



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXVIII. évfolyam

BUDAPEST

1987

6

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXVIII. évfolyam 1987. 6. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI
KÖZLEMÉNYEK

XXXIII. évfolyam 1987. 6. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI
TUDOMÁNYOS
KÖZLEMÉNYEK

V. évfolyam 1987. 6. 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
Csepregi-Horváth Kázmér, dr. Flesch István
Forintos György, Gál Ferenc, dr. Prónay Gábor

BHG

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

MEV

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

ORION

Rovatvezető: Dr. Somogyi Andras
Tudományos szerkesztő: dr. Frigyes István,
Denk Attila, Froemel Károly,
Nóvik Lajos, Szász Gerő

REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza
Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,
Balanyi Szilveszter, Bodnár László,
Kovács Gyula, Mészáros Sándor,
Molnár László

TKI

Rovatvezető: dr. Baranyi András
Tudományos szerkesztő: dr. Lajtha György,
dr. Henk Tamás, dr. Kása István,
Megyesi Csaba, dr. Sárkány Tamás,
dr. Simonyi Ernő

TERTA

Rovatvezető: Bánsághi Pál
Tudományos szerkesztő: dr. Gordos Géza,
Baján Tibor, Benedek Elek, Kovács Oszkár,
Schnürmacher Tamás, Márik Zoltán

*

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

ROVATOK

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

ROVATGAZDÁK

HTE (H)
TKI (□)
BHG (#)
TERTA (=)
ORION (★)
MEV (↑)
REMIX (△)

ROVATTÁRSÁK

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

TARTALOM

DR. ZOMBORY LÁSZLÓ: Az elektromágneses energia terjedése veszteséges közegben	241
DR. ÁBRAHÁM LÁSZLÓ: Kompatibilis IC-IM BUS rendszer	245
BÍRÓ VIKTOR: Visszacsatolt oszcillátorok zajbecslése	251
Electronica '86 (Dr. Ambrózy—Hartai—Dr. Szabóné—Dr. Zombory)....	254
GOLDSCHMIDT LÁSZLÓ: Markov-láncok állapotterének csökkentése állapotösszevonással	257
Távközlés a vasútüzemben konferencia (Pap J.)	264
DR. SIMON GYULA: A rezonátor elv általánosítása és harmonikus jelcsomagok detektálása kapcsolt kapacitású áramkörökkel.....	265
Alkatrész generációváltás aktuális kérdései a REMIX-ben (Göblös J.)...	268
MIHÁLY SÁNDOR—DR. BOZSÓKI ISTVÁN: X-sávú szóródásmérő..	271
DENK ATTILA: Közepes kapacitású, 2 GHz-es analóg-digitális mikrohullámú rádiórelé rendszer	275
Elektronikai berendezések és készülékek biztonsága (Schmidt J.).....	281
Energiaipari Távközlési Szemináriumról (Halász M.)	282
Mikromodul	283
MEV: BF 964 N-csatornás két GATE-es MOS térhatású kiürítéses módú tetroda.....	284
MTA: A műszerkölesöznés világtendencia.....	286
ORION: SE 1025 sztereó erősítő, M8290 három-utas hangdoboz	244, 267
Tartalmi összefoglalások.....	287

Az elektromágneses energia terjedése veszteséges közegben

DR. ZOMBORY LÁSZLÓ
BME Elméleti Villamosságtan Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A veszteséges közegekben az energia definíciója termodinamikai mennyiségként általában nem lehetséges. Ez problémát jelent az energiaterjedés vizsgálatában és különösen a terjedés sebességének meghatározásában. A közlemény eljárást ismertet, amely lokális tér-közeg kölcsönhatás feltételezésével hálózati modellel közelíti a polarizációs folyamatokat. A hálózati modellhez energia rendelkezhető, az energiasűrűség ismeretében pedig az energia terjedési sebessége meghatározható. Az így kapott terjedési sebesség határesetben az ismert tulajdonságokkal rendelkezik.

Bevezetés

Az elektromágneses hullám által szállított energia v_e lokális terjedési sebessége az alábbi módon definiálható: (Brillouin [1]):

$$v_e = \frac{\mathbf{S}}{w} \quad (1)$$

ahol $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$ a Poynting vektor és w az elektromágneses energia sűrűsége. Monokromatikus hullám esetén a sebesség átlagértékét definiálhatjuk

$$v_e = \frac{\tilde{\mathbf{S}}}{\tilde{w}} \quad (2)$$

ahol a $\sim$ az időbeli átlagot jelöli, és

$$\tilde{\mathbf{S}} = \operatorname{Re} \frac{1}{2} \hat{\mathbf{E}} \times \hat{\mathbf{H}}^* \quad (3)$$

$\hat{\mathbf{E}}$ és $\hat{\mathbf{H}}$ a komplex csúcsértéket jelölik.

A fenti (2) definíció disszipációmentes esetben megegyezik a hullámcsomag terjedési sebességét leíró csoport sebességgel.

$$v_e = v_g = \nabla_{\mathbf{k}} \omega_a \quad (4)$$

ahol ω_a a diszperziós egyenlet megoldása és így a $\mathbf{k}$ hullámvektor komponenseinek függvénye. [2, 3]. A (4) egyenlőség (2) figyelembevételével implikálja az energia

$$\tilde{w} = \frac{1}{4} \left(\frac{d}{d\omega} (\omega \epsilon) |\hat{\mathbf{E}}|^2 + \frac{d}{d\omega} (\omega \mu) |\hat{\mathbf{H}}|^2 \right) \quad (5)$$

alakú kifejezését [3, 4].

Ez a kifejezés azonban csak nem-disszipatív esetben — az ún. átlátszósági tartományban — érvényes. Erős disszipáció esetén a kifejezés negatív is lehet — ami nyilvánvaló fizikai képtelenség. Sajnos, ugyanebben az esetben a (4) egyen-

DR. ZOMBORY
LÁSZLÓ

a BME Elméleti Villamosságtan Tanszékének docense. 1965-ben végzett a BME Villamosmérnöki Kar híradástechnika szakán. 1969-ben Sub auspiciis kitüntetéssel doktorált. 1974-ben védte meg kandidátusi értekezését. Hosszabb ideig dolgozott a SZUTA A. F. Ioffe Műszaki Fizikai Intézetében, a Polytechnic Institute of New-York-ban és a Stanford

University-n. A HTE BME Villamoskari Csoportjának titkára, a HTE Elektrolizációs Bizottság elnöke, az URSI Magyar Nemzeti Bizottságának titkára. 1985-ben Pótlak-Virág díjat kapott.

Fő kutatási területei: terek hálózati modelljei, félvezető eszközök technológiájának és működésének térbeli modellezése. Egy szakkönyv, számos szakcikk és konferenciaelőadás szerzője, ill. társszerzője.

lőség is elveszíti fizikai tartalmát, a csoportsebesség például felülmúlhatja a vákuumban mért fénysebességet [2, 6].

Célszerű tehát visszatérni az eredeti (2) definícióhoz és kísérletet tenni az energia fizikailag interpretálható definíciójára. Egy ilyen interpretáció természetesen figyelembe kell vegye a közeg polarizációjának mechanizmusát.

1. A permittivitás frekvenciafüggése

A továbbiakban csak a permittivitással foglalkozunk. A permeabilitásra hasonló megfontolásokat tehetünk, de a permeabilitás növekvő frekvencia esetén viszonylag hamar elveszíti fizikai értelmét [7].

Lokális tér-közeg kölcsönhatást feltételezve a közeg részecskéinek mozgását csak az időtől függő közönséges differenciálegyenlet írja le. Ennek alakja gázokban [8] ($\mathbf{E}||\mathbf{r}$)

$$m\ddot{\mathbf{r}} + m\delta\dot{\mathbf{r}} + m\omega_0^2\mathbf{r} = q\mathbf{E} \quad (6)$$

Ebből szinuszos gerjesztés esetén a kitérés amplitúdója

$$\hat{\mathbf{r}} = \frac{q/m}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j\delta\omega} \hat{\mathbf{E}} \quad (7)$$

ahonnan minden egyes töltött részecske

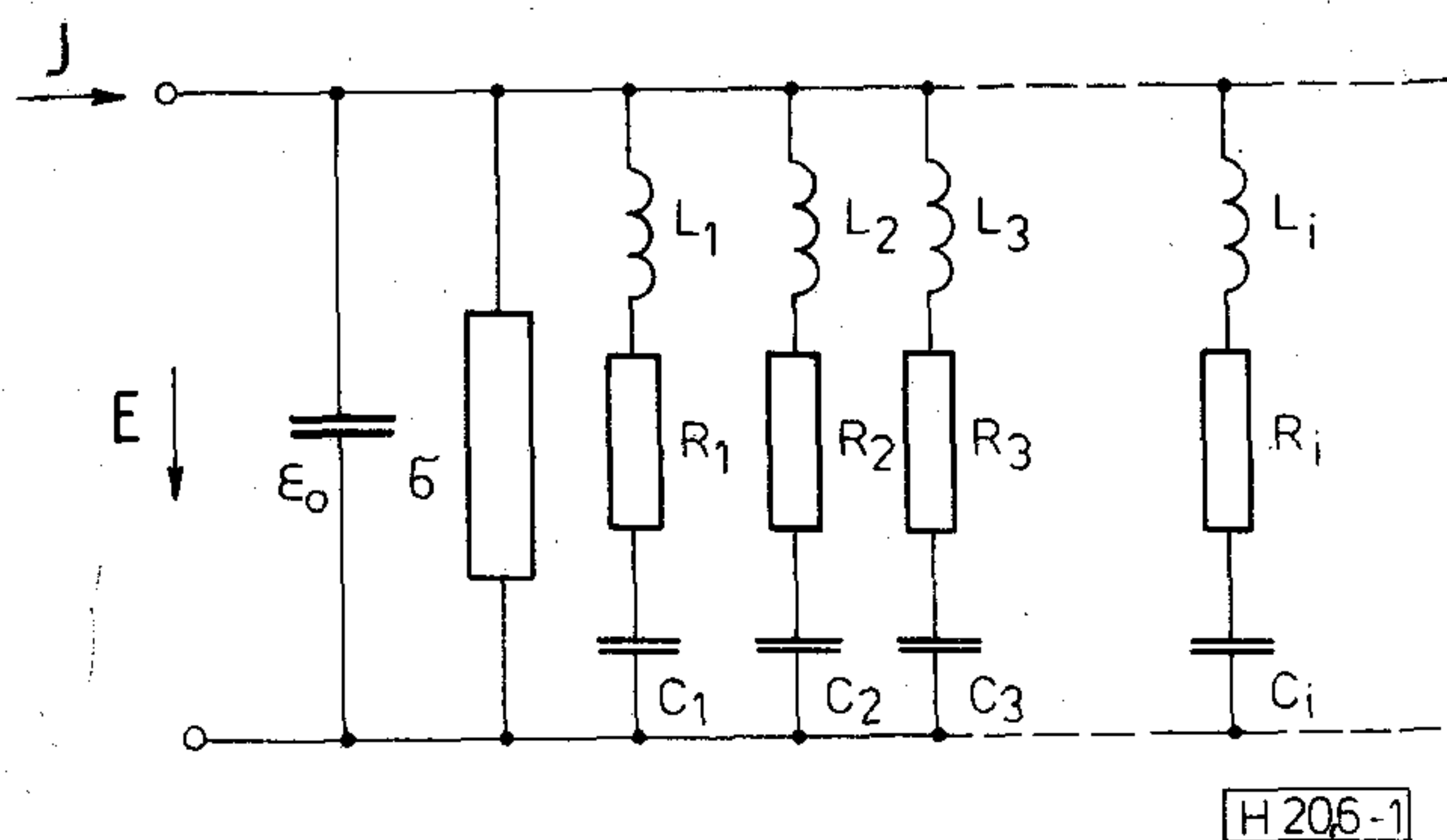
$$\hat{\mathbf{p}} = q\hat{\mathbf{r}} = \frac{q^2m}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j\delta\omega} \hat{\mathbf{E}} \quad (8)$$

járulékot ad az eredő polarizációhoz.

Ezzel N részecskesűrűség esetén

$$\hat{\mathbf{P}} = \frac{Nq^2/m}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j\delta\omega} \hat{\mathbf{E}} = \epsilon_0 \chi(j\omega) \hat{\mathbf{E}} \quad (9)$$

Beérkezett: 1986. V. 5. (H)



1. ábra. A permittivitás helyettesítő áramköre
azaz a komplex szuszceptibilitás

$$\kappa(j\omega) = \frac{Nq^2/\varepsilon_0 m}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j\delta\omega} \quad (10)$$

Értelemszerűen n különböző és kölcsön nem ható részecskefajta esetén

$$\kappa(j\omega) = \frac{1}{\varepsilon_0} \sum_{i=1}^n \frac{N_i q^2 / m_i}{(\omega_i^2 - \omega^2) + j\delta_i \omega} \quad (11)$$

A (11) szuszceptibilitás passzív hálózattal realizálható impedanciára vezet, hiszen a

$$\mathbf{J} = \mathbf{Y}(j\omega)\mathbf{E} \quad (12)$$

összefüggésből (a konduktív áramot is figyelembe véve) a hosszegységre eső admittancia

$$\begin{aligned} Y(j\omega) &= \sigma + j\omega\varepsilon_0(1 + \kappa) = \\ &= \sigma + j\omega\varepsilon_0 + \sum_{i=1}^n \frac{j\omega N_i q^2 / m_i}{\omega_i^2 - \omega^2 + j\delta_i \omega} \end{aligned} \quad (13)$$

Az admittancia az 1. ábrán látható.

A rezgőkörök elemei és (13) paraméterei közötti összefüggés

$$\frac{1}{L_i} = \frac{N_i q^2}{m_i}; \quad \frac{R_i}{L_i} = \delta_i; \quad \frac{1}{L_i C_i} = \omega_i^2 \quad (14)$$

Könnyen meg lehet győződni arról, hogy az így kapott mennyiségek dimenziója hosszegységre vonatkoztatott admittanciáknak felel meg. Ilyen módon az áramkör „feszültségét” a térerősség abszolút értékének megfelelően, az áramkör energiatartalma és disszipációja egyaránt fajlagos (térfogategységre eső) érték lesz.

Az így kapott szuszceptibilitás olyan modell kialakítását teszi lehetővé, amely a polarizációs jelenségeket veszteséges rezgőkörökkel közelíti.

2. A disszipatív közeg permittivitásának közelítése

A disszipatív közeg permittivitása

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon_0(1 + \kappa) = \varepsilon_0(1 + \kappa' - j\kappa'') \quad (15)$$

alakba írható, ahol tehát

$$\varepsilon'(\omega) = \varepsilon_0(1 + \kappa'(\omega))$$

$$\varepsilon''(\omega) = \varepsilon_0\kappa''(\omega)$$

Adott frekvencián a disszipált teljesítmény

$$P_{\text{dissz}} = \frac{\omega}{2} \varepsilon_0 \kappa'' |\hat{\mathbf{E}}|^2$$

alakban írható, ahonnan

$$\kappa'' \geq 0 \text{ és } \int_0^\infty \kappa''(\omega) d\omega < \infty \quad (16)$$

következik.

A szuszceptibilitás valós és képzetes része között fennállnak a Kramers—Krönig relációk [9]. σ elhanyagolásával ezek

$$\kappa'(\omega) = \frac{2}{\pi} P \int_0^\infty \frac{\lambda \kappa''(\lambda)}{\lambda^2 - \omega^2} d\lambda \quad (17a)$$

$$\kappa''(\omega) = -\frac{2\omega}{\pi} P \int_0^\infty \frac{\kappa'(\lambda)}{\lambda^2 - \omega^2} d\lambda \quad (17b)$$

Ha $\kappa''(\omega)$ adott, (17a) egyértelműen meghatározza κ' -t, míg ellenkező irányban (16) érvényessége nem feltétlenül biztosított. Ezért az alábbiakban $\kappa''(\omega)$ approximációjára javasolunk eljárást.

Először: meghatározzuk a zérus frekvenciához tartozó disszipációt. Ha ez nem zérus, $Y(0) = \sigma$. Hasonlóan leválasztjuk a szuszceptibilitásról a vákuum terének energiáját reprezentáló ε_0 -t (1. ábra).

Másodszor: a maradék szuszceptibilitásra (16) és $\kappa''(0) = 0$ igaz. Ugyanezekkel a tulajdonságokkal rendelkezik a soros veszteséges rezgőkörök (13) admittanciájából származó $\kappa_a(j\omega)$ is:

$$\kappa'_a(\omega) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{L_i} \frac{\omega_i^2 - \omega^2}{(\omega_i^2 - \omega^2)^2 + \delta_i^2 \omega^2} \quad (18a)$$

$$\kappa''_a(\omega) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{L_i} \frac{\delta_i \omega}{(\omega_i^2 - \omega^2)^2 + \delta_i^2 \omega^2} \quad (18b)$$

A koncentrált paraméterű passzív admittancia valós és képzetes része között fennálló Bode-formulák [10] ekvivalensek (17)-tel, ezért elegendő a szuszceptibilitás képzetes részét approximálni. Legkisebb négyzetes hibával történő approximáció esetén a valós és képzetes rész hibája azonos lesz. A bizonyítás azon a tételen alapul, hogy belépő függvény Fourier transzformáltjának valós és képzetes része között fennáll a

$$\int_0^\infty [\text{Re} F(j\omega)]^2 d\omega = \int_0^\infty [\text{Im} F(j\omega)]^2 d\omega \quad (19)$$

egyenlőség, ha a függvény (és így transzformáltja) négyzetesen integrálható [11]. A feltételek a (15) és (18) formulákban szereplő szuszceptibilitásokra egyaránt teljesülnek, érvényesek tehát a különbségükre is, azaz a közelítés négyzetes hibája

$$\begin{aligned} D(\kappa'', \kappa''_a) &= \int_0^\infty [\kappa''(\omega) - \kappa''_a(\omega)]^2 d\omega = \\ &= \int_0^\infty [\kappa'(\omega) - \kappa'_a(\omega)]^2 d\omega \end{aligned} \quad (20)$$

a valós és a képzetes részre azonos.

Harmadszor: minimalizáljuk a négyzetes eltérést az $1/L_i$, δ_i és ω_i^2 értékek alkalmas megválasztásával, azaz keressük

$$\min_{\frac{1}{L_i}, \delta_i, \omega_i^2} f \quad (21)$$

értékét, ahol

$$f\left(\frac{1}{L_i}, \delta_i, \omega_i^2\right) = \int_0^\infty \left[\kappa''(\omega) - \kappa''\left(\omega; \frac{1}{L_i}, \delta_i, \omega_i^2\right) \right]^2 d\omega,$$

az alábbi mellékfeltételekkel

$$\frac{1}{L_i} > 0; \delta_i > 0; \omega_i^2 > 0, \quad (22)$$

amivel a fizikai realizálhatóságot (pozitív elemértékek) biztosítjuk.

A nemlineáris programozás Kuhn—Tucker tétele értelmében [12] a (22) feltételek mellett

$$\frac{1}{L_i} \frac{\partial f}{\partial \left(\frac{1}{L_i}\right)} = 0; \delta_i \frac{\partial f}{\partial \delta_i} = 0; \omega_i^2 \frac{\partial f}{\partial (\omega_i^2)} = 0 \quad (23)$$

kell teljesülni f stacionárius pontjában. (22) értelmében ezek a feltétel nélküli szélsőértékek léte-

és így

$$\tilde{w} = \frac{1}{4} \varepsilon_0 |\hat{\mathbf{E}}|^2 + \sum_{i=1}^n \tilde{w}_i + \frac{1}{4} \varepsilon_0 \sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2} |\hat{\mathbf{E}}|^2 \quad (26)$$

Másrészt a Poynting-vektor (3) alapján

$$\begin{aligned} \tilde{S} &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} |\hat{\mathbf{E}}| |\hat{\mathbf{H}}|^* = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} |\hat{\mathbf{E}}|^2 \sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2} = \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} |\hat{\mathbf{E}}|^2 \frac{\sqrt{1+\kappa' + \sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2}}}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (27)$$

(26) és (27) felhasználásával

$$\begin{aligned} v_e = \frac{\tilde{S}}{\tilde{w}} &= \frac{\frac{1}{2} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} |\hat{\mathbf{E}}|^2 \frac{\sqrt{1+\kappa' + \sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2}}}{\sqrt{2}}}{\frac{1}{4} \varepsilon_0 |\hat{\mathbf{E}}|^2 + \sum_{i=1}^n \tilde{w}_i + \frac{1}{4} \varepsilon_0 |\hat{\mathbf{E}}|^2 + \frac{1}{4} \varepsilon_0 |\hat{\mathbf{E}}|^2 \sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2} - 1} \\ &\leq \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \frac{\sqrt{1+\kappa' + \sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2}}}{\sqrt{2} \left(1 + \frac{1}{2} [\sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2} - 1] \right)} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} K \end{aligned} \quad (28)$$

mivel $\sum_{i=1}^n \tilde{w}_i \geq 0$ értékét a nevezőben elhagytuk, (28)-ból némi számolással

$$K^2 = \frac{1 + \kappa' + \sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2}}{1 + \kappa' + \sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2} + \frac{(\kappa')^2 + (\kappa'')^2}{2}} \leq 1$$

zésének a feltételével egyeznek meg. (21) pozitív definit karaktere következtében léteznie kell globális minimumának. Ez a keresett megoldás.

3. A tárolt energia és az energiaterjedés sebessége

A szuszceptibilitás vázolt közelítése olyan hálózathoz vezet, amelyben az energia értelmezhető, és így (2) kiértékelhető. Esetünkben

$$\tilde{w} = \frac{1}{4} \varepsilon_0 |\hat{\mathbf{E}}|^2 + \sum_{i=1}^n \tilde{w}_i + \frac{1}{4} \mu_0 |\hat{\mathbf{H}}|^2 \quad (24)$$

ahol $\tilde{w}_i$ az i -edik soros rezgőkörben tárolt energia. Miután mindent célszerű az elektromos térerősséggel kifejezni, szükségünk van a hullámimpedanciára.

$$Z_0 = \frac{|\hat{\mathbf{E}}|}{|\hat{\mathbf{H}}|} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0(1+\kappa'-j\kappa'')}} \quad (25)$$

ahol $1+\kappa' > 0$; $\kappa'' \geq 0$

Ezzel

$$\begin{aligned} |\hat{\mathbf{H}}|^* &= \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2} |\hat{\mathbf{E}}|^* \\ \frac{1}{4} \mu_0 |\hat{\mathbf{H}}|^2 &= \frac{1}{4} \varepsilon_0 \sqrt{(1+\kappa')^2 + (\kappa'')^2} |\hat{\mathbf{E}}|^2 \end{aligned}$$

és így

$$v_e \leq \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = c$$

Könnyű belátni, hogy $v_e \rightarrow c$ $\omega \rightarrow \infty$ esetén, másrészt az energia (24) kifejezése egybeesik (5)-tel és így (28) és (4) azonos eredményre vezet (más szóval: az energiaterjedés így definiált sebessége megegyezik a csoportsebességgel) ha $\delta_i \rightarrow 0$.

Összegezés

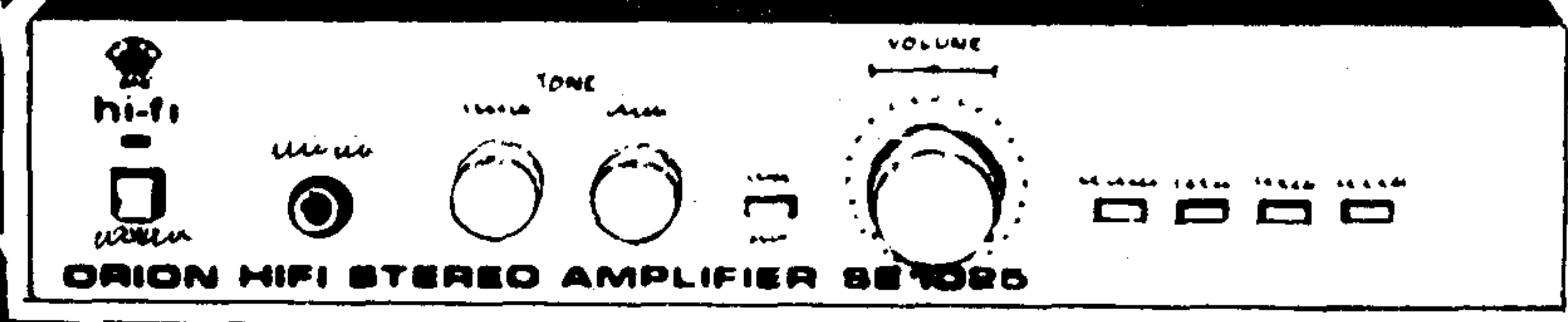
Az elektromágneses hullám energia- és disszipációsűrűségének egy lehetséges közelítő leírását adja a cikk. A polarizáció jelenségét veszteséges rezgőkörök (fizikai terminológiával: oszcillátorok) modellezik. A rezgőkörök paramétereinek meghatározására szolgáló optimalizációs eljárás növekvő elemszám esetén csökkenti az approximáció négyzetes hibáját (ennek bizonyítását máshol publikálom), így az approximáció hibája egy nem-negatív határértékhez tart. A közelítő modellből meghatározható energiaterjedési sebesség valamennyi tulajdonsága megegyezik az előzetesen várttal.

IRODALOM

- [1] Brillouin, L.: Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux matériels. Congrès. Int. d'Électricité, vol. II. Paris, 1932. pp. 739—788.
- [2] Wainstein, L. A.: Propagation of quasi-monochromatic plane waves in absorbing and amplifying media. Proc. 5th. MICROCOLL, vol. III. Budapest, 1974. pp. 429—435.
- [3] Felsen, L. B., Marcuvitz, N.: Radiation and Scattering of Waves. Prentice Hall, Englewood Cliffs, N. J. 1973. Sec. 1.5.
- [4] Landau, L. D., Lifsic, E. M.: Folytonos közegek elektrodinamikája, Tankönyvkiadó, Budapest, 1986. 80. §.
- [5] Vajnstejn, L. A.: Elektromagnitnue volnű. Szov. Radio. Moszkva, 1957. 49. §.
- [6] Vajnstejn, L. A.: id. mű. 51. §.
- [7] Landau, L. D., Lifsic, E. M.: id. mű. 79. §.
- [8] Feynman, R. P., Leighton, R. B., Sands, M.: Mai fizika. vol. 7. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1970. 84. 1. szakasz.
- [9] Landau, L. D., Lifsic, E. M.: id. mű. 82. §.
- [10] Géher K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972. p. 163.
- [11] Papoulis, A.: The Fourier-integral and Its Applications. McGraw Hill, N. Y. 1962. Ch. 10.
- [12] Wismer, D. A., Chattergy, R.: Introduction to Nonlinear Optimization. North Holland, N. Y. 1978. Ch. 4.

ORION

mini-hifi



SE 1025 sztereó erősítő

- | | | | |
|------------------------------------|-----------------------------|--------------------------------------|-----------------------|
| — Tapfeszültség: | 220 V 50 Hz | — Bemenoerzekenysegek es impedanciak | phono: 2 mV/47 kOhm |
| — Maximalis teljesítményfelvétel: | kb. 100 W | | nagyszintu bemenetek: |
| — Szinuszos kimeneti teljesítmény | 2x20 W/8 Ohm | | 200 mV/220 kOhm |
| — Impulzusteljesítmény: | 2x25 W/8 Ohm | — Hangszínszabalyozok hatásossaga | mely (20 Hz): 12 dB |
| — Teljesítmény-savszelesseg: | 10 Hz - 30 kHz | | magas (20 kHz): 12 dB |
| — Jel/zajviszony IEC „A” szurovel: | phono: 64 dB | — Csatlakozok | |
| | nagyszintu bemenetek: 85 dB | DIN szabvanyu bemeneti es hangszoro | |
| — Harmonikus torzitas névleges | | csatlakozozaljakok 6.3 mm-es sztereo | |
| — kimeneteljesítménnyel: | 1 kHz: 0.1% | „jack” fejhallgato csatlakozozaljak | |
| — Athallascstillapitas a | | — Meretek | 280x56x225 mm |
| sztereó csatornak kozott | 56 dB | | |

Kompatibilis I²C-IM BUS rendszer

DR. ÁBRAHÁM LÁSZLÓ
VIDEOTON Elektronikai Vállalat



ÖSSZEFOGLALÁS

Európában jelenleg két BUS-rendszer terjedt el TV készülékek digitális vezérlésére. A két BUS-rendszer számos eltérést mutat, mind a vezetékek számát, mind a forgalom szervezését illetően. A két BUS-rendszer (I²C és az IM) kompatibilitási kérdései és a közösítési lehetőségek egy megoldása kerül ismertetésre Z 80-as mikroprocesszor segítségével.

Napjainkban a digitális technika erőteljesen bevonult a tv technikába. Már megjelentek az első digitális jelfeldolgozással működő vevőkészülékek is. Ennek ellenére ma még csak az egyes integrált áramkörök digitális vezérlését lehet általánosnak mondani, de a jelfeldolgozást — egyenlőre — nem. Európában lényegében két BUS-rendszer terjedt el, amelyek széles körű felhasználást nyertek a fogyasztói elektronika számos területén. Ez a két BUS-rendszer az I²C és az IM, amelyeket a PHILIPS, illetve az ITT cégek fejlesztettek ki.

Az I²C BUS-t a PHILIPS cégen kívül sok más félvezető gyár is alkalmazza — pl. SIEMENS, MOTOROLA stb. —, így elterjedése szélesebb körű, mint az IM BUS-é. Az IM BUS mellett szól, hogy ezen BUS-rendszer felhasználásával született meg az első igazán digitális vevőkészülék, a DIGIT—2000, illetve az a tény, hogy számos igen jó konstrukciójú integrált áramkört vezérel az IM BUS, amelyek a DIGIT—2000 koncepción kívül is felhasználhatók. Pl. az UAA 2920 tunerhangoló integrált áramkör, az MDA 2061 védett memória területtel rendelkező IC és az ADC 2300, illetve az APU 2400 hangprocesszor kettős.

A konstruktóri szabadság megkövetelheti a két BUS-rendszer egy készüléken vagy éppen egy modulon belüli alkalmazását. A példa egyáltalán nem irreális, mert egy frekvencia szintézeres tunert pl. célszerű a SIEMENS gyártmányú SDA 3202 integrált áramkörrel felépíteni, míg a tuner nagyfrekvenciás hangolását lényegesen leegyszerűsíti az UAA 2920 tunerhangoló integrált áramkör alkalmazása. Az előbbi I²C míg az utóbbi IM BUS-rendszert használ. Vizsgáljuk meg mindkét BUS felépítését, működését, majd a lehetséges kompatibilitási kérdéseket.

Az IM BUS felépítése és működése

Az IM BUS-rendszer három vezetéket foglal magába: Ident óra- és adatvezetéseket. A BUS

DR. ÁBRAHÁM LÁSZLÓ

Dr. Ábrahám László 1977-ben szerezte meg a Budapesti Műszaki Egyetemen a villamosmérnöki diplomát, és a VIDEOTON Elektronikai Vállalatnál állt munkába. 1979-ben nap-

pali szakmérnöki vörös diplomát kapott és 1980-ban doktorált tv-jelfeldolgozásból. Jelenleg a VIDEOTON Elektronikai Vállalat TV Gyárának TV Fejlesztési Osztályán csoportvezető és levelező aspirantúrát végez.

forgalommentes, nyugalmi állapotban mindhárom vezeték H szinten van. A forgalom megkezdésekor az Ident vezeték L szintet vesz fel, ami figyelmezteti az összes IM BUS-ra kapcsolódó integrált áramkört, hogy cím információ kiküldése következik. A cím soros formában jelenik meg az adatvezetéken az órajel lefutásakor, míg az órajel felfutó élére az éppen aktuális adatinformáció beíródik az összes integrált áramkör shift-regiszterébe. A 8. óraimpulzus felfutó élével szinkronban az Ident vezeték is H szintre kerül, ami parancsot ad az integrált áramköröknek, hogy hasonlítsák össze a shiftregiszterbe beíródott cím információt a saját — hardware programozott — címükkel. Csak az az integrált áramkör marad aktív a továbbiakban, amelyiknél a cím-egyezés fennállt (egy integrált áramkörnek lehet több IM BUS címe is). A következő 8 vagy 16 óraimpulzus hatására egy vagy két byte kerül továbbításra hasonlóan a cím információ kiküldéséhez, de ekkor az Ident jel mindig H állapotú, jelezvén, hogy adat és nem cím kerül kiküldésre. A forgalom irányát mindig az IM BUS címe határozza meg. A mikroprocesszorba irányuló forgalom esetén pl. memória IC olvasásakor az órajel felfutó élére küldi ki a megkérdezett integrált áramkör az új adatot, amelyből a mikroprocesszor az órajel felfutó élére vesz mintát.

Az adatforgalmat mind írás, mind olvasás esetén az Ident jel rövid idejű L szintje zárja le. Ez az impulzus ad parancsot a kiküldött információ feldolgozására, illetve jelzést ad, hogy több információt nem vár a mikroprocesszor. Az IM BUS jellegzetes jelalakjai az 1. ábrán láthatók, míg az 1. táblázat ad felvilágosítást a szükséges időzítésekről.

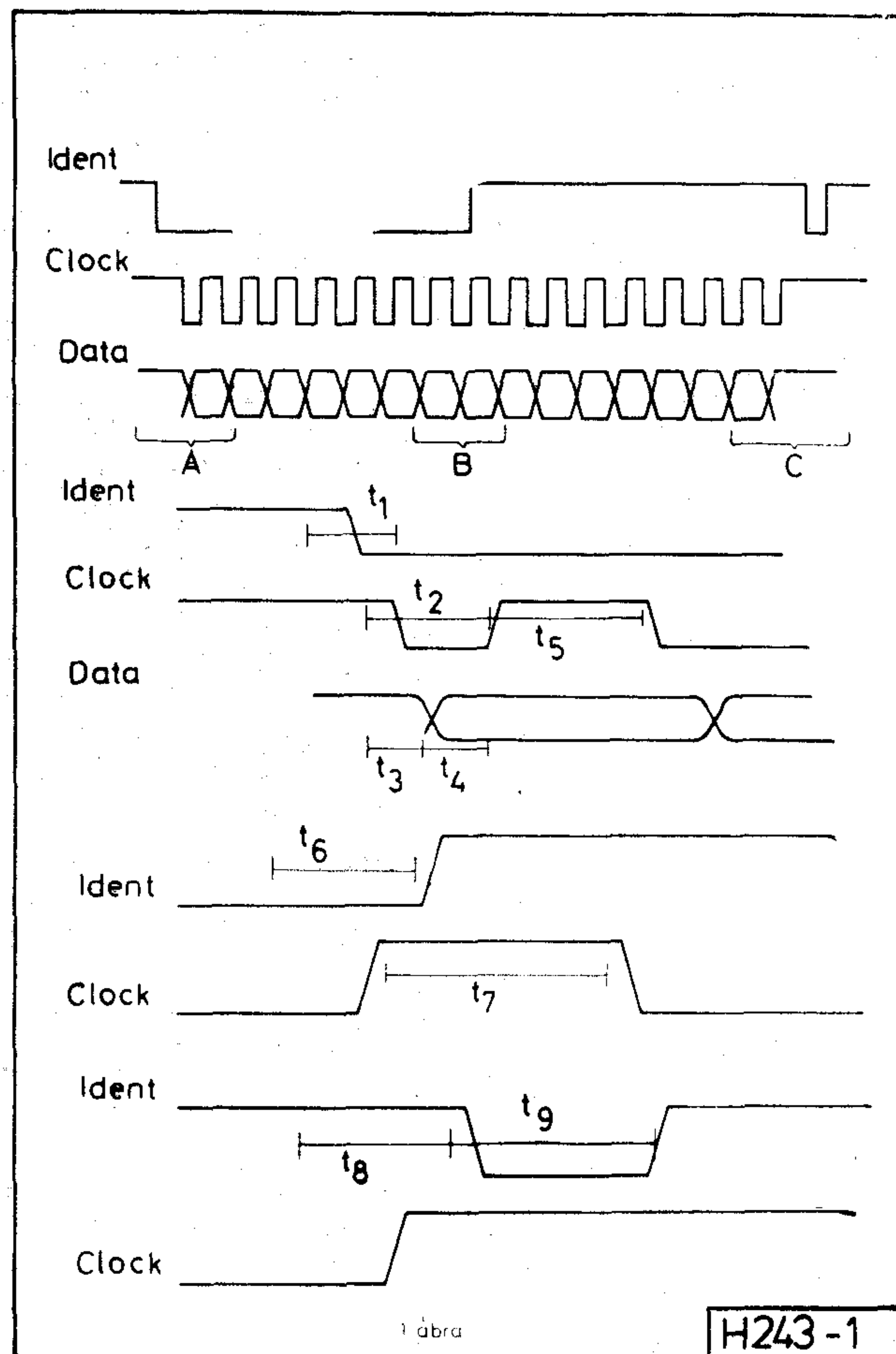
Összefoglalva az IM BUS leglényegesebb tulajdonságait, az alábbiakat lehet megállapítani:

- a) A forgalom kezdeményezője mind írás, mind olvasás esetében a vezérlő mikroprocesszor.
- b) A rendszerben 256 különböző IM BUS cím lehetséges, amelyek vagy csak írható vagy csak olvasható regisztereket címeznek meg.

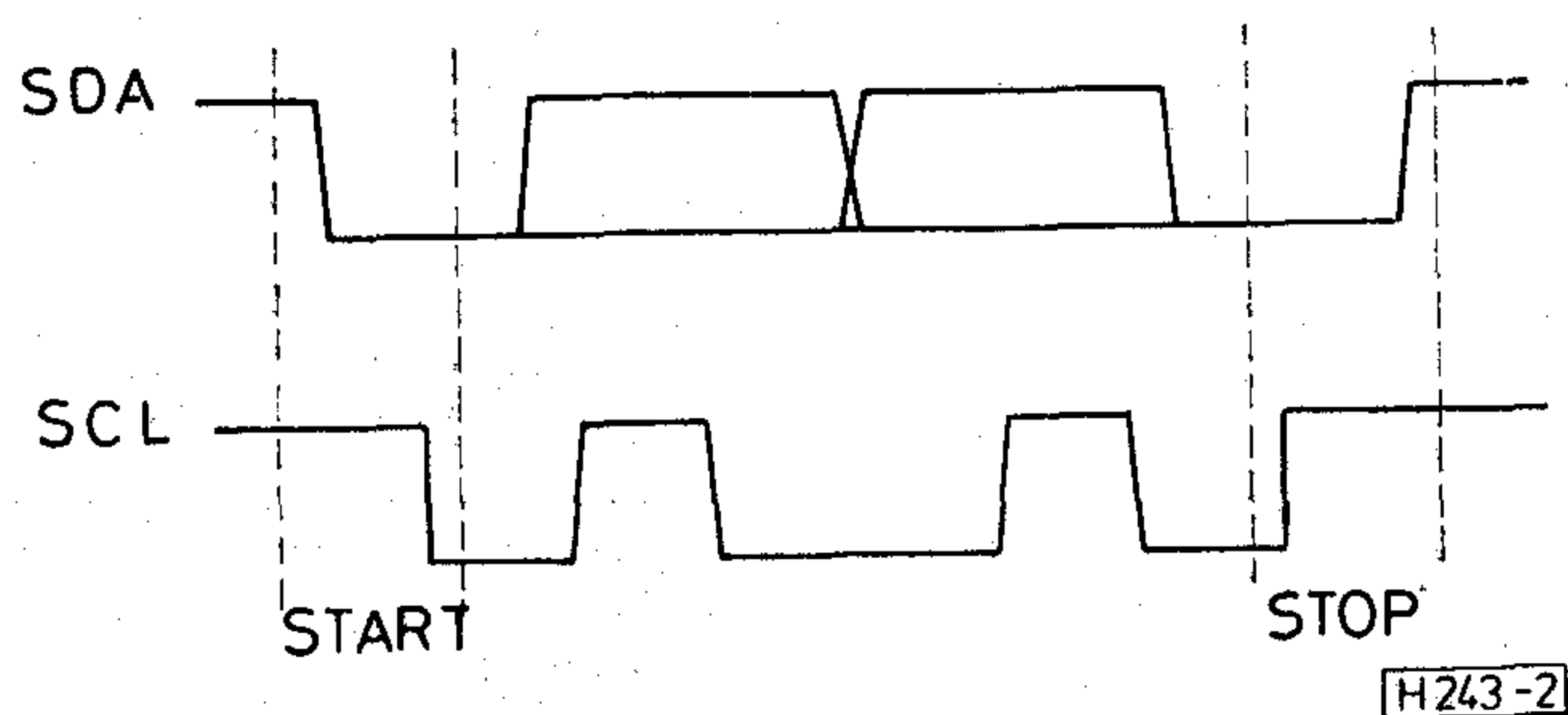
Beérkezett: 1986. VI. 2. (H)

1. táblázat

Részlet	Idő	Min. előírás usec.
A	t1	0
	t2	3,0
	t3	0
	t4	3,0
	t5	3,0
B	t6	0
	t7	1,5
C	t8	6,0
	t9	3,0



1. ábra. Az IM BUS forgalmának idődiagramja



2. ábra. Az I²C BUS forgalmának idődiagramja

c) Az adatsomag hossza kizárólag 1 vagy 2 byte lehet.

d) A maximális órafrekvencia 170 kHz, míg a minimális nincs korlátozva.

e) A 3 BUS vezeték közül 2 egyirányú, míg a 3. kétirányú információ átvitelt bonyolít le.

Most vizsgáljuk meg a másik BUS-rendszert.

Az (I²C) BUS felépítése és működése

Az I²C BUS csupán két vezetékből áll: óra (SCL) és adat (SDA) vezetékekből. A BUS forgalommentes, nyugalmi állapotban mindkét vezeték H szinten van. A forgalom a START feltétel kiadásával indul. A START feltétel azt jelenti, hogy az órajel H állapota mellett az adatvezetéken H—L lefutás történik, ami a forgalom más fázisában soha nem fordulhat elő. A START feltétel ad parancsot az összes I²C BUS-ra kapcsolódó integrált áramkörnek, hogy címként kezelje vagyis fogadja a következő 8 bit információt. Minden órajelre egy bit információ kerül a buszra. Az időzítés olyan, — lásd 2. ábrát —, hogy az éppen érvényes adat változatlan az órajel fel-, illetve lefutásakor és az adatváltozás kizárólag az órajel L szintje mellett történhet. Az egy byte címinformációból lényegében csak az első 7 bit jelent igazi címet — tehát csak 128 féle cím létezik — míg a 8. bit a forgalom irányát jelzi. A 8. bit magas szintje esetén írás, alacsony szintje esetén olvasás történik a megcímzett regiszterből, amely egy ugyanazon regiszter is lehet. Az egy byte információt minden esetben egy elfogadási bit zárja le, melynek során a 9. óraimpulzus hatására a forgalomban megcímzett integrált áramkör az adatvezetékre küldött L szinttel nyugtázza a hibátlan információ átvitelt. Ezek után kerül sor az adat byte-ot átvitelére, amelyet csak az az integrált áramkör fogad, amely az elfogadást generálja. Az adatforgalom hasonlóan zajlik a cím információ elküldéséhez. A forgalom irányát a 7 bit-es cím után kiküldött 8. bit határozza meg. Minden byte-ot a 9. elfogadási bit zárja le. A forgalmazott adatok mennyisége tetszés szerinti byte lehet. Az I²C BUS forgalmát a STOP feltétel zárja le, amikor is az órajel magas szintje mellett az adatvezetéken L—H felfutás történik. Ilyenkor a BUS nyugalmi helyzetben kerül a következő forgalom elkezdéséig.

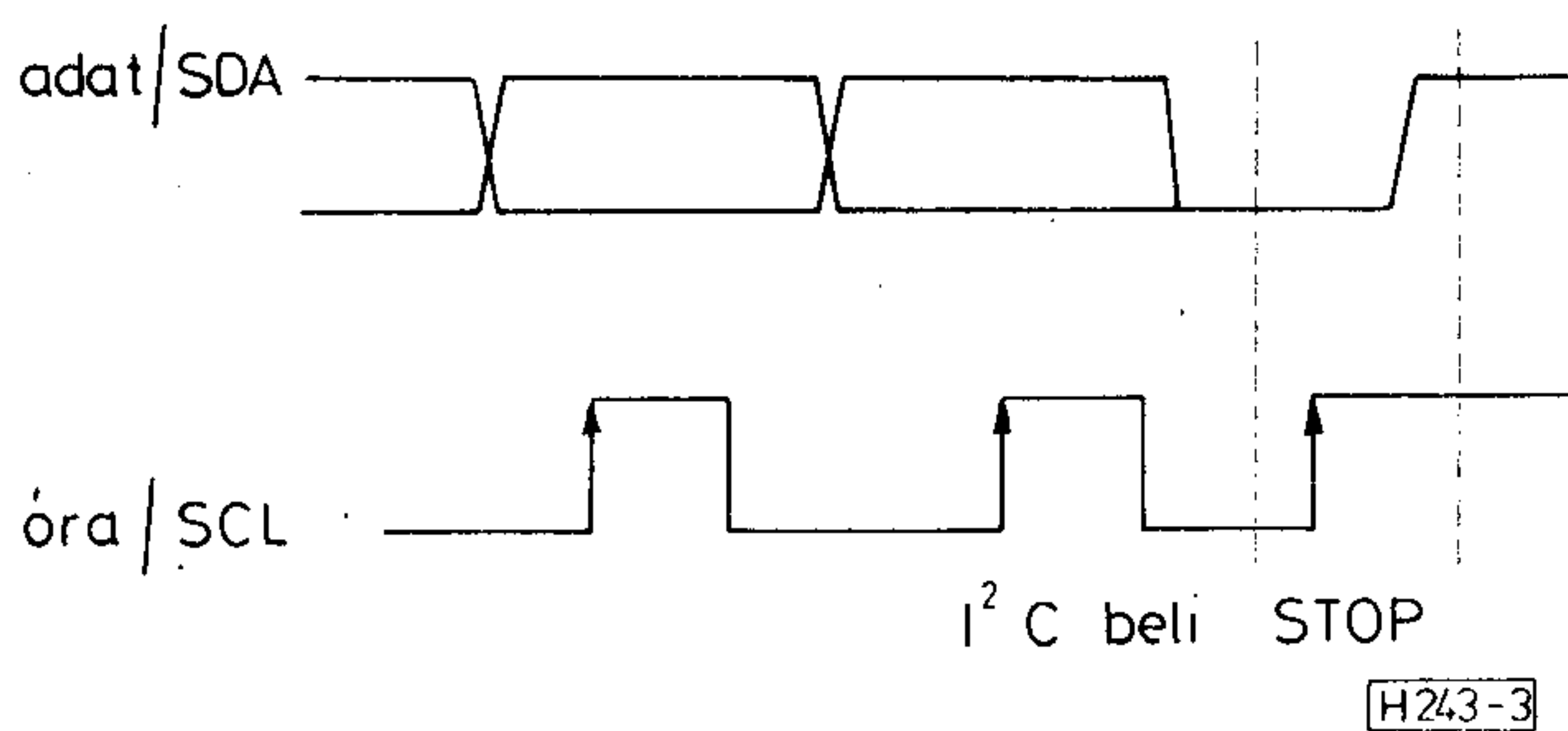
Az I²C BUS-ra kapcsolódó integrált áramkörök közül bármelyik kezdeményezheti az adatforgalmat, nincs egyik áramkörnek sem prioritása. Több integrált áramkör egyidejű forgalom kezdeményezését részben a BUS foglaltságának visszajelzése akadályozza meg. Ennek ellenére előfordulhat, hogy két áramkör pontosan egyszerre szólítja meg a BUS-t és rajta forgalmat kezdeményez. Ebben az esetben annál az áramkörnél marad a BUS vezérlése, amely az alacsonyabb című perifériát címezte meg, mert az L szintnek minden esetben prioritása van a H szint felett. Ez abból következik, hogy az egyes áramkörök nyitott kollektorral vagy drain-el kapcsolódnak az ellenállással H szintre emelt vezetékekre. A

vezérlést elvesztett integrált áramkör a BUS szabaddá válása után ismételten megkísérli az adat forgalmazását.

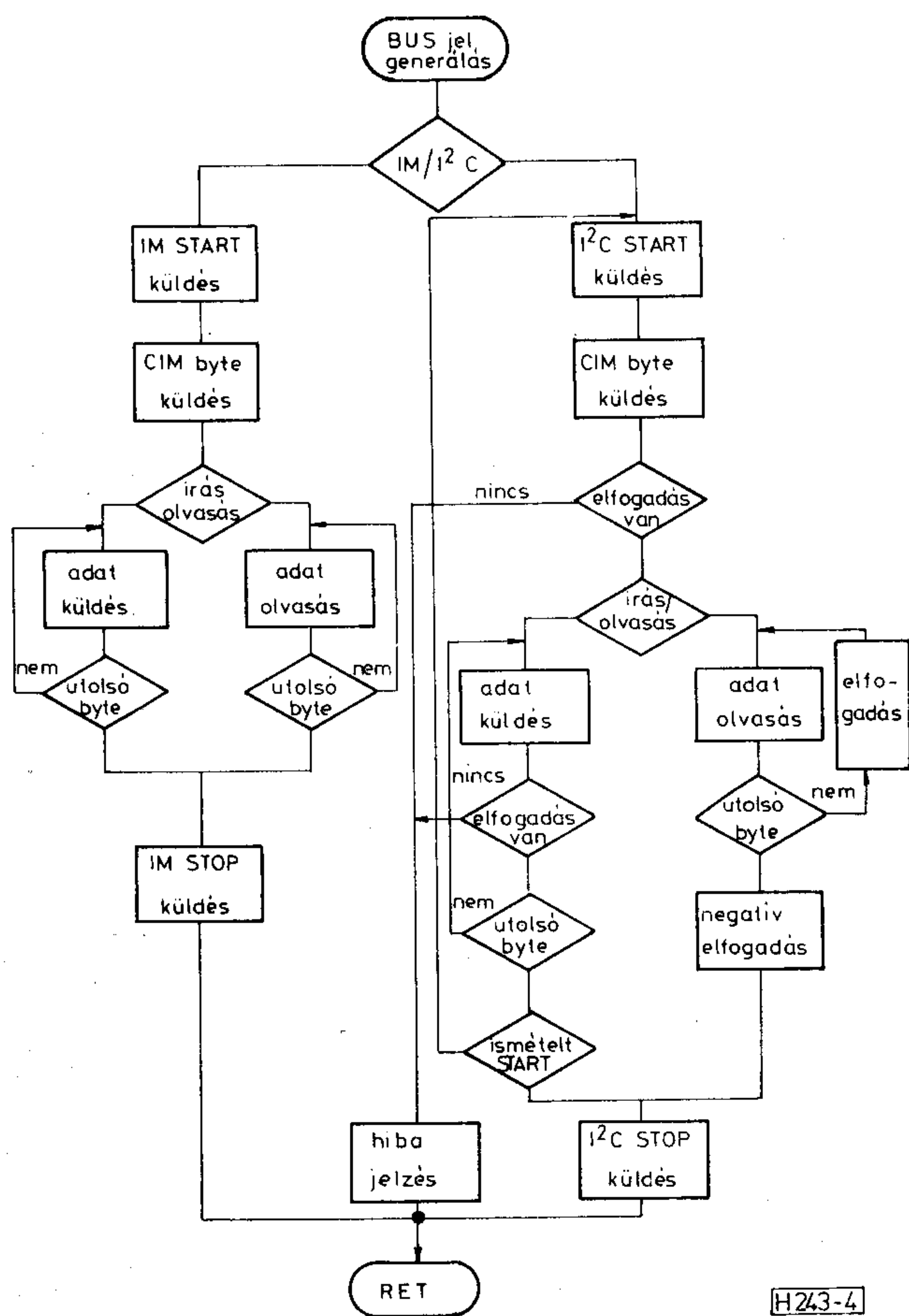
Az adatforgalom irányától és az adatforgalmat kezdeményező integrált áramköröktől függően 4 működési mód különböztethető meg:

- Mester adó
- Mester vevő
- Szolga vevő
- Szolga adó

Az *a)* üzemmódot pl. az a mikroprocesszor valósítja meg, amely adatot küld egy perifériába. Ilyenkor a periféria *c)* üzemmódban működik. Egy memória IC kiolvasásakor az integrált áramkör *d)* míg a mikroprocesszor *b)* üzemmódot valósít meg.



3. ábra. I²C BUS forgalmán belüli STOP feltétel kialakítása IM BUS forgalom esetén



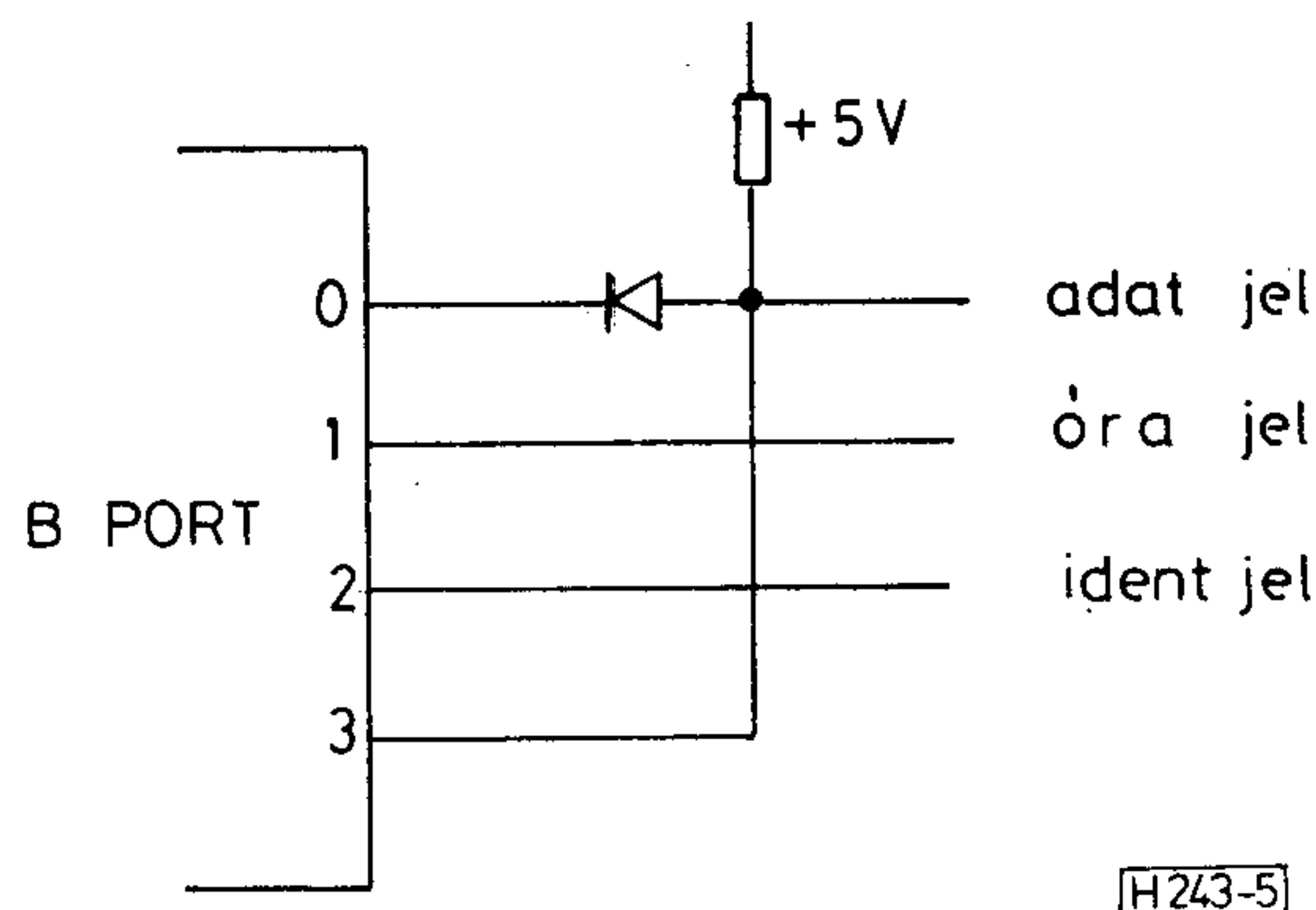
4. ábra. A BUS forgalmakat előállító program folyamatábrája

Az I²C Bus-ról az alábbi leglényegesebb tulajdonságok állapíthatók meg.

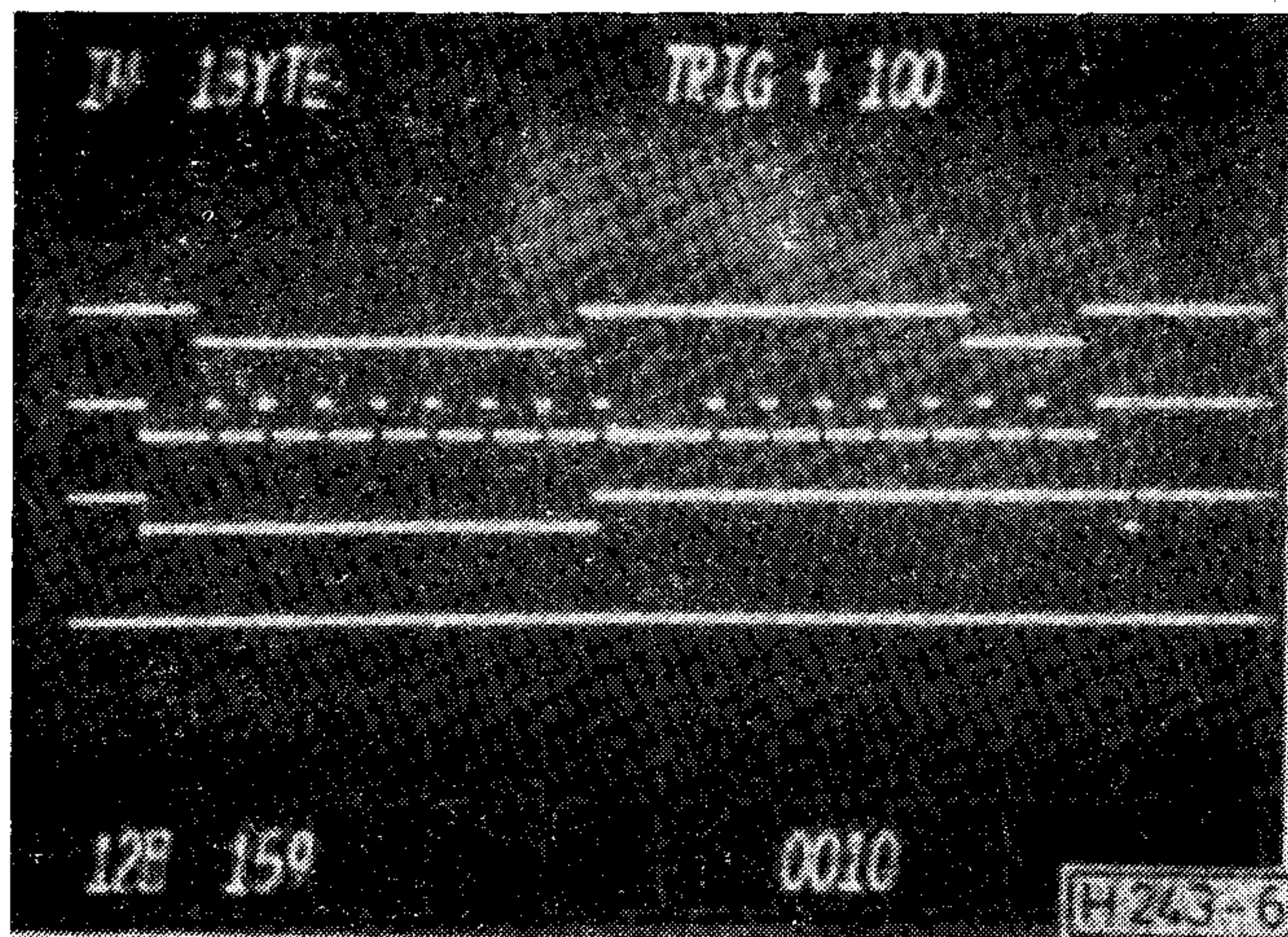
- Adatforgalmat több áramkör is kezdeményezhet (több mesteres rendszer).
- A BUS-rendszer 128 féle címet használ, de ezek — elvileg — mind írható, mind olvasható regiszterek lehetnek.
- Az adatsomag hossza tetszőleges számú byte lehet, és a STOP feltétel kiadása előtt újbóli START felvétel is generálható, ezzel is növelve a protokoll rugalmasságát.
- Az órajel frekvenciája maximum 114 kHz lehet, míg a minimális 0,7 kHz.
- Mindkét vezetéken lehetséges a kétirányú adatforgalom (lásd több mesteres rendszert).

Az I²C és az IM BUS összehasonlítása

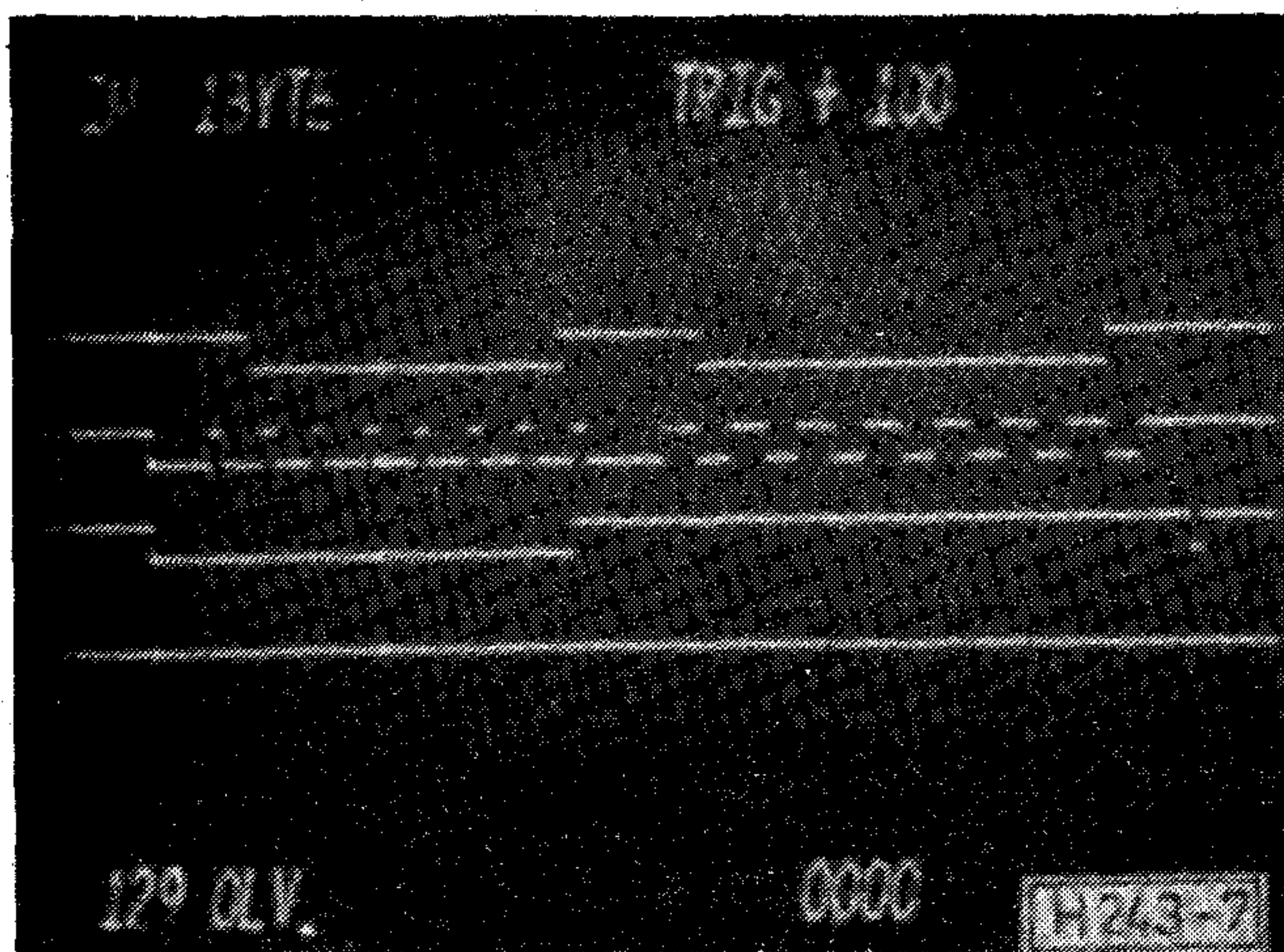
A két BUS-rendszer összehasonlítása során célszerű az összes jellemzőt sorra venni, kidomborítva az eltéréseket. Az első lényeges eltérés a BUS vezetékeinek száma: az IM BUS 3, míg az I²C BUS csupán két vezetéket használ. Az adatvezetéseken kétirányú forgalmat kell biztosítani mindkét esetben, míg az óra, illetve az IMBUS esetén az Ident vezetéken is csak a mester integrált áramkörrel kell az adatátvitelt a szolga felé létrehozni. Ez igen fontos hasonlóság a továbbiak számára.



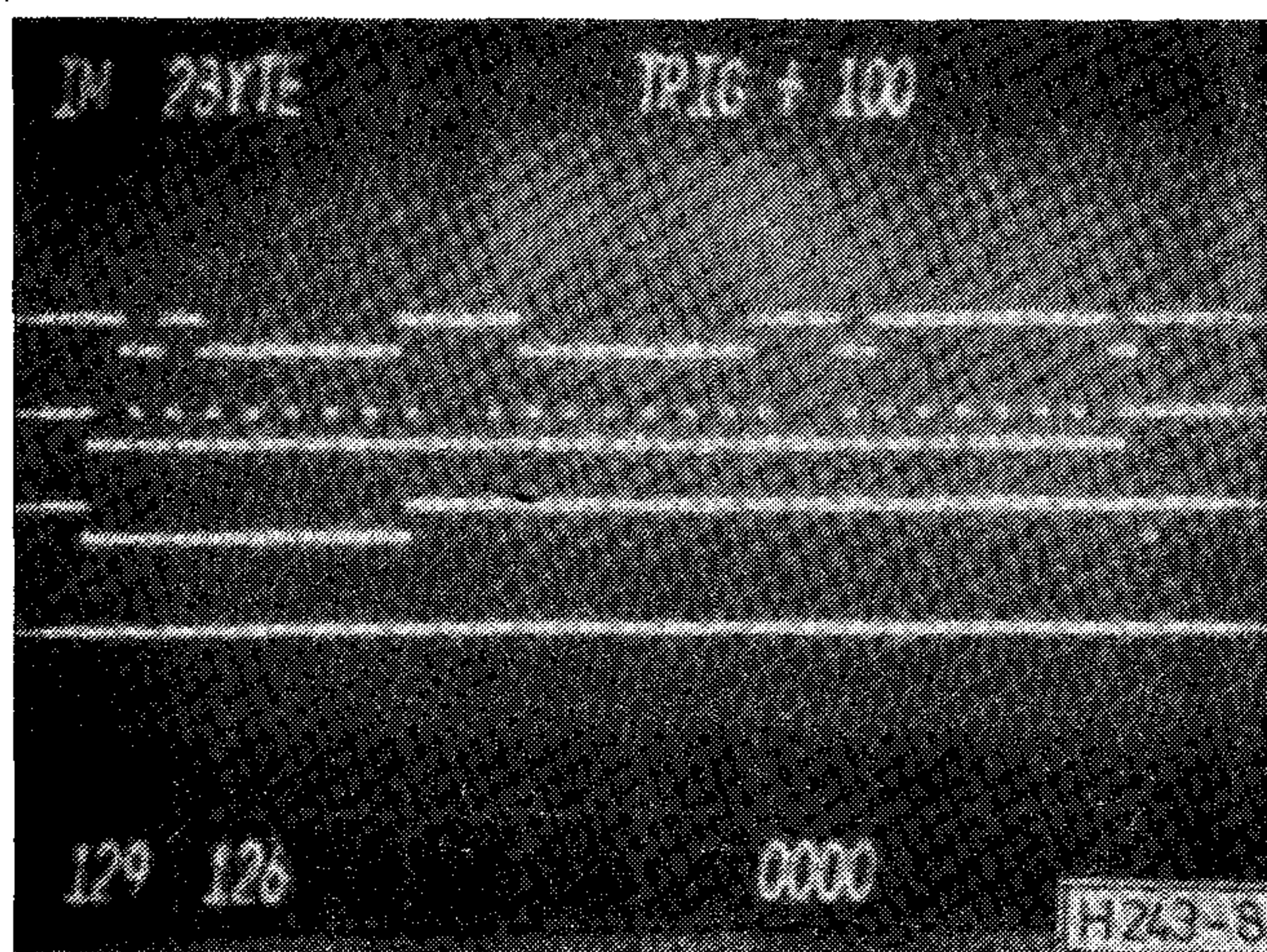
5. ábra. A Z 80-as PIO-hoz illesztett kiegészítő kapcsolás



6. ábra. A 159-es adat elküldése a 128-as IM címre



7. ábra. A 129-es adat kiolvasása a 129-es IM címről



8. ábra. A 129-es és 126-os adatok elküldése a 65-ös IM címre

Mindkét BUS-jelét egy-egy hardware egység állítja elő, amely utóbbi különböző vezérlő- és adat byte-okot vár a mikroprocesszorsoftware-étől. IM BUS esetén ezek a következők:

Egy regiszterbe azt az IM BUS címet kell beírni, amellyel a forgalmat ki kell alakítani. Két regiszterbe kell beírni az IM BUS elküldendő adatát, vagy ezen két regiszterben jelenik meg a vett adat. Egy további regiszter tartalmától függ a forgalmazás iránya (írás vagy olvasás) és hossza (1 vagy 2 byte). Ugyanezen regiszter egy bit-je jelzi a periféria foglaltságát. Tehát az IM BUS forgalmának létrehozása maximum négy regisztert igényel.

Merőben más filozófiát követ az I²C BUS hardware, noha itt is négy regisztert használ fel a mikroprocesszor. Az első regiszterbe a mikroprocesszor saját „szolga” I²C címét kell beírni. A másodikba a perifériát vezérlő byteot, amely meghatározza, hogy mester vagy szolgaként működjön-e a rendszer, adó, vagy vevő funkciót valósítson-e meg, kér-e kiszolgálást a periféria stb. (részletes leírást lásd az irodalmi hivatkozásban).

A harmadik regiszter a BUS sebességét állítja be, és dönt arról, hogy a forgalom elfogadási byte-al vagy anélkül történjen-e.

A negyedik regiszterből kerül az adat elküldésre, vagy vétel esetén ide érkezik be az információ. Természetesen minden elküldött vagy vett adat után kiszolgálást kér a hardware a mikroprocesszortól. Lényeges eltérés a két BUS rendszer között, hogy az IM BUS forgalma minden esetben a legkisebb helyiértékű bit-tel kezdődik, míg az I²C esetén a legnagyobbval.

Eltérő követelmények érvényesek az óra- és az adatjelek változásaira. Az I²C BUS esetén amíg az órajel magas, addig az adat nem változhat, mert ennek START vagy STOP feltétel jelentése lenne. Az IM BUS esetén az órajel lefutó élére képződik az adatvezetéken új információ, amelyet az órajel felfutó élével kell mintavételezni.

További igen lényegesnek tűnő különbség, hogy az IM BUS rendszer csak egy mesteres üzemmódot ismer, míg az I²C BUS lehetővé teszi a több mestereset is. Több adat tömör összehasonlítása a 2. táblázatban látható.

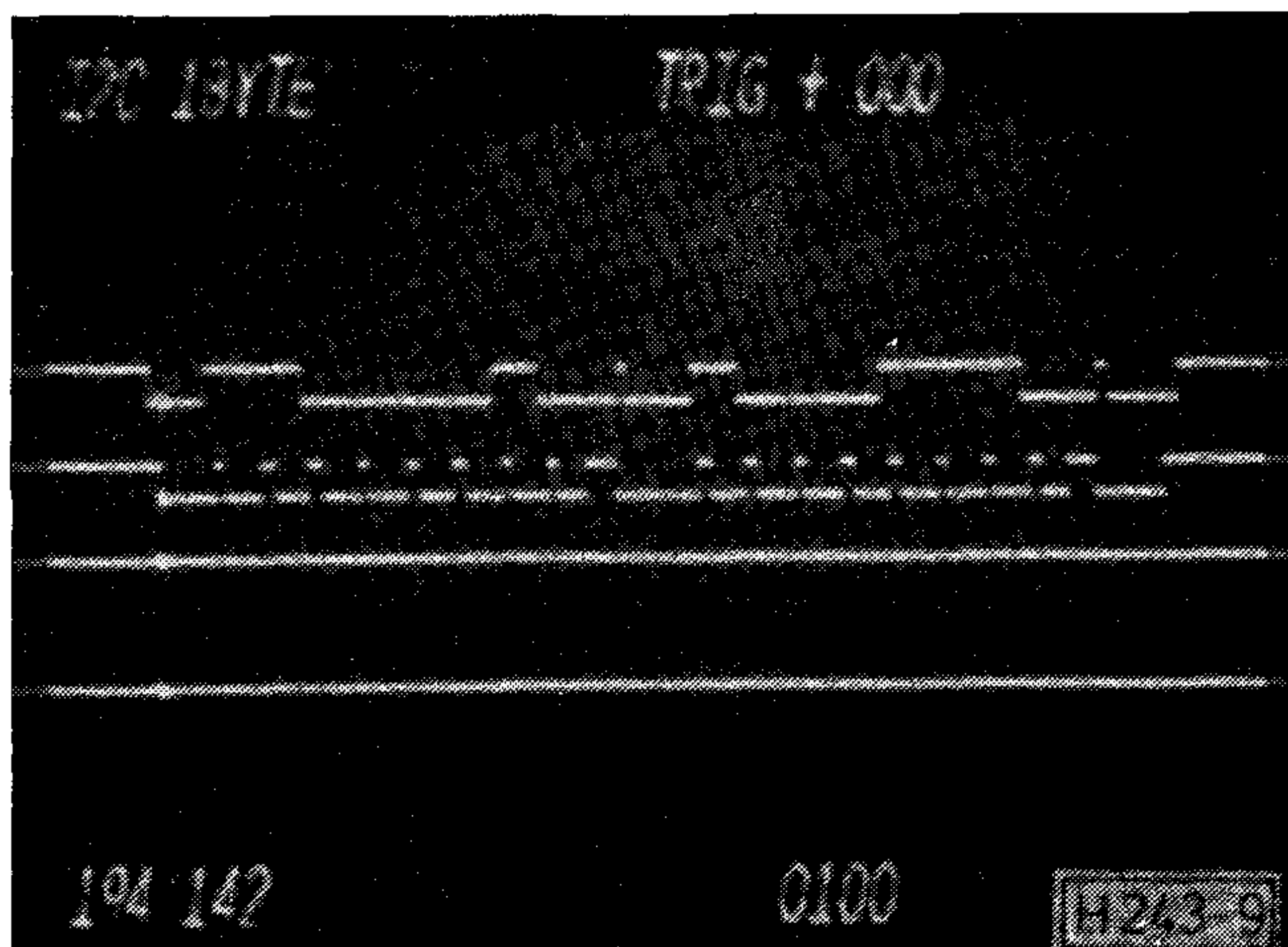
Összehasonlító táblázat

2. táblázat

	I ² C	IM
Vezetékek száma	2	3
Információ mennyisége	tetszés szerinti byte	1 vagy 2 byte
Cím	7+1 bit	8 bit
Forgalom nyugtázás	van	nincs
Helyiérték	MSB—LSB	LSB—MSB
Max. órafrekvencia	114 kHz	170 kHz
Adat- és óraimpulzus szélessége	meghatározott	tetszőleges
Működési mód	több mesteres	egy mesteres

A két BUS rendszer egyeztetése

Mint említettük, előfordulhat a két BUS-rendszer egyidejű, egy berendezésen belüli alkalmazásának igénye. Ilyenkor célszerűtlen mind az 5 (3+2) vezeték kiépítése, ill. a vezetékek végén lévő különböző generáló hardware-ek használata, mert az két különböző mikroprocesszort is igényelne.



9. ábra. A 142-es adat elküldése a 194-es I²C címre

Ezen teoretikus megoldás gazdaságossága erősen vitatható. Ezért célszerű a két BUS-jeleit software úton előállítani és lehetőleg minél több vezetéket közösíteni a minimálisan 3 vezetékelérésé érdekében.

A kérdést egy más szempontból közelítve elmondható, hogy ma még és talán a közeljövőben is minden bizonnyal csak egy mikroprocesszor vezérel egy-egy készüléket. Ebben az esetben minden megkötöttség nélkül le lehet mondani az I²C BUS több mesteres üzemmódjáról, ami lényegesen egyszerűsíti a software felépítését. (Meg kell jegyezni, hogy létezik olyan tv készülék, amelybe 2 mikroprocesszort építettek be, de ennek oka a processzorok kis ROM kapacitásában keresendő és a többmesteres üzemmódot ennek ellenére sem használták.)

Az egy mesteres üzemmódot választva, felvetődik a kérdés, hogy milyen működési zavar áll elő az egyik BUS forgalmazása során a másik BUS-ban és ezt hogyan lehetne elkerülni, ha közösítjük az óra és az adatvezetéseket. Az I²C BUS forgalma esetén semmilyen zavar, vagy téves információ kiküldése nem fordulhat elő az IM BUS-ban, mert az Ident jel állandóan H szinten maradhat, így egyik integrált áramkör sem kerülhet kiválasztásra. Az IM BUS forgalma esetén nem ilyen egyszerű a helyzet. Az biztos, hogy az Ident jel impulzusai nem zavarják az I²C BUS-ra felfűzött áramköröket, hiszen azt meg sem kapják, de az adat és órajelek fel- és lefutása már zavart okozhat. Zavarok csak abban az esetben keletkezhetnek ha az I²C BUS-beli hamis START feltétel teljesül. A STOP feltétel előfordulása semmilyen zavart sem okoz, mert ezt akkor is megkapja az integrált áramkör, ha egy másik IC-vel fejeződik be az I²C BUS-beli forgalom.

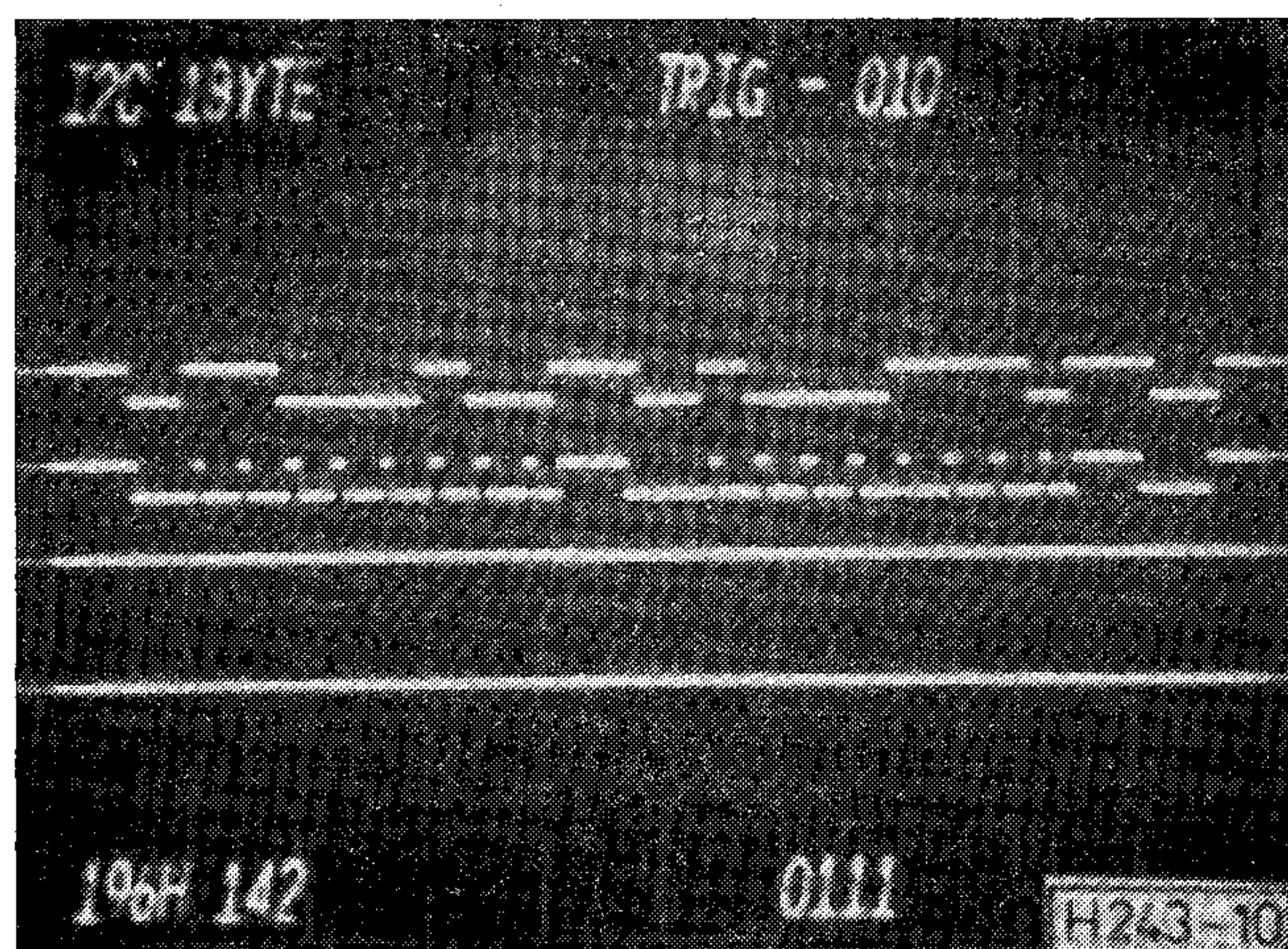
Ennek megfelelően az IM BUS forgalmazása során be kell tartani az I²C BUS adat- és órajelekre vonatkozó előírásokat. Ez azt jelenti, hogy a forgalom megkezdésekor először az óra vezetéket kell L szintre kapcsolni, majd csak ezt követően szabad az adatvezetéket is. Információ kiküldés esetén szintén előbb kell az órajelet L szintre állítani, mint az adatvezeték értékeit módosítani. (Noha ez eltér az eredeti IM BUS előírásától, mégis közöttük ellentmondás, mert a mintavételezés a felfutó élre történik.) Adat vétele esetén a mikroprocesszor órajelenek lefutó éle készíti a lekérdezés alatt álló integrált áramkört újabb adat kiküldésére. A mindig meglévő késleltetések miatt az órajelet már alacsony L szinten van amikor az adatvezetéken le- vagy felfutás történhet. Így ebben az esetben sem képződhet START vagy akár STOP feltétel. Egyedül az IM BUS forgalmának legvégén állhat elő I²C BUS-beli parancs, ahogy ez a 3. ábrán látható. Ha az utolsó küldött, vagy vett bit értéke nulla volt, akkor az utolsó mintavétel — az órajelet utolsó felfutó éle — után az adatvezetéken szükséges még egy L—H átmenet, hogy a BUS elérhesse nyugalmi állapotát. Ez szerencsére csak egy I²C BUS rendszer belső STOP feltételt állít elő, aminek nincs zavaró hatása.

Ezen megfontolások után lehetőség van a két BUS jeleinek közös software úton történő előállítására.

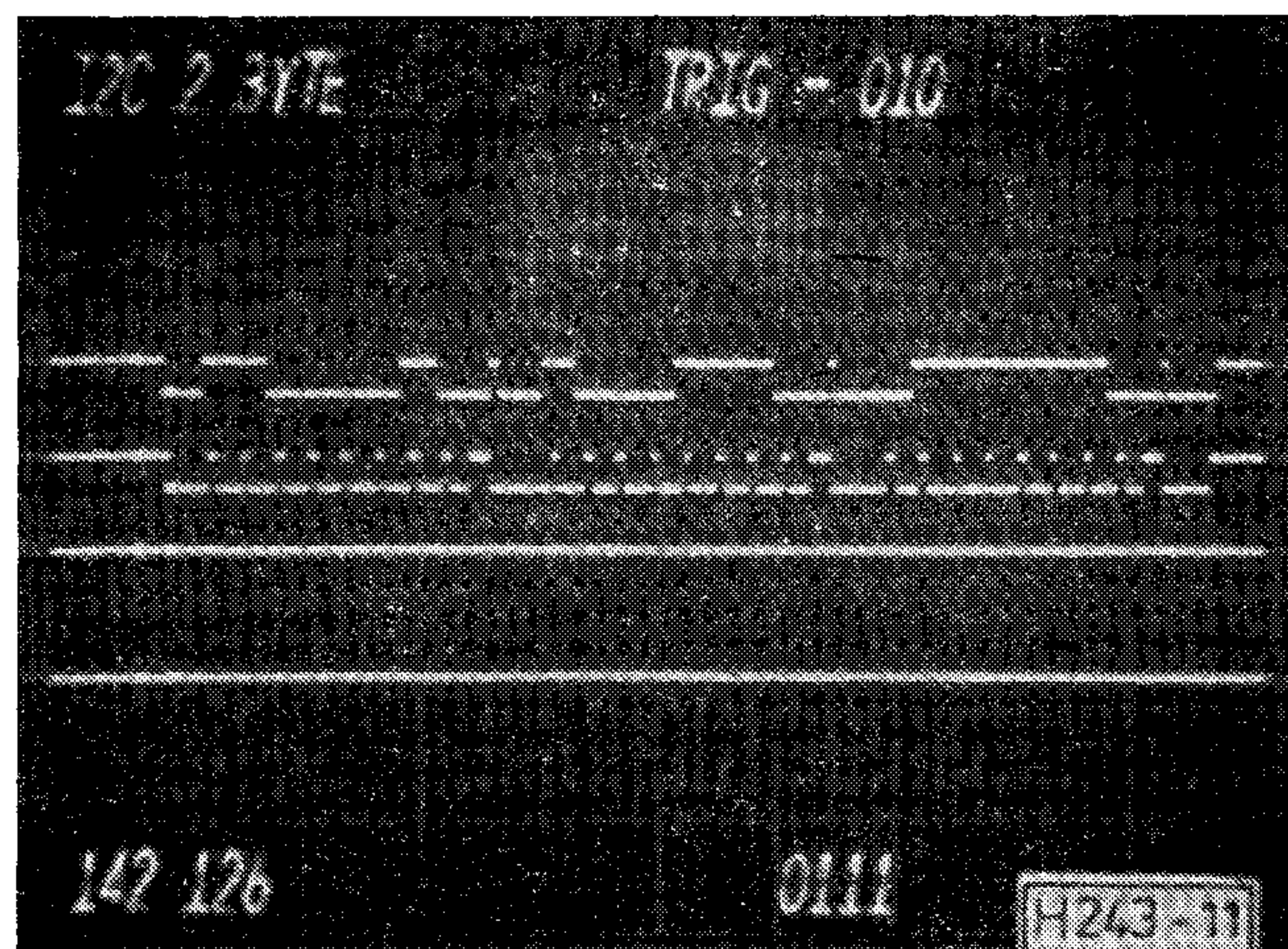
A közös BUS jeleit generáló software felépítése

A software subrutin-ként lett kialakítva, ennek folyamat ábrája a 4. ábrán látható. Az IM BUS jeleinek előállítása tiszta és áttekinthető. Az I²C BUS jeleinek előállítása már egy kicsit összetettebb. Cím- és adatküldés esetén figyelemmel kell lenni arra, hogy a 9. óraimpulzusra ad-e választ, vagyis elfogadást a megcímzett integrált áramkör. Az elfogadás hiányában hibajelzésről kell gondoskodni és vissza kell adni a vezérlést a főprogramnak. A főprogram dönthet arról, hogy újból megkísérli-e a forgalmazást, vagy más feladathoz kezd. Az adatok elküldése után szükséges lehet a START feltétel újbóli generálása. Ekkor a subrutin STOP feltétel generálása nélkül újból indul, mintha új forgalom kezdődne.

Adatolvasás esetén nincs szükség az újbóli START feltétel létrehozására, viszont gondoskodni kell az elfogadás bit előállításáról. Az utolsó byte elküldése után az elfogadás hiánya — negatív



10. ábra. A 142-es adat sikertelen — acknowledge nélkül — elküldése a 196-os I²C címre



11. ábra. A 412-es és 126-os adatok elküldése a 194-es I²C címre

elfogadás — jelzi az információt küldő integrált áramkörnek, hogy több byte-ot nem vár a vezérlő mikroprocesszor.

A forgalmat mind írás, mind olvasás esetén a STOP feltétel zárja, le majd a vezérlés visszakerül a főprogramhoz.

A software megvalósítása Z 80-as rendszerben

A fenti software — demonstrációs példaként — a SPECTRUM ZX személyi számítógépre készült, gépi kódban. Perifériaként a Z 80-as PIO integrált áramkör szolgált az 5. ábrán látható minimális hardware kiegészítéssel.

Az ellenállás és a dióda azért szükséges, hogy az adatvezeték kétirányúvá lehessen tenni, vagyis az adatot a periféria 0-ás bit-je küldi, míg a tényleges adatot a 3-as bit figyeli. Ezzel a megoldással kvázi kétirányú lett a BUS-rendszer adatvezetése és alkalmassá vált adatok olvasására, illetve az elfogadások figyelésére. Természetesen ebben az állapotban a 0-ás bit H szintet bocsát ki és az adatvezeték használó másik integrált áramkör állítja be az adat L vagy H szintjét.

A teljes gépi kódú program ismertetése helyhiányában nem lehetséges, csak a főbb mozzanatokra térünk ki. A subrutin meghívásakor kiértékeli a program a vezérlő byte-ot, amely az alábbi vezérlő biteket tartalmazza.

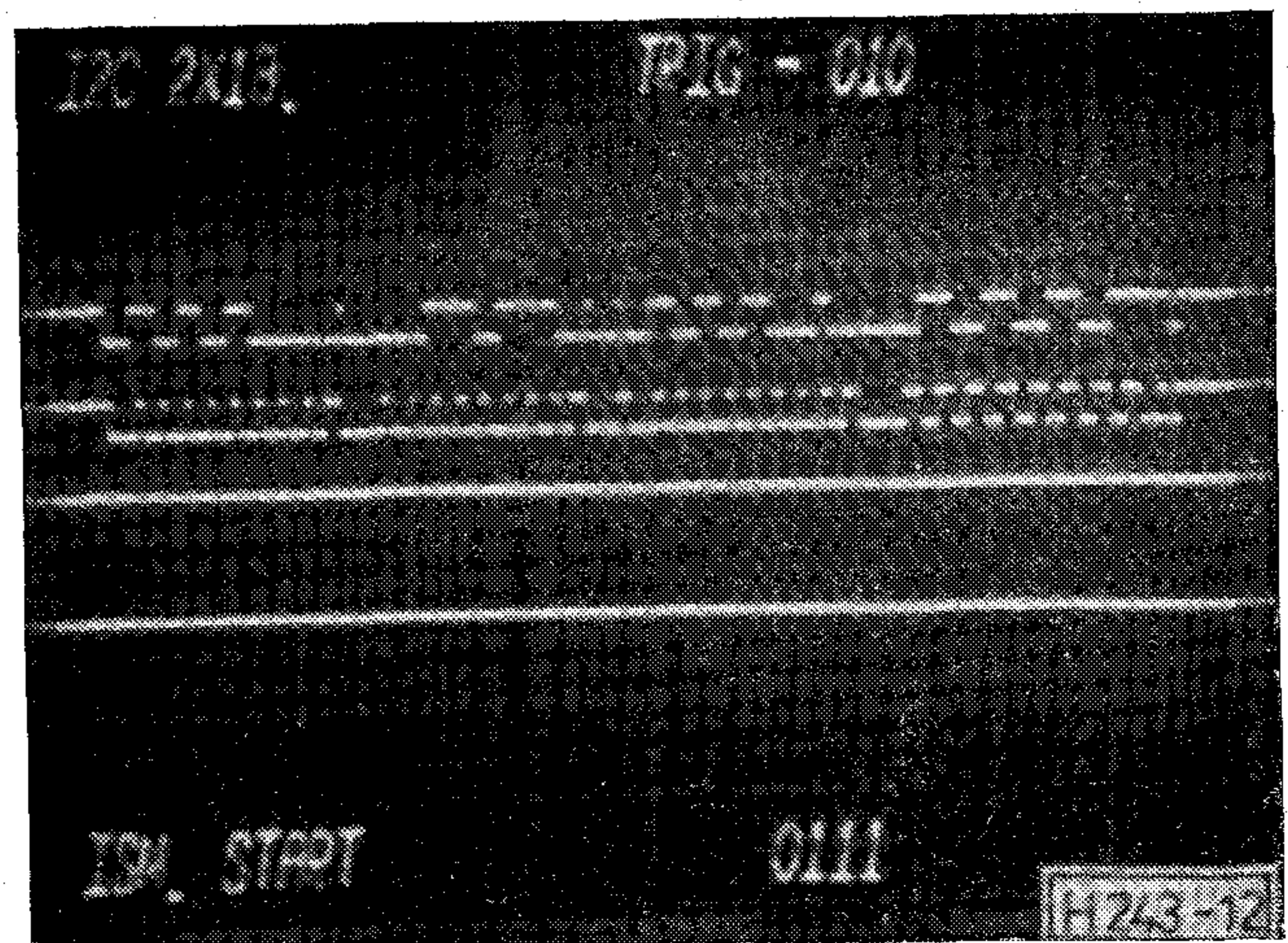
	7	6	5	4	3	2	1	0
1	IM BUS	olvasás	START					
0	I ² C BUS	írás	nincs START					

Byte-ok száma

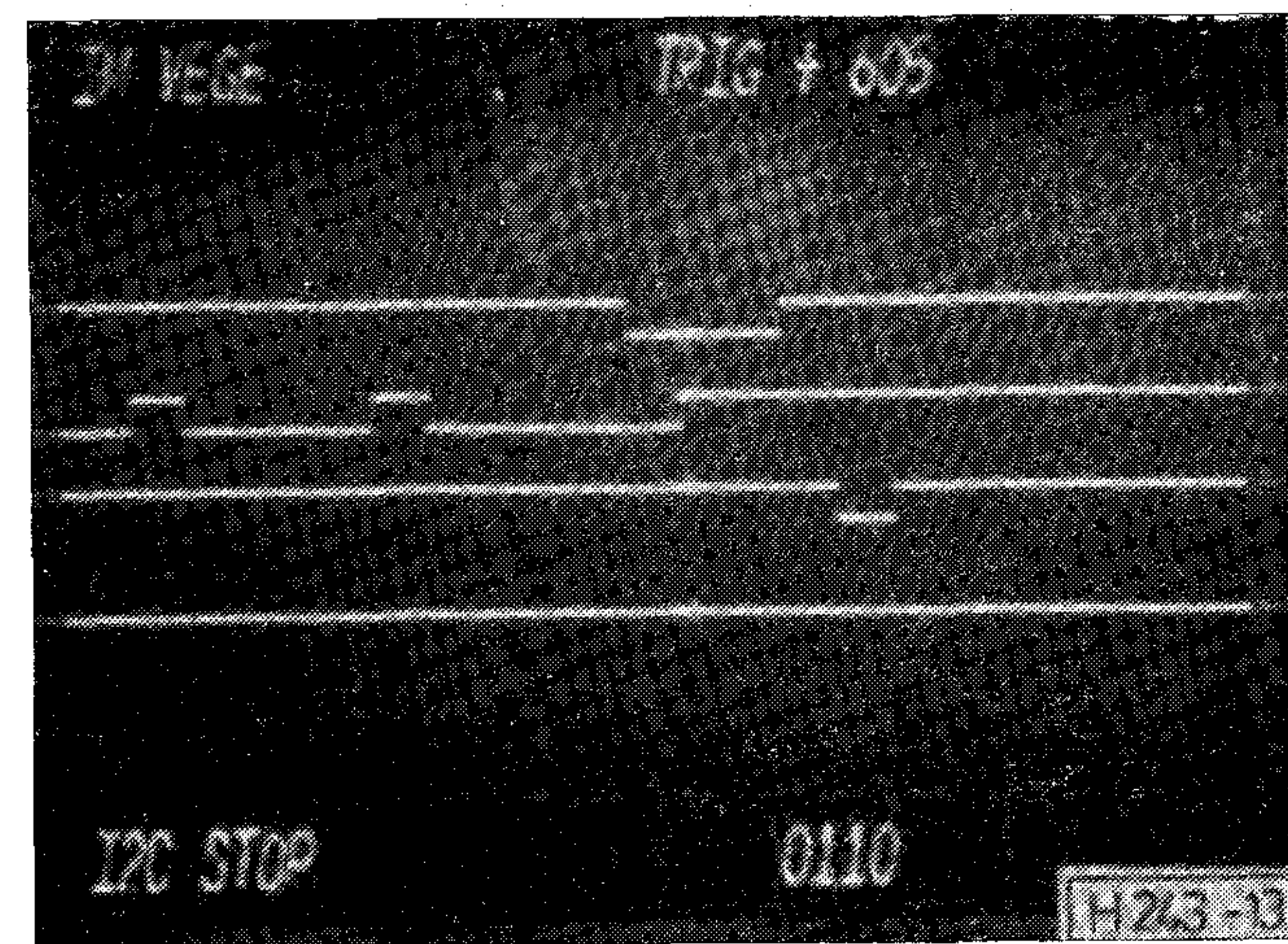
A 6. és 7. bit az üzemmódot állítja be. Az 5. bit az ismételt START feltétel képzésénél fontos I²C BUS esetén. Az utolsó 5 bit 31 byte elküldését vagy olvasását teszi lehetővé. A gyakorlatban ennél több byte egy forgalmon belüli megjelenése nem fordul elő.

A vezérlő byte-ot a BUS címe követi a memóriában és annyi adat byte, ahányat a vezérlő byte meghív. Olvasás esetén a cím byte-ot követően emelkedő sorrendben kerülnek beírásra a vett byte-ok és azokat a vezérlés visszaadása után érheti el a főprogram. Három példán szeretném bemutatni az adatok és vezérlő byte-ok elhelyezkedését a memóriában.

Vezérlő byte	10000001	00100001	00100001
Cím	10000001	10000000	10000000
Adat	11000000	00100000	10000000
Újabb vezérlő byte	————	XX0XXXXX	01100010 11111111
	1 byte elküldése IM BUS-on	1 byte elküldése I ² C BUS-on	1 byte elküldése I ² C BUS-on és ismételt starttal adatolvasás
	cím 129 adat 192	cím 64/írás adat 32	cím 64/írás adat 128 cím 64/olvasás adat 255



12. ábra. Adat olvasás I²C címről ismételt start segítségével



13. ábra. Az IM BUS forgalmának végén előforduló I²C BUS forgalmának végét jelző STOP feltétel

A Z 80-as rendszerrel sikerrel lehetett írni és olvasni mind az I²C, mind az IM BUS-os integrált áramköröket. A rendszer más, akár egy chipes mikroprocesszoron is megvalósítható, figyelembe véve a processzor utasítás készletét. Célunk csupán az volt, hogy feltárjuk a két BUS összekapcsolásának lehetőségét és gyakorlatát. A 6—13. ábra felvételei jól mutatják a BUS forgalom esetén fellépő időzítéseket vagyis azt, hogy az egyik típusú BUS forgalma nem zavarja a másikat és viszont. Mint láttuk ez némi korlátozással jár ugyan, de a tv készülékek területén ez nem jelent megkötöttséget.

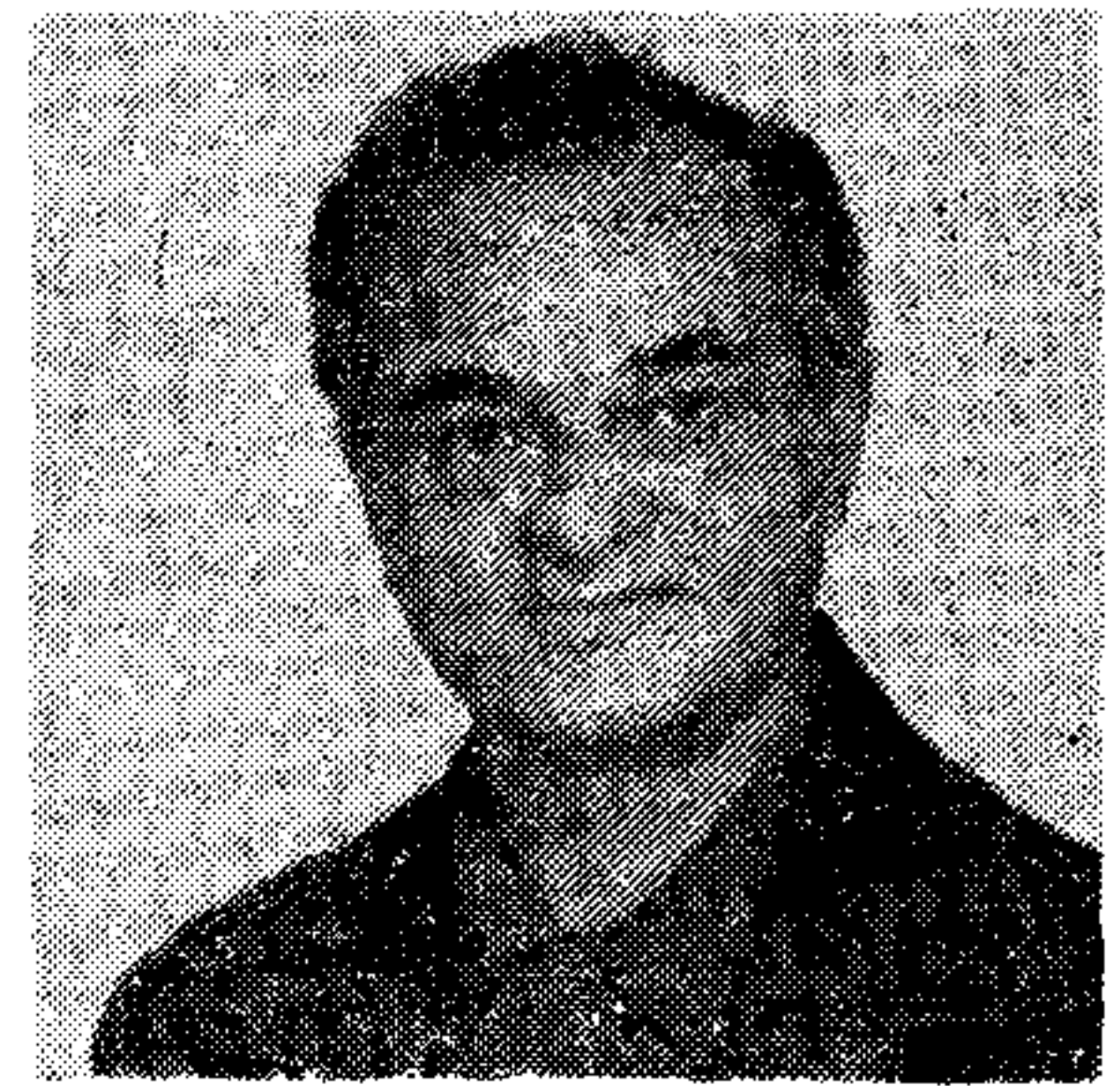
IRODALOM

- [1] ITT: DIGIT 2000. Gyári kiadvány 1985.
- [2] Philips: Technical publication 022.

Visszacsatolt oszcillátorok zajbecslése

BÍRÓ VIKTOR

Finommechanikai Vállalat



ÖSSZEFOGLALÁS

A jelen közlemény a visszacsatolt oszcillátorokra érvényes, az AM, PM és FM termikus zaj becslésére szolgáló formulákat prezentálja. A becslés alapjául az a feltételezés szolgál, hogy a zajforrás feszültsége egy keskenysávú stacionárius Gauss-féle sztochasztikus folyamattal írható le.

1. Bevezetés

Ezen közleményben az ún. visszacsatolt oszcillátor AM és FM zajának meghatározásáról lesz szó. Az ismertett módszer elméleti alapjai megtalálhatók [1], [2] és [3]-ban. Az analízis alapjául szolgáló oszcillátor modelljét az 1. ábrán láthatjuk. A „zajos” nonlinearis erősítőt (F) egy „zajmentes” G erősítő és $e(t)$ zajfeszültséggel bíró zajgenerátor reprezentálja. A K -val jelölt lineáris időinvariáns négypólus, melynek $K(\omega)$ a feszültségátviteli függvénye, az oszcillátor visszacsatoló hálózata. A továbbiakban feltételezzük, hogy $e(t)$ zajfeszültség leírható keskenysávú Gauss-féle sztochasztikus folyamattal és a G erősítő bemenő-kimenő feszültségkarakterisztikája harmadfokú polinommal helyettesíthető.

2. Az AM, PM és FM zajok becslésére szolgáló képletek

A visszacsatolt oszcillátor AM, PM és FM zajának becslésére, a fenti feltételezések figyelembevételével levezetett képletek az alábbiak:

$$\left(\frac{N}{S}\right)_{AM}^{\frac{dBc}{Hz}} = 10 \log \left(\frac{1}{2} \left| \frac{K'(\omega_0)}{K_r(\omega_0)} \right|^{-2} \right) + 10 \log \left(\frac{S_0}{x_{10}^2} \right) - 20 \log \left(\frac{\pi B_0}{\varrho_i} \right) + 10 \log \left[\frac{S_i(q_i)}{q_i^2} \right]; \quad (1)$$

$$\left(\frac{N}{S}\right)_{FM}^{\frac{dB}{Hz}} = A_i + 10 \log \left(\left| \frac{K'(\omega_0)}{K_r(\omega_0)} \right|^{-2} \right) + 10 \log \left(\frac{S_0}{x_{10}^2} \right) + 10 \log [S_i(q_i)]; \quad (2)$$

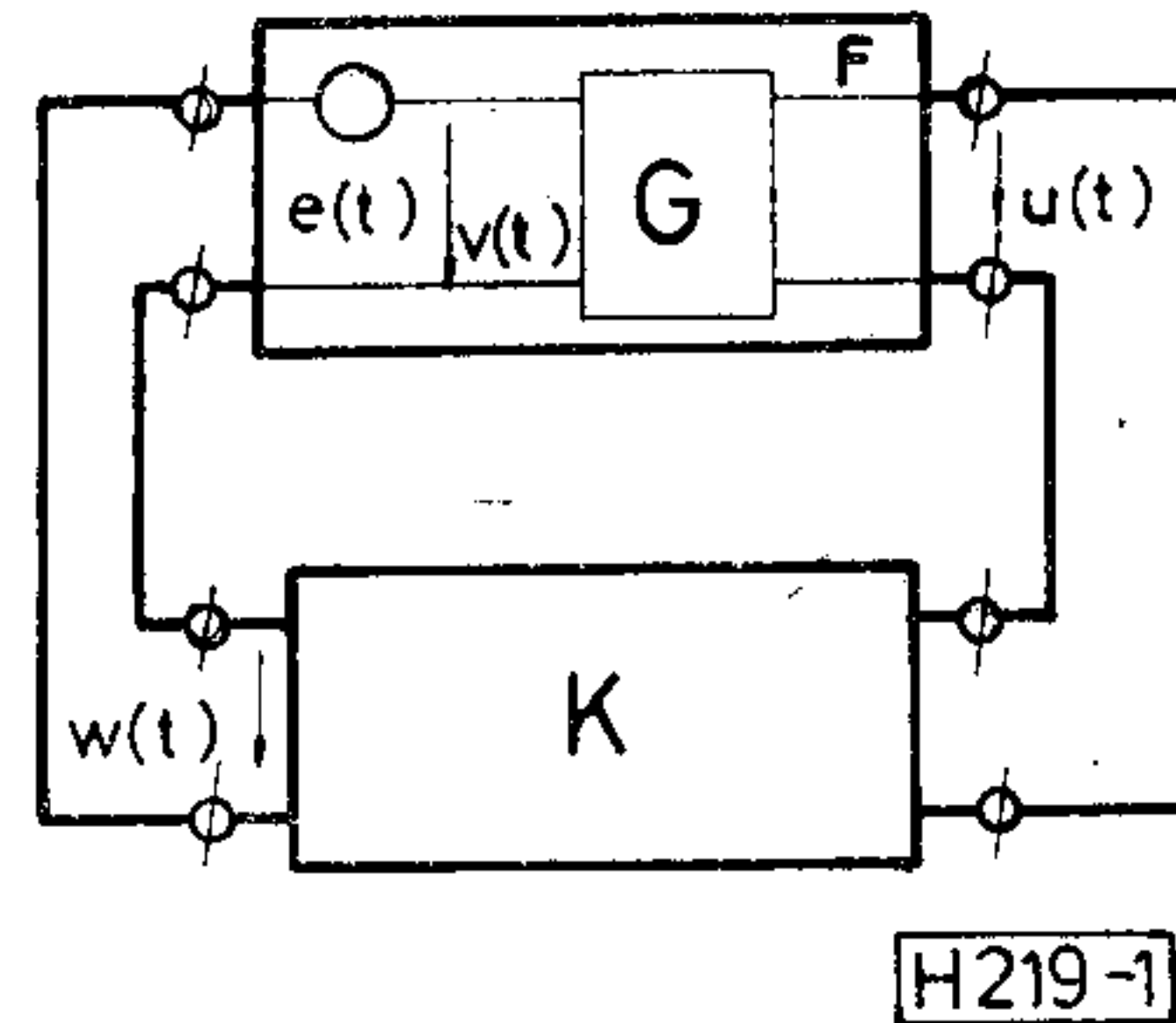
Beérkezett: 1986. VI. 11. (H)

Híradástechnika XXXVIII. évfolyam, 1987. 6. szám

BÍRÓ VIKTOR

Bíró Viktor 1952-ben végezte el a BME villamosmérnöki karát. 1961-ig a Finommechanikai Vállalatnál dolgozott, ahol mikrohullámú technikával foglalkozott. 1961-ben szerezte meg műszaki kandidátus címét a ferri-tek mikrohullámú alkalmazása témában. 1972-ig a TKI-ban dolgozott, ahol félvezetők

felhasználásával készülő mikrohullámú áramforrások (főleg varaktoros frekvencia sokszorozók) fejlesztésével foglalkozott. 1975-ben e témában szerezte meg a műszaki tudományok doktori címét. 1985-ben jelent meg „Non linear oscillations in feedback systems” című könyve. Jelenleg a Finommechanikai Vállalatnál dolgozik.



1. ábra. A visszacsatolt oszcillátor áramköri modellje

ahol $\left(\frac{N}{S}\right)_{AM}^{\frac{dBc}{Hz}}$ a vivő teljesítményéhez viszonyított az oszcillátor kimenő jel zajának teljesítményspektrál sűrűsége 1 Hz szélességű frekvenciasáv-

ban, $\left(\frac{N}{S}\right)_{FM}^{\frac{dB}{Hz}}$ pedig a 140 kHz frekvencia lökettel rendelkező jelhez viszonyított kimenő jel FM spektrálsűrűsége 1 Hz-es szélességű sávban. $K'(\omega_0)$ a $K(\omega)$ függvény ω szerinti deriváltja az $\omega = \omega_0$ helyen. $K_r(\omega_0)$ a $K(\omega)$ függvény reális része az $\omega = \omega_0$ helyen. ω_0 az oszcillátor körfrekvenciája. S_0/x_{10}^2 kifejezést az alábbi egyenlőtlenség határozza meg

$$(F-1) \frac{2kT}{P_{in}} \leq \frac{S_0}{x_{10}^2} \leq F \frac{2kT}{P_{in}} \quad (3)$$

ahol F a „zajos” erősítő zajtényezője, P_{in} a nonlinearis erősítő bemenetén lévő teljesítmény, k

a Boltzmann-féle állandó, T a környezet abszolút hőmérséklete. A $\rho_i \cdot q_i \cdot A_i$ az alábbiak:

$$\rho_i = \begin{cases} \sqrt{2}; & i=1 \\ \sqrt{\frac{1}{\pi} \ln \alpha}; & i=2 \end{cases}$$

$$q_i = \begin{cases} \frac{2|f-f_0|}{B_0}; & i=1 \\ \frac{2|f-f_0|}{B_0} \sqrt{\ln \alpha}; & i=2 \end{cases} \quad (5)$$

$$A_i = \begin{cases} -103; & i=1 \\ -103,5; & i=2 \end{cases} \quad (6)$$

Az $S_i(q_i)$ függvény az $i=1$ és $i=2$ esetén az alábbi:

$$S_1(q_1) = \frac{1}{4} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 \cos(q_1 x) dx +$$

$$+ \sum_{n=2}^{\infty} \frac{[(2n-3)!!]^2}{2^{2n}(n!)^2} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^{2n} \cos(q_1 x) dx; \quad (7)$$

$$S_2(q_2) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left\{ \frac{1}{4} e^{-\frac{1}{2} q_2^2} + \right.$$

$$\left. + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{[(2n-3)!!]^2}{2^{2n}(n!)^2} \frac{1}{\sqrt{n}} e^{-\frac{q_2^2}{2n}} \right\}; \quad (8)$$

ahol

$$\begin{aligned} n=2; & (2n-3)!! = 1 \\ n=3; & (2n-3)!! = 1 \cdot 3 \\ n=k; & (2n-3)!! = 1 \cdot 3 \cdot 5 \cdots (2k-3) \end{aligned}$$

Az F erősítő kimenő teljesítményének a frekvenciától való függését az állandó bemenő teljesítmény mellett a 2. és 3. ábrán láthatjuk. A 2. ábrán levő frekvenciafüggésnél $i=1$. A 3. ábrán vázolt függés esetén $i=2$ és a kimenő teljesítmény P_{out} frekvenciafüggése az alábbi:

$$P_{out} = P_0 \exp \left\{ -4 \left(\frac{f-f_0}{B_0} \right)^2 \ln \alpha \right\}; \quad (8a)$$

Az (1) képlet által szolgáltatott eredmény érvényes PM zaj esetére is amennyiben az értéke Rad^2/Hz -ben értendő.

3. Az (1) és (2) formulák levezetése

A $v(t)$ és $e(t)$ feszültségek kifejezései legyenek az alábbiak

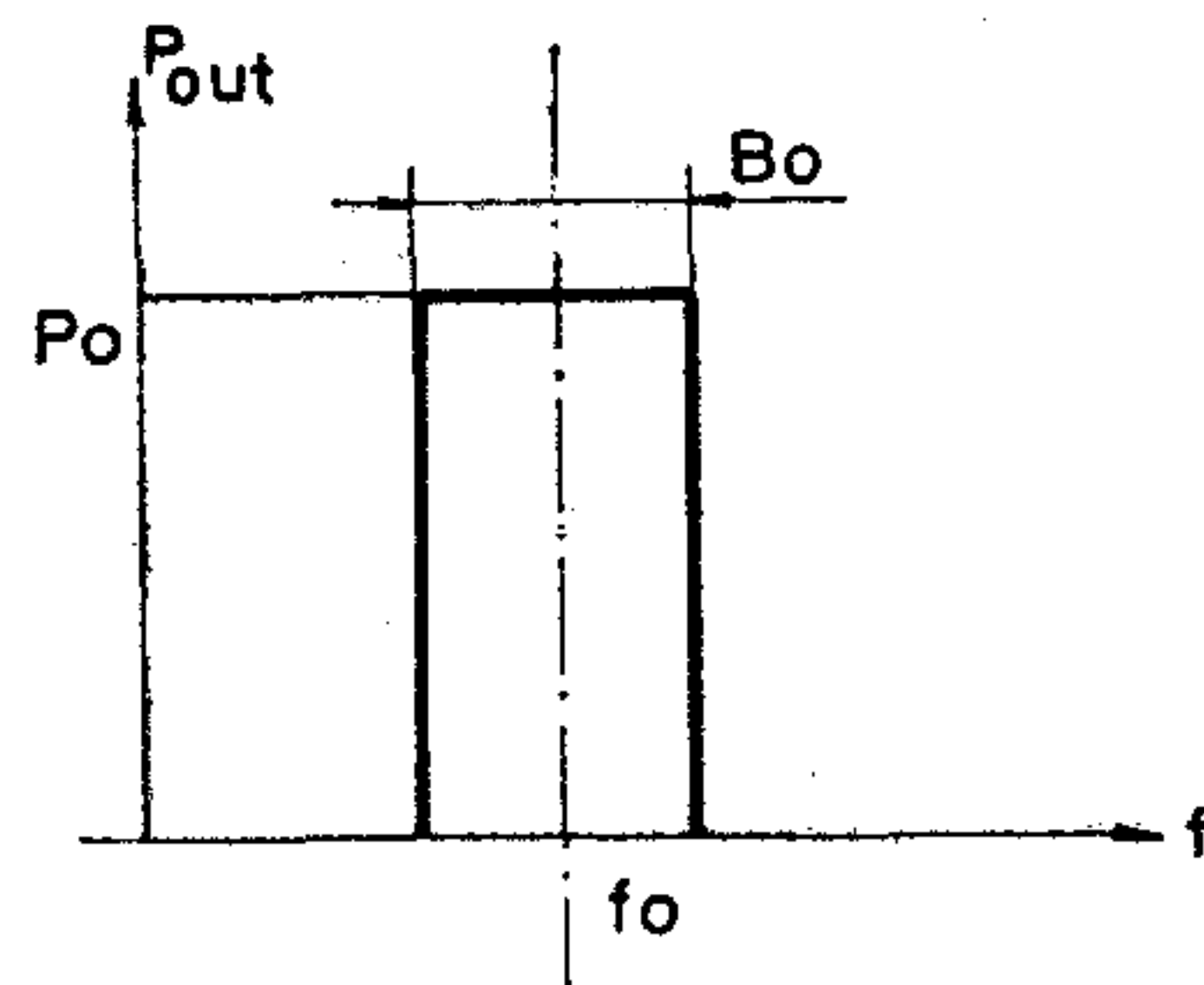
$$\begin{aligned} v(t) &= x_1(t) \cos[\omega_0 t + x_2(t)] \\ e(t) &= x_e(t) \cos[\omega_0 t + y_e(t)] \end{aligned} \quad (9)$$

Az $x_1(t)$ és $x_2(t)$ függvények az alábbi tulajdonságokkal rendelkeznek

$$\frac{1}{x_1} \frac{dx_1}{dt} \ll \omega_0; \quad \frac{dx_2}{dt} \ll \omega_0$$

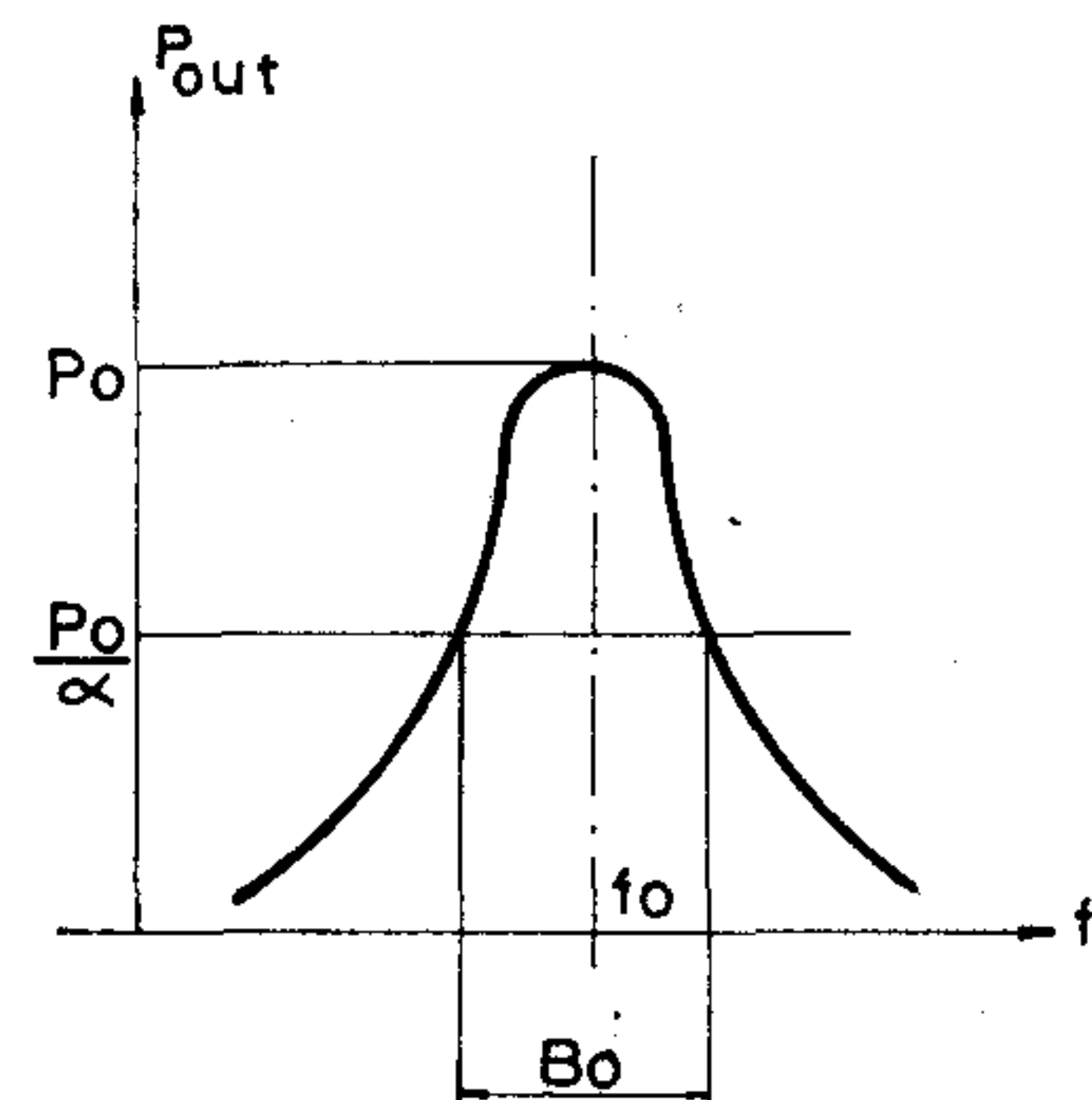
Ugyanez áll az $x_e(t)$ és $y_e(t)$ függvényekre is. Legyen

$$\begin{aligned} x_1(t) &= x_{10} + y_A; \\ x_2(t) &= x_{20} + y_v; \end{aligned} \quad (10)$$



H219-2

2. ábra. A nonlinearis erősítő frekvencia függése $i=1$ esetén



H219-3

3. ábra. A nonlinearis erősítő frekvencia függései $i=2$ esetén

ahol x_{10} és x_{20} a szabadrezgés állandó amplitudója illetve fázisa „zajmentes” esetben. Az x_{20} értéke valószínűségi változó, melynek várható értéke zérussal egyenlő és $p(x_{20})$ eloszlás sűrűsége $(2\pi)^{-1}$. Az y_1 és y_v sztochasztikus folyamatok zérus várható értékkel. A következőkben az alábbi rövidítéseket használjuk:

$$y_a = \frac{y_A}{x_{10}}; \quad x(t) = \frac{x_e(t)}{x_{10}} \quad (11)$$

Felhasználva 2.1 és 2.2 pontokat [3]-ból megkapjuk a „zajos oszcillátor” differenciál egyenletét.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} y_a(t) \\ y_v(t) \end{pmatrix} = & \frac{x(t)}{|K'(\omega_0)|^2} \cdot \left\langle \left(a - \frac{9}{4} c x_{10}^2 \right), \left(a - \frac{3}{4} c x_{10}^2 \right) \right\rangle^{-1} \times \\ & \times K'(\omega_0) \cdot A(x_{20}) \cdot \begin{pmatrix} \cos[y_e(t) - y_v(t)] \\ \sin[y_e(t) - y_v(t)] \end{pmatrix} \\ K'(\omega_0) = & \frac{d}{d\omega} \left(\frac{K_i(\omega) K_r(\omega)}{K_r(\omega) - K_i(\omega)} \right) \Big|_{\omega=\omega_0} \\ A(x_{20}) = & \begin{pmatrix} \cos x_{20} \sin x_{20} \\ \sin x_{20} - \cos x_{20} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

A (12) differenciál egyenletben $\langle \dots \rangle^{-1}$ egy diagonál mátrix reciprokját jelenti, az a és c értékek értelmét az alábbi az erősítő bemenő-kimenő

feszültség-karakterisztikáját meghatározó polinom adja

$$u(t) = av(t) - bv^2(t) - cv^3(t)$$

A (12) differenciálegyenlet segítségével meghatározhatók az $y_a(t)$ és $y_\varphi(t)$ idő szerinti deriváltjainak az ún. korrelációs függvényei [1], [2].

Ezen függvények a következők:

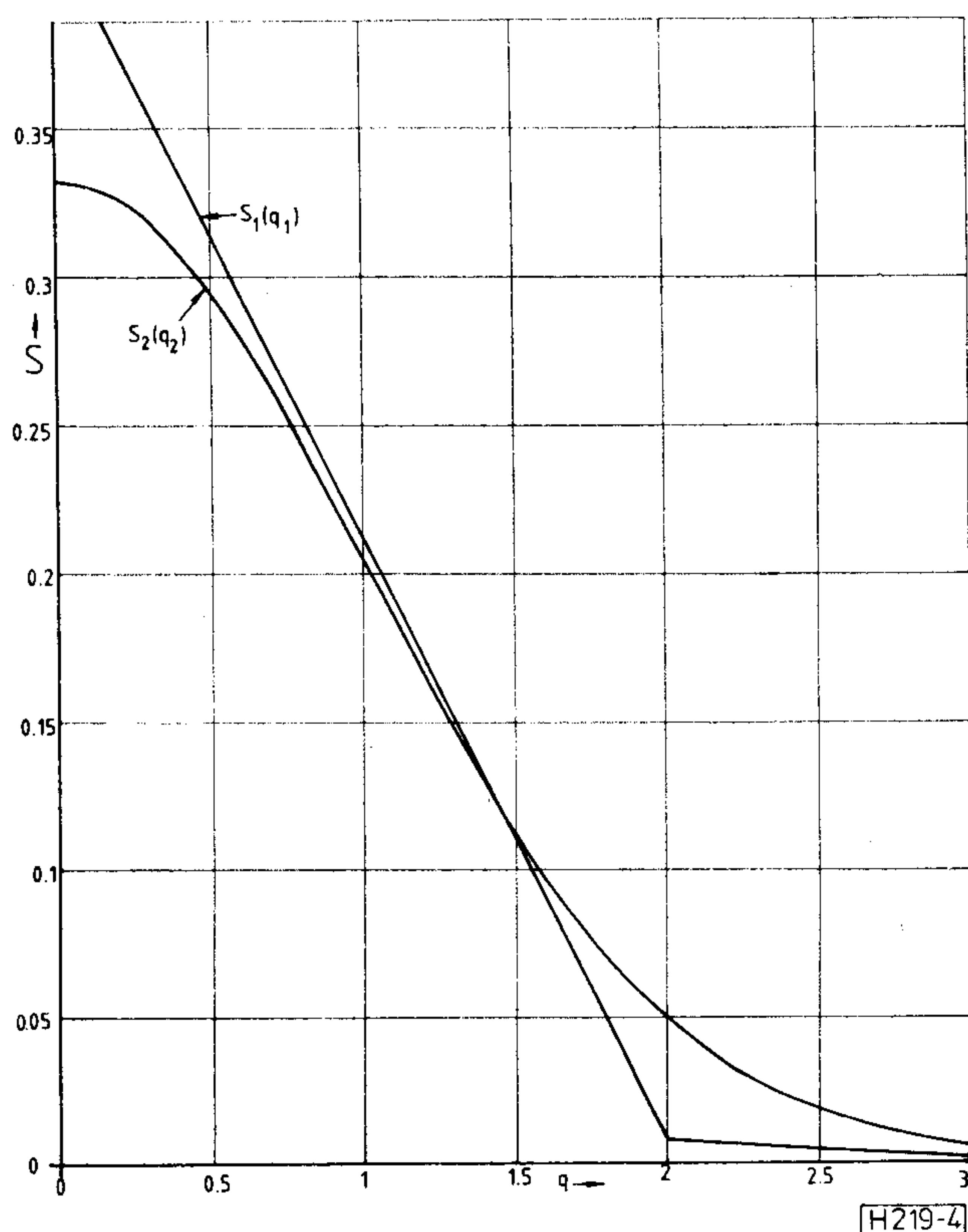
$$\begin{aligned} \frac{\dot{R}y_a(t, t-\tau)}{\dot{R}y_\varphi(t, t-\tau)} = & \quad (13) \\ \frac{1}{2} \left| \frac{K'(\omega_0)}{K_r(\omega_0)} \right|^{-2} \cdot E\{x(t) \cdot x(t-\tau) \cdot \cos[y_e(t) - & \\ - y_\varphi(t) - y_e(t-\tau) + y_\varphi(t-\tau)]\} \cdot \left(\frac{\xi^{-2}[1-3(1+\xi^{-1})]^{-2}}{1} \right) & \end{aligned}$$

A (13) kifejezésben $\dot{R}y_a$ az y_a deriváltjának korrelációs függvénye, $\dot{R}y_\varphi$ az y_φ deriváltjának korrelációs függvénye, $E\{\cdot\}$ jelölés várható értéket jelent, ξ jelentése $\xi = aK_r(\omega_0)$. Ha figyelembe vesszük, hogy $x(t)$ egy stacionárius sztochasztikus folyamat, továbbá feltételezzük, hogy fennáll

$$\cos\{[y_e(t) - y_\varphi(t)] - [y_e(t-\tau) - y_\varphi(t-\tau)]\} \cong 1;$$

a (13) helyett a következő kifejezés adódik:

$$\begin{aligned} \frac{\dot{R}y_a(\tau)}{\dot{R}y_\varphi(\tau)} \cong \frac{1}{2} \left| \frac{K'(\omega_0)}{K_r(\omega_0)} \right|^{-2} \times & \\ \times R_x(\tau) \cdot \left(\frac{\xi^{-2}[1-3(1+\xi^{-1})]^{-2}}{1} \right); & \quad (14) \end{aligned}$$



4. ábra. Az $S_1(q_1)$ és $S_2(q_2)$ függvények

A (14) kifejezésből közvetlenül [1], [2] következik, hogy a spektrálsűrűségekre fennáll az alábbi kifejezés:

$$\begin{aligned} \frac{S\dot{y}_a(\Omega)}{S\dot{y}_\varphi(\Omega)} \cong & \\ \cong \frac{1}{2} \left| \frac{K'(\omega_0)}{K_r(\omega_0)} \right|^{-2} S_x(\Omega) \left(\frac{\xi^{-1}[1-3(1+\xi^{-1})]^{-2}}{1} \right); & \quad (15) \end{aligned}$$

Felhasználva [3] 2.1 és 2.2 pontjait, továbbá figyelembe véve egy stacionár folyamat és idő szerinti deriváltjának spektrálsűrűségei között fennálló ismert összefüggést megkapjuk az alábbi kifejezéseket, ahol S_{y_0} az 1. ábrán levő erősítő kimenő feszültségének amplitudójára vonatkozó teljesítmény spektrálsűrűsége

$$\begin{aligned} S_{y_0} \cong \frac{1}{2} \left| \frac{K'(\omega_0)}{K_r(\omega_0)} \right|^{-2} \cdot \frac{S_x(\Omega)}{\Omega^2} & \quad (16) \\ S_{y_\varphi} \cong \frac{1}{2} \left| \frac{K'(\omega_0)}{K_r(\omega_0)} \right|^{-2} S_x(\Omega) & \end{aligned}$$

(mert [3] szerint fennáll $y_0 = \xi[1-3(1+\xi^{-1})]y_a$).

Az $S_x(\Omega)$ spektrálsűrűséget abból a szándékosan leegyszerűsített fizikai képből határozzuk meg, mely szerint az erősítő kimenetén mérhető zaj spektrálsűrűségének frekvenciafüggése megegyezik az erősítő bemenetén levő (lásd 1. ábrát) helyettesítő zajgenerátor spektrálsűrűségének frekvenciafüggésével. A keskenysávú normál eloszlású stacionárius $e(t)$ sztochasztikus folyamat $x_e(t)$ amplitudójának korrelációs függvényét [2]-ben (335. old. (8.31) kifejezés) találhatjuk. Elvégezve a fenti korrelációs függvény meghatározásához szükséges matematikai műveleteket a 2. és 3. ábrán feltüntetett frekvenciafüggés esetére megkapjuk ezekhez az esetekhez tartozó $S_x(q_1)$ illetve $S_x(q_2)$ spektrálsűrűségekre vonatkozó relációkat. Ezen relációk a következők (az S_0 az erősítő bemenetén levő zajteljesítmény maximális spektrálsűrűségének a fele)

$$S_x(q_1) = 2 \frac{S_0}{x_{10}^2} S_1(q_1) \quad (17)$$

$$S_x(q_2) = \sqrt{\pi} \frac{S_0}{x_{10}^2} S_2(q_2) \quad (18)$$

Az $S_1(q_1)$ és $S_2(q_2)$ függvények (7) és (8) szerint kiszámíthatóak (lásd 4. ábrát).

Kiindulva (16) kifejezésekből, felhasználva (17) vagy (18), valamint (5) megkapjuk (1) és (2) képleteket. A (3) egyenlőtlenség alsó határát abban az esetben használjuk, amikor a visszacsatoló hálózat kimenő impedanciájának (az erősítő bemenete felőli részén) reális része f_0 frekvencia csak nagyon kis környezetében (az erősítő átviteli sávjához képest) zérustól különböző. Az ellenkező esetben (például, ha a visszacsatoló hálózat illesztett hullámvezető) a (3) egyenlőtlenség felső határát kell használnunk. A fenti állítás belátását az olvasóra bizzuk.

4. Egy egyszerű példa zajbecslésre

Vegyük például az alábbi paraméterekkel rendelkező oszcillátort: a vivő frekvenciája 4 GHz, az erősítő B_0 sávszélessége 50 MHz, az erősítő zajtényezője 25 dB, az erősítő bemenő teljesítménye 50 mV, a visszacsatoló hálózat egy $Q_t = 200$ terhelt jósági tényezőjű rezonátor. Ebben az esetben a visszacsatoló hálózat $K(\omega)$ feszültség átviteli tényezője az alábbi

$$K(\omega) = \Gamma(1 + \Omega_1)^{-1}$$

$$\Omega_1 = \eta Q_t$$

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \quad (19)$$

A (19) kifejezésekben szereplő Γ a rezonátor csatolásától függő tényező. Elvégezve a szükséges matematikai műveleteket megkapjuk az (1) és (2) formulákban levő alábbi tényezőt.

$$\left| \frac{K'(\omega_0)}{K_r(\omega_0)} \right|^{-2} = \frac{\omega_0^2}{4Q_t^2} \quad (20)$$

Kiindulva a példánkban adott paraméterekből felhasználva az (1) és (2) formulákat és feltételezve, hogy a környezet hőmérséklete 25 °C az alábbi táblázatban leírt zajokat kapjuk.

$(f - f_0)$ Hz:	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7	$3 \cdot 10^7$
$\left(\frac{N}{S} \right)_{AM}^{\frac{dBc}{Hz}}$	— 87	— 107	— 127	— 147	— 168	— 180
$\left(\frac{N}{S} \right)_{FM}^{\frac{dB}{Hz}}$	— 114	— 114	— 114	— 114	— 116	— 118

A táblázatban foglalt értékek az $i=1$ -hez tartoznak. Az $i=2$ -höz tartozó számok abszolút értékei durván 1,5-tel nagyobbak.

IRODALOM

- [1] W. B. Davenport, W. L. Root: An introduction to the theory of random signals and noise MCGraw-Hill, 1958.
 [3] V. Bíró: Nonlinear oscillations in feedback systems, Akadémiai Kiadó, Budapest, 1985.

Electronika '86 München, 1986. november 11–15

Általános adatok

105 000 m² területen 2401 kiállító vett részt 36 országból. Legnagyobb számot természetesen az NSZK jelentett: 1867 közvetlen és 186 kereskedő cégek által képviselt kiállítója volt. Magyarországon négy céggel (Elektromodul, EMG, Hír. Szöv., MEV) képviseltette magát. A kiállítók száma kerekén 10%-kal nőtt az 1984-es adathoz képest.

A rendezők öt szektorra osztották a kiállítókat:
 — A szektor: félvezető eszközök, mikroszámítógépek, memóriák, szenzorok, optoelektronikai eszközök.

— B szektor: induktív, kapacitív és rezisztív alkatrészek, szűrők, oszcillátorok.

— C szektor: részegységek hibrid és nyomtatott huzalozási technológiával, galván-elemek, tápegységek, zavarssűrők és mikrohullámú szerelvények.

— D szektor: Elektromechanikai alkatrészek (kapcsolók, tasztatúrák, relék, kijelzők, ventilátorok, érzékelő és beavatkozó egységek).

— E szektor: tervező és mérő rendszerek.

Szokás szerint a vásárral párhuzamosan négy szakmai konferenciát rendeztek. A témakörök: mikroelektronika, minőségbiztosítás, mikroelektronika (teljesítményelektronika) és szenzorika. Ezek előadásai és a kiállítás alapján lehet a mikroelektronika trendjét felvázolni.

Trendek

A kiállításon „forradalmian” új eszközt nem mutattak be, a fejlődés az alábbiakban összegezhető:

— A technológiák finomodásán alapuló egyre magasabb színvonalú, nagyobb teljesítőképességű alkatrészválaszték kialakítása.

— A mikroelektronikai eszközökkel kompatibilis passzív elektronikai alkatrészek széles skálája jelent meg és az ezekhez szükséges finommechanika fejlődése és alkalmazása figyelhető meg.

— Az alkalmazások igen széles köre került bemutatásra.

Híradástechnika XXXVIII. évfolyam, 1987. 6. szám

Az egyes területek fejlődése

A félvezető eszközök között lassan, szívósan nyomulnak előre a galliumarzenid alapúak. Bár ez a technológia sokkal drágább a szilíciuménál, vannak területek, ahol nem nélkülözhető. Ilyen a magas frekvenciahatár, a széles hőmérséklettartomány és a sugárzásállóság. A galliumarzenid eszközök 8–9%-os jelenlegi európai részesedése 1990-ben elérheti a 11%-ot.

A ma használatos GaAs eszközök 80%-a analóg funkciót teljesít (elsősorban a műholdas TV-közvetítés vevőkészülékeiben). A digitális alkalmazások ma még szerények, de gyorsan fejlődnek.

A nagy integráltságú, szilícium alapú áramkörök egyre nagyobb részaránya tartozik az ASIC (application specific integrated circuit) családba. Ez a jelenlegi összefoglaló neve a programozható logikáknak, kapumátrixoknak, standard celláknak és a teljesen megrendelői kívánságokra készített áramköröknek.

Ma a világon körülbelül 150 ASIC szállító van, körülbelül fele Európában. Az 1986-os európai forgalom 1,5 milliárd DEM, ami 1990-re 5 milliárdra növekedhet.

Az ASIC felhasználása elsősorban a távközlés (26%), másodsorban az ipari berendezések elektronizálása (23%) területén jelentős. A harmadik nagy felhasználó-csoport a számítógép és fogyasztói elektronika. A leggyorsabban azonban a jelenlegi legkisebb (4%) felhasználási terület növekszik: a gépkocsielektronika.

A gépkocsielektronika európai piaca 1986-ban kb. 380 millió USD, a világforgalom mintegy 950 millió USD. 1990-re ezek az összegek várhatóan megduplázódnak.

Az elektronika egyik rohamosan fejlődő ága az érzékelők — szenzorok — fejlesztése, gyártása. Becslések szerint az európai piacon mintegy 10 000 féle termék található, ezek száz különböző fizikai hatást hasznosítanak.

Európában mintegy 1000, az USA-ban 600, Japánban 500 cég állít elő vagy árusít érzékelőket. A fejlődés jóslott dinamikája évi 10...40%; 1990-re 8–14 milliárd dolláros forgalmat jósolnak. Jelenleg a vékony- és vastagréteg érzékelők a leggazdaságosabbak; a szilícium alapúak a mai 20%-os részarányukat 40%-ra növelik 1992-ben. Legnagyobb felhasználó ma az autóipar, majd a háztartási készülékek.

A szereléstechológiában kezdenek feltűnni a háromdimenziós nyomtatott hordozók. Ezek anyaga hőre lágyuló műanyag; a vezetők kialakításához a hagyományos fóliózás általában nem alkalmazható. A nyomtatott huzalozási iparág növekedési rátái változatlanul egészségesek.

A szereléstechológiát alaposan megváltoztatja a felületszerelés: 1990-re az elektronikai termékek több, mint felében tért hódít ez a technológia és az aktív és passzív alkatrészek 41%-a alkalmas lesz ilyen célra. Mindamellet elmondható, hogy az utóbbi 1–2 évben lassult az SMT fejlődése egyes meg nem oldott problémák miatt: a ter-

vezőrendszerek átalakítása, forrasztási hibák, a vizsgálatok nehézségei, a szükséges beruházások nagysága, a még nem teljes alkatrészválaszték, különösen az elektromechanika területén. Ugyanakkor a félvezetők és a passzív alkatrészek SMD kivitelben gyakorlatilag minden gyártónál széles választékban bemutatásra kerültek.

A fentebb felsorolt tényezők vezettek oda, hogy az információfeldolgozás minden területén egyre nagyobb súlya lesz a digitális jelfeldolgozásnak. Az integrált távközlő hálózat (ISDN) például nem valósulhat meg nélküle. De a különböző intelligens érzékelő- és mérőrendszerek, vagy ember-gép kapcsolatok is a digitális jelfeldolgozásnak köszönhetik létüket. Nagy fejlődés és tömeges alkalmazás várható a gépkocsi-elektronikában, a TV-készülék digitalizálása is jelentősen előrehalad.

Aktív alkatrészek

Általánossá váltak az 1 Mbites memóriák, illetve az ezzel egyenértékű egyéb áramkörök. Ilyen bonyolultságú memóriákat a Texas és több japán cég is kiállított, a Siemens pedig jövőre ígéri. Az utóbbi ehhez 500 millió DEM-et ruházott be, két 4000 m²-es csarnok létesítésével (egyik tiszta helyiség, másik szerelő és mérő hely). A kiinduló szelet 150 mm átmérőjű, egy-egy chip 54 mm² — az átlagosnál kisebb — ami az 1 μm-es technológiának köszönhető. A Texas kiállította a 4 Mbites DRAM laborpéldányait. 1 μm CMOS-technológiával készülnek, 3 dimenziós struktúrával.

A Siemens München-Perlachi gyárában ugyancsak elkészültek a 4 Mbites tárolók mintapéldányai. Ezek 100 000 funkció/mm² található. Szállítását 1989 elejére ígéri. Ennek megfelelően a buborékmemóriák lényegében eltűntek a vásárról, csak a Hitachi és Fujitsu mutatott be ilyen gyártmányokat.

Mindegyik nagy és számos kis cég jelentkezett ASIC szolgáltatásokkal. A kapuk számával kifejezhető bonyolultság néhány 100-tól 50 000-ig terjed. Különleges csatornakialakítással az LSI LOGIC 130 000 kapu ekvivalensig ígér gate-array-t. Ez nagy igényt jelent a kivezetők számában is: a leggyakoribb a pin-grid-array, amivel 140–360 kivezetés is megvalósítható.

A gyártócégek általában nem igénylik a felhasználó közreműködését a tervezésben, a specifikációk alapján ezt a szolgáltatást is felajánlják.

A cégek nagy többsége általánosságban a gate-array megoldást részesíti előnyben: gyors tervezést, nagy megbízhatóságot és gyors átfutási időt biztosít a cella-könyvtáros (standard cellás) megoldásokkal szemben.

A kapuk alaptechnológiája CMOS, vagy a nagyobb frekvenciájú HiCMOS. Néhány nsec-os késleltetésük van.

Általánossá vált a 32 bit szóhosszúságú mikroprocesszorok és kiegészítő áramköreik használata. Jóllehet mintegy 20 típus szerepel a piacon, ezek

az öt fő gyártó (Motorola, Texas, Intel, Zilog, NEC) rendszereinek second source-ai. Speciális chipeket rendszerint csak a vezető számítógépgyártók használnak fel.

Az előrejelzések szerint a jelenlegi 32 millió USD forgalom 1990-re eléri a 200 millió USD-t és a perifériákkal együtt az egy milliárd USD-t.

A memóriákkal kapcsolatban említésre méltó az EEPROM gyors térhódítása — nemcsak fejlesztési célra —, ami lehetővé teszi az esetleges programozási hibák javítását.

Az alkalmazások közül hadd emeljük ki a beszéd-feldolgozást és szintézist, illetve a grafikus processzorok széles skáláját. Ugyancsak figyelemre méltó a LAN (local area network) és ISDN (Integrated Service Digital Network) kártyák kínálata.

Néhány, jövőbe mutató kiállítás:

- Mitsubishi (J) 2 megabites maszkprogramozott ROM-ot mutatott be.
- LETI (Grenoble, F) szubmikronos technológiákat kutat.
- Mitsubishi (J)-nek jelentős programja van a galliumarzenid eszközökre.
- Showa Denko (J) mágneses térben növesztett, szokatlanul egyenletes szilícium, galliumarzenid, galliumfoszfid, indiumfoszfid egykristályokat állított ki.

Passzív alkatrészek

Sem a nagyományos, sem az SMT alkatrészekben nincs lényeges fejlődés, csak az igen jó minőség széles körű elterjedése jellemző. Viszont erőteljesen fejlődnek a zavarcsökkentő elemek. A Tayo Yuden (J) például olyan multifunkciós kerámiát fejlesztett ki, amely a kisebb zavarokat kapacitív úton szűri ki, a nagyobbakat pedig varisztorhatással levágja.

Részegységek

Áttekinthetetlenül gazdag volt a részegységek kiállítása. Ezek közül csak néhányat emelünk ki. Kapcsolóüzemű tápegységek foglalták el például az egyik csarnok jelentős részét. Ezek DEM kivitelűek: vagy háznélküliek, vagy csak olyan tároló elemeket tartalmaznak, amelyek megkönnyítik a nagyobb berendezésbe való beépítést. Kis és nagy cégek egyaránt gyártják és szállítják ezeket.

Másik érdekes részegység az elektrolumineszcens kijelző. Bár az elv régóta ismert, nagyobb elterjedése csak most vált szembetűnővé. Japán kiállítókon kívül a finn Lohja és az NSZK-beli Infracron (utóbbi különlegesen nagy méretűekkel) jelentkezett.

Sok galvánelemet is kiállítottak. Jellemző a tökéletes lezárás, hosszú élettartam, csekély önkisülés és relatíve nagy kapocsfeszültség (>3 V). A toroid transzformátorok széles választékát állították ki.

Elektromechanikai alkatrészek

Pusztán az elektromechanikai alkatrészek több csarnokot töltöttek meg. Követhetetlen volt a csatlakozók, kapcsolók, relék választéka. Ezért itt is csak néhány jellegzetesség említhető:

- Gyakorlatilag nem léteznek a specifikusan SMT-hez használható csatlakozók, igen kicsi a relék (ITT Components, SDS-Relais AG) választéka is. Ezek is friss fejlesztések lehetnek, mert legtöbbjükhez még nem tudtak adatlapot adni, vagy csak előzetes ismertető állt rendelkezésre.
- Igen sokféle fóliatasztatúrát állítottak ki. A jeladó többnyire kontaktus, de a fóliák közé beépített piezoelektromos réteg is előfordul. Másik irányzat a gumi nyomóelemeket tartalmazó, hermetikus lezárási tasztatúra. Ez különösen ipari környezetben használható jól. Terjed a házak, dobozok terén a műanyag alkalmazása.

Méréstechnika

Nem mutattak be semmi lényegesen eltérőt az előző évi Productronica Kiállításához képest. Minden kiállító hangsúlyozta azonban az ATE (Automatic Test Equipment) felhasználás elengedhetetlenségét a gyártási folyamatban. Egy szerelt részegység gyártási költségének felét is felülmúlhatja a mérés-ellenőrzés.

Az ATE piac fő területei: alkatrészek ellenőrző berendezései (IC-eket is beleértve — 57%), szerelt részegység teszterek (33%), NYÁK teszterek (10%).

Következtetések, javaslatok

- Az alkalmazások körének kiterjesztésére fokozott figyelmet kell fordítani, különös tekintettel a telekommunikáció, az ipari elektronika, a gépkocsi elektronika területén. Ezzel kapcsolatban együttesen kell figyelembe venni
 - = a szükséges mikroelektronikai eszközöket, beleértve az ASIC (hazai elnevezésben BO-ÁK) tervezés, fejlesztés kimagaslóan fontos kérdéseit. A hibrid és félvezető alapú érzékelőket és egyes galliumarzenid eszközöket.
 - = A beépítésre kerülő korszerű passzív és elektromechanikai alkatrészeket. [Helyes lépésnek értékelhetők az elmúlt időszakban végzett PEMIX, KÓPORC, HAGY fejlesztések, a passzív termékcsoportban és a legutóbbi időben történő erőfeszítések a korszerű transzformátorok (toroid/MMG), vágott vasmagú (OKISZ) gyártás bevezetésére].
- A felületszerelési technika bevezetésénél helyes célkitűzés a félvezetők és passzív alkatrészek SM kivitelben való fejlesztése. Az SMT bevezetésénél ugyanakkor különös gondot kell fordítani a tervezési, forrasztási kérdésekre.

Dr. Ambrózy András

BME

Dr. Szabó Pálné

OMFB

Hartai András

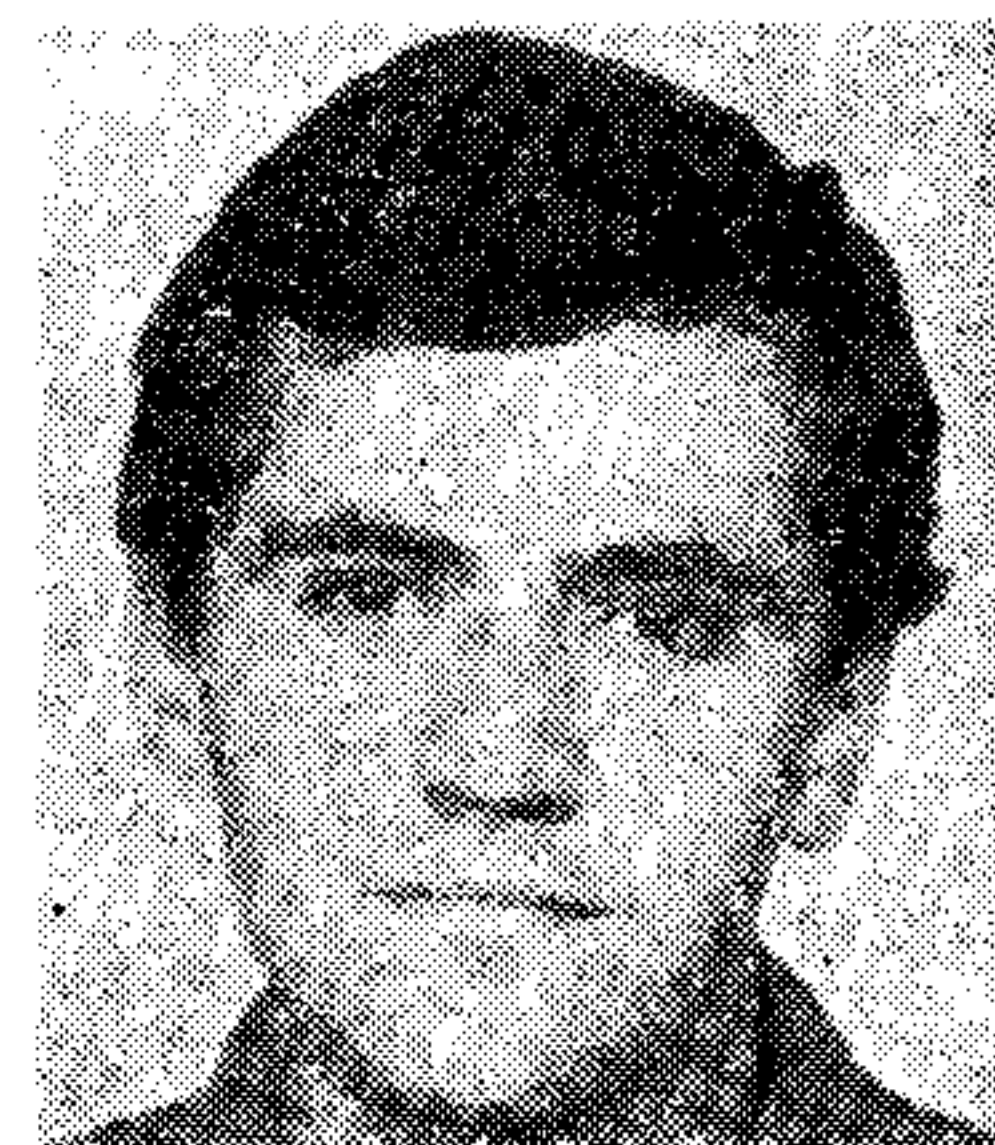
OMFB

Dr. Zombory László

BME

Markov-láncok állapotterének csökkentése állapotösszevonással

GOLDSCHMIDT LÁSZLÓ
Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a Markov-láncok elméleti alapjainak összefoglalása után a nagymegbízhatóságú berendezések megbízhatósági analízisére kifejlesztett számítógépes programrendszerek hatékonyságát növelő programcsomaggal foglalkozik. Ismerteti az ún. állapotösszevonást és az ezt alkalmazó „állapotösszevonó” programcsomagot, melynek segítségével a korábbi vizsgálatokhoz képest a felhasznált számítógép gépidő, valamint a szükséges tárkapacitás jelentősen csökken. Az „állapotösszevonó” programrendszer az összes Markov-moddellel leírható rendszer analitikus és szimulációs vizsgálatánál felhasználható.

1. Bevezetés

A megbízhatóság a bonyolult nagyértékű híradástechnikai berendezések egyik legfontosabb jellemzője. A megbízhatóság nem megfelelő értéke meghibásodásokhoz, balesetekhez, nagy anyagi veszteségekhez vezethet. A beruházóknak az előzetes gazdasági, megtérülési és elévülési idő számításokhoz szükséges ismerniük a meghibásodás gyakoriságát, az átlagos javítási időt, valamint az egyes alkatrészek megbízhatósági paramétereit a tartalékalkatrész-beszerzés, valamint a karbantartás megszervezéséhez.

A megbízhatóság számítása azonban nagyon bonyolult. A jellemző paraméterek ugyanis nemcsak a felhasznált alkatrészeketől, hanem a készülék struktúrájától is függenek. Az egyre összetettebb berendezéseknél emiatt a klasszikus megbízhatóság-elméleti módszerek nem, vagy csak nehezen felhasználhatók [1], [3], [4]. A megoldást többek között a markovi modellt felhasználó eljárások jelentik. Ez azonban szükségessé tette a számítógép felhasználását, melynek során lehetővé vált a rendszerek analízisének kívül az iteratív szintézis is.

A BME-HEI-ben kidolgozásra került a markovi modellt felhasználó PL/1 programnyelven írt számítógépes programrendszer, mely lehetővé teszi mind az analitikus, mind a szimulációs vizsgálatokat, batch és interaktív változatban egyaránt [6], [7], [8].

Az egyre részletesebb vizsgálatoknál, az egyre alacsonyabb strukturális szinteket leíró markovi modellnél újabb problémaként merült fel a rendszer lehetséges állapotai számának nagymértékű megnövekedése. Ezen cikkben olyan programcsomagot ismertetünk, mely az állapotteret redukálja, a markovitást nem befolyásoló, lehetséges állapotösszevonások felismerésével és elvégzésével [9].

Beérkezett: 1986. VII. 29. (□)

GOLDSCHMIDT LÁSZLÓ

Egyetemi diplomáját a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán, a híradástechnika szak adatátviteli ágazatán szerezte 1982-ben. Azóta a Távközlési Ku-

tató Intézetben dolgozik, ahol kezdetben áramkörfejlesztéssel foglalkozott. Jelenleg szoftver fejlesztési területen dolgozik. 1986-ban a Rádióhírközlő Szakmérnöki szakon kitüntetéses oklevelet szerzett.

A megbízhatóság-elméleti háttér áttekintése után az állapotter redukciójának szükségességét és módjait elemezzük, példával illusztrálva. Ezt az elkészült programrendszer sajátosságai, felépítése és működése követi. Végül a programrendszer alkalmazásához mintapéldát és értékelést láthatunk.

2. A megbízhatósági paraméterek és azok meghatározása

2.1. A megbízhatósági követelmények osztályozása

A megbízhatóság megkövetelt mértéke magától a berendezéstől és annak rendeltetésétől függ. A megbízhatósági paramétereket különböző szempontok alapján rangsorolhatjuk. Ezen szempontok alapján egy berendezés lehet:

- a) — állandó kapacitású
 - funkció-csökkenést megengedő
 - hibás kimenetet megakadályozó
 - adatbázist védő
- b) — nagy megbízhatóságú
 - rendelkezésre állás orientált
- c) — javítható
 - nem javítható (zárt)
- d) — hibát nem tűrő (technológiai)
 - hibatűrő (reduldancia)

2.2. A megbízhatósági paraméterek nyerésének módszerei

- a) numerikus: — Markov-modell
 - hálózat vagy megbízhatósági blokkdiagram-modell
- b) kísérleti

A Markov-modellen alapuló módszerek lehetnek analitikusak vagy szimulációs rendszerűek.

2.3. A megbízhatósági paraméterek és fogalmak értelmezése [1], [3]

Azt, hogy egy berendezés adott időpillanatban működik (jó), úgy értelmezzük, hogy ebben a pillanatban adott specifikációt teljesít.

- a) Rendszer-indítás:
Kezdő pillanat, a rendszer minden eleme jól működik.
- b) Rendszer-meghibásodás:
A működő rendszer azon pillanata amikor meghibásodik.
- c) Rendszer-javítás:
A működésképtelen rendszer azon pillanata, amikor újra működni kezd.
- d) Működési idő: (*Up time*)
A rendszer javításától a következő meghibásodásig eltelt idő. (Várható értéke MUT)
- e) Kiesési idő: (*Down time*)
Az utolsó meghibásodástól a rendszer javításáig eltelt idő.
(Várható értéke: MDT)
- f) Ciklusidő (*Cycle time*)
 $MCT = MUT + MDT$
(Várható értéke: MCT)
- g) Első meghibásodás bekövetkezésének várható értéke: ($MTFF$)
Az első meghibásodásig eltelt idő, a rendszer indításától számítva.
- h) A következő meghibásodás bekövetkezésének ideje és ennek várható értéke: ($MTTF$)
A rendszer egy tetszés szerinti működő időpontjától a következő meghibásodásig eltelt idő.
- i) Pont használhatóság: [$P_w(t)$]
Annak a valószínűsége, hogy egy tetszés szerinti időpillanatban a rendszer működik.
- j) Intervallum használhatóság: [$I(t)$]
A működési időarány várható értéke a $[0, t]$ időintervallumban.

$$I(t) = \frac{1}{t} \int_0^t P_w(u) du$$

ha ergodik a markov folyamat (nem nyelő).

Aszimptotikusan:

$$A = \lim_{t \rightarrow \infty} \{P_w(t)\} = \lim_{t \rightarrow \infty} \{I(t)\}$$

Ezt az értéket nevezzük készenléti tényezőnek.

Az eddig említett paraméterek közötti összefüggésként említhető, hogy ha egy τ időintervallumban N meghibásodás következik be, akkor

$$MCT = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \{\tau/N\}$$

$$A = \frac{MUT}{MCT}$$

összefüggések állnak fenn.

3. A markovi modell

A Markov-modell előtérbe kerülésének oka a klasszikus soros-párhuzamos átalakításokat tartalmazó módszerekkel szemben, többek között a klasszikus modell korlátaiban rejlik. A klasszikus modell csak javításmentes, kétállapotú rendszereket képes leírni, mely kétállapotú elemeket tartalmaz. A csökkentett terhelésű tartalék nem fér bele a modellbe. Ezzel szemben a Markov-modell leírja a javítható, többállapotú, csökkentett terhelésű tartalékokkal rendelkező rendszereket is.

3.1. A Markov-lánc definíciója és szemléltetése

Legyen egy $X = X_0 U X_1 U X_2 U \dots U X_n$ véges diszkrét állapotter. Az $X_0 \dots X_n$ állapotokat feleltessük meg egy rendszer lehetséges állapotainak. X -en értelmezzünk egy sztochasztikus folyamatot úgy, hogy az a lehetséges állapotváltozásokat írja le. Ezen állapotváltozások a vizsgált berendezés viselkedését adják meg, maguk az állapotok pedig a rendszer jellemző paraméterei által meghatározottak.

Az állapotváltozások a $t_0, t_1, \dots, t_k$ időpillanatokban következnek be. Ezt a folyamatot egy gráfstruktúrán szemléltethetjük. A modellező gráf csúcsai a rendszer lehetséges állapotait jelentik, az élek pedig, melyek irányítottak, az állapotok között lehetséges átmeneteket és azok irányát reprezentálják.

Szükséges néhány új fogalom értelmezése: Ha pozitív annak a valószínűsége, hogy egy P állapotból egy Q állapot véges t idő alatt elérhető, akkor a Q -t P -ből elérhetőnek nevezzük. Nyelőnek nevezzük azt az állapotot, amelybe kerülve a rendszer 1 valószínűséggel megmarad. Ezen két fogalom a szemléletes gráfmodellben azt jelenti, hogy ha egy Q állapot egy P -ből elérhető, akkor a P csúcsból a gráf élein, az élek irányításának megfelelően haladva, véges számú lépésben eljuthatunk a Q csúcsba. A nyelő állapot pedig egy olyan gráfcúccsal jellemezhető, amelybe csak érkezőnek élek, de onnan ki nem indulnak.

Tegyük fel, hogy a rendszer a t_k időpillanatban X_j állapotban van. Ha az, hogy melyik állapotba kerül a következő t_{k+1} időpillanatban, csak a pillanatnyi állapotától függ, attól nem hogyan jutott ebbe az állapotba, akkor a folyamat markovi.

$$P\{\xi_{t_{k+1}} \in X_P \mid \xi_{t_k} \in X_j \dots \mid \xi_{t_0} \in X_k\} = \\ = P\{\xi_{t_{k+1}} \in X_P \mid \xi_{t_k} \in X_j\}$$

3.2. Átmenet valószínűségek

Jelöljük a rendszerállapotok közötti átlépések valószínűségét

$$A_{ij}(t_k, t_{k+1}) = P\{\xi_{t_{k+1}} \in X_j \mid \xi_{t_k} \in X_i\}, \text{ ahol} \\ t_k \in [0, \infty]$$

A Markov folyamat folytonos vagy diszkrét idejű, attól függően, hogy az átlépések bármikor vagy csak diszkrét időpontokban következhetnek be:

$$A_{ij}(K) = P\{\xi_{t_{k+1}} \in X_j \mid \xi_{t_k} \in X_i\}$$

diszkrét idejű esetben.

Homogén Markov folyamatról akkor beszélünk, ha

$$A_{ij}(t, t^*) = A_{ij}(t^* - t)$$

tehát csak az időkülönbségtől függ az átlépési valószínűség.

3.3. Folytonos idejű Markov láncok

A folytonos idejű Markov folyamatra a következő megállapításokat tehetjük:

- diszkrét állapotterű
- véges sok állapotot tartalmaz
- az állapotok teljes eseményteret alkotnak
- az átlépési valószínűségek nemnegatívak.

Származtassuk az

$$a_{ij} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{A_{ij}(\Delta t)}{\Delta t}$$

kifejezéssel a rendszerállapotok közötti átlépések valószínűségeiből az átlépési gyakoriságot. Fizikai jelentése: Ha 10^5 óra alatt következik be egy átlépés, akkor az átlépési gyakoriság értéke $10^{-5}/$ óra. Ez az átlépés kezdő és végcsúcs jellegétől függően a meghibásodási vagy javítási tényező. A matematikai kezelhetőséghez szükséges még egy N dimenziós sorvektor bevezetése, N a rendszer állapotainak száma:

$\mathbf{P}(t) = [P_1(t), P_2(t), \dots, P_N(t)]$ ahol a k . elem a k . állapot valószínűségét reprezentálja. Az A_{ij} átlépési valószínűségek $N \times N$ -es mátrix alakba rendezhetők, ahol az i -edik sor j -edik eleme egy feltételes valószínűség, amely azt adja meg, hogy milyen valószínűséggel kerül a rendszer a j -edik állapotba, ha előzőleg az i -edik állapotban volt. Az átlépési gyakoriságokat mátrix alakba rendezve $d/dt \mathbf{P}(t) = \mathbf{P}(t) \cdot \mathbf{A}$

állapotegyenlethez juthatunk, ahol $\mathbf{A}$ az átlépési gyakoriságok mátrixa, [1], [4]. Ennek általános megoldása:

$\mathbf{P}(t) = \mathbf{P}(0) \cdot \exp(\mathbf{A} \cdot t)$, ahol $\mathbf{P}(0)$ a kezdeti időpillanatban az állapotok eloszlását adja.

Mivel $\sum_{i=1}^N P_i = 1$, valamint stacionárius esetben

$$\mathbf{P} \cdot \mathbf{A} = 0,$$

ezekből a megbízhatósági paraméterekre vonatkozó formulák a következő módon nyerhetők. Számozzuk a rendszer állapotait úgy, hogy 1-től k -ig a jó, $k+1$ -től N -ig a rossz állapotokat jelöljük. Így a kezdeti időpillanatban a kezdeti eloszlásvektor

$$P_W(t) = [P_1(t), \dots, P_k(t)]$$

$$P_F(t) = [P_{k+1}(t), \dots, P_N(t)]$$

vektorokra bontható, az $\mathbf{A}$ mátrix pedig

$$\mathbf{E} \ K \times K\text{-s} \quad \mathbf{F} \ K \times (N-K)\text{-s}$$

$$\mathbf{G} \ (N-K) \times K\text{-s} \quad \mathbf{M} \ (N-K) \times (N-K)\text{-s}$$

mátrixokra particionálható. Ezen mátrixok, valamint P_W és P_F vektorok segítségével felírhatók az állapotegyenletek. Ha Bartlett megközelítéssel élünk [2], akkor attól függően, hogy a rossz, vagy a jó állapotokat tekintjük nyelőknek,

$$\mathbf{G} = \mathbf{M} = 0 \quad \text{vagy} \quad \mathbf{G} = \mathbf{E} = 0.$$

Mindkét feltétel mellett felírva az állapotegyenleteket, valamint azokat Laplace-transzformálva kapjuk, hogy a meghibásodások közötti közepes idő:

$$\tau_1 = P_W(0) \cdot (-\mathbf{E})^{-1} g_k$$

a hibás állapotban tartózkodás átlagos ideje:

$$\tau_2 = P_F(0) \cdot (-\mathbf{M})^{-1} g_{N-k}$$

ahol g_x egy x hosszúságú oszlopvektor, melynek minden eleme 1.

3.4. A Markov-modell alapján nyert összefüggések

A megbízhatósági paraméterek számítására korábban elkészült programrendszer, a 3.3. fejezet egyenletei alapján kapható, következő összefüggéseket használja fel:

a) Várható működési idő (MUT):

$$MUT = \frac{P_W \cdot g_K}{P_W \cdot \mathbf{F} \cdot g_{N-K}}$$

b) Várható kiesési idő (MDT):

$$MDT = \frac{P_F \cdot g_{N-K}}{P_W \cdot \mathbf{E} \cdot g_{N-K}}$$

c) Ciklusidő (MCT):

$$MCT = MUT + MDT$$

d) Első meghibásodás bekövetkezésének várható ideje ($MTFF$):

$$MTFF = P_W(0) \cdot (-\mathbf{E})^{-1} \cdot g_K = \sum_{j=1}^K -e_{1j}^{-1}$$

Ha a rendszert az 1-es sorszámú állapottól indítjuk, tehát

$$P_W(0) = (1, 0, 0, 0, \dots, 0)$$

e) A következő meghibásodás bekövetkezésének várható ideje ($MTTF$):

$$MTTF = \frac{P_W \cdot (\mathbf{E})^{-1} \cdot g_K}{P_W \cdot g_K}$$

Ezzel tehát a Markov-modell vázlatos ismertetésén túl, felsorolásra kerültek azok az összefüggések, melyeket az eddig elkészült programok alkalmaztak a megbízhatósági paraméterek analitikus előállításakor.

4. Az állapottér redukálásának okai és módjai

4.1. Gyakorlati tapasztalatok a megbízhatóságelméleti programcsomag alkalmazásával kapcsolatban

A megbízhatóság-elméleti programcsomag gyakorlati alkalmazása néhány új problémát vetett fel. A rendszer figyelembe vett elemei számának növelésével a lehetséges állapotok száma rohamosan nő. Így már 1024 állapot lehetséges 10 elem esetén is. Ez a felhasználói oldalról azt jelenti, hogy a gyakorlatban szükséges méretű rendszerek esetén a hatalmas mennyiségű adatot nem elég csak számítógépbe vinni, hanem az elvégzett számítások után a kapott információkat át kell látni és értékelni. Például az állapotvalószínűségek kiszámításakor a nagyszámú állapothoz rendelt számérték áttekinthetetlenné teszi az egyébként hasznos adatokat. A másik probléma a megbízhatósági paraméterek kiszámításakor ütközik ki. $MTFF$ és $MTTF$ számításakor egy-egy $K \times K$ -s mátrixot kell invertálni. Ez nagy K értékek mellett tetemes futási időt eredményez a számítógépen. Az alkalmazott számítógép IBM 370/115, melynek működési sebessége messze elmarad a napjainkban lehetséges számítógép működési sebességektől. Új feladatot jelent tehát az állapotok csökkentése úgy, hogy közben hasznos információ ne vesszen el.

4.2. Az állapotter redukálásának lehetséges módjai

a) a meghibásodási időintervallumok közelítő ekvivalenciája:

MTFF és *MCT* közelítőleg egyenlő nagy megbízhatóságú rendszerek esetén. Így *MTFF* könnyen megkapható kevés állapotnál. Azt azonban nem tudjuk eldönteni, hogy az egyenlőség teljesítéséhez milyen megbízhatóság kell.

b) Rendszer-dekompozíció:

Tételezzük fel vizsgált rendszerünkről, hogy az, egymástól független alrendszerekből áll. Ha meghatározzuk a Markov aparátussal külön az alrendszerek lehetséges állapotait, akkor a teljes rendszer állapotait az alrendszerek állapotainak összes lehetséges kombinációja szolgáltatja. Tegyük fel, hogy a k . alrendszer n_k állapotot tartal-

maz. A rendszer állapotainak száma $N = \prod_{k=1}^r n_k$,

ahol r az alrendszerek száma. Mivel függetlenek az alrendszerek, így az alrendszer állapotok valószínűségeinek szorzata adja a rendszerállapotok valószínűségét. Az eddigiek alapján a rendszert akkor tekintjük jónak, ha az egyes alrendszerek jók. Ezen módszer előnyös volta azzal magyarázható, hogy r darab $n_1, n_2, \dots, n_r$ ismeretlenes egyenletrendszert kell megoldani. Végeredményben tehát 2^r állapotot vizsgálunk N állapot helyett.

c) Állapotösszevonás:

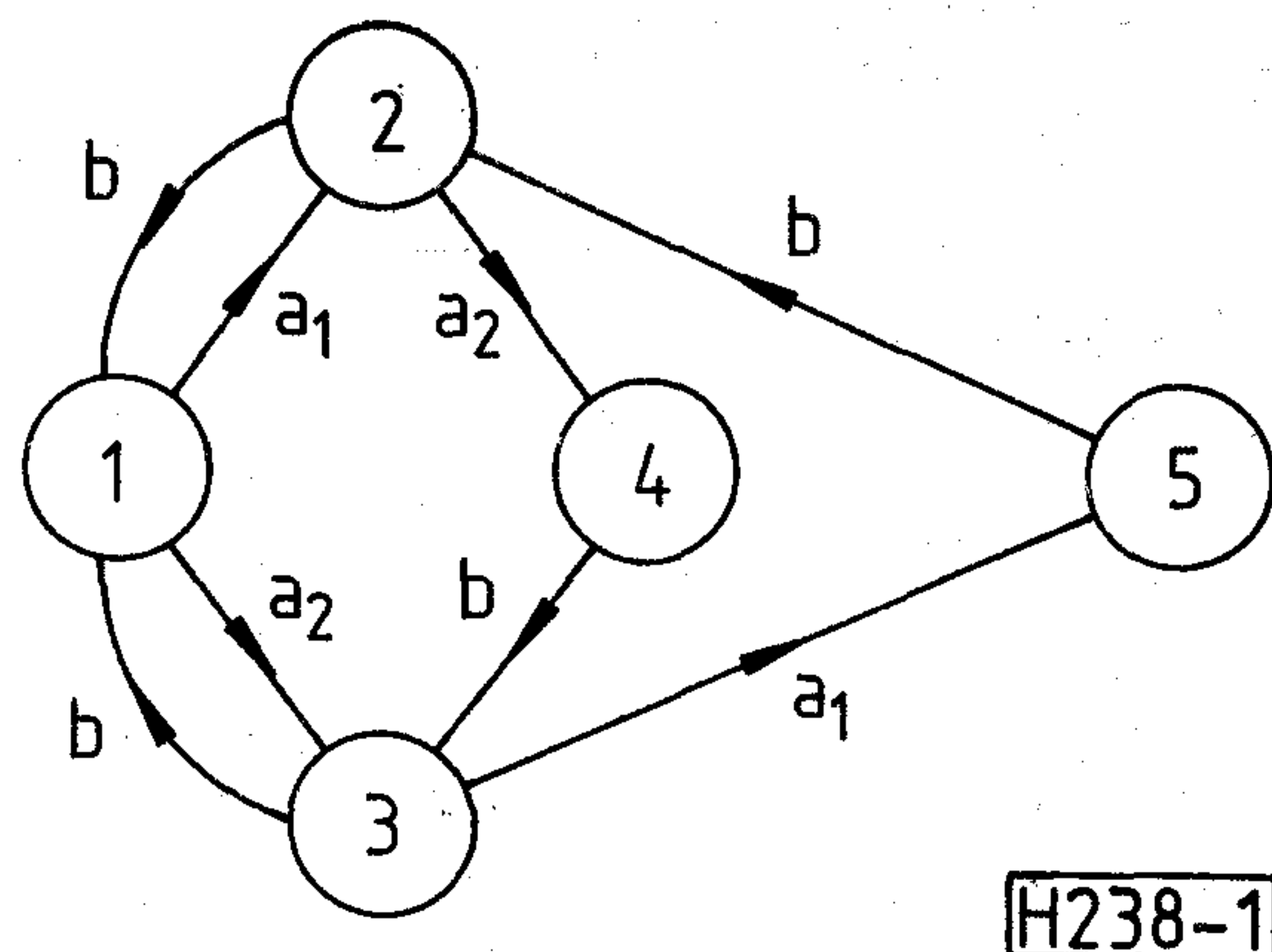
Egy állapotcsoport összevonható, ha az átmeneti gyakoriságok akármelyik más állapothoz, vagy összevont állapotok csoportjához ugyanaz minden állapot számára a csoportban, valamint az összevonandó állapotok a felhasználó, az eredményeket kiértékelő számára egyenértékűek. Például, hogy a rendszerről ne veszítsünk információt, alapkövetelmény, az összevont állapotok mindegyikének működőképes, vagy mindegyikének hibás állapotnak kell lennie. Az összevonást főleg akkor érdemes alkalmazni, ha a rendszer számos alrendszert tartalmaz.

4.3. Mintapélda az állapotösszevonásra

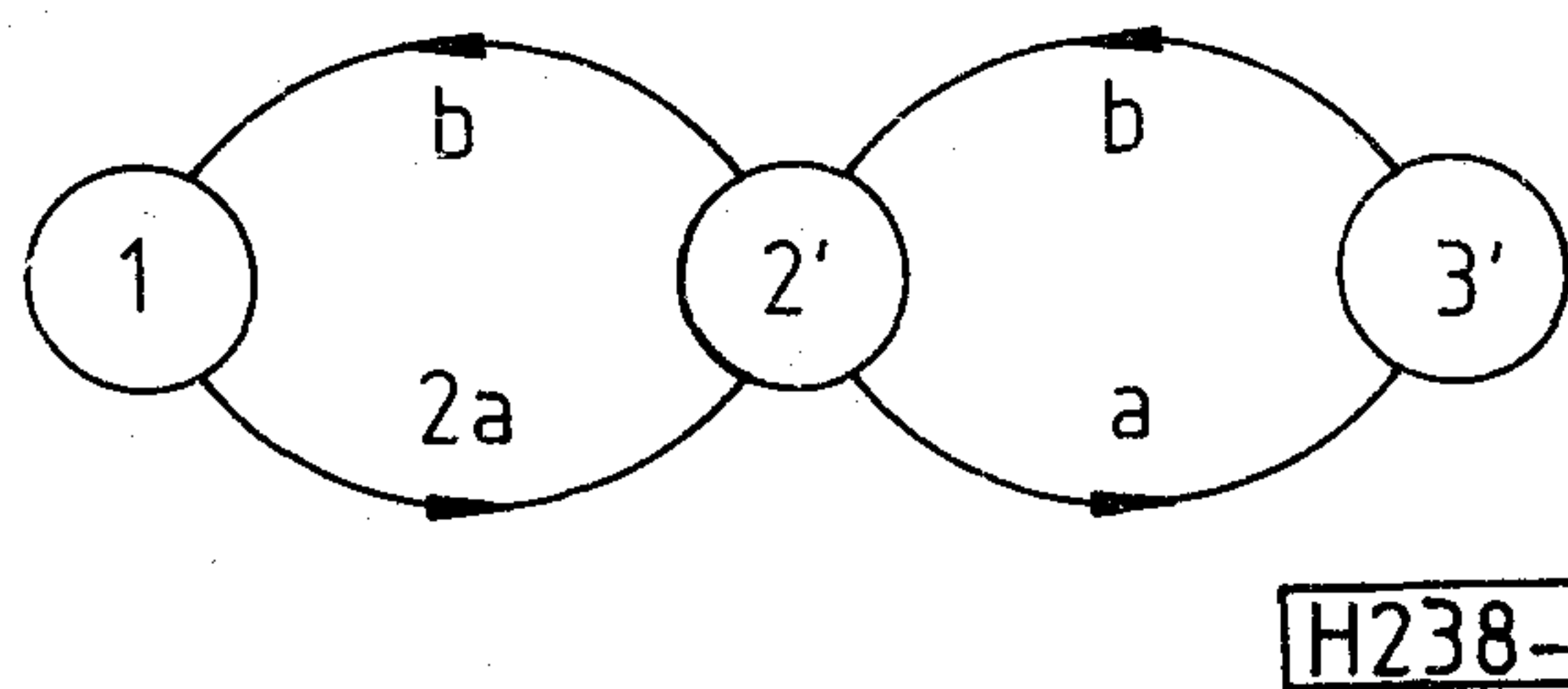
Vizsgáljunk meg egy kétegységes párhuzamos rendszert egy javító személlyel, aki a hibás egységeket exponenciális eloszlással, b paraméter szerint javítja (b átlépési gyakoriság), mely b megegyezik mindkét egységre. Az egységek meghibásodási tényezői a_1 és a_2 . A szemléletes gráfstruktúrát az 1. ábrán láthatjuk. A gráf csúcsait körökkel jelöljük, a beleírt szám az állapot sorszámát adja. Az átmeneti gyakoriság mátrixa:

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 - a_2 & a_1 & a_2 & 0 & 0 \\ b & -a_2 - b & 0 & a_2 & 0 \\ b & 0 & -a_1 - b & 0 & a_1 \\ 0 & 0 & b & -b & 0 \\ 0 & b & 0 & 0 & -b \end{bmatrix}$$

Ha az $a_1 = a_2$, vagyis a meghibásodási tényezők megegyeznek mindkét egységre, akkor a 2-es és a



1. ábra. Kétegységes párhuzamos rendszer megbízhatósági modellje



2. ábra. Kétegységes párhuzamos rendszer, összevonás után

3-as, valamint a 4-es és 5-ös állapotok összevonhatók. Eredményül tehát a 2. ábrán látható gráfstruktúrát kapjuk, ahol a

$2' = 2.$ és $3.$

$3' = 4.$ és $5.$ állapotok összevonva.

Ezen összevont állapotokat tartalmazó rendszer átlépési gyakoriság mátrixa:

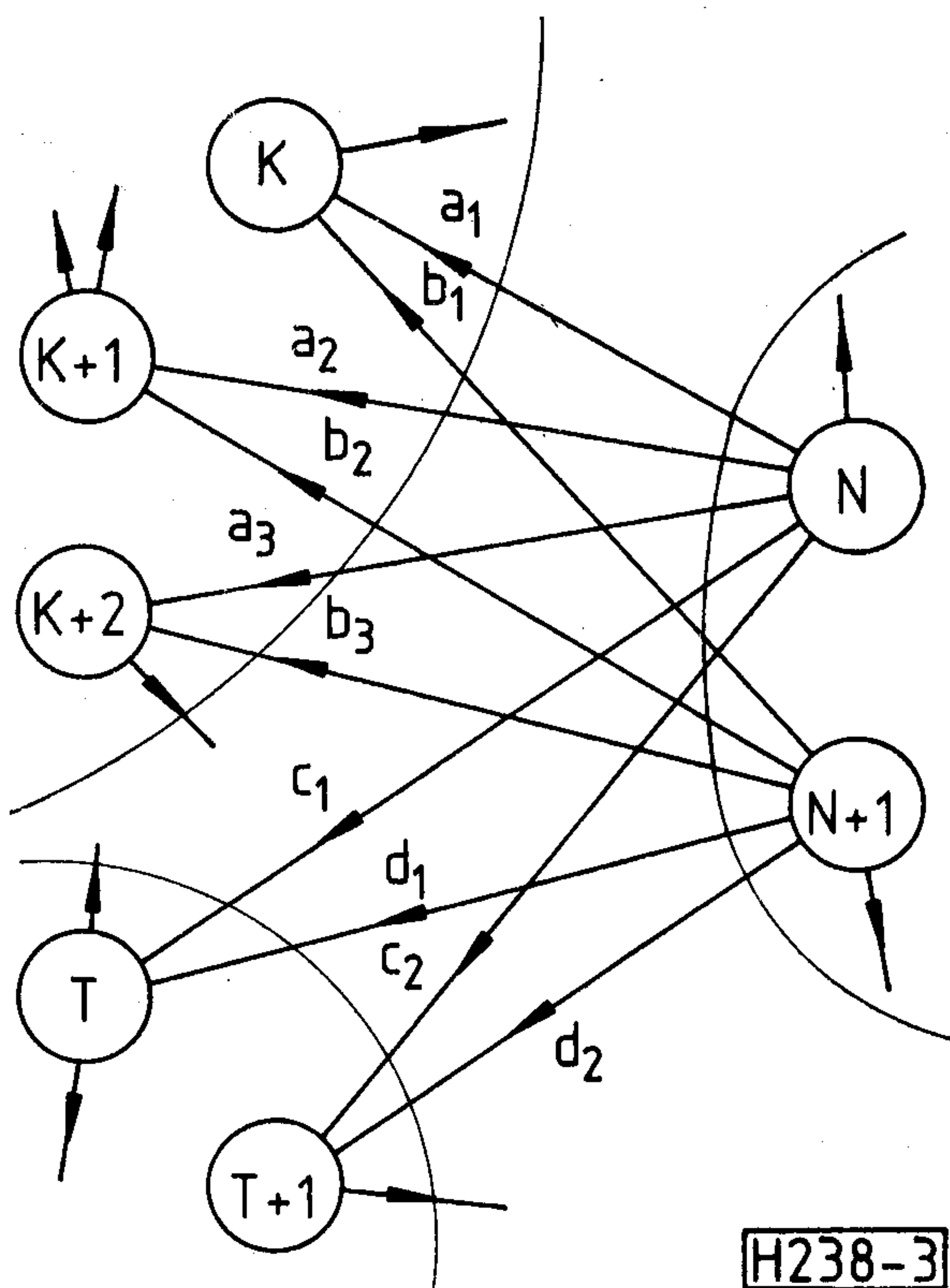
$$A' = \begin{bmatrix} -2a & 2a & 0 \\ b & -a-b & a \\ 0 & b & -b \end{bmatrix}$$

A példánál kimutatható a következő probléma:

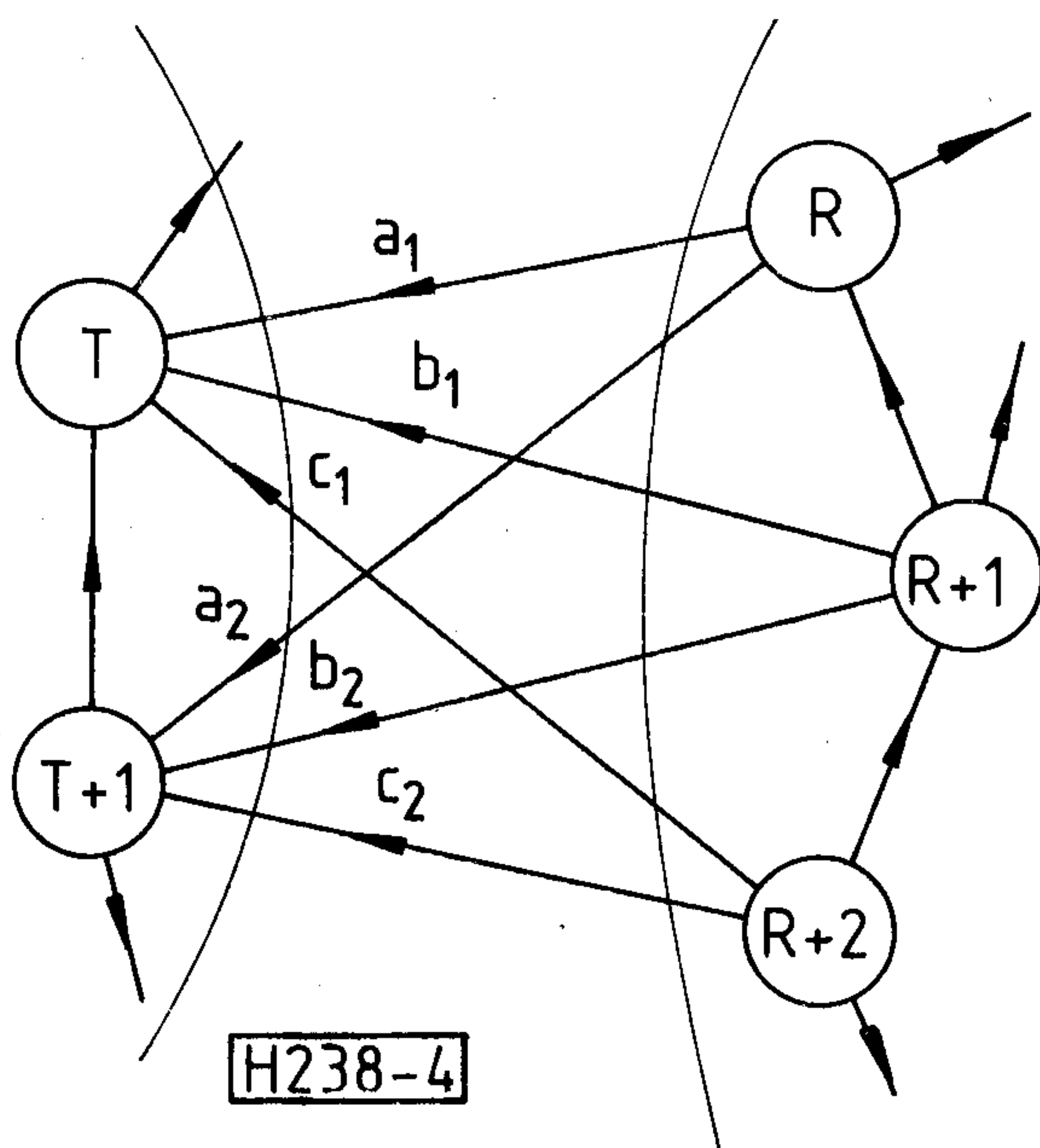
Az állapotösszevonásra adott kritériumot állapotpáronként sorban alkalmazva azt kapjuk, hogy a mintapélda 5 állapota közül egy sem vonható össze. A 2-es és 3-as állapot nem vonható össze mivel a 2-ből a 4-be, a 3-ból az 5-be van olyan átmenet ami nem azonos. A 4-es és 5-ös szintén nem vonható össze mivel különböző csúcsokhoz rendelkeznek átmenettel. A 2. és 3., valamint a 4. és 5. állapot mégis összevonható. A 2. és 3. állapot összevonható, ha a 4. és 5. összevonható, a 4. és 5. összevonható, ha a 2. és 3. összevonható. Mivel ez mindkét irányban igaz, ezért végezhetjük el az összevonást. Az állapotpáronkénti összevonást nevezzük feltétel nélküli, a más csoportok összevonhatóságára tett előzetes feltételezéssel végzett összevonhatósági vizsgálatot pedig feltételes összevonásnak a továbbiakban.

Mindkét esetet vizsgáljuk meg általánosan!

Feltétel nélküli esetben vizsgáljuk a 3. ábrán szemléltetett részrendszert: Keretezzük be a felhasználó számára egyenértékű állapotokat. Az összevonhatóság nem kizárt, ha



3. ábra. Részrendszer, a feltétel nélküli összevonás vizsgálatához



4. ábra. Részrendszer, a feltételes összevonás vizsgálatához

$$\begin{aligned} a_1 &= b_1 \\ a_2 &= b_2 \\ a_3 &= b_3 \\ c_1 &= d_1 \\ c_2 &= d_2 \end{aligned}$$

A feltételeknek azonban a többi állapot felé is teljesülniük kell.

Feltételes esetben a 4. ábrán szemléltetett részrendszert vizsgáljuk. Feltételezzük, hogy T és

$T+1$ összevonható, ekkor R , $R+1$, $R+2$ összevonhatóságának szükséges feltétele:

$$a_1 + a_2 = b_1 + b_2 = c_1 + c_2.$$

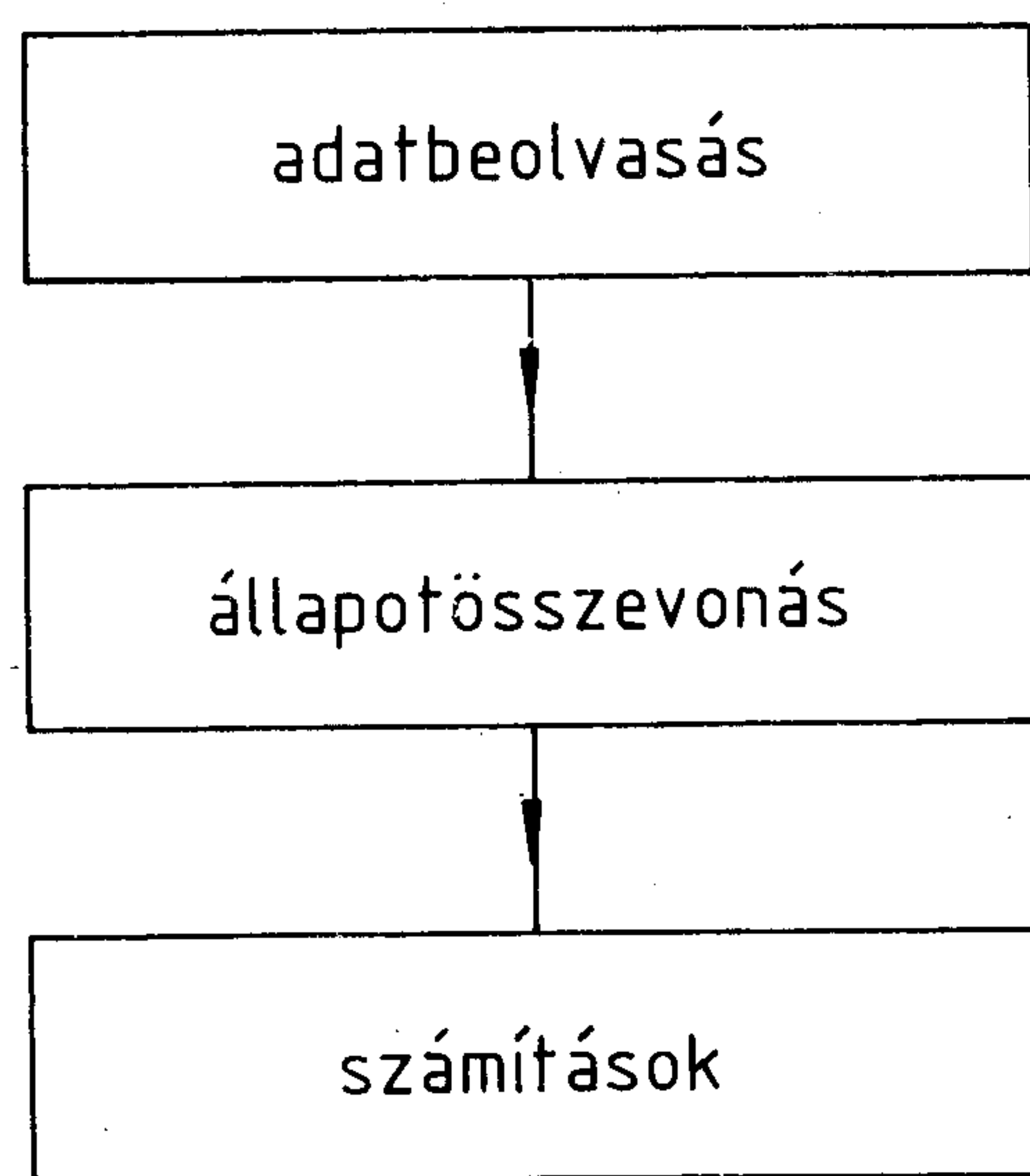
Ha azonban a későbbiekben kiderül, hogy T és $T+1$ nem összevonható, akkor R , $R+1$, $R+2$ összevonhatóságának szükséges feltétele:

$$a_1 = b_1 = c_1$$

$$a_2 = b_2 = c_2.$$

5. Számítógép-program az állapotösszevonások elvégzésére

Az elkészített programcsomag feladata az, hogy az állapottér szűkítését az állapotösszevonás útján végezze el. Felismerje az egymással összevonható állapotokat és egy olyan szűkebb állapotteret hozzon létre, melyben már a megváltozott, összevonásnak megfelelő átlépési gyakoriságok szerepelnek. Szükséges még az is, hogy a program információt szolgáltatson arról, a régi struktúra, mely állapotaitellek összevonva az új állapottér állapotaiban. Az összevonás feltételeinek matematikai megfogalmazása [2]-ben, valamint általánosan a 4.3. pontban történt meg. A követelmények tehát matematikailag viszonylag egyszerűen megadhatók. Komoly nehézséget jelent viszont az adott tulajdonsággal rendelkező állapotkombinációk megkeresése az állapottérben, különösen feltételes esetben. Ekkor ugyanis az állapottér N számú állapotából ki kell választani K számút és a maradék $N - K$ -ból Q -t. Feltételezve a K állapot összevonhatóságát meg kell vizsgálni a kiválasztott Q összevonhatóságát és viszont. Amennyiben az összes lehetséges kombináció-kombináció párt végigvizsgáljuk, úgy a számítási idő összemérhető lesz a 4.1.-ben említett mátrix-invertálás számítási idejével. Az általam készített algoritmus megtalálja a feltéte-



H238-5

5. ábra. Az „állapotösszevonás” helye a programban

lesen összevonható állapotokat az összes lehetséges kombináció-kombináció pár vizsgálata nélkül, így gyorsan eredményre vezet.

5.1. Az összevonást végző program helye a korábban készült programrendszerben

Az állapotösszevonás módszerének választását az indokolta, hogy korábban más módon már készült program az állapotszám csökkentésére. Az állapotösszevonást végző programblokk elhelyezkedése a korábban készült, megbízhatósági paramétereket számító programrendszerben az 5. ábrán látható. A felhasználó szabadon választhat, igényli-e az állapotösszevonást vagy sem. A soros rendszerből következik, az állapotösszevonást végző résznek olyannak kell lennie, hogy a „számítások” nevű blokk felé ugyanúgy szolgáltatson információkat, mint az „adatbeolvasás” nevű blokk. Ez azonos adatstruktúrát és azonos kimenő állapotneveket követel meg az „adatbeolvasás” és az „állapotösszevonás” programblokkoktól. Mivel a „számítások” rész működését nem befolyásolja az összevonás elvégzése vagy el nem végzése, ezért elég, ha az „állapotösszevonás” közli a felhasználóval az összevonás megtörténtét vagy meg nem történtét, valamint a régi és az új állapotsorszámok egymáshoz rendelését.

5.2. A „szint” fogalma és az „átlépés” struktúra

Az 5.1. fejezetben ismertetett okok miatt az állapotösszevonást végző program átveszi az „adatbeolvasás” és „számítások” blokkok adatábrázolási struktúráját, ezért szükséges az „állapotösszevonás” megismeréséhez a címben említett két fogalom ismertetése.

Szint:

Ha egy berendezést megbízhatósági szempontból leíró állapotterben egyes állapotok bizonyos szempontból egyenértékűek, akkor úgy mondjuk, hogy egy szintre kerülnek. Ezt az egyenértékűséget a felhasználó dönti el, ezért a felhasználónak a programcsomag használata során meg kell adnia, hogy mely állapotokat kezeljen a program egy szinten levőknek. Például egy távközlő berendezés 30 csatornája közül 6 db rossz. Az egyébként egyforma csatornák mellett (azonos megbízhatósági paraméterű) teljesen mindegy, hogy melyik 6 rossz. Tehát a pontosan 6 hibás egységet reprezentáló állapotok egy szintre kerülnek. A szintekhez egy *SZINT* vektort rendelhetünk, ezen vektor *X*. eleme azt adja meg, hogy a *X*. állapot hányas sorszámú szinten található.

Átlépés-struktúra:

A számítások elvégzéséhez szükséges megadni a programnak az átlépési gyakoriság *A*-mátrixának az A_{ij} elemeit. Ez a mátrix azonban sok értéktelen nulla elemet tartalmaz, ezért ezeket felesleges lenne bemenő adat formájában közölni. Emiatt a bemenő adatokkal egy tömör úgynevezett ÁTLÉPÉS struktúrát töltünk fel, melybe csak a nullától különböző átlépési gyakoriságú tényleges átlépések kezdő és végállapota, valamint paraméterei kerülnek.

5.3. A program általános leírása

A program a folytonos idejű Markov-láncokkal leírható rendszerek megbízhatósági analízisére készült programcsomaghoz illeszkedik, ezért annak programnyelvén, PL/1 programnyelven íródott. Feladata, hogy egy állapotterben felismerje a markovitást nem befolyásoló lehetséges állapotösszevonásokat és elvégezze azokat. Mivel a feladat külön önálló részfeladatokra bontható, ennek megfelelően a program szubrutinokra tagolódik. A program a homogén, folytonos idejű, diszkrét állapotterű, ergodikus Markov-lánccal leírható rendszerek esetén alkalmazható. Futásához az „adatbeolvasás” adatai szükségesek. Az eredményeket továbbadja a „számítások” szubrutinnak, a régi és új állapotok egymáshoz rendelését pedig táblázatos formában kiírja. Szintenként vizsgálja meg az összevonhatóságot, mivel összevonást csak itt engedhetünk meg. A vizsgálatokat, a 4.3. pontban tárgyalt példánál látott probléma miatt két úton végzi el:

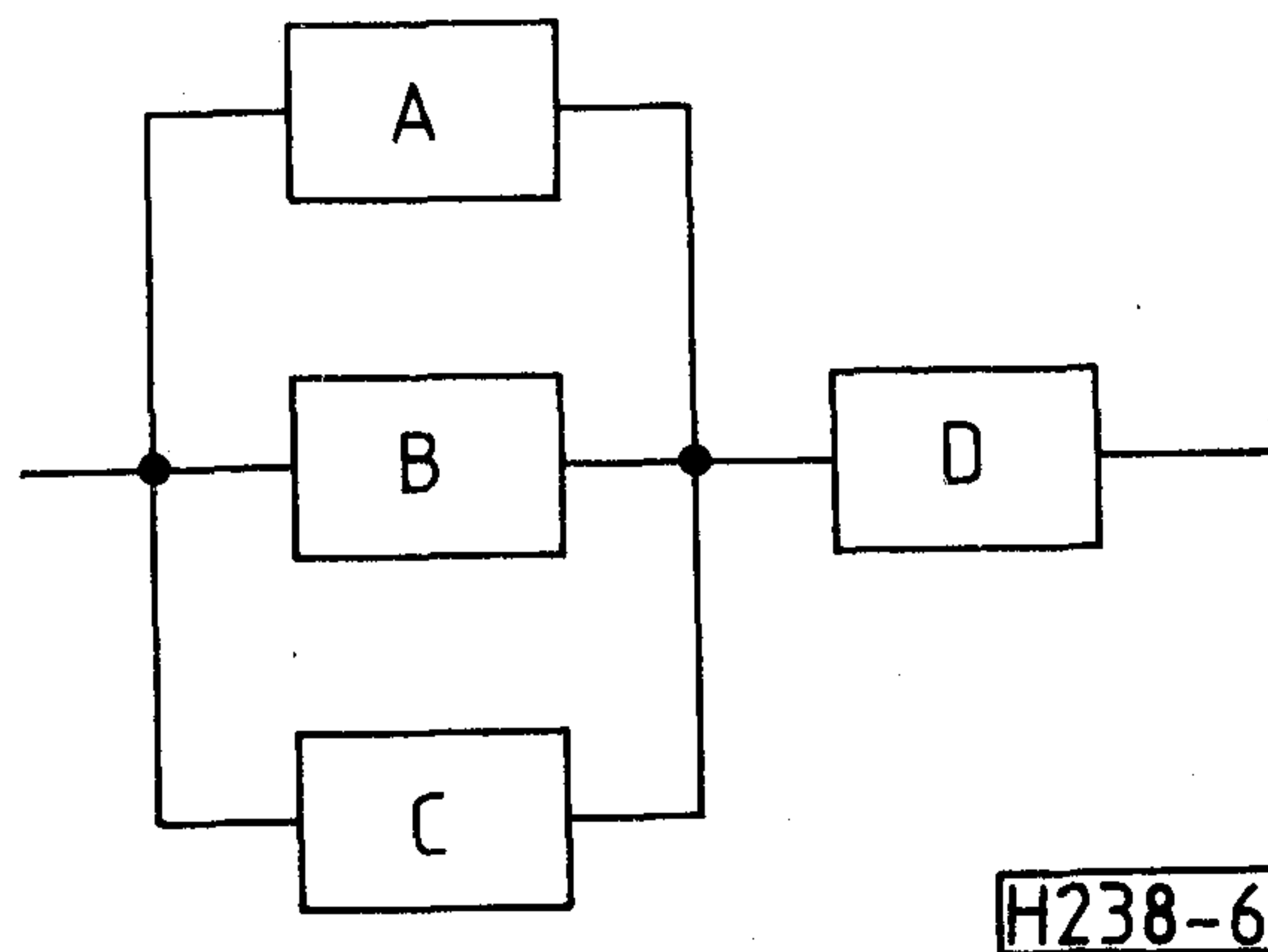
- feltétel nélküli vizsgálattal, vagyis állapotpáronként sorban haladva,
- előzetesen bizonyos csoportok összevonhatóságát feltételezve, vagyis feltételes összevonhatósági vizsgálattal.

6. A programrendszer alkalmazása

A továbbiakban a programcsomag felhasználói leírását mellőzve megismerünk egy mintapéldát. A felhasználói leírást [9], az egyéb szükséges ismereteket [5] tartalmazza. A futtatási eredmények és táblázatok [9] mellékletében részletesen tanulmányozhatók.

6.1. Mintapélda

Vizsgáljunk egy háromcsatornás rendszert, melyhez 1 db közös egység csatlakozik, ld. 6. ábra. A csatornák *A*, *B*, *C*, a közös egység jele legyen *D*. Tekintsük a rendszer teljesen hibátlan állapotának az 1-es állapotot. Ekkor *A*, *B*, *C* és *D* jó. A rendszer működésképtelen ha *A* és *B* és *C* vagy *D* rossz. A rendszer állapotainak száma $2^4 = 16$.



6. ábra. Háromcsatornás rendszer modellje

az új állapot		a régi állapotszám
sor-száma	szint-száma	
1	1	1
2	2	2, 3, 4
3	3	5, 6, 7
4	4	8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16

H238-7

7. ábra. Az állapotösszevonás eredménye

MTFF	=	$3,3333 \cdot 10^4$
MTTF	=	$3,3333 \cdot 10^4$
MCT	=	$3,3335 \cdot 10^4$
MUT	=	$3,3333 \cdot 10^4$
MDT	=	2,0008

H238-8

8. ábra. A számítás eredménye

A szintek száma 4 és ezek a következő állapotokat tartalmazzák:

- A rendszer hibátlan, 1. szint 1. állapot
- A rendszer 1 db hibás csatornát tartalmaz, 2. szint 2., 3., 4. állapot
- A rendszer 2 db hibás csatornát tartalmaz, 3. szint 5., 6., 7. állapot
- A rendszer működésképtelen, 4. szint 8., 9., 10., 11., 12., 13., 14., 15., 16. állapot.

Legyen A , B és C meghibásodási gyakorisága $a = 2 \cdot 10^{-5}/h$, D meghibásodási gyakorisága $d = 3 \cdot 10^{-5}/h$.

A javítás történjen:

- a 2. szintről az 1-re $\mu_1 = 0,05/h$ -val,
- a 3. szintről a 2-ra $\mu_2 = 0,2/h$ -val,
- a 4. szintről az 1-re $\mu_3 = 0,5/h$ -val.

A jó állapotok száma 7.

A számítógéppel történt összevonás után a rendszer új állapotainak szinthez, valamint a régi állapotokhoz való hozzárendelése a 7., a számítási eredmények a 8. ábrán láthatók.

6.2. A futtatások értékelése

A példák futtatása után az értékelés három szempont szerint történt:

- a) A számítógép üzeneteiből megállapítható volt, hogy az egyes szubrutinok és ezeken belül az egyes utasítások hányszor futottak. Kis állapotszám esetén így igazolható volt a szubrutinok helyes működése.
- b) Számos feladat megoldása történt meg mind az összevonó szubrutin hívásával, mind anélkül. A kétféle úton eredményül kapott megbízhatósági paraméterek egyezése bizonyította az összevonást végző programrendszer helyes működését.
- c) Az egyes példák futtatása során az összevonó szubrutin hívásakor (összevonás elvégzésekor) lényegesen kisebb futási idők adódtak, mint anélkül. Az ismertetett mintapélda esetén összevonással 26,68 sec, anélkül 60,37 sec CPU idő adódott. Nagyobb rendszereknél az összevonásra fordított idő egyre inkább elhanyagolható ahhoz az időhöz képest, amennyit nyerünk azzal, hogy a korábbinál kisebb állapotszámmal kell számolnunk (már a mintapéldában is 7×7 -es mátrix helyett csak 3×3 -ast kellett invertálni). Így a gyakorlatban vizsgált rendszerek nagy számú állapota esetén még fokozottabb aránybeli eltérések adódnak a kétféle futás időigénye között.

A programrendszer tehát gazdaságosan alkalmazható, mivel lerövidíti a megbízhatósági vizsgálat-hoz szükséges gépidőt, ezzel lehetővé téve a számítógép más feladatra való felhasználását.

6.3. Alkalmazási és továbbfejlesztési javaslatok

Az összevonást végző programcsomag egyenlőre a megbízhatósági paraméterek analitikus előállításánál került felhasználásra, de alkalmas szimulációs eljárással való együttműködésre is. Lehetőség van tehát arra, hogy szimulációs eljárások előtt is hívásra kerüljön az összevonó programrendszer.

Az állapottér redukálására korábban felsorolt módszerek közül a rendszer dekompozíciós eljárás eddig nem került felhasználásra. További feladatot jelenthet tehát ezen eljárás realizálása és a különböző eljárások futási eredményeinek egymással való összehasonlítása.

7. Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki dr. Simonyi Ernő tudományos főosztályvezetőnek, a műszaki tudományok kandidátusának értékes tanácsaiért és támogatásáért, valamint Ladvánszky János aspiránsnak a kézirat átnézéséért.

I R O D A L O M

- [1] Dr. Almásy György: Elektronikus készülékek szerkesztése. Műszaki Könyvkiadó, 1979.
- [2] John A. Buzacott: Markov Approach the Finding

- [3] *Farkas Gy.*: Elektronikus berendezések konstrukciója I. Egyetemi kézirat, 1979.
- [4] *Dr. Izsák M.*: Konstruktív számítások. Egyetemi kézirat, 1979.
- [5] Dokument, a BME/HEI IBM 370/115 számítógéppont kiadványa. 1981.
- [6] *Jereb L., Pongor Gy.*: Programrendszer kidolgozása összetett struktúrájú javított rendszerek megbíz-

hatóságának analizisére és tervezésére batch és interaktív üzemmódban. BME/HEI. 1980.

- [7] *Szabó I.*: Bonyolult rendszerek megbízhatósága. Diplomaterv, BME/HEI, 1980.
- [8] *Felföldi T.*: Tömegkiszolgálási rendszerek vizsgálatára alkalmas programcsomag továbbfejlesztése. Diplomaterv, BME/HEI. 1981.
- [9] *Goldschmidt L.*: Markov-láncok állapotterének csökkentése állapotösszevonással. Diplomaterv, BME/HEI. 1982.

Beszámoló

a Balatonfüreden, 1986. szeptember 9-10-én megtartott TÁVKÖZLÉS A VASÚTÜZEMBEN c. konferenciáról, melyet a KTE Biztosítóberendezési és Automatizálási Szakosztály közreműködésével rendezett meg. A konferencián mintegy százötvenen vettek részt.

A konferencia résztvevői tájékoztatást kaptak a korszerű vasúti távközlőrendszerekről, a fejlesztés irányairól és lehetőségeiről. Előadások hangzottak el egyes hazai híradástechnikai vállalatoktól meghívott előadók részéről, a vasút távközlését jelenleg és a jövőben is meghatározó távközlőberendezésekről. Külföldi előadók is szót kaptak, hogy saját vasútjaiknál alkalmazott távközlőrendszerekről tájékoztassák a hallgatóságot, megismertetve eredményeiket, gondjaikat.

A konferencián az alábbi előadások hangzottak el:

- **RÁCZ JÁNOS** (KTMF Győr): *Megnyitó beszéd.* Az előadó rövid áttekintést adott a Magyar Államvasutak távközlésének történetéről;
- **S. S. KASENKO** (SZD): *A szovjet vasutak távközlő rendszerei, fejlesztésük.* Az előadás tájékoztatta a hallgatóságot a szovjet vasutaknál alkalmazott kapcsolás- és átviteltechnikáról, adatátviteli, rádió, valamint egyéb távközlőberendezésekről, rendszerekről;
- **M. CH. GOURDON** (SNCF): *Új adatátviteli célra alkalmas vonali rádiós rendszer a francia vasútnál.* Ismertetésre került a vonatrádióknál alkalmazott olyan rendszer, mely a beszédcsatorna mellett egy állandó, de a beszédcsatornán belüli adatátviteli csatornát is biztosít. pl.: a TGV szerelvényeknél alkalmazott információkra, így
 - az indulás előkészítésére (klíma-, fűtőberendezés, irányjelző bekapcsolása stb.).
 - az önálló fedélzeti üzemszavarjelző rendszer programjainak távbetáplálására,
 - a terjedelmesebb alkatrészek előkészítését igénylő hibák jelzését a javítóműhelyek részére;
- **HERBERT MÜLLER** (ÖBB): *Rádióirányítási rendszerek az osztrák vasutaknál.* Az előadó ismertette olyan rádiós rendszert, amely biztosítja a vonatforgalmat azokon a mellékvonalakon, ahol sem személyzet, sem biztosítóberendezés nem található. Továbbá megemlítette a MARIAZELL-i vasútvonal felújításának problémáit;
- **VELIBOR DAMJANOVICZ** (JZ): *A jugoszláv vasút távközlése.* Ismertetésre került a JZ kábelhelyzete és további építése;
- **BERCSÉNYI MÁTYÁS** (MÁV Vig.): *Vasúti távközlési irányítórendszerek fejlesztése, építése.* Az előadó fejtegette azokat a problémákat és teendőket, amelyek elősegítik az operatív jellegű távbeszélő rendszerek további fejlesztését és építését. Az operatív rendszerek között említésre kerültek a következő feladatokat elősegítő igazgatósági konferencia, főüzem-, menet- ill. szakasz-, áru és tehervozat irányítói, valamint a villamosvontatási szolgálatot kiszolgáló sugaras ill. vonali távbeszélő rendszerek;

— **KOLLÁR JÁNOS** (BHG): *Többkezelős sugaras és társasvonali irányító rendszerek.* Az új PLANET rendszerek tároltprogram vezérlésűek, melyek alkalmasak centralizált és decentralizált hálózatokra egyaránt. A MÁV-nál e rendszerek országos ill. egy-egy nagyobb területet (Dunántúl, Tiszántúl) átfogva működnek;

— **BALOGH GYÖZÖ** (MÁV Vig.): *Adatátvitel a vasútüzemben.* A MÁV és néhány más európai vasút adatátviteli eredményeit és fejlődési irányait ismertette az előadó, az UIC és CCITT ajánlások figyelembevételével. A fejlődés az általános célú adathálózatok irányába halad, amelyben mind a távközlési, mind a számítástechnikai tényezőknek szerep jut;

— **Dr. BARTOLITS ISTVÁN** (BHG): *EP típusú elektronikus alközpontok alkalmazása a MÁV zártcélú távbeszélő hálózatában.* Az előadó bemutatta a hálózati központtípusok fejlesztésének alapjául szolgáló EP 128 és 512 típusú elektronikus alközpontok rendszertechnikáját. Ismertette azokat az eredményeket, amelyek a különböző jelzésrendszerű hálózati végközpontoknál már üzemszerűen alkalmazásban vannak. Az eddigi üzemi tapasztalatok figyelembevételével kitért a MÁV távközlőhálózatban való felhasználásra, a hálózat korszerűsítésének lényegesebb pontjaira;

— **HARGITAI GÉZA** (Telefongyár): *Átviteltechnikai fejlesztések a Telefongyárban.* Ismertetésre kerültek a jelenleg gyártott, ill. a közeljövőben gyártásra kerülő analóg és digitális átviteltechnikai rendszerek;

— **JUTASI ISTVÁN** (PKI): *Fényvezető légkábelek alkalmazása és szerelési technológiája.* Az előadó bemutatta a fényvezető kábelek szerkezetét, kötését, mechanikai tulajdonságait. Ismertette a lehetséges építési módokat nagyfeszültségű oszlopvonalakon.

A konferencia résztvevői a vasút illetékes vezetői részére ajánlásokat fogadtak el a vasúti távközlési távlati célkitűzéseit illetően, így az

- alaphálózat továbbfejlesztéséről
- kábelezés (hagyományos, fényvezető),
- új típusú távíteteknikai (analóg és digitális) berendezések beszerzéséről;
- nagysebességű távadatátvitel feltételeinek biztosításáról a vasút szállításiirányítás korszerűsítése érdekében;
- az általános vasútüzemi távbeszélő hálózat korszerű elektronikus központokkal való fejlesztéséről;
- a vezeték nélküli eszközök bővítéséről, figyelembe véve a vonali rádiórendszerek adatátvitellel való kiegészítés lehetőségét;
- az üzemeltetés korszerűsítéséről az elektronikus rendszerek elterjesztéséből adódóan;
- a továbbképzés hatékonyságának fokozásáról.

Pap János

A rezonátor elv általánosítása és harmonikus jelcsomagok detektálása kapcsolt kapacitású áramkörökkel

DR. SIMON GYULA

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A diszkrét Fourier-transzformáció elvégzésére alkalmas mintavételes jelfeldolgozási algoritmus, a Goertzel-algoritmus általánosítása kezdeti feltételeknek megfelelő állapotból indított másodfokú rezonátorokat alkalmaz. A javasolt kapcsolt kapacitású elrendezés egyszerű integrátorokkal valósítható meg és a kvadraturakomponensek a rezonátor két műveleti erősítőjének kimenetéről vehetők le. Egy jelfeldolgozó sor rezonátorai csak három kapacitás értékében különböznek, a logika közös.

1. Bevezetés

Valós mintasorozat n -pontos diszkrét Fourier-transzformáltját például $(n-1)$ késleltető elemet tartalmazó transzverzális struktúrával (kapcsolt kapacitású megvalósítást ad meg [1]), vagy $M = 0,5 \cdot (n+1)$ (ha n páratlan) illetve $M = 0,5 \cdot (n+2)$ (ha n páros) számú másodfokú veszteségmentes rezonátor segítségével határozhatjuk meg (Goertzel-algoritmus, [2]). Minden rezonátor két késleltető elemet tartalmaz. A transzverzális elrendezés előnye, hogy futó DFT-értékeket szolgáltat, míg a rezonátoros megoldás a késleltető elemek számában jelenthet megtakarítást akkor, ha a transzformált értékek teljes körére nincs szükség. Ilyen frekvencia-felismerési feladatok gyakoriak pl. PCM jelzésátvitelnél vagy különféle szórt spektrumú jelátviteli rendszerekben.

Kapcsolt kapacitású megoldásoknál a késleltető elemek megvalósítása bonyolult. [1] megoldásában többfázisú órajel szükséges, [3] fokozatonként két műveleti erősítőt használ, [4] elrendezésében az áramköri összkapacitás viszonylag nagy.

Ezért ez a cikk kétkimenetű veszteségmentes rezonátorokkal megvalósítható DFT-eljárás általánosítását tűzte ki célul annak érdekében, hogy a kapcsolt kapacitású (SC) integrátorok egyszerű felépítését ki lehessen használni, így késleltető elemekre ne is legyen szükség. Folytonos jelek frekvencia-felismerésére szintén bevált a rezonátor struktúra alkalmazása [5]. Ezért keressük a megfelelő mintavételes megoldást [6].

2. Az általánosított rezonátor elv

Induljunk ki egy másodfokú mintavételes veszteségmentes rezonátor z -tartománybeli transzfer függvényéből és annak résztörtekre bontott alakjából:

DR. SIMON GYULA

1964-ben a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar Gyegeáramú Szakon szerzett okleveles villamosmérnöki diplomát. A BME Híradástechnikai Elektronika Intézetében oktat. 1971-ben írt egye-

temi doktori értekezése műveleti erősítőkkel kapcsolatos kérdéseket (jelváltozási sebesség, zaj) tárgyalt. Publikációi analóg és mintavételes áramkörökkel és komplex rendszerekkel kapcsolatosak. Pollák-Virág díjat 1972-ben és 1979-ben kapott.

$$F(z) = \frac{D + Ez^{-1}}{1 - 2\cos\alpha_k z^{-1} + z^{-2}} = \frac{A + jB}{1 - \exp(-j\alpha_k)z^{-1}} + \frac{A - jB}{1 - \exp(j\alpha_k)z^{-1}} \quad (1)$$

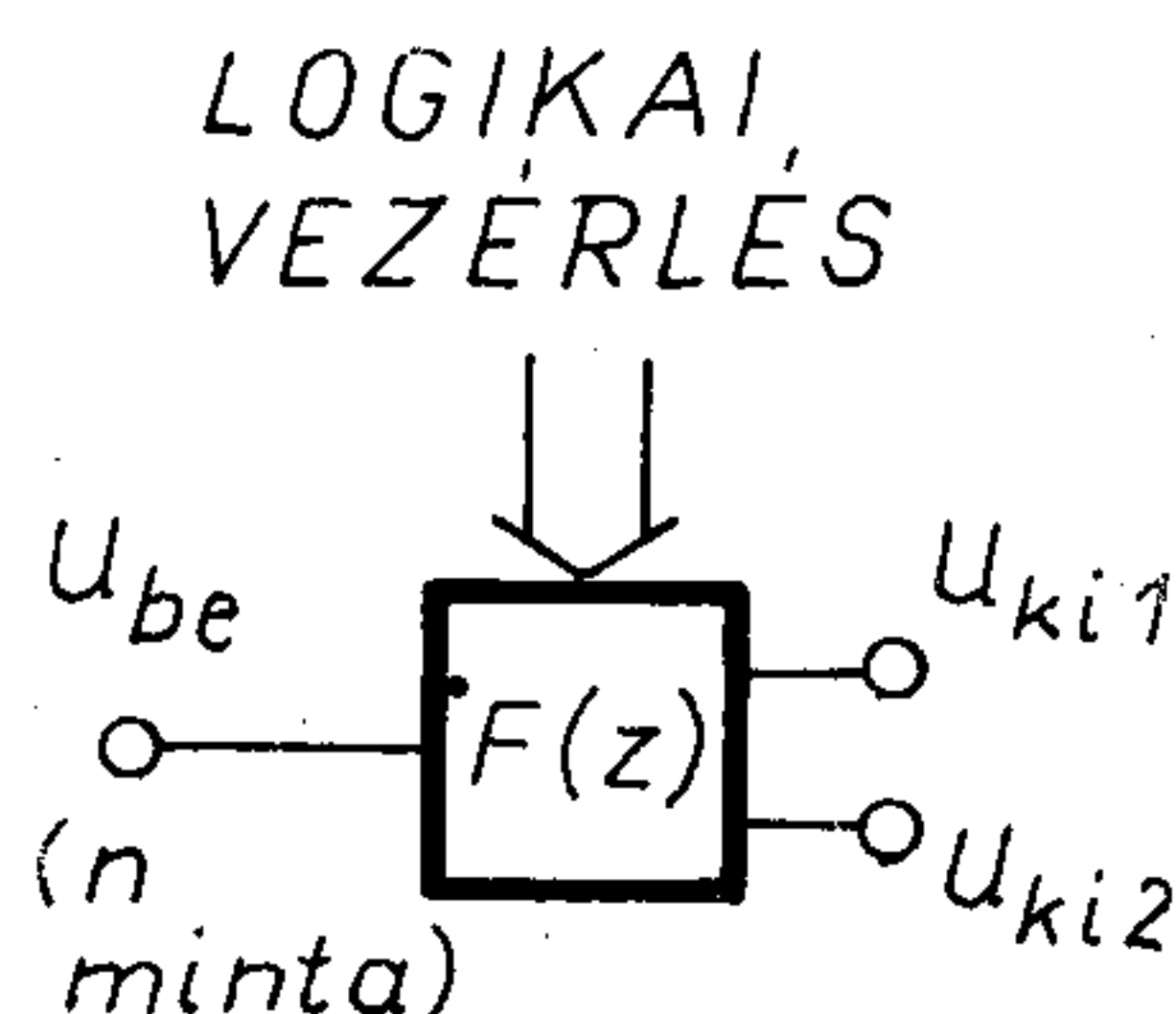
ahol $\alpha_k = 2\pi f_k/f_s$, f_k a rezonanciafrekvencia, f_s a mintavételi frekvencia és $n\alpha_k/2\pi = k$ egész szám. Szorozzuk be (1) jobb oldalának mindkét tagját $(1 - q^n)$ -nel, ahol $q = \exp(-j\alpha_k)z^{-1}$, illetve $q = \exp(j\alpha_k)z^{-1}$ (a két esetben megfelelően), mely a következő alakú kifejezésekhez vezet:

$$\frac{a_0}{1 - q} (1 - q^n) \quad (2)$$

(2) véges mértani sorozat összegének felel meg, melynek alakja (még $q=1$ mellett is határértékként):

$$S = a_0 \sum_{i=0}^{n-1} q^i \quad (3)$$

A mi eseteinkben $q^n = z^{-n}$ és ezért $(1 - q^n) = (1 - z^{-n})$ olyan függvénynek felel meg, mely csak n egységkésleltetés után válik hatásossá. Ha n mintából álló sorozatot adunk egy nulla kezdeti energiájú állapotból indított szűrő bemenetére (1. ábra), akkor a kimenetet a feldolgozási ciklus



H-236-1

1. ábra. A rezonátorelrendezés jellege

Beérkezett: 1986. VII. 25. (H)

végén úgy határozhatjuk meg, hogy kiszámoljuk (1) súlyfüggvényének megfelelően korlátozott véges részét. Mivel az igénybevett késleltetések teljes száma $(n-1)$, (2) és (3) ugyancsak használható!

Egy f_k frekvenciájú és tetszés szerinti kezdőfázisú harmonikus jelből mintavételezett bemeneti sorozat a z -tartományban az alábbi alakban írható fel:

$$u_{be} = \sum_{i=0}^{n-1} [-S_k \sin(i\alpha_k) + C_k \cos(i\alpha_k)] z^{-i} \quad (4)$$

(1), (3) és (4) figyelembevételével megkaphatjuk a kimeneti feszültség értékét a feldolgozás végén:

$$u_{ki} = n(AC_k + BS_k) \quad (5)$$

Minthogy (5)-ben két ismeretlen érték (C_k és S_k) szerepel, két szűrőre van szükség, melyek nevezői azonosak és a számlálóegyütthatók (D és E) lineárisan független párok. Mint a Goertzel-algoritmusnál [2] vagy egy ennek megfelelő analóg folytonos struktúrájánál [4], az a legjobb megoldás, ha csak egy kezdeti értékre beállított szűrőt használunk két kimenettel. Elvileg tekintve végtelen számú lehetőség van a két együttható (D és E) párjainak megválasztására, még másodfokú számlálók is használhatók (osztás után). Az (1) egyenlet átrendezésével:

$$A = \frac{D}{2} \quad (6)$$

$$B = \frac{D \cos \alpha_k + E}{2 \sin \alpha_k} \quad (7)$$

Legyen az A és B illetve az ezeknek megfelelő D és E lineárisan független együtthatók jelölése A_1 , B_1 , A_2 , B_2 , D_1 , E_1 , D_2 és E_2 és az u_{ki1} illetve u_{ki2} feszültségek értékét a feldolgozás végén jelöl-

jük U_1 -gyel illetve U_2 -vel. (5), (6) és (7) figyelembevételével meghatározhatjuk az utófeldolgozás egyenleteit!

$$S_k = \frac{2}{n} \frac{(D_2 U_1 - D_1 U_2) \sin \alpha_k}{D_1 E_2 - D_2 E_1} \quad (8)$$

$$C_k = \frac{2}{n} \frac{(D_2 \cos \alpha_k + E_2) U_1 - (D_1 \cos \alpha_k + E_1) U_2}{D_1 E_2 - D_2 E_1} \quad (9)$$

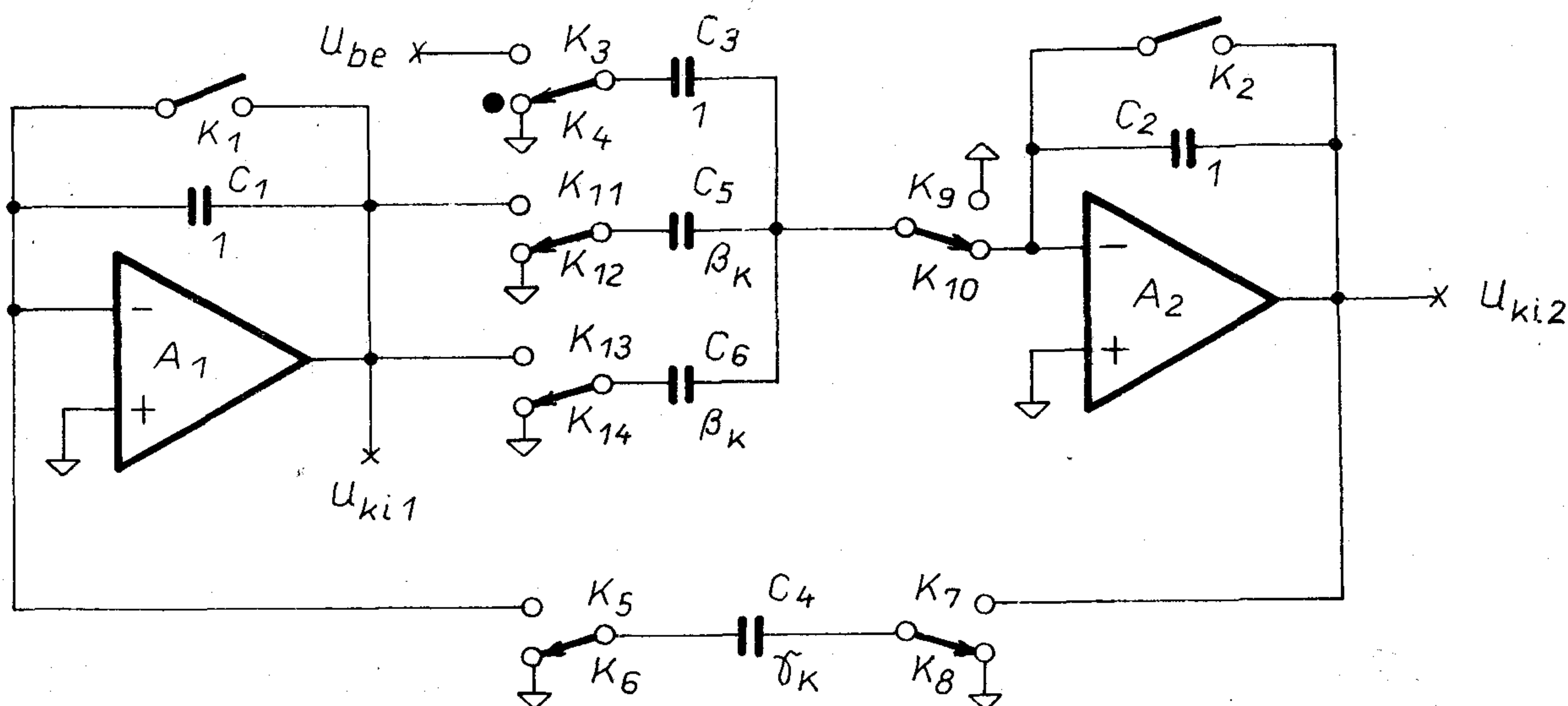
$D_1 = 0$, $E_1 = -1$, $D_2 = 1$ és $E_2 = 0$ felel meg a Goertzel-algoritmusnak. Keressünk olyan együtthatókat, melyek egyszerű SC megvalósítást tesznek lehetővé.

3. Kapcsolt kapacitású rezonátor áramköri elrendezése

Egy rezonátor javasolt áramköri elrendezése a 2. ábrán látható. A kezdeti feltételek beállítására a K_1 és K_2 kapcsolók kisütik a C_1 és C_2 kondenzátorokat. A kapcsolók nyitása után indul a feldolgozási fázis. Ennek során $n-1$ számú át nem lapoldó órajellel vezérelve felváltva a $K_3 \dots K_{13}$ páratlan indexű illetve a $K_4 \dots K_{14}$ páros indexű kapcsolók zárnak. Az n -edik fázisban valamennyi páratlan indexű kapcsoló zárását követően az utolsó félfázisban a páros indexű kapcsolók zárásakor a K_{14} nem záródik. Ez azt jelenti, hogy egy összetett elrendezés valamennyi rezonátorának logikai vezérlése közös, de négyféle vezérlésre van szükség: a K_1 és K_2 , az összes többi páratlan indexű kapcsoló, a $K_4 \dots K_{12}$ kapcsolók és végül a K_{14} kapcsoló számára. Az ábrán szereplő paraméterek:

$$\gamma_k = \sin \alpha_k, \quad (10)$$

$$\beta_k = \frac{1 - \cos \alpha_k}{\sin \alpha_k} \quad (11)$$



H-236-2

2. ábra. Kapcsolt kapacitású detektor áramkör

Tételezzük fel egyenlőre, hogy a K_{14} kapcsoló vezérlése nem térne el a $K_4 \dots K_{12}$ kapcsolókétól. Ekkor a következő differenciaegyenletek írhatók fel:

$$u_{ki2}(1-z^{-1}) = u_{be} + 2\beta_k u_{ki1} \quad (12)$$

$$u_{ki1}(1-z^{-1}) = -\gamma_k u_{ki2} z^{-1} \quad (13)$$

Átrendezés után (10) és (11) figyelembevételével

$$\frac{u_{ki1}}{u_{be}} = \frac{-\sin \alpha_k z^{-1}}{1 - 2\cos \alpha_k z^{-1} + z^{-2}} \quad (14)$$

$$\frac{u_{ki2}}{u_{be}} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - 2\cos \alpha_k z^{-1} + z^{-2}} \quad (15)$$

Ennek alapján $D_1 = 0$, $E_1 = -\sin \alpha_k$, $D_2 = 1$ és $E_2 = -1$. Az utófeldolgozásra vonatkozó (8) és (9) egyenlet alapján:

$$\frac{n}{2} S_k = U_1 \quad (16)$$

$$\frac{n}{2} C_k = -\beta_k U_1 + U_2 \quad (17)$$

Belátható, hogy a (17) egyenlet jobboldalán szereplő művelet (12) figyelembevételével külön súlyozott összegzést igénylő fázis beiktatása nélkül úgy is elvégezhető, ha az utolsó feldolgozási lépésnél (12)-ben a $2\beta_k$ együttható helyett β_k szerepel csak; ennek felel meg K_{14} nyitva maradása.

Az elmondottak alapján látszik, hogy egy feldolgozórendszer különböző k -értékekhez tartozó rezonátorainak topológiája és logikai vezérlése azonos, a kapacitások közül is csak három, egy γ_k és két β_k , egyedi értékű. A megoldás ezért különösen alkalmas integrált áramköri megvalósításra.

I R O D A L O M

- [1] N. S. Reddy, M. N. Swamy: Switched-capacitor realization of a discrete Fourier transformer. IEEE Tr. Circuits and Systems, CAS-30/4, 1983, 244—245.
- [2] B. Gold, Ch. M. Rader: Digital processing of signals. McGraw-Hill, London, 1969, 171—172.
- [3] R. H. Mccharles, D. A. Hodges: Charge circuits for analog LSI. IEEE Tr. Circuits and Systems, CAS-25/7, 1978, 490—497.
- [4] Gy. Simon: A stray-insensitive switched capacitor delay circuit. Periodica Polytechnica, 30/2—3, 1986, 87—91.
- [5] Gy. Simon: Detection of harmonic burst signals. Int. Journal of Circuit Theory and Applications, 13/3, 1985, 195—201.
- [6] Gy. Simon: An extended resonator concept and the detection of harmonic burst signals by SC circuits. A 8. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium előadásai, 225—226.

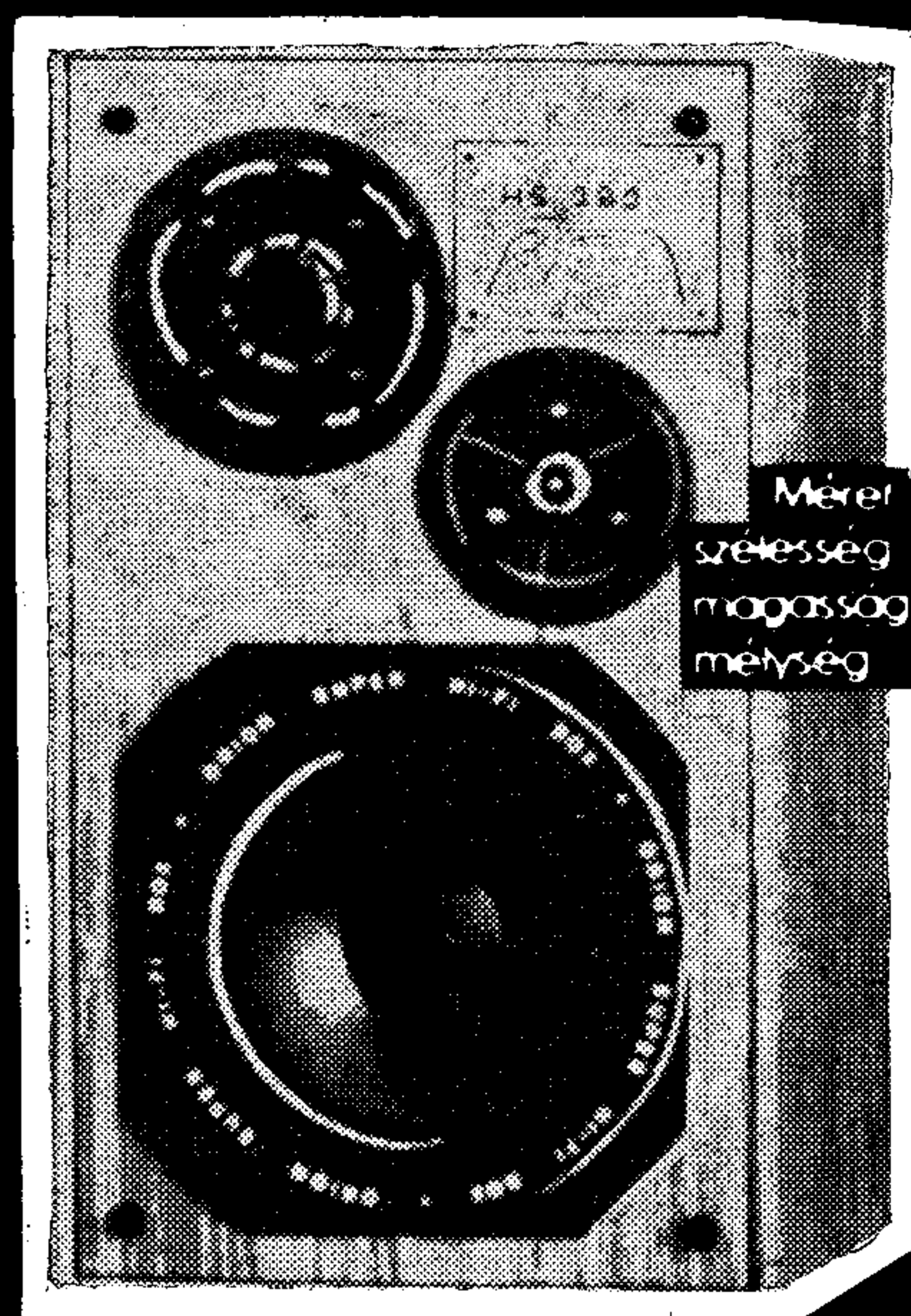


Hangzás - hűség

felsőfokon!

ORION HS 280

HÁROM-UTAS HANGDOBOZ



Méret
szélesség 260 mm
magasság 480 mm
mélység 260 mm

Hangszórók mélysugárzó 1 db
 közepsugárzó 1 db
 magassugárzó 1 db

Névleges terhelhetőség 50 W
Maximális terhelhetőség 80 W
Átviteli sáv szélesség 50-20000 Hz
Rezonancia frekvencia 65 Hz
Keresztelési frekvencia 700 Hz-4 kHz
Impedancia 4-8 Ohm

ORION

RÁDIO ÉS VILLAMOSSÁGI VÁLLALAT

1106 Budapest, X. Jászberényi út 29.
Telefon: 283-830 Telex: 22-57-98

Alkatrész generációváltás aktuális kérdései a REMIX-ben



GÖBLÖS JÁNOS

A szerkesztő bevezetője

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 30 év óta minden évben megrendezi Alkatrész Szemináriumát. Az 1986. évi rendezvényre Sopronban került sor október 8—9—10-én. A Szemináriumnak az adott különös aktualitást, hogy a 10 évre tervezett elektronikai alkatrész kormányprogram első ötéves periódusa lezárult, így bizonyos tanulságok levonására mód nyílik.

A Szemináriumon több olyan megnyitó előadás hangzott el, amelyek kitekintést kíséreltek adni a jövőre. Ezek közül az egyik volt Göblös Jánosnak, a REMIX műszaki igazgatójának előadása, amelyet az alábbiakban, változtatás nélkül közlünk úgy, ahogyan az élő szóban elhangzott:

„Tisztelt Szeminárium!

Amikor az a megtiszteltetés ért, hogy felkértek az idei Alkatrész Szeminárium egyik bevezető előadásának megtartására, elgondolkoztam azon, milyen téma lenne a leghasznosabb ma, ekkora szakmai fórum előtt. Azt hiszem, hogy valamiféle visszatekintés az elmúlt 5—10 esztendőre nem tudna sok újat mondani és egy valamiféle optimista előretekintés is igen sok buktatót rejtene magában. Végül is abban állapodtam meg önmagammal, hogy a bennünket körülvevő technikai civilizáció fejlődési kihívására adható válasz esélyeit próbálnám végig gondolni itt az Önök jelenlétében egy olyan viszonylag szűk területen, amelyet a REMIX művel.

Egy sok reménnyel elindított újabb ötéves tervidőszak gyakorlatilag egy esztendeje van a hátunk mögött és a jobbtítás szándékával átszervezett EKFP fejlesztési programjait kellene az egyre göröngyösebbé váló gazdasági körülmények között végrehajtani.

Bizonyára sokan emlékeznek arra, hogy két évvel ezelőtt a Siófoki Alkatrész Konferencián került Magyarországon legelőször a szakmai nyilvánosság elé az az új technológia, amelyet felületi szerelésnek nevezünk. Akkor úgy gondoltuk, hogy a magyar készülékgyártó ipar a világpiaci verseny okán viszonylag hamar, 3—4 éven belül belekezd ebbe a technológiai generáció váltásba és az EKFP, illetőleg EGP oldalról is megkapja ehhez a szükséges támogatásokat. Éppen ezért a REMIX-ben igen nagy részletességgel dolgoztuk ki azt a tervet, amely egyfelől passzív RC elemeink megújuló választékát fogalmazta meg, másrészt a szigetelő alapú hibrid integrált áramköri programunkat egészítette ki a felületi szereléssel összefüggő

tervező és technológiai fejlesztési tevékenységekkel. E munka kivonatos dokumentuma tulajdonképpen az a sokszorosított anyag, amelyet az igen tisztelt jelenlévők itt a mai napon kézhez kaptak és amelyből elég pontos kép nyerhető a REMIX szándékairól, a tervidőszak végéig bezárólag. Itt említem meg, hogy ez a munka Rippel Géza főkonstruktorunkat dicséri. Ha Önök megtisztelnék bennünket és a szóban forgó anyagot átnézik, látni fogják, hogy elgondolásunk lényege az, hogy a világtendenciákkal ellentétben a hagyományos huzalkivezetős alkatrészek hazai piaci növekedését 5%/év, az SMD elemekét (felületi szerelhető alkatrész) pedig 11%/év dinamikával prognosztizáltuk, melynek nyomán, évtizedünk végére, Magyarországon a passzív RC elemek piacán 80%-ra adódik a hagyományos alkatrészek és 20%-ra az SMD elemek aránya. Ugyanebben az időpontban a legpesszimistább becslések szerint is, a vezető elektronikai országokban, az SMD elemek aránya legalább 50, de inkább 60—65% lesz.

Érdemes azonban visszatérni az 1990-re prognosztizált hazai 20%-os SMD arányhoz.

Alig egy hónapja az Ipari Minisztérium kezdeményezésére összeültünk a készülékgyárak szakembereivel, hogy áttekintsük az EGP, illetőleg a G—5 fejlesztési programmal kapcsolatos kérdéseket. Ezen a megbeszélésen a készülékgyárak úgy látták, hogy néhány területtől eltekintve, a készülékgyártó ipar az évtized vége előtt érdemben nem fogja tudni átállítani gyártási technológiáit és ma még elvétve foglalkoznak a berendezésgyártó ipar konstruktorai SMA (felületszerelt nyomtatott áramkör) prototípusainak tervezésével.

Ez a minden korábbi elképzelést alulmúló fejlődési ütem elsősorban az eladósodottsággal és a tőkeszegénységgel magyarázható. Úgy tűnik, hogy a magyar elektronikai ipar, a népgazdasági méretekben el nem hanyagolható évi mintegy 60 milliárd forint összes termelésével és a jelenleg hozzá tartozó igen alacsony fejlesztési lehetőségeivel, helyesebben lehetetlenségeivel párját ritkítja ma a világon.

Sokat meditáltunk a REMIX-ben azon, hogy e baljós jeleket hogyan kell és lehet lefordítani a vállalati tervképzéseink nyelvére? Felvetődik az a kérdés, meddig lehet elmenni vállalati szinten egy olyan kockázatvállalásban, amely egyértelműen felismert és helyeselt technikai és technológiai fejlődési irányzatokat kíván ésszerűen követni, de hazai felvevő piaca a fejlesztés megvalósulásakor esetleg még nem létezik, vagy megengedhető-e ennek fordítottja: tudomásul véve az

előbb említett baljós előrejelzéseket, nem fejleszteni és adott időpontban a hiányzó alkatrészeket a világpiacról beszerezni? Ma egy magyar alkatrészgyár számára nyilvánvaló, hogy az első alternatíva jelenti a nagyobb vállalati kockázatot.

A REMIX az előző tervidőszakban erejéhez mérten jelentős fejlesztéseket hajtott végre és ezekhez számottevő bankhiteleket is felhasznált. Az új ötéves terv indításakor a töretlen fejlődés érdekében újabb jelentős befektetéseket kezdtünk el olyan termékeink korszerűsítése érdekében, amelyekre az előző tervidőszakban nem kerülhetett sor. Mégis úgy látjuk, hogy noha a vállalat technikai adottságok tekintetében jobb helyzetben van mint öt évvel ezelőtt, a VII. ötéves terv végrehajtásával kapcsolatos döntések elhúzódása jelentősen lefékezi a fejlesztés dinamikáját. Felesleges lenne itt panasznapot tartani, hiszen ez a társadalmi fórum — közvetlen módon — a problémákon nem tud segíteni. Mégis szükséges e helyről is a nyilvánosság elé tárni néhány gondot. A tőkeszegénységről, az eladósodottságról és az EKGP-vel kapcsolatban elhúzódó döntésekről már szó esett. Az is közismert, hogy az ország gazdasági lehetőségei enyhén szólva korlátozottak. Éppen ezért nem érthető, hogy egyes gazdaságfejlesztési G-programok miért bürokratizálódtak el, a T-programok miért osztódtak meg és a megosztottság hátrányai miért nem lettek felmérhetőek már a döntés meghozatalakor?

Egy másik nagyon lényeges gond: sokan és sokszor vállaltuk és vállaljuk annak a személyes kockázatát is, hogy bizonyos fejlesztő beruházásokat műszaki fejlesztési alapokból indítunk abban a reményben, hogy ezek pénzügyi legalizálására majd valamilyen módon sor kerülhet. Az ipari fejlesztésben érdekelt kormányzati szervek ilyen magatartásra kifejezetten biztatnak, ugyanakkor a pénzügyi kormányzat nemcsak tűzzel-vassal, de nagyon komoly anyagi és jogi büntető szankciókkal küzd ezek ellen.

A G—5 program kapcsán a közelmúlt hetekben, úgy tették fel felénk a kérdést: miért nem indítottunk a meglévőnél több beruházást, beruházással összefüggő géplapot és miért nem ostromoltuk a KKM-et több behozatali engedély kérelemmel? A kérdés felvetése maximálisan jószándékú és segítőkész volt, mégis azt kell látni, hogy a kérdésben foglalt óhaj maradéktalan végrehajtása egyértelműen vállalati alaphiányhoz és csődhez vezetne, nem csak a kilátásba helyezett, hanem a jelenlegi szabályzó rendszerben is.

Amikor késedelmes állami döntésekről beszélek, alapvetően arra gondolok, hogy az Elektronikai Központi Gazdaságfejlesztési Program végrehajtási elemei között olyan óriási, elsősorban finanszírozási ellentmondások vannak, amelyek feloldására ma egyetlen vállalati vezető sem vállalkozhat józanul, a sokat emlegetett kockázattal vállalás keretei között.

Egyesületi folyóiratunk a HÍRADÁSTECHNIKA, a múlt évi, balatonfüredi konferencián elhangzott előadásomat nyomtatásban is leközlésre érdemesítette. Ebben a cikkben arról is szó esik,

hogy a népgazdasági szabályzás kellő időben gondoskodik a vállalatok vezetői számára olyan nem túl kellemes meglepetésekről, amelyek többnyire jól átgondolt középtávú műszaki-fejlesztési célokat kérdőjelezhetnek meg, gazdasági vonalon.

Az előzőekben vázolt gazdaságfejlesztési program beruházási részével összefüggésben, 1988. január 1-től, a hozzáadott értékadó bevezetésekor, igen komoly egyensúlyi gondok várhatók a vállalatoknál, az eddigi rendelet tervezetek ismeretében.

Joggal vetődhet fel a Tisztelt Hallgatóságban az a kérdés, hogy miért ezt a szakmai fórumot terheli az előadó az előbb vázolt gondokkal. Szeretném, ha teljesen világosan állna Önök előtt is az a hármasszorítás, amelyben a magyar elektronikai alkatrészgyárak ma vannak:

1. Van egy Elektronikai Központi Gazdaságfejlesztési Program, amelynek feltételrendszere, belső ellentmondásoktól és késedelmes döntésektől terhes;
2. Van egy belföldi felhasználó piac, amelynek fejlesztési eszközei és lehetőségei oly mértékben korlátozottak, hogy ez a piaci fejlődési korlát visszahat az alkatrészgyártás fejlesztésére is;
3. És vannak a hazai alkatrészgyárak, amelyek tőke erejüket és gyártási kapacitásukat tekintve belföldre méreteztek, következésképpen a belföldi piaci problémáikat nem tudják a világpiacra (nem beszélve a KGST piacról) áthidalni.

Úgy gondolom, ezeket a problémákat a konferencia nyilvánossága elé kellett tárni abban a reményben, hogy ezeket a gondokat majd illetékes szervek ugyancsak a javítás szándékával mérlegelni fogják, másrészt intézkedéseket tesznek fejlesztési programjaink felgyorsítására vagy szelekciójára.

Váltsunk témát.

A tisztelt jelenlévők joggal várják tőlem, hogy helyzetképet kapjanak a REMIX 2 évvel ezelőtt megindított VII. ötéves tervi fejlesztési programjainak állásáról, vagy ha ezekben változás következett be, ezek lényegéről.

Önök közül igen sokan ott ültek a Siófoki Alkatrész Konferencián, ahol vállalatunk vezérigazgatója vázolta a REMIX VII. ötéves tervi elképzeléseit, melynek az volt a lényege, hogy a passzív RC elemek területén egy új alkatrész generációt, a felületi szerelhető passzív RC elemek gerincválasztékát hozzuk piacra, a tervidőszak folyamán.

Ugyancsak RC elemeink területén, az előző tervidőszakban elmaradt potenciométer gyártás rekonstrukcióját terveztük. Szó esett akkor Siófokon arról is, hogy a VII. ötéves terv elejére üzembe helyezzük a szigetelő alapú hibrid integrált áramköri ipari ellátó bázist és emellett egy felületi szerelő kísérleti mintaüzemet, felületszerelési tapasztalataink megszerzése és elterjesztése céljából.

Kezdeném a jó hírekkel.

A hibrid integrált áramköri beruházásunk lezárult, az ipar rendelkezésére áll a közel félmilliárd

forint/év értéket előállítani képes üzem. Ez a kapacitás, meggyőződésünk szerint, a tervidőszak végéig győzni fogja az elég dinamikus növekvő igények kielégítését. Szíves tájékoztatásukra hadd mondjam el, hogy az elmúlt 3 esztendőben a hibrid integrált áramköri termelésünk megduplázódott és jövőre várhatóan meghaladja a negyedmilliárd forint/év értéket. Vásárlóink között van az elektronikai ipar 30 vállalata és szövetkezete, és ezek közül jó néhány évi 50 mFt volumenben vásárol tőlünk hibrid áramköröket. Évi 60–70 vevőorientált áramkör típus kidolgozására vállalkoznak szakembereink.

Ez a munka, csak számítógéppel segített mérnöki tervező munkával lehetséges. Ezen hibrid-áramköri bázis létrehozásához jelentős támogatást kaptunk az Ipari Minisztériumtól és az OMFB-től. A tématerület iránt érdeklődők, a konferencián elhangzó REMIX előadásokból és az itt jelenlévő szakembereinktől, részletes információkat kaphatnak a technológiai és tervezői lehetőségekről.

Az OMFB külön támogatásával telepítésre és üzembe helyezésre került egy felületszerelt áramköri tervezőrendszer és fotoplotter. Az elérhető rajzolatfinomság 150 μm körüli és a géppel együtt szállított szoftver 4 réteghuzalozás tervezésére alkalmas.

Még néhány jó hír:

Megkezdjük professzionális potenciométereink gyártási háttérét is arra a színvonalra hozni, amelyet elértünk az ellenállás-kondenzátor és hibrid áramköri területen. Ezzel egyidejűleg szeretnénk, az eddigi jól bevált gyakorlatnak megfelelően, a termékválasztékon is jelentős korszerűsítést végrehajtani: Készen vagyunk egy DIL lábelrendezésű miniatűr beállítható, cermetpotenciométer „0” sorozatával és jövőre, ugyanezen alkatrész felületszerelhető mintasorozatából is fogunk tudni szállítani kipróbálásra. Dolgozunk egy felületszerelhető, chip-beállító potenciométeren is.

Tizsakécskei Gyáregységünk profiljába tartozó potenciométerek másik csoportja huzalos pályával készül. Itt egy jelentős gyártmányválaszték szűkítést képzeltünk el úgy, hogy az igényeket, ennek ellenére, maradéktalanul kielégíthessük. Elsősorban az 5 W alatti, régi huzalpotenciométereinket szeretnénk megszüntetni és egy hasonló terhelhetőségű, igen kedvező méretű, cermetpotenciométert ajánlani, az egyébként elavult típusok helyett. Ez a cermetpotenciométer, megjelenési formáját tekintve, a P701-hez fog hasonlítani és dolgozunk, nagylinearitású változatán is. Készen vagyunk egy precíziós egyfordulatú huzal-

pályás potenciométerrel is. 1987-től sorozatban fogjuk gyártani a P823-at.

Mint látják a fejlesztést, professzionális irányban folytatjuk, mind a réteg-, mind a huzalpotenciométereinknél. Ennek jegyében gyártunk különleges kívánságok szerinti nagylinearitású, egyenes vonalú huzal- és rétegpályákat, valamint készek vagyunk egy stúdió potenciométerrel is.

Elkészültünk a vastagréteg chip ellenállás prototípusával is és megvásároltunk a Szombathelyi Leányvállalat részére egy MELF ellenállásokat is gyártani képes gépsort. Azon leszünk, hogy a tervidőszak közepétől fémezett műanyagfóliás felületszerelhető chip kondenzátorok is készüljenek a REMIX-ben.

Sajnos, rossz híreink is vannak:

- Korábbi felméréseink alapján, 1987-re, 10 millió darab chip ellenállás gyártását terveztük. Minden kommentár nélkül mondom, hogy eddig, ez évben, csak néhány tízezer darab chipnek akadt vevője, noha megközelítően 2 millió chip ellenállás a felhasználók rendelkezésére áll.
- A felületszerelés iránti konkrét érdeklődés (nem üzleti érdeklődésre, hanem informálódásra gondolok) messze a remélt alatt van.
- Százmillió forint nagyságrendben elindítottuk a potenciométer profil átfogó rekonstrukcióját, de ennek végső pénzügyi forrásai, enyhén szólva, tisztázásra szorulnak. Ez az a kockázatvállalás, amelyről beszámolóim elején szoltam és amelynél a józan ész határáig elmentünk.
- A vastagréteg technológia birtokában, a nem lineáris ellenállás chipek fejlesztése is folyik. Ennek ellenére, ajánlatainkra eddig a hazai piac nem válaszolt. Ugyanez vonatkozik mikroinduktivitásokra (chip induktivitás) is.

Tisztelt Szeminárium!

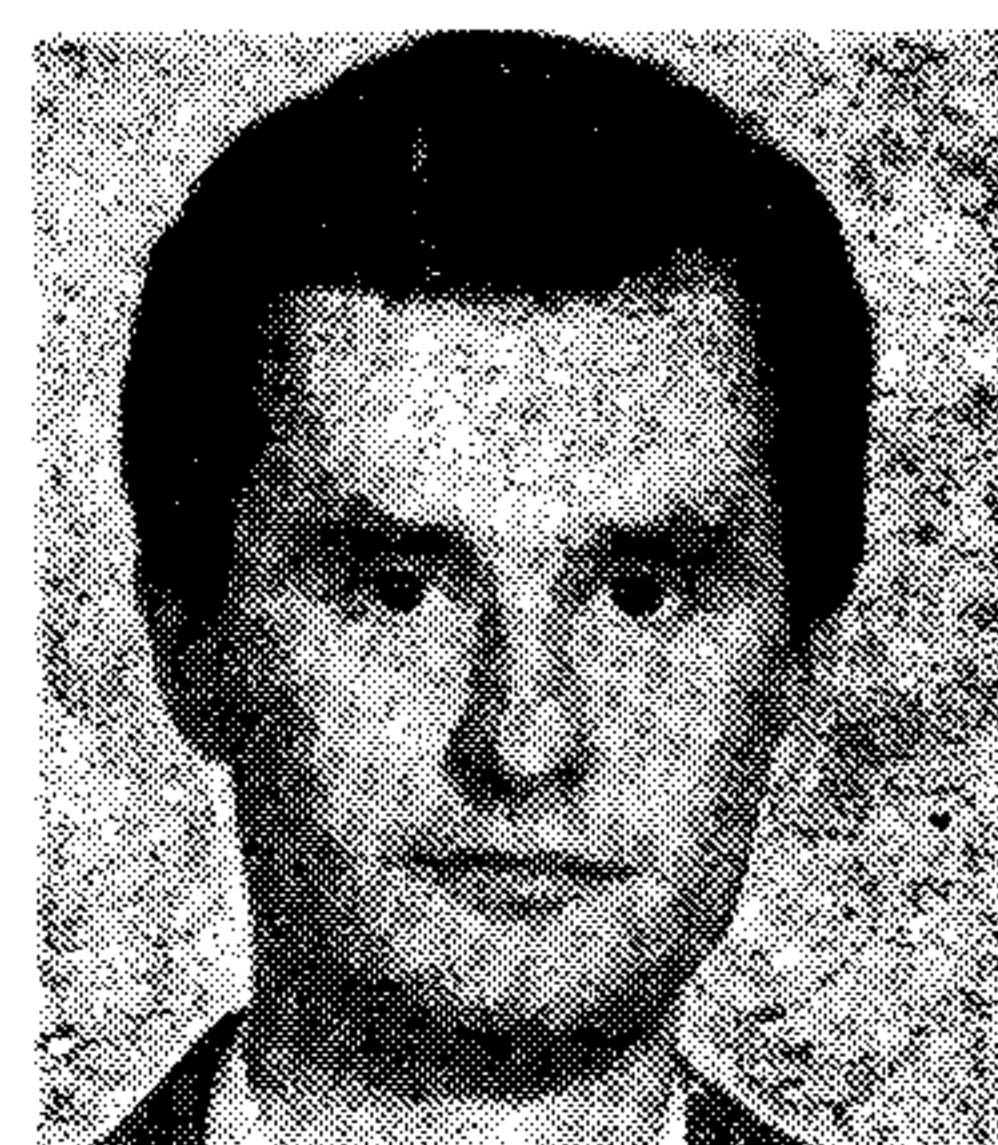
Beszámolómat szándékosan két különböző tartalmú és hangvételű részre osztottam. Az első rész azokat a problémákat igyekezett csokorba kötni, amelyek a vállalati és népgazdasági érdekek ellen hatnak és nemcsak az elektronikai iparnak, hanem a népgazdaság minden olyan ágának hátrányára vannak, ahol elektronikát kidolgozunk vagy használunk.

Előadásom második részében szerettem volna Önökben azt a meggyőződést kialakítani, hogy a REMIX, a nehéz külső gazdasági körülmények ellenére is igyekszik követni — a maga területén és a maga szerény eszközével — a világ műszaki fejlődését.

Göblös János

X sávú szóródásmérő

MIHÁLY SÁNDOR—DR. BOZSÓKI ISTVÁN
BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk egy kísérleti frekvenciamodulált folytonos hullámú X-sávú szóródásmérő működési elvét és egyes felhasználási kérdéseit ismerteti. A berendezés az elektromágneses hullámok szóródásának mérésére került kifejlesztésre abból a célból, hogy a segítségével kapott adatok mezőgazdasági területek, növényzettel borított talajok szórási tulajdonságainak modellezésében felhasználhatók legyenek. Bemutatásra kerülnek az adatfeldolgozás módja és kezdeti terepmérés eredményei is.

1. Bevezetés

Az elmúlt 15—20 év során sok próbálkozás történt az irányban, hogy megtalálják a környezetünk megfigyelésére alkalmazott mikrohullámú technika, a mikrohullámú távérzékelés mindennapi felhasználási módját. Ezek egy része a mezőgazdasági területekről, így növényzettel borított talajokról történő információszerzés lehetőségeinek kutatására összpontosult. Ennek módja, hogy a vizsgálandó terület felett elhaladó repülőgép, műhold, oldalirányban pásztázó letapogatást végző lokátorával (SLAR-Side Looking Airborne Radar, SAR-Synthetic Aperture Radar) képet alkot e területnek a lokátor frekvenciáján mutatott visszaverőképeségről.

E képalkotó lokátorok előnyeinek teljes kihasználásához tisztában kell lennünk a távérzékelés útján vizsgált objektum szórási tulajdonságaival. Ebből a célból pl. földi állványra telepített szóródásmérőkkel méréseket végeznek [1, 2]. Az ezen berendezésekkel végzett mérések során kapott szórási adatokat szórási modellek alkotásakor és ellenőrzésekor használhatjuk fel. Így hasznos ismerethez juthatunk, amit a mikrohullámú távérzékelők paramétereinek megválasztásánál és adatfeldolgozási algoritmusainak kifejlesztésénél is alkalmazhatunk. Mindezek során feltételezzük, hogy az állványra telepített berendezés a képalkotásra használt lokátor üzemi paramétereivel megegyező jellemzőkkel rendelkezik.

2. Rendszerleírás

A szóródásmérő valamely közeg visszaverőképességének a meghatározására szolgáló eszköz. A visszaverőképességet a hatásos keresztmetszet írja le számszerűen. Kiterjedt közeg differenciális hatásos keresztmetszete (egységnyi felület visszaverőképessége m^2/m^2 -ben) a közegre beeső és a

MIHÁLY SÁNDOR

1984-ben kapta diplomáját a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán. Diplomatervét a passzív mikrohullámú távérzékelésről írta, amiért a HTE diplomatervpályázatán elismerő oklevelet kapott.

Jelenleg tudományos továbbképzési ösztöndíjas a BME Mikrohullámú Híradástechnika tanszékén. Érdeklődési területe: mezőgazdasági területek mikrohullámú távérzékelése és elektromágneses szórási tulajdonságainak modellezése.

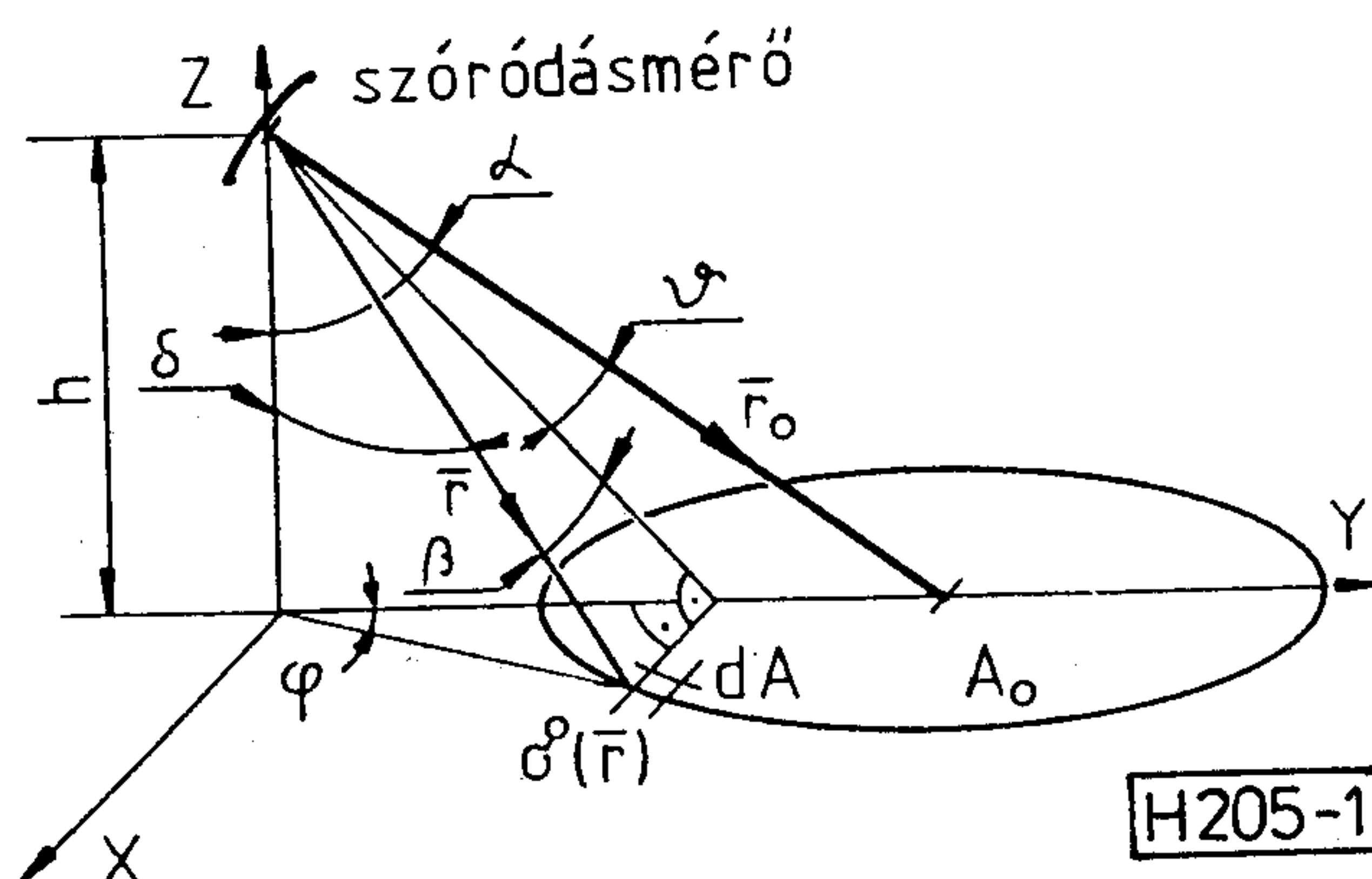
szóródásmérő antennájánál fellépő szórt elektromágneses hullám segítségével a következő alakban írható fel [3]:

$$\sigma_{pq}^0 = \frac{4\pi r_0^2}{A_0} \frac{|\mathbf{E}_{pq}^s|^2}{|\mathbf{E}_0|^2} \quad (1)$$

ahol pq az adás és vétel polarizációját jelöli. Az $|\mathbf{E}_0|$ abszolút értékű beeső síkhullám visszaszóródása eredményezi az $\mathbf{E}_{pq}^s$ teret, amit adott polarizáció kombinációnál az A_0 felületen elhelyezkedő

szórócentrumok keltenek (1. ábra). $\mathbf{E}_{pq}^s$ véletlenszerűen változik, így azt (1)-ben átlagolva bizonyos körülmények között σ_{pq}^0 átlagát kapjuk.

Visszaszóródás méréséhez a berendezés ugyanazt az antennát használja adásra és vételre is. Mivel $|\mathbf{E}_0|$ nem tartható állandó értéken a teljes A_0 felület mentén figyelembe kell venni az egyenetlen megvilágítás hatását. A_0 -t dA felületelemekre osztva és feltételezve, hogy $|\mathbf{E}_0|$ és σ_{pq}^0 ezeken belül nem változik, az egyedi szóróközpontok teljesítményjárulékainak a teljes felületre vett integrálása után az antenna $G_0(\mathbf{r})$



1. ábra. Geometriai elrendezés

Beérkezett: 1986. IV. 30. (H)

alakú teljesítmény nyereség függvényével felírható a P_a és P_v adó illetve vett teljesítmények kapcsolata [4]:

$$P_v = \int \int_{A_0} dP_v = P_a \frac{(G_0 \lambda)^2}{(4\pi)^3} \int \int_{A_0} g^2(\mathbf{r}) \sigma_{pq}^0(\mathbf{r}) / r^4 dA \quad (2)$$

Egyetlen pontszerű céltárgy esetén $\sigma_{pq}^0 = \sigma \delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)$ behelyettesítésével a jól ismert lokátoregyenletet kapjuk:

$$P_v = P_a \frac{(G_0 \lambda)^2}{(4\pi)^3} \frac{\sigma}{r_0^4} \quad (3)$$

Érdemes megemlíteni, hogy az (1) összefüggés fent leírt átalakítása az egyes dA felületelemek-től származó járulékok inkoherens összeadását eredményezi. A megfigyelés során ezen járulékok közötti koherencia esetén σ_{pq}^0 nem lesz független A_0 méretétől és nem mindig jellemző az egyedi szóró objektumokra.

A frekvenciamodulált folytonos hullámú (FM/CW) lokátorokat széles körben alkalmazzák szóródás mérésére, mivel az impulzusüzemű lokátorokhoz viszonyítva ugyanazon spektrumszélességű adójel egyszerűbb felépítéssel és kisebb költséggel hozható létre. Az FM/CW lokátorok szóródásmérő alkalmazására jellemző paramétereket foglaltuk össze az 1. táblázatban.

1. táblázat

Adójel $u_{VCO}(t)$	Antenna $G(\mathbf{r})$	Telepítés $\mathbf{r}_0(r_0, \alpha, \varphi)$
P_a — adóteljesítmény	G_0 — nyereség	h — telepítési magasság
f_0 — c/λ vivőfrekvencia	α_s — oldalhurokelnyomás	α — beesési szög
Δf — frekvencia-lököt	d_f — távolférfi zóna kezdete	φ — azimut szög
F_i — $1/T_i$ moduláló jel frekvenciája	pq — polarizáció kombinációk	

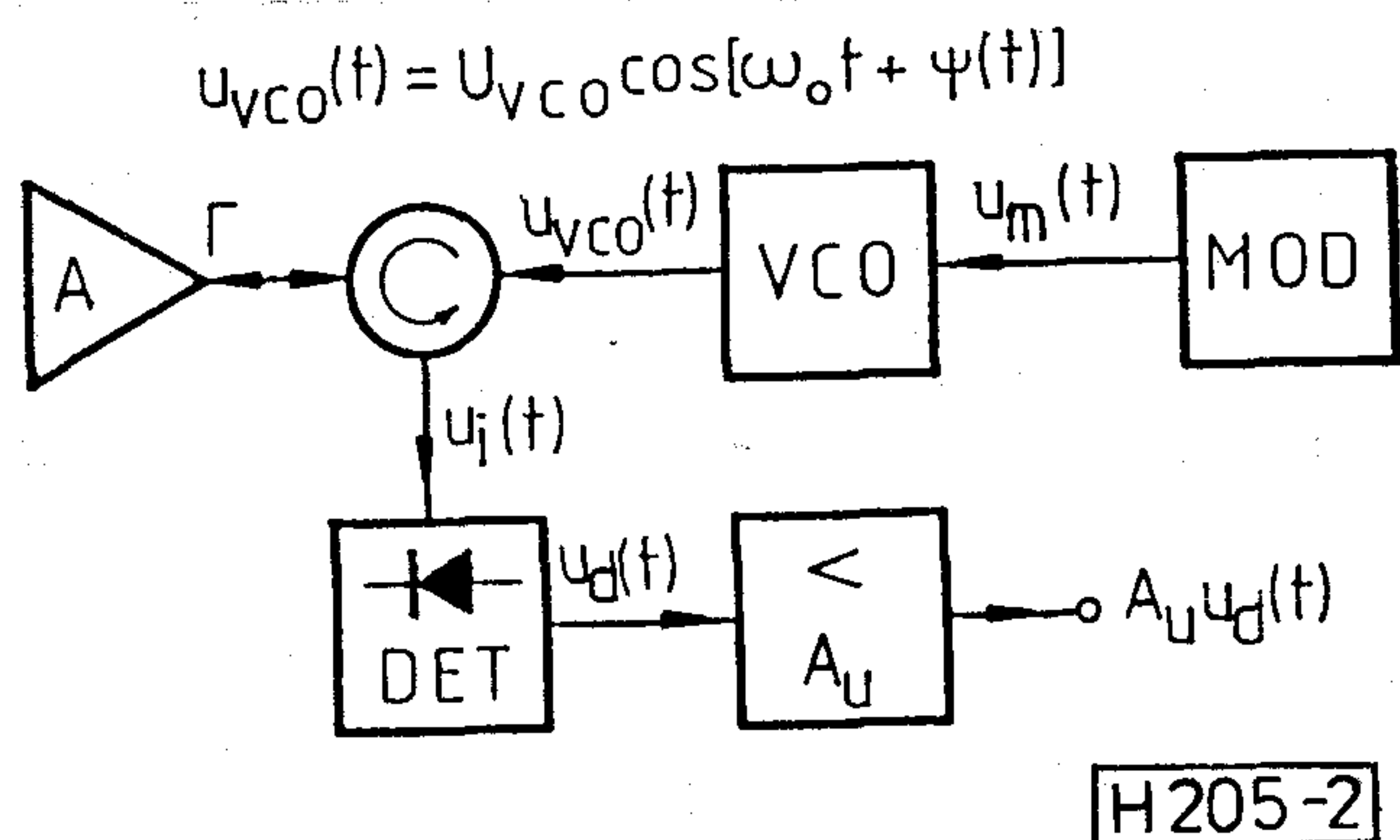
Egy kísérleti szóródásmérő blokkvázlatát mutatja a 2. ábra. A vizsgálandó céltárgy kiválasztása az adójel megfelelő modulálásával, vagy az antennanyalábbal érhető el. A burkoló detektor a működéshez szükséges folyamatos mintát az adójelből egy Γ értékű közvetlen reflexión keresztül kapja meg. Ha a detektor u_d kimenőjele a bemenő jel u_b burkolójától a detektor karakterisztikán keresztül $u_d = k_1 U_b + k_2 U_b^2$ módon függ megmutatható, hogy u_d egy az adóoszillátor $\omega(t) = \omega_0 + d\psi/dt$ pillanatnyi frekvenciájától független és egy attól függő tagból áll. Az $\omega(t)$ függő tag:



DR. BOZSÓKI ISTVÁN

Villamosmérnöki oklevelét 1953-ban szerezte meg. 1956-ig a BME Hadmérnöki Kar, 1957-től a Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék oktatója. Docens, 1981-től tanszékvezető. 1961—

—67-ig előbb a Beloitianisz, majd az Orion Gyár Mikrohullámú Fejlesztési Osztályán másodállásban mikrohullámú áramkörök tervezésével foglalkozott. Egyetemi dr. 1965, a műszaki tudományok kandidátusa 1976-tól. Szakmai tevékenységet parametrikus erősítők, mikrohullámú oszcillátorok tervezésében; rádió hírközlés, rádiolokáció elméleti és gyakorlati kérdéseiben, jelenleg a mikrohullámú távérzékelés területén végez. Több bizottság, a HTE Elnökség tagja, 1986-ban Puskás Tivadar emlékérmét kapott. Több kiüntetés tulajdonosa.



2. ábra. FM/CW szóródásmérő blokkvázlata

$$\tilde{u}_d(t) = K U_{vco} \sqrt{\sigma/r^4} \cos[2r_0 \omega(t)/c], \text{ ahol}$$

$$K = (k_1 + 2k_2 U_{vco} |\Gamma|) [G_0 \lambda / (4\pi)^3]^{1/2} \quad (4)$$

Ebben az esetben a detektor keverési feladatát lát el, az adó és vett jel amplitúdó és fázisviszonyától függő kimenőjelet előállítva.

Egyszerűen megoldható az adófrekvencia időben lineáris modulálása (lineáris FM [5]), $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ frekvencia-lökettel az $\omega_0 = 2\pi f_0$ vivőfrekvencián a T_i ismétlődési idő alatt. A modulált frekvencia (4)-be való helyettesítése után kiderül,

hogy pontszerű céltárgy esetén $\tilde{u}_d(t)$ egy szinuszel töredék, amely szinuszel $(2r_0/c) (\Delta f/T_i)$ frekvenciájú és

$$n = 2\Delta f r_0 / c \quad (5)$$

száma periódust tartalmaz. Az (5) egyenlet megmutatja, hogy hol van a korlát az egyes szórás járulékok koherens összegzésére. Ha feltételezzük, hogy az (5) szerinti periódusszám két pontszerű céltárgynál 1-nél nagyobb mértékben tér el egymástól, akkor azok már elkülöníthetők, s így inkoherensen összegződnek az FM/CW alapsávi jelben. Ekkor a távolsági felbontóképesség (távolsági cella):

$$\Delta r = c / (2\Delta f) \quad (6)$$

Az 1. ábrának megfelelő elrendezés esetén ezt a cellaméretet a felszínre vetítve

$$\Delta d = \Delta r / \sin \alpha \quad (7)$$

$X-Y$ síkban mért hosszát kapunk. A reflektálódott teljesítmény annyi Δd méretű cellától származó független mintát fog tartalmazni, ahányszor az elfér a megvilágított felület hosszában, ami pedig a szóródásmérő antennájának a 3 dB-es nyaláb-élességétől (ϑ_3) függ:

$$d_i = h \vartheta_3 / \cos^2 \alpha. \quad (8)$$

Ezután (8)-at (7)-tel elosztva megkapjuk a független teljesítmény minták számát:

$$N = (2h \vartheta_3 \Delta f / c) (\tan \alpha / \cos \alpha). \quad (9)$$

Ha $N < 1$, akkor az antennanyaláb korlátozza a megfigyelést, tehát a teljesítményjárulékok d_i mentén koherensen adódnak össze.

Δf megválasztásakor különös figyelemmel kell lennünk arra, hogy milyen Δd felel meg az adott képalakító ($SLAR$, SAR) feladatnak. Csak azon megfigyelések hasonlíthatók össze (így például különböző rendszerek esetén), amelyeket hasonló rádiófrekvenciás sáv szélességű jellel végeztek, feltételezve, hogy a geometriai elrendezés is hasonló és az antennanyaláb nem korlátozza Δd -t. Oldalra néző lokátoroknál ($SLAR$) Δf kisebb mint 100 MHz, így Δr 1,5 m-nél nagyobb. Ezért mindig figyelembe kell vennünk, hogy bármely, a felszín Δd -nél hosszabb kiterjedésű alakzatán alapuló szórási mechanizmus hatása eltűnik az összegzés során, mivel ekkor a felszíni felbontás kisebb mint a felszín korrelációs hossza. Bizonyos esetekben a Δd különbözősége magyarázza a légi és földi mérések eredményeinek különbözőségét.

3. Kísérleti berendezés

A 2. ábrán látott rendszerre modellméréseket végeztünk laboratóriumi körülmények között. Ennek során az antenna-céltárgy-antenna utat végén állítható reflexióval lezárt koaxiális vonal helyettesítette, a rendszerparamétereket a 2. táblázat szerint állapítottuk meg, és elkészítettük a kísérleti szóródásmérőt.

2. táblázat

X-sávú szóródásmérő paraméterei

Adójel	Antenna	Telepítés
$P_a = 50$ mW	$G_0 = 30$ dB	$h = 5$ m
$f_0 = 10,3$ GHz	$a_s > 14$ dB	$\alpha = 20-80$ fok
$\Delta f = 0-70$ MHz	$d_f = 5$ m	$\varphi = 0-360$ fok
$F_i = 75$ Hz	pq = HH, VV	

Az adó varaktoros hangolású Gunn-oszcillátor volt, melynek jelét és a visszaverődött jelet cirkulátorra vezettük. A 420 mm átmérőjű paraboloid antenna tápvonalas primersugárzója [6] lineárisan polarizált teret állított elő. Egyszerű szereléssel a polarizáció síkja mind H, mind V

irányba állítható volt. A működési frekvencia és a sáv szélesség egy X-sávú SLAR paramétereikhez igazodtak [7].

A (4) egyenlet alapján σ az $\hat{u}_d$ -ból meghatározható, amennyiben az egyetlen távolsági cella jeléből áll. A közvetlen detekció miatt a teljes rendszer amplitúdó függő karakterisztikájának változása eltorzítja az FM/CW jelet, s ez különösen akkor zavaró, ha n kis értékű. Éppen ezért a detektor kimenőjelét mágnesszalagon analóg formában tároltuk, hogy később digitális jelfeldolgozással az előző hatást csökkentsük. Kétféle kalib-

rációra volt szükség σ_{pq}^0 abszolút méréséhez. Először az antennát az ég felé fordítva külső reflexió nélkül a rendszer amplitúdó karakterisztikáját rögzítettük. A másik eljárás során ismert σ_c hatásos keresztmetszetű céltárgyról (sarokreflektorról) származó jelet vettünk fel. Ezután az

összes $\hat{u}_d$ feszültségfüggvényt korrigáltuk az első kalibráció jelével. A korrigált $\hat{u}_{dc}$ hiteles reflexióról α_c beesési szög mellett kapott csúcsértékkel, és a hasonló módon, de α beesési szög alatt megfigyelt felülről kapott $\hat{u}_d$ jellel az 1. ábrán látható δ beesési szögtől $\sigma^0 = \gamma \cos \delta$ módon függő differenciális hatásos keresztmetszetet feltételezve a vizsgált objektum reflexiója a (10) egyenlet szerint írható le γ -val:

$$\gamma = \frac{(\hat{u}_d / \hat{u}_{dc})^2 (\sigma_c \cos^4 \alpha_c / h^2)}{\int_{-\vartheta_0}^{\vartheta_0} g^2(\vartheta) \cos^2(\alpha - \vartheta) d\vartheta \int_{-\beta_0}^{\beta_0} g^2(\beta) \cos^3 \beta d\beta} \quad (10)$$

Feltételeztük, hogy az antennakarakterisztika oldalhurkok csak kis mértékben befolyásolják a mérést, így (10)-ben csak a főnyalábot vettük figyelembe. Ezt az antenna mérése megalapozottá tette.

4. Terepmérések

A berendezés működését terepen ellenőrizve mind HH, mind VV polarizáció kombináció esetén végeztünk méréseket a 3. ábrán látható állványra telepített elrendezésben.

A korrigált $\hat{u}_d$ értékek segítségével, $\sigma^0 = \gamma \cos \alpha$ figyelembevételével és a (10) felhasználásával kaptuk meg a differenciális hatásos keresztmetszet adatokat $g(\vartheta)$ és $g(\beta)$ a mért E és H síkú karakterisztikákra illesztett analitikus függvények voltak.

Az eredményül kapott szórási adatokat 20 fokos azimut tartományon átlagoltuk ugyanazon α mellett. A 4. ábra mutatja σ_{pq}^0 értékét 30–70 fok beesési szög intervallumon egy kukoricatábla esetén.



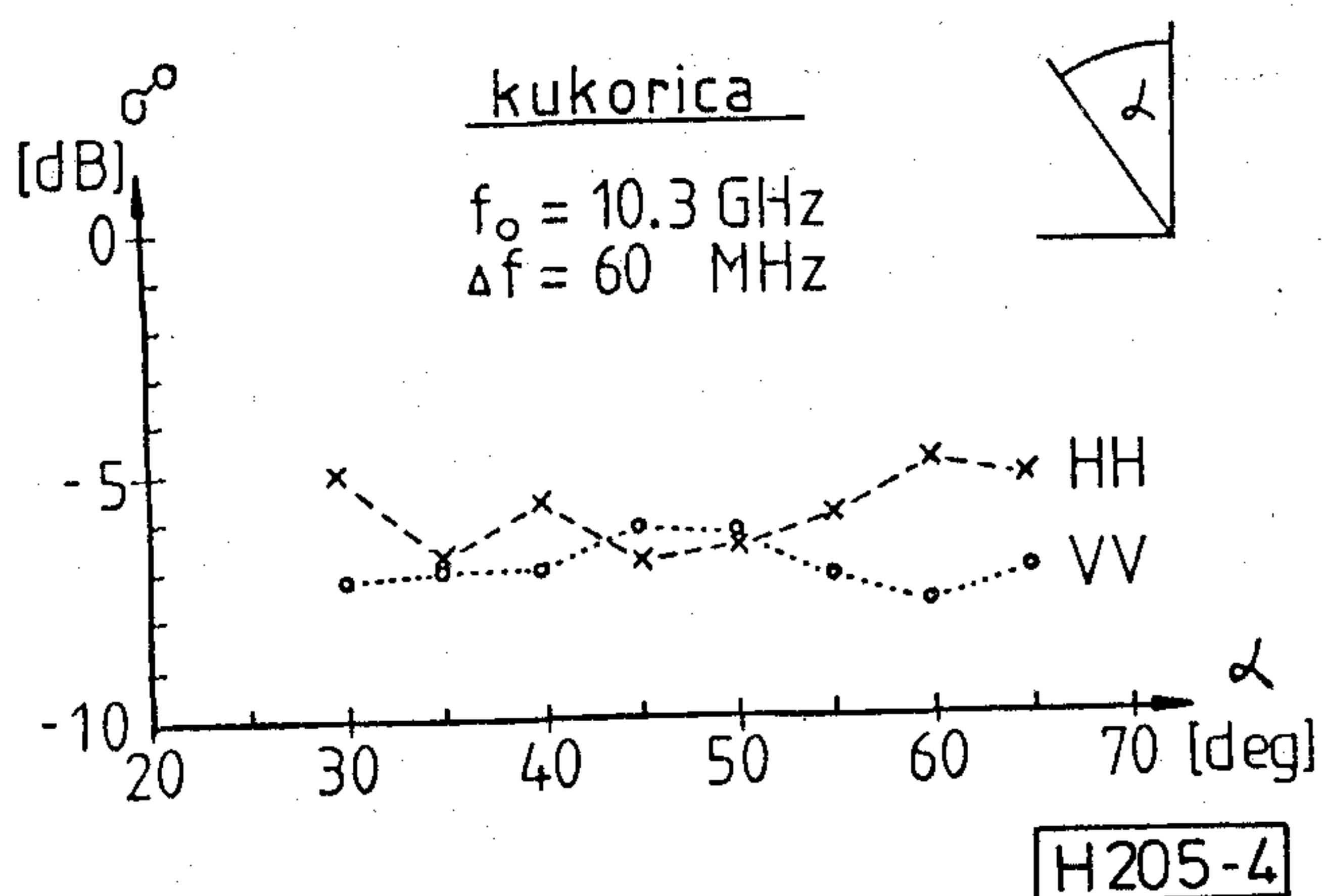
3. ábra. Az állványra szerelt berendezés

Mivel a független minták száma nem elegendő nagy, csak néhány jellegzetesség mutatható ki. A σ^0 értékek tartománya megfelel más mérések eredményeinek [8], valamint látszik, hogy σ_{HH}^0 megnövekszik a tenyészidőszak végén (míg azt megelőzően σ_{VV}^0 -nél kisebb [9]).

Kitekintés

A cikk egy kísérleti *FM/CW* szóródásmérő berendezés tervezését, felépítését és a segítségével végzett kezdeti terepmérések eredményeit mutatja be. Ismerteti a jelfeldolgozás módját, az antenna-karakterisztika szerinti korrekciót és a hitelesítést.

A mezőgazdasági objektumok szórási tulajdonságainak modellezéséhez további mérések elvégzésére van szükség, amely segítséget nyújt



4. ábra. σ^0 mérési eredmények

összetettebb szóródásmérő berendezések kialakításához is. E mérések elvégzésére az 1986 év terményérési időszakában kerül sor.

Köszönetnyilvánítás

Köszönet illeti a *Művelődési Minisztériumot*, hogy megbízásával támogatta kutatómunkánkat.

Megköszönjük *dr. Gödör Éva* és *Farkas Botond*, a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék adjunktusainak konzultációk formájában és a mérésekben nyújtott állandó segítségét.

IRODALOM

- [1] Krul: Scatterometer systems, ESA-EARSeL Workshop, Alpbach, Austria, 16—20 March 1981, pp. 19—27.
- [2] Paris: Radar scatterometer Probing of Thick Vegetation Canopies, IGARSS 85, Amherst, Massachusetts, October 7—9, 1985, pp. 161—163.
- [3] Ulaby, Moore, Fung: Microwave Remote Sensing, vol. II., Addison-Wesley Publ. 1982.
- [4] Ulaby, Allen, Fung: Method for Retrieving the True Backscattering Coefficient from Measurements with a Real Antenna, IGARSS 82, Munich, June 1—4, 1982, vol. II. TA—6 pp. 6.1—6.5.
- [5] Skolnik: Introduction to Radar Systems, McGraw Hill, 1980.
- [6] Studd: A Rear Feed for Paraboloidal Reflectors, The Microwave Journal, February, 1966, pp. 50—54.
- [7] Hooeboom: On the Design and Operation of a SLAR System with Digital Recording, IGARSS 82, WP—9 pp. 4.1—4.5.
- [8] Ulaby: Review of Approaches to the Investigation of the Scattering Properties of Material Media, IGARSS 82, Munich, June 1—4, 1982. vol. II. TA—1 pp. 1.1—1.5.
- [9] Le Toan, Lopes, Huet: On the Relationship Between Radar Backscattering Coefficient and Vegetation Canopy Characteristics, IGARSS 84, Strasbourg, August 27—30, 1984. ESA SP—215 pp. 155—160.

Közepes kapacitású, 2 GHz-es analóg-digitális mikrohullámú rádiórelé rendszer tervezési kérdései

DENK ATTILA
Orion



ÖSSZEFOGLALÁS

A szerző olyan 2 GHz-es sávban működő hibrid rádiórelé rendszert ismertet, melynek adó-vevői azonos felépítésűek és 1020 FDM telefoncsatorna, vagy színes TV és kísérő zenecsatornák, vagy 34 Mbit/s-os jelfolyam átvitelét biztosítják. A cikk a rendszertechnikai tervezés után a rendszer egyes berendezéseinek ismertetésével foglalkozik.

1. Bevezetés

A mikrohullámú rádiórelé rendszerek területén az 1970-es évek közepéig szinte egyeduralkodók voltak az analóg berendezések. Az 1980-as évek közepére azonban az új rendszerek többsége már digitális rádiórelé berendezésekből épült fel. A tendencia az, hogy az évezred végére a digitális berendezések kiszorítják az analóg berendezéseket. Ebben az átmeneti 15–20 évben reális igény az olyan rendszerek tervezése, gyártása és felhasználása melyek a jelforráshoz és nyelőhöz illeszkedően mind digitális PCM mind analóg (FDM) átviteli utat biztosítanak. Bár a meglévő eszköz- és műszerpark, valamint a kezelői ismeretek késleltetik az analóg rendszerek kihalását, a digitális átvitel térhódítását az alábbiak gyorsítják:

Növekszik az igény digitális eredetű információ (pl. adatjelek) átvitelére

- A sokcsatornás távbeszélő technikában a drága FDM berendezésekkel szemben előtérbe kerülnek a nagy integráltságú PCM multiplex berendezések
- A félvezető technika kiugróan gyorsan fejlődik a digitális áramkörök szférájában
- A digitális technikával megvalósított berendezések átviteli minősége az idő nagy százalékában függetleníthető a fading hatásától, zavarokra kevésbé érzékeny
- A digitális jelfolyam regenerálásával az ismétlések száma elméletileg tetszőleges lehet.

A egyes rendszerek felhasználására 15–20 évig igény van, ugyanakkor előnnyel járnak a felhasználónak (berendezések ára, tartalékok csökkentése, karbantartás egyszerűsödés, egységes műszerpark stb.) és a gyártónak is (kedvezőbb darabszám, előállítási költség stb.).

2. Frekvenciasáv választása

A CCIR régóta foglalkozik a vegyes átvitel műszaki kérdéseivel, egyelőre azonban csak a 10, 7...11,7

Beérkezett: 1986. V. 7. (★)

DENK ATTILA

A BME Villamosmérnöki Karán mikrohullám ágazaton szerzett diplomát 1969-ben. Kezdetben a TKI fejlesztésű mikrohullámú áramkörök honosításában vett részt, majd 1973-tól rendszertechnikai feladatokkal bízták meg. 1974 vége óta mint rendszertechnikai fejlesztési osztályvezető

az Orion fejlesztésű berendezések tervezését irányítja. Legfontosabb korábbi munkái: 7 és 8 GHz-es 960 TF/TV rádióreléberendezés család, RRM—8 kiscsatornaszámú berendezés, RP 2/120T rendszer. Több folyóiratcikkre jelent meg. Számos előadást tartott Magyarországon, illetve külföldön.

GHz-es frekvenciasávra jelent meg ajánlás (Rec 387—3). Az ajánlás példaként közöl egy vegyes analóg-digitális frekvenciatervet, mely szerint a digitális és analóg részsávok vivőfrekvenciái között 60 MHz-es védősávot ír elő. Ez az érték lényegesen több, mint a más frekvenciasávokban szokásos rászter.

Átlagos állomástávolság: 35 km.

További lehetőségekkel a CCIR Rep. 610—1 jelentésben találkozhatunk. Három alapelrendezés jöhet szóba:

- a) a digitális csatornák a teljes sávot igénybeveszik. A mi szempontunkból ez érdektelen.
- b) a digitális átvitel bizonyos kijelölt csatornákon történik
- c) a digitális átvitel részsávokon történik. Így mindkét irányban egy-egy analóg és digitális rész-sáv adódik. Ekkor a szükséges mértékű analóg/digitális elválasztás szabja meg a digitális rész-sáv csatornaszámát.

Ugyanezen jelentés függeléke már megépített és kipróbált rendszerek adatait közli a szomszéd csatorna interferenciával kapcsolatban. Konklúziói az alábbiak:

- Vegyes digitális/analóg csatornák elhelyezésére legalkalmasabb a 2 GHz-es frekvenciasáv.
- 1020 FDM—FM telefoncsatorna és QPSK modulációjú 34,368 Mbit/s jelfolyam koegzisztenciája lehetséges a 2 GHz-es sávban 28 MHz-es rászterben. Meredek levágású adószűrő alkalmazásával a szomszédos csatornák azonos polarizációjúak lehetnek.

Ilyen feltételek esetén a megengedett szomszédcsatornás interferencia zaj az FDM csatornában szakaszonként néhány pWop lehet.

Mindezek alapján választásunk a 2 GHz-es (1,7—2,1 GHz) sávra esett és a korábban említett a—b—c variációk közül a b.) változat mellett

döntöttünk úgy, hogy nem teszünk megkötést a különböző információt hordozó vivő egymásmellettiségére.

3. Tervcél ismertetése

3.1 Alkalmazás

Közepes kapacitású analóg/digitális rádiórelé rendszer, mely körzeti alkalmazásokban a 2 GHz-es frekvenciatartományban max. 5+1 duplex rádiócsatorna átvitelét biztosítja egyantennás üzemmódban, négyfrekvenciás frekvenciaterv szerint. Átlagos állomástávolság 46,7 km, a feferenciahálózat hossza 840 km.

3.2 Szolgáltatás

A később ismertetésre kerülő rendszer berendezései a CCIR Rec 382—3 ajánlás szerinti 1700—2100 MHz-es frekvenciasávban rádiófrekvenciás csatornánként az alábbiakat biztosítják:

- Vagy max. 1020 FDM—FM telefoncsatorna és a hozzátartozó 4 szolgálati és 48 kiegészítő csatorna és egy sávfeletti 2 Mbit/s jelfolyam átvitele.
- Vagy színes TV műsor és max. 4 db 15 kHz-es zenecsatorna átvitele.
- Vagy 34 Mbit/s sebességű digitális jelfolyam és 4 db analóg szolgálati csatorna átvitele.

A kapcsoló automatika max. 5 üzemi csatornához biztosít egy közös melegtartalék csatornát. A távellenőrzés rendszere egy központi állomásról automatikus lekérdezéssel ad információt valamennyi állomás állapotáról.

A szolgálati távbeszélő csatorna omnibusz vagy express kiépítésű.

Az analóg csatornán max. 300 FDM telefoncsatorna leágaztatása és visszatáplálása lehetséges.

3.3 Környezeti jellemzők

Működési hőmérséklettartomány
végállomási berendezéseknek: 0 °C... +50 °C
ismétlőállomási berendezésnél —10°... +50 °C
Relatív légnedvesség: max. 85% 25 °C-on

4. Általános jellemzők

- Valamennyi csatornára középfrekvenciás (70 MHz) be és kimenetű adó-vevők
- Mind az üzemi, mind a tartalékcsonnán heterodin ismétlők
- FDM/FM illetve offset QPSK moduláció
- Főinformációtól független szolgálati moduláció
- Slim-rack konstrukció
- Teljes félvezetős, nagyrészt integrált áramkörös felépítés
- Alacsony teljesítmény felvétel: $P_{ki}=2W$ esetén max. 40W/adó-vevő (24V-ról)
- Rádiófrekvenciás illeszkedés: vegyes analóg-digitális vonalakhoz több kimenő teljesítményű változatban
- Telepítési igényekhez illeszkedően Ø2 m és Ø4 m-es antennák.

— Működtetési, szervizelési feltételek: moduláris felépítés gyors blokkcsere lehetőséggel.

5. Rendszertechnikai kérdések

5.1 A 2 GHz-es sávból adódó feladatok

A 2 GHz-es frekvenciatartomány számos előnye mellett (olcsóbb berendezés alkalmazható, könnyebben előállítható kimenőteljesítmény, kisebb fadingtartalék igény) lényeges hátrányokkal rendelkezik a magasabb frekvenciasávokkal szemben ezek a hátrányok:

- Az első Fresnel zóna nyitottsága magasabb tornyokat ill. hosszabb kábelt kíván.
- Nem realizálhatók nagy hátrasugárzási csillapítással rendelkező antennák, melyek biztosítanák a kétfrekvenciás frekvenciaterv alkalmazhatóságát.
- A relatív széles sávban (>20%) kis antenna bemeneti állóhullámarány ($r \leq 1,1$) megvalósítása jelentős műszaki feladat
- Analóg átvitelnél az idő nagy százalékában teljesíthető össz-zaj értékét a fenti tényezők jelentősen megnövelik (bemenőszintfüggő-, antenna hátrasugárzási-, echo- és interferenciás zajok).

5.2 Ferritek és csatlakozások nemlinearitásai

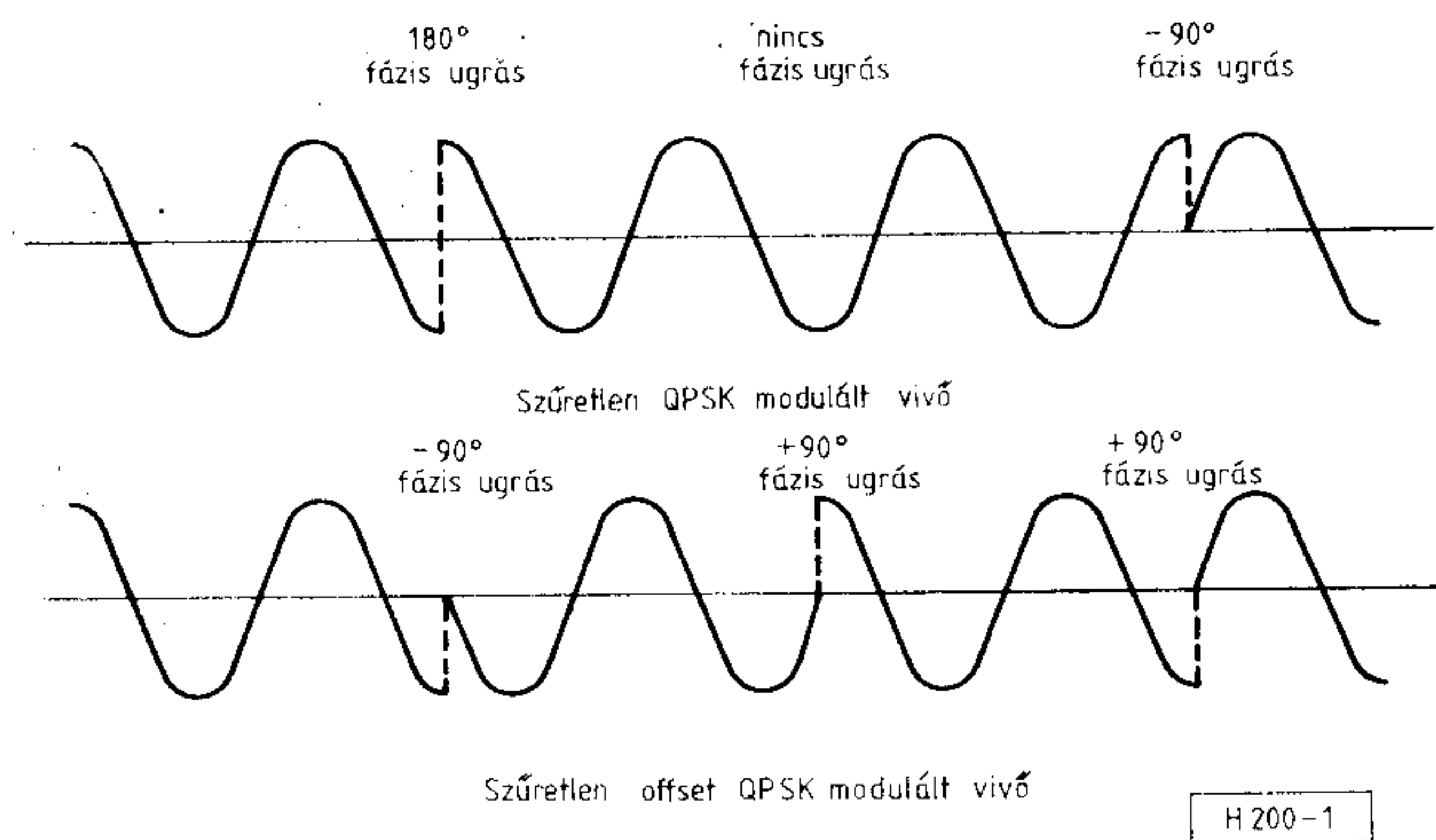
A rádiófrekvenciás adónként specifikált 2W ill. 10 W-os kimenőszint jelentős szintű harmad és ötödrendű intermodulációs terméket hozhat létre a jel útban lévő nemlinearitásokon. Ezek a modulált zavarjelek az azonos állomáson felépített vevők átviteli sávjába kerülve lerontják azok specifikációs jellemzőit. Annak érdekében, hogy ezek a zavaró jelek ne befolyásolják az analóg átvitelt, <—140 dBW-os zavarjel előírást kell tenni a cirkulátorokra és csatlakozásokra.

5.3 Lokálfrekvenciák választása

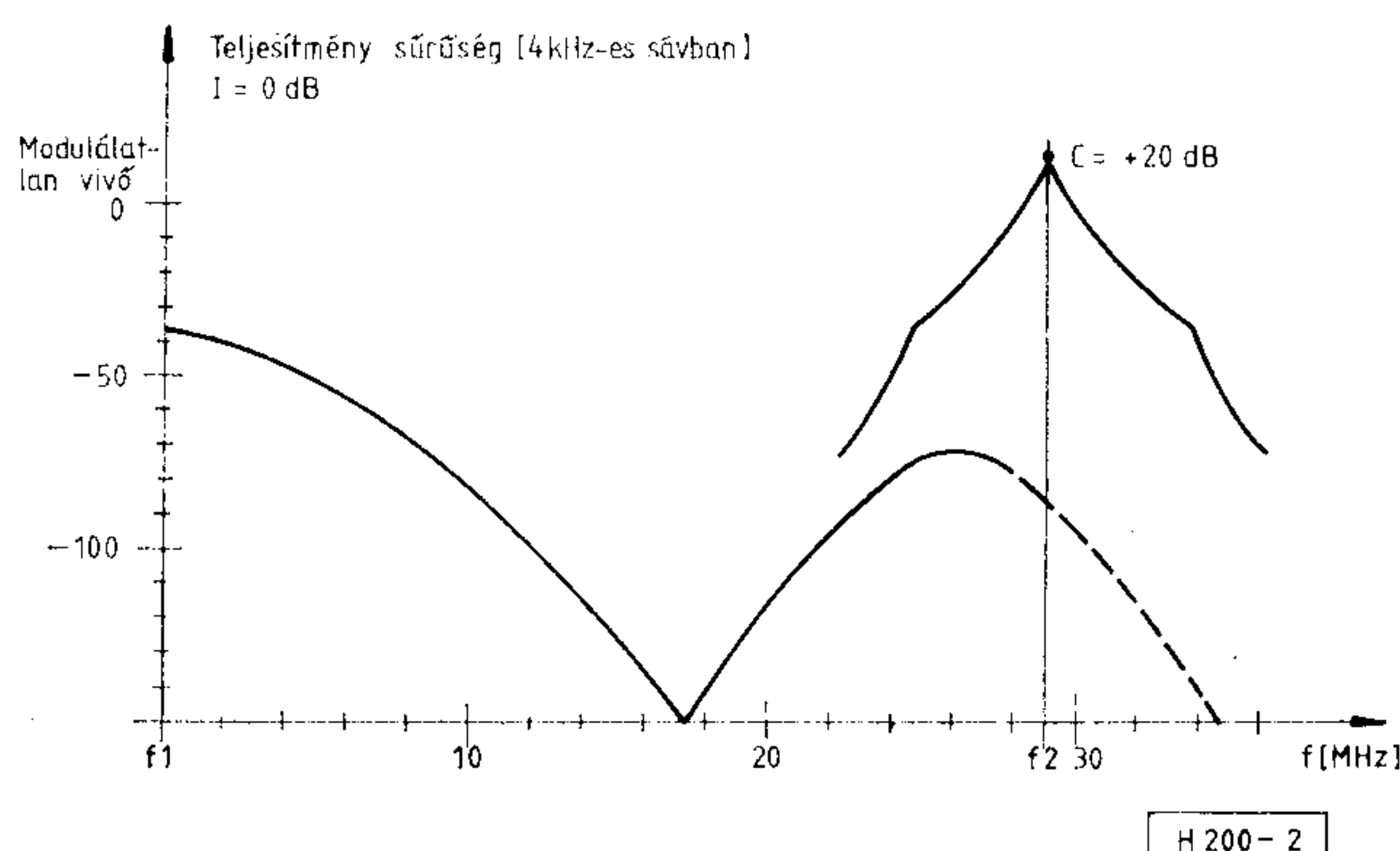
A lokálfrekvenciákat úgy kell megválasztani, hogy a rendszeren belüli interferenciát minimalizáljuk. Egyetlen megkötés, hogy — tekintettel a TV és digitális átvitelre — az üzemi csatornák és a tartalék csatorna jele azonos polaritású legyen. Mivel nem tervezünk nagyszintű adókeverőt, (mely megkövetelné az adó oldali alsó keverést) az adó és vevőlokál frekvenciákat azonosra választhatjuk. Mindezek alapján az alsó félsávban alsó keverést, míg a felső félsávban felső keverést terveztünk. Ezáltal a saját adók nem esnek a saját vevők tükrös- és más érzékeny tartományaira.

5.4 Modulációs mód választása

A 2. pontban tett megfontolások szerint digitális csatorna modulációjaként (spektrumkihasználás szempontjából) megfelelő a QPSK moduláció. Ha azonban figyelembe vesszük a minimális fogyasztás és a középfrekvenciás ismétlés követelményeit, olyan modulációs módot kell választanunk, melynek spektrumkiterülése kedvezőbb, mint



1. ábra. QPSK és offset QPSK összehasonlítása



2. ábra. Digitális-analóg szomszédcsatornás interferencia

a QPSK-é ha a jel limitálásra kerül (illetve limitáló jellegű erősítőn) páros nemlinearitáson vezetjük keresztül. Vizsgáljuk meg az 1. ábra szerinti jelalakokat:

QPSK moduláció esetén a két jelfolyam időben koincidenciában van egymáshoz képest, így 0° , $+90^\circ$ és 180° fázismenetek lehetségesek, mivel véges sávszélességnél csak 0 energiával lehet fázisugrás. A 180° -os fázisátmenet akkor következik be, ha mindkét digitális jel fázisa egyszerre vált, így a vivőfrekvenciás jelamplitudó burkolója nullára csökken ami 100%-os amplitudó modulációnak felel meg.

Offset QPSK modulációnál az egyik jelfolyam 1 bit idővel késleltetve van a másikhoz képest, így nem fordulhat elő a 180° -os fázisugrás, csak $\pm 90^\circ$ -os. Ebből adódik a 3 dB-es burkoló változás, ami 70%-os amplitudó modulációnak felel meg. Elméleti és gyakorlati vizsgálatok (4) és (5,6) azt mutatták, hogy kedvezőbb választás a QPSK és offset QPSK modulációk közül az utóbbi, olyan feltételekkel, hogy $BT_b = 1$ alkalmazunk (ahol B a szűrő 3 dB-os sávszélessége, T_b a bitidő). Ebben az esetben limitálás után az első mellékharok 26 dB-al van a főharok szintje alatt, a vivő 10° -os fázishibája esetén a szemábra szűkülés $< 1,5$ dB, a maradék fázisjitter $< 2^\circ$. Vizsgáljuk meg egy, a fentieknek megfelelő digitális modulációjú adó és egy FDM—FM 960 csatornás adó párhuzamos üzemét. A 2. ábra szerinti példán-

kon a zavart FDM—FM csatorna modulálatlan vivőszintje +20 dBr míg a zavaró ellentétes polarizációjú offset QPSK jel modulálatlan vivőszintje 0 dBr. Ha a 4 kHz-es sávba eső teljesítménysűrűséget vizsgáljuk, a zavart analóg rádiócsatorna legfelső mérő- ill. beszédcsatornájában ~ -66 dBr adódik, ami megfelel $C/I = 86$ dB értéknek. Transzfer faktor = -26 dB így $S/N = 60$ dB $\div 10^3$ pWop. Ha a megengedett interferenciás zaj 1 pWop, akkor a limitáló erősítő utáni mikrohullámú szűrőnek 30 dB elnyomással kell rendelkezni $f_1 \pm 25,5$ MHz-nél.

A vázolt kvalitatív kép alapján kiválasztható a szűrők típusa és fokszáma. A megtervezett szűrőkkel szimulálni kell a rendszert és figyelembe kell venni, hogy mélyfading esetén (pl. 35 dB-es határnál) a két rádiófrekvenciás csatorna ekvivalens rádiófrekvenciás jel-zaj viszonya a különböző polarizációban terjedő nullának korrelálatlansága következtében kb. 10 dB-re csökken le az idő kis százalékában [2]. Ennek hatását ellenőrizni kell az alsó beszédcsatornák ill. TV képcsatorna rendszergörbéjén. A szűrő választás akkor megfelelő, ha ilyen feltételek esetén a rendszergörbe lineáris-tól való eltérése 1—2 dB-en belüli.

5.5 Középfrekvenciás ill. direkt regeneráló ismétlések

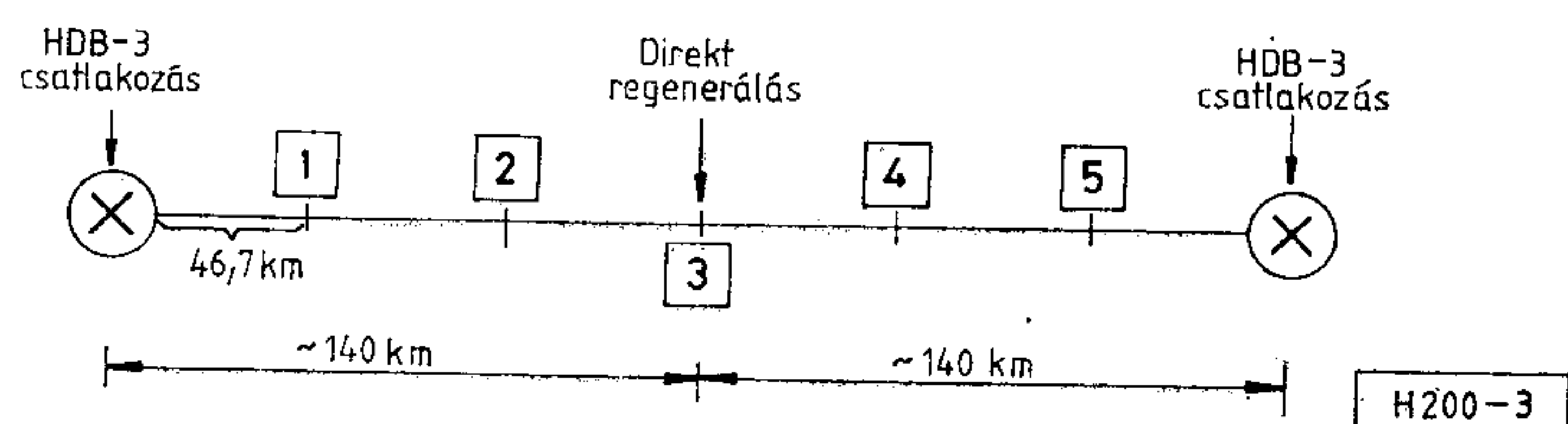
A digitális rendszer egy modem szakaszát a 3. ábrán rajzoljuk fel. A tartalékoló modem szakasz végén CCITT szerinti (G 703 ajánlás) csatlakozás van, míg a közbenső állomásokon KF-es ismétlés (1, 2, 4, 5) ill. direkt regenerálás 3. A KF-es ismétlésnél csak analóg áramkörök vannak a jelútban, míg a 3 típusú állomáson megtörténik a 34 Mbit/s-os jelfolyam vivőhelyreállítása és középfrekvenciás újramodulálása (tehát nincs órahelyreállítás). Az átviteli sávszélesség az egyes ismétlő állomások között ~ 38 MHz a HDB—3 csatlakozású vevőkbe a Nyquist sávhoz illeszkedően 20 MHz-es 3 dB-es sávszélességű KF szűrők kerülnek.

5.6 Sávfelletti 2 Mbit/s-os átvitel

Az analóg csatorna átviteli sávszélessége tervezhető úgy, hogy a 1020 FDM csatorna, vagy a színes TV csatorna felett 2,048 Mbit/s jelfolyamot is átvigyünk. Ebben az esetben a két fajta (telefon és TV) analóg információ azonos rádiófrekvenciás sávszélességet igényel (tehát a TV-nek megfelelő nagyobb).

Megoldandó feladatok:

Úgy kell megválasztani a segédvivő értékét, hogy az mind a 4636 kHz-es telefonsáv felett, mind a 6 MHz-es TV sáv felett elhelyezhető legyen a



3. ábra. Digitális (analóg rendszer) modemszakasza (tartalékolás két végpontja)

folytonossági pilot (8,5 MHz vagy 9023 MHz) alatt. A segédvivő löketét KF—RF-en úgy kell megválasztani, hogy

- A 2 Mbit/s-os csatorna fadingmentes átvitele jó legyen
- A másodlagos moduláció miatti nemlineáris termékek a video ill. FDM alapsávot elfogadható mértékben terheljék
- A fősáv által okozott intermoduláció ne rontsa jelentősen a 2 Mbit/s-os átvitelt.
- A 2 Mbit/s-os csatorna fadingtartaléka (mely lényegesen kisebb, mint a fősávé) min. 30 dB legyen.

A fentiek alapján tervezett 2 Mbit/s-os sávfeletti átvitel 280 km-es (2 modem szakaszos) referencia-hálózatnak felel meg. A segédvivő frekvenciája: 7,3 MHz, KF-es lökete 500 kHz_{eff}, a moduláció módja: offset QPSK. Az elméleti értékhez képesti BER romlás max. 5 dB.

5.7 Szolgálati információ átvitele

Az egyes rádiócsatornákon a fő információ kívül kisegítő információkat is át kell vinni. Ezeknek a kisegítő információknak a feladata, hogy

- a mikrohullámú állomások közötti (omnibusz) ill. a csak főállomások közötti (express) telefonkapcsolatot létrehozza:
- a vonal egy központi állomásáról a többi mikrohullámú állomás távellenőrizhető legyen:
- A csatornatartalékolás hiba- és igazolójeleinek duplex átvitelét biztosítsa.

A szolgálati információk nyalábolására vagy FDM, vagy PCM elv jöhet szóba. Az utóbbi jobban illeszkedik a digitális modulációhoz, az FDM megoldás viszont mindkét modulációnál szokásos. Ezért berendezésünkben egy négycsatornás FDM multiplexet alkalmazunk, melynek jele offset QPSK, ill. FDM—FM átvitelnél is az adó lokáloszcillátorát modulálja.

5.8 Kapcsoló automatika működése

A tervezett frekvenciasáv 6 duplex rádiófrekvenciás csatorna átvitelét biztosítja. Ebből öt csatorna üzemi, a hatodik közös melegtartalék csatorna. Vegyes átvitel analóg ill. digitális modulációjú csatornája más és más követelményt támaszt a

tartalékcsonnával szemben. Analóg csatornában a fading miatt minőségromlással is számolnunk kell, míg digitális átvitelnél gyakorlatilag csak katasztrofális hibát ($BER > 10^{-3}$) kell feltételeznünk. Analóg csatornában a folyamatos alapsávi zajfigyelés (és az arra történő kapcsolás) ill. a pilotfigyelés jelenti a tartalékcsonnára történő átkapcsoláskérés kritériumát, ugyanakkor 34 Mbit/s átvitelnél a $BER > 10^{-3}$ jelenti a kritériumot. A teljes átkapcsolási folyamatnak a CCIR által előírt 45 mS idő alatt kell lezajlania.

6. Konstruktív kérdések

A beltéri berendezések egységes slim-rack konstrukciós elv szerint készülnek. A 120 mm-es osztású vázrendszer blokkjai $2 \times$ Európa kártya méretű elektronikus áramköröket tartalmaznak. A mikrohullámú aktív áramkörök mikrosztrip realizációban készülnek és egy ill. kétoldalról mart alumínium dobozokban foglalnak helyet. A blokkok közötti összeköttetéseket hajlékony kábelek biztosítják. Az állomásokon minden adó-vevőnek egy oszlop felel meg, míg az adó-vevő váltó külön oszlopban helyezkedik el. Ezek az oszlopok egymáshoz vannak rögzítve. Az adó-vevő oszlopok száma a kiosztott frekvenciák szerint bővíthető.

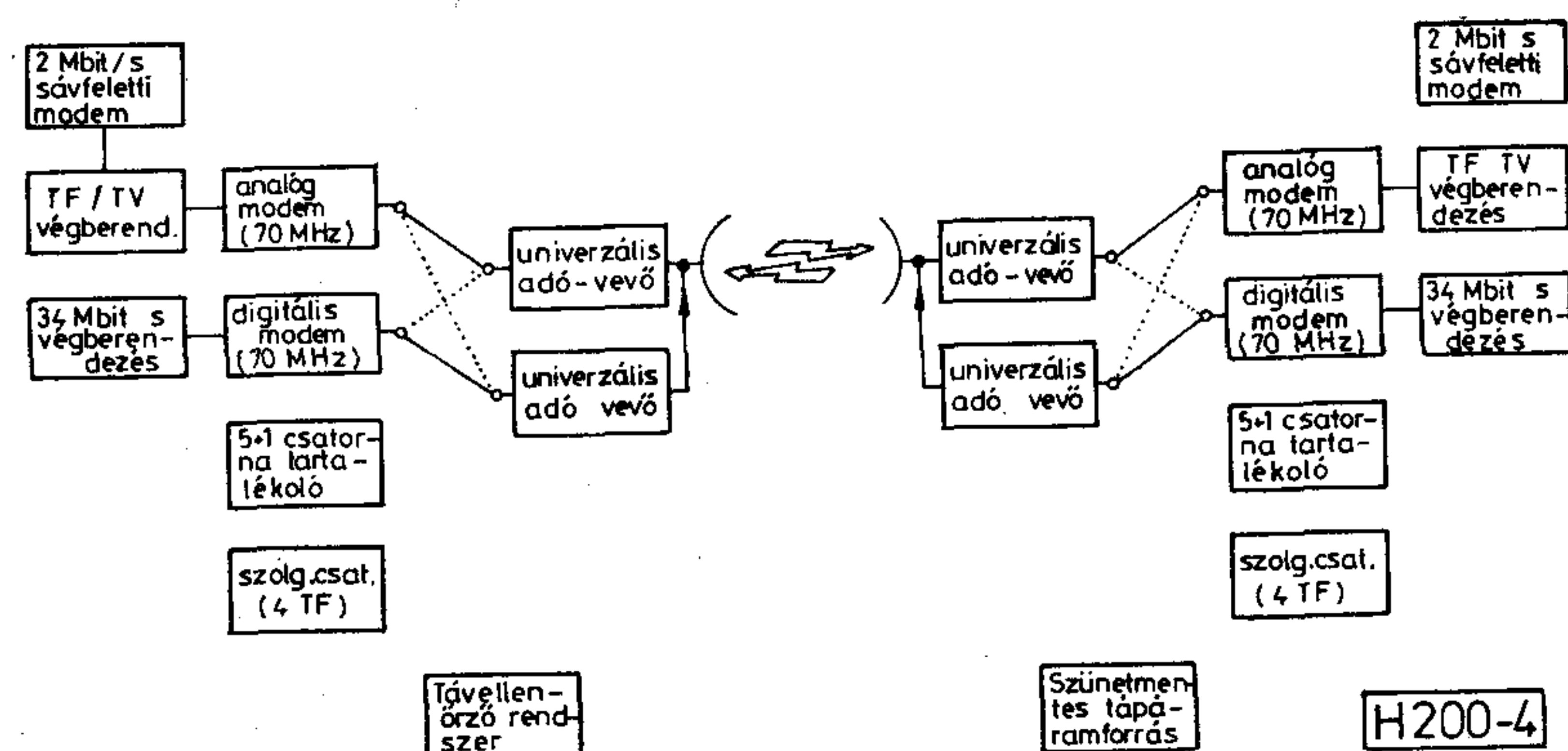
7. A rendszer egyes berendezéseinek ismertetése

A 4. ábrán látható a rendszer két végállomásos kiépítettségének tömbvázlata.

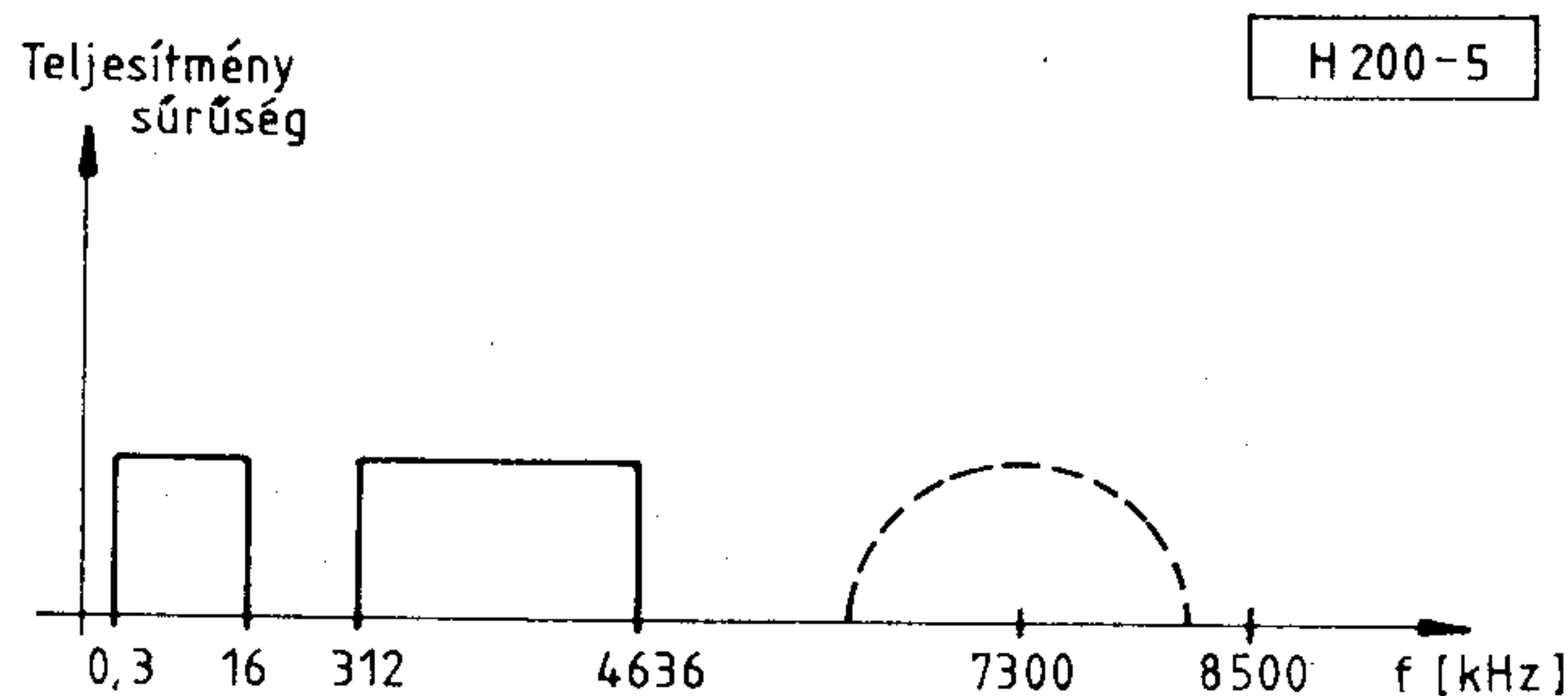
Az ábrán két adó-vevős változat van feltüntetve, mely bővíthető max. 6 rádiócsatornáig. Tekintsük át az egyes blokkok főbb funkcióit ill. jellemzőit.

7.1 Alapsávi végberendezések és modemek

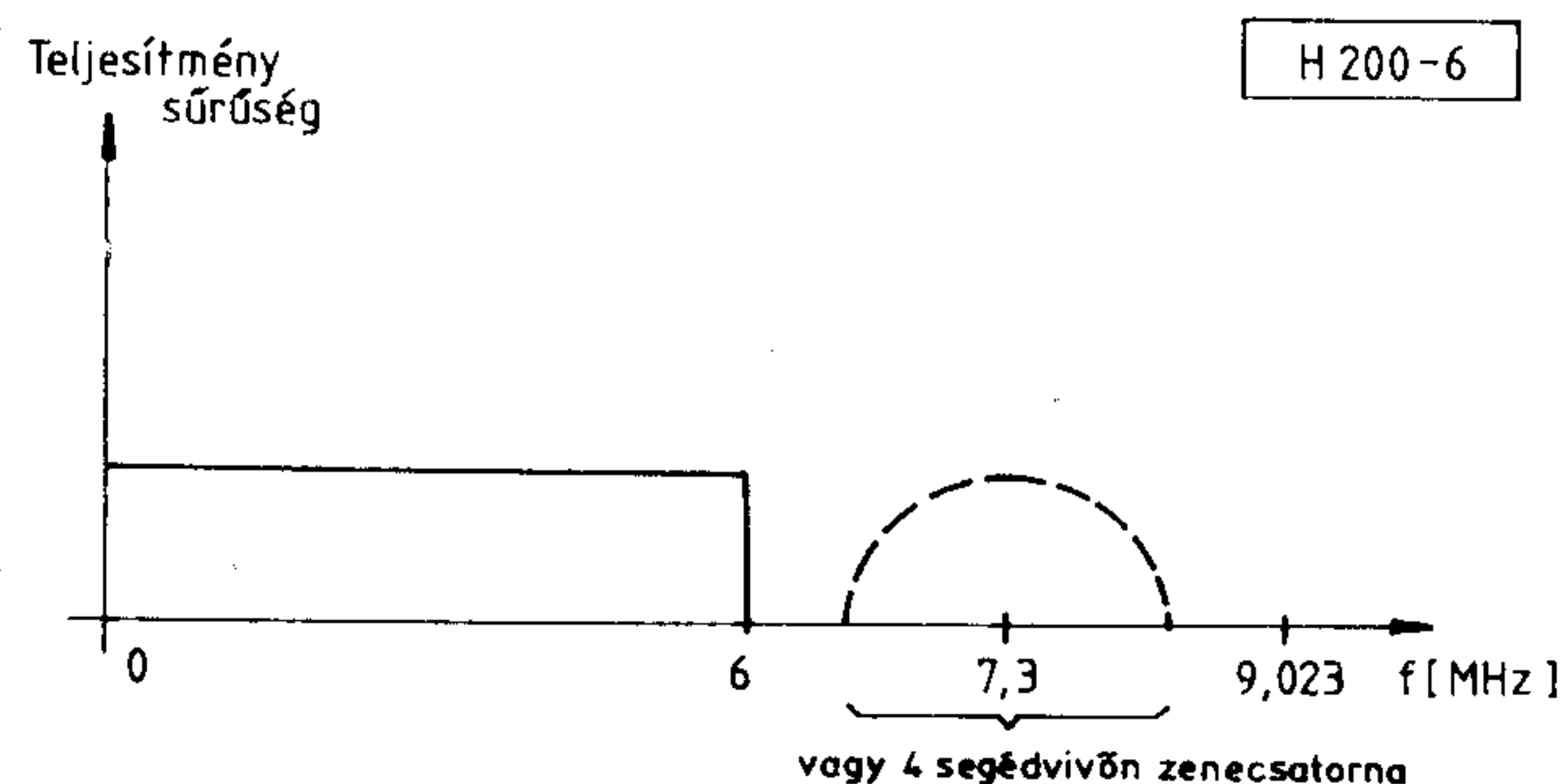
7.1.1 Az analóg telefon adó- és vevő végberendezések CCIR szerinti R' bemenőpont és R kimenő ponton csatlakoznak a 1020 csatornás multiplex berendezéshez. Szint -42 dBr/ -23 dBr, az átviteli sáv 312...4636 kHz. Vizsgálójel löket 200 kHz_{eff} preemfázis-deemfázis a CCIR Rec. 275—3 szerinti. A blokkok a szükséges erősítőkön túl sávszűrőket és pilotgenerátort, továbbá a pre- és deemfázis áramköreit tartalmazzák.



4. ábra. GTT 2/1020—34 rendszer két végállomásának tömbvázlata



5. ábra. TF átvitel alapsávi spektruma



6. ábra. TV átvitel alapsávi spektruma

7.1.2 A televízió adó és vevő végberendezések a képcsatorna pre- és deemfázis korrekcióját, továbbá a zenecsatornák modulációját és demodulációját végzik.

7.1.3 A 2 Mbit/s-os sávfeletti modem a telefon- vagy televízió végberendezés szűrőváltójához kapcsolódva biztosítja a 6 MHz-es képcsatorna vagy a 1020 FDM telefoncsatorna feletti átvitelt (5. és 6. ábra).

7.1.4 Az analóg modem adóoldali bemenetét az összefogott alapsávi jelcsomag vezérli. Az ellen-ütemű, AFC-vel ellátott, keverős típusú analóg modulátor sávhatárolt 70 MHz $\pm$ 12 MHz-es jele az adókapcsolón keresztül az adó bemenetére kerül. Vevő oldalon a sávhatárolt jelből a limiter

— diszkriminátor — videoerősítóből álló demodulátor blokk előállítja a modulátor bemenetén lévő, összefogott alapsávi jelcsomagot.

7.1.5 A digitális végberendezés a tercier multiplex berendezéshez a CCIT G 703 ajánlása szerinti HDB—3 kóddal csatlakozik. Ezen blokk tartalmazza az adásoldali funkciókat (HDB—3 dekódolást, scramblert és dabit képzőt) ill. a vételi inverz átalakításokat. (Inverz dabit képzőt, descramblert, HDB—3 kódolót HDB—3 kódolót), továbbá az AIS generátorokat. (Riasztás jelző jelgenerátorokat.)

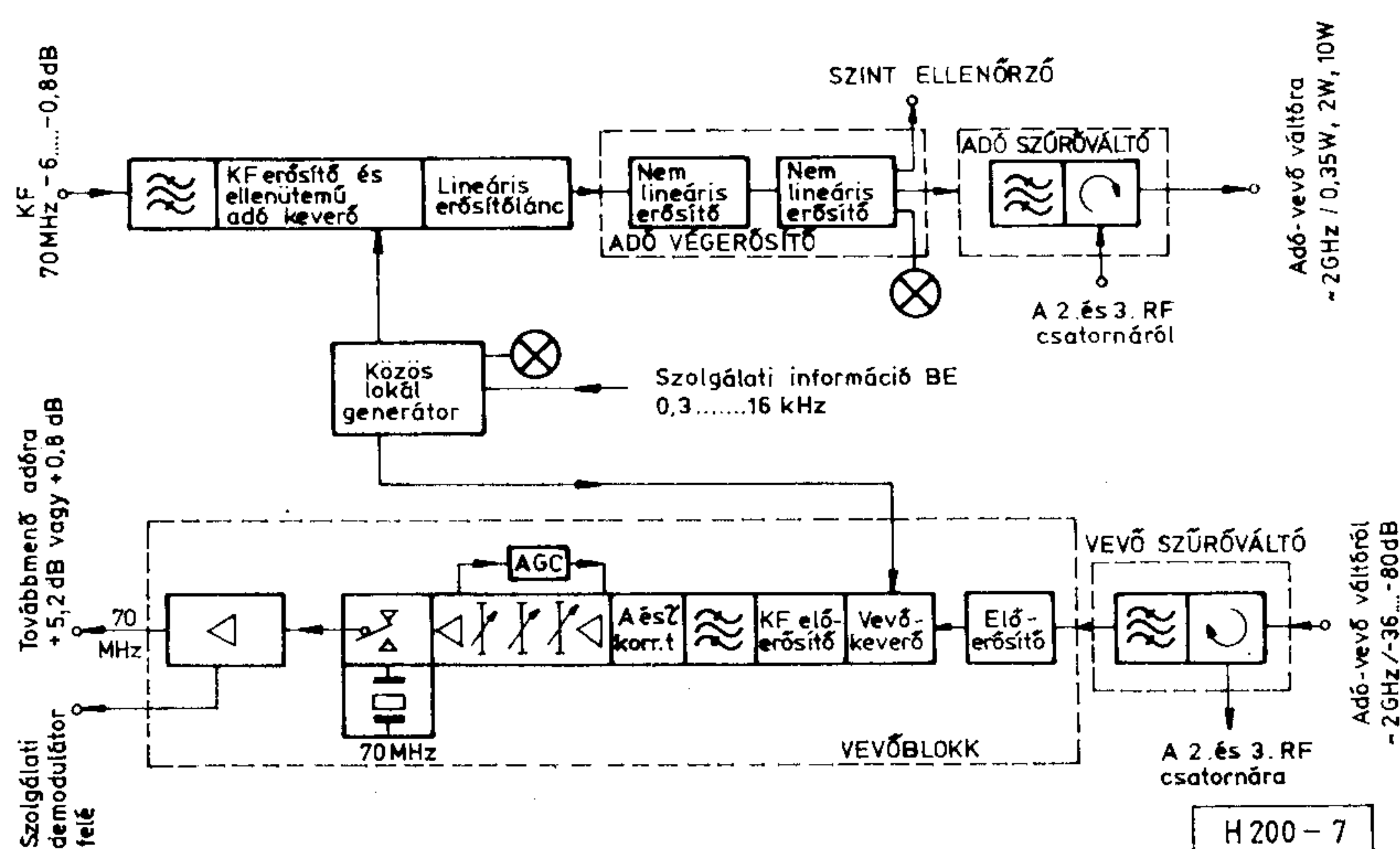
7.1.6 A digitális modem a bejövő A és B dabit jelpár és H óra jelsorból előállítja a 70 MHz-es, differenciálisan kódolt offset QPSK jelet, mely az adókapcsolón keresztül az adó bemenetére kerül. Vevő oldalon a sávhatárolt jel egy négyszerező típusú koherens demodulátorra jut. Az ECL szintű jitteres dabit jelsorok a kvarcvezérlésű regenerátorra jutnak. Jelfrissítés után az A és B dabit jelpár és a H óra jelsor a digitális végberendezés vevőoldalára kerül.

7.2 Univerzális adó-vevő

Felépítése a 7. ábrán látható. Az adókapcsolóról érkező analóg- vagy digitális modulációjú jel egy negyedfokú Csebisev típusú szűrőn keresztül a szintemelő erősítőkre, majd a kétszeresen kiegyenlített adókeverőre jut. Kétfokozatú lineáris erősítés után a szint 350 mW, majd egy-egy kétfokozatú „C” osztályú végerősítőkkel ezt 2 W ill. 10 W-os szintre emeljük.

A járulékos pólusokkal rendelkező hatodfokú Csebisev típusú szűrő a szomszéd csatorna interferencia miatt szükséges adóspektrum behatárolást végzi. Cirkulátorral kiegészítve szűrőváltó rendszert alkot az azonos polarizációjú 1, 2, 3 csatornák egyesítésére.

Az adó-vevő váltó nagy zárócsillapítású, (kis bemeneti állóhullámarányú) széles sávú cirkulátort tartalmaz. A vevő szűrőváltó felépítése az adóoldalinak megfelelő. A vevőmodul kiszajú előerősítőt (<3 dB), tükrölnyomó vevőkeverőt, kétutas KF előerősítőt ötödfokú Butterworth típusú



7. ábra. Univerzális adó-vevő felépítése

sávszűrőt, (melynek 3 dB-es sáv szélessége ~ 38 MHz) háromkörös amplitúdó és futásidő korrekort, AGC-zett főerősítőt és mélyfading ill. megszakadás esetén bekapcsolódó 70 MHz-es helyettesítő oszcillátort tartalmaz. A blokk kimenetén levő szétosztó erősítő a továbbmenő adó, ill. az analóg vagy digitális demodulátor és a szolgálati demodulátor meghajtásáról gondoskodik. A közös lokálgenerátor modul alacsony zajszintű, nagy pontosságú áramkör melynek adóoldala a szolgálati ill. sávalatti moduláció bevitelét teszi lehetővé.

7.3 Csatornatartalékoló berendezés

A 2 GHz-es sáv hullámterjedési szempontból kedvező tulajdonságai és az adó-vevő berendezések nagy megbízhatósága $N+1$ -es rendszerű tartalékolást tesz lehetővé. Ahol „ N ” a vegyes tartalékolású rendszer összes üzemi csatornájának (analóg telefon és TV ill. digitális telefon) összegét jelenti. A 2 GHz-es frekvenciasávban N értéke max. 5. Az ilyen, — szakasztartalékolás típusú — berendezés meghibásodás, ill. fading miatti megszakadás ellen véd.

A megvalósított csatornatartalékolás középfrekvenciás pontok között történik. Az egyes szélessávú csatornák a modulátorok kimenetei és a demodulátorok bemenetei között kerülnek átkapcsolásra. A csatornák állapotát vevő oldalon figyeljük (analóg berendezéseknél pilotot és zajt, a digitális berendezéseknél a tévesztést). Az átviteli tulajdonságok változásait a kiértékelő hálózatok logikai szintekké alakítják, melyek kódolás után a „vissza” irányban egy telefoncsatornán keresztül az adó oldalra jutnak vissza. Itt megtörténik a jelek dekódolása, majd ezek a hibajelek az adó oldalon középfrekvenciás kapcsolók vezérlését végzik. Az adóoldali kapcsolás azt jelenti, hogy a tartalék csatorna középfrekvenciás bemenete párhuzamosan kapcsolódik a meghibásodott üzemi csatorna bemenetével. Az átkapcsolással egyidőben az adórész logikai rendszere igazolójelet küld az előbbinek megfelelő, de „oda” irányú telefoncsatornán át a vevő oldal részére szintén kódolt formában. Itt megtörténik a vevőkapcsoló átváltása üzemiről tartalék csatornára. A tartalékolt szakasz közbelső állomásán a szolgálati kapcsoló a hiba és igazolójelek dekódolása után az üzemi (PCM vagy FDM telefoncsatornákat vivő) ill. tartalék csatornán áll be.

A logika manuálisan, ill. automatikusan működtethető. Egy kijelölt csatorna mindig a gyors csatorna és mindig elsőbbséget élvez a többi csatornával szemben. A kapcsolási folyamat lerövidül az előre párhuzamosított üzemi és tartalék csatorna esetén. Egyes csatornák kitilthatók a tartalékolásból. Az automatikus display LED-ek segítségével kijelzi a duplex átviteli csatorna mindenkori állapotát.

A rendszer legfontosabb jellemzői

- Teljes működési idő a prioritást élvező csatornára 15 mS
- Teljes működési idő a többi csatornára 45 mS
- Átviteli mód: QPSK az 1800 Hz-es vivőn 2400 baud sebességgel.

7.4 Szolgálati csatorna multiplex berendezése

A berendezés feladata a főcsatornák működtetéséhez és ellenőrzéséhez szükséges jelek összefogása és szétosztása.

A teljes szolgálati sáv 0,3...16 kHz tartományú, mely 4 FDM telefoncsatornát jelent. Ezen csatornák átvitele a PCM vagy FDM telefoncsatornás mikrohullámú vivő frekvenciamodulációjával történik.

Az egyes telefoncsatornák a következő információkat viszik át:

- 0,3...4 kHz, a csatornatartalékolás hiba és igazolójeleinek átvitele.
- 4...8 kHz távellenőrzés, vagy omnibusz távbeszélő csatorna átvitele.
- 8...12 kHz } expressz távbeszélő csatorna átvitele.
- 12...16 kHz }

Valamennyi telefoncsatorna opcionálisan szelektív hívási lehetőséggel rendelkezik.

Az egyes csatornamodulátorok — 13 dBm/+4,3 dBm-es 600 Ohmos pontokon csatlakoznak 4, ill. 6 vezetékes telefonkészülékekhez. A csatornamodemek kétszeres transzponálással állítják elő a 3 csatornás alcsoportot. A közbelső transzponálási sáv a 48...52 kHz-es tartomány. A vivőfrekvenciák kristálystabilitásúak. Az adás-vételi összevont erősítő a lokáloszcillátor modulációs bemenetéhez, ill. a frekvenciamodulátorhoz vagy az offset QPSK demodulátorhoz kapcsolódik.

A berendezés főbb adatai:

Be/Kimeneti impedancia: 75 ohm

Szint a be/kimeneten: -15 dBm

Jel/zaj az egyes telefoncsatornában: min 40 dB pszof. súlyozott.

Jelzésátvitel: az egyes telefoncsatornák sávja felett CCITT szerint 3825 Hz-en.

7.5 Távellenőrző rendszer

A tervezett segédberendezések körét a távellenőrző rendszer teszi teljessé. A rendszer egy távfelügyelő (központi) állomásból és a távellenőrzött állomásokból áll (ismétlő, fő- vagy végállomások). Jellegére nézve nem lekérdező típusú, tehát az információs forgalom egyirányú, (alállomásról a központi állomásra) a különböző állomások egymástól frekvenciában térnek el, az egyes állomások időosztásban rendezik össze az információkat. A különböző állomásokon elhelyezett távjelző adók a központi állomás távjelző vevőivel a 4—8 kHz közötti sáv egy-egy távírócsatornáján keresztül vannak kapcsolatban (egyirányú kapcsolat). A központi állomás display egységén a kívánt állomás számtárcsával állítható be. A 16, ill. 32 információ állapotát piros ill. zöld LED-ek mutatják. Az összesen 18 állomás (beleértve a központi állomást is) távellenőrzési ciklus ideje kb 4 sec.

8. Rendszerszámítás és főbb műszaki adatok összefoglalása

Frekvenciasáv 1,7...2,1 GHz, sávközép $f_0=1,9$ GHz. Szabadtéri csillapítás sávközépen ($d=46,7$

km) 131,4 dB. Kábel csillapítás ($2 \times 90 \text{ m} \times 0,035 \text{ dB/m}$) 6,3 dB. A jelútban lévő passzív elemek csillapítása 1 adó-vevőre: szűrőváltó szűrők át-eresztő sávi és reflexiós csillapítása, cirkulátorok át-eresztő csillapítása 8,1 dB

Antennanyereségek összege az adó és vevőoldalon (2 db $\varnothing 4 \text{ m}$ méretű antennával) 69,0 dB
Adó teljesítmény + 3 dBW
Vevő bemenőszint —73,8 dBW

Fadingtartalék
analóg és digitális főcsatornára > 35 dB
2 Mbit/s-os sávfeletti átvitelre ~ 30 dB

Főbb műszaki adatok

Frekvenciasáv: 1700...2100 MHz

Raszter 29 MHz

Adó-vevő távolság: 68 MHz

Antenna $\varnothing 2 \text{ m}$ $G > 28,5 \text{ dB}$

$\varnothing 4 \text{ m}$ $G > 34,5 \text{ dB}$

Antenna kábel 50 ohm, 3,5 dB/100 m

vagy 50 ohm, 10,0 dB/100 m

vagy antenna tápvonal (Alumínium, félmerev elliptikus) 1,8 dB/100 m

Kimenő teljesítmény: 0,35 vagy 2 vagy 10 W

Frekvenciastabilitás max. $\pm 5 \times 10^{-5}$

Felharmónikus szint max. —70 dBr

Vevő szuperheterodin, KF = 70 MHz

Bemenőszint tartomány —66...—110 dBW

Küszöbszint helyettesítő

oszcillátor bekapcsolási szintje —110 dBW

Vevő zajtényező max. 4 dB

Tápfeszültség tartomány 20...72 V DC

Adó-vevő fogyasztás ($P_{ki} = 2 \text{ W}$ esetén) max. 40 W

Slim-rack méret (mélység $\times$ szélesség $\times$ magasság) $0,26 \times 0,12 \times 2,06 \text{ m}^3$

IRODALOM

- [1] *Frigyes—Szabó—Ványai*: Digitális mikrohullámú átviteltechnika Műszaki Könyvkiadó 1980.
- [2] *Róna*: Analóg szögmodulált mikrohullámú berendezések Műszaki Könyvkiadó 1980.
- [3] *Kamiló Fehér*: Digital Communications: Microwave Applications Prentice-Hall Inc 1981.
- [4] *Shuji Murakami, Y. Furaya*: Optimal modulation and Channel Filters for Nonlinear Satellite Channels IEEE Trans. COMMUNICATIONS December 1979.
- [5] *D. H. Morais, K. Fehér*: The effects of Filtering and Limiting on the Performance of QPSK, Offset QPSK and MSK Systems IEEE Trans. COMMUNICATION December 1980.
- [6] *K. Fehér*: Digital modulation techniques in an interference environment: EMC Encyclopedia, Vol 9 Don white Consuetants, 1977.
- [7] *D. H. Morais, K. Fehér*: Bandwith Efficiency and Probability of Error Performance of MSK and Offset QPSK Systems IEEE Trans COMMUNICATIONS December 1979.
- [8] *Denk A*: DRF 13/03—06 típusú digitális mikrohullámú rádiórelé rendszer. Budavox Rev. 1986.

Elektronikai berendezések és készülékek biztonsága

Fenti címen rendezett kerekasztal megbeszélést 1986 november 27.-én a HTE Konstruktív, Környezetállósági és Technológiai Bizottsága. Géczy Géza (MEEI) vitaindító előadásában elsősorban a szórakoztató elektronika készülékeinek biztonságossági problémáit tárgyalta. Központban a tűzveszélyesség volt. Lévé, hogy az országban közel 3 millió TV készülék van használatban, a kérdés közérdekű. A tűzrendészeti hatóságok statisztikai adatai szerint a tüzesetek többségét régebbi típusok és olyan külföldi eredetű készülékek okozták, amelyek turistaforgalom útján kerültek az országba. Ez utóbbiak tehát MEEI típus-engedély nélkül jutottak el a felhasználókhoz. Számos hozzászóló foglalkozott a gyártásban felhasznált — jelentős arányban import — szigetelő- és műanyagok tűzveszélyességének vizsgálati és tanúsítási kérdéseivel. Felmerült, hogy nagyobb mértékben lehetne alkalmazni a hazai fejlesztésű és gyártású égésgátló adalékanyagokat hátlapok, esetleg más műanyag ele-

mek gyártásánál is. A tüzesetek jelentős tanulsága az is, hogy a lakosság nincs megfelelően tájékoztatva a készülékek célszerű elhelyezési, használati és szükség esetén oltási módjáról. Indokoltnak látszik, hogy a tűzrendészeti hatóság a televízió útján adjon erről alkalmas tájékoztatást. Foglalkozott a megbeszélés a professzionális elektrotechnikai berendezések tűzkockázatának kérdéseivel is. A nemzetközi szabványosítás (IEC) az elmúlt években új albizottság (50D) létesítésével adott lendületet a tűzveszély megelőzési szabályok egységesítésének. Az új szabványok nem csak a vizsgálatok és osztályozás területét érintik, hanem irányelveket tartalmaznak a konstruktőrök számára is. Ezeknek a szabványoknak hazai honosítása folyamatban van. A kerekasztal megbeszélés során mutatott jelentős érdeklődés alapján a Bizottság elhatározta, hogy a biztonságtechnika többi kérdését folytatódó megbeszélések műsorára tűzi.

Schmidt János

Beszámoló

az 1986. október 1—3 között megrendezett
V. Energiaipari Távközlési Szemináriumról

A Híradástechnikai Tudományos Egyesületen belül működő Technológiai Távközlési Tagozat Energiaipari Távközlési Szakosztálya ötödik alkalommal rendezte meg Siófokon — a már két évenként hagyományos — szemináriumát.

Az energiaipari távközlés a zavartalan és folyamatos villamos, valamint a szénhidrogénalapú energiaszolgáltatás érdekében, a sajátos technológiai és biztonsági követelmények teljesítésére létesült és az érintett iparágak igényei szerint fejlődik. A két évenként megrendezésre kerülő szeminárium az energiaipari távközlés fóruma, melyen a szakemberek az előadások meghallgatása mellett, egymás között a tapasztalatokat kicserélhetik és közvetlenül kapcsolatba kerülhetnek a fejlesztőkkel, a gyártókkal, valamint a Magyar Posta illetékes szakembereivel is.

A szeminárium megszervezését

Energiagazdálkodási Tudományos Egyesület
Magyar Elektrotechnikai Egyesület
Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület
Neumann János Számítógéptudományi Társaság
Országos Magyar Bányászati és Kohászati Egyesület

támogatták. A szeminárium fővédnökségét Dr. Kapolyi László ipari miniszter, a védnökséget Schiller János az MVMT, Zsengellér István az OKGT vezérigazgatói vállalták.

A szeminárium iránt már az előkészítés során igen élénk volt az érdeklődés (66 vállalat, illetve szervezet képviselőjében 179 személy jelentkezett a rendezvényre) amit a résztvevők magas száma fejezett ki.

Mintegy 200 résztvevő és meghívott vendég előtt, Czipper Gyula ipari miniszterhelyettes nyitotta meg a szemináriumot. Bevezető szavaiban rámutatott, hogy az energiaipari távközlés a belső irányítási rendszereket kiszolgálja, azokkal összehangoltan működik és egyúttal az előírásoknak megfelelően illeszkedik az ország egységes táv-

közlő hálózatába. A villamosenergia iparban, kőolaj- és gáziparban, a technológiai célú távközlési rendszerek jelen színvonala és kiépítettsége lehetővé teszi a biztonságos energia előállítását és szállítását, a vonatkozó technológiákkal összefüggő, számítástechnikai eszközökön alapuló automatizált irányítási és adatfeldolgozó rendszerek működtetését.

A szeminárium három napja alatt összesen 29 (14 hazai és 15 külföldi) előadás hangzott el.

Az első napon az előadók a száloptikai átvittel és azok eszközeivel, méréstechnikával és építési módszerekkel foglalkoztak. Az előadások után élénk eszmecsere alakult ki az optikai távközlő rendszerek hazai létesítését és mielőbbi széles körű elterjedését illetően.

A második napon az integrált szolgáltatást nyújtó digitális hálózatok (ISDN) kialakításáról, URH és mikrohullámú átvitelről, automata rádiótelefon-hálózatok és a digitális rádiózás alapelveiről és ezekkel kapcsolatos vizsgáló eszközökről szoltak az előadások.

A harmadik napon adathálózatok irányítása és mérése, védő-ellenőrző, számítógépes munkaidőnyilvántartó-rendszerek, távbeszélő központok áramellátása és távfelügyelete, távhívó hálózati tapasztalatok és koncepciók, telemechanikai fejlesztések és a KGST-országok prágai villamosenergia koordináló szervezetének (CDU) technikai bemutatása szerepelt a programban.

Mód nyílt az előadásokat követően rövid hozzászólásokra is, egyes előadásoknál igen élénk vita is kerekedett. Az előzetes programban előírtak maradéktalanul teljesültek, a résztvevők sok új, a gyakorlatban is átültethető ismerettel gazdagodtak.

A szemináriummal egyidejűleg kisebb kiállítást is szerveztek, melyen; Felten & Guillaume, SEBA, Marconi, Rohde & Schwarz, Hawlett-Packard, Autophon, Wandel & Goltermann, Ipari Informatikai Központ mutatták be korszerű eszközeiket.

Halász Miklós

BOÁK?

BOÁK!

BOÁK?

BOÁK!

*Elektronikai berendezéseiben és készülékeiben
alkalmazzon korszerű, az Ön speciális igényei
szerint elkészített, egyetlen áramköri tokban
megvalósított berendezésorientált áramkört!*

Az így készült termékek előnyei:

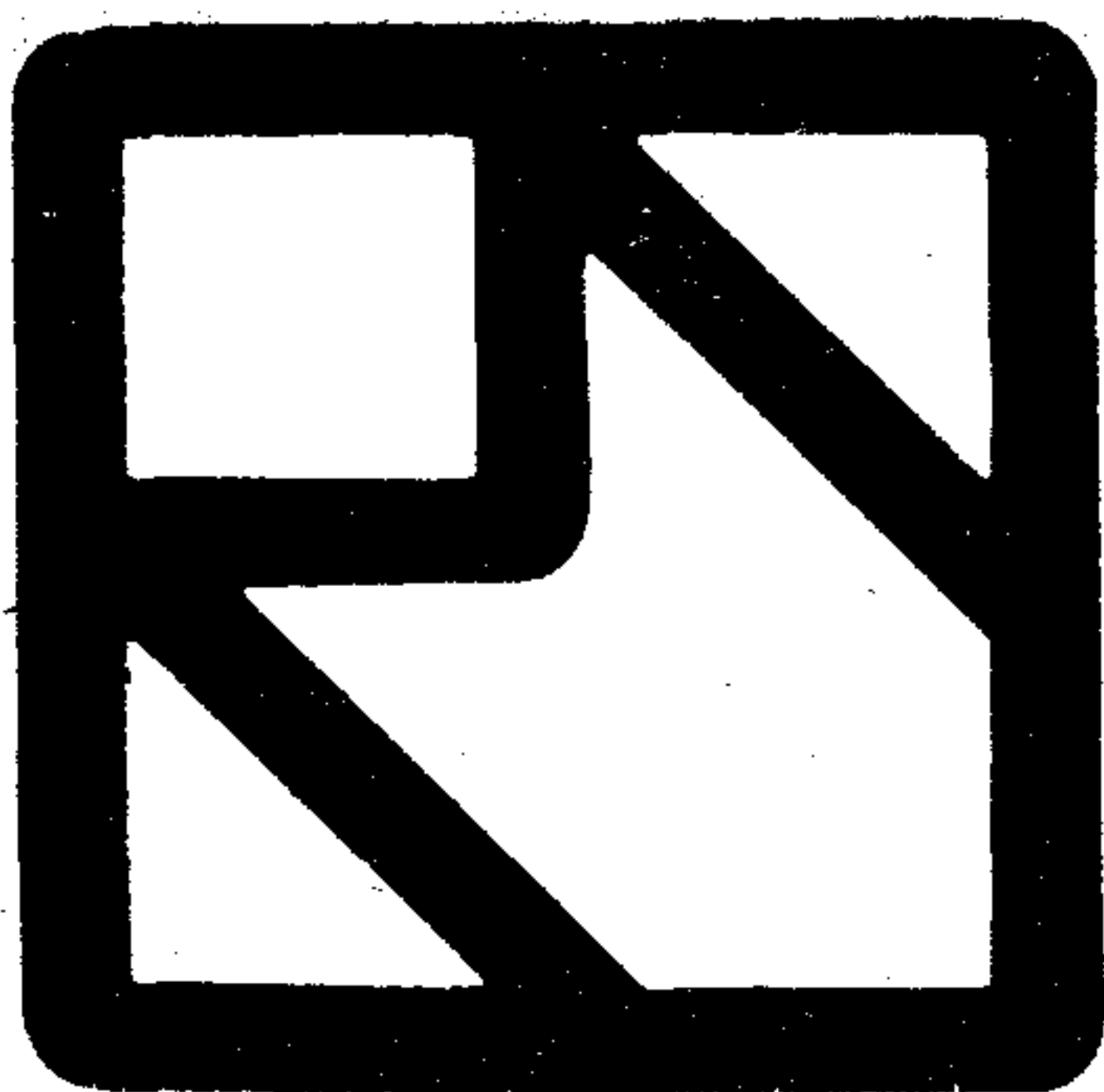
- nagyobb megbízhatóság,*
- kisebb méret,*
- kisebb teljesítményfelvétel,*
- jobb szerelhetőség és szervizelhetőség,*
- a termék másolhatatlan.*



**Mikroelektronikai Külkereskedelmi
Közös Vállalat**
Budapest, VI., Vörösmarty u. 67.
Áramkörtervezői osztály
MIKROMODUL 120-805/129, 188 mellék

***Segítünk Önnek elektronikai termékeinél
a gazdaságosan integrálható részek
kiválasztásában, ezek logikai tervezésében
és szimulációjában.***

***Vállaljuk a berendezésorientált áramkörök
számítógépes megtervezését és kivitelezését.***



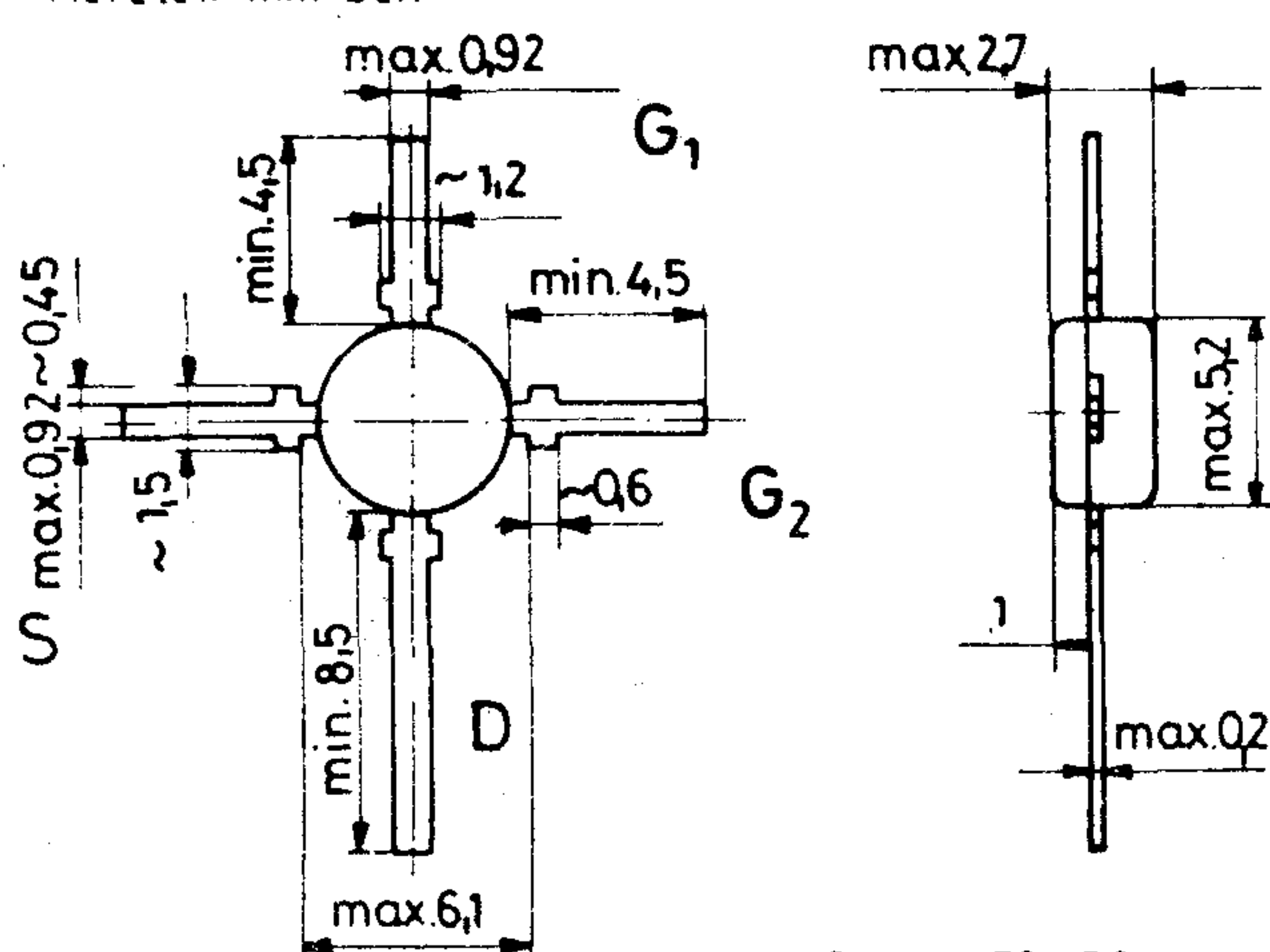
M.E.V. MIKROELEKTRONIKAI VÁLLALAT

IV., Fóti út 56.

1325 Budapest, Pf. 21 Telefon: 691-100 Telex: 22-7306

BF 964 N-csatornás két Gate-es MOS térhatású kiűritéses módú tetroda

Méreték mm-ben



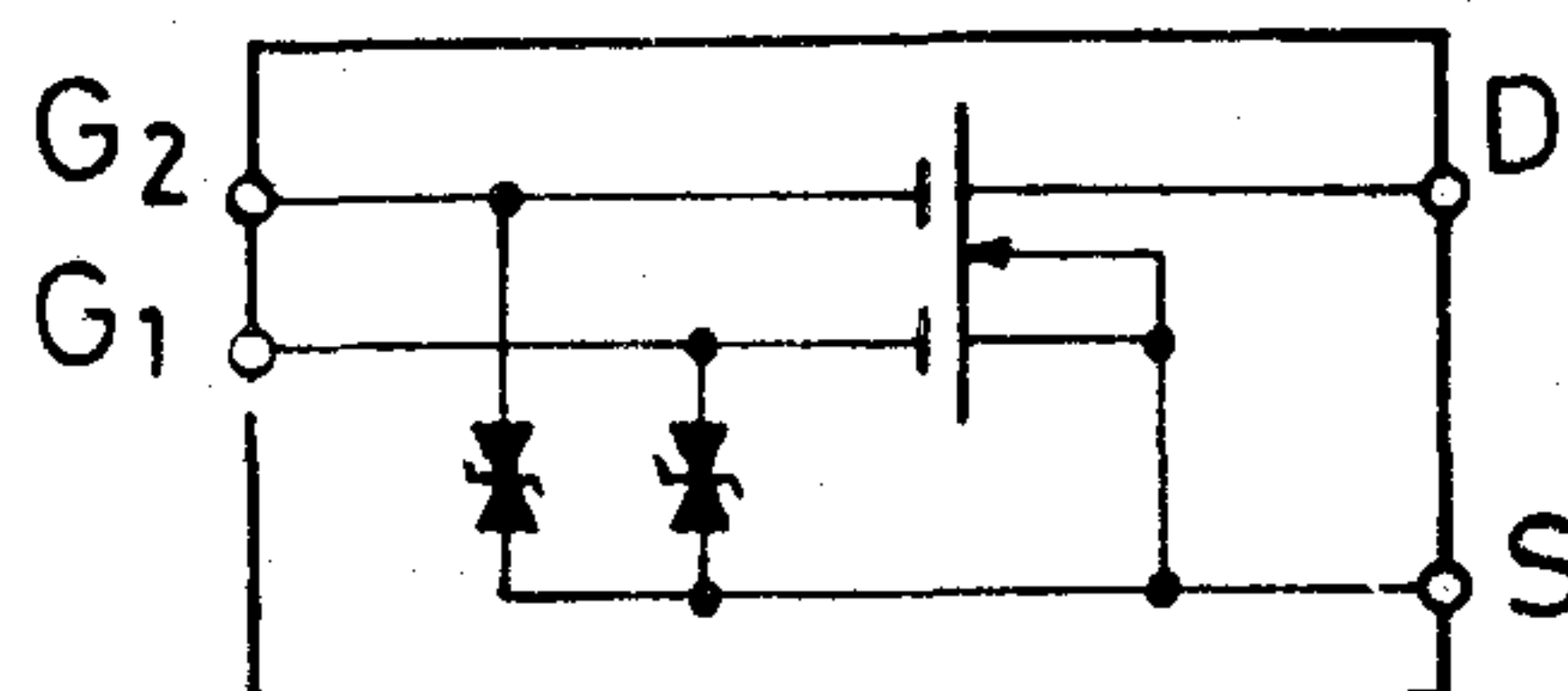
Tok : TO-50
Tömeg: kb 0.1g

Ajánlott alkalmazás

VHF hangoló egység bemenő és keverő fokozatában.

Jellegzetes tulajdonságok:

Gate-et védő diódák beépítve.
Nagy keresztmoduláció-feldolgozás.
Alacsony zajtényező.
Nagy AGC átfogási tartomány.
Kicsi visszaható kapacitás.
Kicsi bemenő kapacitás.



MAXIMÁLIS HATÁRADATOK	JELÖLÉS	BF 964	EGYSÉG
Drain-Source feszültség	V_{DS}	20	V
Drain áram	I_D	30	mA
1-es és 2-es Gate által vezérelt Source áram csúcsértéke	$\pm I_G$ 1/2 SM	10	mA
Teljes teljesítménydisszipáció $T_{amb}=60^\circ C$	P_{tot}	200	mW
Csatorna hőmérséklet	T_C	150	$^\circ C$
Tárolási hőmérséklet	T_{stg}	- 55 ... +150	$^\circ C$
HŐELLENÁLLÁS csatorna és környezet között 40x25x1.5mm egy oldalon 35 μm Cu fóliás nyomtatott áramköri lapra szerelve	R_{thCA}	450	K/W

STATIKUS JELLEMZŐK $T_{amb}=25^{\circ}\text{C}$ ha másként nincs megadva	JELÖLÉS	BF 964	EGYSÉG
Drain-Source letörési feszültség $I_D=10\text{ }\mu\text{A}$, $-V_{G1S}=-V_{G2S}=4\text{V}$	$V_{(BR)DS}$	≥ 20	V
1-es Gate és Source közötti letörési feszültség $\pm I_{G2S}=10\text{mA}$, $V_{G2S}=V_{DS}=0$	$\pm V_{(BR)G1SS}$	≥ 6	V
2-es Gate és Source közötti letörési feszültség $\pm I_{G2S}=10\text{mA}$, $V_{G1S}=V_{DS}=0$	$\pm V_{(BR)G2SS}$	≥ 6	V
1-es Gate - Source visszáram $\pm V_{G1S}=5\text{V}$, $V_{G2S}=V_{DS}=0$	I_{G1SS}	≤ 50	nA
2-es Gate - Source visszáram $V_{G2S}=5\text{V}$, $V_{G1S}=V_{DS}=0$	I_{G2SS}	≤ 50	nA
Drain áram $V_{DS}=15\text{V}$, $V_{G1S}=0$, $V_{G2S}=4\text{V}$	I_{DSS}	≥ 2 ≤ 20	mA
1-es Gate-Source zárófeszültség $V_{DS}=15\text{V}$, $V_{G2S}=4\text{V}$, $I_D=20\text{ }\mu\text{A}$	$-V_{G1S(OFF)}$	$\leq 2,5$	V
2-es Gate-Source zárófeszültség $V_{DS}=15\text{V}$, $V_{G1S}=0$, $I_D=20\text{ }\mu\text{A}$	$-V_{G2S(OFF)}$	$\leq 2,0$	V

DINAMIKUS JELLEMZŐK $V_{DS}=15\text{V}$, $I_D=10\text{mA}$, $V_{G2S}=4\text{V}$, $f=1\text{MHz}$ $T_{amb}=25^{\circ}\text{C}$ ha másként nincs megadva	JELÖLÉS	BF 964	EGYSÉG
Meredekség	Y_{fs}	≥ 15 17	mS
1-es Gate bemenő kapacitás	C_{iSSg1}	$2,5$ $\leq 3,0$	pF
2-es Gate bemenő kapacitás $V_{G1S}=0$, $V_{G2S}=4\text{V}$	C_{iSSg2}	1,2	pF
Visszaható kapacitás (G és S földelve)	C_{rSS}	25 ≤ 35	pF
Kimenő kapacitás	C_{oSS}	$1,0$ $\leq 1,3$	pF
Teljesítmény erősítés $V_{DS}=15\text{V}$, $I_D=10\text{mA}$, $V_{G2S}=4\text{V}$ $g_G=2\text{mS}$, $g_L=0,5\text{mS}$, $f=200\text{MHz}$	G_{ps}	25	dB
Zajtényező $V_{DS}=15\text{V}$, $I_D=10\text{mA}$, $V_{G2S}=4\text{V}$ $g_G=2\text{mS}$, $f=200\text{MHz}$	F	10	dB

Schronk László

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



M.E.V. MIKROELEKTRONIKAI VÁLLALAT

A MŰSZERKÖLCSONZÁS VILÁGTENDENCIA

Nálunk gazdagabb országokban is terjed a kölcsönműszerek használata, mert

- nincs szükség nagyösszegű beruházásokra,
- az ellenőrzött műszer azonnal rendelkezésre áll,
- használata után további fenntartási költség nincsen
- tartós használat esetén lízing lehetőség van

HAZAI VISZONYLATBAN A KÖLCSONMŰSZER KÜLÖNÖSEN ELŐNYÖS, mert:

- nincs szükség kemény valutára nyugati műszerek beszerzéséhez,
- a kölcsöndíj költség keretből fizethető,
- fogyóanyagok, tartozékok ugyancsak forintért rendelkezésre állnak,
- ingyenes bemutatás, házhozszállítás (Budapest területén),
- heti kölcsöndíj a műszer árának csupán 0,3-1,25%-a.

**MŰSZERPARKUNKAT FOLYAMATOSAN FELFRISSÍTJÜK
A LEGNEVESEBB MŰSZERGYÁRTÓK VILÁGSZÍNVONALÚ
TERMÉKEIVEL!**

Kérje ingyenes KÖLCSONMŰSZER JEGYZÉKünket!

FELVILÁGOSÍTÁS-ÜGYINTÉZÉS-ELŐJEGYZÉS:
450-903 vagy 622-366/176 telefonon, vagy személyesen:
MTA MŰSZERÜGYI ÉS MÉRÉSTECHNIKAI SZOLGÁLATA
MŰSZERKÖLCSONZÁSI FŐOSZTÁLY

Budapest XI., Szakasits Árpád út 59-61. I. emelet 107. szoba



Д-р Зомбори, Л.:

Распространение электромагнитной энергии в среде имеющей потери

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 6.

В среде имеющей потери определения энергии в качестве термодинамического количества, вообще невозможно. Это означает проблемы в испытании распространения энергии и особенно в определении скорости распространения. Статья излагает метод, который в предположении взаимодействия местного пространства и среды, путем создания моделей сети осуществляет подход к процессу поляризации. К моделей сети прилагается определенная энергия, и в знании плотности энергии возможно определить скорость распространения энергии. Полученное таким методом значение скорости распространения энергии в случае предельного значения будет обладать всеизвестными свойствами.

д-р Абрахам, Л.:

Совместимость систем ИМ—I С БУШ

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 6.

В Европе, для цифрового управления телевизионными устройствами, в настоящее время распространились две системы шин. Между этими двумя системами шин имеется много отличий и в количестве линий и в организации обмена. В работе описываются вопросы совместимости и одно из возможных решений совмещения с помощью микропроцессора Z 80 двух систем С и М.

Биро, В.:

Оценка тепловых шумов генератора с обратной связью

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 6.

В данной статье даются новые формулы для оценки амплитудных, фазовых и частотных шумов генераторов, работающих по принципу обратной связи. Основой метода является предположение о том, что шумовое напряжение источника шума может быть описано узкополосным нормальным случайным процессом.

Голдшмидт, Л.:

Уменьшение пространства состояний цепей Маркова с приведением состояний

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 6.

Рассматриваются теоретические основы цепей Маркова и пакет программ, увеличивающий эффективность систем программ, развитой для анализа надежности устройств большой надежности. Описывается приведение состояний и пакет программ, использующий приведение состояний, с помощью которого время вычисления и необходимая емкость накопителя значительно уменьшаются. Система программ для приведения состояний используется при анализе и моделировании всех систем описываемых моделей Маркова.

Др. Шимон, Д.:

Обобщение принципа резонатора и детектирование пакетов гармонического сигнала с помощью цепей переключаемых емкостей

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 6.

Алгоритм обработки сигнала с помощью отсчетов, пригодный для дискретного преобразования Фурье и являющийся обобщением алгоритма Гоэрцеля, использует резонаторы второй степени, исходное состояние которых соответствует начальным условиям. Предлагаемая схема на переключаемых емкостях осуществляется с помощью простых интеграторов, а квадратурные составляющие снимаются с выходов двух операционных усилителей резонатора. Резонаторы ряда обработки сигнала отличаются лишь в тр х значениях емкостей, а логика общая.

Михай, Ш.—д-р Божоки, И.:

Измеритель рассеивания полос „Х”

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 6.

Статья излагает принцип действия и некоторые вопросы по применению измерителя рассеивания экспериментальной частотно-модулированной непрерывной волны для полосы «Х». Аппаратура разработана для измерения рассеивания электромагнитных волн

с целью использования ее для моделизации показателей рассеивания сельско — хозяйственных территорий и почвы с растениями. Продемонстрирует методы обработки данных, а также и результаты проведения измерений территории.

Денк, А.:

Вопросы проектирования аналоговой — цифровой микроволновой радиорелейной системы средней мощности диапазона 2 ГГц

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1987. № 6.

Автор описывает такую гибридную систему диапазона 2 ГГц, у которой приемопередатчики одинакового построения и обеспечивают передачу сигналов 1020 телефонных каналов с частотным уплотнением, или цветного телевидения с каналом звукового вещания или сигналов со скоростью 34 Мбит с. В статье после рассмотрени вопросов построения системы описываются отдельные устройства системы.

Dr. Zombory, L.:

Verbreitung der elektromagnetischen Energie im verlustreichen Medium

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr 6.

In den verlustreichen Medien ist die Definition der Energie, als thermodynamische Quantität nicht möglich. Diese Tatsache verursacht einige Probleme in der Prüfung der Energieverbreitung, besonders aber in der Bestimmung der Geschwindigkeit der Energieverbreitung. Der Artikel erörtert ein Verfahren, welches die Polarisationsvorgänge durch ein Netzwerkmodell, mit Voraussetzung der lokalen Wechselwirkung von Raum-Medium approximiert. Zum Netzwerkmodell kann eine bestimmte Energie zugeordnet werden und in Kenntnis der Energiedichte kann man die Verbreitungsgeschwindigkeit bestimmt werden. Die so erhaltenen Verbreitungsgeschwindigkeiten verfügen im Grenzfall über die bekannten Eigenschaften.

Dr. Ábrahám, L.:

Kompatibele IM I C BUS Systeme

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 6.

Zwei BUS Systeme für digitale Steuerung des Fernsehempfängers hat sich zur Zeit in Europa verbreitet. Beide BUS Systeme zeigen viele Unterschiede sowohl in Stückzahl der Leitungen als auch in Organisation der Verkehrs. Die Fragen des Kompatibilitäts des zwei BUS Systeme (I₀C und IM) und eine mögliche Lösung zu vereinigen BUS Leitungen sind mit Hilfe des Z80 Mikroprozessors dargestellt.

Biró, V.:

Gerauschk-Schätzung der rückgekoppelten Oszatnoerill

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 6.

Diese Veröffentlichung bezieht sich auf die rückgekoppelten Oszillatoren und presentiert die zur thermischen Geräusch-Schätzung von AM, PM, FM dienenden Formaten. Die Voraussetzung dient als Grundlage der Schätzung, dass man die Spannung der Rauschquelle mit einem schmalbandigen stationären stochastischen Gauss-Verfahren abschreiben kann.

Goldschmidt, L.:

Zustandsraum-Verringerung durch Zusammenfassung bei Markoff-Ketten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 6.

In der Arbeit werden die theoretischen Grundlagen der Markoff-Ketten zusammengefasst, gefolgt von einer Beschreibung des Programmpaketes zur Erhöhung der Effektivität des Programmsystems, entwickelt für Zuverlässigkeitsanalyse von Hochzuverlässigkeits-einrichtungen. Es wird auf die Zustandszusammenfassung und auf deren Realisierungsprogrammpaket eingegangen. Dank diesem neuen Programmpaket wird die benötigte Rechenzeit und Speicherkapazität im Bezug auf die frühere Methoden deutlich verringert. Das beschriebene Programmsystem kann ohne Einschränkungen bei der analytischen Untersuchung und Simulation aller, durch Markoff-Modellen beschreibbarer Systemen eingesetzt werden.

Dr. Simon, Gy.:

Ein verallgemeinertes Resonatorprinzip und die Detektierung harmonischen Impulse mit Schaltungen mit geschalteten Kondensatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 6.

Eine Verallgemeinerung eines getasteten Signalverarbeitungs-Algorithmus des Goertzel-Algorithmus ist gegeben. Initialisierte Resonatoren zweiter Ordnung sind angewendet. Die proponierte Struktur mit geschalteten Kondensatoren ist mit Hilfe einfachen Integratoren zu realisieren und die Quadrature-Komponenten stehen an den Ausgängen der zwei Operationsverstärker des Resonators zur Verfügung. Die Differenz zwischen die Resonatoren eines Prozessorbankes besteht nur in die Werte drei Kondensatoren und alle Resonatoren arbeiten unter gemeinsamer logischer Steuerung.

Mihály, S.—Dr. Bozsóki, I.:

Streuungsmesser mit X Streifen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 6.

Der Artikel macht das Betätigungsprinzip eines frequenzmodulierten Versuchs-Streuungsmessers mit X Streifen und kontinuierlicher Quelle und seine einzelne Verwendungsfragen. Die Einrichtung wurde zur Messung der Streuung der elektromagnetischen Quelle entwickelt dass die so erhaltenen Daten zur Modellierung der Streuungseigenschaften der landwirtschaftlichen Gebiete, Erdboden bedeckt mit Bewachung verwendet werden können. Die Datenverarbeitungsmethode und die Ergebnisse der Anfangs-Feldbeobachtung werden auch bekanntgemacht.

Denk, A.:

Konstruktionsfragen des Hybridrichtfunksystems mittlerer kapazität, im Frequenzbereich von 2 GHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. Nr. 6.

Der Verfasser berichtet über ein Hybridrichtfunksystem, welches im selben Frequenzbereich von 2 GHz funktioniert. Die Senderempfänger vom gleichen Ausbau, dieses Systems sichern die Übertragung von 1020 FDM Telephonkanälen, oder von Farbfernseh- und Gleitmusikkkanälen, oder auch von Signalstrom mit 34 Mbit/s. Der Artikel beschäftigt sich nach der Systemplanung, mit der Bekanntmachung der einzelnen Geräte des Systems.

* * *

Dr. Zombory, L.:

Electromagnetic energy propagation in lossy media

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 6.

The definition of the energy as a thermodynamic quantity is generally not possible. This fact causes serious problems in the examination of the energy propagation and particularly in determining the propagation velocity. The paper introduces a procedure approaching the polarization procedures of the medium by a network model. The energy density can be obtained by applying the networks and after that the energy propagation velocity can be obtained. This velocity in limits possesses the well known properties.

Dr. Ábrahám, L.:

Compatible IM I C BUS systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 6.

In Europe currently two BUS-es are used for digital control of TV receivers. The two BUS systems show a lot of difference both in number of wires to be used and in traffic organization. The compatibility questions of two BUS-es (I_C and IM) and a possible method of commonly used wires are discussed by the aid of Z80 microprocessor.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja: a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató leányvállalat, Budapest, Közraktár u. 4., 193. Telefon: 175-200. Felelős kiadó: Dr. Varga György igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási Irodánál (HELIR, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180,— Ft, egész évre 360,— Ft. Egyes szám ára 30,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H-1389 Budapest, Postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279. 86-253. Révai Nyomda Egri Gyáregység, Felelős vezető: Horváth Józsefné dr. 87 2037.

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

Bíró, V.:

Noise estimation for feedback oscillators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest 1987. No. 6.

New formulas for estimation of the AM, PM and FM thermal noises of feedback oscillators are presented. It is supposed that the source of noise voltage may be represented by the narrow-band Gaussian random process.

Goldschmidt, L.:

Reduction of the State Space of Markov-Chains by State Reduction

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 6.

The paper summarizes the basic concepts of Markov-chains and describes a software package developed for increasing the efficiency of computer programmes that perform the reliability analysis of high-reliability equipment. The state reduction and the programme package using this reduction are described in detail. Using this programme package significantly reduces the CPU time and storage requirements, as compared with previous analysis methods. The programme package may efficiently be used in the analysis and simulation of all systems that can be described by a Markov-model.

Dr. Simon, Gy.:

A generalized resonator concept and the detection of harmonic bursts signals by SC circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 6.

A generalization of a sampled processing algorithm namely the Goertzel algorithm is given applying initialized second-order resonators. The proposed switched-capacitor structure may be realized with simple integrators and the quadrature components are available at the outputs of the two operational amplifiers of a resonator. The resonators of a processing bank differ only in three capacitor values from each other and share on a common logic drive.

Mihály, S.—Dr. Bozsóki, I.:

An X-band Scatterometer

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 6.

The paper describes the principle and performance of an experimental frequency-modulated continuous-wave microwave scatterometer operating in the X-band. The instrument has been developed for truck-mounted field measurements to investigate scatterometry and the application of scattering data in modelling the scattering properties of agricultural areas, vegetation covered soils. Data correction techniques and results of initial field experiment are presented.

Denk, A.:

Design Aspects of 2 GHz Analog-Digital Microwave Radio Relay System of Medium Capacity

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1987. No. 6.

The author describes a hybrid radio relay system working in the 2 GHz frequency band, the transceivers of which are of identical design and provide the transmission of 1020 FDM telephone channels or a colour TV program with music channels or a 34 Mbit/s signal stream. After dealing with the system planning, the article presents the individual equipments of the system.

ELEKTRONIKUS ALKÖZPONTOK

EP 32M · EP 64M · EP 128M



AZ ALKÖZPONTOK KAPACITÁSA

	EP32M	EP64M	EP128M
Mellékállomások (ESZ) száma, max:	30	64	128
Kezelőkészlet (KK), max:	1	1	1
Fővonalak (KBT) száma, max:	8	12	32
DTMF kódvevők (KD) száma, max:	2	4	4
DTMF kódadók (KA) száma, max:	2	2	2
Tarifavevők (JV) száma, max:	4	8	12

Összefüggések; (melyeknek egyidejűleg teljesülniök kell)

ESZ + KK + KA = max:	32	64	
KBT + KD = max:	8	12	
ESZ + KK + KBT + JV = max:	36	96	
ESZ + KK + KBT + KD + KA = max:			124
ESZ + KBT + JV = max:			132



Az EPEX alközpont-család tagjai moduláris felépítésűek, így a felhasználó igényeit rugalmasan elégítik ki. A táblázat az alközpontokban használható modulok maximális számát és az egyes központok kialakításánál figyelembe veendő összefüggéseket, korlátokat mutatja be.

BHG

Híradástechnikai Vállalat

1509 Budapest, Postafiók 2. — XI., Fehérvári út 70.

• Telefon: 453-300 — Telex: 22-59-33

ELEKTRONIKUS ALKÖZPONTOK EP 32M · EP 64M · EP 128M



Ezek az EPEX elektronikus alközpontcsalád tagjai.

FŐBB ALKALMAZÁSI TERÜLETEK:

Az alközpontok gazdaságosan felhasználhatók vállalatok, intézmények, ipartelepek automatikus helyi és kimenő távbeszélő forgalmának lebonyolítására, valamint a nyilvános távbeszélő hálózathoz bejövő forgalom közvetítésére a mellékállomások felé, kezelő közreműködésével.

Az alközpontcsalád tagjai alkalmassá tehetők zártcélú hálózatokban való felhasználásra, valamint az EPEX rendszer tagjai között társközponti együttműködés megvalósítására, de képesek más típusú alközpontokkal való együttműködésre is.

(folytatása a belső borítón)



BHG Híradástechnikai Vállalat

1509 Budapest, Postafiók 2. — XI., Fehérvári út 70.

• Telefon: 453-300 — Telex: 22-59-33