezik. Ezzel a fogalom-mal jelölik a fénysugár útját is.

Nyilvánvaló probléma akkor léphet fel, ha a hul-lám olyan közegben terjed, melyben a diszkontinui-tások méretei összemérhetők a hullámhosszal. Ilyen-kor a fizikai optikából jól ismert diffrakció lép fel.

A troposzférában

$$\frac{dn}{dh} = 125 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{km}}$$

-nél nagyobb törésmutató gradiens nem valószínű.

$$\left(a=500, b=0,25 \frac{1}{\text{km}} \right).$$

Diszkrét rétegek vastagsága m-eket és km-eket is kitehet, mely mellett a cm nagyságok valóban elha-nyagolhatók.

A cm nagyságrendű diszkontinuitások meteoroló-giailag dinamikus jellegűek. A fénytörés törvénye alakilag két élesen különböző közeg határfelületén frekvenciától függetlenül érvényes, természetesen figyelembe véve azt, hogy a törésmutató frekvencia-függő [5], [3].

Érdekes tehát a Descartes—Snellius-féle törési törvényt folytonos törésmutatóváltozás esetére is ál-talánosítani. Miután a diffrakción kívül a geomet-riai optika alkalmazhatóságának a Maxwell-egyen-letekből adódó kritériumai is vannak ezért ezt a problémát most a Maxwell-egyenletek tükrében kell vizsgálnunk.

Az elkövetkezendő fejezetek ezt kívánják tisz-tázni.

CSERNOCH JÁNOS

1954-ben fejezte be tanul-mányait az Eötvös Lo-ránd Tudományegyetem fizikus szakán. Mikro-hullámú műszerek és rá-diólokátorok gyártás-technológiájával foglal-kozott. Mai szakmai te-

rülete analóg és digitális mikrohullámú rendszer-technika, továbbá elektro-mágneses hullámok terje-dése. A Kandó Kálmán Villamosipari Főisko-lán ezeket a témákat ok-tatja. Több közlemény szerzője.

2. Maxwell-egyenletek inhomogén közegben [4]

Inhomogén, de izotróp közegben az anyagállandók, a dielektromos állandó $\epsilon=\epsilon(\mathbf{r})$ és a permeabilitás $\mu=\mu(\mathbf{r})$ skalár-vektor függvények, azaz értékük általában függ a helytől.

A viszonyokat az antenna távolterében tárgyal-juk és az áramsűrűséget és a töltéssűrűséget zérus-nak vesszük

$$\mathbf{j}=0, \quad \rho=0.$$

A Maxwell-egyenletek ebben az esetben

$$\text{rot } \bar{\mathbf{H}} = \frac{\partial \bar{\mathbf{D}}}{\partial t} \dots\dots\dots 2.1$$

$$\text{rot } \bar{\mathbf{E}} = \frac{\partial \bar{\mathbf{B}}}{\partial t} \dots\dots\dots 2.2$$

$$\text{div } \bar{\mathbf{D}} = 0 \dots\dots\dots 2.3$$

$$\text{div } \bar{\mathbf{B}} = 0 \dots\dots\dots 2.4$$

Az anyagállandók bevezetése után kapjuk

$$\text{rot } \bar{\mathbf{H}} = \epsilon \frac{\partial \bar{\mathbf{E}}}{\partial t} \dots\dots\dots 2.5$$

$$\text{rot } \bar{\mathbf{E}} = -\mu \frac{\partial \bar{\mathbf{H}}}{\partial t} \dots\dots\dots 2.6$$

$$\epsilon \text{ div } \bar{\mathbf{E}} + (\bar{\mathbf{E}} \text{ grad } \epsilon) = 0 \dots\dots\dots 2.7$$

$$\mu \text{ div } \bar{\mathbf{H}} + (\bar{\mathbf{H}} \text{ grad } \mu) = 0 \dots\dots\dots 2.8$$

Vegyük a 2.5 és 2.6 egyenlet mindkét oldalának a rotációját és vegyük figyelembe, hogy

$$\text{rot rot } \bar{\mathbf{y}} = \text{grad div } \bar{\mathbf{y}} - \Delta \bar{\mathbf{y}}$$

$$\text{rot rot } \bar{\mathbf{H}} = \epsilon \text{ rot } \frac{\partial \bar{\mathbf{E}}}{\partial t} - \left[\frac{\partial \bar{\mathbf{E}}}{\partial t} \times \text{grad } \epsilon \right] \dots\dots\dots 2.9$$

$$\text{rot rot } \bar{\mathbf{E}} = -\left\{ \mu \text{ rot } \frac{\partial \bar{\mathbf{H}}}{\partial t} - \left[\frac{\partial \bar{\mathbf{H}}}{\partial t} \times \text{grad } \mu \right] \right\} \dots\dots\dots 2.10$$

Az eredeti Maxwell-egyenletekkel való egybevetés után kapjuk, hogy

$$\Delta \bar{\mathbf{H}} - \epsilon \mu \frac{\partial \bar{\mathbf{H}}}{\partial t} + \left[\frac{\text{grad } \epsilon \times \text{rot } \bar{\mathbf{H}}}{\epsilon} \right] - \text{grad div } \bar{\mathbf{H}} = 0 \quad 2.11$$

Beérkezett: 1984. VI. 6. (*)

$$\Delta \bar{\mathbf{E}} - \varepsilon \mu \frac{\partial \bar{\mathbf{E}}}{\partial t} + \left[\frac{\text{grad } \mu \times \text{rot } \bar{\mathbf{E}}}{\mu} \right] - \text{grad } \text{div } \bar{\mathbf{E}} = 0 \quad 2.12$$

illetve

$$\Delta \bar{\mathbf{H}} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \bar{\mathbf{H}}}{\partial t^2} + [\text{grad } (\ln \varepsilon) \times \text{rot } \bar{\mathbf{H}}] + \text{grad } (\bar{\mathbf{H}} \text{ grad } \ln \mu) = 0 \quad \dots\dots\dots 2.13$$

$$\Delta \bar{\mathbf{E}} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \bar{\mathbf{E}}}{\partial t^2} + [\text{grad } (\ln \mu) \times \text{rot } \bar{\mathbf{E}}] + \text{grad } (\bar{\mathbf{E}} \text{ grad } \ln \varepsilon) = 0 \quad \dots\dots\dots 2.14$$

Az adott kezdeti és peremfeltételek mellett az

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}(\bar{\mathbf{r}}),$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}(\bar{\mathbf{r}}),$$

térerősségek ezen differenciálegyenletek megoldása-ként adódnak.

A következő három fejezetben a mikrohullámú összeköttetések szem előtt tartva az előbbi egyenleteket a földi légköri viszonyaira oldjuk meg.

Három esetet vizsgálunk meg:

- Síkrétegzett légkör.
- Gömbi rétegződésű légkör.
- Szabálytalanul inhomogén közeg.

3. Maxwell-egyenletek megoldása síkrétegzett inhomogén közegben [4]

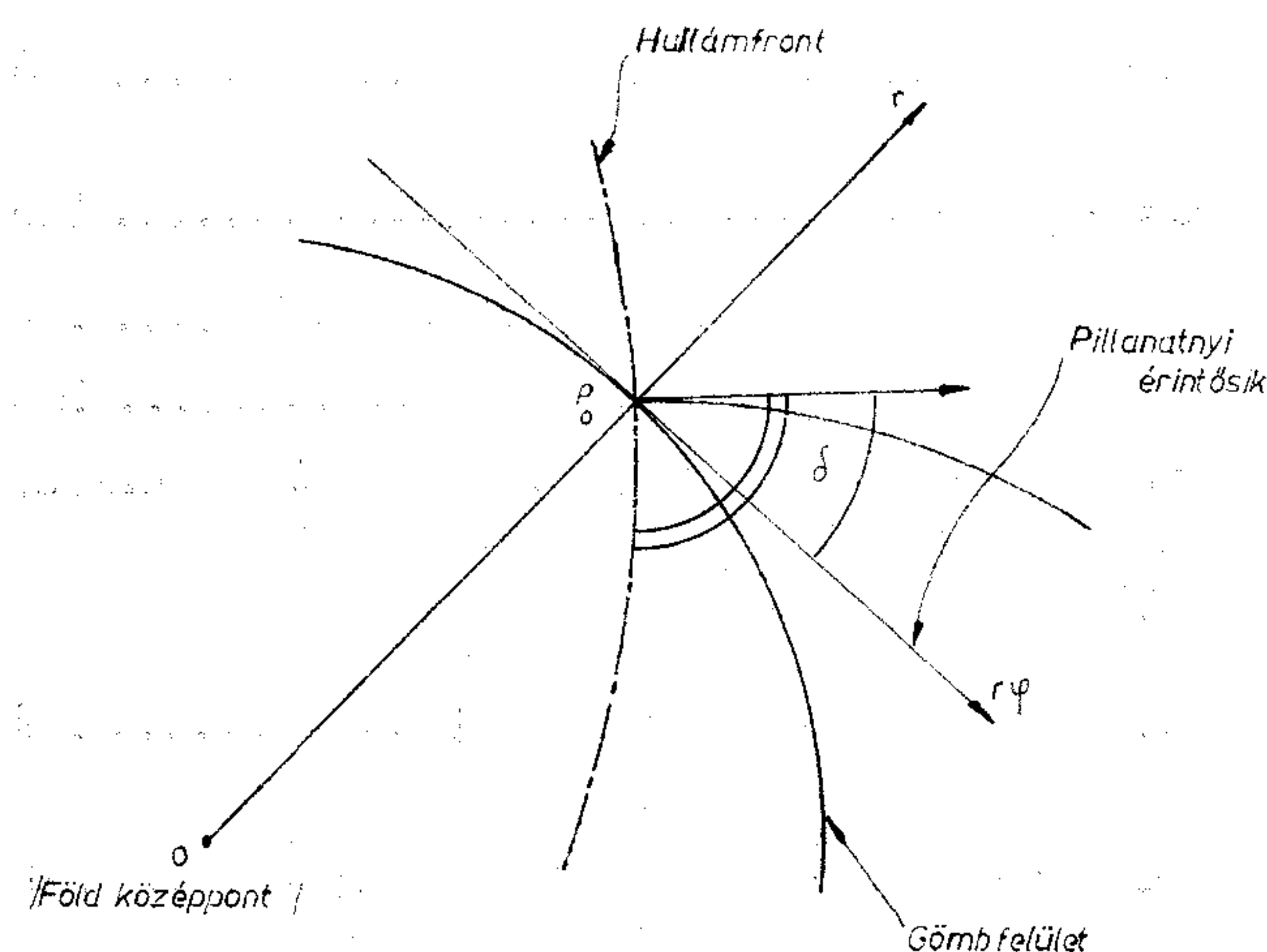
A feladatunkat most úgy fogalmazzuk meg, hogy az anyagállandók csak a légkör z magasságától függenek, tehát

$$\varepsilon = \varepsilon(z) \quad \text{és} \quad \mu = \mu(z)$$

a föld felületét síknak tételezzük fel és a problémát a koordinátarendszer megfelelő megválasztásával a (zx) síkban vizsgáljuk. A térerősségek időbeli változását szinuszosnak vesszük.

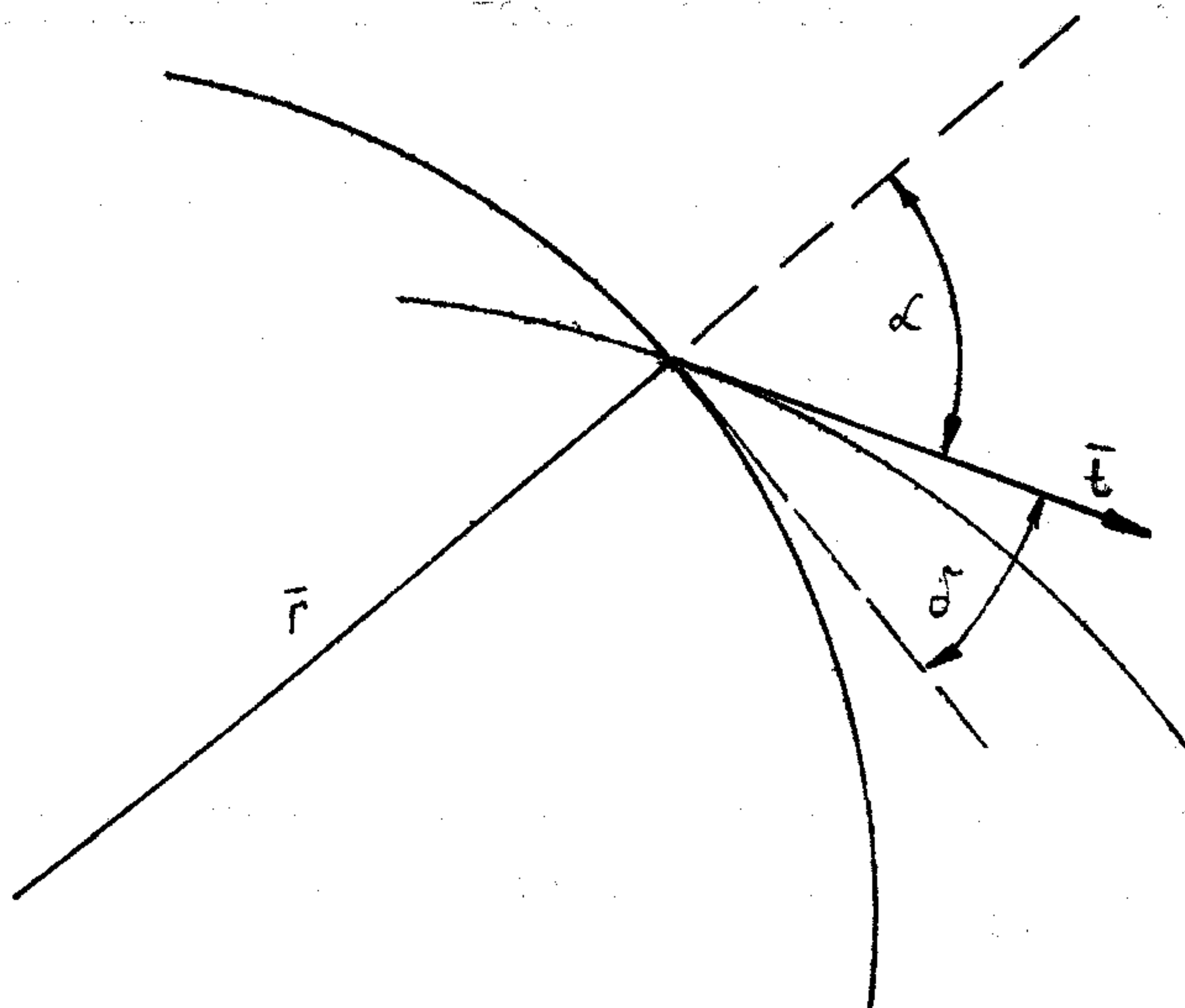
Lineárisan polarizált TE hullámnak nevezzük azt a hullámot, ahol

$$E_x = E_z = 0$$



H973-1

1. ábra. Az általános törési törvény levezetéséhez



H973-2

2. ábra. Gömbi rétegződés esete

azaz az elektromos térerősség merőleges a (ZX) síkra. Lineárisan polarizált TM hullámnak nevezzük azt a hullámot ahol

$$H_x = H_z = 0$$

azaz a mágneses térerősség merőleges a (ZX) síkra.

Tetszőleges irányú lineárisan polarizált hullám felbontható TE és TM hullámok összegére. Ha komplex amplitúdókat is megengedünk akkor ez a megállapítás elliptikusan polárizált hullámra is igaz.

Első lépésben vizsgáljuk meg a TE hullámot.

A Maxwell-egyenletek ebben az esetben

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = 0,$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega \varepsilon(z) E_y,$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = 0,$$

$$-\frac{\partial E_y}{\partial z} = -j\omega \mu(z) H_x,$$

$$0 = -j\omega \mu(z) H_y,$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = -j\omega \mu(z) H_z.$$

Ebből az F_y -ra érvényes a következő egyenlet

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} - \frac{\partial [\ln \mu(z)]}{\partial z} \cdot \frac{\partial E_y}{\partial z} + \omega^2 \varepsilon(z) \mu(z) E_y = 0.$$

Az

$$n(z) = \frac{c}{v(z)} = c \sqrt{\varepsilon(z) \mu(z)}$$

törésmutató és az

$$\frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \beta_0,$$

fázistényező bevezetésével kapjuk, hogy

$$\omega^2 \varepsilon(z) \mu(z) = \beta_0^2 n^2(z)$$

(a vákuumban mért hullámhossz $c = 2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}}$ a fény terjedési sebessége vákuumban.)

A megoldandó parciális differenciál egyenlet a következő

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} - \frac{\partial[\ln \mu(z)]}{\partial z} \frac{\partial E_y}{\partial z} + \beta_0^2 n^2(z) E_y = 0.$$

A differenciálegyenletet a változók szétválasztásával oldjuk meg

$$E_y(x, z) = X(x) \cdot Z(z),$$

$$\frac{1}{x} \frac{d^2 x}{dx^2} = -\frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} + \frac{d[\ln \mu(z)]}{dz} \frac{1}{Z} \frac{dZ}{dz} - \beta_0^2 n^2(z).$$

Az egyenlet csak úgy állhat fenn, ha

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = C_1 = \text{konst}$$

és

$$-\frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} + \frac{d[\ln \mu(z)]}{dz} \frac{1}{Z} \frac{dZ}{dz} - \beta_0^2 n^2(z) = C_1 = \text{konst.}$$

A térerősségnek x irányú változása szinuszos, ezért

$$C_1 = -k^2 = \beta_0^2 C_2,$$

ahol k vaós szám és C_2 állandó.

Az X -re vonatkozó egyenlet megoldása általában

$$X(x) = C e^{i\beta_0 c_2 x}.$$

A parciális differenciálegyenlet megoldása általában a szinuszos időbeli függést is felvéve

$$E_y(x, z, t) = C_3 |Z(z)| e^{j[\omega t \pm (\varphi(z) + \beta_0 c_2 x)]}.$$

Az esetleges hullámvisszaverődést nem kell figyelembe venni, mert a reflexiós tényező igen kicsi. A reflexiós tényező gyakorlatilag soha elő nem forduló maximális értéke (a földi légkörben!) a tapasztalat szerint

$$\left| \frac{F}{\max} \right| = \left| \frac{\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} - 1}{\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} + 1} \right| = \left| \frac{\sqrt{\varepsilon_r} - 1}{\sqrt{\varepsilon_r} + 1} \right|,$$

$$\left| \frac{F}{\max} \right| = \left| \frac{n-1}{n+1} \right| < \left| \frac{n-1}{2} \right| = \frac{400 \cdot 10^{-6}}{2} = 2 \cdot 10^{-4} (n = \sqrt{\varepsilon_r}).$$

Ez a mikrohullámú összeköttetések esetén (föld—föld és föld—műhold) igen pesszimális értéknek számít. A reflexiós tényező a gyakorlatban sokkal

(nagyságrendekkel) kisebb. Az azonos fázisú pontok mértani helye a hullám-front egyenlete ilyen feltétel mellett

$$\omega t \pm [\varphi(Z) + \beta_0 C_2 x] = \Phi_F(z_0, x_0 t) = \text{konst.}$$

A pillanatnyi érintősök egyenlete a $P(x_0, z_0)$ pontban

$$\omega t \pm [(Z - Z_0) \beta \sin \delta + (x - x_0) \beta \omega s \delta] = 0.$$

Itt

$$\beta_0 = \frac{2\pi f}{\lambda_0} = \frac{\omega}{c} = \frac{\omega}{v} \cdot \frac{1}{n(z)} = \frac{\beta}{n(z)}.$$

Mivel

$$\frac{\partial \Phi_F}{\partial x} = \beta_0 C_2 = \frac{\beta}{n(z)} C_2 = \beta \cos \delta,$$

ahonnan

$$n(z) = \cos \delta = C_2.$$

Ez a törési törvény általánosítása. Tehát a geometriai optika útján levezetett törvény a síkrétegzett közeg esetén mikrohullámok tartományában is használható.

TM hullám esetén a Maxwell-egyenletek a következők

$$-\frac{\partial H_y}{\partial z} = j\omega \varepsilon(z) E_x, j\omega H_x = -\frac{1}{\varepsilon(z)} \frac{\partial H_y}{\partial z},$$

$$0 = j\omega \varepsilon(z) E_y,$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = j\omega \varepsilon(z) E_z,$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = 0,$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_y}{\partial x} = -j\omega \mu(z) H_y,$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_y}{\partial y} = 0.$$

A megoldandó differenciálegyenlet

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} - \frac{\partial[\ln \varepsilon(z)]}{\partial z} \frac{\partial H_y}{\partial z} + \omega^2 \varepsilon(z) \mu(z) H_y = 0.$$

Ebből az egyenletből az előzővel azonos következtetés vonható le. Tehát a levezetett törési törvény minden polarizációra igaz.

A geometriai optika módszerei síkrétegzett közegben az előző megszorításokkal bármilyen polarizációban használhatók.

4. Maxwell-egyenletek megoldása gömbi rétegződésű közegben

A feladatunkat most gömbi rétegződés esetére oldjuk meg. A problémát síkproblémának tekintve feltételezzük, hogy az anyagállandók csak az r -től függenek azaz

$$\varepsilon = \varepsilon(r), \mu = \mu(r),$$

a föld felületét gömbnek tételezzük fel és a másik független változóként φ -t vesszük. A problémát az (r, φ) síkban vizsgáljuk. A felesleges bonyoldalmak elkerülése érdekében mivel a probléma síkprobléma gömbi koordináták helyett henger-koordinátákat használunk. Nem követünk el hibát, ha a gömbfelületnek erre vonatkozó részét hengerfelülettel helyettesítjük.

Lineárisan polározott TE hullámnak nevezzük azt a hullámot, ahol

$$E_r = E_\varphi = 0,$$

azaz elektromos térerősség merőleges a $(z=0)$ síkra.

Lineárisan polározott TM hullámnak nevezzük azt a hullámot, ahol

$$H_r = H_\varphi = 0,$$

azaz a mágneses térerősség merőleges a $(z=0)$ síkra. Vizsgáljuk meg most a TE hullámot.

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (r H_\varphi) - \frac{\partial H_r}{\partial \varphi} \right] = j\omega \varepsilon(r) E_z,$$

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial H_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial}{\partial z} (r H_\varphi) \right] = 0,$$

$$\frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} = 0,$$

$$0 = -j\omega \mu(r) H_z,$$

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial E_z}{\partial \varphi} \right] = -j\omega \mu(r) H_r,$$

$$-r \cdot \frac{\partial E_z}{\partial r} = -j\omega \mu(r) (H_{\varphi r}).$$

A megoldandó differenciálegyenlet

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} - \frac{\partial [\ln \mu(r)]}{\partial r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \omega^2 \varepsilon(r) \mu(r) E_z = 0.$$

A törésmutató bevezetése után kapjuk, hogy

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} - \frac{\partial [\ln \mu(r)]}{\partial r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \beta_0^2 n^2(r) E_z = 0.$$

A differenciálegyenletet a változók szétválasztásával oldjuk meg

$$E_z(r, \varphi) = R(r) \cdot \Phi(\varphi),$$

$$\frac{1}{R} \left\{ r^2 \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + r \frac{\partial R}{\partial r} - r^2 \frac{\partial [\ln \mu(r)]}{\partial r} \right\} + r^2 \beta_0^2 n^2(r) = -\frac{1}{\Phi} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \varphi^2},$$

$$\frac{1}{\Phi} \frac{d^2 \Phi}{d\varphi^2} = -k^2 = -\beta_0^2 \alpha^2,$$

$$\Phi(\varphi) = C_1 e^{-j\beta_0 \alpha \varphi}.$$

Helyezzük most el a polárkoordinátáknak megfelelő $x_1 = r\varphi$ és az $x_2 = r$ ortogonális koordináta-rendszerünk középpontját a hullámfront $P_0(r_0, \varphi_0)$ pontjába oly módon, hogy az $x_2 = r$ változónak megfelelő tengely az $r = \text{konst}$ gömbfelület normálisával essék egybe és az $x_1 = r\varphi$ változónak megfelelő tengely az érintősíkban fekszen.

Az azonos fázisú pontok mértani helye a hullámfront egyenlete

$$\omega t \pm [\varphi(r) + \beta_0 C_2 \varphi] = \Phi_F(r_0, \varphi_0, t_0).$$

Illetve

$$\omega t \pm \left[\varphi(r) + \frac{\beta}{rn(r)} C_2(r\varphi) \right] = \text{konst.}$$

Az esetleges hullámvisszaverődést nem kell figyelembe venni, mert egyrészt a visszavert hullám útja gömbi rétegződési közegben ferde beesés mellett más mint a beeső hullámé, másrészt a reflexió tényező igen kicsi. (Lásd az előző fejezetet.)

A pillanatnyi érintősík egyenlete a $P_0(r_0, \varphi_0)$ pontban a mi koordináta-rendszerünkben

$$\omega t \pm [(r - r_0)\beta \sin \delta + (r\varphi - r\varphi_0)\beta \cos \delta] = 0,$$

$$\frac{\partial \Phi_F}{\partial (r\varphi)} = \frac{\beta C_2}{rn(r)} = \beta \cos \delta,$$

ahonnan

$$rn(r) \cos \delta = C_2.$$

Okoskodásunkat értelemszerűen a TM hullámformára alkalmazva ugyanezt az eredményt kapjuk.

A geometriai optika módszerei gömbi rétegzett közegben az előbbi megszorításokat figyelembevéve használhatók.

Feltétlenül meg kell jegyezni itt azt, hogy miután mi az általános Snellius—Descartes-törvényt síkrétegzett közegben a Maxwell-egyenletekből kiindulva már levezettük azaz

$$n(z) \cos \delta = n_0 \cos \delta_0 = \text{konst.},$$

a gömbi rétegzésre vonatkozó bizonyítást az

$$m(r) = \frac{n(r)r}{R_0},$$

módosított törésmutató bevezetésével sík problémává tudjuk redukálni. Ha ui. feltételezzük azt, hogy síkrétegződés esetén a törésmutató

$$m(r),$$

szerint változik, akkor erre vonatkozóan az

$$m(r) \cos \delta = n_0 \cos \delta_0 = \text{const}$$

egyenlet felírható.

5. Maxwell-egyenletek szabálytalanul inhomogén közegben [4]

Ennek a problémának az utolsó lépéseként érdemes most már az általános esetre is néhány pillantást vetni. Az anyagállandók itt általános skalár-vektor függvények.

$$\varepsilon = \varepsilon(F), \quad \mu = \mu(F).$$

Ez a mi körülményeink között az atmoszférában természetesen azt jelenti, hogy az anyagállandók nemcsak a z (vagy r) magasságtól függenek, hanem az előzőnél kisebb mértékben ugyan, de a többi koordinátáktól is.

Megvizsgáljuk a geometriai optika törvényeinek alkalmazhatóságát a mikrohullámok tartományában egy adott mikrohullámú összeköttetés paramétereiből kiindulva ilyen közegben is.

Válasszuk szét most a térerősségek kifejezésében az időtől és helytől függő részt

$$\bar{\mathbf{E}}(\bar{\mathbf{r}}, t) = \bar{\mathbf{E}}_0(\bar{\mathbf{r}})e^{j\omega t} \quad \bar{\mathbf{H}}(\bar{\mathbf{r}}, t) = \bar{\mathbf{H}}_0(\bar{\mathbf{r}})e^{j\omega t}.$$

Az időtől függő részt itt szinuszosnak vettük, amivel nem vétünk az általánosság ellen.

A Maxwell-egyenletek ebben az esetben

$$\text{rot } \bar{\mathbf{H}}_0(\bar{\mathbf{r}}) = j\omega\epsilon(r)\bar{\mathbf{E}}_0(r) \dots\dots\dots 5.1$$

$$\text{rot } \bar{\mathbf{E}}_0(\bar{\mathbf{r}}) = j\omega\mu_0(r)\bar{\mathbf{H}}_0(r) \dots\dots\dots 5.2$$

$$\text{div} [\epsilon(\bar{\mathbf{r}}) \cdot \bar{\mathbf{E}}(\bar{\mathbf{r}})] = 0 \dots\dots\dots 5.3$$

$$\text{div} [\mu(\bar{\mathbf{r}}) \cdot \bar{\mathbf{H}}(\bar{\mathbf{r}})] = 0 \dots\dots\dots 5.4$$

Ha a közeg homogén

$$\epsilon(\bar{\mathbf{r}}) = \text{konst}, \quad \mu(\bar{\mathbf{r}}) = \text{konst},$$

az egyenletek egyik megoldása homogén közeg esetén mint ismeretes

$$\bar{\mathbf{E}}_0 = \bar{\mathbf{e}}e^{-j\beta_0 n(\bar{\mathbf{r}}s)} \dots\dots\dots 5.5$$

$$\bar{\mathbf{H}}_0 = \bar{\mathbf{h}}e^{-j\beta_0 n(\bar{\mathbf{r}}s)} \dots\dots\dots 5.6$$

Az $\bar{\mathbf{e}}$ és $\bar{\mathbf{h}}$ vektorok itt állandó komplex vektorok. A törésmutató

$$n = \frac{c}{v} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \sqrt{\epsilon_r \mu_r},$$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}, \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}},$$

továbbá r a relatív dielektromos állandó és μ_r a relatív permeabilitás.

Az azonos fázisú pontok mértani helye egy sík

$$(\bar{\mathbf{r}}s) = \text{konst} \quad \dots\dots\dots 5.7$$

$$\text{ahol } \bar{\mathbf{r}} = \bar{\mathbf{r}}(x, y, z) \dots\dots\dots 5.8$$

$$\bar{\mathbf{s}} = \bar{\mathbf{s}}(\cos \alpha_x, \cos \alpha_y, \cos \alpha_z) \dots\dots\dots 5.9$$

A Maxwell-egyenletek megoldását az általános esetre írjuk most fel

$$\bar{\mathbf{E}}_0(\bar{\mathbf{r}}) = \bar{\mathbf{e}}(\bar{\mathbf{r}})e^{-j\beta_0 \varphi(\bar{\mathbf{r}})} \dots\dots\dots 5.10$$

$$\bar{\mathbf{H}}_0(\bar{\mathbf{r}}) = \bar{\mathbf{h}}(\bar{\mathbf{r}})e^{-j\beta_0 \varphi(\bar{\mathbf{r}})} \dots\dots\dots 5.11$$

alakban. (φ dimenziója méter.) Itt az $\bar{\mathbf{e}}$ és $\bar{\mathbf{h}}$ komplex vektorok már nem állandók, hanem az anyagállandók változása mértékében változnak. Tehát ha az anyagállandók kisebb mértékben változnak akkor az $\bar{\mathbf{e}}$ és $\bar{\mathbf{h}}$ vektorok is kisebb mértékben változnak. Ha

az anyagállandók nagyobb mértékben változnak, akkor az $\bar{\mathbf{e}}$ és $\bar{\mathbf{h}}$ vektorok is nagyobb mértékben változnak.

A

$$\varphi(\bar{\mathbf{r}}) = \text{konst},$$

az azonos fázisú pontok mértani helye a hullámfront egyenlete. Ennek dimenziója $[m]$ grad φ a felület trajektoriájának az irányát és ezzel a hullámterjedés irányát is jelöli.

A

$$\text{rot } \lambda \bar{\mathbf{y}} = \lambda \text{rot } \bar{\mathbf{y}} - [\bar{\mathbf{y}} \times \text{grad } \lambda],$$

$$\text{div } \lambda \bar{\mathbf{y}} = \lambda \text{div } \bar{\mathbf{y}} + (\bar{\mathbf{y}} \text{ grad } \lambda),$$

összefüggéseket felhasználva kapjuk, hogy

$$\text{rot } \bar{\mathbf{h}} + j\beta_0 [\bar{\mathbf{h}} \times \text{grad } \varphi] = j\beta_0 c \epsilon \bar{\mathbf{e}},$$

$$\text{rot } \bar{\mathbf{e}} + j\beta_0 [\bar{\mathbf{e}} \times \text{grad } \varphi] = j\beta_0 C \mu \bar{\mathbf{h}},$$

$$\epsilon [\text{div } \bar{\mathbf{e}} - j\beta_0 (\bar{\mathbf{e}} \text{ grad } \varphi)] + (\bar{\mathbf{e}} \text{ grad } \epsilon) = 0,$$

$$\mu [\text{div } \bar{\mathbf{h}} - j\beta_0 (\bar{\mathbf{h}} \text{ grad } \varphi)] + (\bar{\mathbf{h}} \text{ grad } \mu) = 0.$$

Itt figyelembe vettük, hogy

$$\omega = \frac{\omega}{c} c = \beta_0 c = \frac{\beta_0}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}.$$

Az egyenletek rendezve a következő alakot öltik

$$[\text{grad } \varphi \times \bar{\mathbf{h}}] + \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \epsilon_r \bar{\mathbf{e}} = \frac{1}{j\beta_0} \text{rot } \bar{\mathbf{h}} \dots\dots\dots 5.12$$

$$[\text{grad } \varphi \times \bar{\mathbf{e}}] - \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \mu_r \bar{\mathbf{h}} = \frac{1}{j\beta_0} \text{rot } \bar{\mathbf{e}} \dots\dots\dots 5.13$$

$$(\bar{\mathbf{e}} \text{ grad } \varphi) = \frac{1}{j\beta_0} \left[\frac{1}{\epsilon_r} (\bar{\mathbf{e}} \text{ grad } \epsilon_r) + \text{div } \bar{\mathbf{e}} \right] \dots\dots\dots 5.14$$

$$(\bar{\mathbf{h}} \text{ grad } \varphi) = \frac{1}{j\beta_0} \left[\frac{1}{\mu_r} (\bar{\mathbf{h}} \text{ grad } \mu_r) + \text{div } \bar{\mathbf{h}} \right] \dots\dots\dots 5.15$$

Az egyenletekben

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \text{ ohm}.$$

Végezzünk most néhány jól megalapozott nagyságrendi becslést. A kitűzött célnak megfelelően a mikrohullámú összeköttetések szemszögéből.

A relatív megváltozás könnyebb megbecsülése érdekében írhatjuk át az egyenleteket egy kissé más alakba

$$\left[\text{grad } \varphi \times \frac{\bar{\mathbf{h}}}{|\bar{\mathbf{h}}|} \right] + \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \epsilon_r \frac{\bar{\mathbf{e}}}{|\bar{\mathbf{e}}|} = \frac{1}{j\beta_0} \frac{1}{|\bar{\mathbf{h}}|} \text{rot } \bar{\mathbf{h}} \dots\dots\dots 5.16$$

$$\left[\text{grad } \varphi \times \frac{\bar{\mathbf{e}}}{|\bar{\mathbf{e}}|} \right] - \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \mu_r \frac{\bar{\mathbf{h}}}{|\bar{\mathbf{h}}|} = \frac{1}{j\beta_0} \frac{1}{|\bar{\mathbf{e}}|} \text{rot } \bar{\mathbf{e}} \dots\dots\dots 5.17$$

$$\left(\frac{\bar{\mathbf{e}}}{|\bar{\mathbf{e}}|} \text{ grad } \varphi \right) = \frac{1}{j\beta_0} \left[\frac{1}{\epsilon_r} \left(\frac{\bar{\mathbf{e}}}{|\bar{\mathbf{e}}|} \text{ grad } \epsilon_r \right) + \frac{1}{|\bar{\mathbf{e}}|} \text{div } \bar{\mathbf{e}} \right] \dots\dots\dots 5.18$$

$$\left(\frac{\bar{\mathbf{h}}}{|\bar{\mathbf{h}}|} \text{ grad } \varphi \right) = \frac{1}{j\beta_0} \left[\frac{1}{\mu_r} \left(\frac{\bar{\mathbf{h}}}{|\bar{\mathbf{h}}|} \text{ grad } \mu_r \right) + \frac{1}{|\bar{\mathbf{h}}|} \text{div } \bar{\mathbf{h}} \right] \dots\dots\dots 5.19$$

A különböző nagyságrendeket a következő pontokban foglalhatjuk össze:

a) Közel síkhullám esetén

$$\varphi(r) \approx n(\bar{r} \bar{s}) = \text{const.}$$

Itt figyelembe véve 5.8 és 5.9-et

$$\text{grad } \varphi \approx n[\cos \alpha_x \bar{i} + \cos \alpha_y \bar{j} + \cos \alpha_z \bar{k}]$$

$$|\text{grad } \varphi|^2 \approx n^2 [\cos^2 \alpha_x + \cos^2 \alpha_y + \cos^2 \alpha_z].$$

A légkörben nagyságrendileg érvényes az, hogy

$$|\text{grad } \varphi| = 1.$$

b) A légkörben

$$\text{grad } \mu_r = 0 \quad \mu_r \approx 1,$$

$$\text{grad } \varepsilon_r = \text{grad } n^2 = 2 \text{ grad } n \quad \varepsilon_r \approx 1.$$

A törésmutató nem valószínű legnagyobb értéke a számítás egyszerűsége érdekében exponenciális atmoszférát feltételezve (ami egyben a legnagyobb törésmutató változást is jelenti) a következő

$$n = 1 + 10^{-6} a e^{-bh}, \quad \text{ahol } a = 500, b = 0,25,$$

$$|\text{grad } n|_{\max} = |\text{grad } n|_{h=0} = 10^{-6} ab =$$

$$= 10^{-6} 125 \frac{1}{\text{km}} = 1,25 \cdot 10^{-7}.$$

c) Az RF szakaszcsillapítás

$d_{RF} = 50$ km-es szakasztávolság

$$G_{AdB} = G_{vdB} = 32 \text{ dB},$$

antennanyereségek mellett $f = 2000$ MHz frekvencia esetén

$$A_{RF} = -68,45 \text{ db} = 20 \log \frac{E_v}{E_A} =$$

$$= 20 \log \left(1 - \frac{\Delta E}{E_A} \right).$$

Itt E_v az elektromos térerősség a vevőantenna helyén;

E_A az elektromos térerősség az adóantenna helyén;

ΔE az elektromos térerősség megváltozása az adó- és vevőantenna között.

A fentiekből

$$\frac{E_v}{E_A} = 3,78 \cdot 10^{-4} = 1 - \frac{\Delta E}{E_A}.$$

Az elektromos térerősség relatív megváltozása $d_{RF} = 50$ km hosszú szakaszon

$$\frac{\Delta E}{E} = 0,999 622.$$

Az elektromos térerősség átlagos relatív megváltozás m -ként nagyságrendileg

$$\frac{1}{E} \frac{\Delta E}{\Delta x} \approx 1,999 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{1}{\text{m}} \approx 2 \cdot 10^{-5} < 10^{-4}.$$

Ezt a relatív becslést nyugodtan használhatjuk a vektoroperációk esetén is. Tehát nagyságrendileg a 2 GHz-es legalacsonyabb frekvenciasávban.

$$\frac{1}{|\bar{h}|} \left| \text{rot } \bar{h} \right|_{\max} \approx \frac{1}{|\bar{e}|} \left| \text{rot } \bar{e} \right|_{\max} \approx 6 \cdot 10^{-4},$$

$$\frac{1}{|\bar{h}|} \left| \text{div } \bar{h} \right|_{\max} \approx \frac{1}{|\bar{e}|} \left| \text{div } \bar{e} \right|_{\max} \approx 3 \cdot 10^{-4}.$$

d) Végezetül ha

$$f = 2000 \text{ MHz} \quad \text{akkor} \quad \frac{1}{\beta_0} = \frac{\lambda_0}{2\pi} = 2,4 \cdot 10^{-2}.$$

Ennek megfelelően az átalakított egyenletek a nagyságrendi becslés szempontjából a következően alakulnak

$$\frac{1}{|\bar{h}|} \left| [\text{grad } \varphi \times \bar{h}] + \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \varepsilon_r \bar{e} \right| \sim$$

$$\sim 2,4 \cdot 10^{-2} \cdot 6 \cdot 10^{-4} = 1,44 \cdot 10^{-5},$$

$$\frac{1}{|\bar{e}|} \left| [\text{grad } \varphi \times \bar{e}] - \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \mu_r \bar{h} \right| \sim$$

$$\sim 2,4 \cdot 10^{-2} \cdot 6 \cdot 10^{-4} = 1,44 \cdot 10^{-5},$$

$$\frac{1}{\bar{e}} (\bar{e} \text{ grad } \varphi) \approx 2,4 \cdot 10^{-2} (1,25 \cdot 10^{-7} + 3 \cdot 10^{-4}),$$

$$\frac{1}{|\bar{h}|} (\bar{h} \text{ grad } \varphi) \approx 2,4 \cdot 10^{-2} (1,25 \cdot 10^{-7} + 3 \cdot 10^{-4}).$$

A fenti pontok alapján legalacsonyabb $f = 2000$ MHz-es frekvenciasávban tehát nyugodtan írhatjuk, hogy

$$[\text{grad } \varphi \times \bar{h}] + \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \varepsilon_r \bar{e} = 0 \quad \dots\dots\dots 5.20$$

$$[\text{grad } \varphi \times \bar{e}] - \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \mu_r \bar{h} = 0 \quad \dots\dots\dots 5.21$$

$$(\bar{e} \text{ grad } \varphi) = 0 \quad \dots\dots\dots 5.22$$

$$(\bar{h} \text{ grad } \varphi) = 0 \quad \dots\dots\dots 5.23$$

Hangsúlyozzuk azt, hogy ezek a közelítő egyenletek a mikrohullámú frekvenciatartományban csak a földi légkörre vagy csak ott érvényesek, ahol a változások relatíve eléggé csekélyek.

A látható fény tartományban $\left(\frac{1}{\beta} \approx 10^{-7} \text{ m} \right)$ természetesen már erősebb változások esetén is fennáll az 5.20...5.23 egyenletek érvényessége.

A fenti közelítő egyenletek kimondják azt, hogy az $\bar{e}$ és $\bar{h}$ vektorok merőlegesek a hullámterjedés irányára, továbbá egymásra is. Az $\bar{e}$, $\bar{h}$ és $\text{grad } \varphi$ vektorok jobb sodrású rendszert alkotnak.

Az 5.21 egyenletből a $\bar{h}$ vektort kifejezve és az 5.20 egyenletbe behelyettesítve kapjuk, hogy

$$\frac{1}{\mu_r} [\bar{e} \times \text{grad } \varphi] \times \text{grad } \varphi + \varepsilon_r \bar{e} = 0.$$

Alkalmazva a kifejtési tételt

$$\frac{1}{\mu_r} [(\bar{\mathbf{e}} \text{ grad } \varphi) \text{ grad } \varphi - \bar{\mathbf{e}} |\text{grad } \varphi|^2] + \varepsilon_r \bar{\mathbf{e}} = 0.$$

Figyelembe véve, hogy

$$(\bar{\mathbf{e}} \text{ grad } \varphi) = 0,$$

$$\text{és} \quad n^2 = \varepsilon_r \mu_r, \\ |\text{grad } \varphi|^2 = n^2 \quad \dots\dots\dots 5.24$$

koordinátákban kiírva

$$\left(\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z}\right)^2 = n^2(x, y, z) \quad \dots\dots\dots 5.25$$

Látni fogjuk, hogy ebből az egyenletből most már a fenti feltételek mellett a geometriai optika törvényei levezethetők.

A w_e elektromos és a w_m mágneses energiasűrűség időbeli átlaga

$$\bar{\mathbf{E}}(\mathbf{r}) = \bar{\mathbf{e}}(\mathbf{r}) e^{j\beta\varphi(\mathbf{r})} e^{j\omega t}, \\ \bar{\mathbf{H}}(\mathbf{r}) = \bar{\mathbf{h}}(\mathbf{r}) e^{j\beta\varphi(\mathbf{r})} e^{j\omega t},$$

felírás alkalmazásával

$$w_e = \frac{1}{4} (\bar{\mathbf{E}} \bar{\mathbf{D}}^*) = \frac{\varepsilon}{4} (\bar{\mathbf{e}} \bar{\mathbf{e}}^*) = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{4} (\bar{\mathbf{e}} \bar{\mathbf{e}}^*) \quad \dots\dots\dots 5.26$$

$$w_m = \frac{1}{4} (\bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{B}}^*) = \frac{\mu}{4} (\bar{\mathbf{h}} \bar{\mathbf{h}}^*) = \frac{\mu_0 \mu_r}{4} (\bar{\mathbf{h}} \bar{\mathbf{h}}^*) \quad \dots\dots\dots 5.27$$

Az 5.21 egyenletet és az 5.27 egyenletet egybevetve kapjuk, hogy

$$\bar{\mathbf{h}} = \frac{1}{\mu_r} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} [\text{grad } \varphi \times \bar{\mathbf{e}}], \\ w_m = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}{4} ([\text{grad } \varphi \times \bar{\mathbf{e}}] \bar{\mathbf{h}}^*), \\ w_e = w_m = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}{4} ([\text{grad } \varphi \times \bar{\mathbf{e}}] \bar{\mathbf{h}}^*) \quad \dots\dots\dots 5.28$$

A komplex Poynting-vektor

$$\bar{\mathbf{S}}_k = \frac{1}{2} [\bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^*] = \frac{1}{2} [\bar{\mathbf{e}} \times \bar{\mathbf{h}}^*].$$

Az 5.21 egyenletet figyelembe véve és a kifejtési tételt alkalmazva kapjuk, hogy

$$\bar{\mathbf{S}}_k = \frac{1}{2\mu_r} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \{\bar{\mathbf{e}}^* \times [\text{grad } \varphi \times \bar{\mathbf{e}}^*]\}, \\ \bar{\mathbf{S}}_k = \frac{1}{2\mu_r} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \{[\bar{\mathbf{e}} \times \text{grad } \varphi] \times \bar{\mathbf{e}}\}, \\ \bar{\mathbf{S}}_k = \frac{1}{2\mu_r} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \left| \begin{array}{cc} (\bar{\mathbf{e}} \bar{\mathbf{e}}^*) & (\bar{\mathbf{e}} \text{ grad } \varphi) \\ \bar{\mathbf{e}}^* & \text{grad } \varphi \end{array} \right| = \\ = \frac{1}{2\mu_r} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} (\bar{\mathbf{e}} \bar{\mathbf{e}}^*) \text{ grad } \varphi, \\ \bar{\mathbf{S}}_k = \frac{2}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \frac{1}{\varepsilon_r \mu_r} \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{4} (\bar{\mathbf{e}} \bar{\mathbf{e}}^*) \text{ grad } \varphi, \\ \bar{\mathbf{S}}_k = \frac{2c}{n^2} w_e \text{ grad } \varphi.$$

A teljes energiasűrűség időbeli átlaga az elektromos és a mágneses energiasűrűség időbeli átlagának összege

$$w = w_e + w_m = 2w_e.$$

Innen a komplex Poynting-vektor

$$\bar{\mathbf{S}}_k = vw \frac{\text{grad } \varphi}{n} = vw \bar{\mathbf{t}} \quad \dots\dots\dots 5.29$$

Az 5.24 egyenletet figyelembe véve kimondhatjuk, hogy a

$$\frac{\text{grad } \varphi}{n} = \frac{\text{grad } \varphi}{|\text{grad } \varphi|} = \bar{\mathbf{t}}$$

egységvektor.

Ha most a sugárpálya egy pontjának helyvektora $\bar{\mathbf{r}} = \bar{\mathbf{r}}(s)$ egy fix pontból mért ív hosszfüggvényében (vektor- és skalárfüggvény) akkor ennek s szerinti differenciálhányadosa egységvektor

$$\frac{\text{grad } \varphi}{n} = \frac{d\bar{\mathbf{r}}}{ds} = \bar{\mathbf{t}} \quad \dots\dots\dots 5.30$$

Ebből az egyenletből most már levezethetjük a sugárpálya differenciálegyenletét. (A hullámfront orthogonális trajektóriája.) A kiinduló egyenletünk

$$n \frac{d\bar{\mathbf{r}}}{ds} = \text{grad } \varphi = \mathbf{u} = \mu_x \bar{\mathbf{i}} + \mu_y \bar{\mathbf{j}} + \mu_z \bar{\mathbf{k}}.$$

Az egyenlet csak x irányú komponensre felírva kapjuk, hogy

$$n \frac{dx}{ds} = \frac{\partial \varphi}{\partial x} = u_x.$$

Differenciáljuk az egyenlet mindkét oldalát az ívhossz szerint

$$\frac{d}{ds} \left(n \frac{dx}{ds} \right) = \left(\frac{d\bar{\mathbf{r}}}{ds} \frac{\partial}{\partial x} \text{grad } \varphi \right), \\ \frac{d}{ds} \left(n \frac{dx}{ds} \right) = \frac{1}{n} \left(\text{grad } \varphi \frac{\partial}{\partial x} \text{grad } \varphi = \frac{1}{n} \left(\bar{\mathbf{u}} \frac{\partial \bar{\mathbf{u}}}{\partial x} \right) \right).$$

A többi komponens is figyelembe véve

$$\frac{d}{ds} \left(n \frac{d\bar{\mathbf{r}}}{ds} \right) = \frac{1}{n} \left[\left(\bar{\mathbf{u}} \frac{\partial \bar{\mathbf{u}}}{\partial x} \right) \bar{\mathbf{i}} + \left(\bar{\mathbf{u}} \frac{\partial \bar{\mathbf{u}}}{\partial y} \right) \bar{\mathbf{j}} + \left(\bar{\mathbf{u}} \frac{\partial \bar{\mathbf{u}}}{\partial z} \right) \bar{\mathbf{k}} \right] = T_1.$$

Mivel $u = \text{grad } \varphi$

$$\frac{d}{ds} \left(n \frac{d\bar{\mathbf{r}}}{ds} \right) = \frac{1}{n} (\bar{\mathbf{u}} \nabla) \bar{\mathbf{u}} = T_2.$$

Figyelembe véve azt, hogy

$$\text{grad } \frac{|u|^2}{2} = (\bar{\mathbf{u}} \nabla) \bar{\mathbf{u}} + [\bar{\mathbf{u}} \times \text{rot } \bar{\mathbf{u}}] = (\bar{\mathbf{u}} \nabla) \bar{\mathbf{u}},$$

(mert $\text{rot } u = \text{rot grad } \varphi = 0$)

$$\frac{d}{ds} \left(n \frac{d\bar{\mathbf{r}}}{ds} \right) = \frac{1}{2n} \text{grad } |\text{grad } \varphi|^2 = \frac{1}{2n} \text{grad } n^2.$$

A sugárpálya differenciálegyenlete

$$\frac{d}{ds} \left(n \frac{d\bar{\mathbf{r}}}{ds} \right) = \text{grad } n \quad \dots\dots\dots 5.31$$

Be fogjuk látni, hogy ebben a differenciálegyenletben eddigi két speciális eset is megtalálható.

a) Ha a közeg homogén akkor $\text{grad } n=0$ és

$$\frac{d^2 \bar{r}}{ds^2} = 0.$$

Ennek megoldása

$$\bar{r} = \bar{a} s + \bar{b},$$

ahol

$\bar{a}$ és $\bar{b}$

állandó vektorok. Egy-egy egyenes egyenlete.

b) Ha a közeg törésmutató szempontjából gömbi rétegződésű, azaz a törésmutató csak egy fix ponttól való távolságtól függ, akkor

$$n = n(r) \dots\dots\dots 5.32$$

Ez a földi atmoszféra esete.
Vizsgáljuk meg az

$$\bar{r} \times n \bar{t},$$

vektor változását a sugárpálya mentén.

Itt $\bar{r} = r$

$$\frac{d}{ds} [\bar{r} \times n \bar{t}] = \left[\frac{d\bar{r}}{ds} \times n \bar{t} \right] + \left[\bar{r} \times \frac{d}{ds} (n \bar{t}) \right].$$

Az első tagban

$$\frac{d\bar{r}}{ds} = \bar{t} \text{ egységvektor.}$$

A második tagban

$$\frac{d}{ds} (n \bar{t}) = \frac{d}{ds} \left(n \frac{d\bar{r}}{ds} \right) = \text{grad } n.$$

Az 5.32 figyelembe vételével kapjuk, hogy

$$\text{grad } n = \frac{\bar{r}}{r} \frac{dn}{dr}.$$

A második tag szintén zérus

$$\left[r \times \frac{d}{ds} (n \bar{t}) \right] = \left[\bar{r} \times \frac{\bar{r}}{r} \frac{dn}{dr} \right] = 0.$$

Ennek megfelelően

$$[\bar{r} \times n \bar{t}] = \text{const.}$$

Ha mindkét oldalnak vesszük az abszolút értéket akkor már a jól ismert összefüggést kapjuk

$$n r \sin \alpha = n r \cos \delta = C.$$

IRODALOM

- [1] *Istvánffy Edwin*: Mikrohullámok technikája és rádiólokátorok. Tankönyvkiadó, 1957.
- [2] *Czigány Sebestyén, dr. Udo Kühn und Horst Reissmann*: Über einige Erfahrungen bei der Planung und beim Betrieb von Richtfunkstrecken. Technische Mitteilungen des RFZ 20. Jahrgang Heft 1/1976.
- [3] *Csernoch János*: A földfelület hatása az elektromágneses hullámok terjedésére. ORION-BHG-TRT Műszaki Közlemények, XXIV. évf. 1978. 3. sz.
- [4] *Max Born, Emil Wolf*: Principles of Optics. Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light. Fourth Edition. Pergamon Press.
- [5] *Simonyi Károly*: Elméleti Villamosságtan. Egyetemi tankönyv. Tankönyvkiadó, 1965.
- [6] *Dr. Fenyő István—dr. Frey Tamás*: Matematika villamosmérnököknek. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1964.
- [7] *Dr. Csurgay Árpád—Markó Szilárd*: Mikrohullámú passzív hálózatok. Tankönyvkiadó, 1965.

Lapunk példányonként megvásárolható:

az V., Váci utca 10. és

az V., Bajcsy-Zsilinszky út 76. szám alatti

hírlapboltokban

Áthallásból és erősáramú rendszerektől származó zajok hangfrekvenciás távkábeláramkörökön

BALOGH VILMOS

Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola



ÖSSZEFOGLALÁS

Távközlési kábeláramkörökben fellépő zajok egy része áthallásból és erősáramú befolyásolásból származik. A zavaró jelek eliminálására az áramkörök közötti csatolásokat kiegyenlítési eljárásokkal lecsökkentik. Megvizsgáljuk a még elfogadható maradékcsatolások nagyságát az adott áthallási feltételek alapján. Áramköri modellt mutatunk be az erősáramú rendszerek által okozott zavarok meghatározására földcsatolások és ellenálláscsatolások alapján.

Bevezetés

Az automatizált kapcsolású telefonhálózatok góckörzeti síkjában a gócközpontokat a távoli település helyi jellegű főközpontjával összekötő kábeleket nevezik körzetkábeleknek.

A jól bevált hazai gyakorlat szerint a körzetkábelekben DM sodrású érnégyeseket alkalmaznak és fantomképzéssel négyesenként három áramkört alakítanak ki.

Hazai viszonyaink között a körzetkábel nem hosszabb, mint 16 csévemező és átlagosan kb. 10 csévemezőből áll. A hangfrekvenciás távkábeláramkörökre vonatkozó műszaki jellemzőket a hagyományos erősítőmező-hosszra — kb. 60 km és 33 csévemező — értjük. Mivel jelenleg ilyen hosszú hangfrekvenciás áramkörök már nincsenek, célszerű megvizsgálni, hogy a változatlan minőségi követelményeket milyen engedmények mellett lehet teljesíteni az aktuális hosszok esetén. A hangfrekvenciás áramkörökben észlelhető zajoknak egy része az áthallás következtében lép fel. Ismeretes, hogy a szimmetrikus kábeláramkörök áthallás elleni védettségét csak hosszadalmas kiegyenlítési eljárással lehet elérni, így ezen a területen lehet az eredmények alapján megtakarítással számolni. (Lásd Kábeltechnika I., Közdok, 1977.)

Az áramköri zajoknak egy másik része a távkábel környezetében működő erősáramú rendszerek befolyásoló hatásából ered. Az erősáramú zavarásból keletkező áramköri zajt az egyes érpárok „e” földcsatolásai és ΔR ellenállás-különbségei alapján határozzuk meg.

Elektromágneses csatolások kábeláramkörök között

Egy elemi hosszúságú kábelszakasz földszimmetrikus áramkörei között mágneses és villamos csatolások lépnek fel a nem tökéletes szimmetria miatt (1. ábra).

BALOGH VILMOS

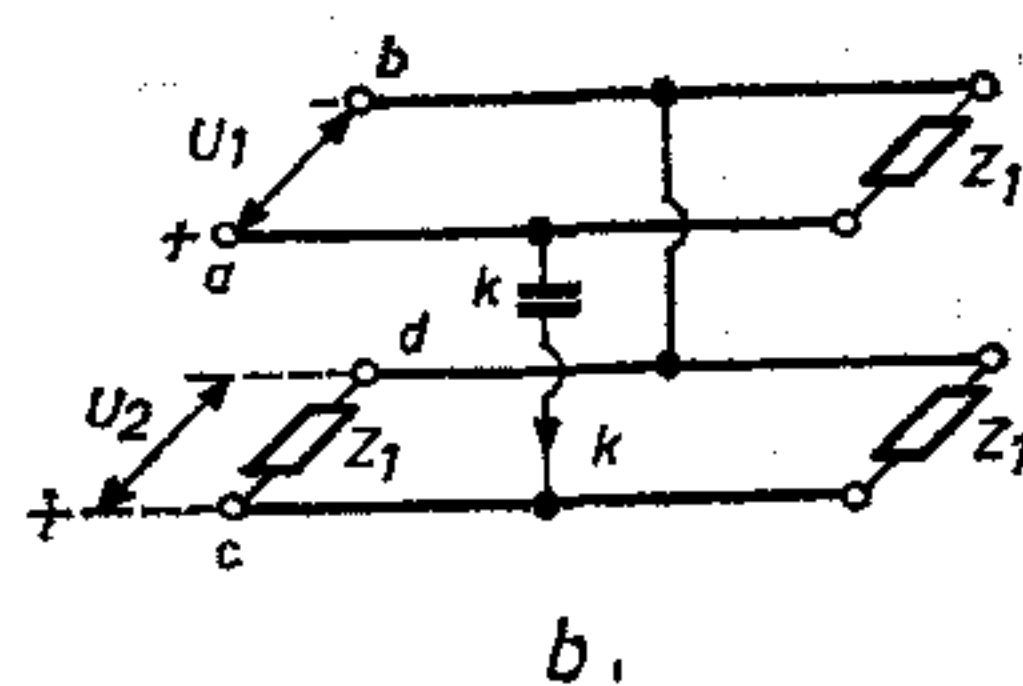
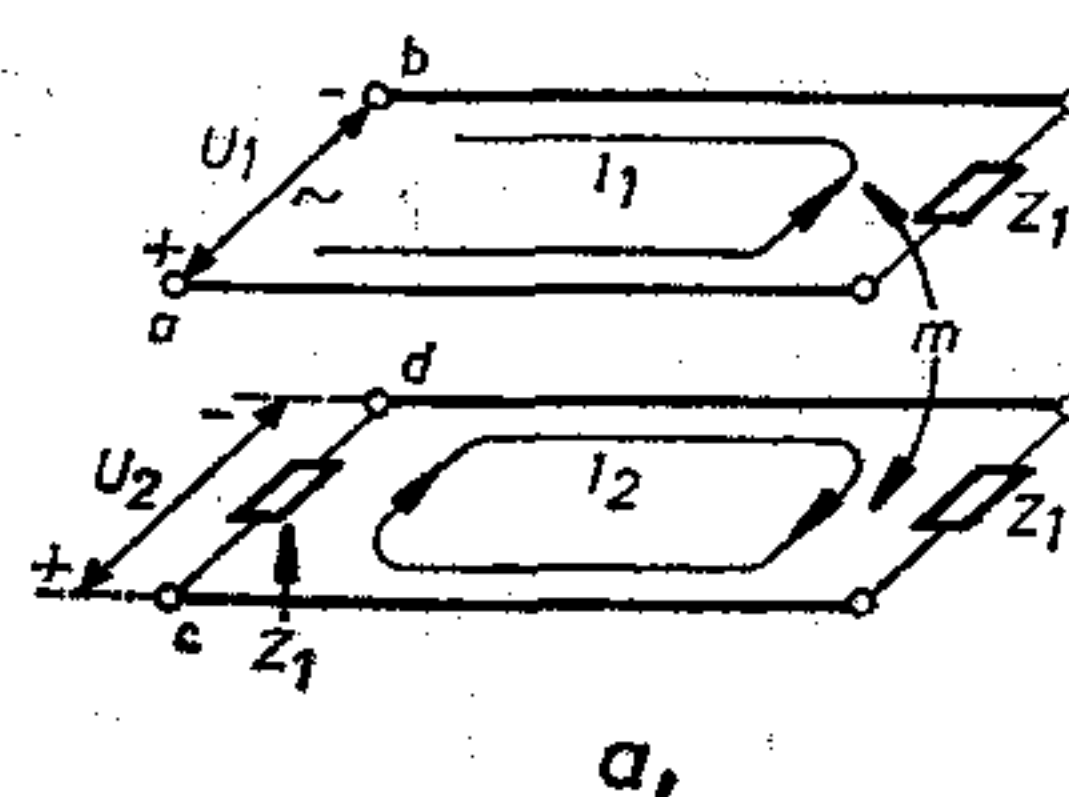
Egyetemi tanulmányait a BME híradástechnikai és gyengeáramú szakán 1958-ban fejezte be. A BHG-ban, majd a Telefongyár ÁFO keretein belül vívőáramú berendezések áramkörfejlesztési munkáiban vett részt.

1968 és 1976 között a Postai Tervező Intézetben távközlési hálózatok és berendezések fejlesztésével foglalkozott. Jelenleg főiskolai docens a Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola vezető tisztségű távközlési osztályán.

Hangfrekvenciás tartományban a kapacitív csatolások vannak túlsúlyban az induktívval szemben, mert a pupináramkörök hullámimpedanciája jóval nagyobb, mint a terheletlen áramköré. Egy DM sodrású négyesekből álló távkábel keresztmetszetét szemlélve megfigyelhető, hogy számottevő villamos csatolás a négyesen belüli három áramkör (t_1 , t_2 és f) között, valamint az azonos koszorúban elhelyezkedő közvetlenül szomszédos négyesek között lehetséges két okból is:

- a fenti helyzetű négyesek áramkörei között a legkisebb a távolság és nincs közöttük villamosan árnyékoló felület,
- a két-két szomszéd négyes a kábel teljes hosszában megtartja egymáshoz viszonyított változatlan helyét, mert az áramkörök „k” csatolásait kondenzátorral egyenlítik ki a Siemens-módszer szerint (ugyanis hazánkban ma már nem alkalmazzák az ún. négyeskeverős kiegyenlítést).

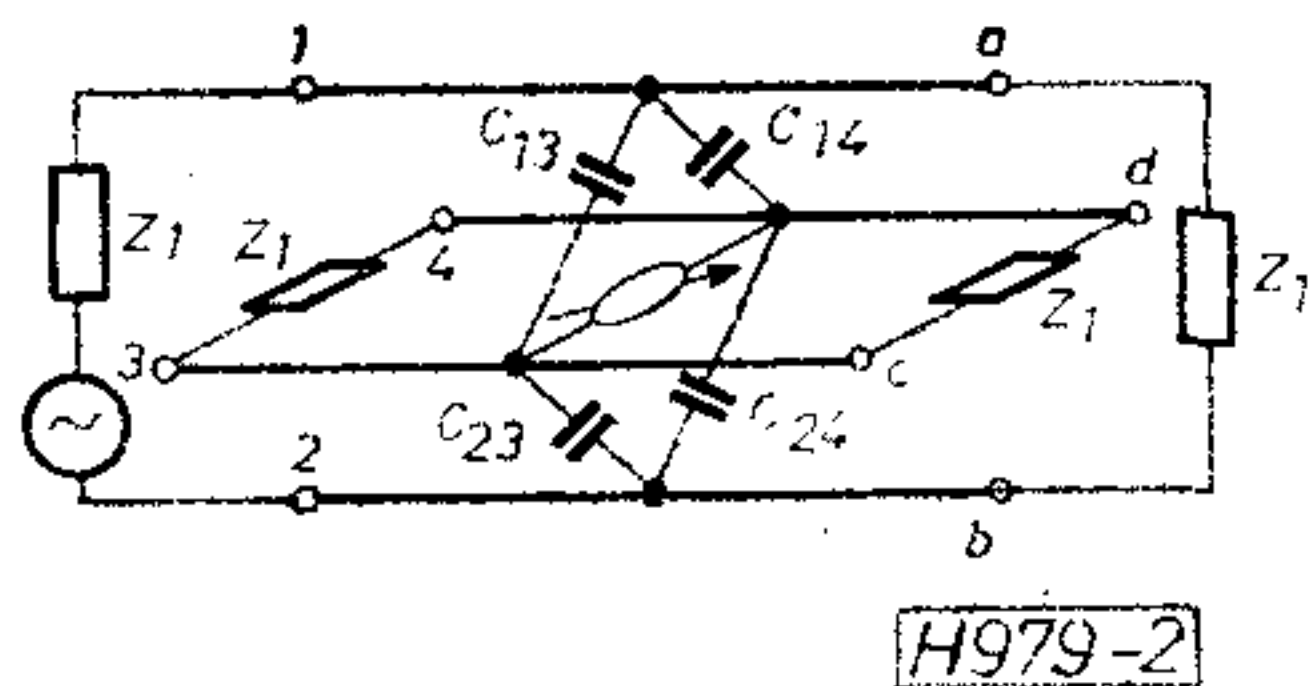
Végül is, ha egy DM négyest és egy szomszédját



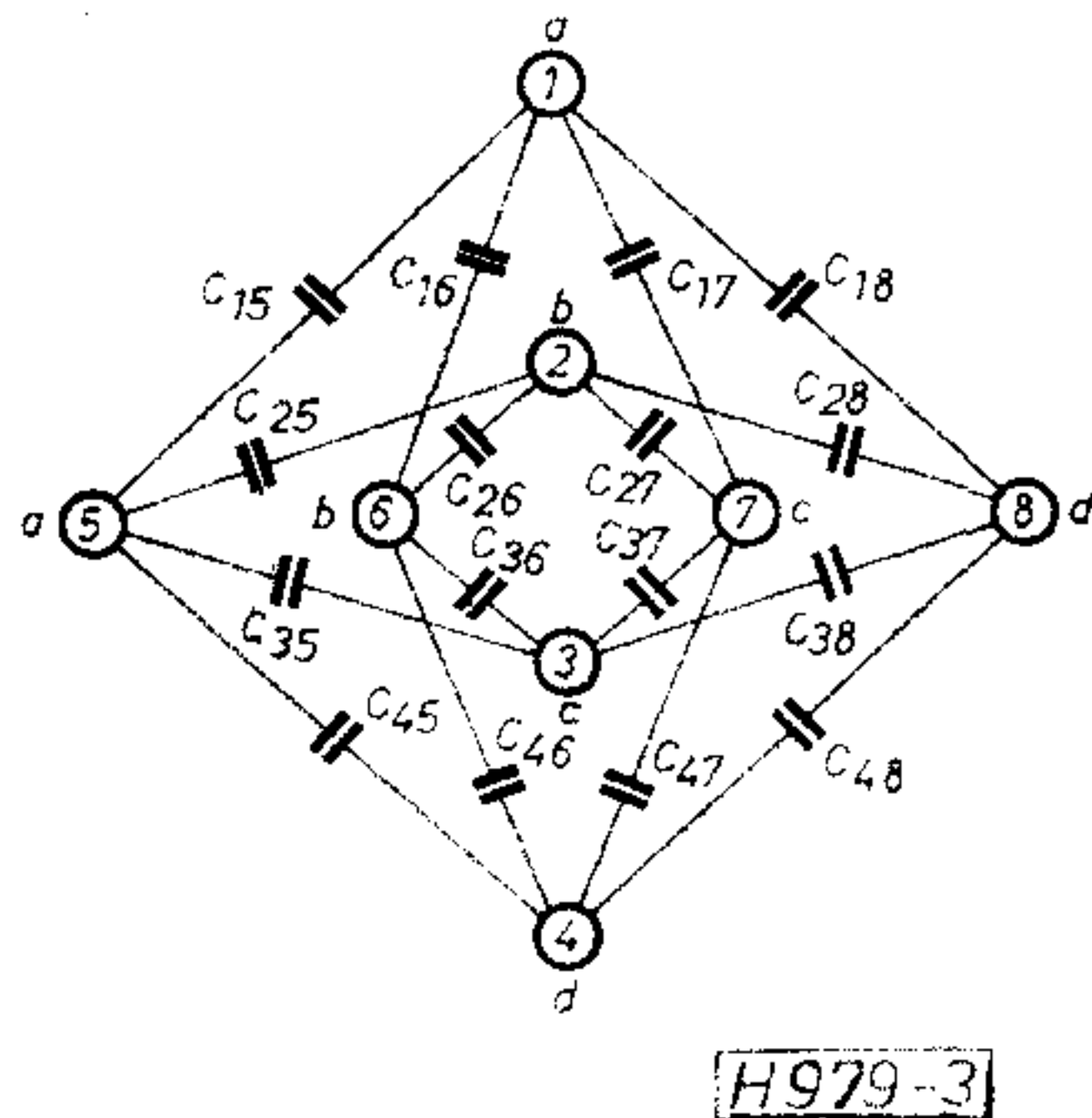
H979-1

1. ábra. Mágneses (m) és villamos (k) csatolás két áramkör között

Beérkezett: 1984. VI. 11. (↔)



2. ábra. A négyesen belüli csatolásokat meghatározó oldalkapacitások



3. ábra. A szomszédnégyesek közötti csatolásokat meghatározó oldalkapacitások

kiválasztjuk, akkor ezeken belül 12-féle relációjú k kapacitív csatolást különböztethetünk meg:

- négyesen belüli csatolások: k_1 ; k_2 és k_3 , amelyek a 2. ábra négy oldalkapacitásából határozhatók meg, és
- szomszédnégyesek közti csatolások: k_4 ; $k_{5...8}$; $k_{9...12}$, amelyek a 3. ábra 16 oldalkapacitásából számíthatók ki. (L. Pattantyús 10. kötet 202. oldal.)

A k hatásos csatolás és a $k_{1...12}$ méréssel is meghatározható csatolások között az alábbi összefüggések állnak fenn:

$$4k = k_1; 4...12,$$

$$2k = k_2, 3.$$

Összefüggés a kapacitív csatolás és az áthalláscsillapítás között

Két elemi hosszúságú áramkör között az áthalláscsillapítás a 4. ábra szerint, ha $l \rightarrow 0$ -hoz:

$$a = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} = \ln \frac{2}{\omega \cdot k \sqrt{Z_1 Z_2}} \text{ Np}, \quad (1)$$

ahol: k : a hatásos kapacitív csatolás az elemi hossz-
szon,

Z_1 : a zavaró áramkör hullámimpedanciája,

Z_2 : a zavart áramkör hullámimpedanciája,

ω : körfrekvencia.

Figyelemre méltó körülmény, hogy egy elektromosan rövid ($l \rightarrow 0$) áramkör esetén az (1) összefüggés érvényes mind a közel- (a_{kh}), mind a távolvégi áthalláscsillapításra (a_{th}). Tehát, ha

$$\alpha \cdot l = 0, \text{ akkor}$$

$$a_{at} = a_{th} = a_{kh} = \ln \frac{2}{\omega \cdot k_1 \sqrt{Z_1 Z_2}} \text{ Np}, \quad (2)$$

és ezt a kifejezést nevezik helyi áthalláscsillapítás-

nak, mert azon a helyen értelmezik, ahol az áthallás keletkezik a k csatolás hatására.

Figyelembe véve a törzs- és fantomáramkörök impedanciáit, továbbá a hatásos csatolás helyett a mérhető csatolást véve, az alábbi összefüggéseket nyerjük az áthalláscsillapításra:

$$a_1 = a_{9...12} = \ln \frac{8}{\omega \cdot k_{1,9...12} \cdot 1000} \text{ Np}, \quad (3)$$

$$a_{2,3} = \ln \frac{4}{\omega \cdot k_{2,3} \sqrt{1000 \cdot 560}} \text{ Np}, \quad (4)$$

$$a_4 = \ln \frac{8}{\omega \cdot k_4 \cdot 560} \text{ Np}, \quad (5)$$

$$a_{5...8} = \ln \frac{8}{\omega \cdot k_{5...8} \sqrt{1000 \cdot 560}} \text{ Np}, \quad (6)$$

Áthalláscsillapítás hosszú kábeláramkörök között

Ha a zavaró és a zavart áramkör csillapítása már nem hanyagolható el, akkor különbséget kell tenni a közelvégi és távolvégi áthalláscsillapítás között.

A közelvégi áthalláscsillapítás egy, a mérőhelytől x távolságban ható k_h csatolás következtében:

$$a_k = \ln \frac{2}{\omega \cdot k_h \sqrt{Z_1 Z_2}} \cdot e^{x(\gamma_1 + \gamma_2)} \text{ Np}, \quad (7)$$

ahol γ_1 : a zavaró áramkör átviteli mértéke,

γ_2 : a zavart áramkör átviteli mértéke.

Az átviteli mérték komplex mennyiség és felírható, mint

$$g = a + jb = \gamma \cdot l = \alpha \cdot l + j\beta \cdot l,$$

ahol $a = \alpha \cdot l$: az áramkör fajlagos csillapítása N/km-ben,

$b = \beta \cdot l$: az áramkör fajlagos fázisforgatása r/km-ben.

Összevetve a (2)-es és (7)-es kifejezéseket, látható, hogy a helyi csatolás és a mérőhelyen fellépő csatolás között a

$$k = k_h \cdot e^{-x \cdot [(\alpha_1 + \alpha_2) + j(\beta_1 + \beta_2)]} \quad (8)$$

összefüggés érvényes.

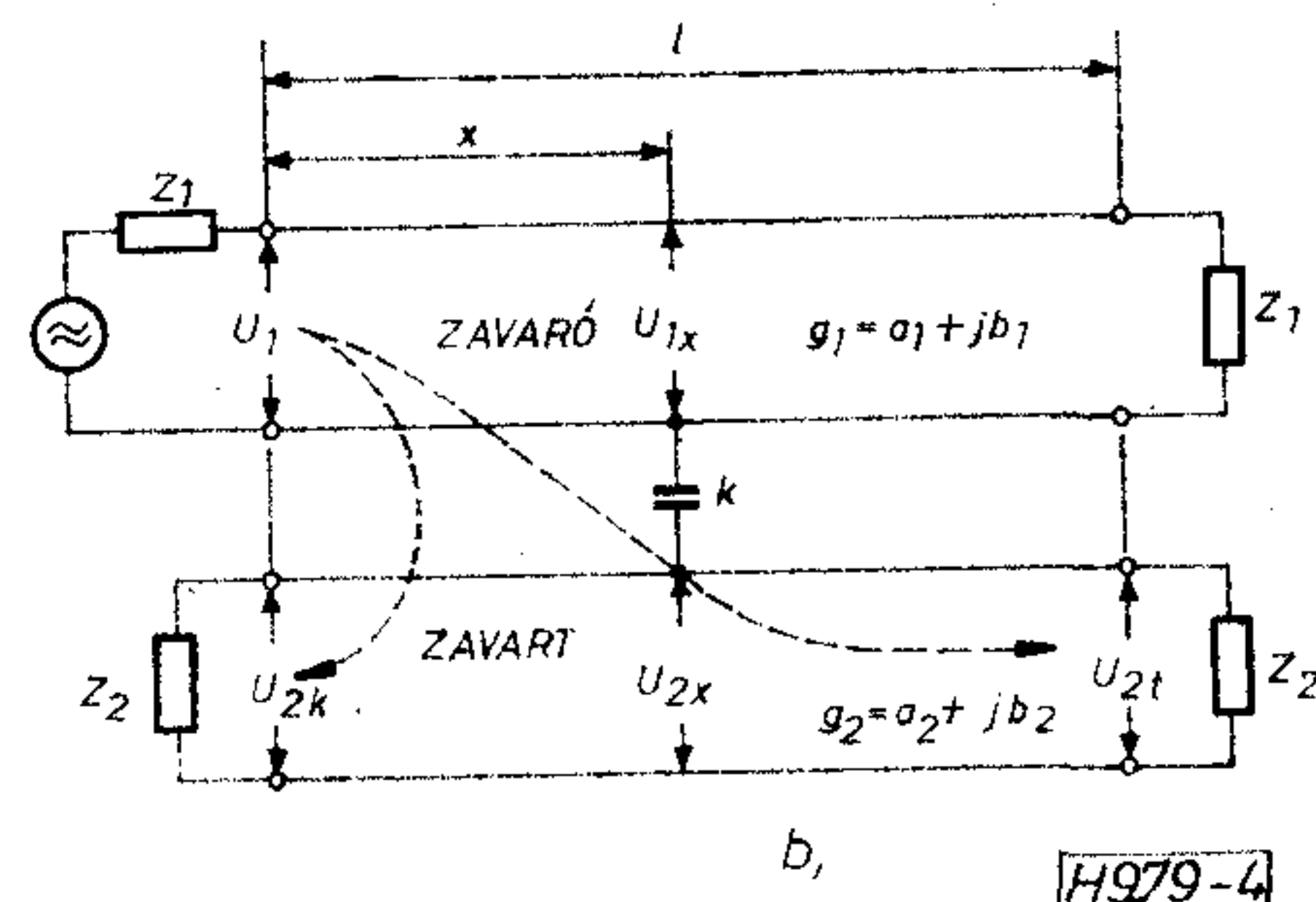
A közelvégi áthallásra jellemző, hogy a mérőhelyi eredő csatolásra a (7)-nek megfelelően a távolabbi helyi csatolások már nem hatnak számottevően.

Más a helyzet a távolvégi áthallással, amit az

$$a_t = \ln \frac{2 \cdot e^{\alpha_3 \cdot l}}{\omega \cdot k_h \sqrt{Z_1 Z_2}}, \quad (9)$$

összefüggés fejez ki és

ahol $|\gamma_2 \cdot l| = \alpha_2 \cdot l$: az l hosszúságú áramkör csillapítása.



4. ábra. Áthallási számítások modellje

A távolvégi áthallásban szerepet játszó eredő csatolás tehát

$$k = k_h.$$

(Vö. Pattantyús 10. kötet 202–213. oldal.)

Kábeláramkörök áthallásvédeltsége

Egy adott áramkör áthallásvédeltségét a mérőhelyen fellépő hasznos jel és zavaró jel teljesítményének viszonya határozza meg. A zavaró jel ebben az esetben áthallás révén jut a zavart áramkörbe.

Mind a zavaró, mind a zavart áramkör zérus relatív szintű kapcsaira ugyanakkora

$$P_{11} = P_{22}$$

teljesítményű hasznos jelet adunk. Az áthallásvédeltség mind a közelvégre, mind a távoli végre formailag azonos eredményt ad:

$$a_{kv} = a_k - \alpha_2 \cdot l \text{ Np}, \quad (10)$$

$$a_{tv} = a_t - \alpha_2 \cdot l \text{ Np}. \quad (11)$$

Elektromosan rövid áramkörre a védeltség megegyezik a helyi áthalláscsillapítással, ha az $\alpha_2 \cdot l$ vonalcsillapítástól eltekintünk.

Egyetlen csévmező hosszúságú áramkörre az áthallásvédeltség és csillapítás mind a közel-, mind a távolvégre számszerűleg megegyezik. Az előírt áthallási csillapításhoz tartozó hatásos helyi kapacitív csatolás a (2) összefüggésből számítható ki:

$$k_h = \frac{2 \cdot e^{-a_1}}{\omega \cdot \sqrt{Z_1 Z_2}}, \quad (12)$$

ebből pedig a mérhető csatolások az alábbi összefüggésekből:

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{8 \cdot e^{-a_1}}{\omega \cdot 1000} \cdot 10^{12} \text{ pF}, \\ k_{2,3} &= \frac{4 \cdot e^{-a_{2,3}}}{\omega \sqrt{1000 \cdot 560}} \cdot 10^{12} \text{ pF}, \\ k_4 &= \frac{8 \cdot e^{-a_4}}{\omega \cdot 560} \cdot 10^{12} \text{ pF}, \\ k_{5...8} &= \frac{8 \cdot e^{-a_{5...8}}}{\omega \sqrt{1000 \cdot 560}} \cdot 10^{12} \text{ pF}, \\ k_{9...12} &= \frac{8 \cdot e^{-a_{9...12}}}{\omega \cdot 1000} \cdot 10^{12} \text{ pF}. \end{aligned} \quad (13)$$

Egy n csévszakaszból álló erősítőmező eredő áthallásvédeltsége az eredő áthalláscsillapítás alapján határozható meg. Tételezzük fel, hogy a zavaró és zavart áramkör átviteli tulajdonságai gyakorlatilag azonosak, azaz

$$g_1 = a_1 + j b_1 = g_2 = a_2 + j b_2.$$

Az eredő közelvégi áthalláscsillapítás kiszámításához a (7) összefüggésből lehet kiindulni és a végeredmény:

$$a_{ke} = a_{kh} - \frac{1}{2} \ln \frac{1 - e^{-2n(a_1 + a_2)}}{1 - e^{-2(a_1 + a_2)}} \text{ Np}. \quad (14)$$

Figyelembe véve, hogy $a_1 = a_2 = a_0$ és áttérve tízes alapú logaritmusra:

$$a_{ke} = a_{kh} - 10 \lg \frac{1 - 10^{-0,4 \cdot n \cdot a_0}}{1 - 10^{-0,4 \cdot a_0}} \text{ dB}. \quad (15)$$

Az eredő áthallási védeltséget nyerjük, ha (10)-be helyettesítjük (14) kifejezést:

$$a_{kve} = a_{kh} - 10 \lg \frac{1 - 10^{-0,4 \cdot n \cdot a_0}}{1 - 10^{-0,4 \cdot a_0}} - \alpha_0 \cdot l \text{ dB}. \quad (16)$$

Az eredő távolvégi áthalláscsillapítást a (9) és (11) egyenletből kiindulva számíthatjuk ki. A távolvégi áthallásvédeltség (11) egyenletébe (9)-et behelyettesítve:

$$a_{tv} = \ln \frac{2}{\omega \cdot k_h \cdot \sqrt{Z_1 Z_2}} + \alpha_2 \cdot l - \alpha_2 \cdot l = a_{th} \text{ Np} \quad (17)$$

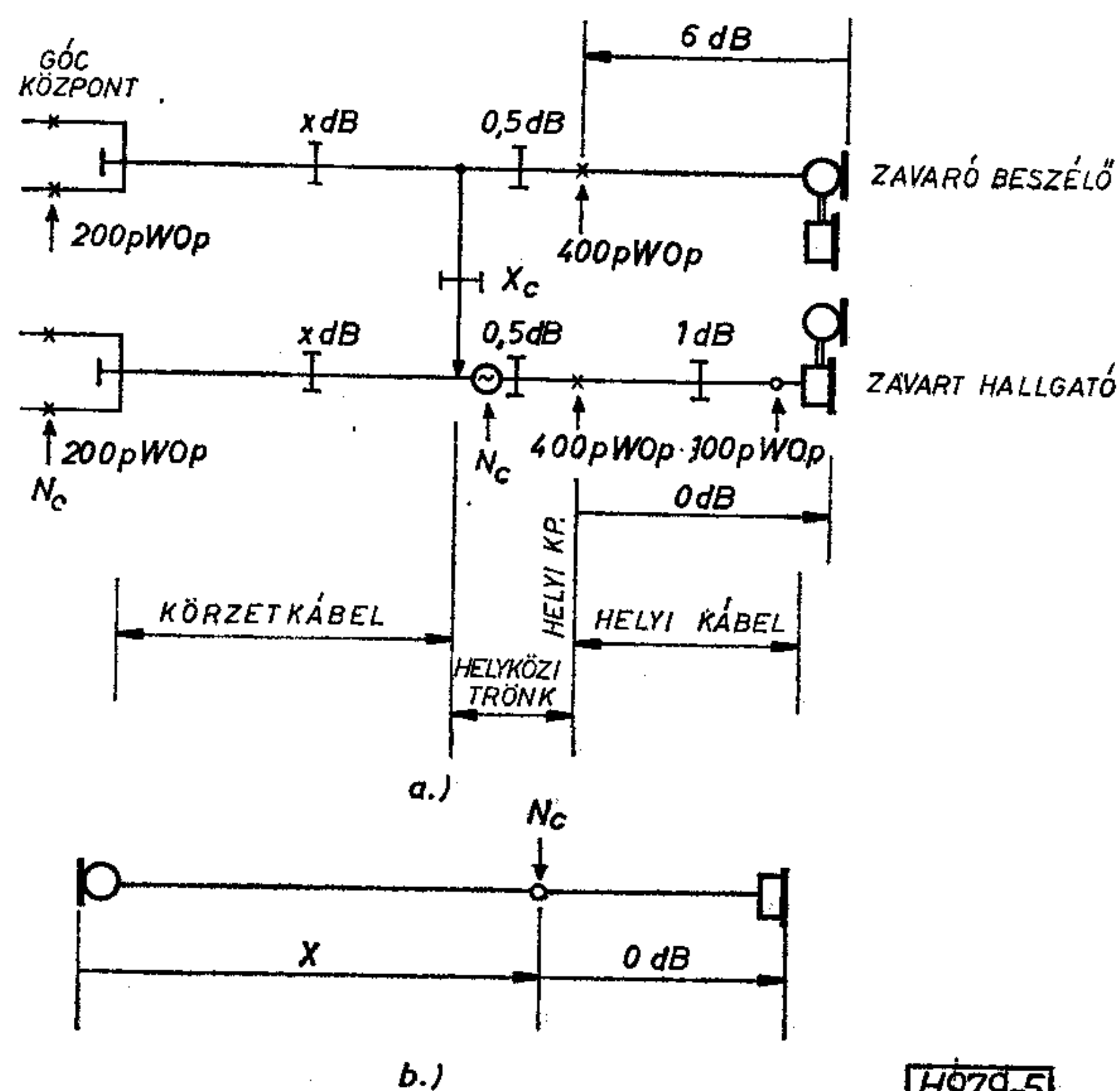
összefüggést nyerjük, ami azt fejezi ki, hogy két elemi hosszúságú áramkör közötti áthalláscsillapítás és védeltség matematikailag is azonos mennyiségek.

Az n csévszakaszból álló áramkör távolvégi áthallásból származó várható zaja nem haladja meg az egyes szakaszok zajteljesítményének az összegét, ha az egyszerűség kedvéért eltekintünk az áramkörök fázisforgatásától és $k = +k_{\text{meg. max}}$. Így tehát az eredő távolvégi áthallási védeltség:

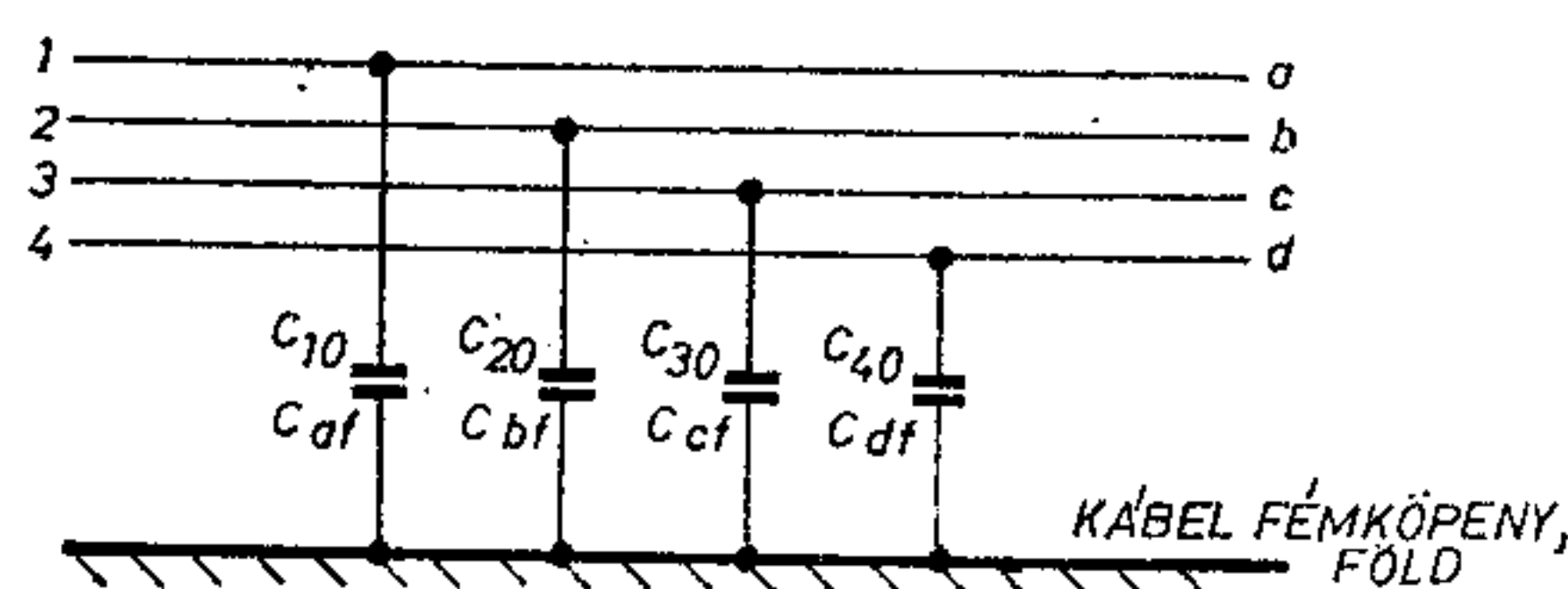
$$a_{tve} = a_{th} - \frac{1}{2} \ln n \text{ Np}. \quad (18)$$

Áttérve tízes alapú logaritmusra

$$a_{tve} = a_{th} - 10 \lg n \text{ dB}. \quad (19)$$



5. ábra. Góckörzeti referencia-áramkör



6. ábra. Egy érnégyes földkapacitásai

Követelmények a hangfrekvenciás távkábeláramkörök áthallásvédeltségére

A CCITT Sárga Könyv G.151 ajánlása szerint egy helyközi összeköttetés érthető áthalláscsillapítás alapértéke (áthallásvédeltsége) 65 dB mind a közelvégre, mind a távolvégre vonatkoztatva. Ezt az előírást lehet alkalmazni a körzetkábelek négyhuzalos távbeszélő áramköreire is. Kiszámítva a nullaszintű pontban fellépő zajteljesítményt, az 316 pWO-nak adódik. Megjegyezzük, hogy a G.543 ajánlásból származó és jelenleg még érvényes hazai előírások szerint a kéthuzalos üzemmódú négyesek áramköreire az áthallásvédeltség 61 dB (795 pWO zajteljesítmény) és a négyhuzalos üzemmódú négyesek áramköreire pedig 65 dB áthallásvédeltség tartozik. Hangsúlyozni kell azonban, hogy ezeknek az előírásoknak a betartásához — feltételezve a 60 km hosszúságú erősítőmezőket — csak a lehető leggondosabban végrehajtott kiegyenlítéssel és szimmetrizálással lehetett eljutni.

Célszerűnek látszik tehát a korszerű hálózati struktúra és a kapcsolatos CCITT ajánlások ismeretében meghatározni azokat az áthallási paramétereket, amelyek egyrészt megfelelnek a követelményeknek, de másrészt költségmegtakarítást eredményeznek a hagyományos eljárásokkal szemben.

Az áthallási követelményeket két oldalról közelíthetjük meg. Az áramkörre előírt maximális zajteljesítményből számolhatunk visszafelé, majd meghatározzuk az érthető áthalláshoz tartozó minimális áthallási védeltséget. Nézzük az első esetet. Az [1] szerint célszerű a belföldi hálózatok struktúrájára való tekintettel a zajhozzájárulást

$$A + B \cdot L \quad (20)$$

formába hozni, ahol A egy rögzített komponens, ami a központoktól és a rövidtávú multiplex rendszerektől származik, B pedig a nagytávolságú vivőáramú rendszerek zaj/hossz egysége, L a belföldi nagytávolságú rendszerek teljes hossza.

A hazai zajkiosztási terv szerint [2] a góckörzeti áramkörre $700 + 10 \cdot L_4 \leq 1000$ pWOp juthat, ahol $L_4 = \max. 30$ km. Hangfrekvenciás távkábel-áramkörök esetében a fenti keretösszeggel gazdálkodhatunk, amit egyrészt az áthallásból származó zajok, másrészt az erősáramú rendszerek befolyásoló zajai terhelik.

A következő pontokban részletezett számításokból kiderül, hogy az erősáramú befolyásolás kedvezőtlen, de még megengedhető esetben kb. 14 p Wp/km zaj hozzájárulást jelent. Ha kereken 800 pWOp értéket engedünk meg az áthallási zajra, akkor 61 dBmOp áthallási védeltséget írhatunk elő, ami megfelel 60 dBmOp értéknek, ha az áthallást [3] szerint 1100 Hz-en számítjuk.

A második esetben az érthető áthallás küszöbértékéből számítható ki a szükséges áthallási védeltség [3, 4]. Az áthallás szubjektív hatását, a hallhatósági és érthetőségi határokat hallgatói véleményekből állapították meg. E határértékek több tényezőtől függenek, így az előfizetői készülék egyenérték csillapításától, az áramköri zajtól, a teremzajtól, a zavart áramkörön folyó beszélgetés aktivitásától, a zavart

készülék mikrofonzajától és végül az áthallást okozó csatolás frekvenciafüggő tulajdonságaitól.

Tervezési célra egyszerűsítő feltételekkel teszik kezelhetővé ezt a sokváltozós függvényt. Az érthető áthallás küszöbértékét az áramköri zajok jelentősen befolyásolják. Ismeretes ugyanis, hogy a zaj az egyébként érthető, de halk hangokra elfedő hatást gyakorol és ezt a jelenséget célszerű a tervezésben figyelembe venni. A (20) összefüggés szerint az egy góckörzeten belüli helyközi összeköttetés áramköri zaja a legkisebb, összehasonlítva ugyanazon hálózat más belföldi helyközi viszonylataihoz. Egy góckörzeti referencia áramkört mutat az 5. ábra. A feltüntetett egyenérték-csillapítás adatokat úgy választottuk meg, hogy azok egyrészt feleljenek meg a hazai tervezési előírásoknak, másrészt azonban X_c -re, a körzetkábel áthallásvédeltségére a maximális követelmény adódjon ki. Más szóval mind a zavaró, mind a zavart előfizetői készülék a helyi központ közelében van (1 dB a vonalcsillapítás). A számítások eredményeit az 1. táblázatban foglaltuk össze.

A Sárga Könyv P.16-ban ajánlják ideiglenes jelleggel, hogy az azonos központhoz tartozó előfizetők között a potenciálisan érthető áthallás valószínűsége ne legyen több, mint 1:1000, minden más esetben 1:100. A vizsgált esetre alkalmazva ezt az ajánlást, az 1:1000 arányt a közelvégi, az 1%-os arányt pedig a távolvégi áthallásvédeltségre kell figyelembe venni.

Az érthető áthallás küszöbértékéből adódó szükséges áthallási védeltség az 1. táblázat utolsó sora szerint nem több, mint 65,6 dB. Ez az adat P.16 szerint 1100 Hz-re vonatkozik és ha átszámítjuk a hazai áthallási előírások mérőfrekvenciájára, 1500 Hz-re, akkor 2,6 dB korrekciót kell számításba venni. A szükséges közelvégi áthallási védeltség tehát 62,4 dB, a távolvégi védeltség pedig 61,3 dB. A kétféle megközelítés eredményeit összevetve látható, hogy az utóbbi feltétel teljesíthető nehezebben.

Maradékcsatolások számítása előírt áthallásvédeltségre

A maradékcsatolások megengedhető értékei a (13)-as összefüggésekből számíthatók ki. Ehhez azonban előbb ki kell számítanunk a 16-os egyenletből a közelvégi helyi áthalláscsillapítás a_{kh} értékét:

$$a_{kh} = a_{kve} + 10 \lg \frac{1 - 10^{-0,4 \cdot n \cdot a_0}}{1 - 10^{-0,4 \cdot a_0}} + \alpha_0 \cdot l = \\ = a_{kve} + a_{lő.} + a_{von.} \text{ dB,}$$

ahol a_{kh} : egy cséveszakasz-hosszúságú áramkör közelvégi áthalláscsillapítása dB-ben,

a_{kve} : az „ l ” hosszúságú áramkör eredő közelvégi áthallásvédeltsége dB-ben,

n : a cséveszakaszok száma.

A számítást elvégeztük $l = 30$ km vonalhosszig bezárólag $n = 1 \div 16$ cséveszakaszra. Az eredményeket a 2. táblázatban ismertetjük.

A maradékcsatolások megengedhető értékei a távolsági áthallásvédeltség alapján ugyancsak a (13) és (19) összefüggésből számíthatók ki. Az eredményeket $n = 1 \div 16$ cséveszakaszra a 3. táblázatba foglaltuk.

1. táblázat

Áramkörü zaj $P_e=500$ pWop; $N_e=-63$ dBmp			
érthető áthallás valószínűsége	teremzaj	áthallási áramkörü út egy. ért. csill. X	körzetkábel áth. védettség minimuma
1%	elhanyagolható	75,3 dB	67,3 dB
	+40 dB (A)	71,9 dB	63,9 dB
0,1%	elhanyagolható	77,0 dB	69,0 dB
	+40 dB (A)	73,6 dB	65,6 dB

2. táblázat

$a_0=0,23$ dB/km; $a_{kve}=62,4$ dB $f=1500$ Hz									
n	$a_{von.}$ dB	$a_{töb.}$ dB	a_{kch} dB	$10^{-\frac{a_{kch}}{20} \cdot 10^{-4}}$	k_1 k_{9-12}	k_{2-8}	k_4	k_{5-8}	l km
					pF				
1	0	0	62,4	7,58	642	429	1145	859	1,83
2	0,43	2,23	65,1	5,55	470	314	838	629	3,66
3	0,86	3,27	66,53	4,71	399	267	711	534	5,49
4	1,29	3,85	67,54	4,19	355	237	633	475	7,32
5	1,72	4,20	68,32	3,83	324	217	578	443	9,15
6	2,15	4,43	68,98	3,55	301	201	536	402	10,98
7	2,58	4,57	69,55	3,33	282	188	503	377	12,8
8	3,01	4,66	70,1	3,12	264	177	471	353	14,6
9	3,44	4,72	70,56	2,96	251	167	447	335	16,5
10	3,87	4,77	71,04	2,80	237	158	423	317	18,3
11	4,30	4,80	71,5	2,66	225	150	402	301	20,1
12	4,73	4,80	71,93	2,53	214	143	382	286	22,0
13	5,16	4,81	72,37	2,40	203	135	362	272	23,8
14	5,59	4,82	72,81	2,28	193	129	344	258	25,6
15	6,02	4,83	73,25	2,17	184	123	327	246	27,4
16	6,45	4,84	73,69	2,06	174	116	311	233	29,2
...									
32	13,0	5,0	80,0	$9,77 \cdot 10^{-5}$	83	55	147	110	58

A 2. és 3. táblázat számsorait összevetve látható, hogy a 2. táblázat maradéksatolásai a mérvadók. Tekintettel azonban arra, hogy az n szakaszból álló áramkör eredő áthallási csillapítását, illetve védettségét teljesítmény összegezéssel határoztuk meg (16-os és 19-es egyenletek), továbbá a kiegyenlítési eljárásához felhasznált mérési adatok tűréshatárai további bizonytalanságot hoznak be, célszerű egy 6 dB-es biztonsági tényezővel számolni [7]. Az így kiadódó maradéksatolásokat kettővel való osztással nyerjük. A 4. táblázatban már ezek a korrigált maradéksatolások szerepelnek az átlagos ($n=10$) és a maximális hosszúságú ($n=16$) szakaszra. Az utolsó sorban a jelenleg érvényes maradéksatolási maximumok vannak az összehasonlítás kedvéért.

Az eredmények összevetése után megfontolandónak látszik a körzetkábelek egyszerűbb és takarékosabb kiegyenlítési módszerének a bevezetése. A P.16

3. táblázat

$a_0=0,23$ dB/km; $a_{tve}=61,3$ dB $f=1500$ Hz								
n	$a_{töb.}$ dB	a_{tch} dB	$10^{-\frac{a_{kch}}{20} \cdot 10^{-4}}$	$k_1; k_{9-12}$	k_{2-8}	k_4	k_{5-8}	l km
				pF				
1	0	61,3	8,61	730	488	1300	976	1,83
2	3	64,3	6,10	517	345	921	691	3,66
3	4,8	66,1	4,95	419	280	747	561	5,49
4	6,0	67,3	4,31	365	244	651	488	7,32
5	7,0	68,3	3,84	325	217	580	435	9,15
6	7,8	69,1	3,51	297	199	530	398	10,98
7	8,5	69,8	3,23	273	183	488	366	12,80
8	9,0	70,3	3,05	258	173	460	345	14,6
9	9,5	70,8	2,88	244	163	435	326	16,5
10	10	71,3	2,72	230	154	410	308	18,3
11	10,5	71,8	2,57	217	145	388	291	20,1
12	10,8	72,1	2,48	210	140	374	281	22,0
13	11,1	72,4	2,40	203	136	362	272	23,8
14	11,5	72,8	2,29	194	130	346	259	25,6
15	11,8	73,1	2,21	187	125	334	250	27,4
16	12,0	73,3	2,16	183	122	326	244	29,2
...								
32	15,0	76,3	1,53	129	87	231	173	58

ajánlás szerint számított maradéksatolások esetén teljesül az 1. táblázat szerinti 65,5 dB minimális áthallási védettség, ami megfelel 275 pWOp áthallási zajteljesítménynek.

Erősáramú rendszerek elektromágneses terének zavaró hatása távközlési kábeláramkörökre

Az erősáramú rendszerek normális üzeme vagy esetleges üzemzavarai jelentősen befolyásolhatják a kábeláramkörök zajviszonyait. Ezek a zajkomponensek is meghatározhatók számítási eljárással és értéküktől függően alakul a vizsgált kábeláramkörön fellépő teljes zaj, ami az áthallási és az erősáramú zajból tevődik össze. Külső eredetű zavaró jelek elsősorban az ún. földcsatolásokon át kerülnek a kábeláramkörbe, de az áramkör érellenállás különbsége sem hagyható figyelmen kívül. A földcsatolások definíciószerűen (6. ábra):

$$\begin{aligned} e_1 &= C_{af} - C_{bf}, \\ e_2 &= C_{cf} - C_{df}, \\ e_3 &= (C_{af} + C_{bf}) - (C_{cf} + C_{df}), \end{aligned} \quad (21)$$

ahol a, b, c, d : az érnégys egy-egy vezetőre, f : a föld mint áramvezető.

A teljesség kedvéért az ellenálláscsatolást is bemutatjuk, ami ugyancsak definíciószerűen:

$$\Delta R_1 = R_a - R_b,$$

$$\Delta R_2 = R_c - R_d, \quad (22)$$

$$\Delta R_3 = (R_a + R_b) - (R_c + R_d).$$

A (21) és (22) kifejezések alkalmasak arra, hogy a gyakorlatot kielégítő pontossággal meghatározzuk a kábeláramkörön fellépő erősáramú zajokat. A feladat abból áll, hogy az ismert módszerekkel meghatározott hosszirányú áramból és feszültségből kiszámítsuk az áramkör $a-b$, $c-d$ kapcsai között fellépő keresztirányú feszültséget. Az erősáramú rendszerekből származó zaj kérdése elsősorban a MÁV villamosított vasútvonalai mentén húzódó távközlési kábelek esetében merül fel, de lehetne más példákat is megemlíteni.

A villamosvasút 25 kV-os tápáramköre a felsővezeték—sín áramkörből áll, amely egyfázisú aszimmetrikus rendszer. A táppont felé visszafolyó áram részben a vágány sínjein, részben a földön keresztül tér vissza a táptranzformátorhoz. A földben folyó áramrészt mágneses tere az ebben a térben húzódó kábel fémköpenyében I áramot indukál, amely áramkomponens számítására itt nem térünk ki.

Lényegesnek mondható azonban az a kérdés, hogy a kábel fémköpenyében folyó I áram hatására mekkora zavaró feszültség ébred a távközlési áramkörben.

Hossz- és keresztirányú feszültség konverziója hangfrekvenciás távkábeláramkörben

Tűzzük ki célul a konverziós formula felírását — összhangban az előző fejezetekkel egy elemi, csévemező hosszúságú homogén — távkábel-áramkör szakaszra.

Kiindulási feltételek:

- a vizsgált áramkörök DM sodrású négyesen létesülnek, tehát t_1 és t_2 törzsáramkör, [valamint f fantomáramkör van szóban,
- a négyes terhelése (pupinozása) 70/36 mH, a csévemező hossza $l_{cs} = 1830 \text{ m} \pm 10 \text{ m}$,
- a kábellek megfelel a vonatkozó távkábel-szabvány előírásainak,
- a négyesnek a cséveszakaszra vonatkoztatott hossz- és keresztirányú csatolásai ezen belül az e_1 , e_2 és e_3 földcsatolások megfelelnek a kiegyenlítés utáni helyzetre vonatkozó előírásnak,
- a kábelsodrat megfelel minden egyéb minőségi előírásnak,
- négyes a kábelsodrat külső koszorújában foglal helyet, tehát befolyásolás szempontjából a legkedvezőtlenebb helyzetű,
- a kábelnek fémköpenye van.

Megjegyezzük, hogy a fenti feltételrendszer teljes körű, tehát elhanyagolást nem tettünk. A konverziós formulák érvényesek a csillagsodrású négyesekre is, így a helyi típusú terheletlen áramkörök négyeseire is.

Egyszerűsítő feltételek.

A pupinozott távkábel-áramkörök hullámimpedanciája jóval nagyobb, mint a terheletleneké. Emiatt a sodraton belüli k és m elektromágneses csatolások közül csak a k kapacitív csatolásoknak van jelentőségük, a mágneses csatolásokat elhanyagolják a hangfrekvenciás tartományban. Hozzáteesszük azonban,

hogy mivel az e_1 , e_2 és e_3 földcsatolásokat keresztzéssel egyenlítik ki, ez az eljárás még tovább csökkenti az amúgy is kicsiny mágneses csatolásokat.

Helyettesítő ábra (7. ábra) alapján írhatjuk fel a formulákat. Az áramköri modell alapján számított U_{a-b} és U_{c-d} feszültségeket a mérési eredmények jól alátámasztják. Méréseket végeztünk a KTMF távközlési laboratóriumában egy 4×4 C2/1,2 Cu + $15 \times 4/0,9$ DM keresztmetszetű és 1672 m hosszú távkábel négyesein. A kábel fémköpenyében folyó 50 Hz-es I áram hatására fellépő keresztirányú feszültséget mértük. A vizsgált négyesek $e_{1..3}$ és ΔR_1 , ΔR_2 csatolásait ugyancsak megmérve, a mért és számított feszültségek összevetése alapján az áramköri modell jól megfelel a gyakorlatnak. A 7. ábrában a kábel elosztott paraméterű jellemzőit koncentrált elemekkel helyettesítettük, [6]

ahol: R_a , R_b az „ a ”, ill. „ b ” ér ellenállása ohmban,
 C_{af} , C_{bf} az „ a ”, ill. „ b ” ér—föld kapacitás,

R_B : kábelburkolat belsőfelületi ellenállása ohmban,

I : kábelköpenyben folyó áram A-ben.

A hosszanti feszültség a köpeny belső felületén:

$$U = I \cdot R_B. \quad (23)$$

Az „ a ” érben folyó áram:

$$I_a = \frac{U}{R_a + \frac{4}{j\omega \cdot C_{af}}} = \frac{I \cdot R_B}{R_a + \frac{4}{j\omega \cdot C_{af}}} \quad (24)$$

A „ b ” érben folyó áram pedig:

$$I_b = \frac{U}{R_b + \frac{4}{j\omega \cdot C_{bf}}} = \frac{I \cdot R_B}{R_b + \frac{4}{j\omega \cdot C_{bf}}} \quad (25)$$

Tekintve, hogy $R_a \ll \frac{4}{j\omega \cdot C_{af}}$ és $R_b \ll \frac{4}{\omega \cdot C_{bf}}$,

az áramok:

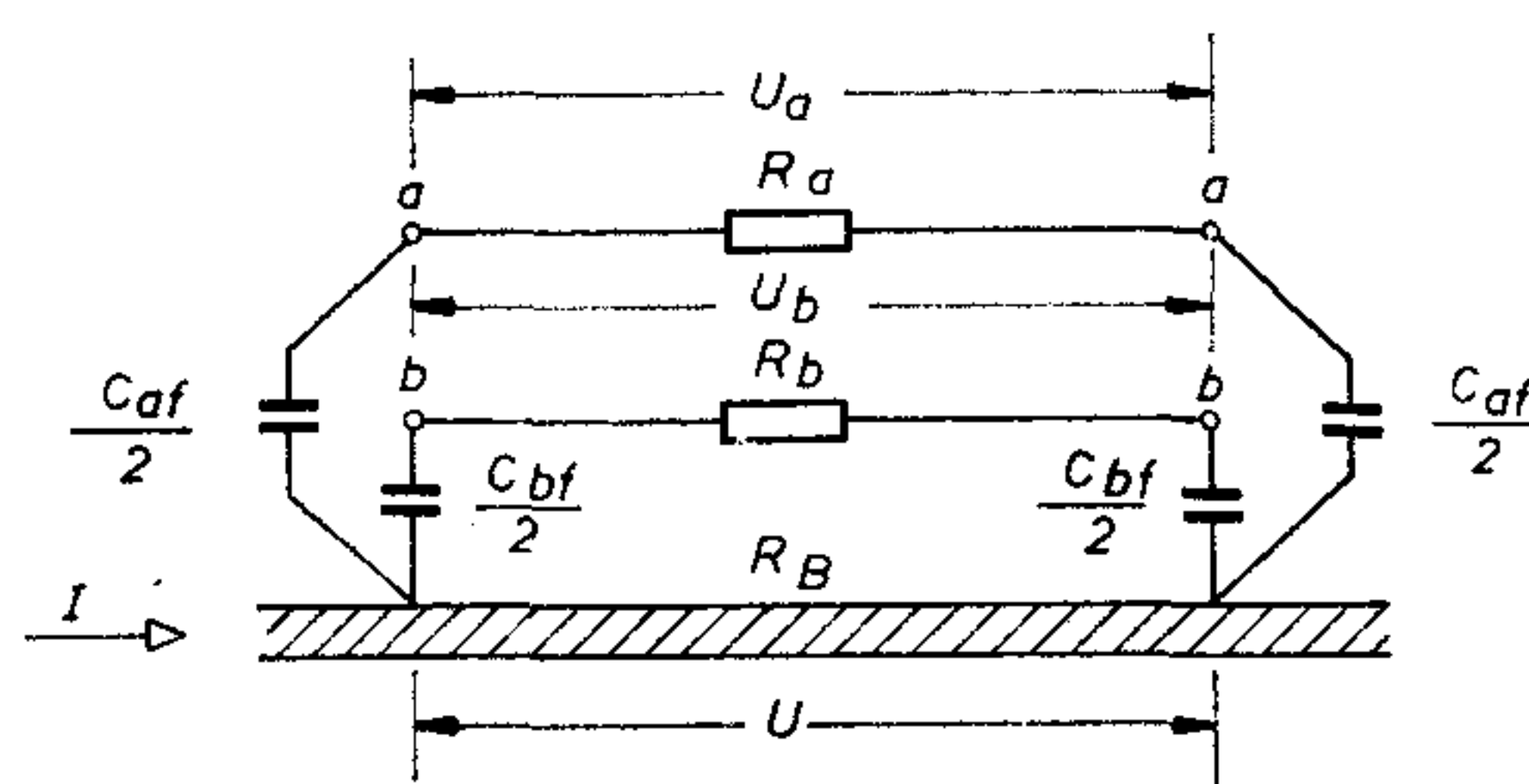
$$I_a = \frac{I \cdot R_B \cdot j\omega \cdot C_{af}}{4} \text{ és } I_b = \frac{I \cdot R_B \cdot j\omega \cdot C_{bf}}{4}.$$

Az „ a ” éren eső feszültség:

$$U_a = \frac{I}{4} \cdot R_B \cdot R_a \cdot j\omega \cdot C_{af}. \quad (26)$$

A „ b ” éren eső feszültség pedig:

$$U_b = \frac{I}{4} \cdot R_B \cdot R_b \cdot j\omega \cdot C_{bf}. \quad (27)$$



H979-7

7. ábra. Áramköri modell U_{a-b} számításához

Az $a-b$ erek közötti feszültség, ha $R_b = R_a \pm \Delta R_1$ a t_1 törzsáramkörben:

$$U_{a-b} = \frac{I}{4} \cdot R_B \cdot R_a \cdot j \cdot \omega \left[(C_{af} - C_{bf}) \mp \frac{\Delta R_1 C_{bf}}{R_a} \right] = \frac{I}{4} \cdot R_B \cdot R_a \cdot j \cdot \omega \left[\pm e_1 \mp \frac{\Delta R_1 C_{bf}}{R_a} \right] \text{ V,} \quad (28)$$

mivel $C_{af} - C_{bf} = e_1$.

A $c-d$ erek közötti feszültség, ha $R_d = R_c \pm \Delta R_2$ a t_2 törzsáramkörben:

$$U_{c-d} = \frac{I}{4} \cdot R_B \cdot R_c \cdot j \cdot \omega \left(\pm e_2 \mp \frac{\Delta R_2 C_{df}}{R_c} \right), \quad (29)$$

mivel $C_{cf} - C_{df} = e_2$.

Az f fantom áramkörre is alkalmazva:

$$U_{a,b-c,d} = \frac{I}{4} j \cdot \omega \cdot R_B \left[\frac{R_a(R_a \pm \Delta R_1)}{2R_a \pm \Delta R_1} (C_{af} + C_{bf}) - \frac{R_c(R_c \pm \Delta R_2)}{2R_c \pm \Delta R_2} (C_{cf} + C_{df}) \right]. \quad (30)$$

Jó minőségű kábelgyártás és gondos kiegyenlítés esetén a ΔR érelenállás-különbség igen kicsiny,

$$\Delta R_1 = \Delta R_2 = 0 \text{ és}$$

$$R_a = R_b = R_c = R_d = R.$$

Ekkor:

$$\begin{aligned} U_{ab} &= \frac{I}{4} \cdot R_B \cdot R \cdot j \cdot \omega \cdot e_1 \cdot 10^{-9} \text{ mV,} \\ U_{cd} &= \frac{I}{4} \cdot R_B \cdot R \cdot j \cdot \omega \cdot e_2 \cdot 10^{-9} \text{ mV,} \\ U_{a,b-c,d} &= \frac{I}{8} \cdot R_B \cdot R \cdot j \cdot \omega \cdot e_3 \cdot 10^{-9} \text{ mV,} \end{aligned} \quad (31)$$

ha e_1 , e_2 és e_3 értékét pF-ban helyettesítjük be, és a formulákban szereplő mennyiségek egy cséveszakaszra mint homogén hosszra vonatkoznak.

A (31) alatti kifejezések a keresett konverziós formulák, amelyekből kiszámítható egy-egy cséveszakaszra az indukált zajfeszültség e.m.e.-je. Ebből az egy-egy szakaszvégen mérhető kapocsfeszültség:

$$\frac{U_{a-b}}{2}; \quad \frac{U_{c-d}}{2}; \quad \frac{U_{a,b-c,d}}{2},$$

a zajteljesítmény pedig a törzsáramkörökben:

$$P_1 = \frac{|U_{a-b}|^2}{4 \cdot R_t} \text{ és } P_2 = \frac{|U_{c-d}|^2}{4 \cdot R_t}, \quad (32)$$

a fantomáramkörben:

$$P_f = \frac{|U_{a,b-c,d}|^2}{4 \cdot R_f},$$

ahol R_t : a törzsáramkör hullámimpedanciájának valós része,

R_f : a fantomáramkör hullámimpedanciájának valós része.

Az egy cséveszakaszra megengedett maximális földcsatolások ($e_1 = e_2 = 150$ pF, $e_3 = 300$ pF) alapján,

4. táblázat

Maradékcsat. maximumok	n	k_1 pF	k_{2-3} pF	k_4 pF	k_{5-8} pF	k_{9-12} pF	l km
P.16 ajánlásból számított	10	120	80	210	150	120	18,3
	16	90	60	150	120	90	29,2
Hagyományos	33	10	10	60	30	30	

továbbá a 800 Hz-re számított egyenértékű zavaró áramból (amely a fémköpenyben folyik) a (32) összefüggésekből kiadódik az egy cséveszakaszra jutó zajteljesítmény. Nem vettük azonban figyelembe eddig a számítások során az érelenállás különbségből származó zajkomponenseket. A megengedett különbséggel számolva (28) és (29) szerint további, az előbbihez (32) hasonló nagyságú zajteljesítmény lép fel.

Erősáramú rendszerek által okozott zajok összegzése n szakaszból álló kábelvonal végpontjaira

A hangfrekvenciás távkábeleket cséveszakaszonként egyenlítik ki. Egy-egy szakasz kiegyenlítése a többi-től teljesen függetlenül történik, ezért a szakaszonkénti maradékcsatolások egymástól nem függő, véletlen tényezőknek tekinthetők, mégpedig úgy, hogy az egyes tényezők külön-külön csak igen kis mértékben járulnak hozzá az összes véletlen hatásból eredő ingadozásokhoz. A kábelszakasz végére jutó zavarófeszültség az egyes szakaszok részfeszültségeinek összege (8. ábra):

$$U_{(a-b)} = \sum_{i=1}^n U_{(a-b)i}. \quad (33)$$

Figyelembe véve, hogy egy szakaszra az átviteli mérték

$$g_0 = a_0 + j b_0,$$

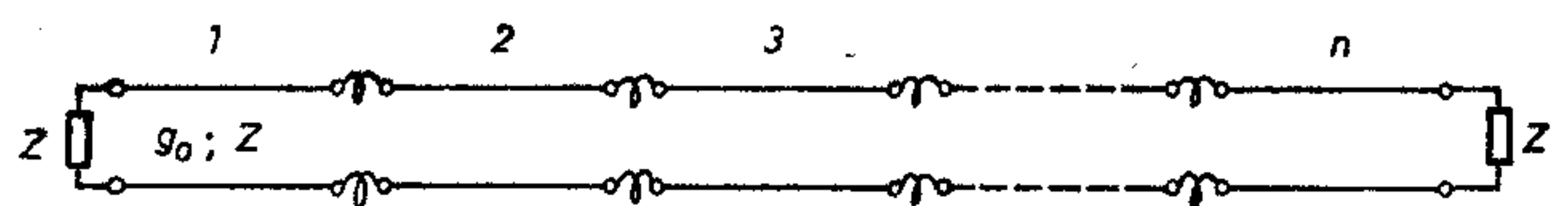
és (33)-ba helyettesítve (31)-et:

$$U_{a-b} = \sum_{i=1}^n \frac{I}{4} \cdot R \cdot R_B \cdot \omega \cdot e_1 \cdot e^{-(i-1)g_0}.$$

Ha feltételezzük, hogy I zavaró áram állandó a nyomvonal mentén, akkor kiemelés és átrendezés után:

$$U_{a-b} = \frac{I \cdot R \cdot R_B \cdot \omega \cdot e_1}{4} \sqrt{\sum_{i=1}^n \frac{e^{-2 \cdot i \cdot g_0}}{e^{-2 \cdot g_0}}}. \quad (34)$$

A (34) alatti kifejezésben további egyszerűsítő feltételezés, hogy e_1 földcsatolás pozitív előjelű, és abszolút értéke egyenlő az egy cséveszakaszra megengedett maximummal. A valóságban $e_1 \dots e_3$ földcsatolások $0 \pm e_{\text{meg}}$ között bármilyen értéket felvehetnek.



H979-8

8. ábra n szakaszból álló kábelvonal

5. táblázat

Vonalcillapítás, dB	1	2	3	4	5	6
Megengedett zajfeszültség, mVp	0,45	0,40	0,35	0,31	0,28	0,25

Az összegezést elvégezve az eredő feszültség várható értéke nem haladja meg (35) értékét:

$$U_{a-b} = \frac{I \cdot R \cdot R_B \cdot \omega \cdot e_1}{4} \sqrt{\frac{1 - e^{-2(a_0 + j b_0)n}}{1 - e^{-2(a_0 + j b_0)}}} \quad (35)$$

Ha bármelyik törzsáramkörben vagy a fantomáramkörben a ΔR ellenálláscsatolást is figyelembe kívánjuk venni, akkor az összegezést a (28), (29) és (30) egyenletekre kell elvégezni. Az eredő feszültség ekkor például a t_1 áramkör végén nem haladja meg (36) értékét:

$$U_{a-b} = \frac{I}{4} \cdot R_B \cdot R_a \cdot \omega \left(e_1 + \frac{\Delta R_1 \cdot C_{bf}}{R_a} \right) \sqrt{\frac{1 - e^{-2(a_0 + j b_0)n}}{1 - e^{-2(a_0 + j b_0)}}} \quad (36)$$

Ebben az esetben is feltételezzük, hogy az összetartozó e és ΔR csatolások pozitív előjelűek és értékük a megengedett maximumon van.

A valóságban természetesen bonyolultabb helyzetel kell számolnunk, mert sem a kábelköpenyben folyó I zavaró áram, sem az $e_{1...3}$ csatolás, illetve ΔR ellenálláscsatolás nem állandó a nyomvonal mentén. Ezért annyi szakaszra kell bontanunk a vizsgált kábeláramkört, amennyi már külön-külön eleget tesz az egy szakaszon belüli állandóságnak. Az „ n ” minimum annyi, amennyi az erősáramú befolyásolás alatt álló kábelszakasz csévemezőinek száma. Minden egyes „homogén” szakaszra kiszámítva $P_{zaj}(i)$ értékét a teljes zajteljesítményt összegezéssel nyerjük:

$$P_{zaj} = \sum_{i=1}^n P_{zaj}(i) \quad (37)$$

Az erősáramú rendszerek által okozott zajfeszültség megengedett értéke

Az erősáramú befolyásolásból származó zavaró zajfeszültség megengedett felső határa 0,5 mVOp, mert a CCITT G.123 ajánlása szerint a zaj $e.m.e.$ megengedett értéke 1 mVp a vételoldali előfizetői készülék kapcsain mérve.

Az erősáramú zavarok teljesítménye ekkor 416 pWOp, ami igen jelentős tényezőnek mutatkozik a góckörzeti zajmértékben.

A jelenlegi gyakorlatban előfordul az 1 mVp értékre való tervezés is, amit a jövőben el kell kerülni a belföldi hálózatra előírt zajparaméterek megtartása érdekében. Megjegyezzük, hogy a hazai zajkiosztási terv szerint a góckörzetből összesen kb. 2000 pWOp juthat a távhívó hálózatba, illetve ezen keresztül a nemzetközi távbeszélő-hálózatba. Ebből a keretösszegből oszthatók ki a góckörzeti zajkomponensek,

így az áthallási, központ-, modem-fokozati zajfeszültségek és az erősáramú zavarok, továbbá a helyi hálózatra jellemző zajok. A korszerű hálózati struktúrában törekedni kell arra, hogy a góckörzeti áramkörszakaszon az összes zaj teljesítménye ne haladja meg az 500 pWOp értéket.

Az 5. táblázatban a körzetkábel csillapításával korrigált megengedett zajfeszültségek láthatók.

Összefoglaló

A hagyományos áthallásvédeltségi előírásokon túllépve figyelembe vettük a véletlenszerű áramköri zajoknak a tiszta hangra gyakorolt elnyomó hatását, majd ebből meghatároztuk az ismert áthallás-elméleti összefüggések alapján a megengedhető $k_1 \dots k_{12}$ maradékcsatolások értékeit, ha az áramkör hossza max. 30 km lehet. Az eredmények alapján célszerű lenne a hagyományos kiegyenlítési eljárást felváltani egy jóval gazdaságosabb, számítógéppel támogatott gyorskiegyenlítési eljárással.

A vasútvillamosítás befolyásoló hatása elsősorban a körzetkábel-áramkörökre fejt ki zavarást. Konverziós formulákat állítottunk fel a hossz- és keresztirányú feszültségek között, amelyek jól megfelelnek a tervezési igényeknek. Ezen formulák előnye egyszerűségük mellett az, hogy közvetlen kapcsolatot jelentenek az $e_{1...3}$, illetve ΔR csatolások mint kábeláramkör-jellemzők és a fellépő zavaró $e.m.e.$ feszültség között. A szakaszonként számított zavarójeleket teljesítményük szerint összegezve a várható maximális értéket nyerjük. Abban a kedvezőtlen esetben, ha hosszú a körzetkábel és teljes hossza mentén villamosított vasútvonal közelében halad, akkor a földcsatolások és ellenállás-csatolások hagyományos előírásait célszerű továbbra is szem előtt tartani a kiegyenlítés során.

Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki dr. Lajtha György c. egyetemi tanárnak, a műszaki tudományok doktorának, dr. Gordos Géza egyetemi docens kandidátusnak és Gránásy Sándor tudományos osztályvezetőnek bíráló megjegyzéseikért és hasznos útmutatásaikért.

I R O D A L O M

- [1] Circuit noise in national networks. CCITT G.123 ajánlás.
- [2] Átviteli terv. Magyar Posta, 1983.
- [3] Subjective effects of direct crosstalk, thresholds of audibility and intelligibility. CCITT P.16 ajánlás.
- [4] Lapsa, P. M.: Calculation of multidisturber crosstalk probabilities. B.S.T.J., Vol. 55, No. 7, Sept., 1976.
- [6] Balogh V.: Távközlési vezetékhálózatok III. Tankönyvkiadó, 1983.
- [7] Lajtha Gy.: Távbeszélő-hálózatok tervezése és méretezése. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1971.

Módszer számítógépes rendszerek ergonómiai tervezésére

NAGYSZEGHI FERENC—FRIDRIK MÁRTA

Telefongyár



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk szerzői a Telefongyár számítógépes rendszerei és a várható fejlesztési irányok bemutatása után részletesen elemzik ergonómiai szempontok szerint a számítógépes tervezői rendszert. Ezt követően bemutatnak egy olyan módszert, amely számítógépes programok alkalmazásával és a THURSTONE—GUILFORD-eljárást követve — rövid futtatási idő után — preferencia sorrendet és súlyszámokat határoz meg. A módszer megfelelő felhasználás esetén alkalmas lehet számítógépes rendszerek ergonómiai tervezésére.

1. Bevezetés

A technológia és a szervezet intenzív fejlesztése érdekében 1975—80 között a Telefongyár sok új, korszerű berendezést állított üzembe. A technológiával, a tervezéssel szemben állandóan növekvő elvárások kielégítésére ezzel egyidőben számítógéppel segített tervezést és technologizálást vezetett be. Ezenkívül — irányításának korszerűsítése érdekében — R35 számítógépen alapuló üzemet telepített a Telefongyár.

Így elmondható, hogy a vállalat jelentős számítógépparkkal rendelkezik. A gépek hatékonyabb üzemeltetése érdekében fontos feladat a kialakított számítógépes rendszerek állandó ergonómiai vizsgálata, és szükség esetén a helyzetet megfelelően javító beavatkozások végrehajtása.

A vállalatnál Ergonómiai Laboratórium működik, amelynek munkáját jól jellemzi az, hogy egyike volt az első hazai laboratóriumoknak, ahol a 60-as évek elején megkezdődött a pszichológia ipari, üzemi alkalmazása. A kezdeti nehézségek után hamarosan kiterjedt munkálatok kezdődtek, elsősorban a vezetéssel, a műszaki fejlesztéssel, majd az 1970-es évek végétől a számítógép alkalmazással kapcsolatos pszichológiai kérdésekben.

Az elmúlt két évtizedes munka számos hazai és nemzetközi publikációt, tanfolyamokat és egy olyan korszerű műszerekkel (pl. süketszobával is) felszerelt laboratóriumot eredményezett, amely munkájával és ergonómiai tevékenységével hatékonyan képes hozzájárulni az aktuális vezetési, szervezési és műszaki fejlesztési, valamint termelési feladatok megoldásához.

Érdemes még megjegyezni azt is, hogy kísérletek folytak a számítógépet üzemeltetők számítógéppel segített alkalmasság- és beválásbecslésére is [1], mivel ez az egyik lehetséges módja az optimális ember—gép kapcsolat kialakításának.

Erre annál is inkább szükség van, mivel a következő egy-két évtizedben az ember alkotta mesterséges környezet jelentősen megváltozik. Leglátványosabb

NAGYSZEGHI FERENC

A Budapesti Műszaki Egyetemen 1974-ben gépészmérnöki diplomát szerzett. 1974-től gyártástechnológiai szakvégeztése miatt a vállalat gyártástechnológiájának fej-

lesztésével foglalkozott. Általános jellegű témákon kívül részt vett a „Számítógépes tervező-gyártó-ellenőrző rendszer” megvalósításában és fejlesztésében. 1983-ban a Budapesti Műszaki Egyetemen gazdaságmérnöki diplomát szerzett.

változás az elektronikus elven működő eszközök, de különösen a számítógépek széles körű elterjedése lesz. Az elterjedésnek lényeges következményei lesznek a munkaerő-struktúrára, a szakképzés követelményeire, de magára az életmódra is. A hírközlés és a számítástechnika átalakul információs technológiává [2].

Ebből adódóan a számítógépes gyártási, irányítási rendszerek és az információs technológia mai követelményeit tekintve különösen előtérbe kerül a rendszert alkalmazó ember; adottságaival, képességeivel, tudásával és korlátaival együtt.

Emellett azt is figyelembe kell venni, hogy a számítógépes rendszerek fejlődésével az ember—gép kapcsolat tervezésénél a következő, jövőben várható tendenciákkal kell számolni [4]:

- hardverfejlesztés (központi egységek kapacitásának növelése, intelligens terminálok elterjedése, adatátviteli helyzet javulása);
- speciális szoftverek fokozott ütemű fejlesztése és alkalmazása (dialogus orientált rendszerek, távadatfeldolgozás, intelligens terminál és számítógép kapcsolata);
- a dialogusteknikák tökéletesítésével jobb felhasználói elégedettség, kisebb információterhelés;
- olyan dialogusnyelvek állandó fejlesztése, amelyek egyre jobban megközelítik a természetes nyelveket;
- jobb bemeneti/kimeneti hordozóanyag fejlesztése.

Ezek a várható változások a közeljövő és így napjaink feladatává teszik azt, hogy fokozott figyelmet fordítsunk a számítógépes rendszerek ergonómiailag és szociotechnikailag is megfelelő tervezésére, kialakítására.

„A szociotechnikai rendszer koncepciója abból a feltevésből alakítható ki, hogy minden termelési rendszernek szüksége van mind technológiai szervezetre (berendezés és folyamat megtervezésére), mind

Beérkezett: 1984. VI. 11. (↔)

pedig olyan munkaszervezetre, amely összeköti egymással azokat, akik az egyes feladatokat elvégzik. A technológiai követelmények körülhatárolják a munkaszervezés lehetséges típusát, de a munkaszervezetnek is megvannak a sajátos társadalmi és szociálpszichológiai tulajdonságai, amelyek függetlenek a technológiáktól [5].”

Meg kell még jegyezni, hogy a szociotechnikai tervezés alapelve az, hogy az érdekelt dolgozók részt vesznek a munkakörülmények alakításában.

Az előző általános elvek ismertetése után bemutatásra kerül egyrészt a Telefongyárban működő számítógépes rendszer (ergonómiai szempontból), másrészt az operátorokkal szemben támasztott szellemi és testi követelmények.

2. A tervezőrendszer ergonómiai jellemzése

A tervezőrendszer funkciója a vállalat alapvető szerelési egységéhez, a szerelt, bemért nyomtatott áramköri lapokhoz szükséges gyártási, technológiai dokumentáció és fekete-fehér gyártófilmek számítógépes előállítására.

A számítógépes műveletek a következőkkel jellemezhetők: A digitalizálónál állva felvett rajzolatkép beolvasása a számítógépbe. A számítógépben a feldolgozás után ellenőrző rajz készítése. Hibakeresés és -javítás. Filmkészítés, ha megfelelő az ellenőrző rajz.

A következők felsorolásszerűen tartalmazzák azokat az ergonómiai jellemzőket, amelyek a legjobban mutatják be a számítógépes tervezői rendszerben dolgozók helyzetét:

- A tervezői munkahelyek szűkek. A dolgozók tetszés szerint választhatják azt a terminált, amelyiknél dolgozni akarnak.
- A berendezések kialakítása akadályozza a kedvező testtartást (a digitalizálónál csak állva, döntött felsőtesttel lehet a munkát végezni).
- A munkák mintegy 60%-át lehet ülő helyzetben végezni. A térd és a lábfej kényelmesen elfér. Az ülés magasság beállítása nehézkes.
- Az egyes berendezések működtetése kézzel történik. A kezelőelemek a mozgás fiziológiai határán belül vannak elhelyezve, könnyen elérhető távolságban. A szükséges erő kifejtés és mozdulat szempontjából elemezve a kezelőelemeket megállapítható, hogy azok megfelelő kiképzésűek, és az elhelyezésük is megfelelő.
- Minden berendezést klaviatúráról, nyomógombok ujjal való működtetésével lehet üzemeltetni. A nyomógombok felülete olyan, hogy csaknem az ujj egész felületével tud érintkezni; homorúan kiképzett felületűek. A gyakori működtetés miatt megfelelően kis ellennyomást alkalmaztak a billentyűzetnél.
- Az ülő munkahelyek kiképzése megfelelő, de nem ideális. Az ülőke- és a háttámlarészen párnázott; az asztalhoz viszonyított magassága állítható. Az ülőhely a kezelőelemek felé forgatható és guruló lábú. A lábtartási vagy -támasztási lehetőség nem megoldott, és nem megfelelő. Néhány (kevés) széken könyöktámaszok találhatók, amelyek párnázottak, merevek.

- A munkahely padlózata álpadlóként van kialakítva azért, hogy a berendezések vezetékezése megoldható legyen. A csúszásgátló bevonat a szokásosan használt cipőtalpanyagokkal elektromos feltöltődést okoz, ami kisüléskor kellemtelen a dolgozónak, de üzemzavart is okozhat. Ugyanilyen hatása van a szokásosan hordott ruhák és a székhuzatok összedörzsölésének is.

2.1. Szellemi követelmények

Vizuális rendszer

- A munkavégzés igen jelentős vizuális követelményeket támaszt.
- A munka mind magas, mind alacsony megvilágítási szintet igényel a feldolgozás fázisától függően.
- Kevert megvilágítást (általánost és mesterségest) használnak. Helyi megvilágítást nem alkalmaznak, pedig a munka térbeli elosztása és jellege (pl. képernyőn végzett munka) szükségessé tenné különböző megvilágítási szintek kialakítását.
- A képernyőn megjelenő vizuális adatok csak igen erős koncentrációval ismerhetők fel a változó nappali fény és a fényvisszaverődés miatt. A kevert megvilágítás megfelel a vizuális követelményeknek. A digitalizáló munkahely megvilágítása a mennyezeten elhelyezett fénycsövekkel nem megfelelő, mert a dolgozó árnyékot vet a munkafelületre, amit csak hajlógással tud kiküszöbölni. Ez viszont derékfájáshoz, fáradtsághoz vezet.

Hallási rendszer

- A munka végrehajtásához szóbeli érintkezésre is szükség van. A munkahely zajszintje — különösen a gépteremben — akadályozza a normális szóbeli érintkezést. A 80–90 dBA érték kizárja a tartós koncentrációs lehetőséget.
- A számítógépen végzett munkák szinte egytől egyig olyanok, hogy a nem elégséges koncentrációs szint, ha nem is idéz elő konkrét hibákat (adatok véletlen törlése, mellégépelés a klaviatúrán stb.), de mindenképpen az ott dolgozók nagyobb idegi (stressz) megterhelését jelenti.
- A dolgozók véleménye alapján a monoton, mély bűgő hang, amelyet elsősorban a klíma-berendezés kelt, idegessé, feszültté teszi őket, és a munkavégzés fontosságától független, kényszerű szünetek beiktatásával (a zajos környezetből való eltávozással) tudnak csak az ellen védekezni.
- A rendszertelenül működő, de 5–10 percig folyamatosan éles, magas hangot adó lyukszalaglyukasztó és -olvasó berendezések zaja is kihat a munka folytonosságára. Addig, amíg ezek a berendezések működnek, a környezetükben nem lehet sem beszélgetni, sem koncentrált szellemi munkát végezni.

A munkakörnyezetben levő, magas zajszintű zaj egyenként is zajos berendezések zajaiból tevődik

össze. Mivel a zajforrásokat nem lehet elszigetelni, ezért a zajos térből való eltávozás jelenti az egyedüli megoldást. Az állandóan jelenlevő zaj gátolja a dolgozók közötti kommunikációt; de ezenkívül a monotonitásból adódóan fokozott mértékben fárasztja a dolgozókat.

Az egyes munkahelyeken (helyiségekben) különböző zajviszonyok között dolgoznak a dolgozók.

2.2. Testi követelmények

- a munkák ülve és állva végezhetőek, illetve e két formát váltakozva lehet választani;
- a munka időnként csúcsigénybevétellel jár. Ennek gyakorisága változó; az elvégzendő feladatok fontosságától, mennyiségétől függ;
- az izomigénybevétel a kéz és az ujjak kis izomcsoportjait terheli;
- a digitalizáló munkahelyen végzett munka a legfárasztóbb, mivel csak állva lehet végezni úgy, hogy a testsúly hol az egyik, hol a másik lábra helyeződik. Ez igen erős statikus igénybevételt jelent a lábizmok számára. Időnként a könyökre is lehet támaszkodni, de így kényelmetlen a kezelőelemek használata.

A dolgozó a munkahelyet szabadon elhagyhatja azért, hogy pihenjen, de mégsem használják ki ezt a lehetőséget, mivel fontosabbnak tűnik számukra a nem kényelmes munka mielőbbi befejezése.

Az egyes munkahelyeken (helyiségekben) különböző zajviszonyok között dolgoznak a dolgozók.

2.3. Javaslatok a továbbfejlesztésre

A 2. pont részletesen tartalmazza a tervezőrendszer ergonómiai jellemzését. Az itt megállapított, a dolgozók munkáját hátrányosan befolyásoló, fizikai és környezeti tényezőket különböző műszaki és szervezési intézkedésekkel meg lehet szüntetni vagy legalábbis csökkenteni lehet a hatásukat.

A következők felsorolásszerűen a műszaki intézkedésekre vonatkozó javaslatokat tartalmazzák:

- a kényelmesebb testtartás érdekében az operátori munkahelyeken könyöktámasztós székeket célszerű alkalmazni;
- a képernyős munkahelyeket a felületek tükröződése miatt a világítás irányítottságát figyelembe véve kell elhelyezni;
- a gépterem zajossága főleg a klímaberendezés működésének a következménye, ezért meg kell vizsgálni a zajcsökkentés lehetőségét, beleértve más típusú berendezések alkalmazását is;
- a különböző megvilágítási szinteket igénylő munkahelyeket a kívánalmaknak megfelelően kell kialakítani, esetleg helyi mesterséges világítás alkalmazásával.

A következők a szervezési intézkedésekre vonatkozó javaslatokat tartalmazzák:

- a tevékenységeket a dolgozók képességének megfelelően kell meghatározni. Ne legyenek tehát olyan feladatok kiadva, amelyek meghaladják az egyén képességét vagy képzettségét, mert így idegessé válhat, ami a kör-

nyezetére is hátrányosan hat. Ezenkívül biztosítani kell szakmai ismeretszerzés és -bővítés lehetőségét is;

- a dolgozók igénylik az önállóan végezhető munkát. Az állandóan azonos jellegű tevékenységet folytatók unalmasnak, egyhangúnak érzik a munkát. Ezen a technológiai folyamat elemeinek cserélgetésével (munkarotáció) lehet segíteni;
- egyes esetekben feltétlenül szükséges az ösztönzés korszerűbb formáinak alkalmazása, amelyet néhány különleges feladat fontossága indokolhat. A megfelelő ösztönzők kiválasztásához viszont meg kell találni a dolgozókat leginkább motiváló tényezőket;
- a munkahelyi szociális klíma, a megfelelő munkahelyi légkör jelentősége igen nagy. A légkört befolyásoló tényezők közül egyik leglényegesebb elem a csoporttal való azonosulás. Ha a dolgozó azonosul társaival, osztja a csoporttagok véleményét a felmerülő problémák többségével kapcsolatban, akkor általában elégedettebb a vállalat egészével, a munkájának értelmével és erkölcsi elismerésével. Mindezek eredményeként kevésbé van kitéve a munkával járó idegességek, aggodalmak, félelmek, feszültségek „munkastresszé” történő kummulálódásának [9].

A számítógépes környezet ergonómiai problémáinak bemutatása után vizsgáljuk meg, milyen módszerek ismereteseek e problémák megoldására.

Ezt követően részletesen bemutatásra kerül egy felmérési és kiértékelési módszer, amely segítségével lehetőség nyílik számítógépes rendszerek ergonómiai tervezésére.

3. A felmérés célkitűzése és módszere

Az ergonómia történetéből, eredményeiből adódóan jól struktúrált problémák megoldására részletes kézikönyvek, igen részletes ismeretanyag áll rendelkezésre (pl. zajcsökkentés, színdinamika stb.). Megállapítható azonban, hogy míg a korábbi vizsgálati területeken elért eredmények számszerűen értékelhetők, addig a munka pszichikai jobbra tételére teendő intézkedések kidolgozásához nem állnak rendelkezésre publikált módszerek, kérdőívek.

Mivel az ismertett számítógépes rendszerek, azok üzemeltetése, az ott dolgozók helyzete nem tartozik a jól struktúrált problémák közé, ilyen esetben komplex rendszerek vizsgálatára alkalmazható eljárásokkal kell kísérletet tenni az elemzésre. („Komplex rendszernek tekintünk minden rendszert, amelyet egyidejűleg több tulajdonság alapján minősítünk” [7])

A felmérésnél abból a feltételezésből indulhatunk ki, hogy adott a számítógépes rendszert átfogó 9 elemű probléma- vagy tulajdonsághalmaz, amelynek elemei az ergonómiai ismeretek segítségével megoldhatók, javíthatók.

A probléma- vagy tulajdonságelemek kiválasztásánál lényeges, hogy fedjék le, fogják át a teljes rendszert, függetlenek és azonos súlyúak, fontosságúak legyenek.

A felmérés célja a számítógépes környezet 9 elemű problémahalmaz elemeinek rangsorolása súlyozással annak érdekében, hogy az esetleg szükséges beavatkozás sorrendjét és nagyságrendjét meg lehessen becsülni.

3.1. A felmérés módszere

Az előzőekben leírt számítógépes rendszer vizsgálata csak komplex minősítéssel lehetséges, mivel alig található mérés tanilag megalapozott tényező, és számos egyéb, nem mérhető szempont létezik, amely a rendszer működését döntően befolyásolja.

A felmérés az irodalom [8] alapján fejlesztett számítógépes programok felhasználásával készült.

Az értékeléshez kiválasztott 9 ergonómiai értékelési tényező a következő:

- A = Munka/pihenés aránya
- B = Örömet jelentő munka
- C = Anyagilag elismert munka
- D = Önállóan végezhető munka
- E = Egyhangú munka
- F = Perspektíva lehetősége
- G = Elégedettség környezettel
- H = Szellemi megterheltség
- I = Géptől való függőség

Ezek a tényezők a módszer bemutatására megfelelőek. Tényleges felmérés elkészítéséhez azonban az szükséges, hogy a tényezőket több szakmai terület képviselőiből álló csoport határozza meg.

3.2. A preferenciasorrend megállapítása

A preferenciasorrend megállapítása csoportos minősítések alapján a Thurstone—Guilford-féle páros összehasonlítással történt.

Az értékelési tényezők lehetséges száma $n = 9$ esetén

MINÓSÍTÓ LAP

Kérjük aláhúzással jelölje meg azt a tényezőt, amelyet fontosabbnak tart a két tényező közül

- | | |
|-----------------------------|-------------------------------|
| munka—pihenés aránya | — örömet jelentő munka |
| géptől való függőség | — anyagilag elismert munka |
| szellemi megterheltség | — önállóan végezhető munka |
| elégedettség a környezettel | — egyhangú munka |
| perspektíva lehetősége | — munka—pihenés aránya |
| anyagilag elismert munka | — örömet jelentő munka |
| önállóan végezhető munka | — géptől való függőség |
| egyhangú munka | — szellemi megterheltség |
| perspektíva lehetősége | — elégedettség a környezettel |
| munka—pihenés aránya | — anyagilag elismert munka |
| örömet jelentő munka | — önállóan végezhető munka |
| géptől való függőség | — egyhangú munka |
| szellemi megterheltség | — perspektíva lehetősége |
| elégedettség a környezettel | — munka—pihenés aránya |
| önállóan végezhető munka | — anyagilag elismert munka |
| egyhangú munka | — örömet jelentő munka |
| perspektíva lehetősége | — géptől való függőség |
| elégedettség a környezettel | — szellemi megterheltség |
| munka—pihenés aránya | — önállóan végezhető munka |
| önállóan végezhető munka | — anyagilag elismert munka |
| anyagilag elismert munka | — örömet jelentő munka |
| örömet jelentő munka | — egyhangú munka |
| géptől való függőség | — perspektíva lehetősége |
| egyhangú munka | — munka—pihenés aránya |
| önállóan végezhető munka | — elégedettség a környezettel |
| anyagilag elismert munka | — szellemi megterheltség |
| örömet jelentő munka | — géptől való függőség |

1. Melléklet:

Minősítő lap

1. bíráló konzisztencia-együtthatója: 0,933
2. bíráló konzisztencia-együtthatója: 0,800
3. bíráló konzisztencia-együtthatója: 1,000
4. bíráló konzisztencia-együtthatója: 0,933
5. bíráló konzisztencia-együtthatója: 1,000
6. bíráló konzisztencia-együtthatója: 1,000
7. bíráló konzisztencia-együtthatója: 0,917
8. bíráló konzisztencia-együtthatója: 0,833
9. bíráló konzisztencia-együtthatója: 0,933
10. bíráló konzisztencia-együtthatója: 0,833

Az aggregált preferencia mátrix

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	KO
B 1	4,667	5,600	7,467	2,800	1,867	1,867	6,533	0,000	2,800	0,933
B 2	2,400	6,400	3,200	4,000	0,000	4,800	4,000	3,200	0,800	0,800
B 3	3,000	7,000	8,000	5,000	0,000	4,000	6,000	2,000	1,000	1,000
B 4	2,800	6,533	6,533	3,733	0,000	5,600	5,600	1,867	0,933	0,933
B 5	2,000	8,000	7,000	5,000	0,000	6,000	4,000	1,000	3,000	1,000
B 6	2,000	8,000	7,000	5,000	0,000	6,000	4,000	1,000	3,000	1,000
B 7	3,667	6,417	3,667	7,333	0,000	4,583	4,583	1,833	0,000	0,917
B 8	2,500	5,000	2,500	5,833	0,000	5,833	4,167	3,333	0,833	0,833
B 9	4,667	7,467	5,600	5,600	0,000	2,800	4,667	0,933	1,867	0,933
B 10	5,833	5,000	1,667	5,833	0,833	0,833	5,000	2,500	2,500	0,833

A számított közelítő sorrend (A-tól I-ig):

- A = 33,533
- B = 65,417
- C = 52,633
- D = 50,133
- E = 2,700
- F = 42,317
- G = 48,550
- H = 17,667
- I = 16,733

A „khi” kritikus értékei („alfa” rendre 0,05; 0,01; 0,001)
 Alfa—khi értékek: 0,05—31,4; 0,01—37,6; 0,001—45,6.
 A számított „khi” értéke = 46,133
 A Kendall-együttható közelítő értéke = 0,577.

2. Melléklet

A közelítő számítás eredményei

A pontos módszer aggregált preferencia mátrixa:

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	OSZL. SUM	R	
T1	0	9	6	8	0	7	9	2	2	37	0,10	T1
T2	1	0	2	3	0	0	2	1	0	71	0,20	T2
T3	4	8	0	3	1	2	4	2	0	56	0,16	T3
T4	2	7	7	0	0	5	3	0	1	55	0,15	T4
T5	10	10	9	10	0	10	10	9	8	3	0,01	T5
T6	3	10	8	5	0	0	5	1	2	46	0,13	T6
T7	1	8	6	7	0	5	0	0	0	53	0,15	T7
T8	8	9	8	10	1	9	10	0	5	20	0,06	T8
T9	8	10	10	9	1	8	10	5	0	18	0,05	T9

A Kendall-együttható pontos értéke: 0,489.
 A „khi-négyzet” pontos értéke: 529,63.
 A tényezők fentiekből számított skálaértéke:

A	B	C	D	E	F	G	H	I
10,3	19,8	15,6	15,3	1,0	12,8	14,8	5,6	5,0

3. Melléklet

A pontos számítás eredményei

19,8	—	B = Örömet jelentő munka
15,6	—	C = Anyagilag elismert munka
15,3	—	D = Önállóan végezhető munka
14,8	—	G = Elégedettség környezettel
12,8	—	F = Perspektíva lehetősége
10,3	—	A = Munka/pihenés aránya
5,6	—	H = Szellemi megterheltség
5,0	—	I = Géptől való függőség
1,0	—	E = Egyhangú munka

4. Melléklet

Grafikusan ábrázolt rangsor és a súlyszámok

$$\left(\frac{n}{2}\right) = \frac{n \cdot (n-1)}{2} = \frac{9 \cdot 8}{2} = 36.$$

A véletlen elrendezést az irodalomban [7] található Ross-féle optimális párelrendezési táblázat alapján a Minősítő Lap tartalmazza (lásd az 1. mellékletet), amelyet számítógépes program állít elő.



FRIDRIK MÁRTA

A Budapesti Műszaki Egyetemen 1976-ban gépészmérnöki diplomát szerzett. 1976-tól gyártástechnológiai szakvégeztése miatt a vállalat gyártástechnológiájának fejlesztésével foglalkozott. Célgépek tervezésén kívül közreműködött a „Számítógépes tervező-gyártó-ellenőrző rendszer” megvalósításában. 1984-ben a Budapesti Műszaki Egyetemen ergonómiai szakmérnöki diplomát szerzett.

A párba válogatott tényezők minősítését 10 tagú csoport tagjai végezték, egymástól függetlenül. A Minősítő Lapokat számítógép segítségével egy (manuálisan) egyszerűbb közelítő és egy pontos módszerrel lehet a következők szerint kiértékelni.

3.3. A közelítő módszer

Mivel $n=9>7$, ezért elfogadjuk a bírálók korlátozott racionalitását, és a bíráló csoport közös preferencia számainak meghatározásánál a

$$K < 100\%,$$

konzisztencia mutatóval kapott rangsorokat is figyelembe lehet venni.

Az elfogadhatónak ítélt konzisztencia szint

$$K_{\min} = 80\%.$$

Ezt a követelményt valamennyi bíráló teljesítette. A 2. melléklet tartalmazza a közelítő módszer adatait (a bírálók preferencia számait inkonzisztenciájukkal arányosan csökkentve).

A számítógépes program kiszámítja a Kendall-féle egyetértési együtthatót.

Az értékelte tényezők száma $n=9$.

Az értékelést végzők száma $k=10$.

A preferencia gyakoriság átlaga

$$\bar{A}_n = \frac{k \cdot (n-1)}{2} = \frac{10 \cdot (9-1)}{2} = 40.$$

A tényleges és a várt preferencia összegek közötti eltérések négyzetösszegének maximuma

$$S_{\max} = \frac{k^2 \cdot (n^3 - n)}{12}.$$

A várt és az átlagos preferencia összegek közötti eltérések négyzetösszegének tényleges értéke

$$S = \sum (A_n - \bar{A}_n)^2.$$

A Kendall-féle egyetértési együttható értéke a számított adatokkal

$$W = \frac{S}{S_{\max}}.$$

A szignifikancia (megbízhatósági) vizsgálatot χ^2 próbával végezhetjük el, mivel $n>7$, és ezért a kritikus küszöbszámokra nem alkalmazhatók az irodalom [7] táblázatai.

A szakmai hipotézis az, hogy a bírált tényezők preferálása nem egyformán valószínű.

A nullhipotézis az, hogy minden bíralt tényező egyformán valószínű és várható értéke 40.

A szignifikancia szinteket 0,05, 0,01 és 0,001-re felvéve a χ^2 kritikus értékeit a 2. melléklet tartalmazza.

A χ^2 számított értéke

$$\chi_{sz}^2 = k \cdot (n-1) \cdot W,$$

vagy

$$\chi_{sz}^2 = \frac{12 \cdot S}{k \cdot n \cdot (n+1)}.$$

Mivel $\chi_{sz}^2 > \chi_{krit}^2$ ($\alpha=0,001$ szinten is), emiatt a nullhipotézist el kell vetni, és a szakmai hipotézist kell elfogadni.

Ez azt jelenti, hogy a bíralt tényezők preferálása nem egyenletes eloszlásból származik. A bírálók közötti egyetértés nem a véletlen műve, elfogadható értékű, azaz szignifikáns.

3.4. A pontos módszer

A számítógépes program meghatározza a preferencia sorrendet az aggregált preferenciamátrix segítségével. Ezt a 3. melléklet tartalmazza.

A Kendall-féle egyetértési együttható páros számú bíráló esetén

$$W'_{\min} = \frac{-1}{k-1} = \frac{-1}{10-1} = -0,111.$$

Az együttható értéke

$$W' = \frac{2Z}{\left(\frac{k}{2}\right) \cdot \left(\frac{n}{2}\right)} - 1,$$

ahol,

$$Z = \sum (\gamma)^2 - k \cdot \sum (\gamma) + \left(\frac{k}{2}\right) \cdot \left(\frac{n}{2}\right).$$

Ez utóbbi képletben szereplő γ az aggregált preferenciamátrix átlója alatti preferencia gyakoriságot jelenti.

A szignifikancia vizsgálatot ebben az esetben is a χ^2 próbával végezzük el.

A hipotézisek megegyeznek a 3.3 pontban megadottakkal.

A χ^2 értékeit az aggregált preferenciamátrix tényleges gyakoriságai alapján a melléklet tartalmazza.

Mivel $\chi_{sz}^2 \gg \chi_{krit}^2$ ($\alpha=0,001$ szinten is), ezért a nullhipotézist elutasítjuk, és a szakmai hipotézist elfogadjuk.

A bírálók közötti egyetértés nem a véletlennek köszönhető, és elfogadható értékű, azaz nagyon erősen szignifikáns.

3.5. A preferencia súlyok meghatározása

Az I. táblázat a közelítő és a pontos számítás összehasonlítását tartalmazza.

I. TÁBLÁZAT

Rangsor	1	2	3	4	5	6	7	8	9	W	χ^2
Közelítő	B	C	D	G	F	A	H	I	E	0,577	46,133
Pontos	B	C	D	G	F	A	H	I	E	0,489	529,63

Az I. táblázat az eredményt sorrendi skálán mérve adja meg. Szükséges azonban azt is tudni, hogy az egyes tényezők mennyivel előzik meg egymást. Ennek megállapítására a számítógépes program az irodalomban [8] leírt számítás szerint — a pontosszámítás adatainak felhasználásával — kiszámítja az egyes tényezőkhez tartozó súlyszámokat.

A standardizált értékű súlyszámok grafikusan ábrázolva a 4. mellékletben láthatók.

Az előzőekben bemutatott módszer alkalmasnak ígérkezik számítógépes rendszerek ergonómiai tervezésére. A problémák feltárása a szociotechnikai elveknek megfelelően a résztvevők közreműködésével történik.

A közös kiértékelés lehetőséget ad a környezet jobb megismerésére, de egyben lehetőséget ad — megfelelő következtetések levonása után — az ergonómiai tervezésre is.

4. A felmérés kiértékelése

A számítógépes tervezőrendszerben a felmérést az előzőekben leírt körülmények között hajtottuk végre. A kapott Minősítő Lapokat feldolgozva a következő megállapításokra jutottunk:

- Az egyes véleményezők konzisztenciáját vizsgálva kitűnik, hogy mindegyiküké meghaladta az elvárt 80%-os szintet, tehát a véleményezők külön-külön nem kerültek jelentősebb ellentmondásba önmagukkal a párba válogatott tényezők összehasonlításánál. (Lásd 2. melléklet.)
- A közelítő módszer eredményeit nézve megállapítható, hogy mind a csoport egyetértését mutató Kendall-együttható, mind a szignifikancia vizsgálatnál kapott χ^2 érték megfelelő. Ebből következik, hogy a csoport megfelelő mértékben értett egyet a tényezők rangsora kialakításában, és a kialakított rangsoruk nem a véletlennek köszönhető. (Lásd 2. melléklet.)
- Az előzőekben, a Kendall-együtthatóra és a χ^2 értékre vonatkozóan elmondottak érvényesek a pontos módszer eredményeire is. (Lásd 3. melléklet.)
- A közelítő és a pontos módszer eredményeit összefoglaló I. táblázatból kitűnik, hogy a számítógépes tervező rendszerben készített felmérésnél a véleményezők megfelelő egyetértéssel, szignifikánsan a

B—C—D—G—F—A—H—I—E

sorrendi skálán megadott RANGSOR-t alakították ki.

Tehát a következőt:

- B — Örömet jelentő munka
- C — Anyagilag elismert munka
- D — Önállóan elvégzett munka
- G — Elégedettség környezettel
- F — Perspektíva lehetősége
- A — Munka/pihenés aránya
- H — Szellemi megterheltség
- I — Géptől való függőség
- E — Egyhangú munka

- A felmérésnél használt tényezők standardizált értékű súlyszámait a 3. melléklet tartalmazza. Ez grafikusan ábrázolt formában a 4. mellékletben látható. Ebből megállapítható, hogy a véleményezők különösen a B= „Örömet jelentő munka” tényezőt preferálták. Ezután csaknem azonos súllyal a C—D—G tényezőhármast következik.

A skála közepén jól elkülönülten az F és az A tényezők találhatók. A skála legalján pedig, egymás közelében a H és az I, valamint a legkevésbé preferált E.

Az előzőekből megállapítható, hogy a vizsgált 9 tényezőtől különösen a B, a C—D—G tényezőhármast és az F tényezővel kapcsolatos körülmények jobb kialakítása és további javítása lehet a fő feladat. Egyidejűleg ezzel törekedni kell a H és I, de különösen az E tényezők káros hatásának elkerülésére.

5. Összefoglalás

A cikk ergonómiai szemléletű felméréssel bemutatja a Telefongyárban üzemelő számítógépes áramkör tervező rendszert. Az elemző rész a rendszert jellemző technikai és emberi tényezők felsorolását tartalmazza. Ez a fejezet azoknak a tényezőknek az ismertetésével zárul, amelyek kihatnak az ott dolgozók munkavégzésére.

Ezt egy olyan vizsgálati módszer bemutatása követte, amellyel lehetőség van arra, hogy számítógép alkalmazásával rövid idő alatt statisztikailag kiértékelhetők legyenek a felméréshez kasznált „Minősítő Lapok”.

A felmérésben szereplő tényezők összeállítása a módszer bemutatathatósága érdekében önkényesen történt.

A 9 munkahelyi jellemző pontosabb megfogalmazása után az ismertetett módszer alapul szolgálhat számítógépes rendszerek ergonómiai vizsgálatára.

I R O D A L O M

- [1] Nagyszeghi F.: A vállalati számítógépes irányítási rendszerhez illeszkedő integrált gyártó rendszer termelésbe állítása. Gazdaságmérnöki diplomaterv. BME Budapest, 1982.
- [2] A műszaki fejlesztés távlati főirányai. OMFB összefoglaló koncepció. OMIKK, 1983.
- [3] Woodson—Conover: Ember — gép — üzem. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.
- [4] Meuche, H. F.: Einführung in den Mensch-Maschine. Dialog aus betriebswirtschaftlicher Sicht. TU Dresden, 1981. Nov.
- [5] Trist, E.—Higgin, G.: Organizational Change. Tavistock Publications, 1963.
- [6] Kindler, J.: Operációkutatás. BME Budapest, Előadási kézirat, 1981.
- [7] Kindler, J.—Papp, O.: Komplex rendszerek vizsgálata. (Összemérési módszerek.) Műszaki Könyvkiadó, 1977.
- [8] Nagyszeghi F.: Elektronikai iparban alkalmazott többszörös NC/CNC fűrógépek kiválasztása öt változatból, 11 értékelési tényező alapján. Tanulmány, BME Budapest, 1981. dec.
- [9] Klein S.: Munkapszichológia. Gondolat, Budapest, 1980.

HÍRADÁSTECHNIKA

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Lapja

TARTALOMJEGYZÉK

XXXV. évfolyam (1984)

	Szám	Oldal
<i>Dr. Ambrózy András:</i> Teljesítmény-egyenirányítók méretezése	8	337
<i>Ádám János—Neumayer Béla—Szekeres Béla:</i> Haladóhullámú cső alacsony fűtőteljesítményű katóddal	4	157
<i>Bagi Andrásné:</i> Diszkrétidejű hálózatok átviteli karakterisztikájának Bode-diagramja	3	125
<i>Dr. Balog Béláné—Gergely István—Méhn Márton:</i> A Lina—1 jelzésű félkész áramkör felépítése és alkalmazása	9	400
<i>Balogh Béla:</i> 25 éves a hazai ferritgyártás	10	467
<i>Dr. Balázs László—Elek Károly:</i> Kerámiai kondenzátorok	10	463
<i>Dr. Baranyi András—Ladvánszky János:</i> Nemlineáris erősítők stabilitása	2	54
<i>Dr. Berceli Tibor—dr. Gordos Géza—dr. Lajtha György—dr. Szép Iván—dr. Tófalvi Gyula:</i> Fénytvá- közlés	3	97
<i>Dr. Berceli Tibor:</i> Rurál rádióösszeköttetések	11	493
<i>Berecz Frigyes:</i> Az elektromos kapcsolástechnika megjelenése és elterjedése Magyarországon	11	484
<i>Dr. Bessenyei Gáborné—dr. Zsoldos Béla—Geszti Tamásné:</i> Nikkel vékonyréteg előállítása kémiai redukciós eljárással	8	353
<i>Bihari György—Deák János:</i> Nagy teljesítményű kapcsoló üzemi tápegység	5	211
<i>Dr. Bognár Géza:</i> Kozma László szakmai tevékenysége	11	481
<i>Cserhalmi Tibor:</i> Korszerű pirografittal bevont rácsú adócsövek gyártástechnológiája	5	229
<i>Dr. Csibi Sándor:</i> Hálózatok forgalmi stabilitásáról	11	501
<i>Dávid Béla—Erdélyi János:</i> CMOS kapumátrix áramkörök alkalmazása a készülékfejlesztésben	9	405
<i>Deák Ernő:</i> Keményfémek alkalmazása a BHG szerszáugyártásában	4	185
<i>Denk Attila:</i> A DRF 13/03—06 típusú digitális mikrohullámú rádiórelérendszer	7	301
<i>Diószeghy Győző:</i> A mikroelektronikai szakemberképzésről	1	15
<i>Do Hoang Tien:</i> Új eljárás AM—VSB jel demodulálására	1	38
<i>Dr. Eisler Péter—Gátmezei József:</i> Új módszerek a hagyományos kapcsolóberendezések üzemfelügye- letére és karbantartására	12	559
<i>Dr. Falus László:</i> A hazai műsorszóróadó-gyártás	6	256
<i>Fazekas Zoltán:</i> Az integrált áramköri fotómaszkok automatikus vizuális ellenőrzése	5	202
<i>Fejér György—dr. Kormány Teréz:</i> Aranybevonatú csatlakozó érintkezők megbízhatósági vizsgá- latai	7	307
<i>Fodor László—Hidasi Béla—Vécsey Béla:</i> Mangán-cink mágneses tulajdonságainak javítása adalék- anyagok segítségével	1	4
<i>Földes József:</i> Fáziszaj a hangolt oszcillátorokban, a fáziszaj mérése az UHF—VHF frekvencia- tartományban	1	9
<i>Dr. Frajka Béla:</i> Távbeszélő szolgáltatásunk perspektívája	11	508
<i>Diodato Gagliardi:</i> Az optikai hírközlés jelene és jövője	5	207
<i>Dr. Gefferth László:</i> Specifikáció-érzékenység és gyártási specifikáció	12	538
<i>Dr. Géher Károly:</i> Kapcsolt kapacitású szűrők analízise és szintézise	11	519
<i>Dr. Gordos Géza:</i> Szolgáltatásbővítés gépi beszédfeldolgozással	11	512
<i>Dr. Gyulai József:</i> Mikroelektronikai kutatás-fejlesztés	9	395
<i>Hajnal Péter:</i> Készüléktervezés háttérében a háttérpar. Berendezésgyártók meditációi Debrecen- ben 1983-ban az Alkatrész Szemináriumon	2	59
<i>Hajnal Péter:</i> Fóliatekercses transzformátorok	6	265
<i>Harkányi Gábor:</i> Generálparaméteres digitális szűrők tervezése	10	435
<i>Heckenast Gábor:</i> Rádió stúdiótechnika. Műsorkészítés a Magyar Rádióban	6	248
<i>Dr. Henk Tamás:</i> PSK adatátvitel szűrőinek tervezése négyzetes átlaghibára	5	193
<i>Horváth Imre:</i> Magyar fejlesztésű kis kapacitású digitális alközpontcsalád	6	241
<i>Iklódy Gábor:</i> Az EMO alkatrész-forgalmazási feladatai az EKFP időszakában	9	391

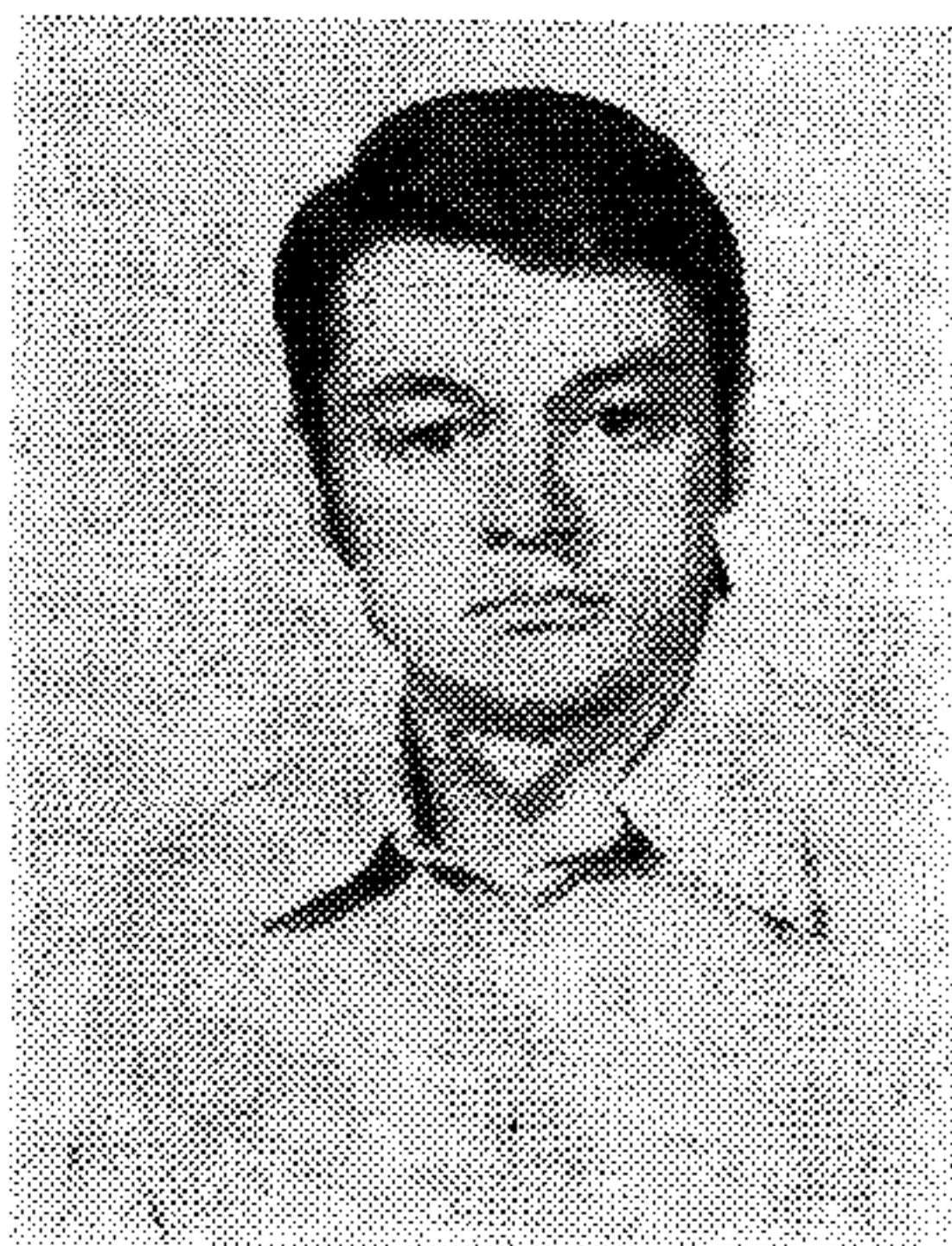
Dr. Kalmár Gábor—dr. Nényei Zsolt: Alumínium fémezésű műanyagtokozott félvezető eszközök kloridos degradációjának egyik forrása	2	83
Kecskés Ferenc: Elektroakusztikai készülékek szubjektív vizsgálata	3	141
Kerecsen István—Várady Szabó Mihály—Ghymes Balázs: Univerzális távkezelő rendszer hírközlő hálózatokhoz	3	105
Dr. Kerpán István: A hírközlés korlátai és az információelmélet	2	79
Kesselyák Péter—Varga Gábor: AR típusú távbeszélőközpontok alkatrészbázisára vonatkozó megbízhatósági tapasztalatok	12	529
Kis Imre: Az Orion CTV 1656 tv-készülék távszabályozó rendszere	1	34
Dr. Kocsis Ferenc: Gyors eljárások a diszkrét Fourier-transzformáció számítására. 1. rész	12	544
B. Korneffel—D. Morawski—H. J. Munte: Speciális mérési eljárások alkalmazása az optikai érzékelők gyártásának 1. ciklusszelet technológia ellenőrzésére	1	27
Kovács Gyula—Márai György: Az elektrolitkondenzátorok alkalmazási területei és új típusai ...	10	454
Kovács László: Vevőkészülékek gyártása és fejlesztése az Orionban	5	225
Kovács Oszkár: Hálózatvezérlés a számítógép-hálózatokban	2	72
Köveskúti Lajos: Köszöntő	1	1
Köveskúti Lajos: Megemlékezés	9	385
Dr. Lajtha György: Vegyes analóg-digitális hálózatok átviteli minősége	11	497
Le Hoang Mai: Bórdiffúziós együttható meghatározása oxidáló atmoszférában végzett behajtás esetére	4	180
Lőrincz Endre: Digitális optikai rendszerek	3	129
Dr. Markó Szilárd: Cirkulátorok alkalmazási kérdései	9	426
Mohr László: Josephson-átmenetek és számítógépes alkalmazásaik	8	374
Nagy Sándor Zoltán—Regőczy István: Személyi számítógép alkalmazása technológiai feladatok programozásához	2	64
Pataki Béla: Szigetelő alapú integrált áramkörök ellenállásainak lézeres értékeállítás	9	421
Pálfalvi Jenő: Digitális áramkörök és mikroprocesszorok alkalmazása a tv-vevőkészülékekben ...	3	135
Dr. Pálinszki Antal: A televíziós átviteli csatorna lineáris torzításának hatása a teletext adatjelre	7	289
Porpáczy Elemér: BK—12—E2 típusú 12 csatornás vivő frekvenciás rendszer szimmetrikus kábeles vonalakra	4	145
Rőmer Mária: Programozás „hibrid” vizsgáló automatán	1	2
Dr. Sándory Mihály: A mikroelektronikai program helyzete (1983. október)	2	51
Schröter Konrád: Műanyagfóliás kondenzátorok gyártásának fejlesztési irányzatai az NDK-ban	8	349
Dr. Simon Gyula: Végtelen impulzusválaszú szűrők megvalósítása súlyfüggvény csomkolással és rekurzív hibakompensálással	2	69
Dr. Szabó Pál—Jósa László: Tv-átjátszók vevő- és adó-antennarendszerei	6	260
Szatmári János: NiCr ellenállásréteg vákuumpárológatása és katódporlasztása	10	442
Szádeczky-Kardoss Tamás—Szeghy István: Telefon alközponti szolgáltatások szimbolikus leírása	8	370
Szeghy István: SDL-processzor	6	252
Dr. Szekeres Béla: Haladóhullámú csövek maradékgázok okozta ionzajának vizsgálata	10	445
Dr. Székely Vladimir—Baji Pál—Kerecsenné dr. Rencz Márta—Kónya Ilona—dr. Masszi Ferenc—dr. Koltai Mihály: Layout visszafejtő program cellás tervezésű integrált áramkörökhöz ...	8	341
Dr. Szabados Tamás: Műanyag alkatrészek korszerű fröccsöntése	10	451
Szente László—Radvány Jenő: LC szűrők korszerű tervezési módszerei	3	119
Szentpéteri Piroska—Heksch Ferenc: Az U400 gate array és tervezési módszerei	7	295
Dr. Szép Iván: Galliumarzenid eszközök hazai kutatása-fejlesztése	9	409
Szilágyi Sándor: 20 éves az ATSZ—K-fejlesztés	10	474
Dr. Tarnay Kálmán: A mikroelektronikai tervezők képzésének néhány kérdése	9	418
Dr. Tófalvi Gyula: Úgy gondolom	2	49
Dr. Tófalvi Gyula: Úgy gondolom	9	387
Dr. Tófalvi Gyula: Úgy gondolom	10	433
Dr. Tófalvi Gyula: Távközlési kutatás-fejlesztésünk főbb irányai az 1986—90 években	11	489
Dr. Tóth Endre: Optimális trunkhálózat számítása a veszteségi tényező, az átlagérték, valamint a szórásnégyzet deriváltjai alapján	3	113
Dr. Tóth Endre: Az Erlang-képlet áramkör szám szerinti első, illetve második deriváltjának gyakorlati számítási módszere	7	320

	Szám	Oldal
Tóth László: SC áramkörök analízise	7	329
Tölgyesi László: Időosztásos beszédinterpoláció	4	166
Varga Imre: Érzékenységek számítása a módosított csomóponti analízis alapján	4	169
Dr. Veszely Gyula—dr. Zombory László: Monolit integrált áramkörök adalékolási és oxidálási technológiai lépéseinek kétdimenziós szimulációja. Összefoglaló	12	550
Vozák László: Tv stúdiótechnika. Műsorkészítése az MTV-ben	4	161
Vörösváry Ferenc: Egységes vázrendszer alkalmazása a műszeriparban	10	448
Egyéb		
Új helyi HTE csoport (BME Villamoskar)	1	14
Tájékoztató a szerzők részére	1	20
1983. évi tartalomjegyzék	1	23
Mikrohullámú szeminárium	1	41
A HTE küldöttközgyűlése	2	50
Elektronikai alkatrészek felhasználási tapasztalatai szeminárium (Bráda Ferenc)	3	116
Tudományos napok a Posta Kísérleti Intézetében (dr. Lajtha György)	3	118
Tudományos napok a Távközlési Kutató Intézetben (dr. Sárkány Tamás)	3	121
P '83 (Ribényi András)	3	124
CONSTRONIC '84.	4	160
3. Televízió technikai szeminárium és kiállítás,	4	160
Pályázati felhívás: ésszerű anyagtakarékosság megvalósítása	4	175
Productronica '83. (dr. Ambróczy András—dr. Zombory László)	5	222
Hírek üzeminkből	5	224
RELECTRONIC '85	5	228
Fiatalok a mikroelektronika alkalmazásáért (dr. Mátrai Géza)	5	236
Kozma László	6	247
Nívódíjak és különdíjak átadása a BHG-ban	6	251
Zotter Ferenc	6	255
A HTE elnökségi ülése	6	271
Díjak kiosztása: Puskás Tivadar Emlékérem; Pollák—Virág-díj; Diplomaterv pályázat; Szakdolgozat pályázat	6	271
Szlovéniai távközlési napok (dr. Kóczy T. László—Halász János)	6	273
REMIX szeminárium és hibrid klub	6	275
Hibrid Mikroelektronikai Klub a Híradástechnika Szövetkezetben (dr. Száraz György)	6	285
Dr. Almássy György	7	294
Televíziótechnikai szeminárium és kiállítás (Varsányi János)	7	328
Hibrid Klub a TKI-ben (dr. Száraz György)	9	394
Hibrid Klub a Telefongyárban (dr. Száraz György)	10	477
Beszámoló a IV. Nemzetközi Megbízhatósági és Karbantarthatósági Konferenciáról (Franciaország, 1984. május 21—25.) (Balogh Albert)	12	536
Compstat '84 szimpózium (Kováts Jenő)	12	543
Könyvismertetés	12	549
Constronic '84 (Budapest, okt. 9—11.) (Bánsághi Pál)	12	563
Beszámoló a IV. Energiaipari Távközlési Szemináriumról (Siófok, szept. 19—21.) (Halász Miklós)	12	572
Alkatrész-szeminárium (Bráda Ferenc)	12	573
Hirdetés		
KÓPORC	Pokeráezmiai zümmögők	1 42
BHG	EP—512 „EPEX” elektronikus távbeszélő központ	1 borító
LSI-ATSZ	Mikroszámítógépes programok	2 58
MEV	Szilícium vezérlőelektródás MOS 4096 bites, közvetlen hozzáférésű memória 2107BPC	2 72
BHG	DPS 80 decentralizált „party-line” elektronikus távbeszélőrendszer	2 borító
BHG	DPS 80 decentralizált „party-line” elektronikus távbeszélőrendszer	3 borító
MEV	1024 bites sztatikus MOS RAM áramkör 2102 APC	4 176
BHG	Tv-átjátszó rendszerek	4 borító

		Szám	Oldal
REMIX	Rétegellenállások — ajánlott termékválaszték '84	5	216
MEV	Fél-fogyasztói MOS LSI kapumátrix GA 800	5	218
BHG	LOTRIMOS centralizált távbeszélő üzemfelügyeleti rendszer	5	borító
REMIX	Beállító és szabályozó rétegpotencio-méterek ajánlott termékválasztékai '84	6	276
ORION	CTV 556 és 1556 színes tv-készülék Orion hangdoboz család	6	borító
REMIX	Beállító és szabályozó rétegpotenciometerek ajánlott választéka '84	7	312
BHG	Elektronikus főnök — titkári berendezés	7	borító
Híradástechnika			
Szövetkezet	MIVIMAT felügyelő készülék	8	360
MEV	Aktív RC-szűrők, BOÁK	8	borító
MEV	Plazma panel kijelző	9	408
REMIX	Fémezett, poliészter kondenzátorok ajánlott termékválasztéka '84	9	414
REMIX	Rendszerszemléletű berendezésorientált hibrid integrált áramkörök	9	borító
MEV	Katalógus hibrid áramkörök	10	447
Kontakta	Miniatűr nyomókapcsoló család TN... ..	10	458
MEV	Félfogyasztói elem mátrix U 400 BOÁK	10	472
MTA Műszerszolgálat	Szabad Műszerkapacitás Adattár	11	488
MEV	Vastagréteg érzékelők	11	496
REMIX	Fémezett polipropilén kondenzátorok ajánlott termékválasztéka '84	12	564
KONTAKTA	Miniatűr és szubminiatűr billenőkapcsoló-család	12	568

A vivőfrekvencia előállításának új lehetőségei tv-adó és -átjátszó berendezésekben

HERCZ ENDRE
BHG Fejlesztési Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a tv-adó és -átjátszó berendezések vivőfrekvenciájának szintézisrel történő előállításával foglalkozik. Egy berendezés blokkvázlata alapján megadja az előállítandó helyi oszcillátor jel frekvenciatartományát és a megvalósítandó frekvencialepést. Ismerteti az adott célra a BHG Fejlesztési Intézetben megvalósított — nem egész számú frekvenciaosztóval felépített — szintézer működését.

Már a televíziós műsorsugárzás első szakaszában, amikor az adóállomások száma növekedni kezdett, igen fontos kérdés volt az adóberendezések vivőfrekvenciájának stabilitása. Egyrészt az „éter” tisztasága miatt szigorú nemzetközi előírásokat kellett teljesíteni, másrészt pedig megállapították, hogy az egymáshoz közeli frekvencián és földrajzi helyen működő adóberendezések kevésbé zavarják egymás vételét, ha közöttük adott frekvenciatávolság van. Ezt a frekvenciastabilitást oly módon valósították meg, hogy az adóberendezés frekvenciáját meghatározó oszcillátort egyedi, az adott berendezés csatornafrekvenciájához illeszkedő, termosztátba helyezett, kvarckristállyal építették fel, és az oszcillátor kimenő jeléből frekvenciasokszorozással állították elő a kívánt vivőfrekvenciát. Ezen eljárást a legutóbbi időkig alkalmazták, illetve még ma is alkalmazzák.

A frekvenciastabilitással szemben támasztott követelmények azonban egyre szigorúbbak, az alábbi okokból:

1. A tv-adó gerinchálózat kiépülése után egyre több átjátszó berendezést telepítenek, melyek a rosszul ellátott kisebb települések besugárzására szolgálnak. Mivel ezek a berendezések egy nagy teljesítményű adó jelét veszik és azt a torzítások elkerülése és az egyszerű felépítés érdekében demodulálás nélkül, csak keveréssel másikk csatornára transzponálva sugározzák ki, a frekvenciahibájuk az „anyaadó” frekvenciahibájához adódik. Tovább növekszik ezen hiba többszörös átjátszás esetén.
2. Egyre nagyobb szerepet játszik a berendezések megbízhatósága, miután növekszik a felügyelet nélküli állomások száma, amelyeket esetleg nehezen megközelíthető helyre telepítenek. Ezeknél döntő szempont, hogy minél ritkábban legyen szükség utánállításra, tehát a frekvencia is hosszú ideig maradjon a tűrésen belül.

Az igények növekedésével egyidejűleg az alkatrész- és áramkörtechnika egyre újabb eszközöket és megoldásokat kínál. A digitális integrált áramkörök újabb és újabb családjai egyre magasabb frekvenciákig

HERCZ ENDRE

1966-ban végzett a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának híradástechnikai ágazatán. Azóta az Elektromechanikai Vállalat fejlesztésén, majd a BHG-hoz történt csatlakozás után a BHG Fejlesztési Intézetben dolgozik. 1977-ig

URH FM adóberendezések fejlesztésével foglalkozott, 1978-ban az adóberendezés fejlesztési osztályt vezette, 1979-től tv-átjátszó berendezések rendszertechnikai és áramkörti fejlesztésével foglalkozik. 1981-ben digitális elektronikai szakmérnöki oklevelet szerzett.

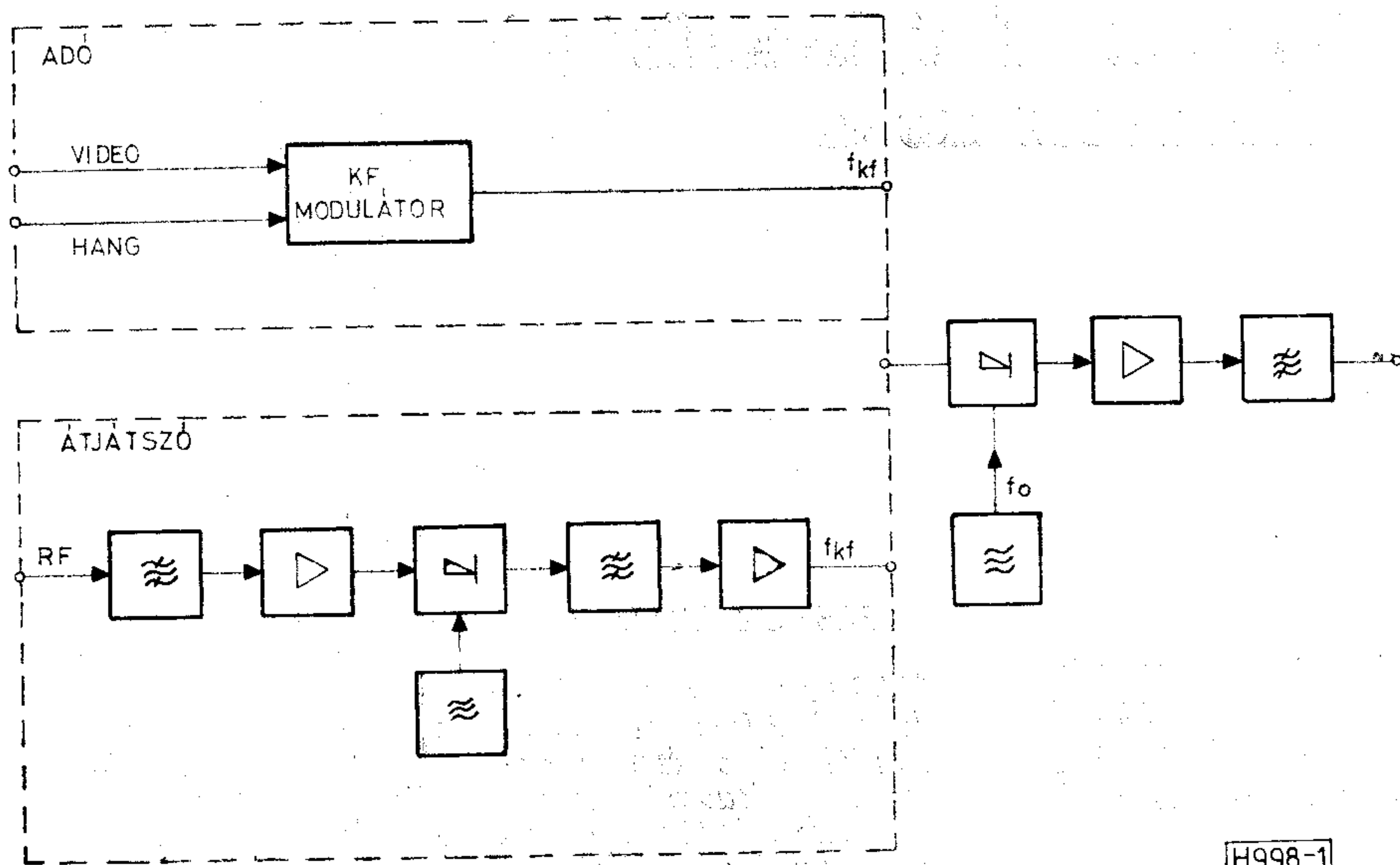
működnék, a kvarckristályt gyártó cégek pedig nagy frekvenciapontosságú integrált kvarcoszcillátorokat gyártanak az igényeknek megfelelően hőkompenzált és kályházott kivitelben. Széles körben elterjedt a PLL technika, sokféle áramkörti megoldás ismert a frekvenciaszintézerek létrehozására. A frekvenciaszintézer alkalmazása az alábbi előnyökkel jár a hagyományos megoldáshoz képest:

1. Miután frekvenciasokszorozás nincs, nem jelennek meg mellék hullámok.
2. A frekvenciasokszorozáshoz szükséges hangolt körök elmaradnak, az áramkör széles sávú lehet.
3. Nincs szükség egyedileg rendelt ún. csatornalkvarcokra, melyek csak a telepítési frekvencia ismeretében rendelhetők, helyettük standard kvarcoszcillátor alkalmazható.
4. Átjátszó berendezések esetében, ahol külön oszcillátor működik a vevő és adó oldalon, és a hagyományos megoldás esetén a két oszcillátor frekvenciahibájának összege jelenik meg, csak egy közös alaposzcillátorra van szükség. Ez azt is jelenti, hogy a frekvenciahiba az adási és vételi frekvencia különbségével arányos, így esetenként egy nagyságrenddel is jobb lehet azonos alapstabilitás mellett.

A fentiek természetesen közvetlen vagy közvetett gazdasági előnyként jelentkeznek. Ennek ellenére a tv adó és átjátszó berendezések területén csak a legutóbbi időszakban kezd elterjedni a szintézer alkalmazása, mivel az előállítandó frekvencia nagysága és a szükséges kis frekvencialepés — szokványos megoldás esetén — bonyolult, többhurkú és ezáltal drága áramkört eredményez.

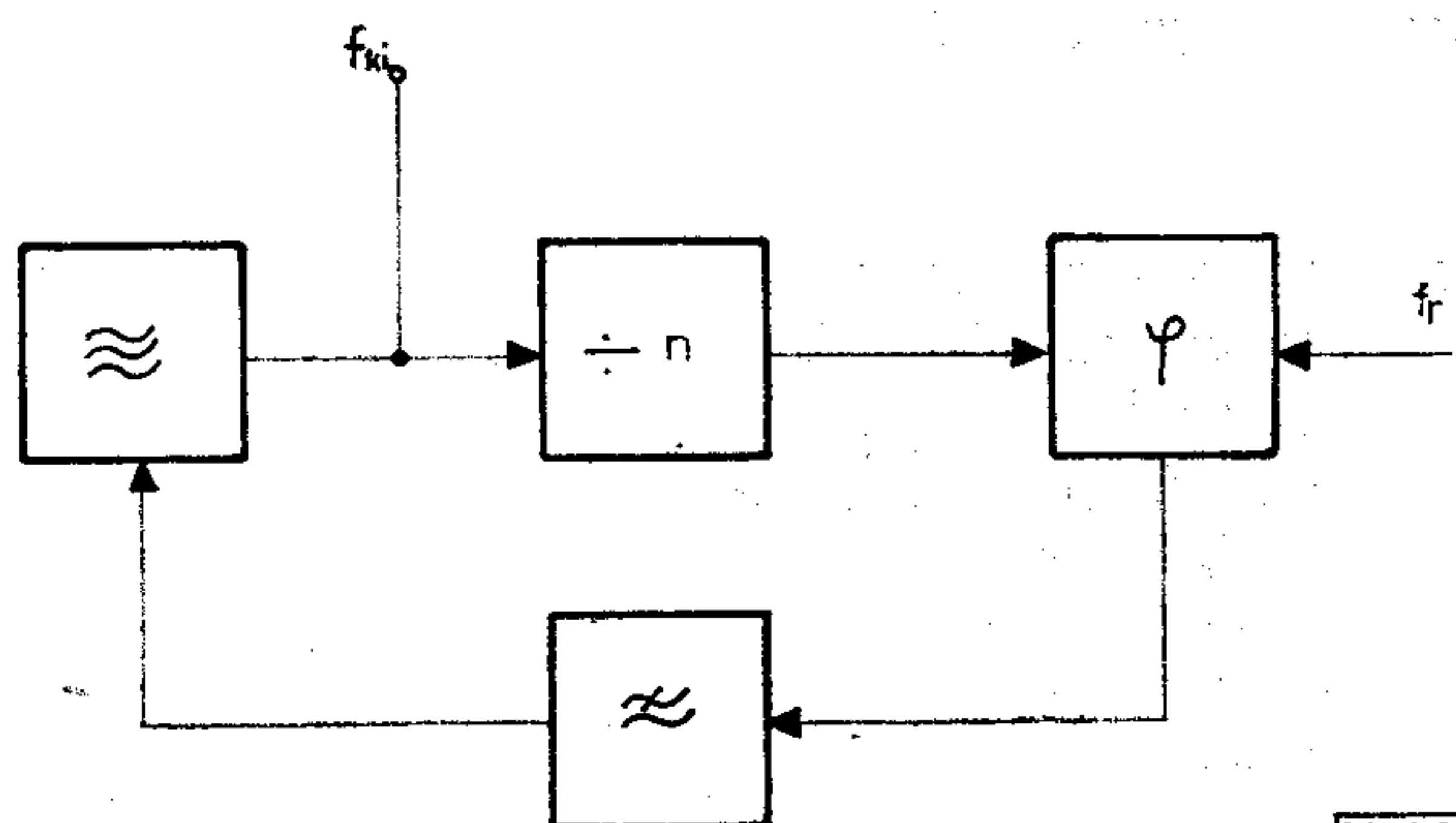
Vizsgáljuk meg számszerűen, hogy milyen frekvenciákat kell előállítani. Ehhez tekintsük az 1. ábrát, melyen egy tv-adó, illetve -átjátszó berendezés blokkvázlata látható. A helyi oszcillátor frekvenciája itt a következőképpen adható meg:

Beérkezett: 1984. IX. 5. (#)



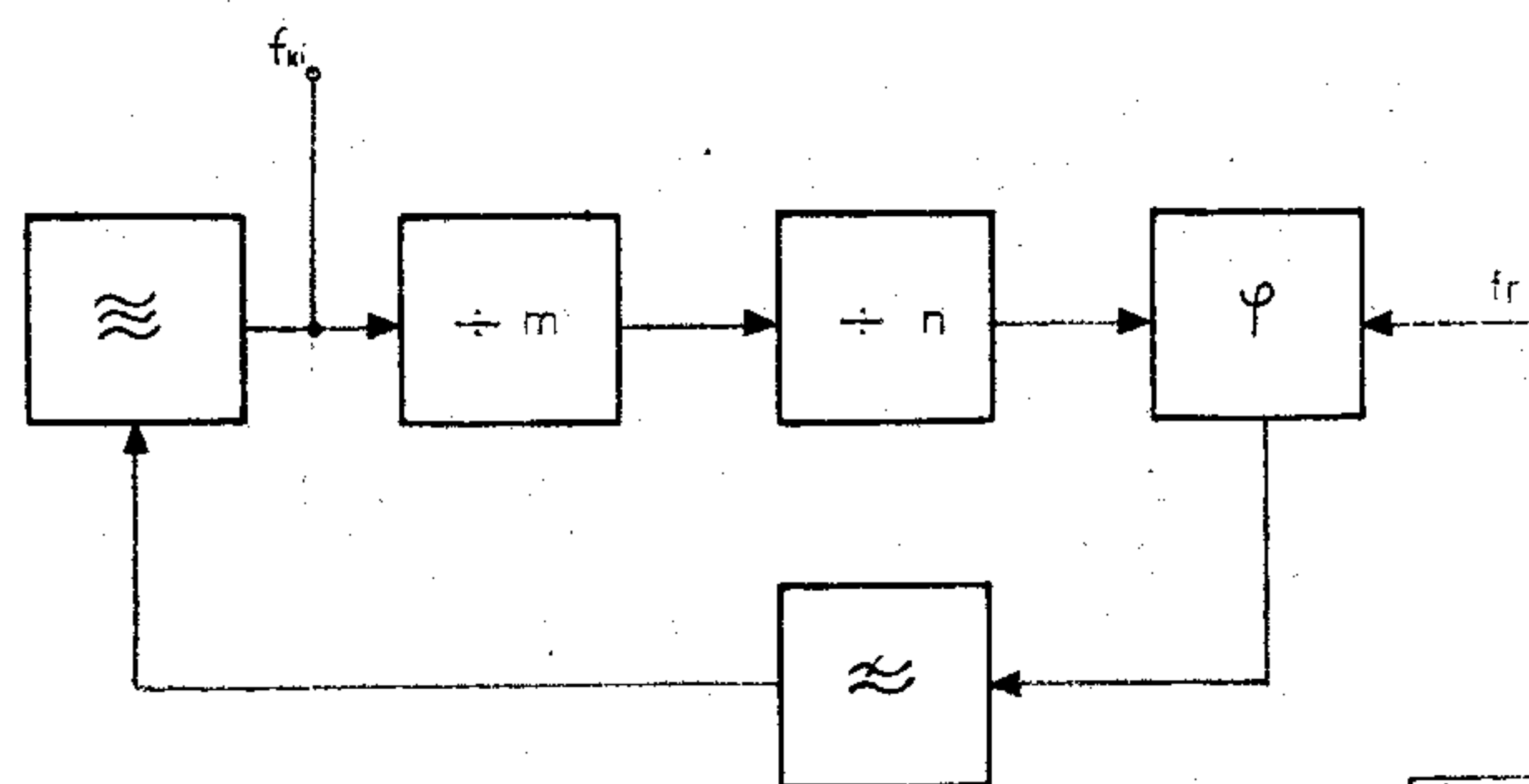
H998-1

1. ábra. Tv-adó (átjátszó) berendezés blokkvázlata



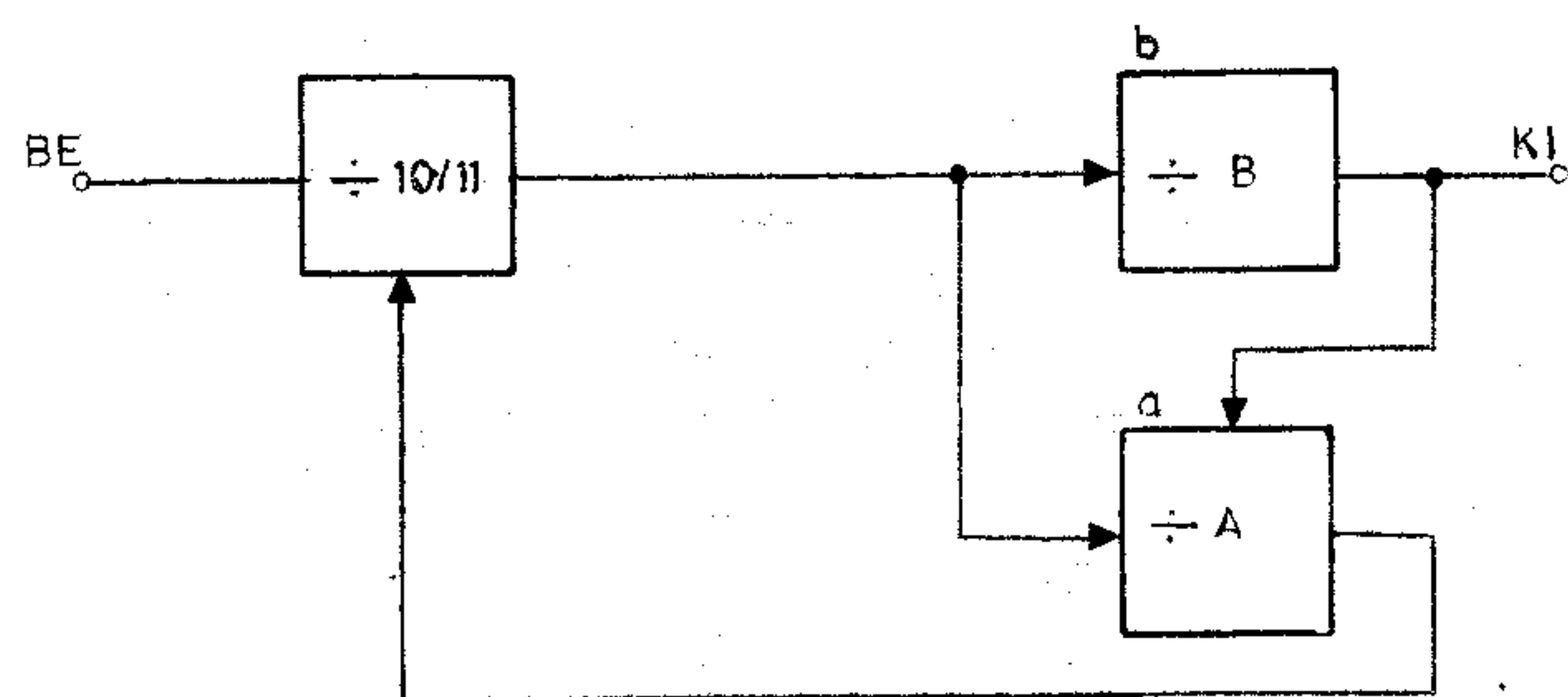
H998-2

2. ábra. Frekvenciaszintézer



H998-3

3. ábra. Frekvenciaszintézer előosztóval



H998-4

4. ábra. Frekvenciaosztó kétmodulusú számlálóval

$$f_0 = f_{\text{képvivő}} + f_{\text{kf}} + f_{\text{offset}}, \quad (1)$$

ahol

$f_{\text{képvivő}}$: 48,25 MHz...847,25 MHz

(...,25 MHz vagy ...,75 MHz alakú)

f_{kf} : 38,9 MHz vagy 38,0 MHz

$$f_{\text{offset}} = k \frac{f_{\text{sor}}}{12} = k \frac{15\,625 \text{ Hz}}{12}$$

$$(k = -12 \dots 0 \dots +12)$$

ez a frekvenciaeltolás szolgál a zavarok csökkentésére.

f_0 tehát ...,15 MHz

...,25 MHz + $k \frac{15\,625}{12}$ Hz alakú

...,65 MHz

...,75 MHz

és maximális értéke $f_{\text{om}} = 847,25 \text{ MHz} + 38,9 \text{ MHz} + 15\,625 \text{ Hz} = 886,165\,625 \text{ MHz}$.

Mint a frekvenciaértékből látható, a különböző csatornák beállításához 50 kHz többszöröseit kell létrehozni és ezen túlmenően biztosítani kell a 15 625/12 Hz-es frekvencialépést az offset beállításához.

Egy általánosan ismert frekvenciaszintézer blokkvázlata látható a 2. ábrán. Ennek frekvenciáját az „n” osztási arányú frekvenciaosztóval lehet beállítani. A kimeneti jel frekvenciája

$$f_{\text{ki}} = n \cdot f_r. \quad (2)$$

Ez azt jelenti, hogy a minimális frekvencialépés értéke f_r . Növeli ezen frekvencialépés nagyságát, ha a szükséges működési frekvenciatartományt a változtatható frekvenciaosztó már nem tudja feldolgozni, ekkor ugyanis előosztót kell alkalmazni (3. ábra), és ha annak osztási aránya „m”, a kimeneti frekvencia

$$f_{\text{ki}} = m \cdot n \cdot f_r, \quad (3)$$

és így a frekvencialépés $f_s = m \cdot f_r$. A minél kisebb frekvencialépés eléréséhez f_r -t és m -et kis értéken kell tartani, azaz a fázisösszehasonlítást alacsony frekvencián kell elvégezni, az osztó határfrekvenciáját pedig minél magasabbra kell növelni. A rendelkezésre álló eszközök a határfrekvenciát, a szabályozás szükséges gyorsasága és az elérendő kis FM

zaj pedig az összehasonlítási frekvencia értékét korlátozzák.

Az osztó határfrekvenciája növelésének egyik lehetősége a kétmodulusú számlálók alkalmazása. Ezen számlálók ugyanis elvükből következően magasabb frekvenciáig működőképesek, mint a programozható számlálók. Egy 10/11-es kétmodulusú számlálóval felépített frekvenciaosztó tömbvázlatát mutatja a 4. ábra. Ennek működése a következő:

A számlálási ciklus kezdetén a kétmodulusú számláló osztási aránya 11. Amikor a kimenetén „A” számú impulzus megjelent, az „a” jelű számláló kimenete átbillen és a kétmodulusú számláló osztási arányát 10-re állítja. A „b” jelű számláló eközben tovább számol, majd amikor a „B” értéket eléri, ad egy kimeneti impulzust. Ez az „a” számlálót ismét elindítja, miáltal a kétmodulusú számláló ismét 11-es osztási arányt valósít meg és ezzel az új számlálási ciklus elkezdődik. Ezen frekvenciaosztó osztási aránya az egy kimeneti impulzushoz tartozó bemeneti impulzusszámmal egyezik meg, melynek értéke

$$N = A \cdot 11 + (B - A) \cdot 10 = B \cdot 10 + A \quad (4)$$

Ilyen osztót ismertet a [1] kiadvány. Ezzel a frekvenciaosztóval felépített egyhurkú PLL rendszer azonban nem alkalmas tv-adó berendezések oszcillátorjelének előállítására. Az előállítható frekvencia ugyanis (3)-ból

$$f_0 = N \cdot m \cdot f_r$$

alakban írható fel, az előállítandó frekvencia pedig a korábbiak alapján mind 50 kHz-nek, mind 15 625/12 Hz-nek többszöröse kell legyen. Miután ez a két frekvencia egymásnak nem osztója, a szükséges frekvencialépés a legnagyobb közös osztójuk, azaz 15 625/60 Hz. Ez kb. 260 Hz. Mivel a változtatható frekvenciaosztó még az ismertett kétmodulusú számlálós felépítéssel sem valósítható meg 900 MHz-en, fix $m=4$ értékű előosztót kell alkalmazni. Ez azt jelenti, hogy az eredő kb. 260 Hz-es frekvencialépés 65 Hz-es referenciafrekvenciával volna megvalósítható. Ezen a frekvencián azonban már nem lehet megfelelő visszaszabályozó áramkört építeni. Az 50 kHz frekvencialökhöz viszonyított 80 dB-es FM jel-zaj viszony eléréséhez szükséges kb. 140 dB csillapításhoz nemcsak alkatrészeket nem lehet találni, de az áramkör a lassúsága miatt sem volna használható.

A fenti tények miatt normál felépítésű szintézer elvi okokból nem alkalmas az adott célra. Ezért a BHG új típusú tv-adó és -átjátszó berendezéseire új megoldást dolgoztunk ki, mely az 5. ábrán látható változtatható osztási arányú osztón alapul. Ennek működése a következő:

Az osztási ciklus kezdetén a 10/11-es osztó 10-es osztási aránnyal működik és a kimeneti jelét mindhárom számláló áramkör számlálja. A „c” számláló a bemenetere adott minden C -edik impulzus hatására ad egy kimeneti impulzust, ami a kétmodulusú osztót egy periódusnyi időre 11-es osztási arányra kapcsolja. Ily módon ahhoz, hogy a kétmodulusú osztó kimenetén C számú impulzus jelenjen meg,

$$(C-1) \cdot 10 + 11 \quad (5)$$

bemeneti impulzusra van szükség, azaz az osztási aránya:

$$\frac{(C-1) \cdot 10 + 11}{C} \quad (6)$$

Eközben az „a” számláló, melynek bemenetere — mint az ábrán látható — ugyanaz a jel kerül, mint a „c” számláló bemenetere, számlálja a beérkező impulzusokat, és mikor azok száma az „A” értéket eléri, a kapuáramkört lezárja. Ezáltal a „c” számláló bemenetere nem kerül több impulzus, így az az éppen aktuális állapotban megáll. Ezáltal a teljes számlálási periódus hátralevő részében már nem kapcsolja át a kétmodulusú osztót 11-es osztási arányra. A „b” számláló természetesen tovább számol, mindaddig, míg a bemeneti impulzusszáma el nem éri a beállított „B” értéket. Ekkor a kimenetén — mely a teljes osztó kimenete — egy impulzus jelenik meg, ez a kapuáramkört ismét nyitja és a folyamat kezdődik előlről.

Határozzuk meg az eredő osztási arányt! A ciklus első szakaszában a kétmodulusú osztó kimenetén „A” számú impulzus jelenik meg, és mivel az osztási arány (6)-ból

$$\frac{(C-1) \cdot 10 + 11}{C},$$

a bemeneten ehhez

$$A \cdot \frac{(C-1) \cdot 10 + 11}{C} \quad (7)$$

impulzus tartozik.

Az osztási ciklus második szakaszában a kétmodulusú osztó kimenetén $(B-A)$ impulzus jelenik meg, és mivel ekkor az osztási arány 10, a bemeneti impulzusszám

$$10 \cdot (B-A). \quad (8)$$

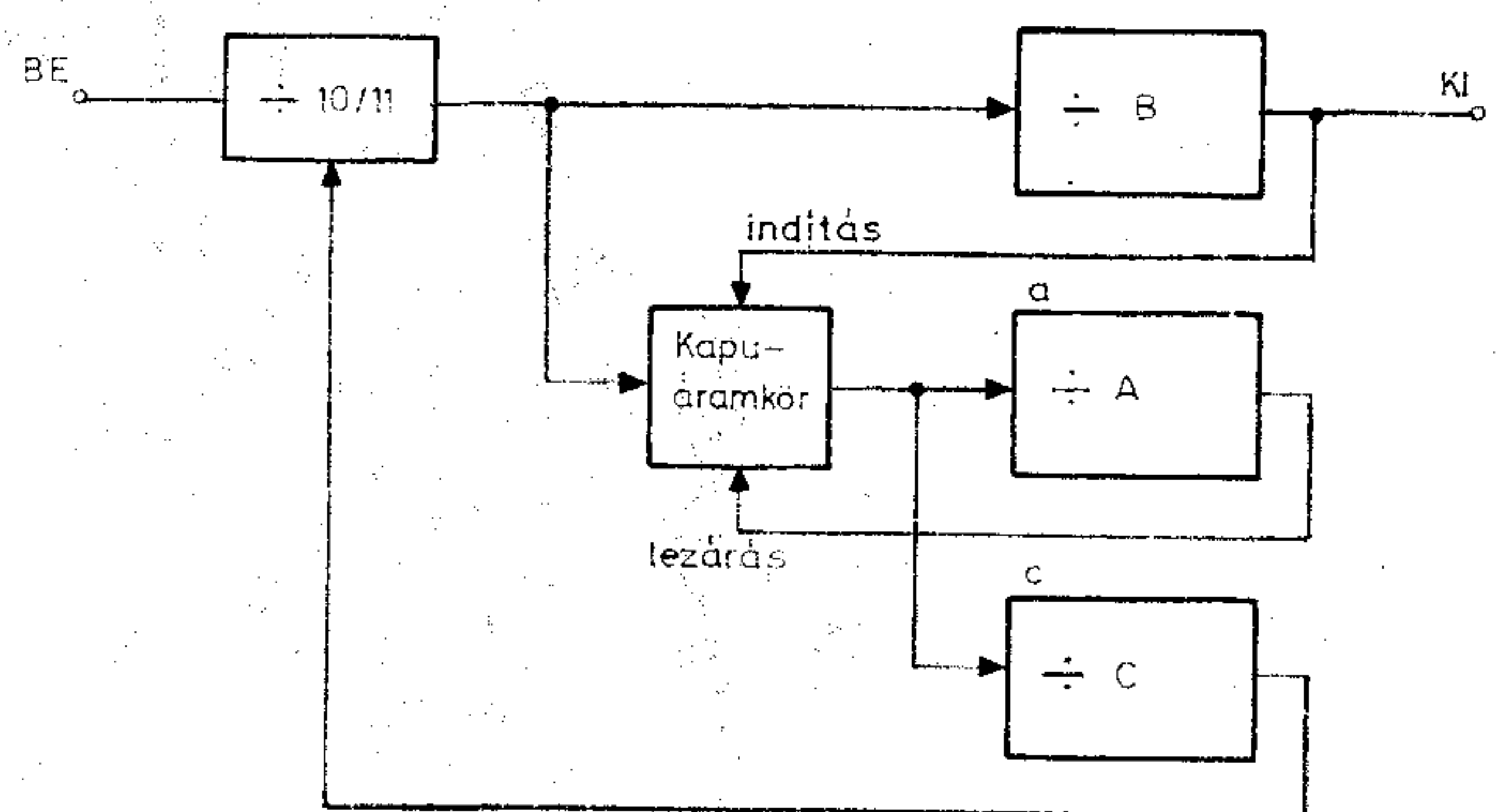
Ezen adatokból az egy kimeneti impulzushoz tartozó (teljes) bemeneti impulzusszám:

$$N = 10 \cdot (B-A) + A \cdot \frac{(C-1) \cdot 10 + 11}{C}, \quad (9)$$

illetve egyszerűsítések után

$$N = 10 \cdot B + \frac{A}{C}. \quad (10)$$

Látható tehát, hogy ezzel az áramköri elrendezéssel nem egész számú osztási arány érhető el. Természetesen ez nem azt jelenti, hogy a kimeneti frekvencia minden időpillanatban tört hányada a bemenetinek, hanem azt, hogy az osztási arány változik, és az átlagértéke a (10)-ben meghatározott érték.



H998-5

5. ábra. Nem egész számú frekvenciaosztó

A megvalósított osztónál célszerűségi okokból kapuáramkörként 2-es vezérelhető osztót alkalmaztunk, így a „b” osztó elé is beiktattunk egy fix 2-es osztót. Ebben az esetben az osztási arány

$$N = 20 \cdot B + \frac{2A}{C}. \quad (11)$$

A referenciakérfkvenciát $f_r = 3,125$ kHz-re választottuk, az UHF tartományban megvalósított előosztást $m = 4$ -re és C értékét pedig 96-ra. Így (3)-ból

$$\begin{aligned} F_{ki} &= m \cdot N \cdot f_r = 4 \cdot \left(20 \cdot B + \frac{2A}{96} \right) \cdot 3,125 \text{ kHz} = \\ &= B \cdot 250 \text{ kHz} + \frac{A}{5} \cdot \frac{15\,625}{12} \text{ kHz}. \end{aligned}$$

Látható, hogy az áramkörrel a szükséges kérfkvenciák előállíthatók, sőt ezen túlmenően amennyiben C értékét nem rögzítjük, szinte korlátlan a megvalósítható kérfkvenciák száma.

A választott referenciakérfkvencia értéke már elegendően nagy az optimális hurokszűrő realizálásához és így kis zaj mellett elegendően nagy behúzási sebesség érhető el.

A megoldás részletes ismertetése [2]-ben található meg. Nem egész számú kérfkvenciaosztóval felépített kérfkvenciaszintézert ma már több ismert műszer-gyártó cég termékében alkalmaznak. Ezek ismertetésében [3], [4] kiemelik, hogy „drámai költségcsökkenés”-t eredményeztek a hagyományos szintézerek-

hez képest. Tv-átjátszó berendezésekben, ahol adó- és vevőoszillátor teljes referenciaoldala közös lehet, ez a csökkenés még jelentősebb.

Az ismertetett — tv-adó és -átjátszó berendezésekhez kifejlesztett — helyi oszillátor lehetővé tette, hogy szigorúbb követelményeket egyszerűbben és olcsóbban, ugyanakkor a körülményekhez jobban alkalmazkodva, rugalmasabban elégítsük ki. A tv adástechnikában azonban a fejlődés újabb követelményeket támaszt. Már ismert az ún. „precíziós offset” eljárás, amelynél a vivőkérfkvenciát még finomabb lépésben kell változtatni és a kérfkvenciaszabílitás előírása is szigorúbb. Egy másik módszer a hang- és képvivő kérfkvenciatávolságát rögzíti a bejövő szinkronjelhez, szintén zajok csökkentése érdekében. A közeljövő feladata, hogy ezeket a módszereket a BHG gyártmányú tv-adó és -átjátszó berendezésekben is alkalmazzuk.

I R O D A L O M

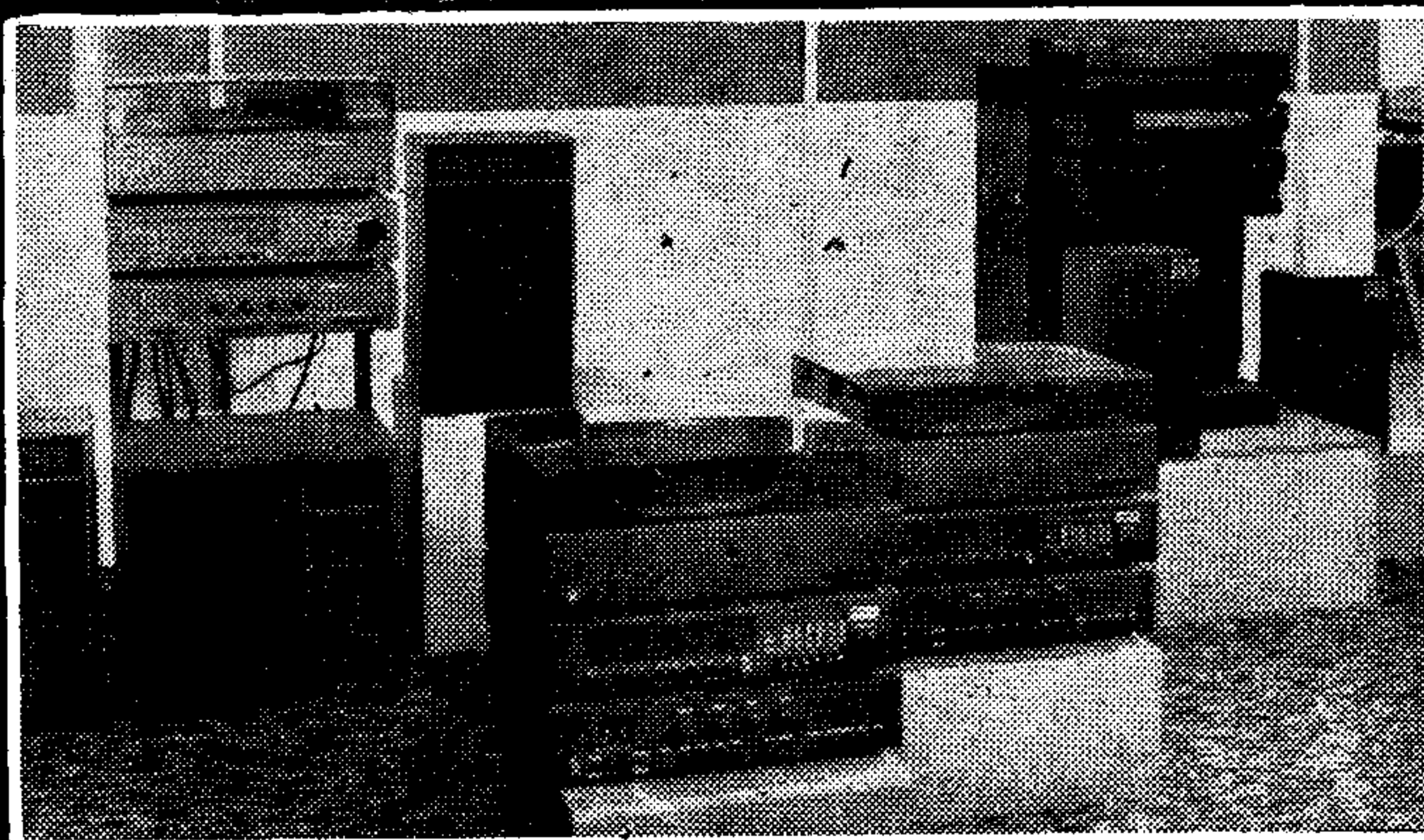
- [1] New Synthesiser Circuits from Plessey Semiconductors. (Publication No. P.S. 1736.)
- [2] Hercz Endre, Sziebold Péter: Változtatható, nem egész számú osztási arányú kérfkvenciaosztó áramkör, előnyösen nagykérfkvenciás, kis kérfkvencialepésű kérfkvenciaszintézerek számára. (179 023 lajstromszámú magyar szabadalom.)
- [3] David Ford: Improvements in Selective Level Measurements. Communication International. Volume 6/Number 12, 1979 december, p. 20–23.
- [4] Peter Harzer: Frequency Synthesis in Modern Level Measuring Sets. NTZ No. 2/1980 p. 90–94.

TELEKOM TELECOM

„Telekom” rádióelektronikai és hírközlő eszközöket, híradástechnikai alkatrészeket és műszereket exportáló és importáló külkereskedelmi társaság. Külföldön végzett műszaki szolgáltatásai a következők: komplett objektumok, létesítmények és iparvállalatok alaptevékenységével kapcsolatos kutatás, tervezés, szállítás, üzemeltetés, „know-how” juttatás és műszaki karbantartás. Licencek és szabadalmak, valamint a velük kapcsolatos berendezések vásárlása és eladása.

VTIO „TELEKOM”

Szófia — Bulgária
Washington u. 17.
Telefon: 94-181
Telex: 022075, 022076



Rendszerek megbízhatósági tervezése elektronikai alkatrészek előrejelzési modelljeinek felhasználásával

BALOGH ALBERT (MEV) — GERLAI MÁTYÁS (Videoton)



ÖSSZEFOGLALÁS

A tanulmány áttekinti a rendszerek megbízhatósági tervezésének legfontosabb területeit. Az adott megbízhatósági követelmények kielégítése szükségessé teszi a tervezési, gyártási és szervizelési tevékenységek összehangolását. A megbízhatóság-tervezés egyik módszere az elektronikai alkatrészek előrejelzési modelljein alapszik. Ezeknek a modelleknek értékelésére matematikai-statisztikai módszereket kell felhasználni. A tanulmány a különböző adatforrásokból származó meghibásodási ráták összevont becslését és a modellek aktualizálási eljárásait ismerteti. Adott konfidenciaszintű megbízhatósági előrejelzés elérésének érdekében szoros együttműködést kell kialakítani az elektronikai alkatrészek gyártói és felhasználói között.

Bevezetés

Az elektronikai berendezésekkel szemben az utóbbi két évtizedben a felhasználók egyre fokozottabb megbízhatósági igényeket támasztottak. Ezek a felhasználói követelmények szükségessé tették, hogy a berendezések gyártója a tervezés, a gyártás és a felhasználás szakaszában biztosítsa a termékétől megkövetelt hosszú idejű hibamentes működést, a javíthatóságot és a tartósságot. Ezeknek a célkitűzéseknek eléréséhez összehangoltan kell felhasználnia a tervezési, a gyártási és a vevőszolgálati tevékenységet, illetve az ezek során alkalmazandó megbízhatóság-biztosítási módszerek alkalmas kombinációját.

A jelen közleményben a berendezésgyártó megbízhatóság-biztosítási tevékenységének követelményeiből kiindulva, röviden áttekintjük a rendszerek tervezésével kapcsolatos általános feladatokat, kitérve a rendszer tervezőjének megbízhatósági megfontolásaira, gyakorlati tevékenységére, majd a megbízhatósági tervező munkát elősegítő eszközökre. Ezt követően részletesebben ismertetjük az alkalmazható tervezési módszerek egyikének — a megbízhatósági (hibamentességi) jellemzők előrejelzésének — értékelési kérdéseit elektronikai alkatrészek megbízhatósági modelljével illusztrálva.

A feladat eredményes megoldásával elkerülhető, hogy egy esetleg megalapozatlan és így helytelen előrejelzés tévútra vezesse mind a konstruktöröket, mind a gyártót, illetve a karbantartást szervező szakembereket.

Meghatározott megbízhatósági követelményeket kielégítő berendezések és rendszerek tervezésének kérdései

1.1. A rendszer megbízhatósági tervezés általános kérdései

Az elektronikai és a hozzá kapcsolódó konstrukciós elemek fejlődése az utóbbi két évtizedben megbíz-

BALOGH ALBERT

Matematikus, 1957-ben végzett a debreceni Kossuth Lajos Tudományegyetemen. 1961 óta foglalkozik az elektronikai alkatrészek megbízhatóságának értékelésével a HIKI-ben, majd 1982 óta a MEV-ben. Jelenleg a MEV megbízhatóság vizsgálati főosztály főosztályvezető-helyettese.

A témakörben közel 50 publikációt jelentetett meg, illetve számos előadást tartott. 1981-ben az EOQC Quality folyóiratának EQ-díját kapta meg „Rendszer megbízhatóság-előrejelzés” című tanulmányáért. A HTE elnökségi tagja, a megbízhatósági osztály titkára, 1976-ban Puskás Tivadar díjat kapott.

hatósági vonatkozásban olyan mértékű volt, hogy a berendezések és rendszerek megbízhatósági paramétereit is figyelembe vevő tervezése tért hódíthatott a polgári, illetve az ipari területeken is.

Mindennapossá vált a közszükségleti (az esetek nagy részében divat jellegű behatások alatt álló) termékeknél az erkölcsi elavulás és a fizikai élettartam összehangolásának szükségessége. A világ nagy rádió-, tv- stb. gyárai elterjedten alkalmazzák — elsősorban költségoptimalizálási céltól vezéreltetve — azt az alapelvet, hogy készülékük élettartama ne legyen „feleslegesen” lényegesen hosszabb (és a készülék ennél fogva drágább), mint annak divat által megszabott elavulási időtartama.

Ebben az esetben az élettartam jellegű megbízhatósági jellemző a konstruktörök által kézben tartandó probléma.

Más esetben, így az automatizált iparban, folyamatirányításban, közlekedésben stb. alapvetővé vált a biztonsági követelmények, illetve a rendszer bonyolultság és nagyság ugrásszerű megnövekedése, amely a hibamentességi jellemzők (pl. a két meghibásodás között eltelt működési idő, vagy a két tévesztés között átvitt helyes információ mennyisége) kézben tartását követeli meg.

Ily módon ezeken a területeken az egyik alapvető tervezési szemponttá vált a megbízhatóságot jellemző hibamentességi mutatók meghatározása, biztosítása és ellenőrzése.

Figyelembe véve a megbízhatóság kísérlet útján történő meghatározási, illetve ellenőrzési módszereinek idő- és költségigényét, valamint ezek egyre növekvő jellegét (az elemek elérhető alacsony meghibásodási rátája miatt), életbevágóan fontossá válik egy magas konfidencia szintű, az utólagos értékelés mérlegén is mindig helytálló megbízhatóság előrejelzési rendszer létrehozása.

Beérkezett: 1984. VI. 6. (▲)

I.2. A konstruktor megbízhatóságbiztosítási megfontolása

Egy ipari, irányítási, vezérlési, adatfeldolgozási feladat minden esetben meghatározott funkciók halmazát jelenti, amelyet a feladat részletezése során rendszerterv vagy berendezés tervcél tanulmány formájában foglalmaznak meg. Az irányító, vezérlő, adatfeldolgozó rendszerek ma már egyre több elektronikus intelligenciát foglalnak magukba, illetve a klasszikus huzalozott elektronikai hardware egyszerűen megvalósítható mikroprocesszor vezérlés alkalmazásával.

Így általában a tervező a megbízhatósági kérdések kapcsán a hardware, illetve a software megbízhatóságával egyaránt kénytelen foglalkozni.

Jelen tanulmányban csupán a hardware megbízhatósági kérdéseivel foglalkozunk.

A HARDWARE RENDSZER MEGBÍZHATÓSÁGI VISELKEDÉSÉNEK LEÍRÁSA

A napjainkban használatos vezérlő, irányító, adatgyűjtő, illetve adatfeldolgozó rendszerek rendszer-technikailag meglehetősen bonyolultak lehetnek. Megbízhatósági vonatkozásban a rendszerek a tökéletes működőképesség és a teljes működésképtelenség között több, közbülső, csökkentett, illetve korlátozott teljesítőképességű állapotot vehetnek fel.

Gondoljunk ennek kapcsán csak a legszemléletesebb példákra, mint például az egy kieső hajtóművel még viszonylag biztonságosan közlekedő repülőgépre, egy kieső hengerrel még tovább működő gépkocsira vagy egy automata vezérlő szabályzórendszerre, amely automatika részének üzemzavara miatt kézi, emberi vezérlésű üzemmódban dolgozik tovább.

A példákban szereplő esetekben a rendszer csökkentett teljesítménnyel vagy erősen korlátozott tulajdonságokkal bizonyos ideig tovább dolgozhat.

A katasztrofális leállás elkerülését az eredetileg tervezett és megvalósított redundáns funkciók, illetve tartaléküzemmódok megléte teszi lehetővé.

Ezek a nagyméretű és bonyolult rendszerek azonban mindig felbonthatók egyszerű rendszerelemek meghatározott logikai kapcsolatban álló struktúrájára.

Ez a struktúra le is írható a formális logika eszköztárával. A továbbiakban ezeket az egyszerű elemeket, illetve a belőlük alkotott struktúrát kell vizsgálnunk.

A fenti példákban szereplő strukturális redundanciák mellett a rendszerbe beépíthetők az információ-redundanciák áramköri elemek túrési, illetve terhelési redundanciái is.

Az összes, eddig felsorolt eset kezelhető az áramköri elemek — mint a konstruktor számára tovább már nem osztható építőelemek — tulajdonságainak leírásával, illetve ezek terhelési redundanciájának kézbentartásával.

A rendszer részekre bontása és analízise során egy sor egyszerűsítő feltételt tehetünk, amelyekkel a probléma megoldását viszonylag egyszerű algebrai összefüggésekre vezethetjük vissza.

Kellően alacsony szintre jutva a struktúra lebontásával,

még megfogalmazhatók az alábbi egyszerűsítő feltételek:

— A rendszer elem csupán kétállapotú a megbízhatóság viselkedés szempontjából: működőképes, illetve meghibásodott.

— A rendszernek soros, párhuzamos, illetve vegyes kapcsolása jellemzi a rendszer részt, tehát logikailag egyszerű eszközökkel leírható a rendszer rész megbízhatósági modellje.

— Az elemek megbízhatósági viselkedését egy kezdetinek nevezhető munkapontban meghatározott hibamentességi jellemzők és a környezeti tényezők hatásait leíró függvények általában szorzat jellegű összefüggései adják meg.

Megjegyzések

— A gyakorlati életben, kisebb berendezések esetében a gondolatmenetet egyszerűbb végigvinni rendszer analízis helyett meghatározott ismert viselkedésű elemek szintéziseként.

— A szintézis a nagy redundáns rendszer teljes méretéig is folytatható, ha rendelkezünk a strukturális redundancia alapeseteit leíró matematikai összefüggésekkel. (Napjainkban már elég széles körben ismertek a különböző fajta tartalékolások értékelésének matematikai összefüggései.)

— Sok kisebb berendezés egyszerűen soros megbízhatósági modellel jellemezhető, s ennél fogva kétállapotú viselkedéssel írható le.

I.3. A konstruktor gyakorlati tevékenysége

A konstruktor tevékenysége során mindig az alábbi algoritmus szerint dolgozik:

— a tervezendő berendezés funkcióinak összességét rendszerezi,

— e funkciók halmazát igyekszik megvalósítani az arra alkalmas hardware és software elemek kombinálásával,

— a megtervezett berendezést valamilyen (ismert) technológiai környezetben, kölcsönhatásban előállítatja,

— vagy még megvalósítás előtt matematikai eszközökkel, vagy a megvalósítás után kísérleti és/vagy matematikai eszközökkel ellenőrzi a megbízhatósági jellemzőket.

Amennyiben a jellemzők nem megfelelőek, egy javított konstrukciós változat tervezése — kipróbálása vagy kiszámítása lépésekből álló iterációt végez, illetve ismétel mindaddig, amíg a kívánt megbízhatósági értékeket el nem éri.

Mozgástere az alábbi területekre terjedhet ki:

— alkatrészválasztékból a megfelelő elemek kiválasztása,

— a terhelési redundanciák (aláterhelés, derating) alkalmazása,

— a környezet zavaró hatásainak csökkentése (szellőzéssel a környezeti hőmérséklet, különböző konstrukciós módszerekkel a külső zavarok hatásának kizárása stb.).

Megállapítható, hogy a konstruktor tevékenysége közvetlen hatással van

— a *hibamentességi* jellemzőkre a fenti okfejtés szellemében,

— a javíthatósági jellemzőkre a diagnosztikai rendszer, illetve a különböző szinteken sikeres szervizelhetőségi tulajdonságok kialakításával,

— az élettartam jellemzőkre az alkatrészválaszték s az alkalmazott terhelések megválasztásakor.

A munka során — tisztán elektronikai, illetve
— elektromechanikai
elemek alkalmazására kerülhet sor.

Az elektromechanikai elemek megbízhatósági viselkedését

— a hasonló konstrukciók kísérleti eredményei ismeretében, vagy

— az alakfelismeréses módszerrel
értékelheti, illetve ellenőrizheti. (Erről röviden később még teszünk említést.)

Az elektronikai elemek viselkedésének leírására a jelen tanulmány további részeiben leírt modellezés megoldást választhatja.

I.4. A konstruktőr megbízhatósági tervező munkáját támogató háttér

Napjainkban világszerte egyre elterjedtebbek a számítógépes tervezést segítő eszközök.

Az építőipartól a gépkocsiiparig, a mikroelektronikai elem felépítésétől az elektronikai berendezések nyomtatott áramköri, illetve huzalozás tervezéséig találkozhatunk részmegoldásokkal. Természetesnek nevezhető az igény a fentebb vázolt konstruktóri iterációs folyamat számítógépes támogatása irányában.

Mi szükséges ennek megvalósításához?

1. A konstruktőr által felhasználható alkatrészek számítógépes adatbázisa mint iránymutató, de egyben korlátozó funkciót is ellátó választék.

2. A választékban szereplő alkatrészek családjait leíró megbízhatósági modell, illetve minden egyes alkatrészhez a független változók (igénybevételi sorok) valamilyen névleges értéke mellett hozzá rendelhető tényleges számérték (ez egyben a modell együtthatók kiindulási értékét is meghatározza).

3. Az alkatrészcsaládok terheléseivel kapcsolatos szorzó (igénybevételi sor) függvények, melyek a névlegestől eltérő terhelési esetekre leírják a változás jellegét és mértékét.

Megjegyzés: A fenti három adatbázis rész folyamatos karbantartást kíván. E tevékenységet általában nem a konstruktőrtől szokták megkívánni, hanem erre valamilyen módon folyamatos szolgálatot szerveznek.

4. A megbízhatósági jellemzők számítóalgoritmusát megvalósító számítógépprogramok. (Ezeket általában egyszer kell elkészíteni.)

A fenti négy funkciót törekedett megvalósítani kutatás-fejlesztési együttműködés keretében a BME — HEI, a MEV megbízhatóság vizsgálati főosztálya, illetve a Videoton Elektronikai Vállalat SzT Gyár minőségellenőrzési főosztálya. A tervező számára on-line terminálos hozzáféréssel rendelkezésre fognak állni rövid időn belül azok a szolgáltatások, amelyek az adott megbízhatósági jellemzőt megvalósító tervezési tevékenységhez kellenek.

Ezen adatbázis létrehozásának egyes értékelési kérdéseivel foglalkozik a tanulmány további része.

GERLAI MÁTYÁS

Villamosmérnök, 1965-ben végzett a BME Villamosmérnöki Karának Híradástechnikai Szakán. 1965 óta a Videoton dolgozója. Kezdetben technológiai célú műszerfejlesztéssel foglalkozik, 1969 óta pedig a számítástechnikai termékek minőség- és megbízhatóság biztosításával. 1972 óta a Videoton Számítástechnikai Gyár minőségellenőrzési főosztályának vezetője. Fő tevékenységi területe a számítástechnikai eszközök minőség- és megbízhatóság biztosítási rendszerének szervezése és irányítása mind a hardware, mind a software területen. Műszaki-tudományos szakmai munkássága kiterjed az alkatrészek választékolására, az idegenáru ellenőrzés módszereire, a szűrővizsgálatokra, gyártásközi technológiai előégetések-



re és ezek matematikai értékelésére, az üzemeltetési adatok számítógépes feldolgozására, a megbízhatóság előrejelzésére. Több publikációt jelentetett meg a fenti témakörökben. A tématerületen több nemzetközi együttműködési munkaszerv tagja, illetve szakmai irányítója. Rendszeresen részt vesz a megbízhatósági konferenciák szervezésében, az EOQC MNB választmányi tagja.

Elektronikai alkatrészek megbízhatóság-előrejelzési modelljeinek értékelési kérdései

II.1. A megbízhatóság-előrejelzés általános kérdései

Az előzőekben vázolt konstruktóri tevékenység szükségessé teszi, hogy a berendezések megbízhatósági jellemzőit már a tervezés szakaszában számítással meghatározzák. A megbízhatósági jellemzők közül a hibamentességi tulajdonságot mennyiségileg meghatározó egyik mutató (meghibásodási ráta vagy meghibásodások közötti átlagos működési idő) számításával foglalkozunk a továbbiakban.

A berendezés tervezőjének az előzőekből következőleg megbízhatósági adatokra van szüksége. Ezek ismeretében választhatja meg az értékelési eljárást. Ez többféle lehet:

a) hasonló típusú és rendeltetésű berendezések korábban megfigyelt és értékelt üzemeltetési adatainak felhasználása a tervezés során,

b) az alakfelismerés, illetve osztályba sorolás (cluster analysis) módszereinek alkalmazásával a tervezendő berendezés megbízhatóságának előrejelzése,

c) a klasszikus értelemben vett megbízhatóság-előrejelzési módszer alkalmazása, amelynek segítségével a berendezést alkotó részek (alkatrészek, részegységek) megbízhatósági adataiból számítják ki a tervezendő berendezés megbízhatóságát ismert matematikai-statisztikai és valószínűségszámítási módszerek alkalmazásával.

Az a) és b) módszer alkalmazásának hátránya, hogy nem tudja minden esetben követni az elektronikai alkatrészek rohamos fejlődésével járó techno-

lógiai-konstruktív módosításokat és az azokból adódó megbízhatósági adatösszetétel változásokat. Ezért az első két módszer főként mechanikai, elektromechanikai rendszerek esetében alkalmazható eredményesen, mivel ezeknek a rendszereknek esetében a technológiai változások hosszabb idő alatt mennek végbe, így a megbízhatósági adatok érvényességi időtartama is nagyobb.

Az elektronikai berendezések megbízhatóságát a nemzetközi szakirodalomban követett eljárásoknak megfelelően az alkatrészek megbízhatóságából számítják ki a klasszikus értelemben vett megbízhatóság-előrejelzési módszerrel.

A c) előrejelzési eljárás megköveteli, hogy a berendezés tervezője az eljárás alkalmazása során vegye figyelembe az egyes alkatrésztípusokra rendelkezésre álló összes megbízhatósági információt. Így többek között számításba kell vennie, hogy az alkatrészek technológiája, konstrukciója, bonyolultsága, minőségi osztálya (minősített-e vagy sem az alkatrész) hogyan befolyásolja az alkatrész megbízhatóságát, valamint a várható üzemeltetési feltételek (hőmérséklet, villamos igénybevétel, légnedvesség tartalom) és a berendezés alkalmazási környezete (földi, légi, tengeri környezet stb.) hogyan hat az alkatrész megbízhatóságára.

Mivel az alkatrészek megbízhatóságát számos tényező befolyásolja, ezért célszerű az elektronikai alkatrészek megbízhatóságát jellemző meghibásodási rátát (a meghibásodás feltételes valószínűségi sűrűségét) olyan függvénnyel leírni, amely ezeknek a tényezőknek együttes hatását adja meg. Ezt a meghibásodási ráta függvényt nevezik a szakirodalomban és a megbízhatósági kézikönyvekben [1, 2] alkatrész megbízhatóság-előrejelzési modellnek, illetve röviden megbízhatósági modellnek.

A jelen közlemény — a berendezésgyártók megbízhatósági követelményeiből kiindulva — ezeknek a modelleknek kialakításához szükséges értékelési módszereket foglalja össze. Az ismertetés során kitér a berendezésgyártók megbízhatósággal kapcsolatos tevékenységére, alkatrészek megbízhatósági adatforrásainak jellemzésére, a különböző adatforrásokból származó megbízhatósági jellemzők összevont értékelésére, az alkatrészek megbízhatósági modelljeinek elemzésére egyes alkatrész-kategóriák (mikroelektronikai eszközök és diszkrét alkatrészek) esetében, a modellek kialakításának matematikai-statisztikai eljárásainak tárgyalásán túlmenően foglalkozunk a modellek állandóinak időközönkénti felülvizsgálata során alkalmazandó aktualizálási (korszerűsítési) eljárásokkal is.

A tanulmányban ismertetésre kerülő módszereket a Videoton Számítástechnikai Gyára minőségfejlesztési főosztálya és a Mikroelektronikai Vállalat megbízhatóság vizsgálati főosztálya közötti kutatási-fejlesztési együttműködés keretében dolgozták ki. A kutatási-fejlesztési munka célja az volt, hogy a számítástechnikai eszközök megbízhatósági előrejelzéséhez szükséges alkatrész megbízhatósági adatokat és előrejelzési modelleket, valamint azok értékelési (aktualizálási) algoritmusait tartalmazó számítógépes megbízhatósági adatbank létrehozásához az elméleti alapokat kidolgozzák.

II.2. Az elektronikai alkatrészek megbízhatósági modelljei kialakításának elméleti alapjai

A berendezések megbízhatóságának gyakorlatilag megfelelő pontosságú előrejelzése megköveteli, hogy az alkatrészek megbízhatósági adatai olyanok legyenek, amelyek számításba veszik az alkatrész tervezési, gyártási tulajdonságaiból származó, megbízhatóságot befolyásoló tényezőket, valamint az alkatrész üzemeltetési alkalmazásának körülményeiből eredő, megbízhatóságot meghatározó tényezőket.

A nemzetközi és hazai szakirodalom [1, 2, 3] gyakorlatát követve az alkatrész megbízhatóságát a meghibásodási rátával jellemezzük, feltételezve, hogy az alkatrészek működési idejének valószínűségi eloszlása exponenciális eloszlás vagy azzal jól közelíthető. Ebben az esetben a meghibásodási ráta az idő függvényében állandó és azt szokásosan 10^{-6} /óra vagy 10^{-9} /óra = 1 fit egységben fejezik ki a szakirodalmi források. Az alkatrész megbízhatósági modellje ennek az állandó meghibásodási rátának a különböző igénybevételi és alkalmazási tényezőktől való függését írja le.

II.2.1. A megbízhatósági modell általános jellemzői

A meghibásodási ráta modell akkor ad megfelelő pontosságú előrejelzést, ha figyelembe veszi a következő tényezőket:

- az alkatrész konstrukciós tulajdonságai,
- az alkatrész gyártástechnológiája és annak megbízhatóságra gyakorolt hatása (a gyártási eljárás ellenőrzésének szigorúsági fokozata és a gyártás kiforrottsága),
- az alkatrész funkciói,
- az alkatrész meghibásodási módjai és a meghibásodáshoz vezető hibamechanizmusok,
- az alkatrész bonyolultsági foka (például az LSI áramkörök alkotó elemek száma, az elemek által ellátott funkciók),
- az alkatrész gyártása során alkalmazott vizsgálatok, a késztermékeken végzett minősítő és szűrővizsgálatok jellege és azok hatékonysága,
- a hőmérséklet, a villamos igénybevétel, a légnedvesség-tartalom hatása az alkatrész megbízhatóságára,
- az alkalmazási környezetnek (földi, légi, tengeri környezet) megbízhatóságra gyakorolt hatása,
- alkalmazási megfontolások.

Ezeknek a tényezőknek a függvényében az alkatrészek megbízhatósági modellje a megbízhatósági kézikönyvekben [1, 2] általában a következő alakú:

$$\lambda_p = \lambda_b \cdot \Pi_Q \Pi_E \Pi_A \cdot \Pi_n \quad (10^{-9}/\text{óra}), \quad (1)$$

ahol λ_p — az alkatrésztípus előrejelzett meghibásodási rátája,

λ_b — az ún. bázis meghibásodási ráta, amelyet rendszerint a villamos igénybevétel és a hőmérséklet igénybevétel függvényében adnak meg,

Π_Q — a minőségi tényező, amely az alkatrész gyártása során alkalmazott ellenőrző,

minősítő és szűrővizsgálatok hatékonyságát jellemzi,

Π_E — a környezeti tényező, amely a berendezés alkalmazási környezetének a megbízhatóságra gyakorolt hatását jellemzi,

Π_A — az alkalmazási tényező, amely az alkatrész alkalmazási feltételeitől függ, figyelembe véve az áramköri felhasználás körülményeit,

Π_n — az egyes alkatrészek speciális tulajdonságait jellemző tényezők összessége (például: névleges villamos terhelés diszkrét félvezető eszközök esetében, bonyolultsági tényező stb.).

Az (1) képlet szerinti modell mikroelektronikai eszközök esetében, mint ezt a későbbiekben láthatjuk, némileg módosul, kéttagú összegként írható fel a mechanikai és hőtani hatások elkülönített jellemzése céljából.

Az alkatrész megbízhatósági modellek kialakítása során arra kell törekedni, hogy a modellek a következő általános tulajdonságokkal rendelkezzenek:

- ne legyenek bonyolultak,
- alkalmasak legyenek az alkatrészek tervezési-konstrukciós tulajdonságaiból és felhasználási körülményeiből adódó meghibásodási mechanizmusok megkülönböztetésére,
- a képletek továbbfejleszthetők, illetve időközönként felülvizsgálhatók és korszerűsíthetők legyenek új technológiák, illetve technológiai változtatások bevezetése esetében,
- megfelelő pontosságú becslést adjanak az alkatrészek megbízhatóságára.

II.2.2. A megbízhatósági modellek kialakításához felhasználható adatforrások

A megbízhatósági modellek kialakításához az adatok a következő, ún. elsődleges adatforrásokból származtathatók:

- alkatrészek laboratóriumi vizsgálatai,
- berendezések vizsgálatai (megbízhatóság növelő vizsgálatok, gyártási-fejlesztési vizsgálatok, ellenőrző vizsgálatok, átadás-átvételi vizsgálatok) eredményeiből kapott alkatrész megbízhatósági adatok,
- berendezések üzemeltetési adataiból származtatott alkatrész megbízhatósági jellemzők.

Az alkatrészek laboratóriumi vizsgálatait rendszerint vagy az alkatrészgyártó, vagy annak megbízása alapján egy független vizsgáló intézet végzi el laboratóriumi körülmények között. Ezekből a vizsgálatokból jól definiált és reprodukálható igénybevételi feltételekre (villamos igénybevétel, hőmérséklet) és az alkatrészek egyes villamos jellemzőire megadott meghibásodási kritériumokra vonatkozóan becslés adható meg a meghibásodási rátára, valamint egyes esetekben meghatározható annak igénybevételi függése. Ezen túlmenően az alkatrészszintű vizsgálatok eseténként lehetővé teszik az alkatrész minőségi szintjének meghatározását is, így az (1) képletben szereplő Π_Q minőségi tényező értéke is megadható. A laboratóriumi vizsgálat azonban csak korlátozott

mértékben alkalmas a meghibásodási ráta 10^{-11} – 10^{-8} /óra nagyságrendű, üzemeltetés során megkövetelt értékének igazolására, mivel a vizsgáló berendezések kapacitása és a vizsgálati idő szükségszerűen rövid volta nem teszi lehetővé az ehhez szükséges statisztikai adatmennyiség (eszköz—óra) előállítását. Ezen némileg enyhít a gyorsított vizsgálatok elvégzésének lehetősége, azonban ezek az ún. rövid idejű vizsgálatok sem tudják sok esetben biztosítani az üzemeltetési meghibásodási ráta érték igazolásához szükséges eszköz—óra mennyiséget. A laboratóriumi vizsgálatok ezen túlmenően nem adhatnak felvilágosítást az üzemeltetési körülmények között várható meghibásodási típusokra és mechanizmusokra, mivel a laboratóriumi alkatrész-vizsgálatok igénybevételi feltételei általában szigorúbbak a felhasználási körülményeknél és az alkatrészek igénybevétele során nem szimulálható tökéletesen a berendezés várható alkalmazási környezetének az alkatrészek megbízhatóságára gyakorolt hatása.

A berendezéseken végzett vizsgálatokból vagy csak a kezdeti meghibásodások szakaszára vonatkozó adatok határozhatók meg (ilyen vizsgálatok a berendezés megbízhatóságát növelő vizsgálatok és a gyártási-fejlesztési vizsgálatok) vagy csak átlagos megbízhatósági adatok származtathatók (ellenőrző vizsgálatok és átadás-átvételi vizsgálatok). Ezek az adatok így csak csekély mértékben használhatók fel az alkatrészek modelljeinek kialakítására.

A berendezések üzemeltetéséből az alkatrészek megbízhatósági jellemzői nagy statisztikai adatmennyiség alapján származtathatók különböző alkalmazási környezetekre és felhasználási igénybevételekre vonatkozóan és az egyes alkatrészek megbízhatóságát befolyásoló áramköri alkalmazás hatása is megfigyelhető. A jellegzetes üzemeltetési hibafajták és hibamechanizmusok megismerhetők. Az alkatrészek elvégzett szűrővizsgálatok hatékonysága értékelhető. Ennek megfelelően a meghibásodási ráta a várható üzemeltetési feltételekre vonatkozóan, nagy statisztikai adatmennyiség alapján becsülhető a 10^{-11} – 10^{-8} /óra értéktartományban. A berendezés üzemeltetési adatok hátrányaként tekinthető, hogy az üzemidőre vonatkozó megfigyelések egyes esetekben bizonytalanok lehetnek, az igénybevételi feltételek és a meghibásodási kritériumok nem minden esetben definiáltak kellő pontossággal.

A fentiekben összefoglalt tulajdonságok alapján megállapítható, hogy az alkatrészmodellek kialakításához szükséges megbízhatósági adatokat egyrészt a laboratóriumi vizsgálatokból, másrészt a berendezések üzemeltetéséből kell származtatni. Mivel a szakirodalmi adatok szerint [3, 4, 5] az alkatrészek laboratóriumi vizsgálatokból kapott λ_v meghibásodási rátának és a λ_u üzemeltetési meghibásodási rátának a hányadosa 2 és 10 közötti érték, azaz a vizsgálati meghibásodási ráta adódik általában kedvezőtlenebbnek, szükséges mindkét adatforrásból származtatott meghibásodási ráták számításba vétele és összevont értékelése. Ennek érdekében az alkatrészgyártó (vagy a vizsgáló intézet) és az alkatrész-felhasználó között szoros együttműködést kell kialakítani laboratóriumi és üzemeltetési adatok gyűjtésére, feldolgozására és a tapasztalatok

cseréje után azok közös értékelésére. A két vagy több adatforrásból származó meghibásodási ráta adatok összevont értékelésére matematikai-statisztikai módszerek alkalmazása is szükséges. A következőkben erről adunk áttekintést.

II.2.3 Megbízhatósági adatok összevont értékelése

II.2.3.1. Két adatforrás

Tételezzük fel, hogy azonos alkatrésztípusra és azonos igénybevételi feltételekre vonatkozóan rendelkezésre állnak a laboratóriumi és üzemeltetési adatok (ha a feltételek eltérőek, akkor azonos feltételre kell azokat átszámolni), és ebből a két adatforrásból kell összevont becslést megadni az alkatrész meghibásodási rátájára. A laboratóriumi adatok indexe legyen „1”, az üzemeltetési adatoké „2”. Mindkét adatforrásból ismerjük a kiinduló értékeket $i=1, 2$ -re. Ezek a következők:

- az n_i mintanagyság,
- a t_i megfigyelési időtartam,
- a meghibásodások r_i száma.

Ezekből az adatokból számítsuk ki exponenciális működési idő eloszlást és adott t_i ideig tartó vizsgálatot feltételezve a meghibásodási ráták

$$\hat{\lambda}_i = \frac{r_i}{n_i t_i}, \quad (i=1, 2) \quad (2)$$

becslését. Összevont $\hat{\lambda}$ becslésként olyan becslést célszerű választani, amely figyelembe veszi, hogy a laboratóriumi adatok 2–10-szer kedvezőtlenebbek az üzemeltetési adatoknál, valamint az üzemeltetési adatok mennyisége jelentősen nagyobb és szórásuk több esetben kisebb, mint a laboratóriumi adatoké. Ezért az összevont becslést súlyozott átlaggal célszerű megadni, amely nagyobb súllyal veszi figyelembe a kisebb szórású adatot. A matematikai-statisztikában szokásos, hogy ebben az esetben az egyes súlyozási tényezőket a szórásnégyzetekkel fordítottan arányosan választjuk. Így az összevont $\hat{\lambda}$ becslés a következő alakú, ha $D^2(\hat{\lambda}_i)$ ($i=1, 2$) jelöli $\hat{\lambda}_i$ szórásnégyzetét:

$$\hat{\lambda} = \frac{\frac{\hat{\lambda}_1}{D^2(\hat{\lambda}_1)} + \frac{\hat{\lambda}_2}{D^2(\hat{\lambda}_2)}}{\frac{1}{D^2(\hat{\lambda}_1)} + \frac{1}{D^2(\hat{\lambda}_2)}} = \frac{D^2(\hat{\lambda}_2) \cdot \hat{\lambda}_1 + D^2(\hat{\lambda}_1) \cdot \hat{\lambda}_2}{D^2(\hat{\lambda}_1) + D^2(\hat{\lambda}_2)}. \quad (3)$$

Mivel $D^2(\hat{\lambda}_i) = \frac{\lambda_i}{n_i t_i}$ exponenciális működési idő eloszlás és adott ideig tartó vizsgálat esetén, ezért célszerű $D^2(\hat{\lambda}_i)$ -t a

$$\hat{D}^2(\hat{\lambda}_i) = \frac{\hat{\lambda}_i}{n_i t_i} = \frac{r_i}{(n_i t_i)^2} \quad (4)$$

statisztikával becsülni, így a $\hat{\lambda}$ összevont becslés a (2), (3) és (4) képletből adódóan a következő alakú:

$$\hat{\lambda} = \frac{r_1 r_2 (n_1 t_1 + n_2 t_2)}{r_1 (n_2 t_2)^2 + r_2 (n_1 t_1)^2}. \quad (5)$$

Az (5) képlet által adott becslés $D^2(\hat{\lambda})$ szórásnégyzetének $\hat{D}^2(\hat{\lambda})$ becslése a következő alakú:

$$\hat{D}^2(\hat{\lambda}) = \frac{r_1 r_2}{r_1 (n_2 t_2)^2 + r_2 (n_1 t_1)^2}. \quad (6)$$

Megjegyezni kívánjuk, hogy a $\hat{\lambda}_1$ és $\hat{\lambda}_2$ meghibásodási rátákból összevont becslés csak akkor származtatható, ha F -statisztikai próbával ellenőrizzük a $\lambda_1 = \lambda_2$ hipotézis helyességét, azaz azt, hogy a két adatforrás közel azonos statisztikai sokaságból származik-e vagy sem.

II.2.3.2. Több adatforrás

Több, m számú adatforrás esetében — például különböző alkalmazási környezetek (földi, légi, tengeri környezet stb.) esetében — hasonló eljárás követhető. Ekkor is rendelkezésre állnak az r_j , n_j , t_j ($j=1, \dots, m$) kiinduló adatok hasonló jelentéssel, mint a 2.3.1. pontban. Ezen túlmenően ismerjük a K_j átszámítási tényezőket is, amelyek segítségével az összes adatforrás λ_j meghibásodási ráta értékét azonos referenciatételekre számítjuk át a

$$\lambda_j^* = \frac{\lambda_j}{K_j} = \frac{r_j}{K_j n_j t_j}; \quad j=1, 2, \dots, m, \quad (7)$$

képlettel ($K_1=1$). K_j lehet például az (1) képletben szereplő Π_E környezeti tényező értéke a j -edik adatforrásra vonatkozóan. Miután Pearson-féle χ^2 -próbával ellenőrizzük a $\lambda_1^* = \lambda_2^* = \dots = \lambda_m^*$ hipotézis helyességét, az összevont $\hat{\lambda}$ becslést az $m=2$ esetben alkalmazott súlyozási megfontolásokat alkalmazva származtatjuk, így a szórásnégyzettel fordítottan arányos súlyozási tényezők alkalmazása után $\hat{\lambda}$ -re és annak szórásnégyzetére a következő képleteket kapjuk:

$$\hat{\lambda} = \sum_{j=1}^m K_j n_j t_j \left[\sum_{j=1}^m \frac{K_j^2 n_j^2 t_j^2}{r_j} \right]^{-1}, \quad (8)$$

$$\hat{D}^2(\hat{\lambda}) = \left[\sum_{j=1}^m \frac{K_j^2 n_j^2 t_j^2}{r_j} \right]. \quad (9)$$

A laboratóriumi és üzemeltetési adatok összevont értékelése lehetőséget ad arra, hogy az így származtatott összevont meghibásodási ráta becslés mindkét adatforrásból kapott eredményeket figyelembe véve az üzemeltetési adatokhoz közelebb álló értéket adjon, így a modellek kialakításához megfelelő statisztikai alapot biztosítson. Az 1. táblázatban példát adunk különböző alkatrésztípusok esetében a laboratóriumi és üzemeltetési adatok összevont értékelésére.

II.2.4. A megbízhatósági modell kialakításának általános elméleti módszerei

A meghibásodási ráta és a megbízhatóságot befolyásoló tényezők (villamos igénybevétel, hőmérséklet, alkalmazási környezet, áramköri felhasználás, bonyolultság, minőségi osztály) közötti összefüggések meghatározására matematikai-statisztikai módszereket kell alkalmazni.

A lépcsőzetes, többváltozós lineáris regressziós analízis alkalmazását célszerű előtérbe helyezni a

modell kialakítása céljából. Ennek alkalmazása során a meghibásodási rátát vagy annak alkalmasan megválasztott függvényét tekintjük függő változónak (Y) és a megbízhatóságot befolyásoló tényezőket, illetve azok transzformáltjait független változóként ($X_1, X_2, \dots, X_m$) vizsgáljuk. Az Y függő változót az X_i független változók lineáris függvényeként vizsgáljuk a következő alakban:

$$Y = b_0 + \sum_{i=1}^m b_i X_i, \quad (10)$$

ahol a b_i ($i=1, \dots, m$) együtthatók ismeretlen állandók, amelyeket a megfigyelések (vizsgálatok vagy üzemeltetések) adataiból kell becsülni a legkisebb négyzetek módszerével. A lépcsőzetes regressziós analízis során először kiszámítjuk a korrelációs együtthatók mátrixát, amely egyrészt tartalmazza az (X_i, X_j) változók r_{ij} ($i, j=1, \dots, m$) korrelációs együtthatóit, valamint másrészt az X_i független változók és az Y függő változó r_{iY} ($i=1, 2, \dots, m$) korrelációs együtthatóit is magában foglalja. A mátrix segítségével megállapíthatók az egymástól függő X változók (kivéve azokat, amelyek legalább két másik X változónak függvényei). Az r_{iY} korrelációs együtthatókat csökkenő sorrendbe rendezzük. Az így kapott rendezett mintában először azt az r_{iY} -hoz tartozó X_i változót vizsgáljuk, amelyre r_{iY} a legnagyobb, azaz amelyre X_i és Y közötti sztochasztikus összefüggés a legszorosabb. Ezt a változót az egyszerűség kedvéért jelöljük X_1 -gyel. Ezután a legkisebb négyzetek módszerével meghatározzuk, hogy a

$$\sum_{i=1}^n (Y_i - \hat{Y}_i)^2 = \sum_{i=1}^n (Y_i - b_0 - b_1 X_{1i})^2, \quad (11)$$

függvény milyen b_0 és b_1 értékekre lesz minimális, feltéve, hogy az $Y, X_1, \dots, X_m$ változókra n számú független $(Y_1, X_{11}, X_{21}, \dots, X_{m1})$ megfigyelés áll rendelkezésre ($i=1, 2, \dots, n$) és n lényegesen nagyobb a független változók m számánál. Ezután az r_{iY} -ök közül a második legnagyobbat választjuk és a legkisebb négyzetek módszerét a fentiek szerint X_2 -re alkalmazva meghatározzuk a b_0, b_1 és b_2 állandók becslését (azaz b_0 és b_1 értékét is újra pontosítjuk). Ha a második változó beépítése a modellbe a becslés javulását eredményezi adott konfidencia szinten és jelentős mértékben, akkor ezt a változót a modell alkotó részeként elfogadjuk és a regressziót folytatjuk a harmadik változóra. Ha azonban az X_2 második változó bevezetése a modellbe nem eredményez jelentős javulást a becslésben, akkor a modell változatlanul $Y = b_0 + b_1 X_1$ alakú marad.

Az eljárást ezután továbbfolytatjuk úgy, hogy minden új változó bevezetése után az előzőleg felvett modellváltozók szignifikanciáját felülvizsgáljuk azon feltétel mellett, hogy az új változó a modellben szerepel. Az eljárást addig folytatjuk, ameddig az összes szignifikáns X változót meg nem határoztuk és az azokhoz tartozó b együtthatókat ki nem számítottuk. Annak meghatározására, hogy az így kialakított modell jól illeszkedik-e vagy sem a megfigyelt adatokra, statisztikai próbát kell alkalmazni, így például F -próba alkalmazható az illeszkedés-vizsgálat elvégzésére.

Az alkatrészek megbízhatósági modellje elméleti kialakításának folyamatábráját Váradi—Balogh [6] előadása ismerteti. Ennek egyes lépései a következőkben foglalhatók össze:

- Az alkatrészek megbízhatóságát befolyásoló tényezők és azok függvényalakjának meghatározása (például fizikai-kémiai folyamatok figyelembevételével a meghibásodási ráta hőmérsékletfüggésének Arrhenius-képlet szerinti megadása exponenciális függvényvel).
- A lehetséges változók ily módon történő megválasztása után, az azokhoz tartozó meghibásodási ráta értékek meghatározása különböző adatforrásokból.
- Az adatok helyességének ellenőrzése.
- A független változók közötti korreláció vizsgálata, valamint a meghibásodási ráta (függő változó) és a független változók közötti korreláció meghatározása az alkatrész megbízhatóságára legerősebb hatást gyakoroló tényezők kiválasztására, illetve az egymástól erősen független változók visszautasítása céljából.
- A lépcsőnkénti többváltozós lineáris regresszió elvégzése, a tapasztalati adatok és a modell közötti illeszkedés jóságának ellenőrzése statisztikai próbákkal.
- A modell érvényességi tartományának meghatározása.

A modellek kialakításának általános elméleti alapfeltevéseiből és az előzőekben vázolt eljárások alkalmazási feltételeiből adódik, hogy igen részletes és statisztikailag biztonságosan megalapozott adatösszetételeknek kell rendelkezésre állniuk a függvények meghatározására mind alkatrész-vizsgálati forrásokból, mind berendezés-üzemeltetési megfigyelésekből. A hazai korlátozott adatgyűjtési lehetőségeket figyelembe véve, gazdaságossági szempontokból is célszerűnek látszik, hogy a nemzetközi megbízhatósági adatközlő rendszerekben és kézikönyvekben [1, 2], valamint szakirodalmi publikációkban (Reynolds [7], Jämskeläinen [8], Goarin [9]) közölt elméleti modellek függvényalakját célszerű elemezni és ennek alapján meghatározni, hogy milyen modellfüggvények fogadhatók el a nemzetközi tapasztalatok alapján. Így lehetővé válik, hogy a modelleknek csak egyes ismeretlen állandóit kell meghatározni a tapasztalati adatok alapján olyan hazai gyártású alkatrészekre, illetve külföldről vásárolt termékekre, amelyekre a nemzetközi modellek állandóinak érvényességi tartománya közvetlenül nem alkalmazható. Ezt az időközönkénti aktualizálási eljárást az jellemzi, hogy nem szükséges sem a lépcsős regressziós analízis elvégzése, sem a változók közötti korreláció rangsorolásának vizsgálata, így jelentős mértékben csökkenthető a számítási algoritmusok terjedelme.

A következőkben a nemzetközi megbízhatósági szakirodalomban közölt alkatrész megbízhatósági modellek legfontosabb tulajdonságait vizsgáljuk, majd azok aktualizálási eljárásaira mutatunk be példát mikroelektronikai eszközök és diszkrét félvezető alkatrészek esetében.

II.3. Az alkatrészek megbízhatósági modelljének elemzése és aktualizálása

Az elektronikai alkatrészek megbízhatósági modelljeit különböző alkatrésztípusokra határozzák meg. A nemzetközi szakirodalomban ezen a területen legjelentősebb forrásnak tekinthető az USA-ban kiadott MIL-HDBK-217 megbízhatósági kézikönyv [1] és az RDF-80 francia megbízhatósági kézikönyv [2], valamint az előzőekben már említett [7], [8], [9] publikációk, amelyek a kézikönyvek adatainak értelmezésével és a modellek továbbfejlesztésével foglalkoznak.

A következőkben a mikroelektronikai eszközökre és diszkrét félvezető eszközökre kialakított modellek tulajdonságait vizsgáljuk, azzal a megjegyzéssel, hogy más alkatrészkategóriák (például passzív elektronikai alkatrészek, relék stb.) esetében is hasonló modellek alakíthatók ki.

II.3.1. A megbízhatósági modellek jellemzése Mikroelektronikai eszközök

Az [1] megbízhatósági kézikönyv a mikroelektronikai eszközök megbízhatósági modelljeit a következő csoportosításban közli:

1. monolit bipoláris és MOS technológiával előállított digitális integrált áramkörök (kis és közepes bonyolultságúak);
2. bipoláris és MOS technológiával előállított lineáris integrált áramkörök;
3. bipoláris és MOS technológiával előállított nagy bonyolultságú integrált áramkörök, mikroprocesszorok;
4. memóriák (bipoláris és MOS technológia);
5. hibrid integrált áramkörök.

A félvezető alapú integrált áramkörök 1–4. csoportjaira azonos függvényalakú modell érvényes, a hibrid áramkörökre ettől teljesen eltérő modellt kell alkalmazni, amelyre jelen közleményben nem térünk ki.

A félvezető alapú integrált áramkörök megbízhatósági modellje két részből tevődik össze: egy hőmérséklettől függő λ_T meghibásodási rátából, amelynek függvényalakja a következő:

$$\lambda_T = \Pi_Q \Pi_L C_1 \Pi_T \Pi_V \Pi_{PT}, \quad (12)$$

és egy a mechanikai igénybevételtől függő λ_M meghibásodási rátából, amely

$$\lambda_M = \Pi_Q \Pi_L (C_2 + C_3) \Pi_E$$

alakú. Így a félvezető alapú integrált áramkörök megbízhatósági előrejelzési modellje [1] szerint a következő:

$$\lambda = \lambda_T + \lambda_M = \Pi_Q \Pi_L [C_1 \Pi_T \Pi_V \Pi_{PT} + (C_2 + C_3) \Pi_E], \quad (13)$$

ahol:

- λ_p — az előrejelzett meghibásodási ráta 10^{-6} /óra vagy 10^{-9} /óra egységben (az utóbbi időben a 10^{-9} /óra egységet helyezzük előtérbe);
- Π_Q — a minőségi tényező, amelynek értéke az eszközön alkalmazott minősítő, ellenőrző,

és szűrővizsgálatok szigorúsági fokozatától függően 0,5 és 35,0 között változik;

- Π_L — a tanulási tényező, amely a gyártás kiforrottságát jellemzi (kiforrott gyártás esetében értéke 1, új eszköz kezdeti gyártása vagy nagyobb technológia, illetve konstrukciós változtatások után értéke 10,0);
- Π_E — a környezeti (földi, légi, tengeri stb. környezet) tényező, amelyeknek értéke 1 és 10 között változik;
- Π_T — a hőmérséklet-gyorsítási tényező, amelynek függvényalakja az Arrhenius-képletnek megfelelően a következő:

$$\Pi_T = 0,1 \exp. \left[-A \left(\frac{1}{T_j} - \frac{1}{298} \right) \right], \quad (14)$$

ahol:

T_j az átmenet-hőmérséklet K-ben, A állandó, amelynek értéke a technológiától és a tokozás típusától (hermetikus vagy nem hermetikus tokozás) függően 4600 és 10 000 között változik, amely 0,4 és 0,9 eV közötti E_a aktiválási energia érték-tartománynak felel meg az

$$E_a = \frac{A}{11\,606} \quad (15)$$

képletnek megfelelően.

C_1, C_2 — az ún. bonyolultsági meghibásodási ráták, amelyek digitális eszközök esetében a kapuk N számának, memóriák esetében a bitek N számának, lineáris eszközök esetében pedig a tranzisztorok N számának hatványfüggvényei,

$$C_i = a_i N^{b_i}, \quad i = 1, 2; \quad (16)$$

ahol a_i és b_i technológiától, funkciótól és bonyolultsági fokozattól (SSI, MSI, LSI) függő állandók;

C_3 — a tokozási bonyolultsági meghibásodási ráta, amely az aktív kivezetők N_p számának hatványfüggvénye:

$$C_3 = a_3 N_p^{b_3}, \quad (17)$$

ahol a_3, b_3 a tokozás típusától függő állandók.

Π_V — feszültség-igénybevételi tényező, amelynek értéke csak CMOS eszközök esetében tér el 1,0-tól. CMOS eszközök esetében $V_s > 5$ V tápfeszültségekre a következő alakú:

$$\Pi_V = B_1 \exp. \left[\frac{B_2 V_s T_j}{298} \right], \quad (18)$$

ahol B_1, B_2 a megengedhető legmagasabb tápfeszültségtől függő állandók T_j az átmenet-hőmérséklet K-ben.

Π_{PT} — a programozási tényező, amelynek értéke csak PROM-ok (programmable read only memories) esetében tér el 1,0-tól, PROM-ok esetében:

$$\Pi_{PT} = D_1 + D_2 N \cdot 10^{-5}, \quad (19)$$

ahol N a tároló bitek száma, D_1, D_2 a technológiától függő állandók.

A félvezető alapú IC-k (13) képlet által adott modell-jének elemzése alapján a következők állapíthatók meg:

- a) A képlet szorzó tényezői közül jelentős hatással van a meghibásodási rátára a Π_Q minősítési tényező értékének változása. Ezért a szűrővizsgálati eljárásorozathoz tartozó minőségi tényezők (megbízhatóság-javító hatás mértékei) meghatározása az alkatrészgyártó és alkatrészfelhasználó együttműködését igényli a laboratóriumi vizsgálatok eredményeinek és az üzemeltetési tapasztalatoknak közös értékelése útján.
- b) A Π_T hőmérsékleti tényező a nagy aktiválási energia következtében jelentős mértékű gyorsulást jelenthet CMOS technológiájú, nem hermetikus tokozású eszközök esetében, amelyekre 75 °C hőmérséklet-növekedés 114-szeres gyorsulást eredményezhet. Ez pedig arra vezethet, hogy az előrejelzés eredménye sokkal kedvezőtlenebb érték, mint az üzemi adatokból számított meghibásodási ráta. A pesszimista előrejelzést több esetben az üzemeltetési adatok értékelési eredményei is alátámasztják.

A hőmérséklet hatását jellemző aktiválási energia a (13) képletben több meghibásodási folyamatra együttesen vonatkozó átlagolt érték, így nem veszi figyelembe, hogy a különböző hibamechanizmusok más-más hőmérsékleten eltérő gyakorisággal fordulnak elő, valamint azt a körülményt is számításán kívül hagyja, hogy a szűrővizsgálatok szigorúsági fokozatától függően más-más hibamechanizmusok előfordulási gyakorisága változik meg, így a Π_Q minőségi tényező értéke sem teljesen független a Π_T hőmérséklet gyorsítási tényezőtől. Elméletileg különböző Π_Q értékekhez (különböző szűrővizsgálati sorozatokhoz) különböző Π_T értékek tartoznak.

A hőmérséklet-gyorsítási tényezőt tehát mindig szükséges ellenőrizni a modellek felülvizsgálata során és a tapasztalati adatok alapján aktualizált értékét meg kell határozni. Ha nagyobb adatmennyiség áll rendelkezésre, akkor megfontolandó a francia megbízhatósági kézikönyvben (l. [2] és [9]) megadott modell hőmérséklettényezője állandóinak pontosítása. Ugyanis a franciák által megadott, félvezető integrált áramkörökre vonatkozó modell lényeges eltérést csak abban mutat az USA-ban alkalmazott (13) képlettel jellemzett modellel szemben, hogy a hőmérséklet tényezőt nem egy aktiválási energia jellemzi, hanem két aktiválási energia súlyozott összege:

$$\Pi_T = \alpha \exp. \left[-\frac{3500}{T_j} \right] + \beta \exp. \left[-\frac{11\,606}{T_j} \right], \quad (20)$$

ahol T_j az átmenethőmérséklet, α és β technológiától és tokozástól függő állandók.

A (20) képletből például az adódik, hogy 338 K (65 °C) réteghőmérsékleten a 0,3 eV aktiválási energiával [azaz a (20) képlet első tagjával] jellemzett oxid letörési hibák 0,999 valószínűséggel, ugyanakkor az 1 eV-tal [azaz a (20) képlet második tagjával] jellemzett térfogati hibák csak 0,001 valószínűséggel fordulnak elő. Ez az arány magasabb hőmérsék-

leteken (például 373 K (100 °C) felett) fordítottan alakul, azaz a térfogati hibák előfordulása a gyakoribb.

Johnston és Reynolds [10] a (20) képlet általánosításaként azt javasolta, hogy az egyes hibamechanizmusokhoz tartozó E_{ai} aktiválási energiákat azok q_i előfordulási gyakoriságával súlyozva kell figyelembe venni, valamint számításba kell venni az r relatív nedvességtartalom hatását is, a szerzők a következő összefüggést ajánlották alkalmazásra:

$$\Pi_T = \sum_{i=1}^n q_i \exp. \left[11\,606 E_{ai} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_j} \right) + H_i (r^2 - r_0^2) \right], \quad (21)$$

ahol q_i az i -edik hibamechanizmus ($i=1, 2, \dots, n$) előfordulási gyakorisága a T_0 vonatkoztatási hőmérsékleten és az r_0 vonatkoztatási relatív nedvességtartalom mellett $\left(\sum_{i=1}^n q_i = 1 \right)$, T_j az átmenethőmérséklet tényleges értéke, E_{ai} az i -edik hibamechanizmus aktiválási energiája (0,3 és 1 eV között változik), r a relatív légnedvesség tartalom, H_i az i -edik hibamechanizmushoz tartozó konstans (értéke felületi hibák és a bondolások galvanikus korróziója esetén 4,4, alumínium korrózió esetén 8,5).

A (21) képlet csak akkor alkalmazható a gyakorlatban, ha nagy számban állnak rendelkezésre üzemeltetési tapasztalatok az egyes hibamechanizmusok előfordulási gyakoriságára.

- c) A bonyolultsági meghibásodási ráták vizsgálata azt mutatja, hogy a C_1 meghibásodási rátának van jelentős hatása az eszköz megbízhatóságára, különösen 16 kbit-nél nagyobb bonyolultságú memóriák esetében (a C_2 és C_3 meghibásodási rátáknak még az összegük is kisebb egy-két nagyságrenddel C_1 -nél). A C_1 bonyolultsági meghibásodási ráta időbeli változásának trendjére Jämskeläinen [8] adott meg képletet LSI áramkörökre és memóriákra az eszköz gyártási évének függvényében (10^{-9} /óra egységben):

$$C_1 = 0,5 X^8 [N^{X^2} + \exp. (NBX^{35})]. 10^{-6}/\text{óra},$$

$$X = \frac{50}{\text{év} - 1900}, \quad (22)$$

ahol: B állandó, amely a technológia és az eszköz funkció függvényében 600 és 4000 között változik, N az eszköz bonyolultsága (bitek vagy kapuk száma).

A (22) képlet 16 kbit feletti kapacitású memóriák esetében az 1980–1985. évekre nagyon pesszimista előrejelzést ad meg, így alkalmazása csak 1985 után javasolható.

- d) A λ_T hőmérséklet meghibásodási ráta az esetek többségében lényegesen nagyobb, mint a λ_M mechanikai meghibásodási ráta. Ezért a felülvizsgálat során általában a λ_T meghibásodási ráta függvény állandóit kell aktualizálni. Kivételt képeznek a szigorúbb alkalmazási környezetekben ($\Pi_E = 5,0-10,0$) felhasznált kis és közepes bonyolultságú digitális áramkörök és a lineáris eszközök. Ez utóbbi eset-

ben az aktualizálást az [1]-ben megadott λ/λ_T arányt figyelembe véve kell elvégezni.

Diszkrét félvezető eszközök

A diszkrét félvezető eszközök modellje az USA megbízhatósági kézikönyvben és az *RDF-80* kiadványban azonos függvényalakú (csak a képletek állandói különböznek kis mértékben):

$$\lambda_p = \lambda_b \Pi_E \Pi_A \Pi_Q \Pi_R \Pi_{Sz} \Pi_C, \quad (23)$$

ahol: λ_b a bázis meghibásodási ráta, amely a következő alakú:

$$\lambda_b = A \exp. \left[\frac{N_T}{T_j} + \left(\frac{T_j}{T_M} \right)^P \right], \quad (24)$$

ahol:

T_j — az átmenethőmérséklet K-ben, A , N_T , T_M , P állandók.

T_m a maximálisan megengedett réteghőmérséklet.

Π_E — a környezeti tényező (értéke 1 és 40 között változik);

Π_A — az alkalmazási tényező, amellyel az egyes alkalmazási területekenként lényegesen eltérő dinamikus elektromos igénybevételt vesz figyelembe;

Π_Q — a minőségi tényező (értéke eszköztípusonként, azaz attól függően, hogy tranzistorok, diódák, optoelektronikai eszközök megbízhatóságát vizsgáljuk, 1 és 50 között változik általában);

Π_R — névleges teljesítménytől függő tényező (tranzistorok esetében 1 és 5 közötti érték);

Π_{Sz} — feszültség igénybevételi tényező (értéke tranzistorok esetében 0,3 és 3,0 között van);

Π_C — bonyolultsági tényező, amely tranzistorok esetében az egy tokba szerelt eszközök számától függ.

A (23) képlettel adott modellt az [1] kézikönyv tranzistorok, diódák, optoelektronikai eszközök esetében adja meg. A (23) képlet elemzése alapján a következőket állapíthatjuk meg:

- A laboratóriumi vizsgálatok és üzemeltetési tapasztalatokkal való összehasonlítás azt mutatja, hogy a λ_b bázis meghibásodási ráta függvényalakja elfogadható a megbízhatósági modellek aktualizálása során, így csak az abban szereplő ismeretlen állandókat (A , P , N_T) kell a legkisebb négyzetek módszerével meghatározni.
- A bázis meghibásodási ráta szorzó tényezői közül a Π_Q minőségi tényező és a Π_E környezeti tényező hatása jelentős. Ezek értékét a többi szorzótényezővel együtt — azonban közelítésként célszerű elfogadni addig, ameddig alkatrész-vizsgálatokból és üzemeltetési megfigyelésekből elegendő adat nem áll rendelkezésre ezeknek az állandóknak a pontosítására.

II.3.2. A megbízhatósági modellek aktualizálása

Az előzőekben ismertetett megfontolásokból adódóan

1. táblázat

Laboratóriumi és üzemeltetési adatok összevont értékelése félvezető eszközök és integrált áramkörök esetében

Alkatrésztípus	Meghibásodási ráta 10^{-9} /óra egységben		
	laboratóriumi	üzemeltetési	összevont becslés
Si NPN tranzisztor	70	15	32
Si PNP tranzisztor	207	51	88
FET tranzisztor	699	384	574
Si dióda	21	5	9
Zener dióda	187	36	78
HTTL IC (SSI)	17	7	11
TTL IC (SSI)	11	8	9
TTL IC (MSI)	22	10	11

feltételezzük, hogy a mikroelektronikai eszközök (félvezető alapú IC-k) megbízhatóság-előrejelzési modelljének függvény alakja a (13) képletből, a diszkrét félvezetők megbízhatóság-előrejelzési modelljének függvényalakja pedig a (22) képletből ismert. Új alkatrésztípusok esetében, amelyekre alkatrésztípusvizsgálati adatok vagy üzemeltetési megfigyelések adatai állnak rendelkezésre, a (13), illetve (22) képletet pontosítani akarjuk azáltal, hogy azok állandói közül a legfontosabbakat (szükségképpen nem az összes állandót, egyeseket ismertnek tételezhetünk fel) a legkisebb négyzetek módszerével becsüljük.

Ehhez az szükséges, hogy alkalmas transzformációval és/vagy sorbafejtéssel elérjük, hogy az előre jelzett Y meghibásodási ráta (vagy annak függvénye) a modellben szereplő ($X_1, X_2, \dots, X_m$) független változóknak és a ($b_1, b_2, \dots, b_m$) modell állandóknak lineáris függvénye legyen. Tegyük fel, hogy rendelkezésre áll k számú független megfigyelés ($y_j, X_{1j}, X_{2j}, \dots, X_{mj}$) ($j=1, 2, \dots, k$) a független és a függő változókra. A feladat a legkisebb négyzetek módszerével becsülni az

$$Y = b_0 + \sum_{i=1}^m b_i X_i \quad (25)$$

regressziós egyenlet ismeretlen b_i állandóit, azaz a megfigyelési eredményekből meghatározzuk, hogy milyen $b_0, b_1, \dots, b_m$ értékek esetén veszi fel a

$$\sum_{j=1}^k (y_j - b_0 - b_1 X_{1j} - \dots - b_m X_{mj})^2 \quad (26)$$

függvény a minimumát. Megjegyzendő, hogy a jelen tanulmány II.2. pontjában ismertetett lépcsős módszerrel szemben, amelyet a modellek kialakítására célszerű alkalmazni a változók egyenkénti bevonásával, ez esetben az összes állandók becslését egy lépésben végezzük el.

A szélsőérték helyét szokásosan úgy határozzák meg, hogy a (26) függvényt parciálisan deriválják $b_0, b_1, \dots, b_m$ szerint és ezeket a deriváltakat 0-val teszik egyenlővé. Így $(m+1)$ ismeretlenes egyenlet-rendszert kapunk, amelyet a b_i ($i=1, \dots, m$) állandókra megoldunk. A megoldás adja a b_i állandók becslését.

A b_i állandók $\hat{b}_i$ becslése $D^2(\hat{b}_i)$ szórásnégyzetének

és cov. $(\hat{b}_i, \hat{b}_j)$ kovarianciájának ismeretében, valamint a j -edik megfigyeléshez tartozó y_j érték és ugyancsak a j -edik megfigyeléshez tartozó, (25) képlet által adott regressziós egyenesből számított Y_j figyelembevételével számított

$$s^2 = \frac{1}{k-m-1} \sum_{j=1}^k (y_j - Y_j)^2, \quad (27)$$

szórásnégyzetből meghatározható az $Y = \hat{b}_0 + \sum_{i=1}^m \hat{b}_i X_i$ regressziós egyenes szórásnégyzete, valamint annak becslése is (s_Y^2). A $(k-m-1)$ szabadságfokú t -elosztás $t_{\alpha/2}$ és $t_{1-\alpha/2}$ szignifikancia pontjainak felhasználásával $(1-\alpha)$ konfidencia szintű konfidencia intervallum-sáv adható meg az Y regressziós egyenesre. A modellek aktualizálási eljárásaira integrált áramkörök és diszkrét félvezető eszközök esetében adunk példát.

Integrált áramkörök megbízhatósági modelljének aktualizálása

Tételezzük fel, hogy a (13) képlet függvényalakját a tapasztalatoknak megfelelően elfogadottnak tekintjük és a modellben szereplő Π_Q , Π_L , Π_V , Π_{PT} , C_2 , C_3 és Π_E állandókat, illetve függvényeket más forrásokból — például az [1] kézikönyvből — ismerjük. Ekkor a feladat a

$$C_1 = a_1 N^{b_1}, \quad \Pi_T = 0,1 \exp. [-A(T_J^{-1} - 298^{-1})]$$

függvények a_1 , b_1 és A állandóinak becslése a laboratóriumi és üzemeltetési vizsgálatokból rendelkezésre álló meghibásodási ráta adatok alapján. Ennek érdekében először a (13) képletet átrendezzük, úgy, hogy az egyenlet egyik oldalán csak ismert mennyiségek szerepeljenek, így kapjuk, hogy

$$Z = \frac{\lambda_p}{\Pi_Q \Pi_L} - (C_2 + C_3) \Pi_E; \quad Z = C_1 \Pi_T. \quad (28)$$

Ha logaritmizáljuk (28) egyenlet mindkét oldalát és bevezetjük a következő jelöléseket:

$$\ln Z = Y; \quad \ln a_1 + \ln 0,1 = b_0; \quad b_1 = b_1; \quad -A = b_2;$$

$$\ln N = X_1; \quad T_J^{-1} - 298^{-1} = X_2,$$

akkor a következő lineáris függvényt kapjuk:

$$Y = b_0 + b_1 X_1 + b_2 X_2. \quad (29)$$

A b_0 , b_1 , b_2 állandókat a legkisebb négyzetek módszerével becsülve megkapjuk a_1 , b_1 és A aktualizált értékeket.

Megjegyezzük, hogy a módszer alkalmazása során figyelembe kell venni, hogy egyes esetekben (szigorú alkalmazási környezet, így viszonylag magas Π_E érték) előfordulhat, hogy a $\lambda_M = (C_2 + C_3) \Pi_E$ mechanikai hatást leíró meghibásodási ráta állandóinak értékei nem tételezhetők fel ismertnek a megbízhatósági kézikönyvekből, mivel az adott alkalmazási környezetben megfigyelt λ meghibásodási ráta esetleg kisebb, mint a λ_M érték, így az előző helyettesítésekkel adódóan negatív szám logaritmusával kellene számolni. Ekkor két megoldás lehetséges:

- a pontosabb eljárás, amely során sorbafejtessel a C_2 , C_3 függvények, ismeretlen a_2 , a_3 , b_2 , b_3 állandóit is becsüljük, ez igen hosszadalmas és bonyolult,
- elfogadjuk, hogy az [1] kézikönyben megadott λ_M és λ_T közötti arány érvényes az aktualizálási esetre is és ezt figyelembe véve az egyes vizsgálati forrásokból megfigyelt tényleges meghibásodási rátát ebben az arányban osztjuk fel kéttagú összegre, az aktualizálást ekkor külön-külön kell elvégezni az így meghatározott hőmérséklet-függő λ_T és a mechanikai hatásoktól függő λ_M meghibásodási rátákra.

Diszkrét félvezető eszközök

Tételezzük fel, hogy a (23), illetve (24) képletek által megadott függvénytípust ismertnek tekintjük, valamint a (23) képlet Π -szorzótényezői és a (24) képlet T_M állandója is adott. Ekkor a feladat a bázis meghibásodási ráta A , N_T és P állandóinak meghatározása. A (23) egyenlet átrendezése, a $\lambda_b = Z$ bázis meghibásodási rátának (24) egyenletből való kifejezése után kapjuk, hogy

$$Z = \frac{\lambda_p}{\Pi_E \Pi_A \Pi_Q \Pi_R \Pi_{S2} \Pi_C}; \quad Z = A \exp. \left[\frac{N_T}{T_J} + \left(\frac{T_J}{T_M} \right)^P \right]. \quad (30)$$

(30) mindkét oldalát logaritmizálva és az

$$\ln Z = Y; \quad \ln A = b_0; \quad N_T = b_1; \quad T_J^{-1} = X_1; \quad T_J T_M^{-1} = X_2,$$

(a T_M maximális átmenethőmérséklet ismert érték, valamint feltételezzük közelítésként, hogy T_J és $\frac{1}{T_J}$ egymástól függetlenek) helyettesítéseket elvégezve kapjuk, hogy

$$Y = b_0 + b_1 X_1 + X_2^P. \quad (31)$$

Mivel a (30) függvény a P állandóban nem lineáris, ezért közelítésként az X_2^P függvényt egy alkalmasan megválasztott P_0 pont környezetében (például P_0 -nak választható az [1] kézikönyvben megadott érték) a P változó függvényében Taylor-sorba fejtjük a másodrendű és magasabbrendű tagok elhanyagolásával:

$$X_2^P \approx X_2^{P_0} + X_2^{P_0} X (P - P_0). \quad (32)$$

Ha a (32) képletet (31)-be helyettesítjük, akkor

$$Y^* = Y - X_2^{P_0}; \quad X_2^{P_0} \ln X_2 = X_2^*; \quad P - P_0 = b_2$$

jelölésekkel a következő lineáris függvényt kapjuk:

$$Y^* = b_0 + b_1 X_1 + b_2 X_2^*. \quad (33)$$

A (33) függvény b_0 , b_1 és b_2 ismeretlen állandóit a legkisebb négyzetek módszerével becsüljük. Ha b_2 elég kicsiny, akkor a (31) függvény P állandóját P_0 értékkel becsüljük, ha nem, akkor a korrigált $P_0^* = P_0 + b_2$ értéket helyettesítjük a (32) képletbe P_0 -helyére és az eljárást addig folytatjuk, amíg a korrekció elhanyagolhatóan kicsiny nem lesz.

Következtetések

A jelen tanulmányban tárgyalt rendszer megbízhatóság tervezési módszerekből, értékelési eljárásokból és a vizsgált alkatrész megbízhatóság-előrejelzési modellek tulajdonságaiból adódóan a következő megállapításokat tehetjük:

- a) Az elektronikai berendezések megbízhatósági előrejelzéséhez meg kell határozni az egyes alkatrésztípusok aktualizált megbízhatóság-előrejelzési modelljeit. Ez szükségessé teszi, hogy hazai gyártmányú elektronikai alkatrészek, valamint szocialista relációból beszerzett eszközök, egyes tőkés importból származó, de nem minősített elektronikai eszközök vizsgálati, üzemeltetési adataiból becsüljük a modellek aktualizálásához szükséges meghibásodási rátákat és azokat befolyásoló modell tényezőket.
- b) A modellek kialakításához szükséges adatösszetételek generálása elsődleges adatforrásokból (alkatrészek laboratóriumi vizsgálata, berendezések üzemeltetése) történik. Az adatok helyes értelmezése, az alkatrészek felhasználási követelményeinek és alkalmazási tapasztalatainak figyelembevétele szükségessé teszi, hogy az alkatrész gyártója (illetve az alkatrészek vizsgálatait végző állomás) és az alkatrészek felhasználója (a berendezésgyártók) között szoros együttműködés alakuljon ki.
- c) A több adatforrásból származó meghibásodási ráták összevont becslésére olyan súlyozási módszert célszerű alkalmazni, amelyben az egyes adatforrásokból kapott meghibásodási ráta becslésekhez rendelt súlyozási tényezők fordítottan arányosak a becslések szórásnégyzetével.
- d) Az alkatrész-kategóriák modelljeinek időszakos aktualizálása során előtérbe kell helyezni a viszonylag kisebb adatmennyiséget megkövetelő eljárásokat. Ha a modellek függvényalakját és egyes kevésbé fontos állandóit ismertnek tételezzük fel a megbízhatósági kézikönyvek adatai alapján, akkor elegendő a lényegesebb modellállandók becslése a megfigyelési adatokból a legkisebb négyzetek módszerével. A modellek lineáris alakban való előállítására érdekében alkalmas transzformációt kell elvégezni a modell függő változójában és független változóiban egyaránt. Ha a modell az állandóknak nem lineáris függvénye, akkor közelítésként sorbafejtéssel kell linearizálni.

- e) A tanulmányban a modellállandók meghatározásának módszereit integrált áramkörök és félvezető eszközök esetében tárgyaltuk, a többi elektronikai alkatrészkategória modelljének állandói hasonló módon határozhatók meg.
- f) Az elektronikai alkatrészek megbízhatósági modelljei akkor használhatók fel gyorsan és pontosan a berendezések megbízhatóságának előrejelzésére, ha a modelleket és azok adatösszetételét számítógépes megbízhatósági adatbankban rendszerezik. Célszerű ezen túlmenően a modellek aktualizálási algoritmusainak számítógépes tárolása és az egyes alkatrész-kategóriák modellállandóinak pontosabb meghatározására az aktualizálási eljárások számítógépes végrehajtása.
- g) Az alkatrészek megbízhatóság-előrejelzési modelljei elősegítik a berendezés tervezőjének munkáját a megbízható alkatrésztípusok és alkalmazási feltételek megválasztásában, ezáltal pedig lehetővé válik már a tervezés szakaszában a berendezés karbantartási-javítási stratégiájának kialakítása, a tartalék-alkatrész készlet tervezése.

I R O D A L O M

- [1] MIL-HDBK-217/C: USA Megbízhatósági kézikönyv (1981).
- [2] RDF-80: Francia Megbízhatósági kézikönyv, 1980.
- [3] Balogh, A.: Prediction of system reliability Quality. XXIV. No. 3. (1980). 4–8.
- [4] Tomsky, J. L. et al.: System reliability estimation from several data sets. Proc. Ann. Rel. and Maint. Symp. USA, 1976, 18–24.
- [5] Balogh, A.: The estimation of component reliability from different data sources. Proc. RELECTRONIC 82. Budapest, 1982. 32–39.
- [6] Váradi, I.—Balogh, A.: On the evaluation of component reliability prediction model with Computer technique. Proc. RELECTRONIC '82. Budapest, 1982. 226–235.
- [7] Reynolds, F. H.: Measuring and modelling integrated circuit failure rates. Proc. EUROCON '82. Dánia, 1982. 259–264.
- [8] Jääskeläinen, P.: LSI reliability prediction based on time. Microelectron. Reliab. 20. No. 2. 1980, 351–356.
- [9] Goarin, R.: Predicted and observed reliability for electronic components. Proc. RELECTRONIC '82. Budapest, 1982. 105–116.
- [10] Johnston, C.—Reynolds, F. H.: An appraisal of integrated circuits reliability prediction models. Proc. 3rd Conf. on Rel. and Maint. Franciaország, 1982. 483–488.

1024 BITES SZTATIKUS MOS RAM ÁRAMKÖR 2102APC

Főbb jellemzők

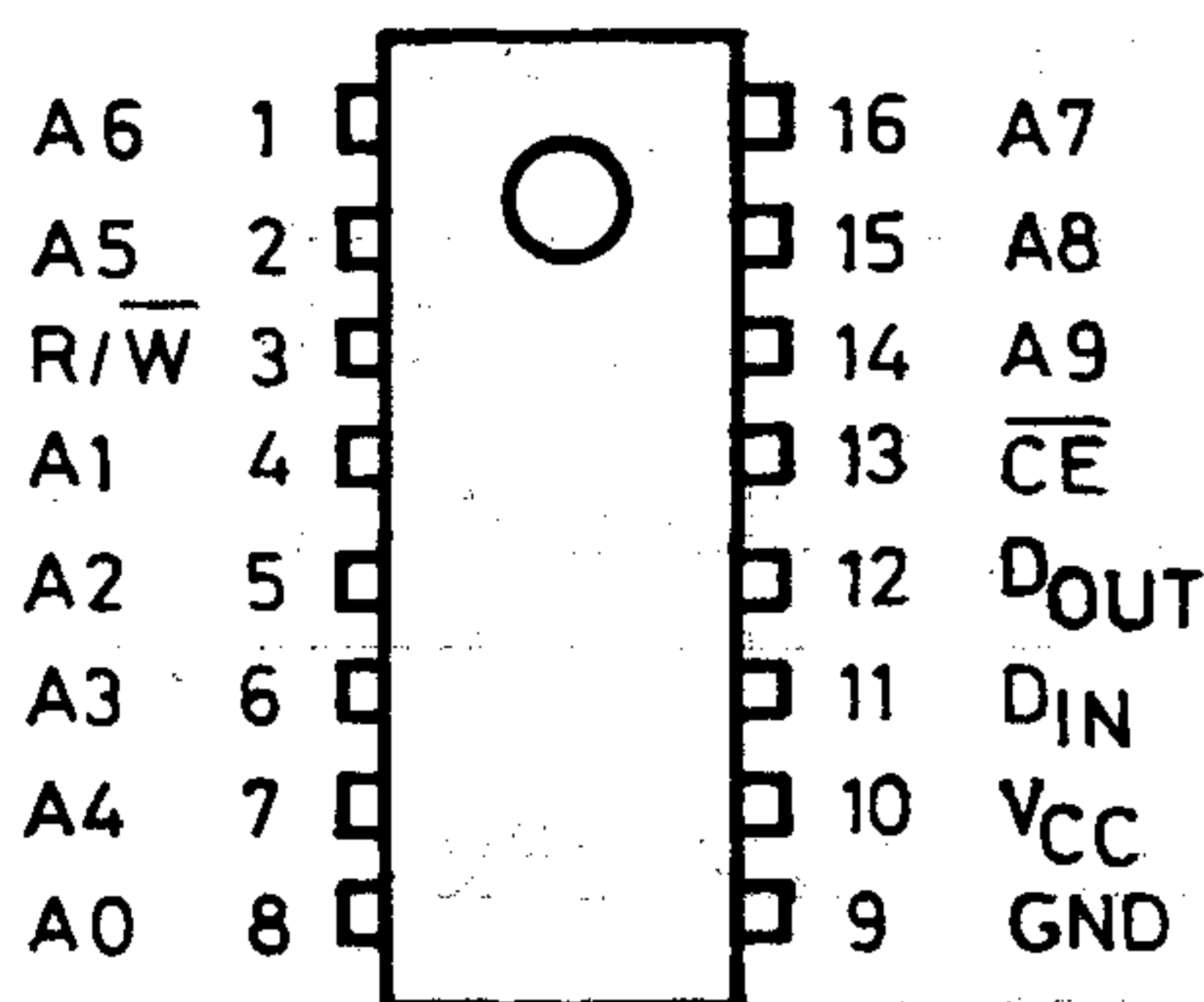
- Egytápfeszültségű, +5 V.
- Közvetlen DTL/TTL kompatibilis.
- Sztatikus működés, órajel, vagy frissítés szükség-
telen.
- Háromállapotú kimenet — busz illesztéshez.
- A bemenetek sztatikus töltéssel szemben védettek.

A 2102APC család nagysebességű 1024×1 bites szta-
tikus RAM, N-csatornás MOS technológiával. Mű-
ködtetéséhez órajel, vagy frissítés nem szükséges.
Adatkiolvasáskor a memória tartalma nem törlődik,
a kiolvasott adat polaritása a bemeneti adattal azo-
nos. A háromállapotú kimeneteket vezérlő engedélye-
ző bemenet ($\overline{CE}$) egyszerű memóriabővítést tesz lehe-
tővé.

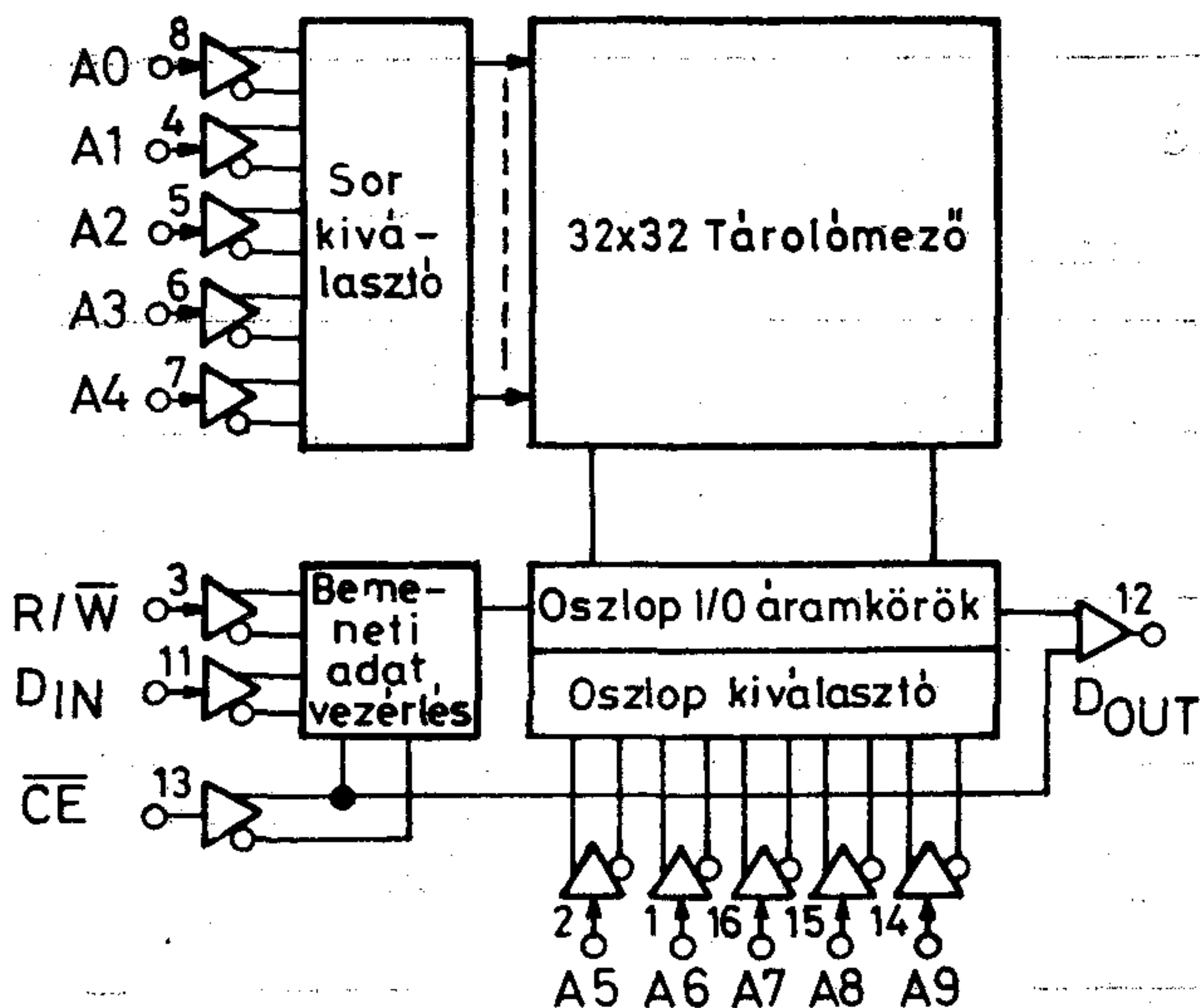
MEGJEGYZÉS:

A maximális határadatok olyan adatok, amelyeket
meghaladó terhelések esetén az eszköz véglegesen
meghibásodhat. Nem jelentik az eszközök ezen érté-
keken történő használhatóságát.

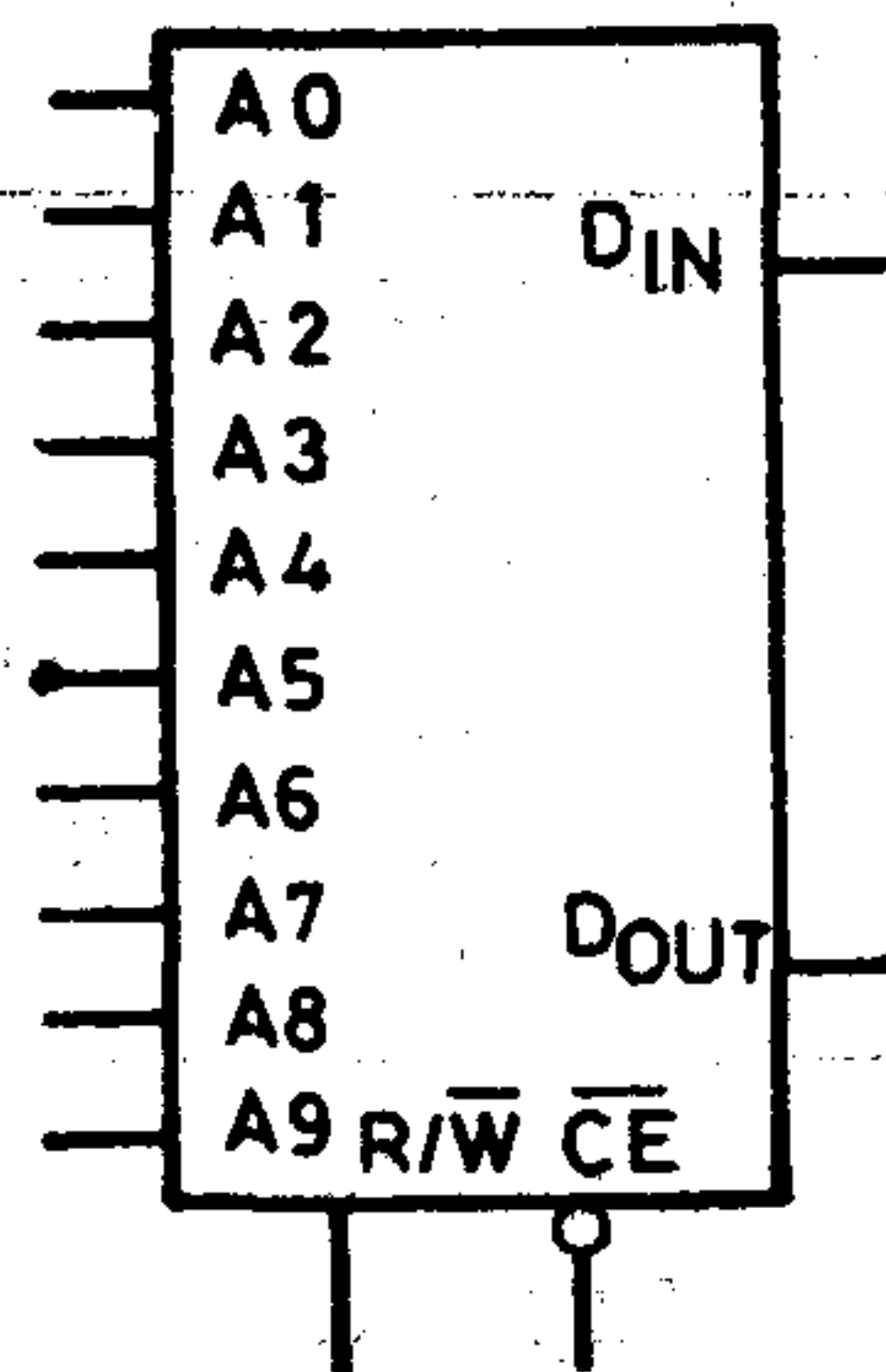
Bekötési rajz / felülnézet /



Tömbvázlat



Logikai jelölés



Maximális határadatok

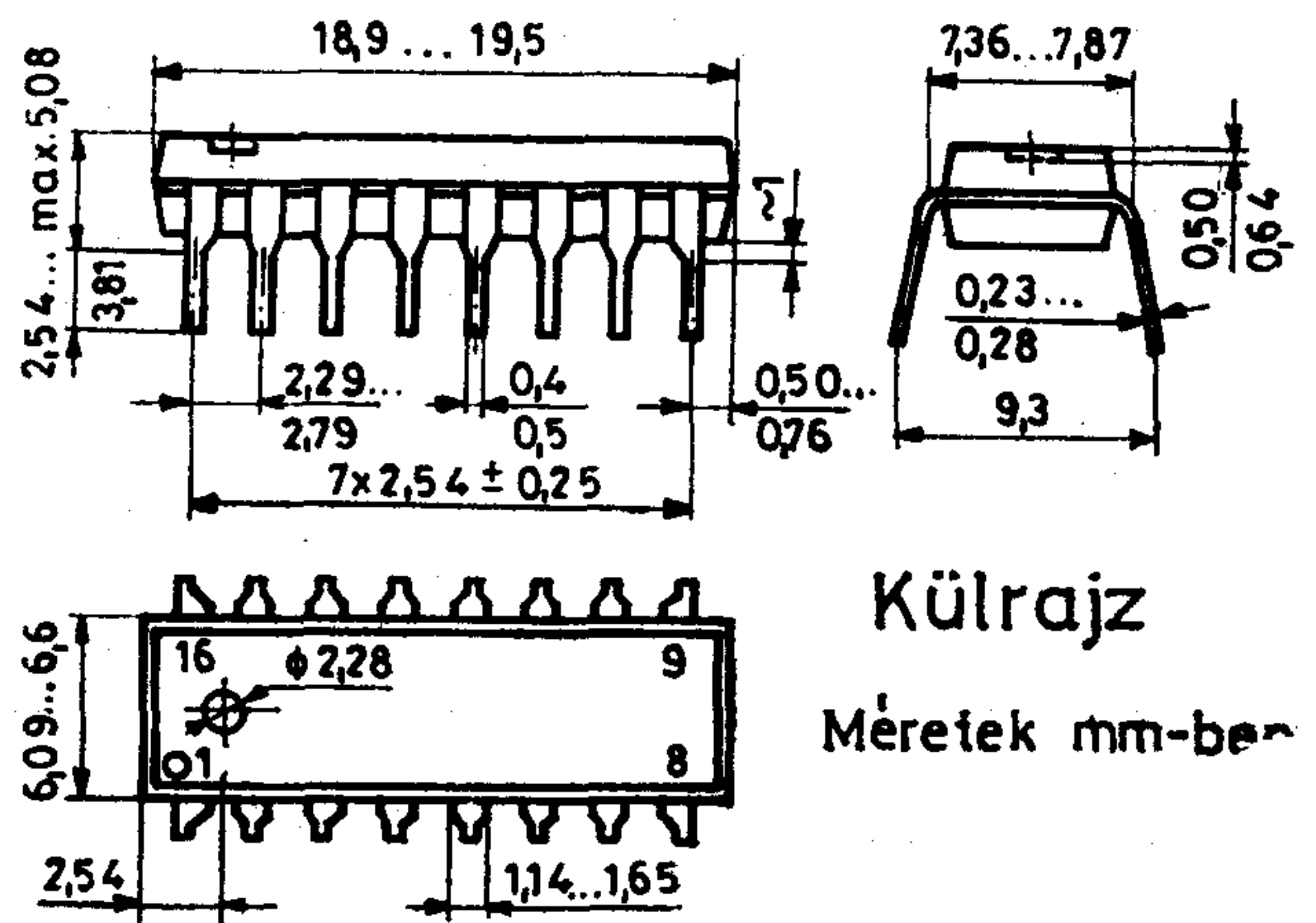
Környezeti hőmérséklet üzem közben	0 °C...70 °C
Tárolási hőmérséklet	-65 °C...+150 °C
Feszültség bármely kivezetésen (földhöz képest)	-0,5 V...+7 V
Teljesítménydisszipáció	1 W

Működési feltételek

Tápfeszültség (V _{CC})	4,75 V...5,25 V
Bemeneti alacsony szintű feszültség	-0,5 V...+0,8 V
Bemeneti magas szintű feszültség	2,0 V...V _{CC}

Igazság táblázat

$\overline{CE}$	$R/\overline{W}$	D_{IN}	D_{OUT}	Üzem mód
H	X	X	Hi-Z	Nincs kiválasztva
L	L	L	L	„0” írás
L	L	H	H	„1” írás
L	H	X	D_{OUT}	Olvasás



Külrajz

Méreték mm-ben

Kapacitás

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$

Jelölés	Paraméter	Határ Tip.	Max.	Egység	Feltételek
C_{IN}	Bemeneti kapacitás	3	5	pF	Összes bemenet $V_{IN} = 0\text{V}$
C_{OUT}	Kimeneti kapacitás	4	6	pF	$V_O = 0\text{V}$

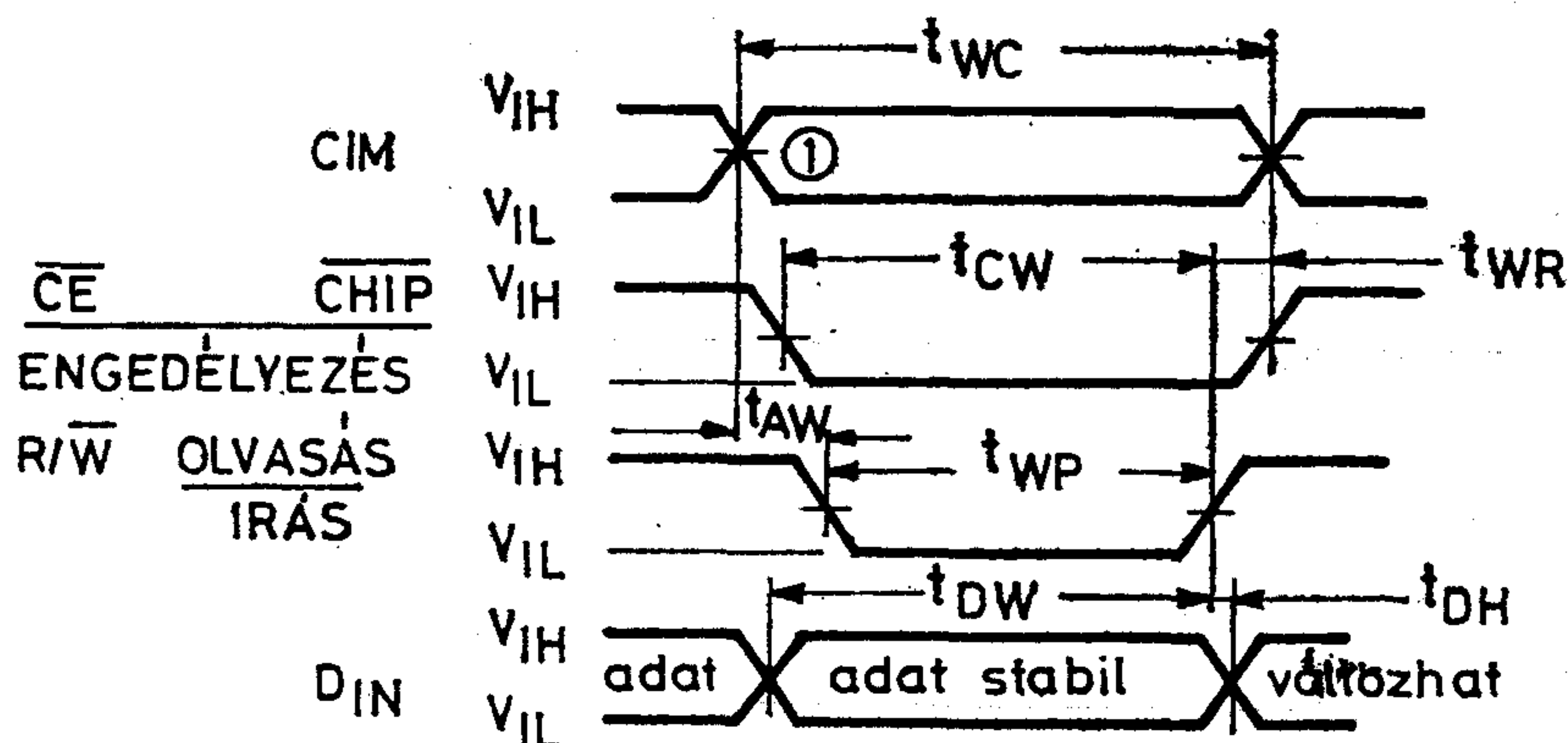
SZTATIKUS JELLEMZŐK

$T_A = 0 \dots 70^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V} \pm 5\%$, amennyiben nincs más előírva.

Jelölés	Paraméter	Határ Min.	Max.	Egy- ség	Feltételek
I_{LI}	Bemeneti áram		10	μA	$V_{IN} = 0 \dots 5,25\text{V}$
I_{LOH}	Kimeneti szivárgási áram		5	μA	$\overline{CE} = 2\text{V}$, $V_{OUT} = 2,4\text{V}$
I_{LOL}	Kimeneti szivárgási áram		10	μA	$\overline{CE} = 2\text{V}$, $V_{OUT} = 0,4\text{V}$
I_{CC}	Tápáram		45	mA	Összes bemenet 5,25V Kimenet nyitott, $T_A = 25^\circ\text{C}$
I_{CC}	Tápáram		50	mA	Összes bemenet 5,25V Kimenet nyitott $T_A = 0^\circ\text{C}$
V_{OL}	Kimeneti logikai „0” szint		0,4	V	$I_{OL} = 2,1\text{mA}$
V_{OH}	Kimeneti logikai „1” szint	2,4		V	$I_{OH} = -100\text{ }\mu\text{A}$

Írási ciklus

Jelölés	Paraméter	2102APC-2 Min. Max.	2102APC Min. Max.	2102APC-4 Min. Max.	2102APC-6 Min. Max.	Egység
t_{WC}	Írási ciklusidő	250	350	450	650	ns
t_{AW}	Cimzés és írás kezdete közötti idő	20	20	20	200	ns
t_{WP}	R/W impulzus szélesség	180	250	300	400	ns
t_{WR}	Írás feleledési idő	0	0	0	50	ns
t_{DW}	Adat fenntartási idő R/W változásáig	180	250	300	450	ns
t_{DH}	Adat R/W végétől számított tartási idő	0	0	0	20	ns
t_{CW}	$\overline{CE}$ fenntartási idő R/W változásáig	180	250	300	550	ns



MEGJEGYZÉSEK:

- Időzítéshez bemeneti referenciafeszültség: 1,5 V
- Kimeneti magas szinthez tartozó referenciafeszültség: $V_{OH}=2$ V
- Kimeneti alacsony szinthez tartozó referenciafeszültség: $V_{OL}=0,8$ V
- Bemeneti fel- és lefutási idők: 10 ns

Juhász László

Bármely alkalmazástechnikai kérdésben a MEV Félvezető Ágazat Fejlesztése készséggel áll felhasználóink rendelkezésére (Telefon: 692-800/2337 mellék).

MEV

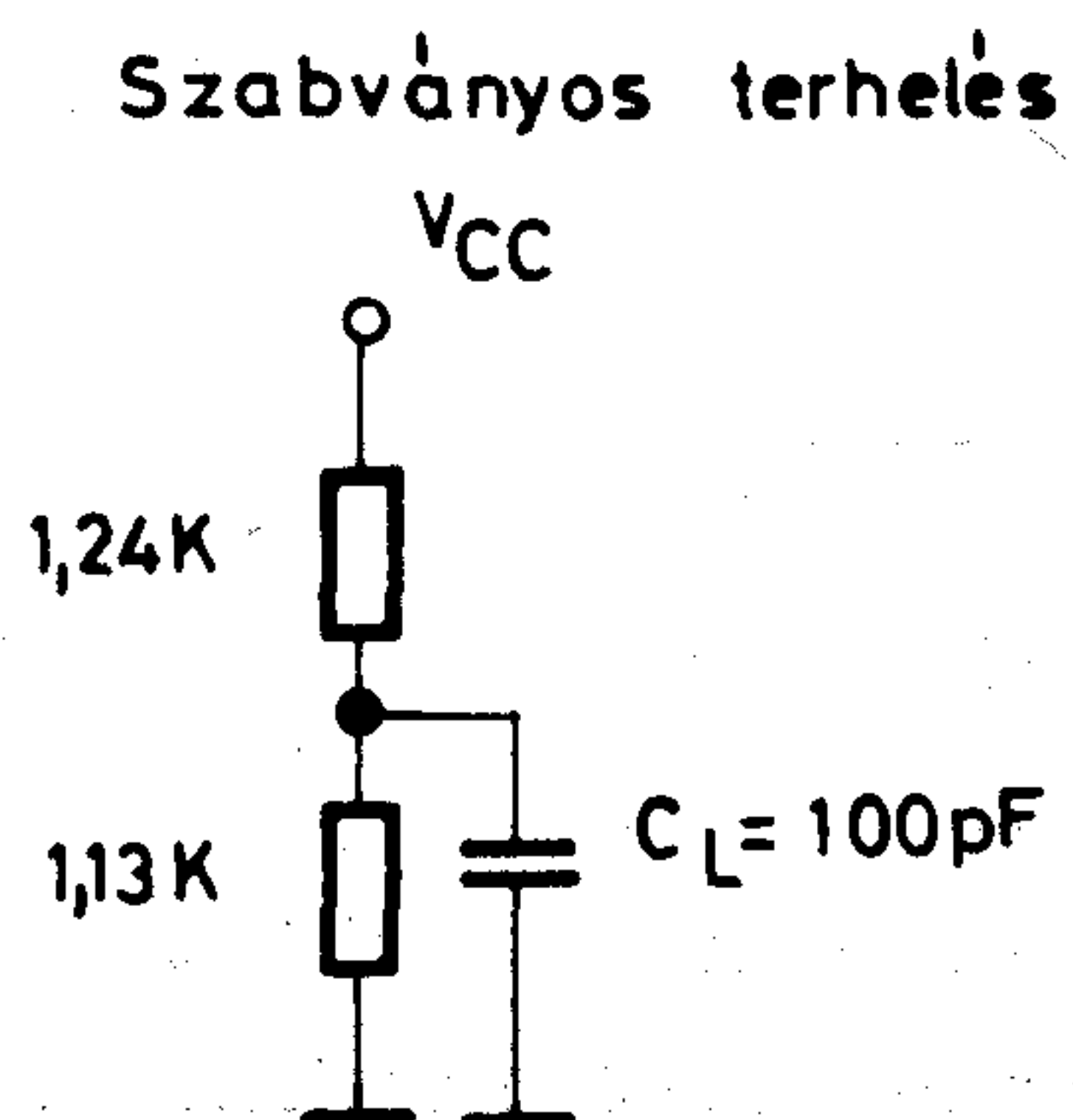
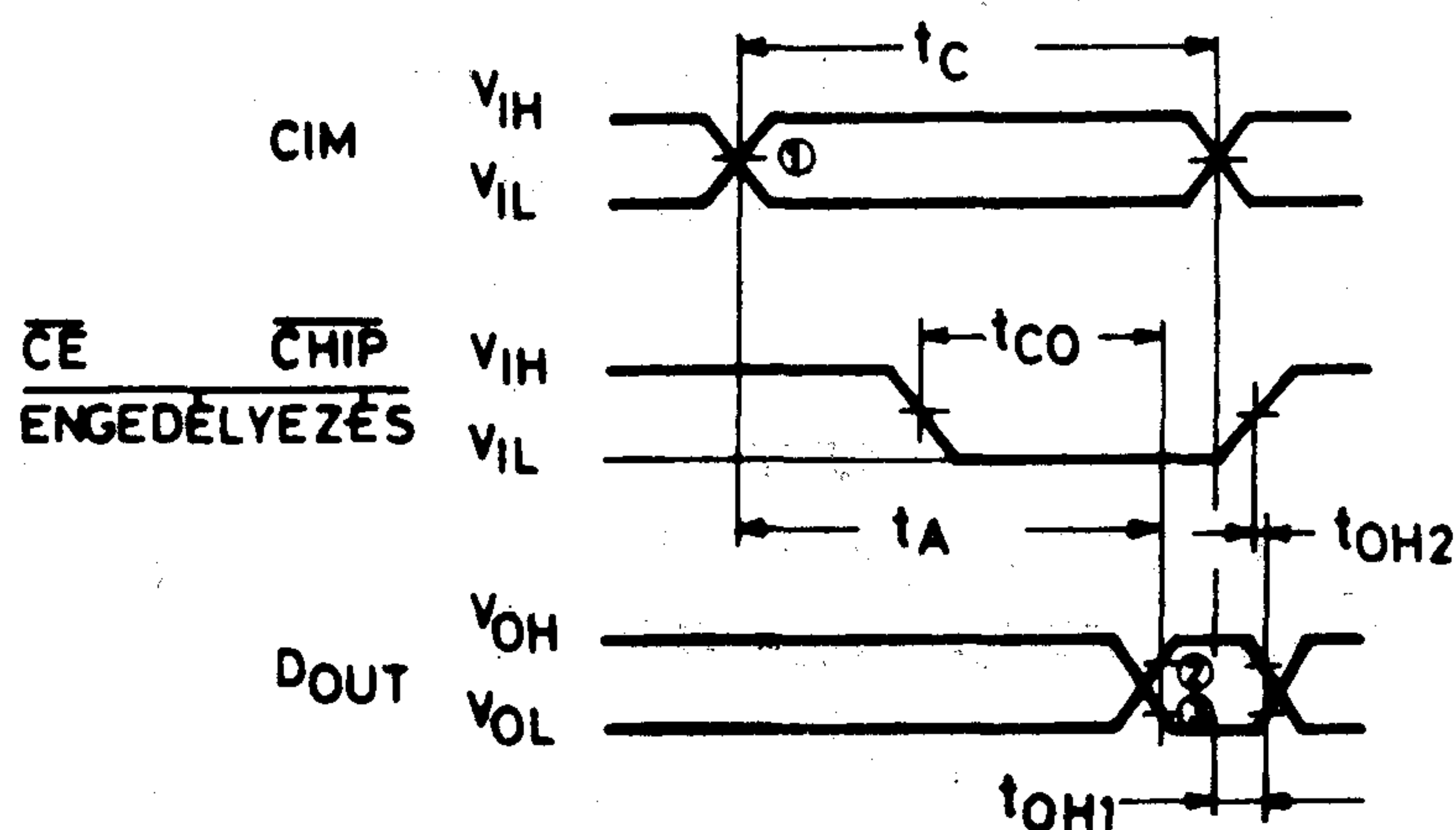
MIKROELEKTRONIKAI VÁLLALAT

DINAMIKUS JELLEMZŐK (SZABVÁNY TERHELÉSSEL)

$T_A = 0 \dots 70 \text{ } ^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5 \text{ V} \pm 5\%$, amennyiben nincs más előírva.

Olvasási ciklus

Jelölés	Paraméter	2102APC-2		2102APC		2102APC-4		2102APC-6		Egység
		Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	
t_{RC}	Olvasási ciklusidő	250		350		450		650		ns
t_A	Hozzáferési idő		250		350		450		650	ns
t_{CO}	$\overline{CE}$ -től számított hozzáferési idő		130		180		230		400	ns
t_{OH1}	Előző adat érvényességi idő cím-váltáshoz viszonyítva	40		40		40		50		ns
t_{OH2}	Előző adat érvényességi idő $\overline{CE}$ változásához viszonyítva	0		0		0		0		ns



MEGJEGYZÉSEK:

- ① Időzítéshez bemeneti referenciafeszültség: 1,5 V
- ② Kimeneti magas szinthez tartozó referenciafeszültség: $V_{OH} = 2 \text{ V}$
- ③ Kimeneti alacsony szinthez tartozó referenciafeszültség: $V_{OL} = 0,8 \text{ V}$
- ④ Bemeneti fel- és lefutási idők: 10 ns

Чернок, Я.:

Применение методов геометрической оптики в планировании микроволновых линий связи

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1985. № 2.

Автор исследует на основе уравнений Максвелла применение методов геометрической оптики. Пределы применения методов геометрической оптики подтверждаются анализом погрешностей.

Балог, В.:

Шумы за счет переходного влияния и сильнооточных систем в цепях НЧ кабелей связи

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1985. № 2.

Определенная часть шумов, возникающих в цепях кабелей связи, происходит за счет переходного влияния и воздействия сильнооточных систем. Для уменьшения влияния мешающих сигналов применяются компенсационные способы с целью снижения взаимодействия между отдельными цепями. В статье исследуется допустимая величина остаточного затухания на основании заданных условий переходного влияния. Показывается модель схемного решения для определения величины шумов за счет сильнооточных систем, на основании взаимодействия через потенциал земли и через активные сопротивления.

Надьсеги, Ф.—Фридрих, М.:

Метод для эргономического проектирования вычислительных систем

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1985. № 2.

Авторы, после ознакомления читателя с вычислительными системами завода Телефондыяр и их ожидаемыми направлениями развития, дают подробный анализ конструкторских систем с поддержкой ЭВМ по эргономическим аспектам. После этого описывают такой метод, при котором с помощью вычислительных программ и методики Тэрстона—Гилфорда — после небольшого времени прогона — определяются данный порядок предпочтения и весовые числа. Этот метод, при соответственном применении, может быть пригодным для эргономического проектирования вычислительных систем.

Херц, Э.:

Новые возможности образования несущей частоты в телевизионных передатчиках и ретрансляторах

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1985. № 2.

Статья описывает образование несущей частоты при помощи синтезера в аппаратах ТВ передатчиков и ретрансляторов. На основе блок-схемы задает частотный диапазон вырабатываемого сигнала местного генератора и осуществляемого шага частоты. Излагает работу синтезера, построенного при помощи делителя частоты дробных цифр, изготовленного для такой цели в Институте Разработки БХГ.

Балог, А.—Гэрлай, М.:

Проектирование по надежности системы с применением моделей прогнозирования электронных элементов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1985. № 2.

Данный научный труд дает обзор о самых главных областях проектирования по надежности системы. Удовлетворение требованиям по надежности заставляет согласовать деятельность по проектировке, по производству и ремонту. Одним из методов проектирования по надежности является применение моделей прогнозирования. Для оценки данных моделей следует использовать математически-статистические методы. Данный научный труд излагает обобщенную оценку интенсивности отказов происходящих из различных источников и методику актуальности данных моделей. В интересах достижения прогноза по надежности заданного значения доверия доставки следует создать тесную связь между изготовителями и потребителями.

Csernoch, J.:

Die Anwendbarkeit der Methoden der geometrischen Optik bei der Planung der Richtfunkverbindungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 2.

Der Verfasser überprüft den Maxwell'schen Gleichungen ausgehend die Anwendbarkeit der Methoden der geometrischen Optik. Die Grenzen der Anwendbarkeit der Methoden der geometrischen Optik werden durch eine Fehleranalyse unterstützt.

Balogh, V.:

Geräusche aus Nebensprechen und Starkstromsystemen in den NF-Fernmeldekabel-Stromkreisen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 2.

Ein Teil der in den Fernmeldekabel-Stromkreisen vorkommenden Geräusche stammt aus Nebensprechen und Starkstromeinfluss. Um die störenden Signale zu eliminieren, werden die Kopplungen zwischen den einzelnen Stromkreisen durch Ausgleichverfahren vermindert. Es werden die Restdämpfungswerte, die noch angenommen werden können, aufgrund der gegebenen Nebensprechbedingungen geprüft. Ein Stromkreismodell wird im weiteren gezeigt, das für die Bestimmung der Störungen aufgrund der Erde- und Widerstandkopplungen dient.

Nagyszeghi, F.—Fridrik, M.:

Verfahren für ergonomischen Entwurf von Rechnersysteme

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 2.

Die Verfasser — nach der Vorstellung der Rechnersysteme des Betriebs Telefongyár und deren erwarteten Entwicklungsrichtungen — analysieren ausführlich das rechnerunterstützte Konstruktorsystem aus ergonomischen Aspekte. Danach stellen sie ein Verfahren vor, das, durch Anwendung von Rechnerprogramme und des Thurstone — Guilford-Methodes — nach einer kurzen Laufzeit — eine Präferenz-Reihenfolge und die Belegungszahlen bestimmt. Das Verfahren kann bei entsprechender Verwendung für ergonomischen Entwurf von Rechnersysteme geeignet sein.

Hercz, E.:

Neue Herstellungsmöglichkeiten der Trägerfrequenz in den Fernsehendern und Umsetzen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 2.

Der Artikel beschäftigt sich mit der Herstellung der Trägerfrequenz von Fernsehendern und Umsetzen, mittels Syntheser. Aufgrund des Blockschemas einer solchen Anlage wird das Frequenzband des herzustellenden lokalen Oszillatorsignals und des zu realisierenden Frequenzschrittes angegeben. Es wird ferner die Funktion des bei der Firma BHG für den gegebenen Zweck realisierten, mit nicht ganz-zähligen Frequenzteiler aufgebauten Synthesers erörtert.

Balogh, A.—Gerlai, M.:

Zuverlässigkeitsplanung von Systemen mit Anwendung der Vorsignalmodellen von elektronischen Bauelementen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 2.

Diese Studie überblickt die wichtigsten Gebiete der Zuverlässigkeitsplanung von Systemen. Die Erfüllung der gegebenen Anforderungen für die Zuverlässigkeit, macht die Zusammenstimmung der Tätigkeiten der Planung, der Fertigung und auch der Service notwendig. Eine Methode der Zuverlässigkeitsplanung beruht auf den Vorsignalmodellen der elektronischen Bauelemente. Zur Auswertung dieser Modelle müssen mathematisch-statistische Methoden verwendet werden. Die Studie erörtert die zusammengefasste Einschätzung der von den verschiedenen Datenquellen stammenden Defektraten und die Aktualisierungsprozesse dieser Modelle. Im Interesse der Erreichung eines Vorsignals mit gegebenen Konfidenzniveau muss eine enge Zusammenarbeit zwischen der Verwendern und den Herstellern der elektronischen Bauelemente ausgeformt werden.

Csernoch, J.:

The applicability of the methods of the geometrical optics in the planning of the microwave links

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 2.

The author examines on the base of the Maxwell-equations the applicability of the methods of the geometrical optics. The limits of the applicability of the methods of the geometrical optics are fortified by error analysis.

Balogh, V.:

Noises from crosstalk and power systems in the communication cables' audio frequency circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 2.

Part of the noises in the communication cables' circuits is caused by crosstalk and power interference. Couplings between the circuits are reduced by equalizing methods for elimination of the disturbing signals. On the basis of the given crosstalk conditions the amount of the still acceptable residual attenuation is also examined. A circuit model is presented for determination of the noises caused by power systems on the basis of earth and resistance couplings.

Nagyszeghi, F.—Fridrik, M.:

Method for ergonomical planning of computer systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 2.

After reviewing the computer systems of Telefongyár and the expected developing trends, the authors of the article analyse the computer aided planning system in details with a view to ergonomics.

Then a method is presented which, making use of computer programs and the Thurstone-Guilford method — in a short run time — specifies preference order and weight numbers. In case of adequate use of the method, it can be suitable for ergonomical planning of computer systems.

Hercz, E.:

New possibilities of producing carrier frequency in broadcast transmitter and TV transposer equipments

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 2.

The paper deals with producing carrier frequency of broadcast transmitter and TV transposer equipments by synthesiser. On the basis of an equipment block-scheme it gives the necessary frequency band and step of the local oscillator. It makes known the operating of a synthesiser—made up with fractional frequency divider—which was realized for given purpose in BHG Developing Institute.

Balogh, A.—Gerlai, M.:

Reliability Planning of System Using Prediction Models of Components

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 2.

In this paper the most important fields of reliability planning of systems are presented. To satisfy given reliability requirements, it is required to coordinate the activities in the design, manufacturing and servicing phases. A reliability planning method is based on the prediction models of electronic components. For the evaluation of these models, mathematical-statistical methods should be used. Pooled estimations of failure rates from different data sources and model actualization procedures are discussed. In order to achieve a reliability prediction at a given confidence level a close cooperation should be developed between the manufacturers and users of electronic components.

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: Faklen 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 jelzőszámra. 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 — 85.3147 Budapest, 1985. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375