



# HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET  
FOLYÓIRATA

XXXI. évfolyam  
BUDAPEST

1980

8

# HÍRADÁSTECHNIKA

XXXI. ÉVFOLYAM 8. SZÁM 1980.

## A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

### TARTALOM

KÓSA ZSUZSA— SZEKENI JÁNOS:	Gradiens adaptív kiegyenlítő modellezése .....	281
DR. BOGNÁR ZOLTÁN:	Előfizetői mikrohullámú rendszer .....	289
DR. RYSZARD SOBKOWIAK:	Az MPS 7541 kalkulátor integrált áramkör alkalmazása .....	294
	Szemle .....	288, 296, 300
BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK		
CEBE LÁSZLÓ:	Az MKSA mértékegység-rendszer .....	301
FERENCZI ILONA:	Minőség-szint-vizsgálat számítógépes kiértékelése a BHG Híradástechnikai Vállalatnál .....	311
	Hírek üzemeinkből .....	315
	Műszaki Szemle:	
TÖLGYESI LÁSZLÓ:	Az MT kapcsolórendszer .....	316
	Jelentkezési felhívás szakmérnöki szakokra .....	319
	Tartalmi ismertetők .....	320

### A SZÁM SZERZŐI:

KÓSA ZSUZSA, a TKI tud. s. munkatársa, SZEKENI JÁNOS, a TKI tud. csop. vezetője, DR. BOGNÁR ZOLTÁN, mikrohullámú szakmérnök, a Postavezérigazgatóság főelőadója, DR. RYSZARD SOBKOWIAK, a Politechnika Poznanska Instytut Automatyki m. társa, CEBE LÁSZLÓ, okl. vill. mérnök, a Telefongyár szaktanácsadója, FERENCZY ILONA, okl. matematikus, a BHG Számítóközpont gazdasági matematikusa, TÖLGYESI LÁSZLÓ, okl. vill. mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke.

Felelős szerkesztő: BOGLÁR GYULA  
Szerkeszti a szerkesztő bizottság  
A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE  
Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

### A szerkesztő bizottság tagjai:

Angyal László, Balogh Pál, Bánsághi Pál, Berecz Frigyes, Boglár Gyula, dr. Flesch István, Forintos György, Herman Ákos, Horváth Imre, Jakubik Béla, May Péter, Mérey Imréné, Nagygyörgy Gábor.

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

### HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6–8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9–11. 1073. Telefon: 221-285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. 1900. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215–96 162 pénzforgalmi jelzőszámmal. Előfizetési díj: fél évre 90,— Ft, egész évre 180,— Ft. Egyes szám ára 15,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H-1389 Budapest, Postafiók 149.



HU ISSN 0018—2028



## Gradiens adaptív kiegyenlítő modellezése

KÓSA ZSUZSA —  
SZEKENI JÁNOS

Távközlési Kutató Intézet

A meglévő telefonhálózaton működtetett közép- és nagysebességű adatátviteli berendezések csatornához alkalmazkodó jeldetekciót igényelnek. Általánosan ismert a demodulátor—kiegyenlítő—döntő felépítésű vevő [3, 5], amely akár hagyományos, akár mikroprogramozott rendszerrel megvalósítható. A tárolók árának és a műveletek idejének csökkenésével egyre jobban elterjednek az együttes, alkalmazkodó, maximális valószínűségi becslésen alapuló — Viterby, Stack stb. — jeldetekciók [10]. Ez a módszer nagy számítás- és tárolókapacitás-igénye miatt még perspektivikus jellegű.

A kiegyenlítő a szabályozás folyamatosága alapján csoportosíthatók. Adaptív a kiegyenlítő, ha az adatátvitel alatt folyamatosan szabályoz [3]. A preset kiegyenlítő a kapcsolat felépítése során egyszer beáll, majd merev szűrőként viselkedik [6]. Szakaszos kiegyenlítést lehet elérni az ún. keretező módszerrel [4]. Manuális kiegyenlítőt bérelt hálózaton alkalmaznak [9], telepítéskor a kiegyenlítő beállítható, ezután időinvariáns digitális szűrőnek tekinthető. Az egyértelműség kedvéért a továbbiakban kiegyenlítőn mindig adaptív automatikus kiegyenlítőt értünk.

Automatikus kiegyenlítővel először Lucky foglalkozott [5] 1965-ben. Kiegyenlítési kritériumnak a szemábra beszűkülését leíró csúcstorzítást alkalmazta, [6]-ban már említi a négyzetes átlagtorzítást is mint kiegyenlítési kritériumot. A négyzetesátlagtorzítás egy módosított változatát ismerteti Gersho [3] 1969-ben megjelent cikke. A hazai irodalomban Wiener [4] nyújtott áttekintést a témáról. Guidoux [7] a döntésirányítású és döntésvisszacsatolt struktúrák összehasonlításával foglalkozott. Falconer [1, 2] együttes kiegyenlítést és vivőfázis-visszaállítást javasol döntésirányítású struktúrában. Gitlin és Weinstein a kiegyenlítőben szükséges kerekítési pontosságot tárgyalja [8].

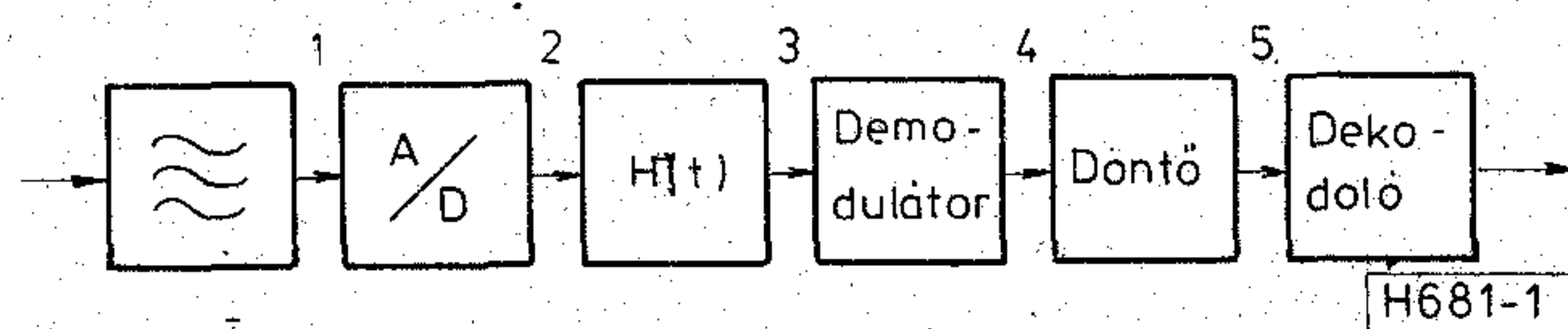
Az irodalom egy-egy struktúra részletesebb vizsgálatával foglalkozik, de nem ad összehasonlítási lehetőséget a különböző felépítések között. A konvergenciatartomány határait általában nem vizsgál-

ják. Szükségesnek látszott egy egyszerű modell felállítása, amelynek segítségével adott feladathoz struktúrát lehet választani, és megadható a konvergenciatartomány is.

Az 1. fejezet a kiegyenlítő elhelyezésével, a leírásával, a modellek áttekintésével foglalkozik, megadja a kiegyenlítés alapalgoritmusát és általános leírását. A 2. fejezet az egyszerű, zaj- és kvantálásitorzításmentes vivősávi modellt írja le; választ ad az optimális beállítás és a konvergencia kérdéseire. A 3. fejezetben a sztochasztikus gradiens-algoritmust használó kiegyenlítő képletei alapján gyakorlati vázlatot adunk a megvalósításhoz, majd a vivőfázis-szabályzással és a kezdeti beállítással foglalkozunk. A 4. fejezet írja le tömören az alapsávi elhelyezés modelljét, az 5. fejezetben összefoglaljuk eredményeinket.

### 1. A kiegyenlítő általános leírása

Tekintsük a lineáris modulációt (QAM) alkalmazó adatátviteli modem [9] vevőoldalának azt a részét, ahová a kiegyenlítőt elhelyezhetjük (1. ábra).



1. ábra. Modem vevőoldal a kiegyenlítő nélkül

Az analóg szűrőre egyrészt a kis sáv szélességű, nagy intenzitású zavaró jelek (pl. felügyeleti csatorna jelei) elnyomása miatt, másrészt a mintavételes rendszer használata miatt van szükség. Az A/D átalakítóból a jel, formálásra, a  $H(t)$  komplex súlyfüggvényű digitális szűrőre kerül, amely előállítja a Hilbert-transzformáltat is [1, 2]. A demodulátor és a döntő az alapsávba helyezi a jelet, és előállítja a döntött adatértékeket. A dekódoló alakítja adat-sorozattá az adatértékek halmazát.

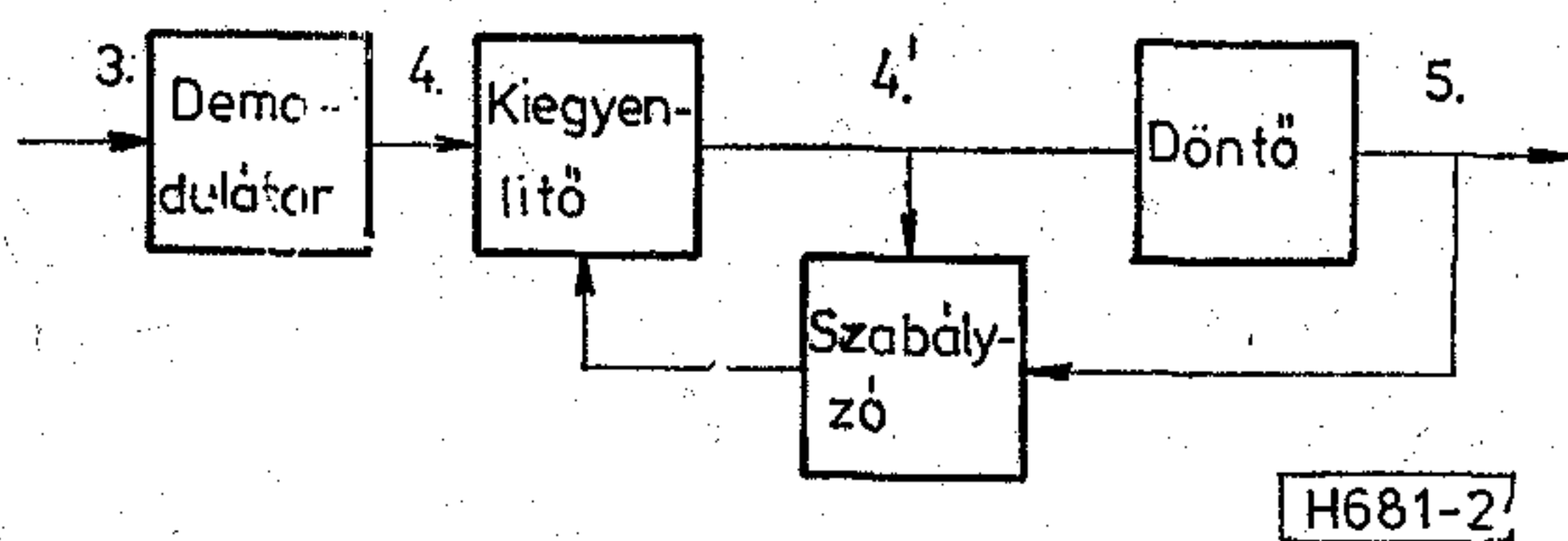


A kiegyenlítő a vevőoldal 4. ill. 3 pontjain illeszthető be, alap- vagy vivősávban (2. és 3. ábra). A szabályozó jelet az 5 ponton és a kiegyenlítő kimenetén megjelenő értékből képezzük.

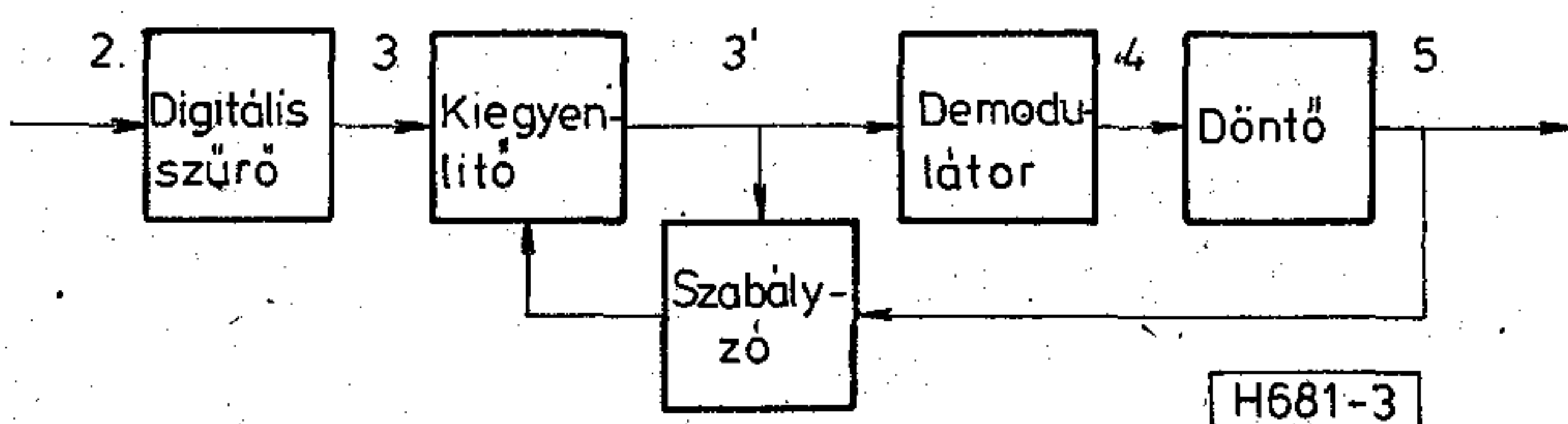
Az alapsávi kiegyenlítő előnye, hogy általában kevesebb számítást igényel. A vivősávi kiegyenlítő számítási igénye valamivel nagyobb, viszont bármilyen demodulációs eljárás esetén alkalmazható (pl. nemlineáris demodulációnál is), valamint együttes vivőfázis-szabályozást és -kiegyenlítést tesz lehetővé, ami gyorsíthatja a jeldetekciót. Így az utóbbi elhelyezést célszerűbb megvalósítani.

Mind vivősávi, mind alapsávi elhelyezésben alkalmazható döntésirányítású (4. ábra) vagy döntésvisszacsatolt (5. ábra) struktúrájú kiegyenlítő.

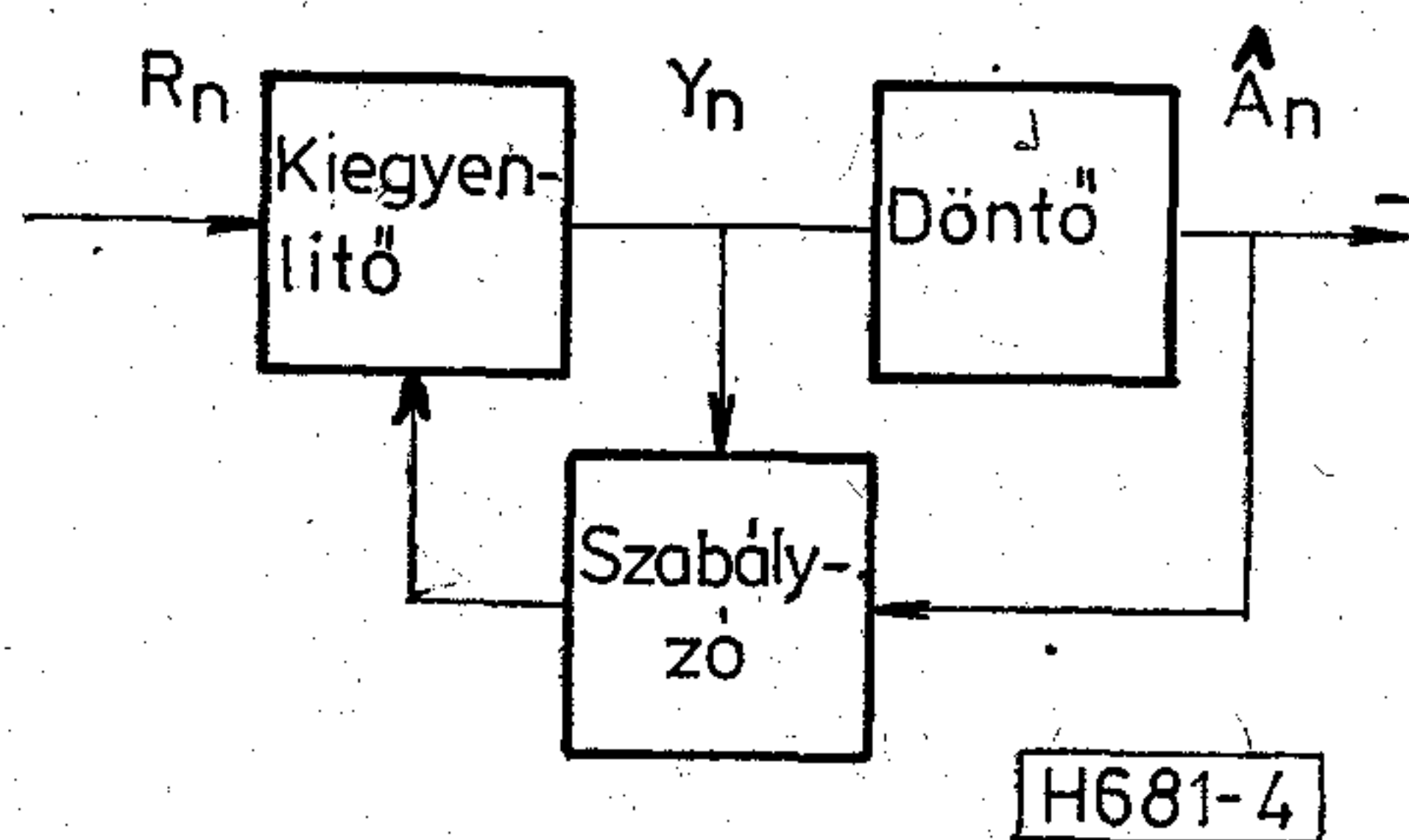
Mindkét felépítésben az előre-, ill. visszacsatoló egység transzverzális szűrőből áll. Így viselkedésük lineáris egyenletrendszerrel leírható.



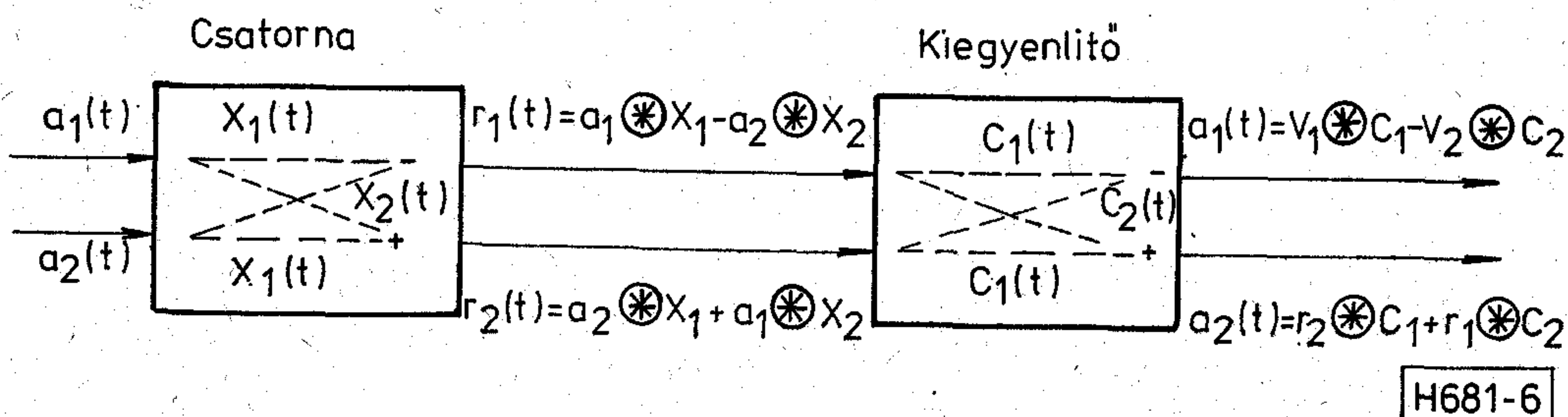
2. ábra. Alapsávi kiegyenlítő vázlat



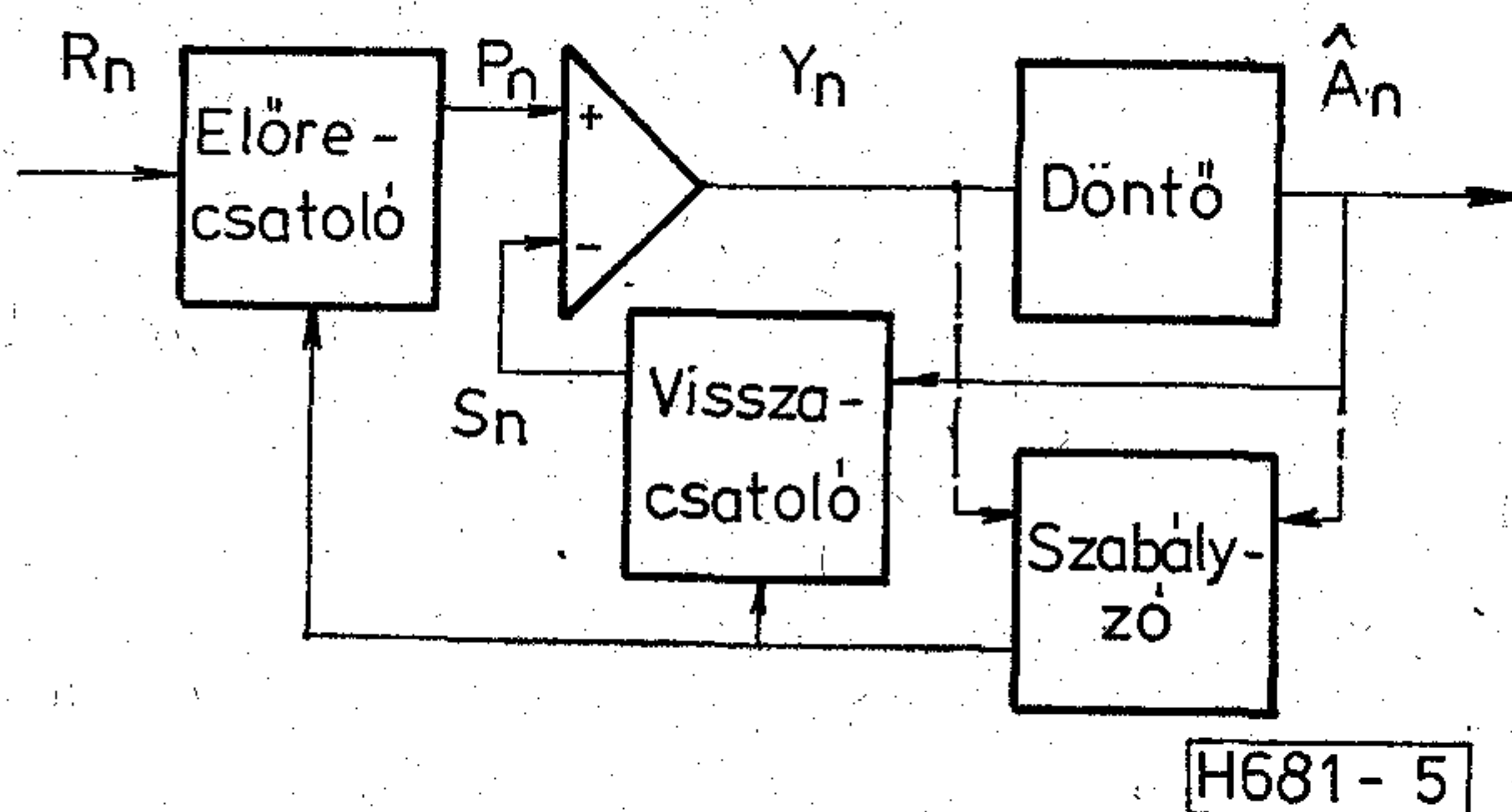
3. ábra. Vivősávi kiegyenlítő vázlat



4. ábra. Döntésirányítású struktúra



6. ábra. Az átviteli út időtartományi modellje:  $a_1, a_2$  — szinuszos, koszinuszos csatorna küldött jelei,  $r_1, r_2$  — szinuszos, koszinuszos csatorna vett jelei,  $q_1, q_2$  — szinuszos, koszinuszos csatorna kiegyenlített jelei,  $X(t)$  — egyenes csatorna súlyfüggvénye,  $X_2(t)$  — áthallási súlyfüggvény,  $C_1, C_2$  — kiegyenlítő súlyfüggvényei, \* — konvolúció jele



5. ábra. Döntésvisszacsatolt struktúra

Az átviteli csatorna torzításából adódóan két zavaró jelenség lép fel: a kvadratúrában levő modulációs csatornák közötti áthallás (ICI), ill. az azonos csatornán belüli jelátlapolódás (ISI) (6. ábra, [13]). A csatorna viselkedését és a kiegyenlítő működését egyszerűen leírhatjuk komplex leírásmóddal (7. ábra), ahol a valós és képzetes részeket egymástól függetlennek tekinthetjük. Az értelmezésre a gyakorlati kivitelezés során gondosan ügyelni kell.

A kiegyenlítettesség mértéke a négyzetes átlagtorzítás ( $\epsilon_n$ ), amely a küldött adatjel és a kiegyenlített, demodulált jel különbségnégyzetének várható értéke. A 4., 5. és 7. ábrák alapján:

$$\epsilon_n = \langle |Y_n - A_n|^2 \rangle, \quad (1)$$

ahol  $\langle \rangle$  várhatóérték-képzést jelöl.  $A_n$  természetesen a vétel helyén nem áll rendelkezésünkre, csak az  $\hat{A}_n$  döntött érték. Az alábbi feltételek teljesülése esetén  $A_n$  helyettesíthető  $\hat{A}_n$ -nel:

— a küldött adatsorozat korrelálatlan és energiája egységnyi:

$$\langle A_i A_j^* \rangle = \delta_{ij}, \quad \text{ahol } \delta_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{ha } i \neq j \\ 1 & \text{ha } i = j \end{cases}, \quad (2a)$$

— a döntés nagy valószínűséggel jó, ha a döntött adatsorozatban is fennáll a korrelálatlanság:

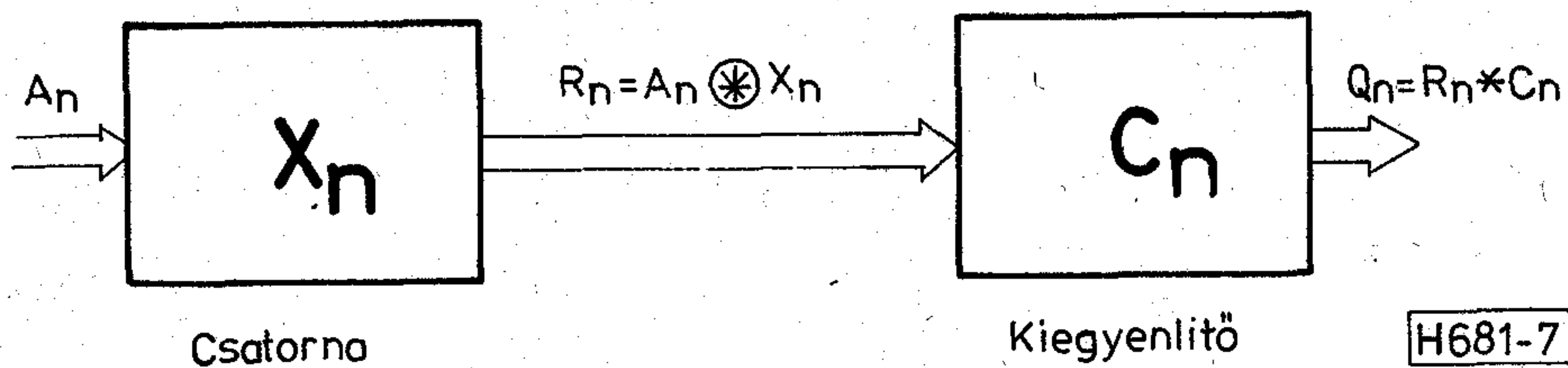
$$\langle \hat{A}_i \hat{A}_j^* \rangle = \delta_{ij}, \quad (2b)$$

$$\langle A_i \hat{A}_j^* \rangle = \delta_{ij}, \quad (2c)$$

ahol a \* a komplex konjugálást jelöli.

Mivel  $\epsilon_n$  megfigyeléséhez végtelen idejű átlagolásra lenne szükség,  $\epsilon_n$  helyett vezessük be a megfigyelhető  $\epsilon_n$  valószínűségi változót, ami a pillanatnyi hiba





7. ábra. Az átviteli út komplex modellje:  $A_n = a_1(nT) + ja_2(nT)$  küldött adatjel,  $R_n = r_1(nT) + jr_2(nT)$  vett minta,  $Q_n = q_1(nT) + jq_2(nT)$  kiegyenlített minta,  $X_n = x_1(nT) + jx_2(nT)$  a csatorna súlyfüggvénye,  $C_n = c_1(nT) + jc_2(nT)$  a kiegyenlítő súlyfüggvénye

abszolút érték négyzetét jelenti:

$$\varepsilon_n = |Y_n - \hat{A}_n|^2. \quad (3a)$$

$\varepsilon_n$  várható értéke a (2) kifejezések alapján megegyezik  $\epsilon_n$ -nel:

$$\langle \varepsilon_n \rangle = \langle |Y_n - \hat{A}_n|^2 \rangle \approx \langle |Y_n - A_n|^2 \rangle = \epsilon_n. \quad (3b)$$

A gradiens algoritmus használata esetén a kiegyenlítő súlyozó együtthatói  $\epsilon_n$ , ill.  $\varepsilon_n$  gradiensével arányosan módosulnak:

$$C_{n+1} = C_n - k \text{ grad } \epsilon_n \quad (\text{determinisztikus meghatározás}), \quad (4a)$$

$$C_{n+1}^s = C_n - k \text{ grad } \varepsilon_n \quad (\text{sztochasztikus módszer}). \quad (4b)$$

Lineáris kifejezések esetén a várhatóérték- és a gradiensképzés felcserélhető, így (3b) segítségével bizonyítható, hogy a sztochasztikus módszer várható értékben megfelel a determinisztikus meghatározásnak:

$$\langle C_{n+1}^s \rangle = C_n - k \text{ grad } \langle \varepsilon_n \rangle = C_n - k \text{ grad } \epsilon_n = C_{n+1}. \quad (4c)$$

Optimális beállítás a  $\text{grad } \epsilon_n = 0$  pontban jön létre. Megfelelő méretű kiegyenlítővel elméletileg bármilyen — adatot el nem nyelő — csatornát teljesen ki lehet egyenlíteni, így  $\epsilon_{\min} = 0$  elérhető. A gyakorlatban azonban nincs lehetőség nagy fokszámú kiegyenlítésre, tehát optimális beállítás esetén is adódik egy maradék négyzetesátlag-torzítás, így általában  $\epsilon_{\min}(\text{fokszám}) \geq 0$ . Valamilyen kezdeti beállításból indulva, a kiegyenlítő utáni jel torzítása  $\epsilon_n$ , és ha  $n$  tart a végtelenhez, akkor  $\epsilon_\infty = \epsilon_{\min}$ .

Ezután az áttekintés után keressünk választ a zaj- és kerekítés nélküli, véges fokszámú modell alapvető kérdéseire.

- Optimális beállítás esetén mekkora a maradék négyzetesátlag-torzítás, és milyen értéket vesznek fel a súlyozó együtthatók.
- Adott kezdeti állapotból kiindulva,  $n$  lépés után mekkora a szabályzással még kiküszöbölhető torzítás.
- A  $\text{grad } \epsilon_n$  szorzótényezője mekkora értéket vehet fel.

Mindhárom kérdést részletesen lehetne vizsgálni az eddig leírt négy lehetséges fölépítésben és elhelyezésben. Mi a legbonyolultabb struktúrát, a vivősávi, döntésirányítású rendszert vizsgáljuk részletesen,

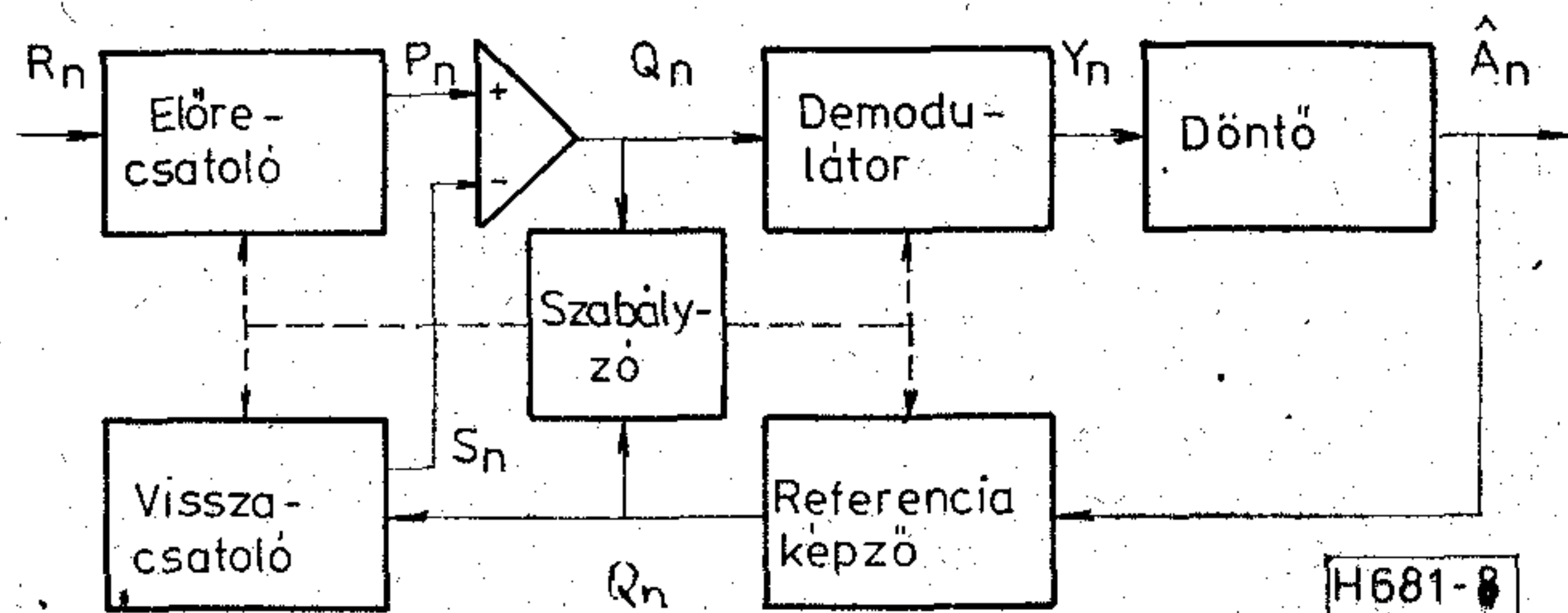
azonban minden lényeges eredménynél rámutatunk a döntésirányítású fölépítés egyszerűbb eredményeire is.

Az alapsávi elhelyezés tömör levezetése a függelékben található.

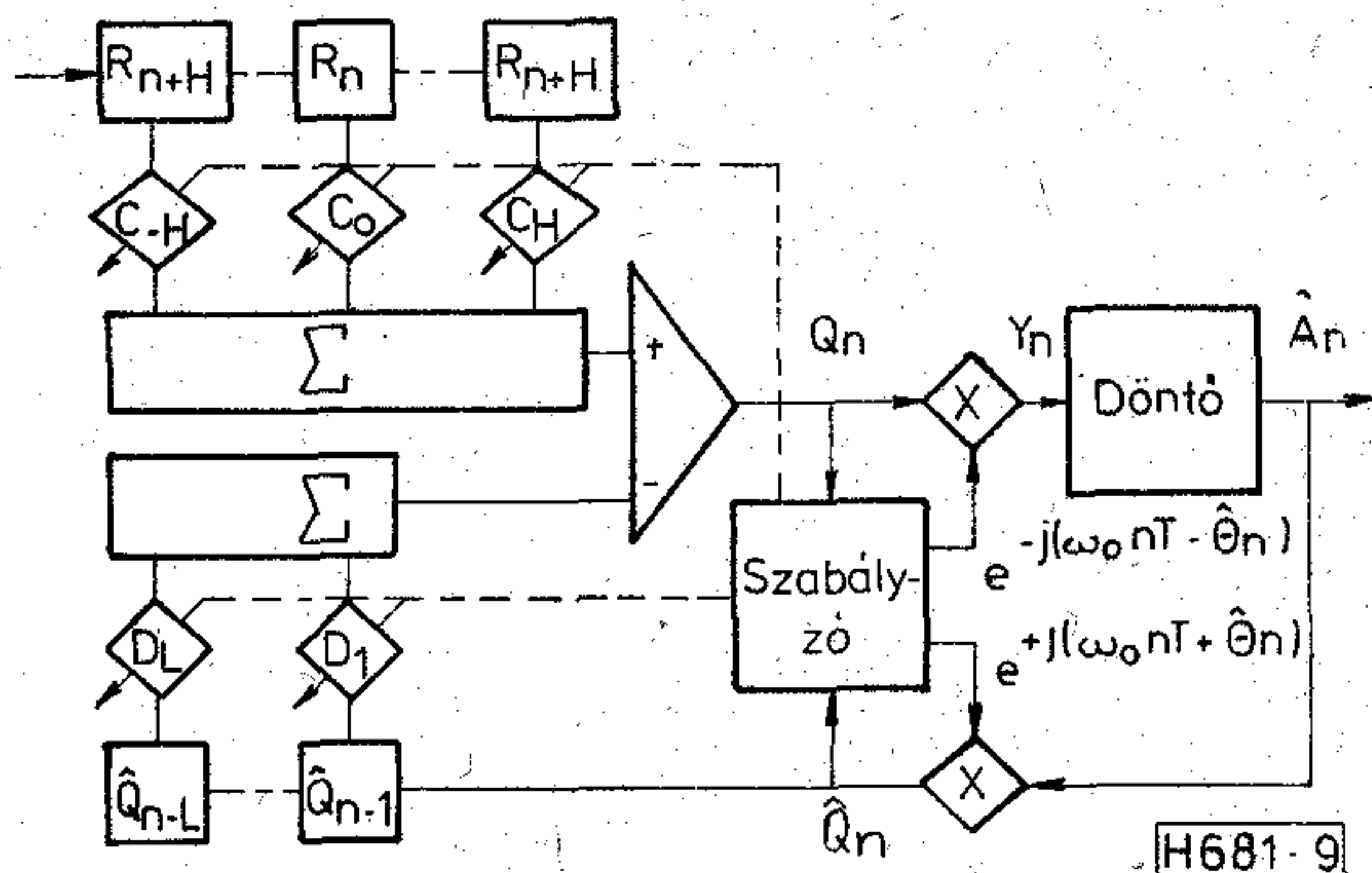
## 2. A vivősávi kiegyenlítő modellje

Döntés visszacsatolt vivősávi kiegyenlítőt ábrázol a 8. ábra.

Döntésirányítású kiegyenlítőnél a visszacsatoló egység elmarad,  $P_n = Q_n$ . Alapsávi elhelyezéseknél — mivel a demodulációt a kiegyenlítés előtt el kell végezni — a modellből kimarad a referenciaképzés és a demoduláció,  $Q_n = Y_n$  és  $\hat{Q}_n = \hat{A}_n$ . Mindezek figyelembevételével vizsgáljuk a teljes kiépítést tartalmazó kiegyenlítő működését optimális beállítás, szabályozás és konvergencia szempontjából a részletesebb 9. ábra alapján.



8. ábra. Döntés visszacsatolt vivősávi kiegyenlítő tömbvázlata



9. ábra. Döntés visszacsatolt vivősávi kiegyenlítő felépítése



## 2.1. Modellegyenletek

A kiegyenlítő előtti csatorna az  $\mathbf{X}$  vektorral, a komplex súlyfüggvény mintavételi időközönként felvett értékeivel jellemezhető.  $\mathbf{X}^a$ -val jelöljük az alapsávi ekvivalens súlyfüggvényt,  $\mathbf{X}$ -szel a vivős csatorna súlyfüggvényét:  $X_k = X_k^a \exp(j\omega_0 kT)$ , ahol  $\omega_0$  a vivőfrekvencia, és  $T$  a mintavételi időköz. Ennek alapján a kiegyenlítő  $n$ -edik bemeneti mintája,  $R_n$  felírható alap-, ill. vivősávi elhelyezés esetén:

$$R_n = \sum_{h=-H}^H X_h^a A_{n-h} \exp(j\omega_0 nT + j\theta_n) = R_n^a \exp(j\omega_0 nT + j\theta_n), \quad (5)$$

ahol  $\theta_n$  a vivő pillanatnyi fázisa,  $H$  a csatorna emlékeztére jellemző. A továbbiakban is a felső index nélküli jelölések vivősávi, az  $a$  indexűek alapsávi mennyiségeket jelentenek.

A 9. ábrán látható két tranzverzális szűrő kimeneti jele vektor-vektor szorzattal (konvolúcióval) leírható:

$$P_n = \sum_K C_K^* R_{n-K} = \mathbf{C}_n^* \mathbf{R}_n, \quad (6a)$$

$$S_n = \sum_I D_I^* Q_{n-I} = \mathbf{D}_n^* \mathbf{Q}_n, \quad (6b)$$

ahol vektorok és mátrixok esetén a  $*$  komplex konjugált transzponáltat jelöl; az  $n$ -edik lépésben

$$\mathbf{C}_n^* = (C_{-M}^*, \dots, C_0^*, \dots, C_M^*), \quad \mathbf{D}_n^* = (D_1^*, \dots, D_L^*),$$

valamint

$$\mathbf{R}_n = (R_{n+M}, \dots, R_n, \dots, R_{n-M})$$

és

$$\mathbf{Q}_n = (Q_{n-1}, \dots, Q_{n-L}).$$

A döntésvisszacsatolt kiegyenlítő működési egyenletei az eddigiek alapján a következők:

$$Q_n = P_n - S_n = \mathbf{C}_n^* \mathbf{R}_n - \mathbf{D}_n^* \hat{\mathbf{Q}}_n, \quad (7a)$$

$$Y_n = Q_n \exp(-j\omega_0 nT - j\hat{\theta}_n), \quad (7b)$$

$$\hat{\mathbf{Q}}_n = \hat{\mathbf{A}}_n \exp(j\omega_0 nT + j\hat{\theta}_n). \quad (7c)$$

Döntésirányítású kiegyenlítőnél a (7a) egyenlet egyszerűsödik:

$$Q_n = P_n = \mathbf{C}_n^* \mathbf{R}_n. \quad (7d)$$

A szabályzás alapjául szolgáló négyzetesátlag-torzítás, az (1) definíció alapján felírható a 9. ábra modelljére:

$$\begin{aligned} \epsilon_n &= \langle |Y_n - A_n|^2 \rangle = \\ &= \langle |(\mathbf{C}_n^* \mathbf{R}_n - \mathbf{D}_n^* \hat{\mathbf{Q}}_n) \exp(-j\omega_0 nT - j\hat{\theta}_n) - A_n|^2 \rangle. \end{aligned} \quad (8)$$

Ezt részletesen kifejtve kapjuk  $\epsilon_n$  alapegyenletét:

$$\begin{aligned} \epsilon_n &= \mathbf{C}_n^* \langle \mathbf{R}_n \mathbf{R}_n^* \rangle \mathbf{C}_n + \mathbf{D}_n^* \langle \hat{\mathbf{Q}}_n \hat{\mathbf{Q}}_n^* \rangle \mathbf{D}_n + \langle A_n A_n^* \rangle - \\ &- \mathbf{C}_n^* \langle \mathbf{R}_n \hat{\mathbf{Q}}_n^* \rangle \mathbf{D}_n - \mathbf{D}_n^* \langle \hat{\mathbf{Q}}_n \mathbf{R}_n^* \rangle \mathbf{C}_n - \\ &- \mathbf{C}_n^* \langle \mathbf{R}_n A_n^* \exp(-j\omega_0 nT - j\hat{\theta}_n) \rangle - \\ &- \langle A_n \exp(j\omega_0 nT + j\hat{\theta}_n) \mathbf{R}_n^* \rangle \mathbf{C}_n + \\ &+ \mathbf{D}_n^* \langle \hat{\mathbf{Q}}_n A_n^* \exp(-j\omega_0 nT - j\hat{\theta}_n) \rangle + \\ &+ \langle A_n \exp(j\omega_0 nT + j\hat{\theta}_n) \hat{\mathbf{Q}}_n^* \rangle \mathbf{D}_n. \end{aligned} \quad (9)$$

Vizsgáljuk meg a (9) egyenlet egyes tagjait egyszerűsítések és értelmezések céljából, a (2), (5) és (7) képletek fölhasználásával:

$$\langle A_n A_n^* \rangle = 1, \quad (10a)$$

$$\langle \hat{\mathbf{Q}}_n \hat{\mathbf{Q}}_n^* \rangle = \mathbf{I} \quad \text{egységmátrix}, \quad (10b)$$

$$\langle \hat{\mathbf{Q}}_n A_n^* \exp(-j\omega_0 nT - j\hat{\theta}_n) \rangle = \mathbf{0} \quad \text{nulla vektor}, \quad (10c)$$

$$\langle \mathbf{R}_n A_n^* \exp(-j\omega_0 nT - j\hat{\theta}_n) \rangle = \mathbf{X} \exp(j\hat{\theta}_n - j\theta_n), \quad (10d)$$

mert

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{R}_n A_n^* \exp(-j\omega_0 nT - j\hat{\theta}_n) \rangle_k &= \\ &= \sum_{h=-H}^H X_h^a \langle A_{n+k-h} A_n^* \rangle \exp(j\omega_0 kT + j\theta_n - j\hat{\theta}_n). \end{aligned}$$

További jelölések bevezetésével áttekinthetőbbé válik a (9) egyenlet:

$$\langle \mathbf{R}_n \mathbf{R}_n^* \rangle = \boldsymbol{\alpha}. \quad (11a)$$

$\boldsymbol{\alpha}$  a csatorna korrelációs mátrixa [1, 2], amelynek egyik eleme:

$$\alpha_{ki} = \sum_{h=-H}^H X_h^a X_{h-k+i}^a \exp(j\omega_0 iT - j\omega_0 kT). \quad (11b)$$

$\boldsymbol{\alpha}$  pozitív definit, hermitikus, Toeplitz-típusú mátrix [11].

$$\langle \mathbf{R}_n \hat{\mathbf{Q}}_n^* \rangle = \boldsymbol{\beta}. \quad (11c)$$

$\boldsymbol{\beta}$  visszacsatoló mátrix (2c), (5) és (7c) alapján kifejezhető  $\mathbf{X}$  csatornasúlyfüggvény értékeivel.  $\boldsymbol{\beta}$  egyik eleme:

$$\begin{aligned} \beta_{ki} &= R_{n-k} \hat{Q}_{n-i}^* = \\ &= \sum_{h=-H}^H X_h^a \langle A_{n-k-h} \hat{A}_{n-i}^* \rangle \exp(j\omega_0 iT - j\omega_0 kT) = X_{i-k} \end{aligned} \quad (11d)$$

$\boldsymbol{\beta}$  általában téglalap mátrix, mivel az előrecsatoló és visszacsatoló fokszáma nem azonos.

A (10) és (11) kifejezések alapján a négyzetesátlag-torzítás áttekinthetőbb alapegyenlete:

$$\begin{aligned} \epsilon_n &= \mathbf{C}_n^* \boldsymbol{\alpha} \mathbf{C}_n + \mathbf{D}_n^* \mathbf{D}_n + 1 - \mathbf{C}_n^* \boldsymbol{\beta} \mathbf{D}_n - \mathbf{C}_n^* \mathbf{X} \exp(j\theta_n - j\hat{\theta}_n) - \\ &- \mathbf{X}^* \mathbf{C}_n \exp(j\hat{\theta}_n - j\theta_n) - \mathbf{D}_n^* \boldsymbol{\beta}^* \mathbf{C}_n. \end{aligned} \quad (12)$$

Döntésirányítású esetben  $\mathbf{D}_n = \mathbf{0}$  miatt a  $\mathbf{D}_n$ -et tartalmazó kifejezések kimaradnak:

$$\begin{aligned} \epsilon_n &= \mathbf{C}_n^* \boldsymbol{\alpha} \mathbf{C}_n + 1 - \mathbf{C}_n^* \mathbf{X} \exp(j\theta_n - j\hat{\theta}_n) - \\ &- \mathbf{X}^* \mathbf{C}_n \exp(j\hat{\theta}_n - j\theta_n). \end{aligned} \quad (13)$$

## 2.2. Optimális beállítás

A négyzetesátlag-torzítás (12)-beli kifejezése alapján keressük az optimális beállítást jelentő  $\mathbf{C}_{\text{opt}}$  és  $\mathbf{D}_{\text{opt}}$  vektorokat, valamint  $\epsilon_{\text{min}}$  értékét.

Az optimumban  $\epsilon_n$   $\mathbf{C}_n^*$  és  $\mathbf{D}_n^*$  szerinti gradiense 0, és a vivőfázis beállítása pontos:  $\hat{\theta}_n = \theta_n$

$$\frac{\partial \epsilon_n}{\partial \mathbf{C}_n^*} = \mathbf{0} = \boldsymbol{\alpha} \mathbf{C}_{\text{opt}} - \boldsymbol{\beta} \mathbf{D}_{\text{opt}} - \mathbf{X}, \quad (14a)$$



$$\frac{\partial \epsilon_n}{\partial \mathbf{D}_n^*} = \mathbf{0} = \mathbf{D}_{\text{opt}} - \beta^* \mathbf{C}_{\text{opt}}. \quad (14b)$$

A két egyenlet alapján kifejezhetők az optimális értékek:

$$\mathbf{C}_{\text{opt}} = (\alpha - \beta\beta^*)^{-1} \mathbf{X}, \quad (15a)$$

$$\mathbf{D}_{\text{opt}} = \beta^* \mathbf{C}_{\text{opt}} = \beta^* (\alpha - \beta\beta^*)^{-1} \mathbf{X}, \quad (15b)$$

$$\epsilon_{\min} = 1 - \mathbf{X}^* (\alpha - \beta\beta^*)^{-1} \mathbf{X}. \quad (15c)$$

Döntésirányítású esetben a kifejezések egyszerűbbé válnak:

$$\mathbf{C}_{\text{opt}} = \alpha^{-1} \mathbf{X}, \quad (16a)$$

$$\epsilon_{\min} = 1 - \mathbf{X}^* \alpha^{-1} \mathbf{X}. \quad (16b)$$

Egy tervezési paraméterként adott  $\epsilon_{\min}$  értékhez a kiegyenlítő fokszáma (15c) és (16b) képletekből számítható [12].

### 2.3. A szabályozás fennmaradó torzítása

Valamely ismert kezdeti állapotból ( $\mathbf{C}_0, \mathbf{D}_0$ ) kiindulva keressük az  $n$ -edik lépésbeli négyzetesátlag-torzítást,  $\epsilon_n$ -t. Az optimális beállítás értékeinek segítségével mind a négyzetesátlag-torzítás, mind a transzverzális szűrők együttható-vektorai fölírhatók egy optimális- és egy hibaérték összegeként:

$$\mathbf{C}_n = \mathbf{C}_{\text{opt}} + \mathbf{E}_n, \quad (17a)$$

$$\mathbf{D}_n = \mathbf{D}_{\text{opt}} + \mathbf{F}_n, \quad (17b)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_n = & [1 - \mathbf{X}^* (\alpha - \beta\beta^*)^{-1} \mathbf{X}] + \\ & + [\mathbf{E}_n^* \alpha \mathbf{E}_n + \mathbf{F}_n^* \mathbf{F}_n - \mathbf{E}_n^* \beta \mathbf{F}_n - \mathbf{F}_n^* \beta^* \mathbf{E}_n] = \epsilon_{\min} + \gamma_n. \end{aligned} \quad (17c)$$

A gradiens szabályozás fölfogható úgy is, hogy csak a hibavektorokat csökkenti minden lépésben, így (17) és (4) felhasználásával:

$$\mathbf{E}_{n+1} = \mathbf{E}_n - \eta (\alpha \mathbf{E}_n - \beta \mathbf{F}_n) = (\mathbf{I} - \eta \alpha) \mathbf{E}_n + \eta \beta \mathbf{F}_n, \quad (18a)$$

$$\mathbf{F}_{n+1} = \mathbf{F}_n - \mu (\mathbf{F}_n - \beta^* \mathbf{E}_n) = (1 - \mu) \mathbf{F}_n + \mu \beta^* \mathbf{E}_n. \quad (18b)$$

A továbbiakban ezeket a keresztben rekurzív kifejezéseket matikailag kezelhetőbb alakra hozzuk: egy  $\alpha$  és  $\beta$  mátrixokból alkotott  $\mathcal{A}$  hiper mátrix és egy  $[\mathbf{E}_n, \mathbf{F}_n] = \mathbf{Z}_n$  hibavektor segítségével.

$$\gamma_n = [\mathbf{E}_n^*, \mathbf{F}_n^*] \begin{bmatrix} \alpha^* & -\beta \\ -\beta^* & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_n \\ \mathbf{F}_n \end{bmatrix} = \mathbf{Z}_n^* \mathcal{A} \mathbf{Z}_n, \quad (19)$$

$$\mathbf{Z}_{n+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{n+1} \\ \mathbf{F}_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} - \eta \alpha & \eta \beta \\ \mu \beta^* & (1 - \mu) \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_n \\ \mathbf{F}_n \end{bmatrix} = (\mathbf{I} - \mathbf{K} \mathcal{A}) \mathbf{Z}_n, \quad (20)$$

ahol  $\mathbf{K}$  diagonálmátrix:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \eta \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mu \mathbf{I} \end{bmatrix}.$$

A (19) és (20) képletek összevetésével a kezdeti hibavektor függvényeként megadható az  $n$ -edik lépésben a szabályozásból még fennmaradó torzítás:

$$\gamma_n = \mathbf{Z}_0^* \mathcal{A} (\mathbf{I} - \mathbf{K} \mathcal{A})^{2n} \mathbf{Z}_0. \quad (21a)$$

Az eddigi eredményeket összegezve, az  $\mathbf{X}$  csatorna súlyfüggvény és  $\mathbf{C}_0, \mathbf{D}_0$  kezdeti beállítás ismeretében, megadható  $\epsilon_n = \epsilon_{\min} + \gamma_n$ , a négyzetesátlag-torzítás.

Döntésirányítású esetben a (21a) kifejezés egyszerűbbé válik:

$$\gamma_n = \mathbf{E}_0^* \alpha (\mathbf{I} - \eta \alpha)^{2n} \mathbf{E}_0. \quad (21b)$$

### 2.4. A szabályozás konvergenciája

(21) alapján keressük az  $n$ -edik lépésbeli, szabályozásból fennmaradó torzítást, és vizsgáljuk a konvergencia feltételeit. Az első két lépésben az ún. szabályozási torzítás könnyen felírható:

$$\gamma_0 = \mathbf{Z}_0^* \mathcal{A} \mathbf{Z}_0, \quad (22a)$$

$$\gamma_1 = \mathbf{Z}_0^* \mathcal{A} (\mathbf{I} - \mathbf{K} \mathcal{A})^2 \mathbf{Z}_0. \quad (22b)$$

(20) és (21a) alapján az  $(n+1)$ -edik lépésbeli, szabályozásból fennmaradó torzítás a következő:

$$\begin{aligned} \gamma_{n+1} &= \mathbf{Z}_n^* (\mathbf{I} - \mathbf{K} \mathcal{A}) \mathcal{A} (\mathbf{I} - \mathbf{K} \mathcal{A}) \mathbf{Z}_n = \\ &= \gamma_n - \mathbf{Z}_n^* \mathbf{A} [2\mathbf{K} - \mathbf{K} \mathbf{A} \mathbf{K}] \mathbf{A} \mathbf{Z}_n, \end{aligned} \quad (23a)$$

ahol

$$[2\mathbf{K} - \mathbf{K} \mathbf{A} \mathbf{K}] = \begin{bmatrix} 2\eta \mathbf{I} - \eta^2 \alpha & \mu \eta \beta \\ \mu \eta \beta^* & (2\mu - \mu^2) \mathbf{I} \end{bmatrix}. \quad (23b)$$

$\gamma_{n+1} < \gamma_n$  bármely  $n$ -re, azaz a  $\gamma_n$  sorozat nullához konvergál, ha a  $[2\mathbf{K} - \mathbf{K} \mathbf{A} \mathbf{K}]$  mátrix pozitív definit. Gersgorin tétele [11] alapján, amely a komplex elemű mátrixok sajátértékeinek elhelyezkedésére ad tartományt,  $\eta$  és  $\mu$  lehetséges értékeire mátrix sornormákkal kifejezhető egyenlőtlenség-rendszert kapunk:

$$\begin{aligned} 0 < 2\eta - \eta^2 \sum_{j=1}^M |\alpha_{ij}| - |\mu \eta| \max_i \sum_{j=1}^L |\beta_{ij}| = \\ = 2\eta - \eta^2 \|\alpha\| - |\eta \mu| \|\beta\|, \end{aligned} \quad (24a)$$

$$0 < 2\mu - \mu^2 - |\mu \eta| \max_i \sum_{j=1}^M |\beta_{ij}^*| = 2\mu - \mu^2 - |\mu \eta| \|\beta^*\|, \quad (24b)$$

ahol

$$\|\mathbf{B}\| = \sup_i \sum_j |B_{ij}|.$$

Ezen egyenlőtlenség-rendszer egy nyílt  $\eta, \mu$  tartományt ad, amelyen belül bármely kezdeti hibavektorból kiindulva biztosított a konvergencia:

$$0 < \mu < \min \left\{ 2; \frac{2}{\|\beta\|} \right\}, \quad (25a)$$

$$0 < \eta < \min \left\{ \frac{2 - \mu}{\|\beta^*\|}; \frac{2 - \mu \|\beta\|}{\|\alpha\|} \right\}. \quad (25b)$$

Döntésirányítású esetben  $\mu$  nem szerepel, tehát

$$0 < \eta < \frac{2}{\|\alpha\|}. \quad (26)$$

Azt az érdekes eredményt kaptuk, hogy az előre-csatolót befolyásoló  $\eta$  és a visszacsatolóra ható  $\mu$  értékei egymástól nem lehetnek függetlenek a konvergenciatartományon belül, és értéküket a csatorna-korreláció és a csatorna-súlyfüggvény elemei befo-



lyásolják. Döntésirányítású esetben  $\eta$  konvergencia-tartományát csak a csatornakorreláció határozza meg.

### 3. Sztochasztikus algoritmus

A következőkben a sztochasztikus algoritmust alkalmazzuk a kiegyenlítő kimenetén megjelenő jelek négyzetes-átlagtorzításának minimalizálására, valamint a vivőfázis szabályzására.

#### 3.1. A négyzetes átlagtorzítás minimalizálása

Az 1. fejezetben említettük, hogy  $\epsilon_n$  helyett célszerű  $\epsilon_n$  megfigyelése, és várható értékben a két módszer eredménye megegyezik.

Kapcsolt hálózatokban nem ismerhető teljes pontossággal a csatorna  $X$  súlyfüggvénye, így olyan algoritmust kell keresni, amely ismert tényezőkből szabályoz. A vevőoldalon mérhető  $\epsilon_n$  valószínűségi változó valamilyen átlagának gradienseit alkalmazva, megfelelően lehet szabályozni a kiegyenlítő tranzverzális szűrőit.  $\epsilon_n$  átlagolás nélküli felhasználásával kapjuk a sztochasztikus gradiens-algoritmust [1, 2, 4].

Írjuk fel  $\epsilon_n$  kifejezését (9)-hez hasonlóan:

$$\begin{aligned} \epsilon_n &= |Y_n - \hat{A}_n|^2 = \\ &= |(C_n^* R_n - D_n^* \hat{Q}_n) \exp(-j\omega_0 nT - j\hat{\theta}_n) - \hat{A}_n|^2. \end{aligned} \quad (27a)$$

Elvégezve a kijelölt műveleteket, és figyelembe véve (7c)-t:

$$\begin{aligned} \epsilon_n &= C_n^* R_n R_n^* C_n + D_n^* \hat{Q}_n \hat{Q}_n^* D_n + \hat{A}_n \hat{A}_n^* - \\ &- C_n^* R_n \hat{Q}_n^* D_n - D_n^* \hat{Q}_n R_n^* C_n - \hat{Q}_n R_n^* C_n - \\ &- C_n^* R_n \hat{Q}_n^* + D_n^* \hat{Q}_n \hat{Q}_n^* + \hat{Q}_n \hat{Q}_n^* D_n. \end{aligned} \quad (27b)$$

A szűrőegyütthatókat az  $\epsilon_n$  négyzetes-átlagtorzítás  $C_n^*$  és  $D_n^*$  szerinti gradienseivel szabályozzuk:

$$C_{n+1} = C_n - \eta \text{grad } \epsilon_n \Big|_{C_n^*}; \quad D_{n+1} = D_n - \mu \text{grad } \epsilon_n \Big|_{D_n^*}. \quad (28a)$$

(36) alapján kifejezhető a pillanatnyi torzítás gradiense

$$\frac{\partial \epsilon_n}{\partial C_n^*} = R_n R_n^* C_n - R_n \hat{Q}_n^* D_n - R_n \hat{Q}_n^* = R_n (Q_n^* - \hat{Q}_n^*) = R_n e_n^*, \quad (28b)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \epsilon_n}{\partial D_n^*} &= \hat{Q}_n \hat{Q}_n^* D_n - \hat{Q}_n R_n^* C_n - \hat{Q}_n \hat{Q}_n = \\ &= -\hat{Q}_n (Q_n^* - \hat{Q}_n^*) = -\hat{Q}_n e_n^*, \end{aligned} \quad (28c)$$

ahol  $e_n = Q_n - \hat{Q}_n$  a pillanatnyi hibajel.

A sztochasztikus algoritmus felhasználásával tehát könnyen megfigyelhető, ismert értékek alapján lehet a szabályzást realizálni:

$$C_{n+1} = C_n - \eta R_n (Q_n^* - \hat{Q}_n^*) = C_n - \eta R_n e_n^*, \quad (29a)$$

$$D_{n+1} = D_n + \mu \hat{Q}_n (Q_n^* - \hat{Q}_n^*) = D_n + \mu \hat{Q}_n e_n^*. \quad (29b)$$

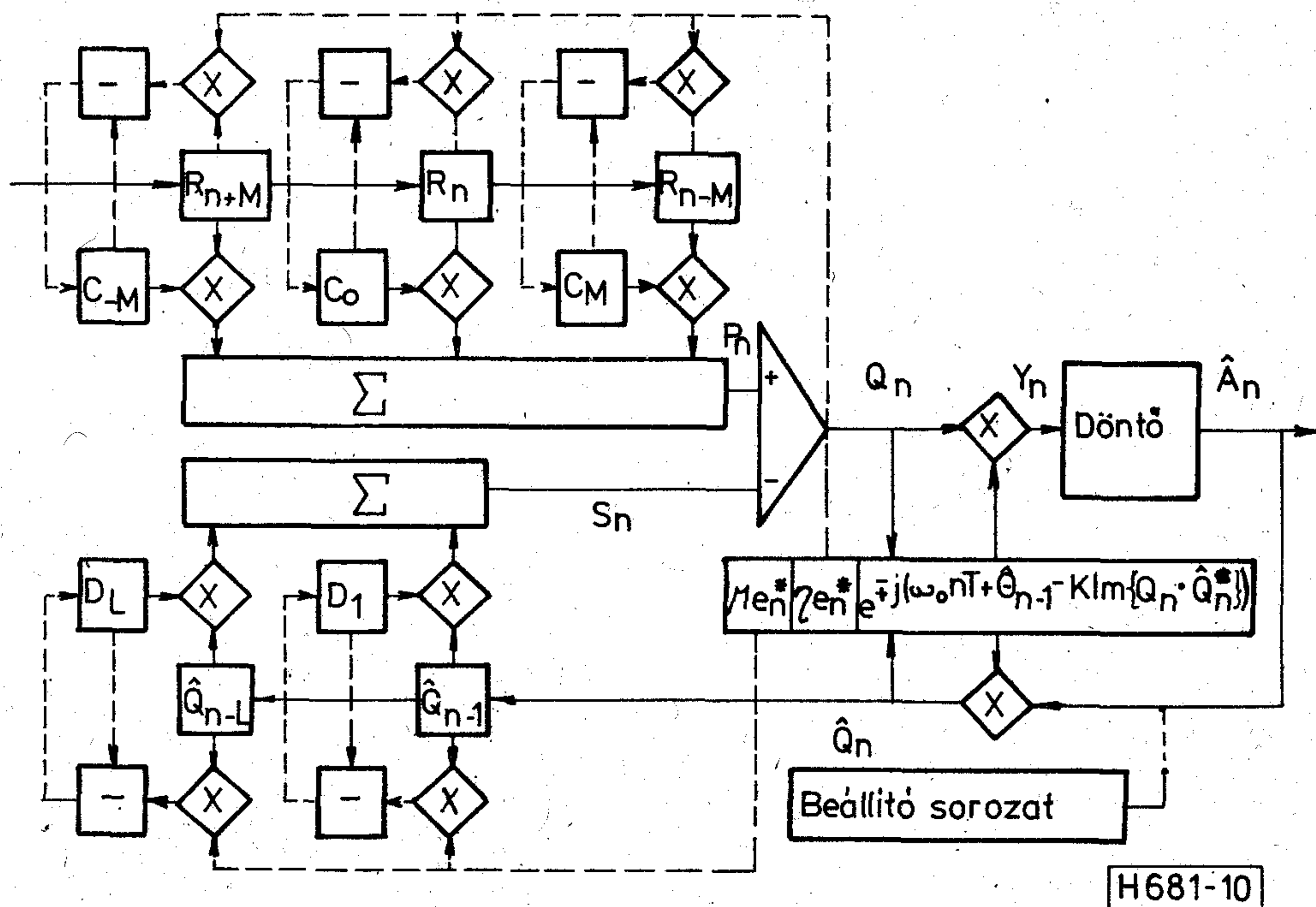
#### 3.2. Vivőfázis-szabályozás

A sztochasztikus gradiens-algoritmus lehetőséget ad az  $\epsilon_n$  becült vivőfázis ismert értékekből való szabályzására is:

$$\hat{\theta}_{n+1} = \hat{\theta}_n - k \text{grad } \epsilon_n \Big|_{\hat{\theta}_n}. \quad (30a)$$

A (9) és (27b) kifejezésekből számítható a pillanatnyi torzítás becült-vivőfázis szerinti gradiense:

$$\frac{\partial \epsilon_n}{\partial \hat{\theta}_n} = Q_n \hat{Q}_n^* - Q_n^* \hat{Q}_n = \text{Im}(Q_n \hat{Q}_n^*). \quad (30b)$$



10. ábrd. Döntésvisszaesatolt vivősávi kiegyenlítő és vivőfázis-szabályozó vezérléssel együtt



Így a vivófázis szabályozása is az előállított  $Q_n$  referenciajelből és a kiegyenlítő kimeneti jeléből —  $Q_n$ -ből — lehetséges:

$$\hat{\Theta}_{n+1} = \hat{\Theta}_n - K \text{Im}(Q_n \hat{Q}_n^*). \quad (30c)$$

### 3.3. Gyakorlati felépítés

A 9. ábrát az eddigi vizsgálatok alapján kiegészíthetjük a konkrét realizálások vázlatával. Sztochasztikus gradienst alkalmazó, döntésvisszacsatolt vivósávi kiegyenlítőt ábrázol a 10. ábra.

A kiegyenlített jelek ( $Q_n$ ), és a referenciajelek ( $\hat{Q}_n$ ) összehasonlításával képezzük az  $e_n^* = Q_n^* - \hat{Q}_n^*$  hibajeletet. A hibajelet az előre-csatolóban ( $\eta$ ) és a visszacsatolóban ( $\mu$ ) különböző arányban vesszük figyelembe. Minden súlyozó együtthatóhoz külön beállító rész tartozik. A vivó becsült fázisát,  $\hat{\Theta}_n$ -t is minden mintavételi időközben szabályozzuk, ezért az a valódi fázis körül fog valamilyen szórással ingadozni. A beállítójel-sorozat 4800 bps adatátviteli sebességű modem esetén — a 105–106 interface jelek azonos irányú élettmenetei között — előre ismert, ezért a kiegyenlítés kezdeti időszakában kiküszöbölhető a demoduláció-döntés hibája. A tényleges adatkapcsolat létrejöttétől az adatkapcsolat bontásáig a  $\hat{Q}_n$  referenciajel képzése a döntő kimenetéről történik.

Döntésirányítású rendszerrel a teljes visszacsatoló blokk a szabályozással együtt elmarad.

### 4. Alapsávi kiegyenlítő modellje (Függelék)

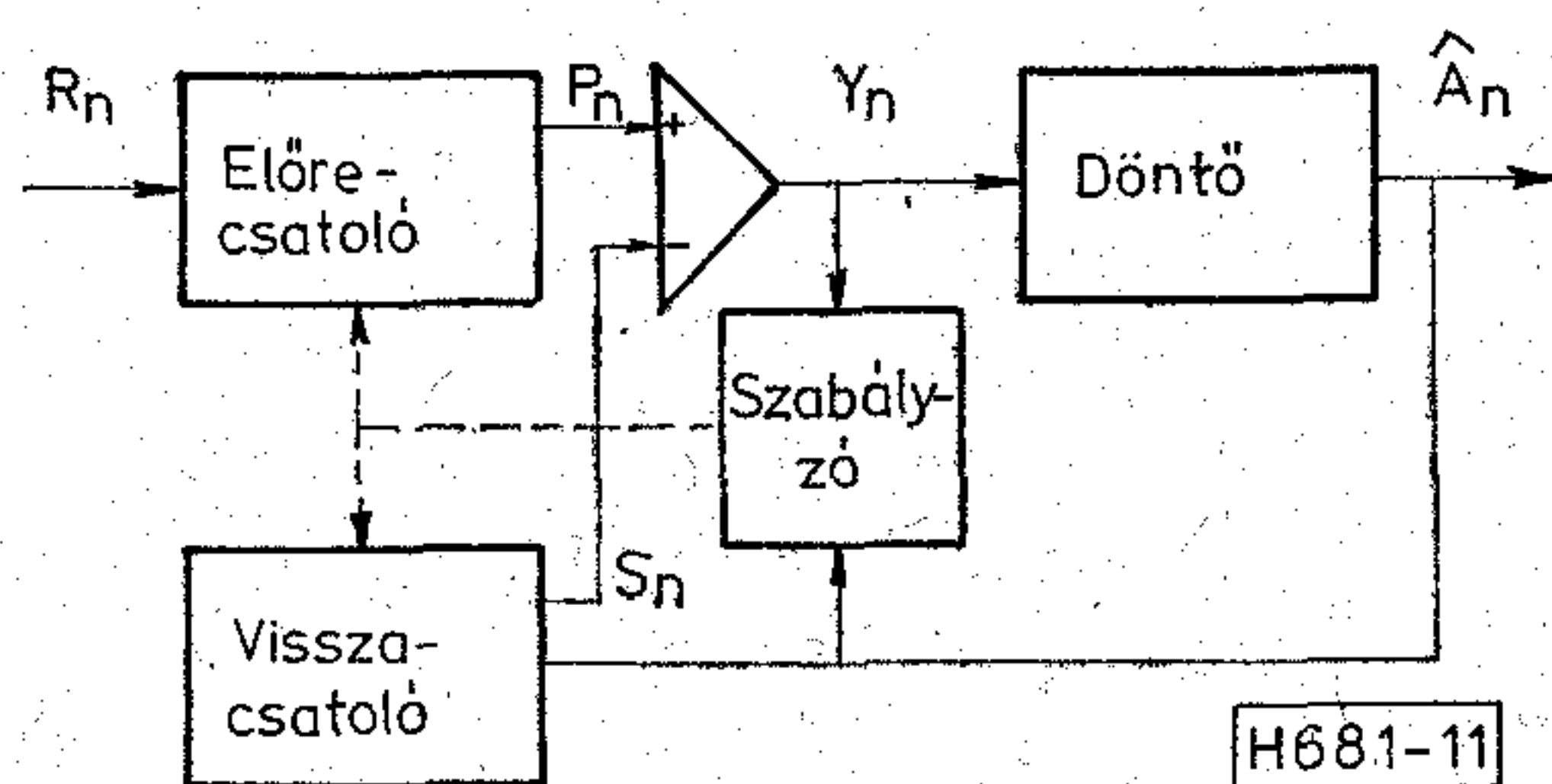
Alapsávban elhelyezett kiegyenlítőt mutat a 11. ábra. A visszacsatoló blokk döntésirányítású rendszerrel elmarad.

A modell egyenletei a 2. és 3. fejezettel analóg módon:

$$\epsilon_n = \langle |Y_n - A_n|^2 \rangle = \langle |C_n^* R_n - D_n^* \hat{A}_n - A_n|^2 \rangle, \quad (31a)$$

ahol  $\hat{A}_n = [\hat{A}_{n-1}, \dots, \hat{A}_{n-L}]$  a döntött adatsorozat. A (31a) egyenletet kifejtve

$$\begin{aligned} \epsilon_n = & C_n^{a*} \langle R_n^a R_n^{a*} \rangle C_n^a + D_n^{a*} \langle \hat{A}_n \hat{A}_n^* \rangle D_n^a + \langle A_n A_n^* \rangle - \\ & - C_n^{a*} \langle R_n \hat{A}_n^* \rangle D_n^a - D_n^{a*} \langle \hat{A}_n R_n^* \rangle C_n^a - \langle A_n R_n^* \rangle C_n^a - \\ & - C_n^{a*} \langle R_n A_n^* \rangle + D_n^{a*} \langle \hat{A}_n A_n^* \rangle + \langle A_n \hat{A}_n^* \rangle D_n^a. \end{aligned} \quad (31b)$$



11. ábra. Alapsávi, döntésvisszacsatolt kiegyenlítő tömbvázlata

Az egyenlet tagjait külön-külön vizsgáljuk meg.

$$\langle A_n A_n^* \rangle = 1; \langle \hat{A}_n \hat{A}_n^* \rangle = I, \langle \hat{A}_n A_n^* \rangle = 0 \quad (32)$$

$\langle R_n^a R_n^{a*} \rangle = \alpha^a$  a csatorna alapsávi keresztkorrelációs mátrixa, melynek elemei:

$$\alpha_{kl}^a = \sum_{h=-H}^{+H} X_h^a X_{h-k+1}^{a*} = \alpha_{ke} \exp(-j\omega_0 lT + j\omega_0 kT) \quad (33a)$$

pozitív definit, hermitikus, Teoplitz-típusú mátrix.  $\langle R_n \hat{A}_n^* \rangle = \beta^a$  alapsávi visszacsatoló, téglalap alakú mátrix, melynek elemei:

$$\beta_{KL}^a = \langle R_{n-k}^a \hat{A}_{n-1}^* \rangle = X_{1-k}^a. \quad (33b)$$

Ezek alapján  $\epsilon_n^a$  kifejezhető:

$$\begin{aligned} \epsilon_n = & C_n^{a*} \alpha C_n^a + D_n^{a*} D_n^a + 1 - C_n^{a*} \beta^a D_n^a - D_n^{a*} \beta^{a*} C_n^a - \\ & - C_n^{a*} X^a - X^{a*} C_n^a. \end{aligned} \quad (34)$$

Optimális beállítás esetén  $\text{grad } \epsilon_n = 0$

$$\frac{\partial \epsilon_n}{\partial C_n^*} = 0 = \alpha^a C_{\text{opt}}^{a*} - X^a - \beta^a D_{\text{opt}}^a, \quad (35a)$$

$$\frac{\partial \epsilon_n}{\partial D_n^*} = 0 = D_{\text{opt}}^a - \beta^{a*} C_{\text{opt}}^a. \quad (35b)$$

E kifejezésekből a súlyozó tényezők optimális értékei:

$$C_{\text{opt}}^a = (\alpha^a - \beta^a \beta^{a*})^{-1} X^a, \quad (36a)$$

$$D_{\text{opt}}^a = \beta^{a*} C_{\text{opt}}^a = \beta^{a*} (\alpha^a - \beta^a \beta^{a*})^{-1} X^a. \quad (36b)$$

A maradék négyzetes-átlagtorzítás:

$$\epsilon_{\text{min}}^a = 1 - X^{a*} (\alpha^a - \beta^a \beta^{a*})^{-1} X^a. \quad (36c)$$

Összevetve a vivósávban realizált kiegyenlítő képleteivel:

$$C_{\text{opt}K} = C_{\text{opt}K}^a \exp(-j\omega_0 kT), \quad (37a)$$

$$D_{\text{opt}L} = D_{\text{opt}L}^a \exp(-j\omega_0 lT), \quad (37b)$$

$$\epsilon_{\text{min}} = \epsilon_{\text{min}}^a. \quad (37c)$$

Döntésirányítású kiegyenlítő esetében,  $D_n = 0$  alapján tovább egyszerűsödnek a képletek:

$$\epsilon_n^a = C_n^{a*} \alpha C_n^a + 1 - C_n^{a*} X^a - X^{a*} C_n^a, \quad (38a)$$

$$C_{\text{opt}}^a = (\alpha^a)^{-1} X^a, \quad (38b)$$

$$\epsilon_{\text{min}}^a = 1 - X^{a*} (\alpha^a)^{-1} X^a = 1 - X^{a*} \alpha^{-1} X^a = \epsilon_{\text{min}}. \quad (38c)$$

A szabályzás folyamatát vizsgálva felírhatjuk:

$$C_n^a = C_{\text{opt}}^a + E_n^a, \quad D_n^a = D_{\text{opt}}^a + F_n^a, \quad (39a)$$

$$\epsilon_n = \epsilon_{\text{min}} + \gamma_n^a. \quad (39b)$$

(38c), (39) és (34) összevetésével:

$$\gamma_n^a = E_n^{a*} \alpha E_n^a - E_n^{a*} \beta^a F_n^a - F_n^{a*} \beta^{a*} E_n^a + F_n^{a*} F_n^a. \quad (40a)$$

(21) mintájára  $E_n^a$ -t,  $F_n^a$ -t és  $\alpha^a$ ,  $\beta^a$ -t összevonva  $Z_n^a$ - és  $\mathcal{A}^a$ -ba:

$$\gamma_n^a = [E_n^{a*}, F_n^{a*}] \begin{bmatrix} \alpha^a & -\beta^a \\ -\beta^{a*} & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_n^a \\ F_n^a \end{bmatrix} = Z_n^{a*} \mathcal{A}^a Z_n^a. \quad (40b)$$



Könnyen belátható, hogy a gradiens algoritmust alkalmazhatjuk csak a hibavektorokra is:

$$\mathbf{E}_{n+1}^a = (\mathbf{I} - \eta \boldsymbol{\alpha}^a) \mathbf{E}_n^a + \eta \boldsymbol{\beta}^a \mathbf{F}_n^a, \quad (41a)$$

$$\mathbf{F}_{n+1}^a = (1 - \mu) \mathbf{F}_n^a + \mu \boldsymbol{\beta}^{a*} \mathbf{E}_n^a. \quad (41b)$$

Az utóbbi vektorokat közös vektorba összevonva:

$$\mathbf{Z}_{n+1}^a = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{n+1}^a \\ \mathbf{F}_{n+1}^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{I} - \eta \boldsymbol{\alpha}^a) & \eta \boldsymbol{\beta}^a \\ \mu \boldsymbol{\beta}^{a*} & (1 - \mu) \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_n^a \\ \mathbf{F}_n^a \end{bmatrix} = (\mathbf{I} - \mathbf{K} \mathcal{A}^a) \mathbf{Z}_n^a. \quad (41c)$$

Ezek alapján  $\gamma_n^a$  (21)-hez hasonlóan itt is felírható  $\mathbf{Z}_0^a$ -val:

$$\gamma_n^a = \mathbf{Z}_0^{a*} \mathcal{A}^a (\mathbf{I} - \mathcal{K} \mathcal{A}^a)^{2n} \mathbf{Z}_0^a. \quad (42)$$

A konvergenciát vizsgálva belátható, hogy alap-sávi esetben is a vivősávi modell eredményei érvényesek.

$$0 < \mu < \min \left\{ 2; \frac{2}{\|\boldsymbol{\beta}^a\|} \right\}, \quad (43a)$$

$$0 < \eta < \min \left\{ \frac{2 - \mu}{\|\boldsymbol{\beta}^{a*}\|}; \frac{2 - \mu \|\boldsymbol{\beta}^a\|}{\|\boldsymbol{\alpha}^a\|} \right\}. \quad (43b)$$

Döntésirányítású rendszerekben  $\mathbf{D}_n$ , és a hozzá tartozó szabályzás elmarad.

$$\mathcal{A}^a = \boldsymbol{\alpha}^a, \quad (44a)$$

$$\mathbf{Z}_n^a = \mathbf{E}_n^a. \quad (44b)$$

## 5. Összefoglalás

Az előzőekben egy egyszerű modell alapján vizsgáltuk az adaptív kiegyenlítő működési, elhelyezési és föl-építési kérdéseit. Gyakorlatban használható tömb-vázlatokat és kifejezéseket adtunk a legteljesebb kiépítésű kiegyenlítő és vivőfázis-szabályozó esetére. A közölt eredmények alapján működő kiegyenlítő realizálható konkrét digitális áramkörökkel, mikro-

processzoros logikával vagy más mikroprogramozott rendszerrel. Az adott egyenletek alapján a megfelelő struktúra választása a gazdasági és műszaki paraméterek — ár, idő, maximális torzítás stb. — figyelembevételével történhet. Elméletileg bármilyen — torzított, de meg nem szakadt — csatorna kiegyenlítő elég nagy fokszerű, ill. elég lassú kiegyenlítővel. Konkrét feladatnál célszerű a tervezést számítógéppel segíteni. A TKI-ban fejlesztett TANÉKV, TAFOURIER és TAKIEGYF nevű programok lehetővé teszik, hogy adott csatornahalmaz és előírt négyzetes-átlagtorzítás mellett a  $\mathbf{C}_{xopt}$ ,  $\mathbf{D}_{xopt}$ ,  $\epsilon_{min}$  és  $\epsilon_n$  értékeket, valamint a hozzájuk rendelt fokszerűségeket meghatározhatjuk [12].

## I R O D A L O M

- [1] Falconer, D. D.: Jointly Adaptive Equalization and Carrier Recovery In Twodimensional Digital Communication Systems. BSTJ, 55. No. 3. March, 1976. pp. 317—334.
- [2] Falconer D. D.: Analysis of a Gradient Algorithm for Simultaneous Passband Equalization and Carrier Phase Recovery. BSTJ, 55. No. 4. April, 1976. pp. 408—429.
- [3] Gersho, A.: Adaptive Equalization of Highly Dispersive Channels for Data Transmission. BSTJ, 48. No. 1. January, 1969. pp. 55—70.
- [4] Wiener J.: Adaptív kiegyenlítők a négyzetes-átlaghiba minimalizálása I—II. Híradástechnika, XXIX. évf. 1978. 8—9. sz. 225—231. 246—269.
- [5] Lucky, R. W.: Automatic Equalization for Digital Communication. BSTJ, XLIV. April, 1965.
- [6] Lucky—Salz—Weldon: Adatátvitel. Műszaki Könyvkiadó, 1973.
- [7] Guidoux, L.: Egalisation Autoadaptives des Lignes Telephoniques. Philips Res. Rep., Supplements 1976. No. 7.
- [8] Gitlin, R. D.—Weinstein: On the Required Tap Weight Precision for Digitally Implemented, Adaptive Mean square Equalisers. BSTJ, 58. No. 2. February, 1979. pp. 301—321.
- [9] CCITT Orange Book. Vol. VIII. 1.
- [10] Conference on Data Transmission. 1977. Laughborow.
- [11] Rózsa P.: Lineáris algebra. Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [12] TANÉKV, TAKIEGYF, TAFOURIER programok, TKI.
- [13] Henk T.: PSK adatátvitel torzítástanalízise. TKI Közlemények, 1979. XXIV. 1.

# SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Az optoelektronikai eszközök igen nagy átviteli sáv szélessége miatt már nemcsak a kutatóintézetek, hanem a nagy felhasználók pl. az NSZK postaügyi minisztériuma is foglalkozik az új eszközzel. A minisztérium kutatóközpontjában fénygerjesztő lézerekkel kísérleteznek. Az alapanyag gallium-arszenid-gallium- alumíniumarszenid. A lézer szobahőmérsékleten, folyamatos üzemben dolgozik, 400 Mbit/s-ig jól modulálható és az emittált fény rendkívül kis sáv szélességű. A kísérleti átviteli vonalak (Berlín, Frankfurt) tapasztalatai szerint a fényvezetőknek nem az alkalmazott 850 nm-es hullámhossznál van a legkedvezőbb átviteli tulajdonságuk. Kedvezőbb hullámhossz gerjesztésére azonban a GaAs alapanyagú diódák alkalmatlanok, így került sor a periódusos rendszer 3. és 5. oszlopainak elemeiből újabb kristályok előállítására és a tulajdonságok vizsgálatára. A vegyes kristályok emittált fényének hullámhossza beállítható, így az igen kedvező kilométerenkénti csillapításhoz tartozó 1600 nm-es hullámhossz megközelíthető.

(Fernmelde Praxis, 1979. máj. 25. [675])

Igen nagy integráltságú áramköröknek (VLSI-knek: very large scale integration) azokat az áramköröket nevezik, amelyeknek 2,5 mm-nél keskenyebb chipje 1000-nél több, kapu-áramkörrel ekvivalens elemet tartalmaz. A VLSI áramkörök szerepe a számítástechnikában egyre nő. Ez jelentkezik egyrészt az azonos műveleti mennyiségeknél az ár csökkenésében, másrészt, azonos ár esetén a tulajdonságok (pl. több művelet, ill. újabb műveletek elvégzésének lehetősége) javításában, harmadrészt jobb programozási és karbantartási tulajdonságok biztosításában. A VLSI áramkörök árának csökkenése a CPU-k felépítésének megváltozásához vezethet, ami a jelenlegi magas szintű nyelvek helyett a mikroprogramokhoz hasonló utasítások elterjedéséhez és ezzel a software teljes megváltozásához vezethet. Ez a változás tovább növeli a gépek sebességét és létrejöhetnek az ún. programnyelv-processzorok, amelyek minden makroutasítást mikroutasítás-sorozatokba fordítanak le. Biztosítják a miniszámítógépek elterjedését és a nagy gépek igen nagy memóriáinak, valamint a virtuális táraknak az olcsóbb megvalósítását.

(Data mation, 1979. jún. [676])

\*

(Folytatás a 296. oldalon)



# Előfizetői mikrohullámú rendszer

DR. BOGNÁR ZOLTÁN  
Posta-vezérigazgatóság

A gyakorlatban megszokottá vált, hogy a távbeszélő-hálózatokban mikrohullámú rendszerekkel trónk-összeköttetéseket létesítenek, kis és nagy csatornaszámúakat, TV-csatornákkal keverten vagy önállóan, analóg vagy digitális átvitelrel stb. Jelentős szerephez jutottak már az ilyen összeköttetések a távbeszélő-hálózat különböző más szintjein is. Az alábbiakban egy új szinten, az előfizetői távbeszélő-hálózatban alkalmazható mikrohullámú rendszert ismertetünk egy kanadai gyártmány bemutatásával. Hasonló céllal korábban is fejlesztettek ki rendszereket, azonban a legelőnyösebb frekvenciafelhasználást az itt alkalmazott működési elv révén lehetett elérni.

Az előfizetői mikrohullámú berendezést ritkán lakott, egymástól távol eső települések távbeszélő ellátására dolgozták ki. Itt ugyanis megéri a központ és az előfizetők közötti nagy távolságot részben mikrohullámú összeköttetéssel áthidalni, a létesítési idő és a költségek csökkentése szempontjából.

Ezen rendszerrel az előfizetők 6-os csoportokban a hagyományos vezetékös módon csatlakoznak a mikrohullámú rendszerhez. A központhoz más előfizetők közvetlenül vezetékös módon is csatlakozhatnak.

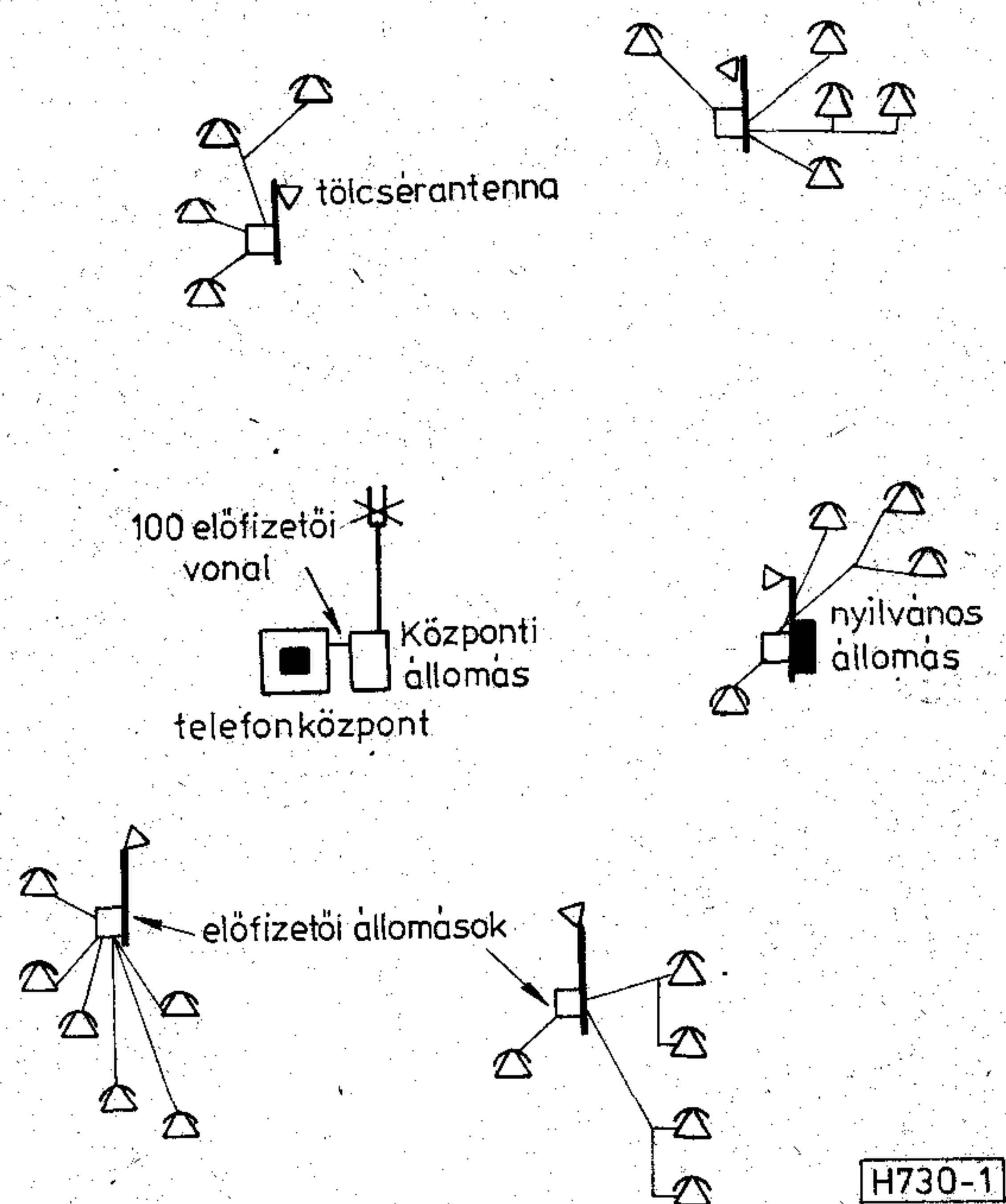
A vezeték nélküli rész itt is, mint az átviteltechnika más területein, együtt jár a gyors telepítés lehetőségével, és az esetek túlnyomó többségében lényeges költségcsökkenést, minimális építési igényt, nagyobb megbízhatóságot eredményez.

A következőkben ismertetjük a rendszer felépítését és működését, vezérlését, a jelzésátvitelt, az áramellátást, és szólnunk néhány konstrukciós és üzemviteli szemponttról.

## A rendszer felépítése

A kiépítésnek egy példáját mutatja az 1. ábra. A rendszer egy központi mikrohullámú állomásból és több előfizetői mikrohullámú állomásból áll. A központi állomás a telefonközponttal közvetlenül, kábelen vagy mikrohullámú rendszeren csatlakozik. Az előfizetői mikrohullámú állomásokhoz a telefon-előfizetők vezetékös csatlakoznak.

A központi állomás körsugárzó vagy egy szegmens-t besugárzó antennával, az előfizetői állomások pedig tölcserantennákkal vannak ellátva.



1. ábra

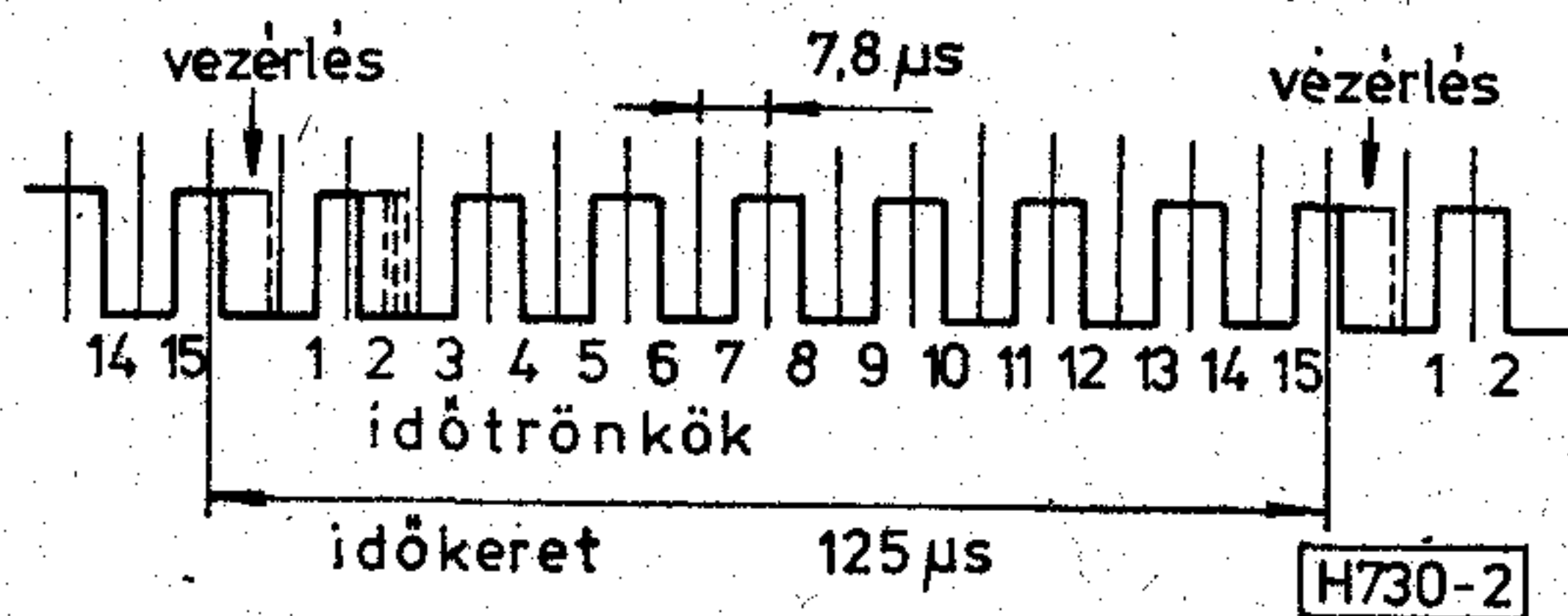
Látható, hogy a telefonközpont vonalai a központi állomás és az előfizetői állomások mikrohullámú hálózatán át jutnak el az előfizetőkhez. A telefonközpont vonalai (100) a központi mikrohullámú állomáshoz csatlakoznak, míg az előfizetői mikrohullámú állomásokhoz csak néhány (6) telefonelőfizető. Az előfizetői állomásokhoz tartozó előfizetők számának összege azonos a központi vonalak számával és összetartozásuk is meghatározott.

A rendszer tehát ugyanazt a szerepet tölti be, mint a helyi hálózat. Beszédátvitel mellett a jelzésátvitel, telex jelek átvitele is biztosított. Ikerállomások is csatlakoztathatók, valamint pénzbedobós készülék és egyéb, a távbeszélő-szolgáltatás megszokott esetei.

A berendezés időosztásos rendszerű, a 300–3400 Hz távbeszélőjelet, 125  $\mu$ s-onként vett mintákkal viszi át a központi mikrohullámú állomás és az előfizetői mikrohullámú állomások között, ezért ugyanazon a vivőfrekvencián egyidejűleg több, a fenti időkeretben elférő beszélgetés folytatható. A rendszer szinkronizáltsága biztosítja ily módon, hogy két frekvenciával (egy a központi állomás—előfizetői állomás, a másik vissza irányban) a 100 előfizető

Beérkezett: 1980. III. 5.





2. ábra

kiszolgálható. A távbeszélő-igénybevétel statisztikus jellegéből adódik, hogy az átviteli utakat az előfizetőknek csak mintegy 10–20%-a veszi egyidejűleg igénybe, vagyis 5–10-szeres koncentrálás válik lehetővé. Ebben a rendszerben max. 15 időrészt használhatnak az előfizetők egyidejűleg, és 1 időrészt szolgál a rendszer vezérlésére. Az időrészek kijelölése igényalapon történik. Ez azt jelenti, ha csengetés jön a központ felől valamelyik vonalon, és a hívott előfizető nem foglalt, a központi állomás egy szabad időrészt jelöl ki a beszélgetés lefolytatására. Az előfizetői állomás felőli híváskezdeményezés (kézibeszélő felemelése) esetén az időrés kijelölése ugyanúgy történik. A beszélgetés folyamata alatt az időrés állandóan újra és újra kijelölésre kerül, majd annak befejezése után a kijelölés megszűnik. Az időtröneköt a 2. ábra mutatja.

A vezérlésre szolgáló időrésben csak 0 és 1 átvitel történik, míg a többiben az impulzus szélessége változik a minta amplitúdójának megfelelően, azaz a modulációs mód PWM vagy PDM. A 2. ábrán a 2. trönek aktív.

A rendszer teljes szinkronizmus biztosítja, hogy az időrészek igénybevétele tetszés szerinti lehet bármely előfizetői állomáshoz tartozó előfizető részéről, szélső esetben akár mind a 15 időrés kijelölhető valamely időtartamban ugyanazon előfizetői állomáshoz tartozó előfizetők számára is. Mint említettük, alapkiépítésben azonban csak 6 előfizető tartozik egy előfizetői állomáshoz. Szükség esetén ez növelhető.

A központi állomás körsugárzóval kisugárzott jelét minden előfizetői állomás veszi, azonban válaszolni csak az válaszol, amely számára időrés van kiosztva, vagy amelyhez tartozó előfizető a vezérlő időrésen át a saját címét vette.

### A rendszer vezérlése

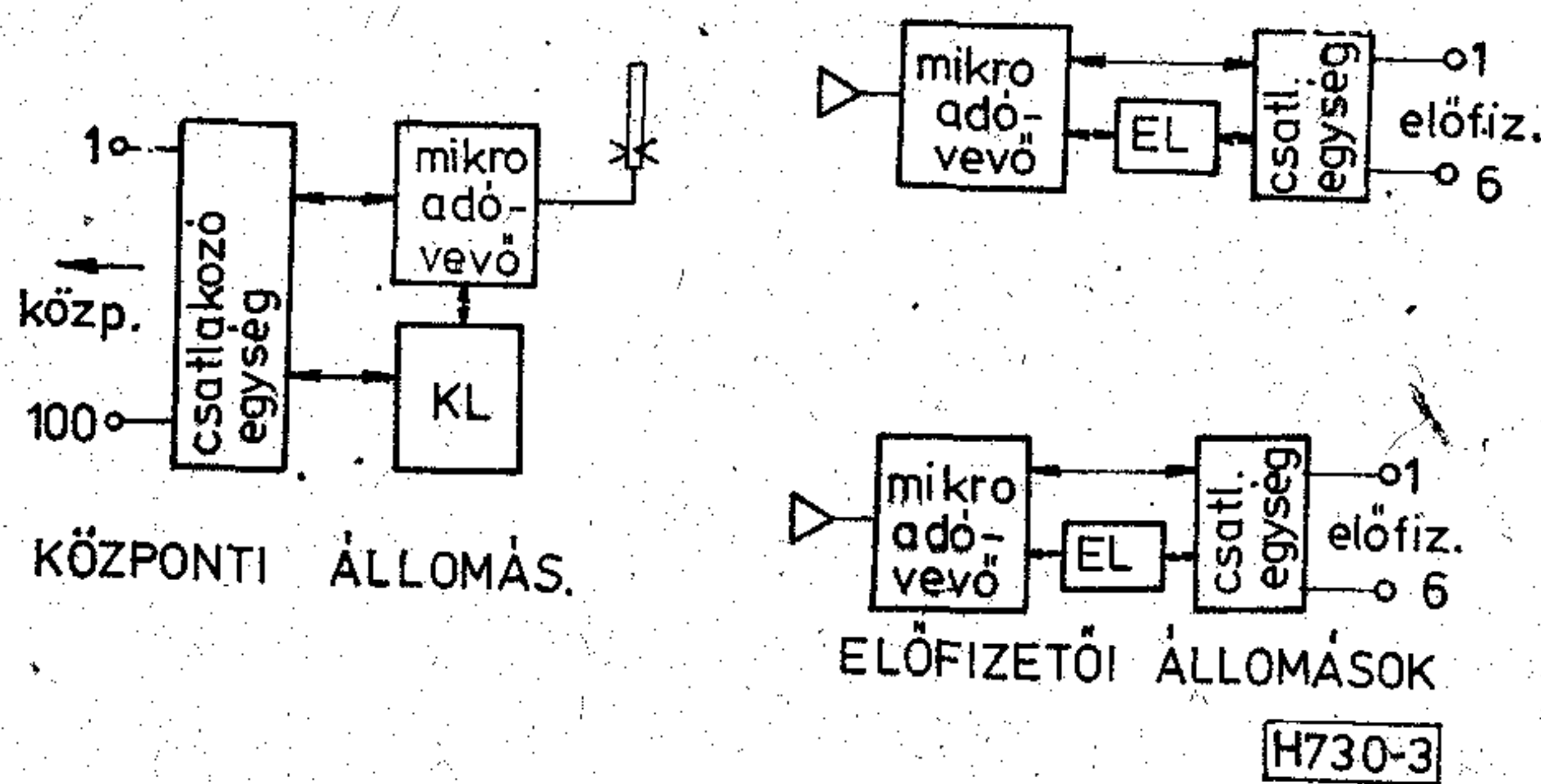
A rendszert a központi állomás logikai egysége (KL) vezérli. Ez irányítja az előfizetői állomások logikai egységeinek (EL) működését.

A KL funkció:

- figyel a rendszer forgalmi és üzemi állapotát;
- kijelöli és elveszi az időrészeket a forgalmi (és esetleges elsőbbségi) viszonyoknak megfelelően.

A logikai egységek csatlakozásait a 3. ábra mutatja.

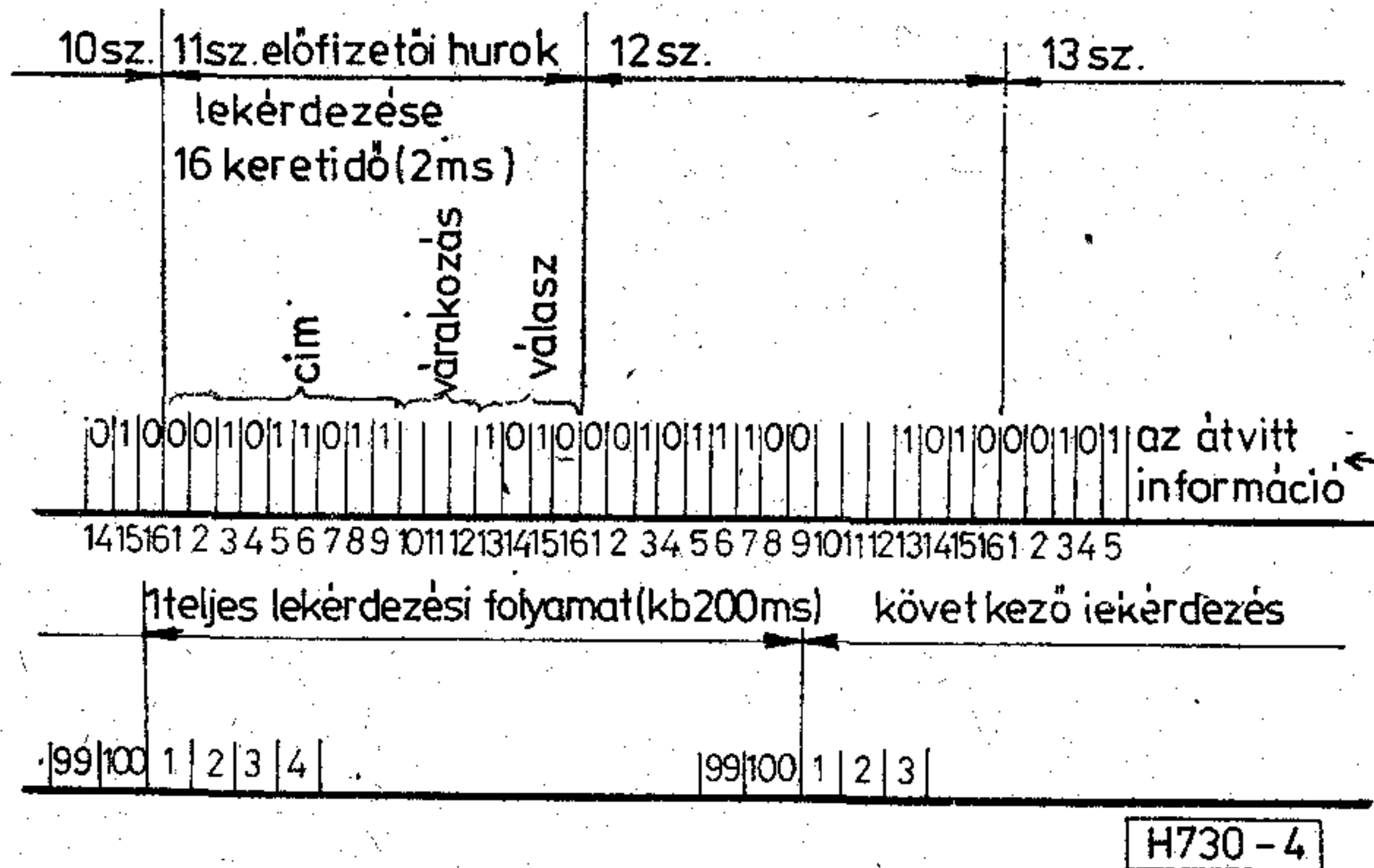
A rendszer forgalmi állapotát állandóan figyelni kell, hiszen a teljes időtrönekészlet (15) felhasználása esetén újabb nem jelölhető ki, sem a központ felől érkező hívás, sem az előfizetői oldalon, a kézibeszélő felemelése esetén. Nem jelölhető ki időrés valamely előfizető részére, ha a kézibeszélőt felemel-



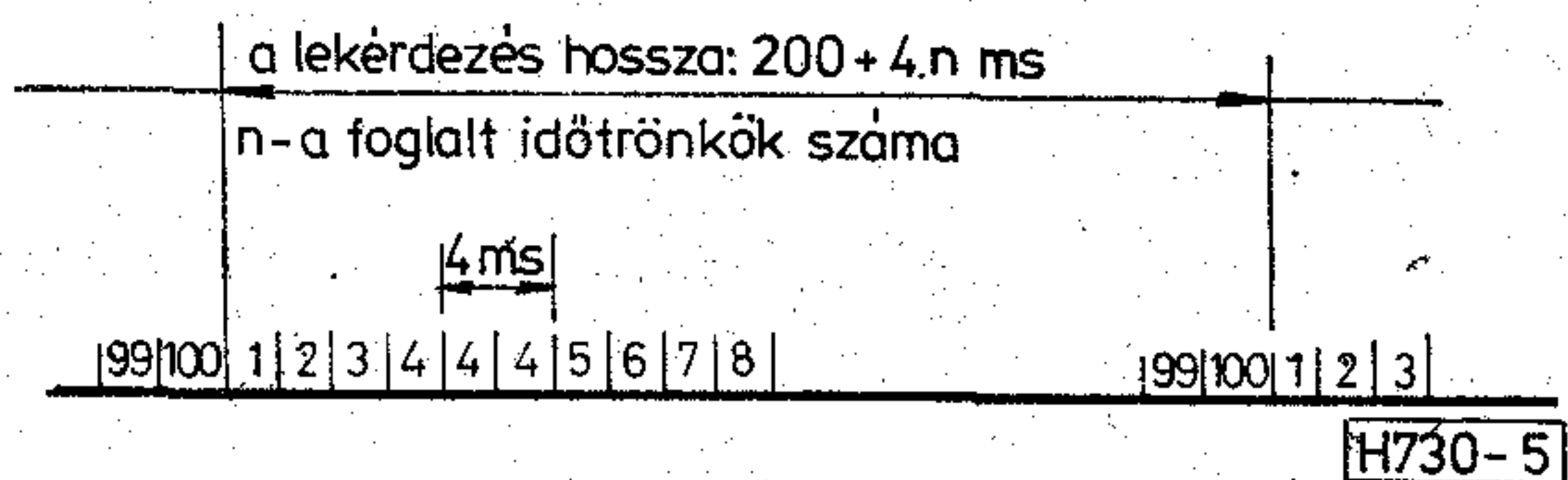
3. ábra

ték, hiszen azon vagy hívás történik, vagy már beszélés folyik. Akkor sem jelölhető ki időrés, ha pl. áramellátási hiba van. Az üzemi és forgalmi állapot állandó figyelését a KL a vezérlő időrésen keresztül végzi. Az előfizetői hurok csatlakozóegységeit egyenként végigkérdezi. Egy előfizetői hurok lekérdezési folyamatát és a 100 előfizető lekérdezési folyamatát a 4. ábrán mutatjuk be. A központi állomás a címet (ami az előfizető száma bináris formában) a körsugárzó antennán át minden irányba kisugározza. Választ azonban csak attól az előfizetői állomástól kap, amelyhez a címzett előfizető tartozik. A válasz a kézibeszélő felemelt vagy letett állapotáról és az áramellátásról (primer tápfeszültség, 220 V~) hoz információt. Ez tehát állandó folyamat. A 4. ábrán a lekérdezési folyamat normál állapotát mutatjuk be. Ha valamely időtrönek foglalt, a lekérdezés meghosszabbodik (5. ábra) a hurok lekérdezésének kétszeri megismétlése miatt.

Az ábrán a 4. sz. időrés foglalt. Így tehát forgalom alatt a lekérdezési folyamat hossza 200–260 ms között változik. A kétszeri járulékos lekérdezés akkor történik meg, ha az előfizető felemeli a kézibeszélőt (ez ugyanis az első válaszban már megjelent) vagy a központ felől hívás érkezik, és a kézibeszélő nincs felemelve. Ez utóbbi azért következik be, mert az előfizetői vonalak lekérdezésével párhuzamosan a



4. ábra



5. ábra



központi vonalakat is állandóan és ciklikusan vizsgálja a KL, csengetés megjelenését keresve. Az első (5. ábra) járulékos lekérdezést már EL „kapcsolás”-ként értelmezi, de a kijelölt időrés számát adó információ csak a második alatt érkezik meg, amellyel a kijelölés befejeződik, és a központ vonala és az előfizető közötti kapcsolat létrejön. Ez ugyanúgy játszódik le, ha csengetés jelenik meg a központ vonalán, vagy ha az előfizető a kézibeszélőt felemelte. Az 5. ábra járulékos lekérdezése a „tartás” alatt is ugyanúgy játszódik le mindaddig, míg a beszélgetés befejezését (kézibeszélő visszahelyezését) jelző állapotváltozás meg nem történik. A T-hang, ill. tárcsaimpulzusok átvitele tehát már a kijelölt időtrónkőn át történik.

### Csatlakozóegységek

A 3. ábrán megadott csatlakozóegységek a központi állomáson 100, az előfizetői állomásokon 6–6 vonali kártyát tartalmaznak (6. és 7. ábra).

A hangfrekvenciás jelek útja az ábrákon jól követhető. A kapuk a KL-től kapott 7,8  $\mu$ s alatt vannak nyitva. Az egyes vonalak kártyáinak kimenőjeleit a PAM sín gyűjti össze, majd ez a jel PAM/PWM átalakítón át a mikrohullámú adóba kerül.

Vétel oldalon a különböző állomások jeleinek vétele a frekvenciaeltérések miatt, FM átvitel lévén

az egyenáramú összetevőben, különbséget idéznek elő, ezt differenciálással távolítják el. A különböző állomások vétele, az impulzusok közötti zajnövekedés és az adók kikapcsolása okozta tranziensek miatt zavaró zajcsúcsokat hoz létre. Ezeket az szünteti meg, hogy a PWM sín általában földelt, csak a vezérlő időrés (7,8  $\mu$ s) alatt és a foglalt időrések közepontjára szimmetrikus 5,5  $\mu$ s időtartam alatt nem. A háromfokozatú, ötpólusú aluláteresztő szűrő állítja vissza a beszédjelet, amelyet egy hangkapcsolású csillapító követ. Ez 6 dB-lel csökkenti a zajt beszédszünetekben. A kapcsolási küszöb  $-30$  dBmO.

A központi állomáshoz közelebb eső előfizetői állomások adását időben késleltetni kell, hogy azok által adott impulzusok a teljes szinkron működés megfelelő időréseben érkezzenek. A legnagyobb késleltetés a legközelebbi előfizetői állomáson (0,6 km) szükséges, a távolabbiakon ez csökken. A késleltetés durva és finom szabályozással állítható az EL-ben. Ennek megfelelően kapja az előfizetői állomás adója (teljesítményerősítő tápfeszültség) az indító impulzust.

### Jelzésátvitel, szinkronizálás

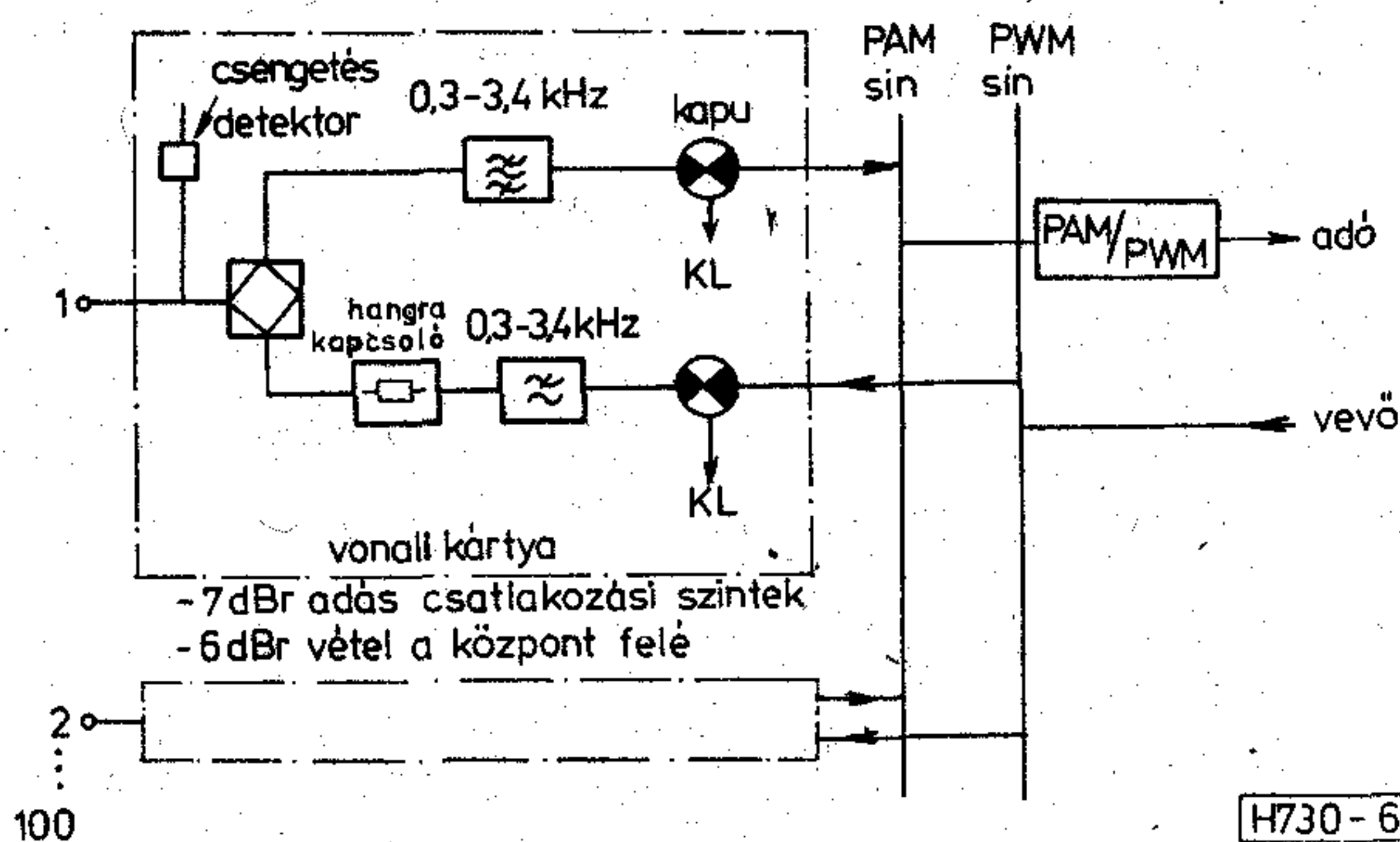
A villaállás információ átvitelének módját, az időrés kijelölését fentebb ismertettük. Ezt az információt egy komparátor adja, melynek referenciafeszültségét a beszédáramot adó tápfeszültség szolgáltatja, így ennek a működése függetlenné válik a tápfeszültség változásától. A komparátor lassú működésű része szolgáltatja a villainformációt, gyorsműködésű része pedig a tárcsaimpulzusokat. Az impulzusok alatt EL 4 kHz-et ad a PAM sínre a kijelölt időrésben. Ez akkor is megtörténik, amikor a központi állomás felől hívás jön, de az előfizető a kézibeszélőt még nem vette fel.

A központi állomás csatlakozó egységének vonali lapján egy, az egyenáramú hurkot biztosító kapcsoló és egy tárcsarelé szimulálja az előfizetői készüléket, melyek vezérlése a kijelölt időrésben átvitt 4 kHz-cel történik.

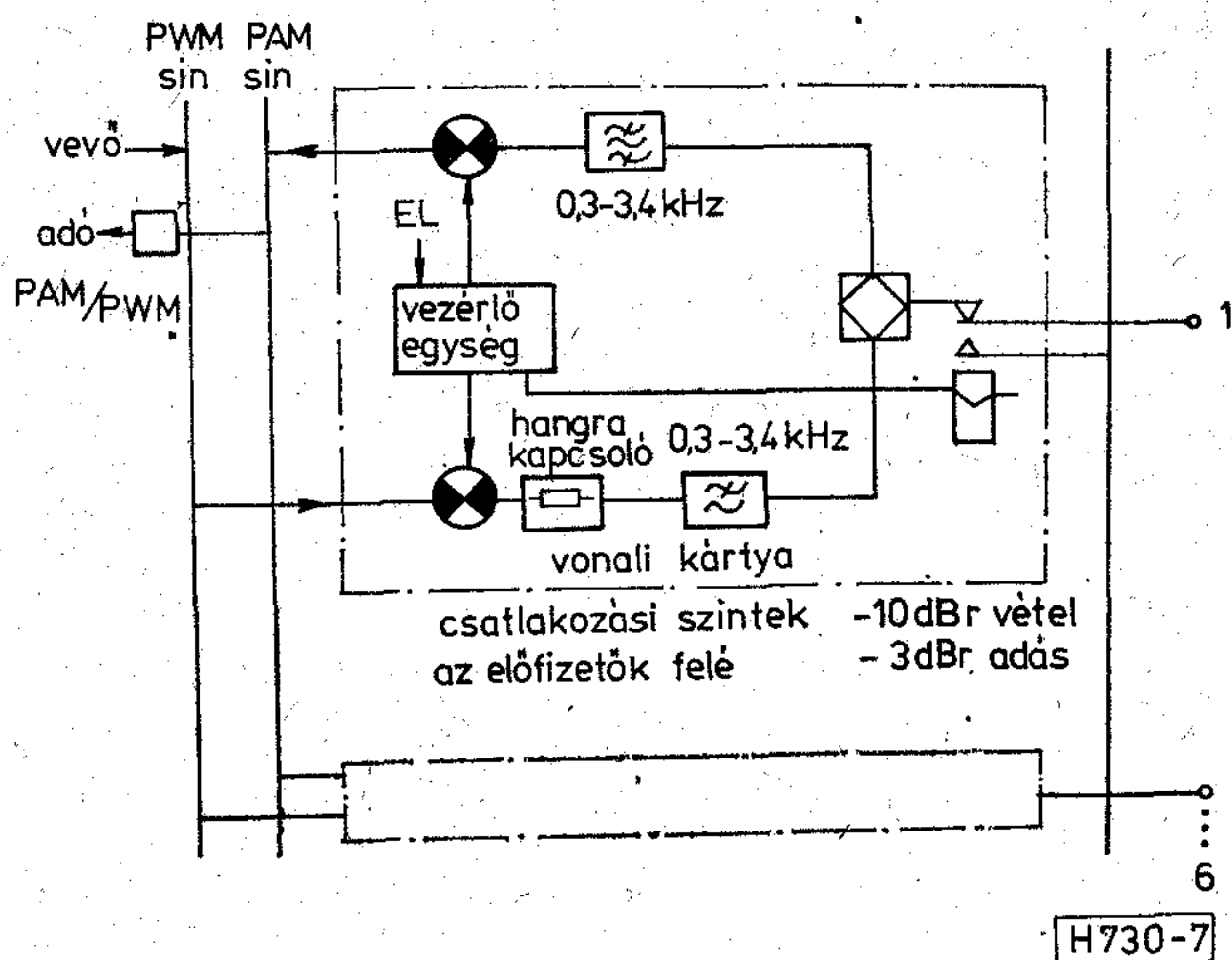
Ikerállomás esetén a jelzésátvitel a 4 kHz-es jel fázisának megfordításával történik.

Ez a 4 kHz-es jel is szinkronban van a rendszer többi jelével, amelyek a központi állomás 4,096 MHz-es vezérosszillátorának jeléből vannak leosztva. A mikrohullámú rész oszcillátorainak jele ezzel nincs kapcsolatban. Az előfizetői állomások vezérosszillátorai fázisszinkronban működnek a központi állomással.

A szinkronizálás a lekérdezési folyamat első időréseben történik, tehát minden 2 ms-ban. A KL földeli a PWM sint 2 ms-ként a vezérlő időrés közepén 5 ms-ra. Az előfizetői állomáson a szinkron-detektor kétutas módban működik, ezt egy integrátor és impulzusformáló követi. A detektált impulzusok autokorrelátoron át jutnak a hiányzóimpulzus-detektorra, ami az utolsó szinkronimpulzushoz viszonyított megfelelő időpontban várja a beérkező szinkronimpulzust. Amikor rövid idejű fading esetén a jel zajossá válik, az előfizetői állomás számlálói folyamatosan működnek, mivel a fázishurok miatt az oszcillátor frekvenciája csak lassan változik. Amikor



6. ábra



7. ábra



a szinkronimpulzus ismét megjelenik, nagy valószínűséggel ezek még fázisban vannak. Hosszú idejű fading esetén a szinkronizmus megszűnhet, ekkor a jel visszatérte esetén a szinkronizmus megszűnhet, ekkor a jel visszatérte után a hiányzóimpulzus-detektor az első két, egymást követő szinkronimpulzus beérkezésekor a számlálókat 0-ról indítja.

Az előfizetői mikrohullámú állomásba egy tiltás is be van építve. Az adó nem működik az alábbi feltételek valamelyikének bekövetkezése esetén:

- az előfizetői állomáson AFC hiba van;
- a jel-zaj viszony rossz;
- a szinkronizmus nem áll fenn.

### A KL működésének vázlatos ismertetése

A központi logika vezérlési funkcióját egy mikroprocesszor végzi, amely egy központi processzorból, vezérosszillátorból, egy véletlen hozzáférésű memóriából (RAM) és egy csak kiolvasó memóriából (ROM) áll.

A RAM tárolja az állandóan változó információkat, amelyek az üzemállapottal és forgalmi állapottal kapcsolatosak. A processzor ezen információk alapján hoz döntéseket. A ROM-ba gyárilag vannak beírva a vezérlés működési algoritmusai, amelyeknek egyes részei véletlen hozzáférésűek.

A mikroprocesszor fő feladatait már említettük. Közelebbről az alábbi feladatokat látja el:

- ciklikusan végigkérdezi valamennyi előfizetői vonalat villa-információt kérve és a központ vonalait, csengetést keresve;
- számlálja a foglalt időtrököket;
- időtrököket jelöl ki és vesz el a központi vonalaktól, ill. az előfizetőktől azok igényeinek megfelelően;
- figyeli valamennyi vonal riasztási állapotát;
- figyeli az előfizetői állomásokhoz menő átviteli utakat.

Működési algoritmusai közül egyet, a „kapcsolás”-t mutatjuk be.

Kézibeszélő felvétele vagy a központ felől csengetés beérkezése esetén az alábbi kérdésekre keresi a választ a RAM-ban rendelkezésre álló információkból:

- |  |       |
|--|-------|
| 1. Csengetés van a vonalon?                    | Igen  |
| 2. A kézibeszélőt felvették?                   | Nem   |
| 3. Nincs riasztás a vonalon?                   | Nincs |
| 4. Foglalt az előfizető?                       | Nem   |
| 5. Van csatlakozó kártyája az előfizetőnek?    | Igen  |
| 6. Van összeköttetés az előfizetői állomáshoz? | Igen  |
| 7. Van szabad időtröng?                        | Igen  |

A válaszokat ismét tárolja a RAM-ban. Ilyen válaszok esetén megismétli a címzést, ill. indítja a járulékos lekérdezést. Ez már utasítás a központi és előfizetői állomások számára, hogy „készüljenek fel a beszédút összekapcsolására”. A harmadik lekérde-

zés már megjelöli azt az időtröngöt, amelyen a beszélgetés lefolytatható.

Eltérő válaszok esetén a „Bontás” kérdéssor indul.

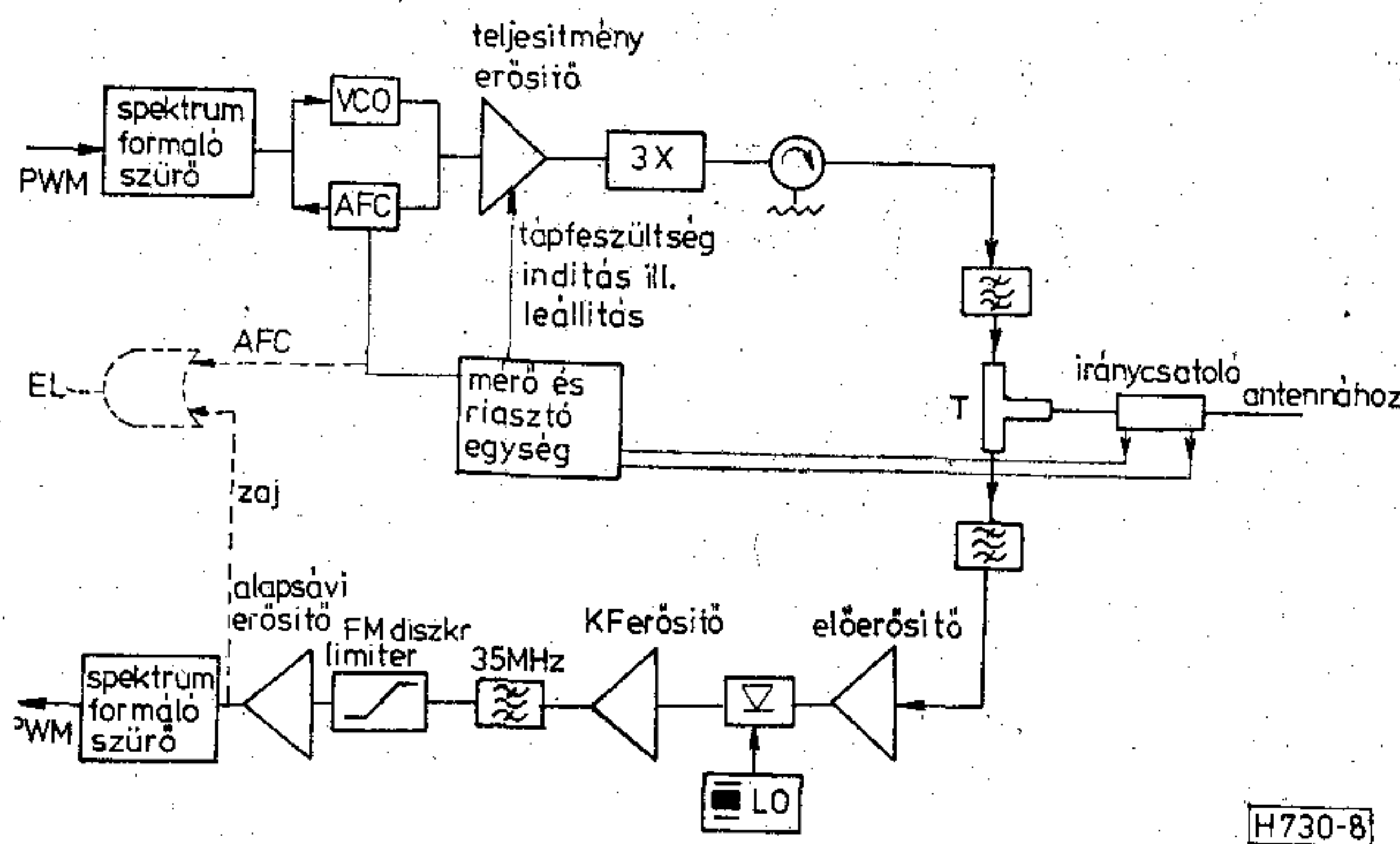
Az egymás után következő azonos válaszokat KL „jó az összeköttetés”-ként értelmezi, mivel az állapotok igen lassan változnak a lekérdezés sebességéhez képest. Az eltérő válaszok esetén is 2,5 másodpercig fenntartja az összekapcsolást a rövid idejű fadingok hatásának kiküszöbölése végett.

A riasztási állapotokat is feldolgozza a KL, és vezérli a riasztóegységet.

### Mikrohullámú rész

Vázlatát a 8. ábra mutatja. A szaggatott vonallal rajzolt rész csak az előfizetői állomáson található.

A mikrohullámú adó-vevő felépítése a központi állomáson és az előfizetői állomáson azonos az ábrán látható kivétellel és azzal, hogy az antennatápvonalon haladó és reflektált teljesítmények figyelése csak a központi állomáson van.



8. ábra

### Az adó

A belépő PWM jel spektrumformáló szűrőn át jut az oszcillátorba, melynek frekvenciája feszültséggel szabályozható (VCO). Ez állítja elő a frekvenciamodulált jelet a kimenő frekvencia 1/3-án. Az oszcillátor közepes frekvenciáját AFC áramkör tartja  $\pm 2 \cdot 10^{-5}$  stabilitással. Ezt a jelet egy teljesítményerősítő egység erősíti, amely meghajtó fokozatból, teljesítményerősítőből, szűrőből és kapcsoló fokozatból áll. (Ez utóbbinak a tápfeszültsége indítóimpulzussal 0 V vagy 12 V-ra állítható.) A kimenő teljesítmény kb. 12 W. Ez az egység a központi állomáson állandó tápfeszültséget kap, így az adás ott folytonos, míg az előfizetői állomásokon csak az EL által adott indítóimpulzus időtartama alatt kap tápfeszültséget. Ez a vezérlés az EL-től a vezérlő időrés és a forgalom számára kijelölt időrés alatt érkezik. A háromszorozó állítja elő a kimenő jelet az 1,5 GHz-es sávban. Vesztesége kb. 3 dB. A jel izolátoron, duplexeren át az antennára jut. A duplexer adó és vevő RF szűrőből és egy T elágazásból áll.

Az AFC-ben a modulációt frekvenciaosztással távolítják el a vivőről. Az előfizetői állomások AFC hibája leállítja az adó működését.



## A vevő

Felépítése a közismert FM vevőkével azonos. A középfrekvencia 35 MHz. FM demodulátor és spektrumformáló szűrő után a kimenő alapsávi jel a PWM sínre jut. A vevő kimenete zajzárral van ellátva, amely lezárja a kimenetet, ha nincs jelátvitel.

## Az áramellátás

A központi mikrohullámú állomáson külön kapcsolóüzemű tápegység szolgál a rádiórész és a multiplex rész áramellátására. Ha a telefonközpont áramellátása -48 V-ról történik, akkor egy harmadik szükséges ezek meghajtására.

Az előfizetői mikrohullámú állomás részére a váltó—egyen átalakító elhelyezhető az állomástól távol is (külső- és belsőtéri kivitel is van). Az összekötésre kb. 2,5 km-ig telefon érpár használható (max. hurokellenállás 140 ohm). Ez a 85–135 V egyenfeszültség egyen-egyen átalakítón, egy folyamatos töltésű akkumulátoron és egy stabilizátoron át jut az áramkörökhöz.

Az akkumulátorok az előfizetői állomás doboza alá külön vízmentes dobozba vannak szerelve. A legnagyobb forgalom esetén a teljes áramfelvételnek kb. a felét a primer áramforrás, másik felét az akkumulátor szolgáltatja. Kis forgalom esetén töltésre áll át. Az akkumulátorok kb. 2–4 órás üzem tudnak biztosítani a forgalomtól függően, ha a primer áramellátás megszűnik.

Az akkumulátor doboz hőmérsékletét egy szenzor érzékeli, és ettől függően változtatja a töltőfeszültséget a jó hatásfok érdekében. Magas hőmérsékletnél és teljesen töltött akkumulátornál ez 14,8 V. Alacsony hőmérsékletnél ez 13 V-ra csökken. A beszédáramot adó feszültség -42 és -54 V között változhat.

## Konstrukció, üzemeltetés

A központi mikrohullámú állomás áramkörei egy kb. 50 cm széles, 2 m magas keretben vannak elhelyezve a tápegységekkel együtt.

Az RF adó a keret felső részébe van építve, amely tartalék adó-vevővel is ellátható. Az RF egységbe épített műszeregység lehetővé teszi a kimenő teljesítmény és az antenntápvonalról reflektált teljesítmény mérését. Riasztólámpák jelzik a tápvonal állóhullámarányának leromlását és az AFC hibát. Ezen hibák bekövetkezése az adót lekapcsolja.

A vonalcsatlakozó kártyákon is van riasztás, mégpedig az alábbi állapotokkal:

- a lámpa nem világít: az áramkör jól működik;
- folyamatosan világít: az áramkör meghibásodott;
- világít hosszú megszakításokkal: az előfizetői állomáson a váltóáramú táplálás megszűnt, az állomás akkumulátorról üzemel;
- világít rövid megszakításokkal: akkumulátor üzem, de már kimerült, az előfizetői állomás nem üzemel.

A rendszerriasztás az alábbi állapotokat jelzi:

- váltóáramú táplálási hiba egy vagy több előfizetői állomáson;
- KIS hiba: egy vagy több áramkör hibás;
- SÚLYOS hiba: a rendszer valamennyi áramköre hibás.

A forgalmat jelző lámpák az alábbiak:

- forgalom van;
- 12 vagy több trónk foglalt;
- valamennyi trónk foglalt.

A központi állomáson egy indítógomb is található, amely üzembe helyezéskor, hosszú feszültségkimaradásakor vagy KL hibája esetén a vezérlést alaphelyzetből indítja el.

Az előfizetői állomás, melynek feladata a központi állomással való rádiós és az előfizetővel való vezetékes kapcsolat tartása, egy 395×510×300 mm-es, oszlopra szerelhető, rozsdamentes, vízmentes, golyóbiztos dobozban van elhelyezve. Felszerelhető falra vagy oszlopra. Vezetékes csatlakozása sok pólusú, vízmentes csatlakozó, a mikrohullámú pedig N csatlakozó. A belső térben hőmérséklet-szabályozó van, ehhez tartozik a doboz tetején elhelyezett hűtőborda is.

A vonali kártyák előlről, a rádió rész hátulról hozzáférhető. Az akkumulátor külön dobozban van, és ez alulról van a berendezés dobozához felcsavarozva.

A vonali kártyák egy kis kódugót tartalmaznak, amely a központi állomás megfelelő vonalával azonosítja az egyes előfizetők kártyáit. A kártya meghibásodása esetén ezt ki kell emelni, és áthelyezni az új kártyába. Üres kódugókra az azonosító kódot egyszerű kézfűróval lehet beírni.

Szervizmunkák esetén „szerviz-dugót” kell alkalmazni, ekkor KL nem ad riasztást.

A terjedési időkülönbségeket is itt kell kiegyenlíteni megfelelő furatokkal ellátott durva időzítő dugóval és beállítással. Ehhez vizsgálógenerátort kell csatlakoztatni a központi állomáson, behelyezni a finom időzítő dugót, rácsatlakozni a vonalra, és a finom időzítő potmétert fűtymínimumra kell állítani.

Az előfizetői állomáson egy másik előfizetői doboz is elhelyezhető, amely csak multiplex részeket tartalmaz, rádiós kapcsolata a központi állomással csak a teljes kiépítésű előfizetői állomáson keresztül van. Így tehát egy előfizetői állomáshoz már 12 előfizető csatlakoztatható.

Az üzemeltetés során a meghibásodásokat kártyacserével kell javítani, amely átlagosan 10 percet vesz igénybe. Ez a munka különösebb képzettséget nem igényel.

Az ismertetés igyekezett átfogó képet adni egy olyan új eszközről, amely hozzájárulhat telefongondjaink enyhítéséhez. Ez azonban csak úgy lehetséges, ha hasonló rendszer hazai fejlesztésben és gyártásban is rendelkezésre áll.

A szerző köszönetet mond Fodor Jánosnak, aki az információs anyagokat rendelkezésre bocsátotta.



# Az MPS-7541 kalkulátor integrált áramkör alkalmazása

DR. RYSZARD SOBKOVIK  
Politechnika Poznańska  
Instytut Automatyki

A korszerű elektronika a klasszikus analóg áramköri feladatokat egyre több alkalmazási területen digitális áramkörökkel oldja meg. Tipikus példa erre a mért eredmények kiértékelése, és ezzel kapcsolatban néhány egyszerű aritmetikai művelet végrehajtása (pl. szorzás, osztás, gyökvonás, négyzetre emelés, reciproképzés, decibellszámítás stb.) Ez mindig használható abban az esetben, ha a mérési eredmények már kódolt formában állnak rendelkezésre.

Jelen cikk a zsebszámológépekhez kifejlesztett LSI integrált áramkörök alkalmazási lehetőségeit vizsgálja ezen a területen, különös figyelmet fordítva a periódusidőt mérő frekvenciamérőkben szükséges reciproképzésre.

## A feladat kitűzése

A direkt, számláló elven működő frekvenciamérés pontossága a véletlen zavaró hatásokon kívül a mérőberendezés időalapjának pontosságától és a megmért (számlált) periódusok számától függ. Ez utóbbi hibahatár csökkentése csak oly módon történhet, hogy a periódusok számát növeljük, ami sajnos a mérési idő növekedését vonja maga után. A probléma megkerülhető azáltal, hogy a frekvenciamérést periódusidő mérésre vezetjük vissza, és a periódusidőből számolással állítjuk elő a frekvencia értékét. Az eljárás előnye az, hogy a kisfrekvenciás mérések lebonyolításához szükséges idő csökken, mivel a méréshez elegendő a bejövő jel egy vagy néhány periódusának a vizsgálata.

A megoldáshoz szükséges reciproképzést kalkulátor integrált áramkörrel valósítjuk meg. A tárgyalt elrendezés természetesen egyéb feladatok ellátására is alkalmas, hiszen a kalkulátor integrált áramkör beépített algoritmusai közül bármelyik, vagy esetleg bármelyek aktivizálása lehetséges.

Jelen cikk az MPS 7541 integrált áramkörtípus felhasználási lehetőségeit vizsgálja és olyan vezérlőrendszert ismertet, amely alkalmas a fentebb vázolt feladatok megoldására.

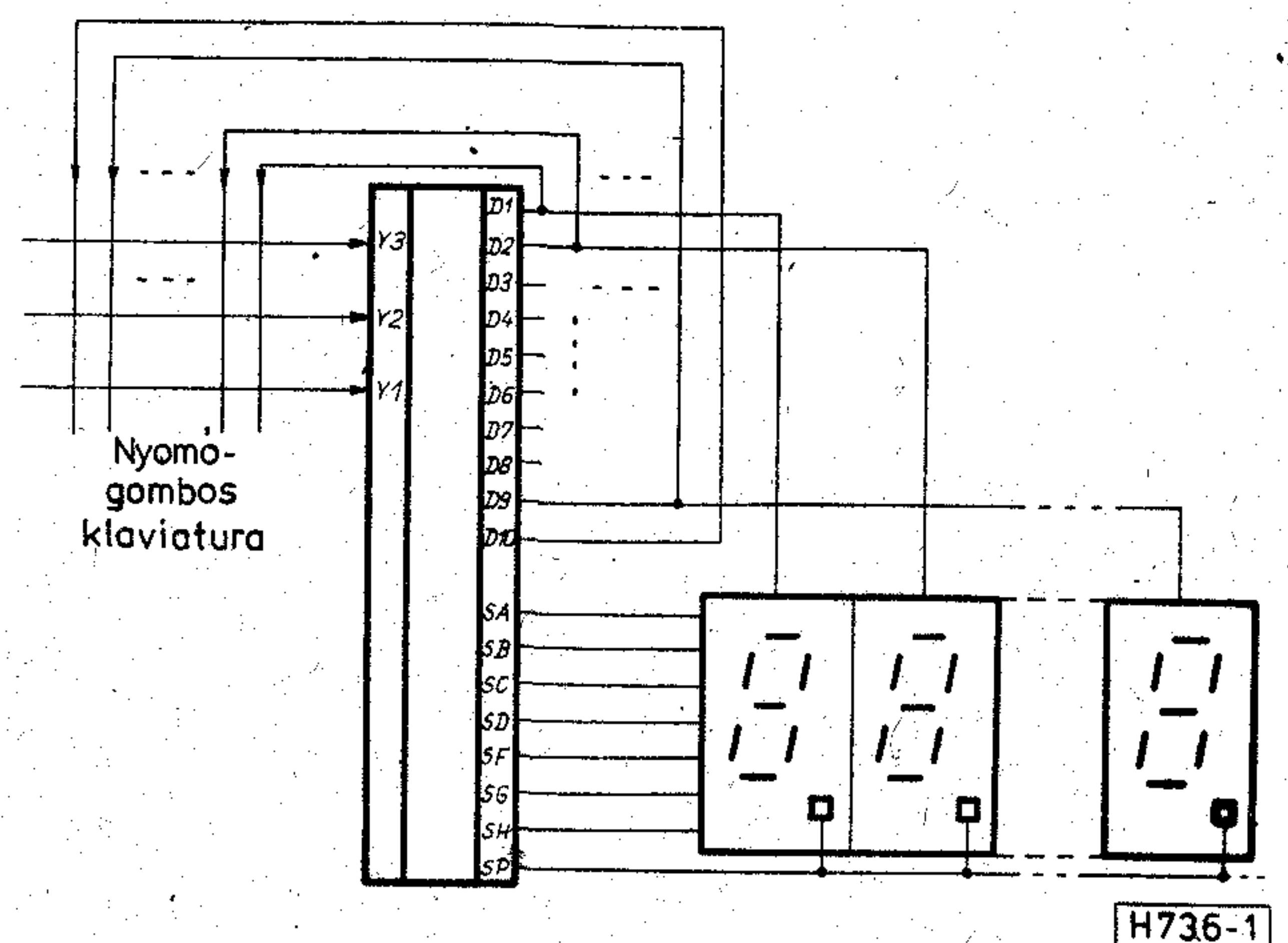
Az áramkör típusának kiválasztását a viszonylag alacsony áron és az egyszerű beszerezhetőségen kívül az is indokolja, hogy +5 V tápfeszültséggel még ki-

fogástalanul működik, így TTL elemekkel közös tápfeszültségről működtethető. Ezenkívül a kimenetén megjelenő logikai szintek TTL kompatibilisak, illetve az MPS és TTL áramkörök összekapcsolásakor fellépő illesztési problémák +5 V-ról működő CMOS inverterek segítségével egyszerűen megoldhatók, mivel egy inverter kimenetére két TTL kapu bemenete kapcsolható.

## Az MPS 7541 áramkör vezérlőrendszere

A téma részletesebb tárgyalása előtt ismertetjük az MPS 7541 típusú kalkulátor vezérlési lehetőségét és a vezérléshez szükséges áramkörrel szemben támasztott igényeket. Az MPS áramkör pozitív logikai rendszerben dolgozik.

A kalkulátor integrált áramkör vezérlési rendszerének a vázolata az 1. ábrán látható. A kijelzési ciklusok során a D1, D2, ..., D10 kimeneteken egymást követően logikai 1-es jelenik meg. Ez lehetővé teszi a számjegyek ciklikus kijelzését oly módon, hogy a D1, D2, ..., D10 kimenetek sorra engedélyezik a számjelijelőket, az SA, SB, ..., SP kimeneteken megjelenő kombinációk pedig döntenek az egyes számjegyekről. A tizedespont megjelenítéséről az SP kimenet gondoskodik. Egy kijelzési ciklus időtartama kb. 12 ms, így minden 12 ms-os ciklusban egy-egy számjegy 1,2 ms időtartamon keresztül világít.



1. ábra. Az MPS 1541 vezérlési rendszerének a vázolata

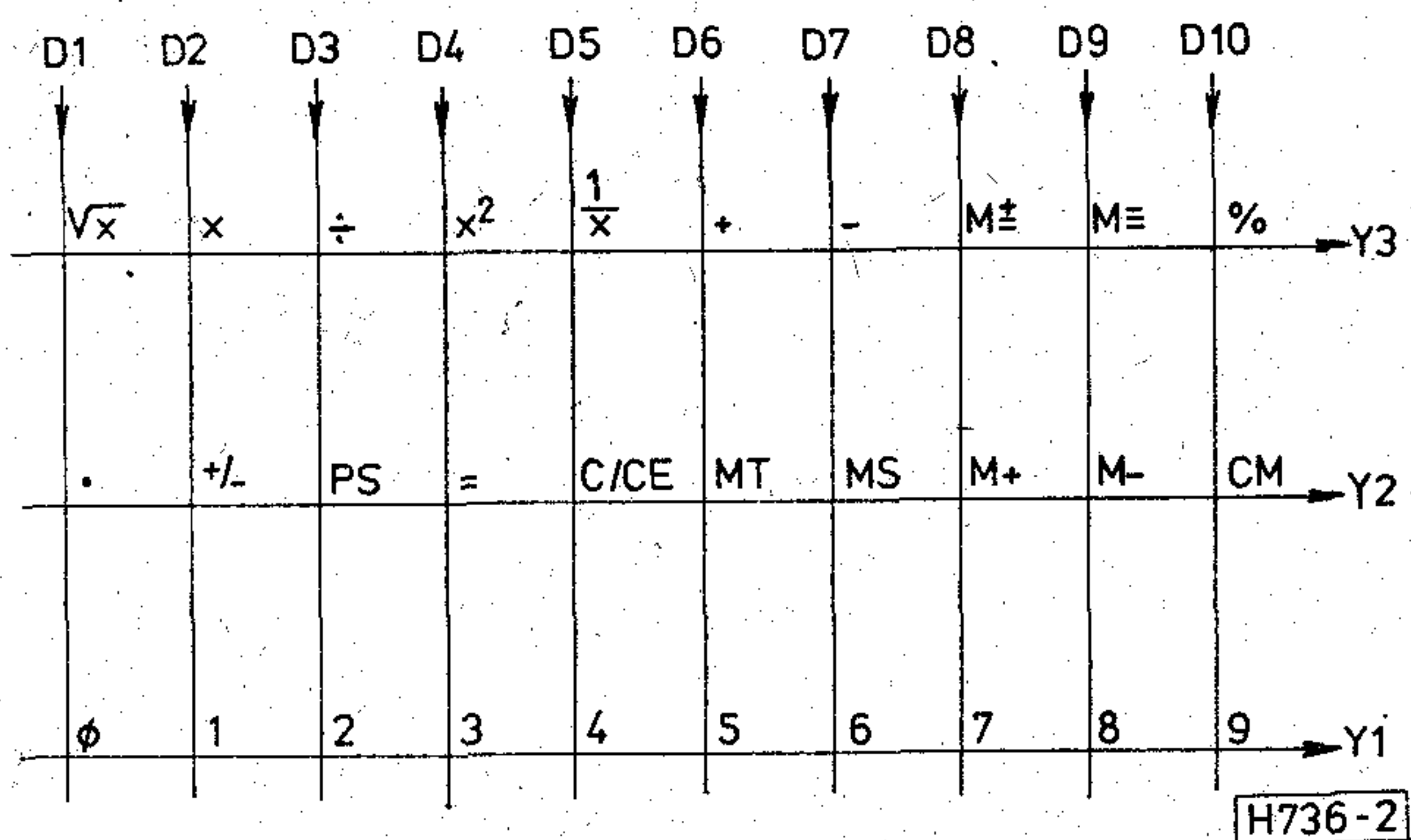
Beérkezett: 1980. április 16.



Az adatbetáplálás az Y1 bemeneten történik, a műveleti kódokat pedig az Y2 és Y3 bemenetpár fogadja. Egy számjegyet akkor fogad el az egység, ha a D1, D2, ..., D10 kimenetek és az Y1 bemenet közötti összeköttetés legalább négy kijelzési ciklusideig fennáll. A D1, Y1 összekapcsolásával a „0”, a D2, Y1 kombinációval az „1”, a D10, Y1 összekapcsolásával pedig a „9” számjegy vihető be a kalkulátor memóriájába.

A műveletek végrehajtásának kezdeményezésekor a D1, D2, ..., D10 kimeneteket az Y2 vagy Y3 bemenetekkel kell összekapcsolni. A 2. ábrán összefoglaltuk az egyes kombinációkhoz tartozó műveleti kódokat.

Megjegyezzük, hogy két adat vagy utasítás bevitel között is legalább négy ciklusidő hosszúságú szünetet kell tartani. Ilyenkor a Y bemenetek egyike sem lehet aktív.



H736-2

2. ábra. Az MPS 1541 bemeneti jelkombinációi

### A kifejlesztett vezérlő áramkör ismertetése

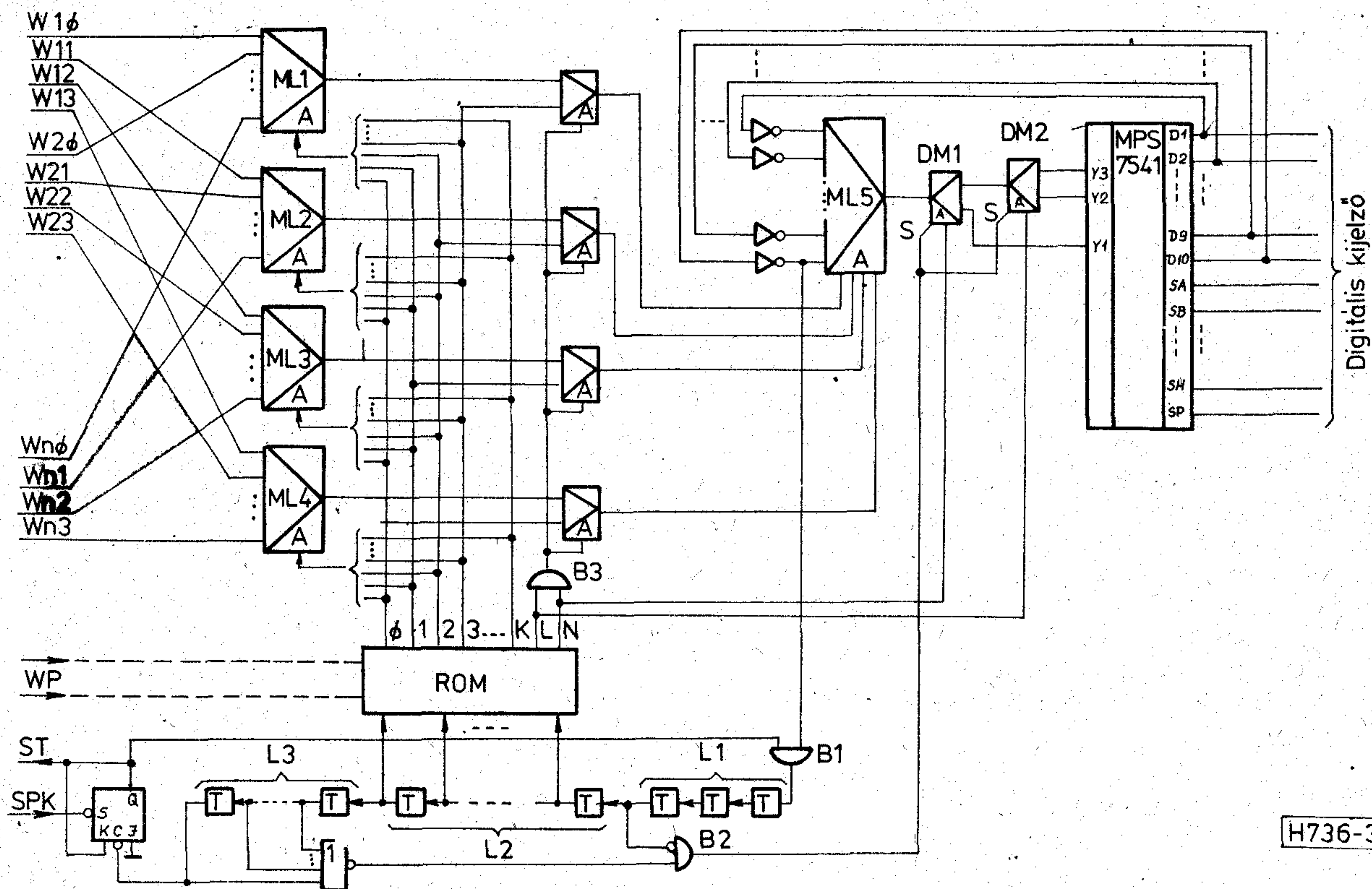
Az általunk kifejlesztett berendezésben a kalkulátor integrált áramkört nem kézi billentyűzettel, hanem egy speciális szinkron vezérlőegységgel működ-tetjük, amely logikai „1”-est ad az Y1 bemenetre, ha számot táplálunk az eszköz memóriájába, és ugyanígy vezérli az Y2, Y3 bemenetet, ha valamilyen műveleti kód beviteléről van szó. Természetesen elektronikus vezérlés esetén is be kell tartani az egyes utasítások közötti szünetre vonatkozó előírásokat. Ilyenkor az Y1, Y2, és Y3 bemenetek közül egyiken sem lehet logikai „1”-es.

A vezérlőegység kapcsolási rajza a 3. ábrán látható. Ez az áramkör lehetővé teszi azt, hogy a kézi klaviatúra összes lehetséges utasítását elvégezhessük.

Az áramkör akkor kezd működni, ha a tároló Q kimenetén logikai „1” jelenik meg az  $\overline{SPK}$  jel hatására. Az  $\overline{SPK}$  a mérőegység felől érkezik, és egyértelműen jelzi, hogy a mérés (esetünkben a periódusidő mérése) befejeződött. Az MPS áramkör munkaciklusának befejezése után az L1 számláló egyet lép, mivel a B1 kapu nyitott állapotban van. A mérőberendezés felől BCD kódban érkező adatok az ML1, ML2, ML3 és ML4 multiplexerek  $W1\emptyset - Wn3$  bemeneteire érkeznek. A bemeneteket  $n$  darab négyes csoportba osztottuk, és a csoportok egy-egy dekádnak felelnek meg. Mindegyik multiplexer  $n$  bemenettel rendelkezik, és a megfelelőt ezek közül a ROM memória  $\emptyset$ -k kimenete választja ki. Ily módon a ROM aktív kimeneteinek száma és a dekádok száma között a

$$2^k \geq n$$

kapcsolat áll fenn.



H736-3

3. ábra. A megvalósított áramkör kapcsolási rajza



Az áramkör működésének lépései során tehát az adatok és a műveleti kódok a kalkulátor áramkörbe jutnak. Egy lépés időtartama az MPS áramkör 8 munkaciklusának az időtartamával azonos. Ezt az L1 számláló biztosítja. (L3 nulla állapotban van.) Egy lépés tehát 8 ciklusra bontható. Az első négy ciklus lefutási ideje alatt a B2 kimenetén levő S jel logikai „1”-gyel vezérli a DM1, DM2 demultiplexereket. Ekkor az Y1, Y2, Y3 bemeneteken keresztül az adatok és utasítások bejutnak a kalkulátor memóriájába. A következő négy ciklusban S logikai „0”, így az Y1, Y2 és Y3 bemenetekre nem jut információ (ez biztosítja a vezérlések közötti szüneteket). Az egyes lépések során a ROM kimenetén megjelenő kombináció dönt a realizálandó műveletről, a következő lépés kiválasztása pedig az L2 számláló segítségével történik. Az L2 számláló hossza meghatározza a művelet elvégzéséhez szükséges lépések számát. A memória N rekeszében pedig az az információ található, hogy az adott lépés során az MPS-be számot írunk-e be, vagy műveletet választunk-e ki, ugyanis az N kimenet a DM1 demultiplexert vezérli. A DM1 bemenete az ML5 multiplexer kimenetére kapcsolódik, így ha  $N=1$  vagy  $N=0$  akkor az Y1, Y2, Y3 bemeneteken keresztül adatok vagy műveleti kódok kerülhetnek a kalkulátor egységbe. Az ML5 címbemenetein (A) levő jelek kombinációja meghatározza azt, hogy az MPS munkaciklusának ideje alatt mikor jelenik meg a logikai „1”-es a multiplexer kimenetén. Ha  $N=1$  és a  $S=1$  akkor az MPS-be olyan szám kerül, mely azonos az ML5 címbemenetein levő BCD kódban írott számmal. Ilyenkor ugyanis az adatbemeneteken kiválasztott és a D1, D2, ..., D10 kimenetekről érkező információ az Y1 bemenetre kerül (1. ábra).

Ebben az esetben a ROM L jelzésű kimenete azt dönti el, hogy adott lépésnél az ML5 címbemeneteit a ROM  $\emptyset - 3$  kimeneteiről, vagy az ML1–ML4 multiplexerek kimeneteiről vezéreljük.

$L=0$  és  $N=1$  esetében a  $B3=0$ , így az MPS memó-

riájába kerül a ROM  $\emptyset - 3$  kimenetein levő kódolt számjegy. Ezt akkor használjuk, ha konstansokat olvasunk ki a memóriából. A másik esetben ( $L=1$ ), amikor a B3 kimeneten logikai „1” jelenik meg, a kalkulátor memóriájába az ML1–ML4 kimenetein levő kódolt számjegy kerül.

Ha a ROM N kimenetén logikai „0” jelenik meg, akkor az ML5 kimeneti jele a DM2 bemenetére jut, és ezen a demultiplexeren keresztül az Y2 vagy Y3 bemeneteket vezérli. A két lehetséges bemenet közül a szükségeset a ROM L kimenetének logikai állapota választja ki. Ugyanakkor a ROM  $\emptyset - 3$  kimenete meghatározza azt is, hogy a ciklus melyik fázisában jelenik meg logikai „1”-es az ML5 kimenetén. Így a memória  $\emptyset - N$  állapota egyértelműen meghatározza a kalkulátor által elvégzendő feladatokat.

Ha a működés során az L2 számláló ismét nulla állapotot vesz fel, az azt jelzi, hogy az összes adat- és műveleti kód a memóriába került. Ilyenkor az L3 számláló „1”-be billen és a B2 jel a DM1, DM2 demultiplexereket nullázza. Ily módon a kalkulátor Y1, Y2 és Y3 bemenetei a vezérlőegység állapotától függetlenül logikai „0” jelet kapnak.

Ez alatt az idő alatt az áramkör az éppen befejezett lépés eredményeit írja ki és nem realizálja a soron következő lépéseket mindaddig, amíg L3 számláló a tárolót alapállapotba nem billenti. Ezután a rendszer újra indítható.

Ha több programot akarunk megvalósítani, akkor ehhez a memóriában nagyobb területet kell kijelölnünk. A megfelelő program kiválasztása a ROM WP címekre adott számkombinációval történhet.

\*

*A szerző köszönetet mond a BME HEI kollektívájának, köztük elsősorban Vannai Nándor és Pap László adjunktusoknak az Intézetben végzett kutatás során nyújtott támogatásért.*

## SZEMLE

(Folytatás a 288. oldalról)

Az Olympia cég meg akarja szüntetni az írógépekkel szembeni ellenszenvet az új elektronikus irodai írógéppel. Az ES-100-as típusú írógéppel kétmillió mechanikus írógépet akarnak kiváltani és egyben az irodai gépelési munkát megkönnyíteni. Az elektronikus írógép nemcsak azoknak kellemebb, akik gépelnek rajta, hanem azoknak is, akik kénytelenek voltak a mechanikus írógépek zaját hallgatni. Valamennyi művelet elektronikus, még a soremelés is. A gépelés egyszerű és gyors. Az új típusú írómű könnyen és gyorsan cserélhető, így a betűforma írás közben is megváltoztatható. Az írásszélesség (betűsűrűség) is változtatható: 10, ill. 12 jel hüvelyenként. A javítások leegyszerűsítésére és megkönnyítésére az írógép tárolja az utolsó nyolc jelet, s a javítógomb lenyomásakor az utolsó tárolt jel törlődik. Ha mind a nyolc jel hibás, a javítógombot és az ismétlődési gombot lenyomva minden jel törölhető. Mind a festékszalag, mind a korrekciós szalag könnyen cserélhető. A teljesen hangtalanul működő írómű maximális írási sebessége 130 jel/s.

(Online—ADL— Nachrichten, 1979. máj. [678])

Az integrált áramkörökkel együtt az optoelektronikus alkatrészek jelentik a félvezetőtechnika fő fejlesztési területeit. Az optoelektronika helyzetét az érdekes műszaki fejlesztés mellett erősen terjeszkedő piac jellemzi, amelynek 1978. évi forgalma 1,2 milliárd DM volt. A forgalom a következő években is még az átlagosnál jobban fog növekedni.

Az optoelektronikus alkatrészeket már tíz évvel ezelőtt kialakították és jelentőségük ismert volt már a hatvanas évek közepén bekövetkezett gazdasági áttörés előtt is. A kettő között eltelt idő alatt gazdasági gyártási eljárások és fontos anyagok (GaAs; GaP) kerültek kifejlesztésre. A fejlesztési munkát a vezető ipari országokban hasonló intenzitással végezték. A német cégek 1978-ban 100 millió DM-nél nagyobb értékben állítottak elő optoelektronikus alkatrészeket, amely az európai gyártás 50%-a és a világpiac 10%-a.

Az AEG-Telefunken félvezetőkkel foglalkozó üzletága hamar felismerte az optoelektronikában rejlő lehetőségeket. A célokat meghatározva eldöntötték, hogy a fő területet a fogyasztási elektronikus berendezések jelentik, míg az ipar (1978: 18%) és a híradástechnika (1978: 12%) csaknem egyenrangú területként a második vonalban szerepel. Ennek megfelelően alakították ki a gyártási programokat is.

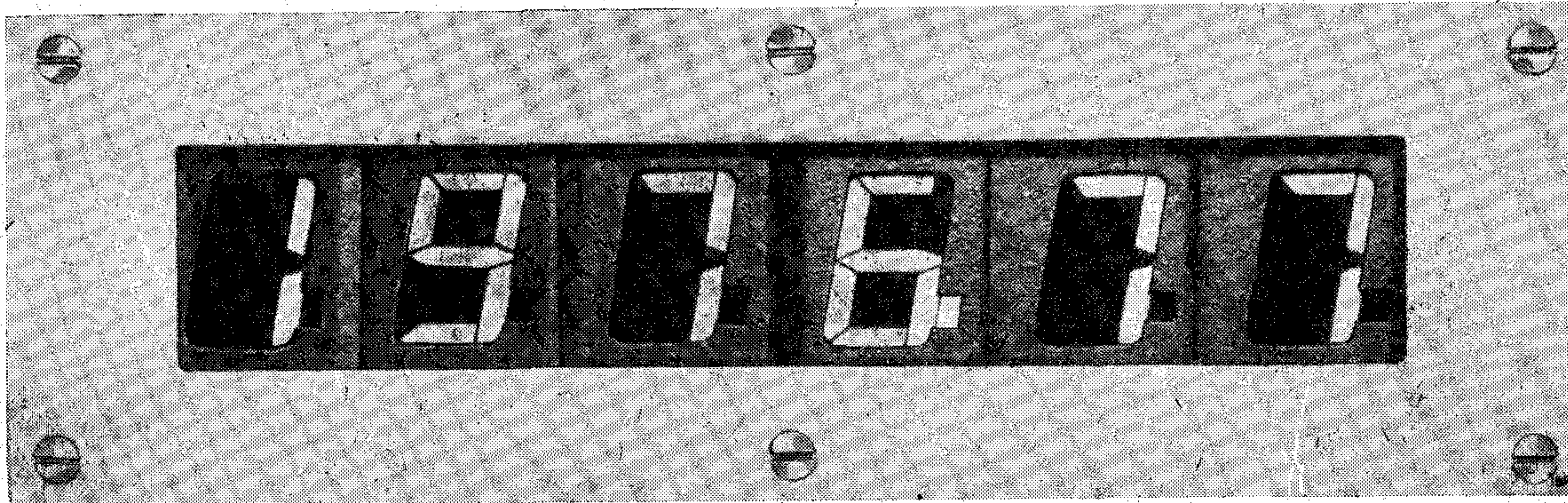
Az AEG-Telefunken fő céljainak egyike, hogy az optoelektronikával az ipar és a híradástechnika területeire be tudjon törni.

(Elektro Anzeiger, 1979. máj. [681])

(Folytatás a 300. oldalon)



**A HIKI mintegy 5 féle számjegynagyságú, különböző digitszámú  
numerikus és alfanumerikus típusokból álló  
FOLYADÉKKRISTÁLYOS KIJELZŐ TERMÉKCSALÁDJA  
széles választékot kínál a felhasználóknak.**



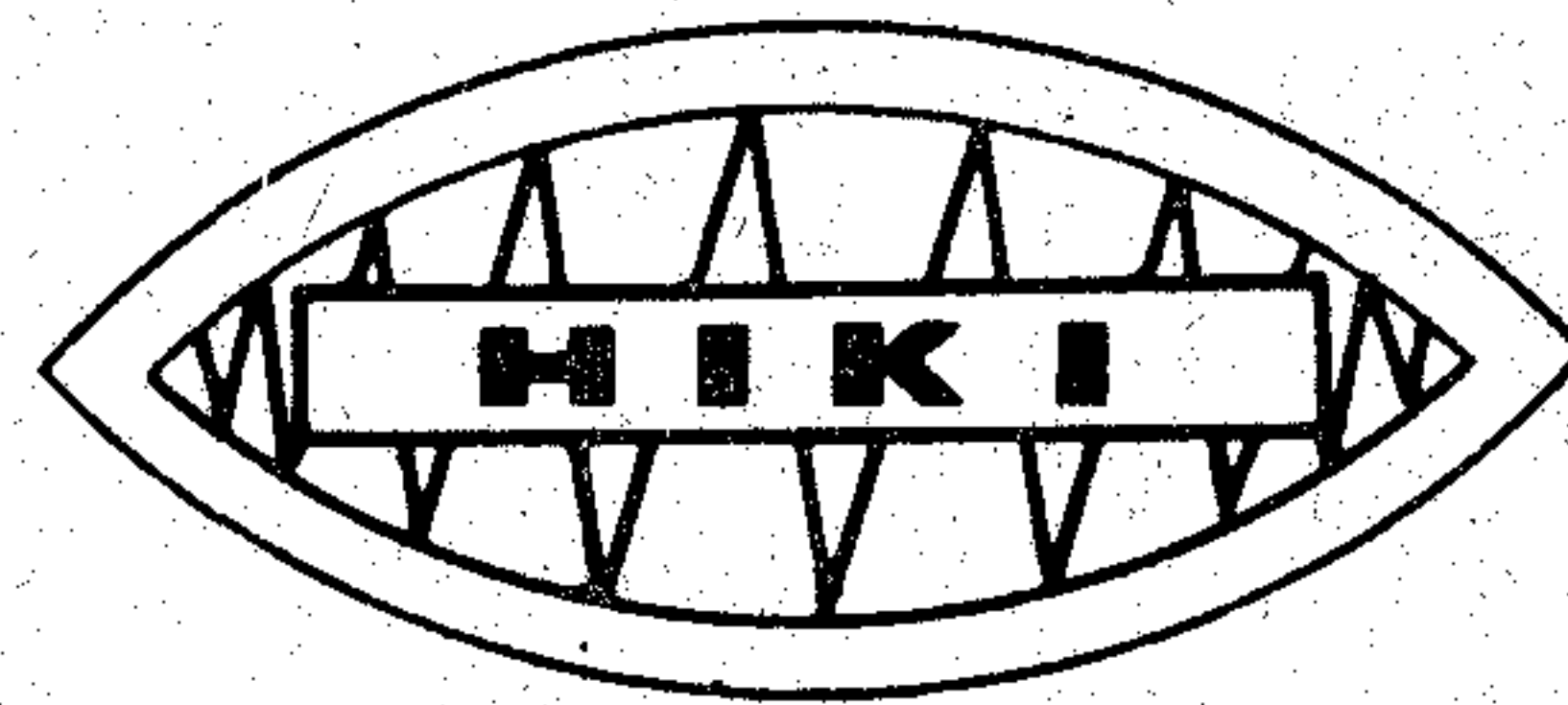
**Jó láthatóságuk, igen alacsony teljesítményigényük — és a legújabb színes változatok — olyan paraméterek, melyek a korszerű műszerépítésnek nemcsak technikai de ergonómiai—esztétikai követelményeit is maradéktalanul kielégítik.**

**Alkalmazási, beépítési kérdésekben díjmentes tanácsadással szolgálunk.  
Egyedi megmintázásokat, igényeket rövid átfutással biztosítunk.**

**KORSZERŰ MŰSZER = KORSZERŰ KIJELZŐ**

**Műszaki kérdésekben felvilágosítást nyújt:  
Véghely Tamás 1047 Budapest,  
Fóti út 56. Telefon: 691-100/245**

**Megrendelésével forduljon a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Műszaki Kereskedelmi Osztályához  
1093 Budapest, Postafiók 348.**







## Szigetelő alapú RR és RC hálózatok

A passzív RC elemek integrálásának legmodernebb formáját a különböző szigetelő alapú integrált áramköri technológiával kialakított hálózatok képviselik.

E technológiák **jelentős műszaki és gazdasági előnyökkel** rendelkeznek. Ezek közül néhányat — a teljességre való törekvés igénye nélkül — kiemelünk.

A mikroelektronika korszerű technológiai eljárásaként a miniatürizálási törekvések egyik lehetséges megoldását jelentik. Az így elérhető méretcsökkenés a 20...150 db alkatrész/cm<sup>3</sup> alkatrész-sűrűségből adódik. További előny, hogy ezek az áramkörök lényegesen kisebb energiaszintekkel üzemelnek, mint a hagyományos elemekkel megvalósítottak.

A tárgyalt hálózatok megbízhatósága jelentős mértékben megnőtt a klasszikus alkatrészekkel gyártott hálózatok megbízhatóságához képest. A megbízhatóság növekedésének összetevői technológiai, valamint konstrukciós eredetűek.

A hálózat belső kötéseinek rendszerint egyetlen technológiai lépésben (nyomatással vagy párologtatással) azonos feltételekkel készíthetők. Következésképp a forrasztott kontaktusok száma számottevően csökken.

Az azonos technológiai lépésben készülő hálózatok paramétereinek változása mind a hőmérséklet, mind az idő függvényében közel azonos. Ezért a szigetelő alapú integrált áramköri technológiából következik a hálózati elemek bizonyos paramétereinek, így pl.:  $TK_R$ , stabilitás, frekvenciáfüggő tulajdonságok stb. együttfutása. A paraméterek egymáshoz viszonyított aránya szinte állandó.

Tíz év alatt gyűjtött tapasztalataink birtokában az áramkör tervezési fázisában nagymegbízhatóságú megoldásokat alkalmazunk.

A hálózat tervezésekor az egyes elemek helyének és alakjának megválasztásával biztosítható az egyenletes hőterhelés. Ennek kapcsán az elemek öregedése egyenletes és lassúbb, ami szintén a megbízhatóságot növeli.

Ahhoz, hogy a technológia nyújtotta kedvező lehetőségekkel az elvárásoknak megfelelő műszaki-gazdasági színvonalú — hálózatokat készítsünk, elengedhetetlenül szükséges a felhasználó, mint rendszertervező és a tervező — gyártó közötti közvetlen és hatékony együttműködés.

E közvetlen és hatékony együttműködésre személyes konzultációk keretein belül vállalatunk minden lehetőséget megteremt.

A szigetelő alapú integrált hálózatok alkalmazásával a berendezés és készülékgyártóknál jelentős műszaki tervezési, szerelési és egyéb munka takarítható meg.

A szigetelő alapú integrált technológia további, még dinamikusabb fejlesztését szolgálja az a HIKI-REMIX KFTT, amelyet közös kutatás — fejlesztés — termelésre hívtak életre.


A már sorozatban gyártott, általános felhasználásúknak ítélt vastag és vékonyréteg hálózatainkat ismerteti az 1. és 2. ábra.

Kívánságra más, ezektől eltérő elrendezésű hálózatok kifejlesztését és gyártását is vállaljuk.

A vékonyréteg katalógus hálózatok nem tükrözik teljes egészében a rendelhető értéktartományt, illetve a további jellemzőket. Ezért külön kiemeljük ezeket.

## Vékonyréteg ellenállás hálózatok jellemzői

Ellenállástartomány	50 $\Omega$ ... 500 k $\Omega$
Tűrés (értékbeállítás nélkül)	$\pm 20\%$
Tűrés (értékbeállítással)	$\pm 10$ ; $\pm 5$ ; $\pm 2$ ; $\pm 1$ ; $\pm 0,5$ ; $\pm 0,2$ ; $\pm 0,1\%$
Hőmérsékleti tényező	100; 50; 25 ppm/K
Üzemi hőmérséklettartomány	-55 $^{\circ}\text{C}$ ... +125 $^{\circ}\text{C}$

ELLENÁLLÁS HÁLÓZATOK	
W9004 W9045 W9107 W9116 W9118 W9125 W9126 W9154 W9155 W9156	$R_1 = \dots = R_9$ $R_1 = \dots = R_8$ $R_1 = \dots = R_7$ $R_1 = \dots = R_4$ $R_1 = \dots = R_3$ $R_N = 2\Omega \dots 20M\Omega$ $\pm 30, \pm 20, \pm 10, \pm 5, \pm 2, \pm 1\%$ $TK_R = \pm 0,01 \dots 0,05 \text{ ppm/K}$ $P_D = 20 \dots 500 \text{ mW}$
W9027	<b>NAGYFESZÜLTÉGŰ OSZTÓ</b>  Meghatározott arányú leosztásra Üzemi feszültség max. 2kV <sub>r</sub>

1. ábra

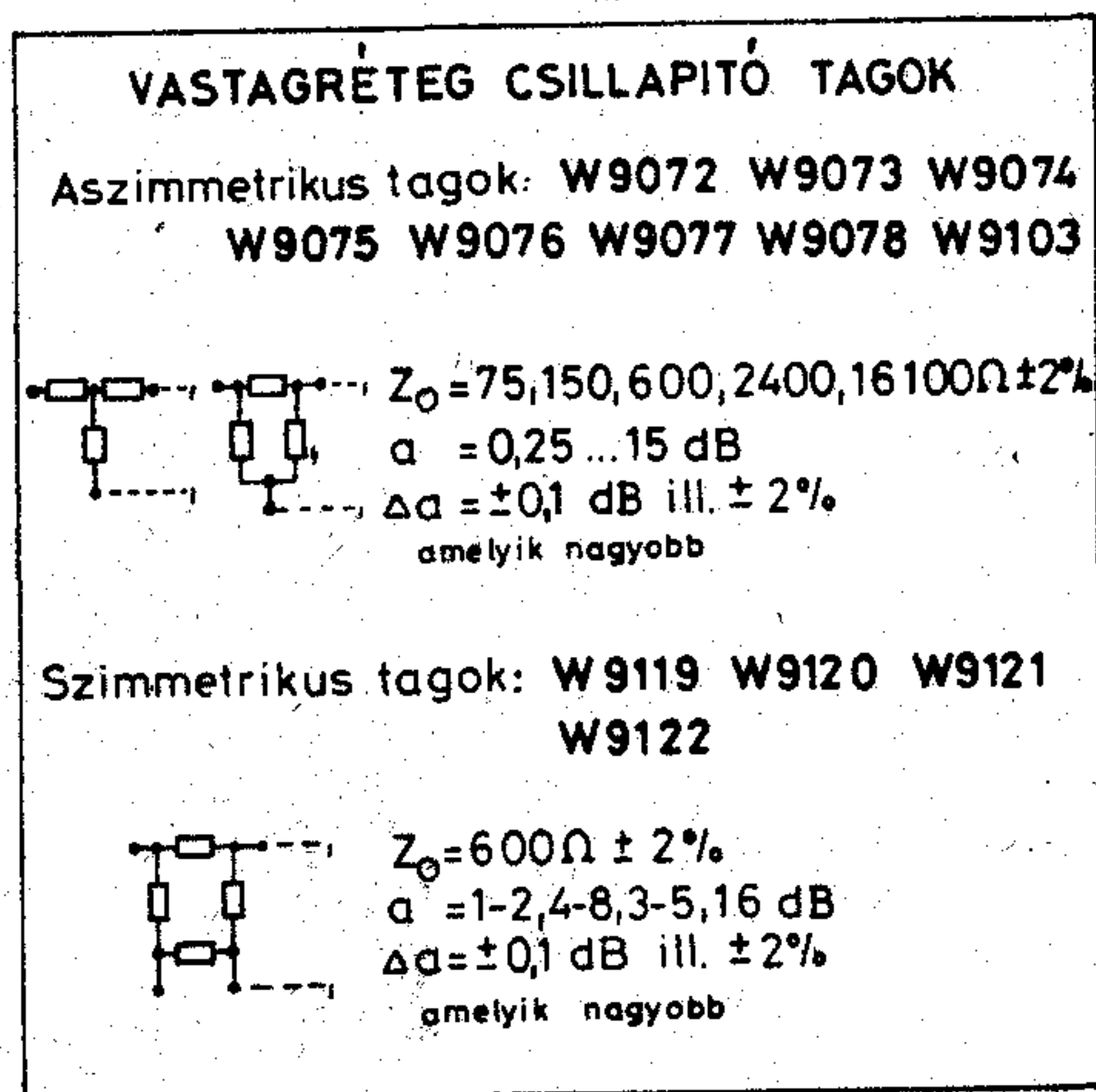
V9032	<b>LÉTRAHÁLÓZAT</b> $R - 2R$ $R = 1 \dots 10k\Omega \pm 1\%$ $TK = \text{max.} \pm 0,005 \text{ ppm/K}$ Lin. hiba = max. $\pm 1/2 \text{ LSB}$ $n = 4, 5, 6, 7$
V9113	<b>10M<math>\Omega</math>-os OSZTÓ</b> Nagy bemenő ellenállású, nagy pontosságú osztó csövtöltmérőkhöz $R_{IN} = 9,8999M\Omega \pm 1\%$ $TK = 0,025 \text{ ppm/K}$ $V_{IN} = 1000 \text{ V}_r$
V9160	<b>OSZTÓ ÁRAMKÖR</b> Meghatározott arányú leosztásra $Z_0 = 75\Omega \pm 0,5\%$ max. 10V <sub>r</sub> $Z_0 = 50\Omega \pm 0,5\%$ max. 5V <sub>r</sub> $f_{\text{max}} = 50 \text{ MHz}$ $TK = \pm 0,01 \text{ ppm/K}$ $\Delta a = \pm 0,5\%$

2. ábra

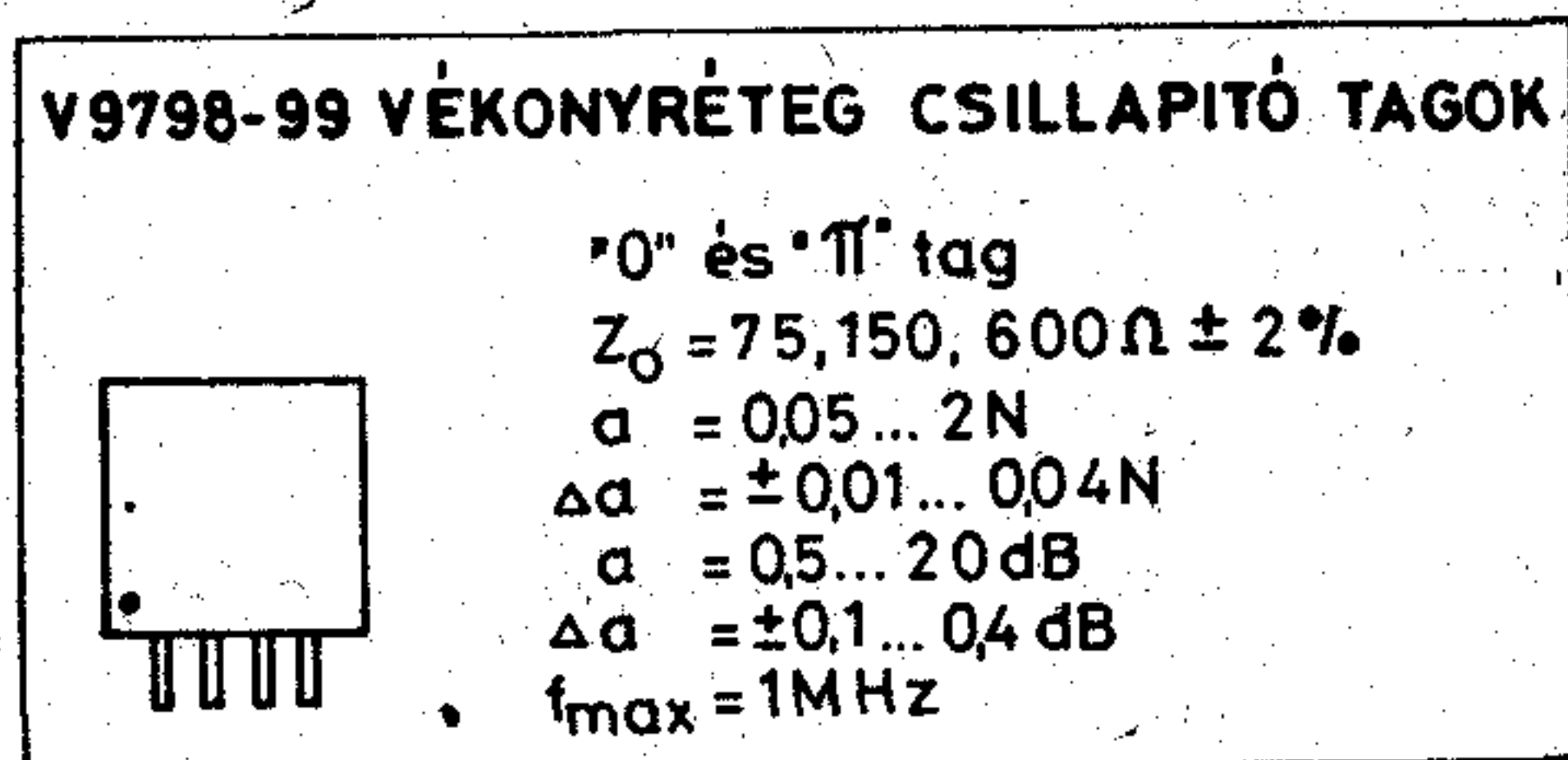


Gazdaságossági megfontolások eredményezték azt, hogy nem készítenek kondenzátorokat sem vastag, sem vékonyréteg technológiával. Az RC hálózatokba a szigetelő alapú hibrid áramköri technológiához kifejlesztett chip, vagy miniatűr Ta, ill. kerámia kondenzátorokat ültetjük be.

A vastag vagy vékonyréteg ellenállások különböző kombinációival szimmetrikus és aszimmetrikus csillapító tagok készíthetők.



3. ábra



4. ábra

### W9030 Fül mögé helyezhető hallásjavító készülék erősítője

E négyfokozatú erősítő a hallásjavító készülékek követelményeihez alkalmazkodik. Alacsony, +1,5 V-os tápfeszültségről üzemeltethető, áramfelvétele kicsi:

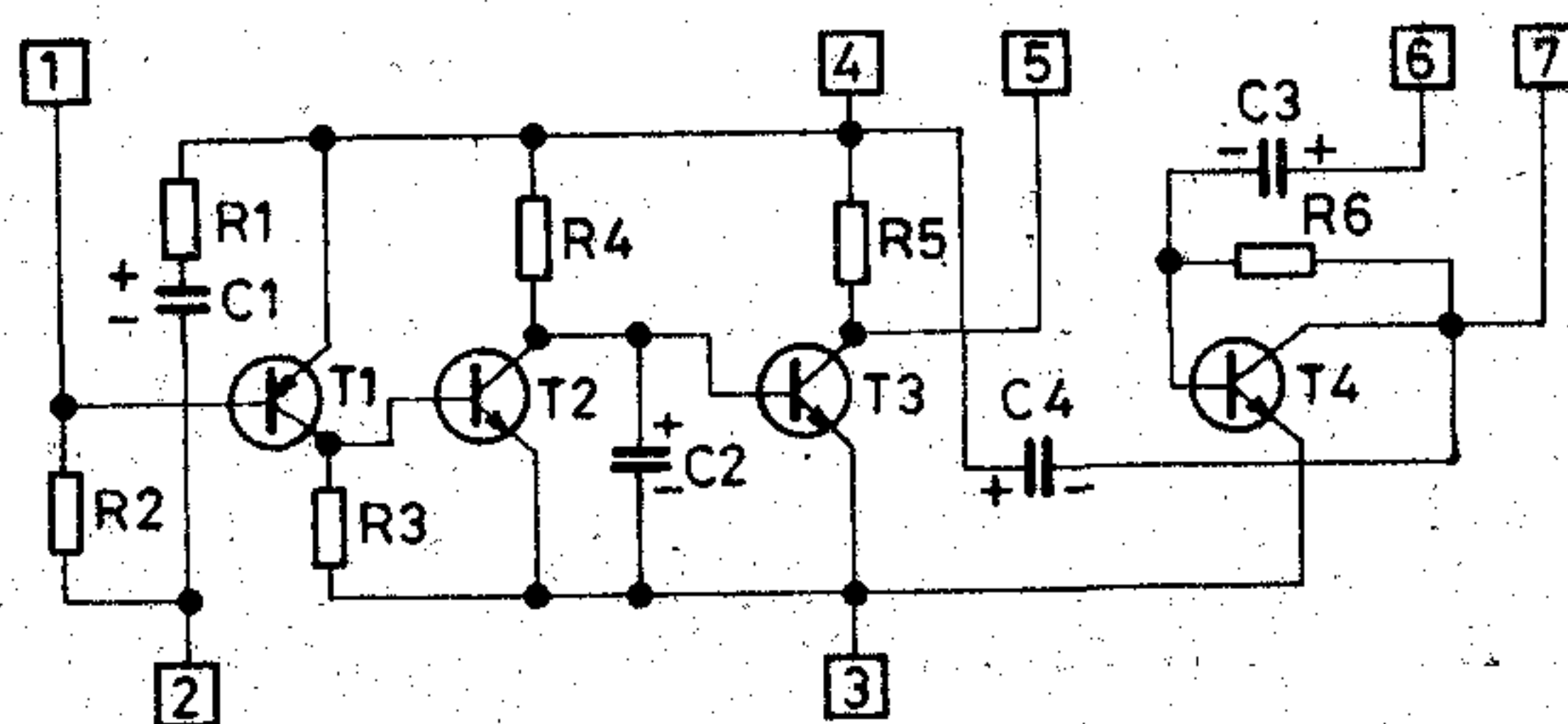
$2,2 \pm 0,3 \text{ mA}$  és nagy erősítéssel — min. 62 dB — rendelkezik. Az erősítő átviteli frekvenciasávja a fülhallgató átviteléhez illesztett. Az alsó határfrekvencia 240 Hz, míg a felső határfrekvencia 4 kHz.

Az erősítés beállításához kívülről kell csatlakoztatni az  $R_F = 180 \text{ kohm}$ os potenciométert a 2. és 5. kivezetések közé.

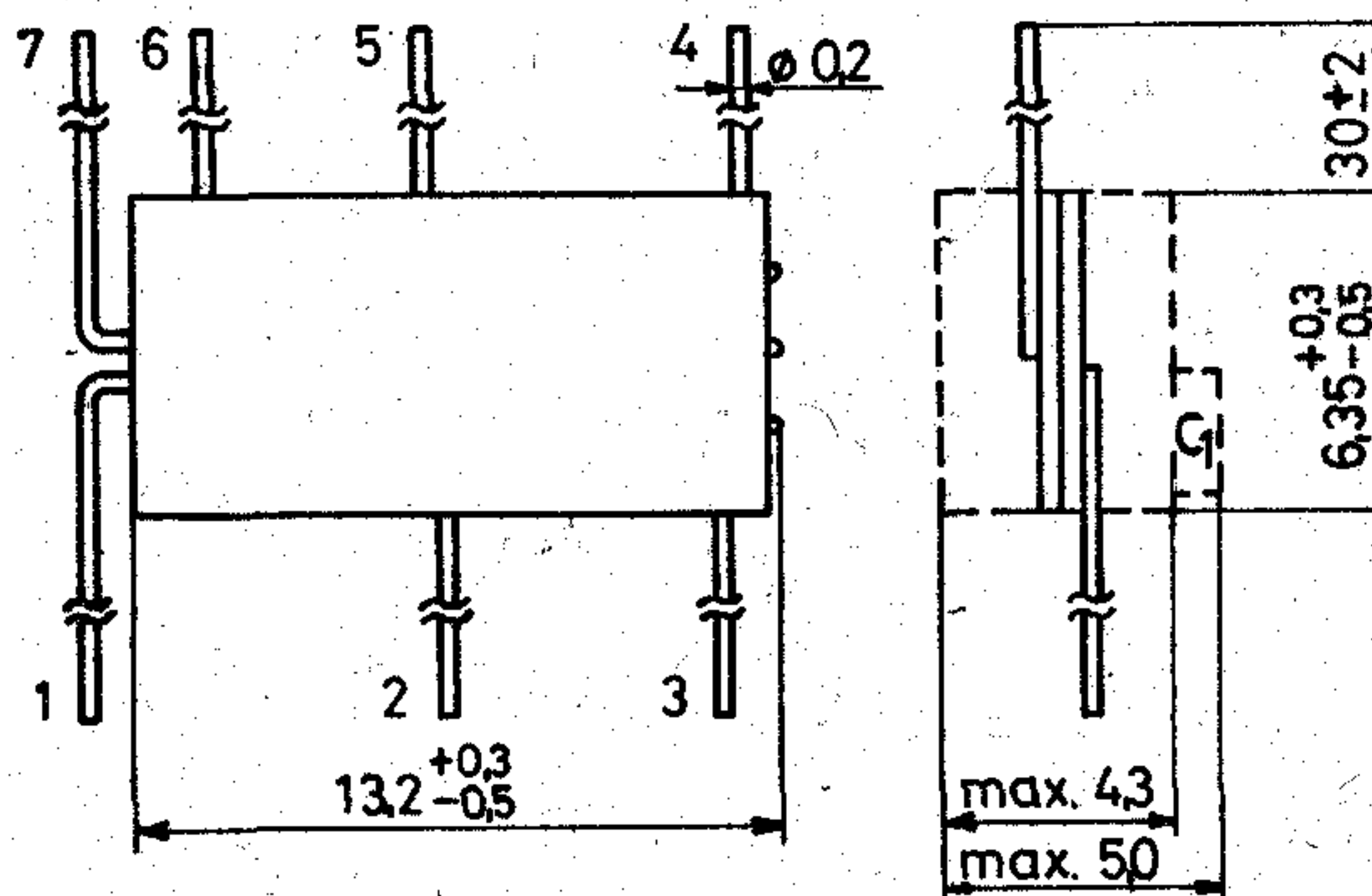
Az erősítő harmadik fokozatában helyeztük el a hang-erőszabályzó tagot, amelyhez az  $R_P = 10 \text{ kohm}$ -os szabályozó potenciométerrel kell kiegészíteni a kapcsolást. Bekötése a 4. és 6. kivezetések közé történik. A hangerő így nulla és maximum között tetszés szerint állítható be.

A fülhallgatót a 4. és 7. kivezetésekre kell csatlakoztatni. Az erősítő vastagréteg integrált áramköri technológiával készült. A hibrid alkatrészek (miniatűr SOT 23 tokozású tranzisztorok és miniatűr tantálkondenzátorok) beültetése kontaktusbiztos lágyforrasztással történt.

Az elvi kapcsolást az 1. ábra, a tokozott egység körvonalrajzát a 2. ábra szemlélteti.



1. ábra



Méretetek mm-ben

2. ábra

Hibrid integrált áramköreinket közvetlenül vállalatunk forgalmazza.

Kereskedelmi Főosztályunk (telefon: 573-033) várja érdeklődésüket és készségesen áll Kedves Vásárlóink rendelkezésére



**Rádiótechnikai Vállalat Budapest, X. Pataki tér 20.**



(Folytatás a 296. oldalról)

A Motorola félvezető részlege bejelentette, hogy plazmával előhívó fotoreziszt eljárást fejlesztett ki félvezető alaplemezek áramköri mintázatának kialakítására. Az eljárás alapja Tegal (441 típusú) plazmagenerátor és a Hunt Chemical Co. licenciája alapján a Motorola által előállított különleges fotoreziszt anyag. Az eljárás teljesen száraz előhívást tesz lehetővé, kiküszöbölve ezáltal az eddig alkalmazott nedves eljáráshoz szükséges ionmentesített víz, drága oldószerek és előhívók iránti igényt, ill. a savak használatát. Így csökken az elszívóberendezésekkel és vegyi kezelőberendezésekkel kapcsolatos költség is. Ugyanakkor a felbontóképesség javult, ami nagyobb elemsűrűséget tesz lehetővé.

A Motorola még az év végéig át fogja alakítani néhány gyártósorát az új eljárásra, ezután a fogyasztók is remélhetőleg hamarosan érezni fogják a költségcsökkenést.

Az eljárás egyébként más területeken — így a nyomtatott áramkörök vagy színes tv-k árnyékoló maszkjának gyártására is alkalmazható, s a Motorola nem is zárja ki annak lehetőségét, hogy ilyen területen is alkalmazza az eljárást.

(Systems International, 1979. júl. [680])

\*

A tudomány foglalkozik azzal a kérdéssel, hogy a jövő vezérlőrendszerei fognak-e memóriát tartalmazni. A bipoláris memóriák viszonylag drágák voltak, így olcsó memória híján jogos volt a kérdés: az olcsó vezérlőberendezések tartalmaznak-e memóriát? A kérdés eldőlt, miután a memóriakészítési technológia elérte a negyedmillió bit kapacitású memóriák gyárthatósági szintjét. Ezt a szintet három technológiában érték el korábban. A MOS, a bipoláris, valamint mágnesbuborékos memóriáknál. Az idő múlásával az NMOS és a fejlett EAROM is bevonult a programozható vezérlők táborába.

A laboratóriumok más utakkal is foglalkoztak, így új technológiák és olcsó áramkörök jöttek létre. Például a Philips-féle „silicon repeater”, majd a szupravezetős memóriák 10 ns alatti hozzáférési idővel. A Josephson-alagút effektuson alapuló memória-áramkörök is betörték a memóriakészítési technológiák közé. Az eredmények közé tartozik a 64 kbit-es RAM memória, mely 65 536 × 1 bites szervezésű és 5 V-os tápellátást igényel. N csatornás SMOS technológiával készül, hozzáférési ideje 150 ns, egy írási-olvasási ciklusa 250 ns. A másik a mágnesbuborékos memória, amely már 92 kbit-es kapacitásban is készül, miután a mágnesbuborék átmérőjét 3 μ-ra sikerült csökkenteni.

(Control Engineering, 1979. jan. [682])

\*

A Szovjetunió állami importtársasága, a Maspriborintorg 117 db-érmés távbeszélő-készüléket rendelt a Standard Elektrik Lorenz AG-tól (az NSZK-beli ITT cég leányvállalata) az 1980. Moszkvai Olimpiai Játékokra. Az NT 2000 elnevezésű, mikroprocesszorral vezérelt távbeszélő készülékeket elsősorban a repülőtereken, a pályaudvarokon és az olimpia területén állítják üzembe. A mikroprocesszornak köszönhető, hogy a berendezés a nemzetközi tarifarendszerhez és valutához probléma nélkül alkalmazható.

(Elektronikschan, 1979. 7. sz. [683])

\*

A széles-sávú műveleti erősítőben Schlottky-diódát használnak fel csúcsetektorként. Ennek a csúcsetektornak a segítségével 10 ns szélességű impulzusokat is tudnak regenerálni, ha a bemenőszint 0,1 V és 1,3 V között van. A teljes bemenőszint tartományban az áramkör linearitása jobb mint 4%. A bemenő jele emelkedési idejének 10 ns-nál nagyobbak kell lennie. A regenerálandó jel 50 ohmos koaxiális kábelen keresztül jut a differenciálerősítő bemenetére. A JFET jelkövető erősítő kimenő jele a széles-sávú erősítőre kerül. Az erősítő erősítés-sáv szélesség szorzata 1 GHz. Az erősítő kimenő jele a detektordiódát úgy kapcsolja, hogy a kondenzátor feltöltődik. (Tülvés ellen másik erősítő védi, azaz a konden-

zator csak az impulzusnak megfelelő töltéssel töltődik fel.) A tároló kondenzátor igen kis veszteségű, 22 pF-es kondenzátor.

A kisülési idő csökkentését a kisülést végző IC—10 mV-os előfeszítésével segítik elő.

(Electronics, 1979. máj. [684])

\*

A meglévő átviteli hálózatok bővítésénél alkalmazott PCM-technika jelentősége egyre nagyobb. Ezzel együtt fokozódik az igény olyan mérőműszerek iránt, amelyek digitális átviteli rendszerek mérésére alkalmasak. A Wandel and Goltermann cég (Eningen) PCM—3 elnevezésű mérőautomatája ezt az igényt elégíti ki. A mérőműszer mikroprocesszorral vezérelt és sokrétű mérési feladatok elvégzésére alkalmas, FD-M és PCM-rendszerekben.

A műszerrel meg lehet határozni a PCM-rendszerek legfontosabb analóg paramétereit.

A mérőműszer kezelése nyomógombok segítségével egyszerűen történik. A beépített „intelligencia” mindig beállítja a kiválasztott mérési fajtának megfelelő mérési paramétereit. A kezelés további leegyszerűsítését jelenti az egyes mérőpontokhoz tartozó előre kiválasztott frekvencia és szint automatikus módosítása. A mérési eredmények kiértékelése határérték összehasonlítással individuálisan történik. A mérési értékek rögzítését nyomtató végezheti. Gyakran előforduló mérések mérési folyamata tárolható. A PCM—3 mérőautomata adórészből, vevőrészből, valamint vezérlő és kiértékelőrészből áll.

(Elektronikschan, 1979. 8. sz. [685])

\*

A Siemens cég által gyártott FC 563 Infralux színes tv-készülék képcsöve 67 cm-es Super-Prezision-In-Line képcső. A hangfalak tartalmazzák a 80-tól 19 000 Hz-ig terjedő frekvenciatartományú magas- és mélyhangok átvitelére alkalmas hangátviteli rendszereket. A hangszint külön berendezés szabályozza. Az új kváziparalel-hangeljárás igen jó hangvisszaadást eredményez. A hangot közvetlenül a tunerről lehet levenni felületi hullámszűrővel, amely azután középfrekvenciás erősítőn halad keresztül. Így a kép és a hang azonos jel nagyságú. A zavartávolság nagyobb 46 dB-nél. Az adókereső automatikával 16 műsort lehet kikeresni és tárolni. A kezelése közvetlenül a készüléken, vagy infravörös-táv működtetővel lehetséges. A Super-Prezision-In-Line-képcső nappali fényenél is nagyon jó kontrasztos képet ad, egy kontrasztszem állítja a képet a mindenkori helységmegvilágításnak megfelelően. A teljesítményfelvétele 125 W. Mérete: 76 × 52 × 42,7 cm.

(Funkschan, 1979. máj. [686])

\*

Mindössze egy cigarettatárca nagyságú az a fekete-fehér televíziókészülék, amelyet a japán Matsusita cég mutatott be. A 4,8 × 3,6 cm<sup>2</sup> nagyságú folyadékkristály-síkképernyő a fedél belső lapján helyezkedik el, és két lítiumelemmel három órán keresztül üzemeltethető. Igazi zsebtelvízió-készülék előállításánál katódsugárcső egyáltalán nem jöhet számításba nagy mérete és viszonylag nagy áramszükséglete miatt. A jelenleg ismert megoldások közül egyedül csak a reflektáló folyadékkristály-síkképernyő teljesíti az egyidejűleg fellépő követelményeket: csekély hely- és áramigény, jó kontraszt világos környezet esetén is.

Az eddig gyártott folyadékkristály-síkképernyők esetében vagy túl durva volt a képpontrács, emiatt a kép nem volt éles, vagy ha finomították, a letapogatás sebességének növelésével romlott a kontraszt. A Matsusita cég egy teljesen új fajta folyadékkristály egy átlátszó „frontelektróda” és rácselektródákból (MOS-FET-ek és kapacitások) integrált rész között helyezkedik el. A Matsusita cég olyan fotóeljárást dolgozott ki, amellyel több, mint 110 000 építőelemet lehet egy szubsztrátumra integrálni. A teljes síkképernyő működtetéséhez — a vezérlő elektronikát is beleértve — kis feszültség elegendő. Dinamikus szóródási elv szerint működik. A reflexiós üzemmód egyrészt a csekély áramfogyasztást biztosítja, más részt növekvő környezeti fény esetén a kontraszt is fokozódik.

(Funkschan, 1979. jún. 8. [687])



## SZERKESZTŐBIZOTTSÁG

## BHG

Berecz Frigyes  
Bernhardt Richárd  
Eisler Péter  
Dr. Gosztanyi Géza  
Honti Ottó  
Klug Miklós  
Tölgyesi László

## ORION

Jakubik Béla  
Baracs Sándor  
Csernoch János  
Froemel Károly  
Hettesheimer Dezső  
Sass Károly  
Szabó Károly

## TERTA

Bánsági Pál  
Baján Tobór  
Benedek Elek  
Egerszegi Béla  
Hutter Mihály

## Az MKSA mértékegység-rendszer

CEBE LÁSZLÓ  
TERTA-KKVMF

A régebbi időkben a fizika fejlődését erősen akadályozta az egységes mértékrendszer hiánya. De nehézségeket okozott ez a mindennapi életben is, amikor földrajzi távolságokat, méreteket, súlyokat kellett megadni. Az egységes mértékrendszer kialakítását abban az időben a különböző nemzeti érdekek, kereskedelmi társulások is akadályozták.

Az első kezdeményező lépést ezen a téren a francia forradalomban az 1790-es nemzetgyűlés tette, amely megbízta a párizsi akadémiát, hogy tudományos alapon dolgozzon ki egy egységes mértékrendszert. A munkában többek között olyan nagy nevű tudósok, mint D'Alembert, Laplace, Lagrange, Lavoisier vettek részt.

## 1. Követelmények az egységes mértékrendszerrel kapcsolatban

Minden mértékrendszerrel kapcsolatban alapvető követelmény, hogy minden lehetséges szereplő mennyiséget azon a területen, amelyen a rendszert használni akarjuk, lehetőleg minimális számú alapmennyiségre vezessünk vissza.

Teljesen általánosan mondhatjuk, hogy mivel minden fizikai jelenség térben és időben zajlik le, minden fizikai mértékrendszernek tartalmaznia kell a távolságot és időt mint alapegységet. Ezenkívül, mivel érzékelhető jelenségről van szó, valamilyen anyagi jellemzőt, ami a tömeg, illetve a vele egyenrangú energia lehet.

1790-ben, amikor gyakorlatilag még csak a mechanika képviselte a fizikát, elegendőnek bizonyult a három alapmennyiség, a távolság, a tömeg és az idő bevezetése. Így született meg a CGS-rendszer, a centiméter, a gramm és a secundum alapegységekkel, amelyekből minden más mechanikai egység származtatható.

Ennek a rendszernek a mai megfelelője az MKS-rendszer, amely csupán annyiban különbözik, hogy a távolság alapegysége a méter és a tömegé a kilogramm lett, a secundum változatlan maradt.

A CGS-rendszer alkalmazásával kapcsolatban a múlt században két nehézség merült fel:

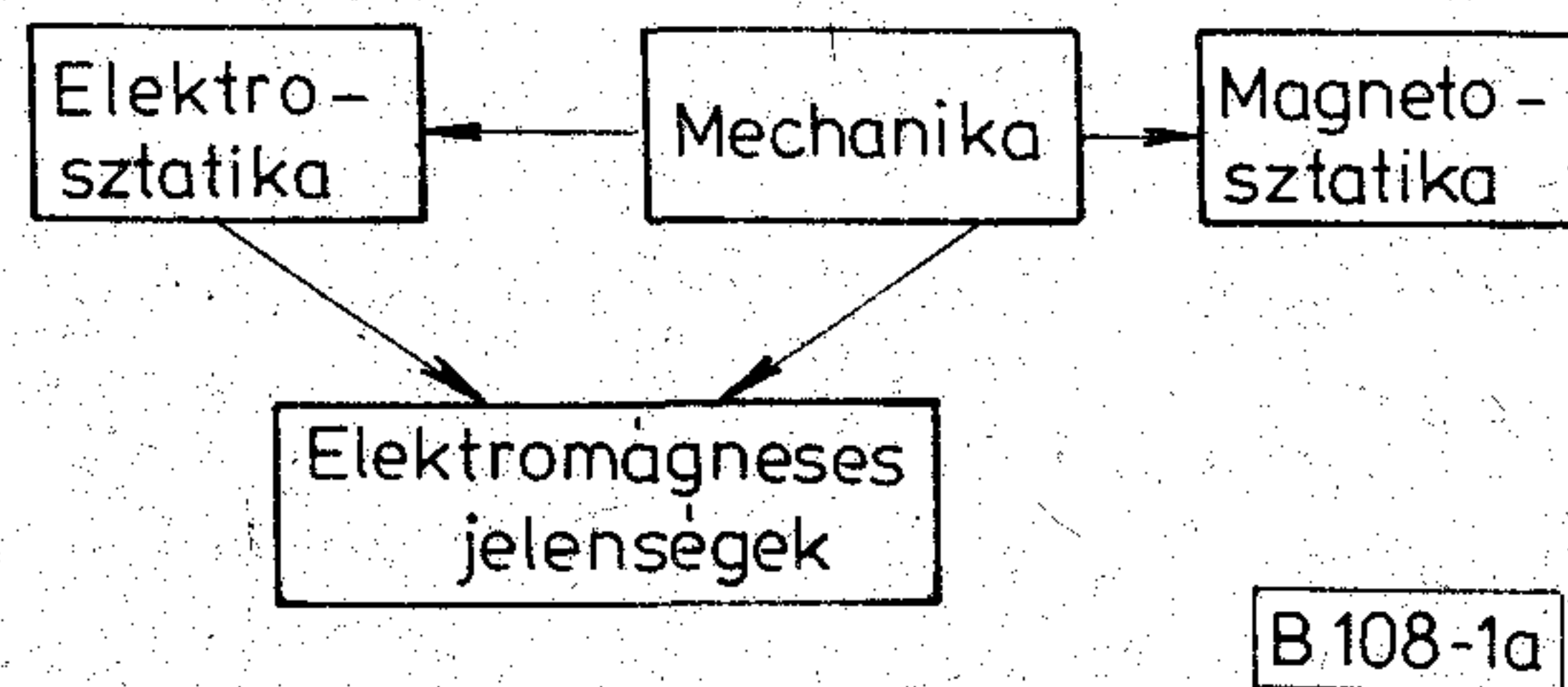
a) Az egyre jobban tért hódító elektrotechnika

jelenségeit a mechanikai jelenségeket leíró távolság—tömeg—idő mennyiségekkel kellett leírni. Ez csak mesterkélt sikerült, mert egyre inkább nyilvánvalóvá vált, hogy az elektromosság az anyag másra vissza nem vezethető, mechanikai tulajdonságokból nem származtatható alapjellemzője.

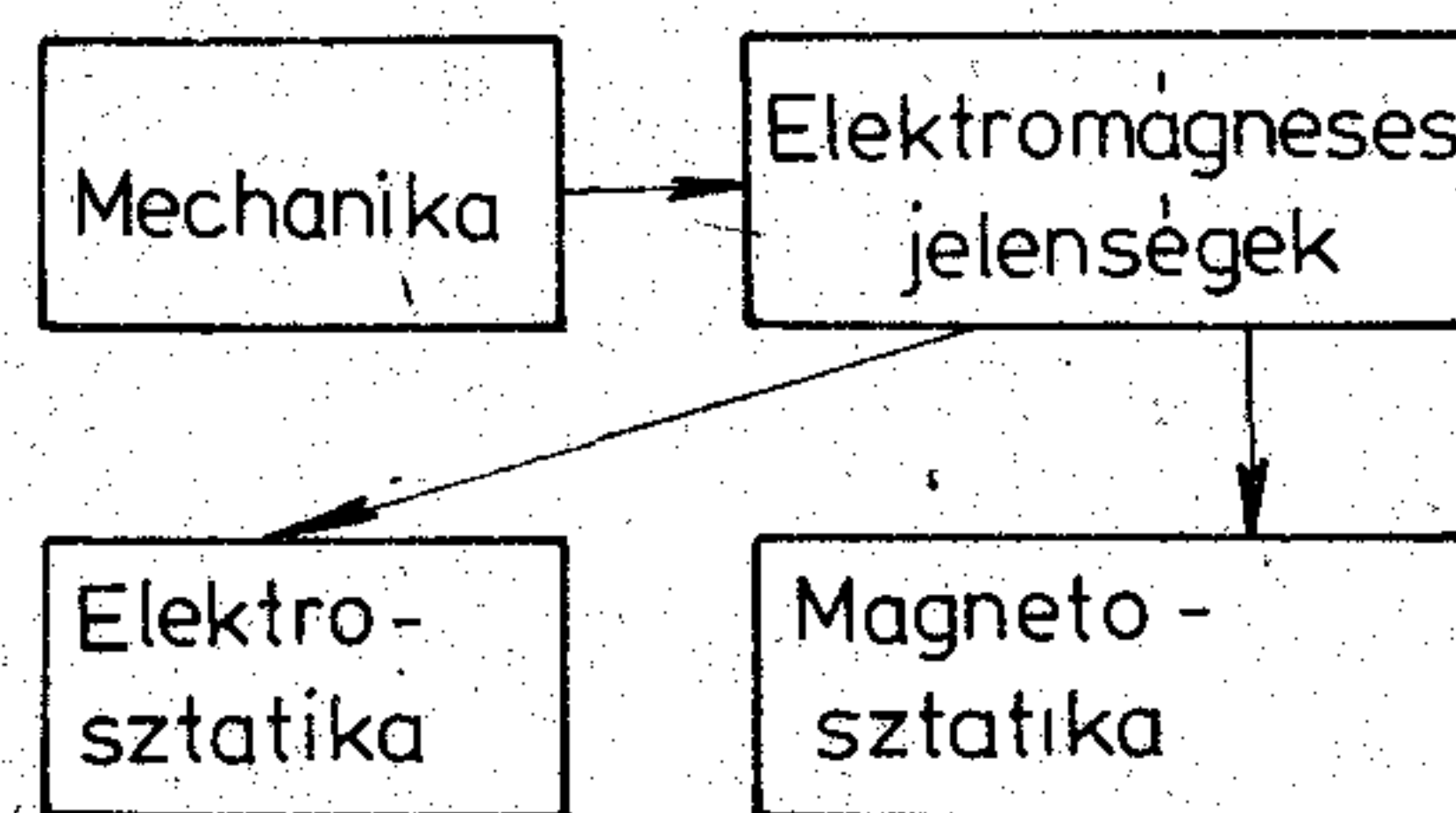
b) A másik nehézséget az okozta, hogy egyidőben indult fejlődésnek az elektrosztatika és a magnetosztatika, amit két különálló területnek tekintettek.

A viszonyokat az 1a ábrán tüntetjük fel. A fizika fejlődésével úgy az elektrosztatika mint a magnetosztatika az elektromágneses jelenségekre vezetett, amiből nyilvánvalóvá vált a két terület közös eredete. A mechanika és az elektrotechnika közötti kapcsolatot az akkoriban legjobban ismert Coulomb-törvényből vezették le. Eszerint az erő két elektromos, ill. mágneses töltés között:

$$F_e = k_e \frac{Q_{e1}Q_{e2}}{r^2} \quad \text{és:} \quad F_m = k'_m \frac{Q_{m1}Q_{m2}}{r^2}. \quad (1)$$



B.108-1a



B.108-1b

1. ábra. A CGS és az MKSA mértékegység ismertetése



A fenti két törvény alapján Gauss terjesztette ki a CGS-rendszert az elektromos és a mágneses jelenségekre. Önkényesen a  $k_e = k'_m = 1$  választásával definiálta a  $Q_e$ , ill.  $Q_m$  mágneses töltés egységét. Mindkét töltés dimenziójának így, mivel az  $F = ma$  összefüggésből az erő dimenziója  $[F] = [\text{cmgs}^{-2}]$ :

$$[Q_e] = [Q_m] = [\text{cm}^{\frac{3}{2}} \text{g}^{\frac{1}{2}} \text{s}^{-1}], \quad (2)$$

adódott. A nehézségek akkor merültek fel, amikor az elektromágneses jelenségekkel kapcsolatban az áram, feszültség, térerő stb. egységeit kellett megállapítani, mert ezekre két különböző egység adódott, attól függően, hogy az elektrosztatikus vagy a magnetosztatikus töltés egységéből indultak ki. Az így keletkezett Gauss-féle elektrosztatikus és elektromágneses mértékrendszert a továbbiakban nem tárgyaljuk. Ma már csak történelmi jelentőségük van és csak az ókoz némi zavart, hogy a még forgalomban levő régebbi könyvek ezeket a mértékrendszereket használják.

Át lehet hidalni a CGS-rendszer nehézségeit, ha a három mechanikai alapegység mellé egy negyedik elektromos alapegységet választunk. Önként kínálkozik az elektromos töltés negyedik egységnek. Azonban töltésekkel aránylag ritkán számolunk, ezért célszerűbb a töltéssel közvetlen kapcsolatban levő áramot választani egységnek. Így született meg az MKSA-rendszer, ahol az „A” az „amperre” utal. Így a fizikai törvényszerűségek tárgyalásánál is célszerű az *1b ábra* szerinti felépítést követni. Eszerint a mechanikai ismeretek birtokában az áram definiálásával az elektromágneses jelenségek tárgyalhatók, majd ezek után az elektrosztatikus, illetve magnetosztatikus jelenségek. Ilyen módon lépésről lépésre az összes elektromos mennyiség egységét is meghatározhatjuk.

A négy alapegységből minden mechanikai és elektromos egységet származtathatunk.

Mivel ma az elektrotechnikai számítások éppoly közismertek, mint a mechanikai számítások, nem okoz nehézséget, hogy egyes esetekben nem erőltetjük az egyes egységek kifejezését a négy alapegységgel, hanem a

$$\begin{aligned} Q &= I \cdot t \text{ [C]}, \\ W &= U \cdot I \text{ [W]}, \text{ [VA]}, \\ Z &= \frac{U}{I} \text{ [Ohm]} \end{aligned} \quad (3)$$

összefüggések alapján a [C] Coulomb, a [V] volt, a [W] watt és az [ $\Omega$ ] ohm egységeket is alapegységeknek tekintjük. Hasonlóképpen az

$$F = ma \text{ [N]}$$

összefüggésből az [N] newton egységet is sokszor alapegységnek vehetjük, amellyel egyéb mennyiségeket kifejezhetünk.

A fenti egységeket tartalmazó mértékegység-rendszer MKSC, MKSA, MKSVA stb. néven vagy közösen SI (Système International), nemzetközi mértékegység-rendszernek nevezzük.

Ha egy mértékrendszerben az alapegységeket helyesen választjuk meg, akkor nagy előny, hogy a szár-

maztatott mértékegységekből következtetni lehet az illető mennyiség fizikai jellegére és ezen túlmenően utalást is tartalmaz annak mérésére. Ezáltal hozzásegít az illető fizikai mennyiség jobb megértéséhez. A mértékrendszer megválasztása döntő módon befolyásolja szemléletünket is, aminek alapvető ismeretelméleti jelentősége is van.

Egy egyszerű példát említünk: a régi időkben nagyobb távolságok jellemzésére nem álltak rendelkezésre térképek. Ezért távolság- és időegységek helyett automatikusan szemléletesebb sebesség-idő egységeket választottak. Például a Budapest-Szeged távolságot 5 napi járással, 2 nap lóháton stb. módon írták le. Így az  $s = v \cdot t$  összefüggésben a távolság lett a származtatott egység. Ez egyúttal lényeges szemléleti változást is jelent, bár ugyanarról a dologról van szó. A modern ember gondolatában nagy távolságok esetén egy térkép jelenik meg és így elvont fogalmú távolságokban gondolkodik, a régiekben ellenben egy gyalogló ember, vágató ló jelent meg.

Hasonló a helyzet a csillagászatban a fényévvel, ahol elképzelhetetlen nagy távolságok helyett fénysebesség  $\times$  idővel számolunk vagy röviden csak az idővel, a fényévvel.

Az elektrotechnikában a CGS-rendszer semmilyen szemléletet nem adott (például a töltés 2. szerinti mértékegysége). Gyökeresen megváltozott a helyzet az MKSA mértékrendszer bevezetésével. Egy elektromos alammennyiség, az áram vagy töltés felvétele azonnal szemléletessé tette az összes elektromos mértékegységet és egyben utalást adott a mérés módjára is.

A legnagyobb változást, mint később látni fogjuk, az jelentette, hogy a vákuum  $\mu_0$  és  $\epsilon_0$  permeabilitása és dielektromos állandója is megszűnt pusztán szám lenni.

## 2. Az MKSA alapegységek

Az alapegységeknek jól definiáltaknak, változatlanoknak és nagy pontossággal reprodukálhatóknak kell lenniük. Ezt valamikor úgy próbálták elérni, hogy etalonokat készítettek valamilyen változatlanok tekintett fizikai mérés eredménye alapján. Az idők folyamán a mérések pontossága mindig fokozódott, ezért az etalon értékét folyton változtatni kellett volna. Ezért ma fordítva járunk el, az etalonokat fogadjuk el a mértékegységek alapjául és ezek alapján pontosíthatjuk a fizikai méréseket.

A távolság, tömeg és idő egysége változatlanul a CGS-rendszer alapegysége maradt, az áram egysége pedig kis mértékben megváltozott.

a) A távolság vagy hosszúság egysége az [m] méter. Eredetileg a Föld területének 1/40 000 000-od része. Az erről készült, Párizsban őrzött platina-iridium-etalon tekinthető a hosszúság alapegységének, függetlenül a Föld területének újabb és pontosabb méréseitől.

Ma már lehetőség van a hosszúságegység abszolút változatlan, atomi állandókkal való kifejezésére. Erre legalkalmasabbak az atomi színek hullámhosszai, amelyek nagy pontossággal mérhetők. Így:



A Cd vörös vonalából:  $\lambda = 1\,553\,164,13\ \text{\AA}$ ,  
 A Kr vörös vonalából:  $\lambda = 1\,650\,763,73\ \text{\AA}$ .

b) A tömeg egysége a [kg] kilogramm. Eredetileg a legsűrűbb víz, a  $+4\ ^\circ\text{C}$ -os,  $1\ \text{dm}^3$ -es víz tömege volt. Az erről készült, Párizsban őrzött platina-irídium henger etalon tekinthető a tömeg alapegységének, függetlenül attól, hogy pontosabb mérések más értéket adnak az eredeti méréseknél és a víz nem pontosan  $+4\ ^\circ\text{C}$ -on a legsűrűbb.

Ma már lehetőség van a tömeg egység atomi állandókkal való kifejezésére:

$$1\ \text{kg} = 5,979\,466 \cdot 10^{26}\ \text{proton tömege.}$$

Megjegyezzük, hogy zavart okoz, hogy a tömeg egységét kg-mal jelöljük. Ugyanis a „k” betű az ezres mérőszámra utal. Előbb-utóbb szükség lesz a kg helyett más jelölést használni.

c) Az idő egysége az [s] secundum, másodperc. Eredetileg a közepes naphossz  $1/86\,400$ -ad része volt. Ma az időegység az atomi színeképekből a legkönyebben s a legnagyobb pontossággal definiálható.

A Cs atom színeképéből:

$$\lambda = 9\,192\,631\,770\ \text{periódus ideje.}$$

d) Az áramegység definícióját a 4. pontban tárgyaljuk.

e) A hőmérséklet egysége. Nem tartozik az alapegységek közé, mert végeredményben a molekulák hőrezgéséből származó kinetikus energiáját fejezi ki. Ettől függetlenül, szükség van a hőmérséklet egységének a definiálására. A hőmérséklet egysége a  $^\circ\text{K}$  Kelvin-fok.

A víz fagyáspontja:  $273,16\ ^\circ\text{K}$ .

A fagyáspont hőmérsékletét  $0^\circ$ -nak választva, kapjuk, a  $^\circ\text{C}$  Celsius-skálát.

Hőmérséklet-különbségekre a  $^\circ\text{K}$  és  $^\circ\text{C}$ -ban kapott érték azonos.

### 3. A mechanikai mértékegységek

Minden mechanikai mennyiség kifejezhető az MKS távolság, tömeg, idő alapegységekkel. A fontosabbakat és a definiáló fizikai egyenleteket az 1. táblázatban tüntetjük fel.

Egyes származtatott egységeknél sokszor célszerű, ha azokat N, W, J-lal fejezzük ki. Különösen olyan fizikai egyenletekben, amelyek vegyesen tartalmaznak mechanikai és elektromos egységeket, célszerű a tömeg mértékegységének a kiküszöbölése.

Az erőt és a munkát megadó fizikai képletekből:

$$F = ma\text{-ből: } [N] = [\text{kgms}^{-2}] \text{ és innen: } [N] = [\text{Nm}^{-1}\text{s}^2], \quad (4)$$

$$W = F \cdot s\text{-ből: } [Ws] = [Nm] \text{ és innen: } [N] = [W\text{sm}^{-1}] = [J\text{m}^{-1}]. \quad (5a)$$

Behelyettesítve 4-be:

$$[kg] = [W\text{m}^{-2}\text{s}^3] = [J\text{m}^{-2}\text{s}^2]. \quad (5b)$$

Különösen előnyösek az 5a és b kifejezések, mert az erőt és a tömeget W, ill. Ws = J-lal fejezi ki.

A fizika számos területén, mint például az akusztikában, optikában, a tömeg és erő nem közvetlenül szerepelnek, használatuk nehézkes, de a teljesítmény és energia mindig szerepelnek.

1. táblázat

Mennyiség	Definiáló egyenlet	MKS	m, s, N, W, J
Hosszúság	$s$	m	
Tömeg	$m$	kg	$W\text{m}^{-2}\text{s}^3, N\text{m}^{-1}\text{s}^2$
Idő	$t$	s	
Sebesség	$v = \frac{s}{t}$	$\text{ms}^{-1}$	
Gyorsulás	$a = \frac{v}{t}$	$\text{ms}^{-2}$	
Frekvencia	$f$	$\text{s}^{-1}, \text{Hz}$	
Körfrekvencia	$\omega$	$\text{s}^{-1}$	
Erő	$F = ma$	$\text{mkgs}^{-2}$	N, $W\text{sm}^{-1}$
Impulzus	$I = mv$	$\text{mkgs}^{-1}$	Ns, $W\text{s}^2\text{m}^{-1}$
Teljesítmény	$P = Fv$	$\text{m}^2\text{kgs}^{-3}$	W, $N\text{ms}^{-1}$
Munka	$W = Fs$	$\text{mkgs}^{-2}$	Ws, Nm, J
Nyomaték	$M = Fs$	$\text{m}^2\text{kgs}^{-2}$	Ws, Nm, J
Nyomás	$p = \frac{F}{A}$	$\text{m}^{-1}\text{kgs}^{-2}$	$\text{Nm}^{-2}, W\text{sm}^{-3}, \text{Pa}$

(Megjegyezzük, hogy némi zavart okoz, hogy sokszor ugyanazt a betűt használjuk valamilyen fizikai mennyiség és egy másik fizikai mértékegység jelölésére. Például:  $W = \text{munka}$ ,  $[W] = \text{watt}$ ,  $m = \text{tömeg}$ ,  $[m] = \text{méter}$ . A zavart elkerülhetjük, ha a mértékegység jelénél mindig a [ ] jelet használjuk).

Az 1. táblázat utolsó oszlopában néhány mértékegység [N] és [W]-tal való kifejezését adjuk meg. Ezekből a kifejezésekből a  $[Ws] = [J]$  és  $[W] = [VA]$  helyettesítéssel számtalan újabb, sokszor előnyösen használható kifejezéseket kaphatunk.

A teljesség kedvéért megemlítünk néhány régebben használatos, az irodalomban gyakran szereplő mértékegységet és megadjuk azok átszámítását.

1. Az erő.  $1\ \text{dyn} = 10^{-5}\ \text{N}$
2. A teljesítmény.  $1\ \text{LE} = 0,7355\ \text{kW}$   
 $1\ \text{kW} = 1,3596\ \text{LE}$
3. A munka.  $1\ \text{erg} = 10^{-7}\ \text{J}$   
 $1\ \text{eV} = 1,6022 \cdot 10^{-19}\ \text{J}$

A munka további egységei, a Wh, cal és J közötti átszámítást a 2. táblázatban adjuk meg.

2. táblázat [ $1\ \text{cal} = 10^{-3}\ \text{kcal}$ ]

	Wh	cal	J
Wh	1	859,845	3600
cal	$1,163 \cdot 10^{-3}$	1	4,1868
J	$2,778 \cdot 10^{-4}$	0,2388	1



4. A nyomás új egysége:

$$\begin{aligned} 1 \text{ Pa (Pascal)} &= 1 \text{ N/m}^2 \\ 1 \text{ bar} &= 10^5 \text{ Pa} \approx 1 \text{ atmoszféra} \\ 1 \text{ at} &= 98\,066,5 \text{ Pa} \end{aligned}$$

#### 4. Az elektromos mértékegységek

A negyedik alapmennyiség, az áram definiálására több módszer kínálkozik. Régebben az áram vegyi hatását használták erre: 1 A erősségű az áram, ha 1 s alatt 1,18 mg ezüstöt választ ki. Ez a mérés azonban nem reprodukálható megfelelő pontossággal. Ezért célszerűbbnek bizonyult az áram egységét az áram mágneses hatása alapján definiálni. Ugyanakkor a

$$Q = \int_0^t I dt$$

összefüggés alapján a töltés egységét is definiálni tudjuk.

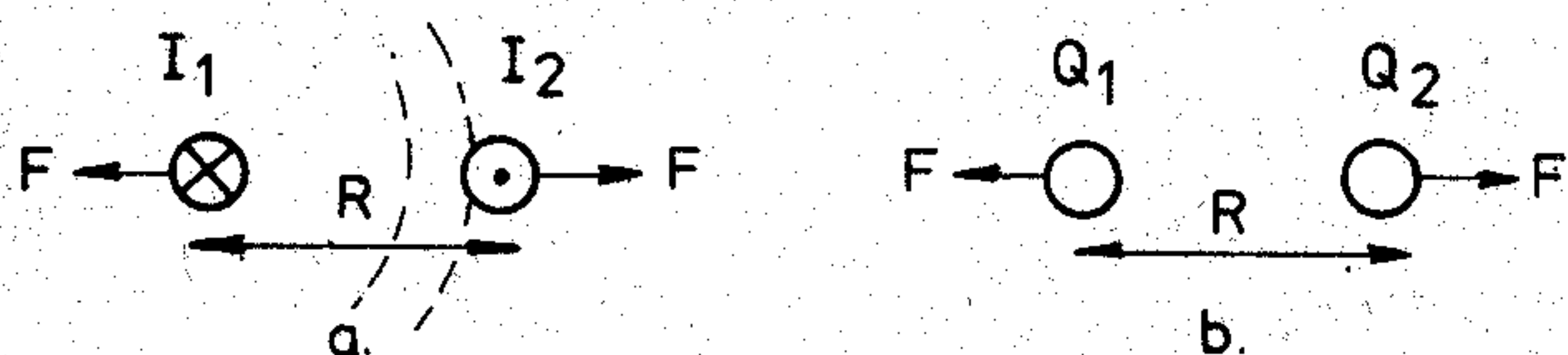
Induljunk ki a két paralel futó vezeték közötti erőhatásból.

A 2a ábra szerint a 2. vezető helyén a térerő:

$$H = \frac{I_1}{2R\pi},$$

és így:

$$F = k_m H I_2 l = k_m \frac{I_1 I_2 l}{2\pi R} \xrightarrow{I_1 = I_2 = I} k_m \frac{I^2 \cdot l}{2\pi R}. \quad (6a)$$



2. ábra. Az elektromágneses és az elektrosztatikus erőhatás

Írjuk fel a Coulomb-törvényt is. A 2b ábra alapján:

$$F = k_e \frac{Q_1 Q_2}{4\pi R^2} \xrightarrow{Q_1 = Q_2 = Q} k_e \frac{Q^2}{4\pi R^2}. \quad (6b)$$

A (6a) és (b) két egyenlet négy ismeretlent, \$k\_e\$ és \$k\_m\$ konstans és \$I\$ és \$Q\$-t tartalmazza. A túlhatározottságot megszüntethetjük a kettő értékének önkényes meghatározásával (mindkét egyenletből egy-egynek a meghatározásával).

Az MKSA-rendszerben önkényesen:

$$k_m = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad (6c)$$

értéket választunk. Ilyen módon a (6a) egyenletből \$I\$ egysége már meghatározható. A (6b) egyenletben \$k\_e\$ vagy \$Q\$ önkényes megválasztása helyett célszerűbb a:

$$Q = I \cdot t, \quad \text{illetve} \quad Q = \int_0^t I dt \quad [\text{As}] \quad (6d)$$

összefüggés alapján definiálni \$Q\$ egységét, amiből \$k\_e\$ értéke meghatározható.

Figyelemre méltó, hogy \$k\_m\$ és \$k\_e\$ nem pusztán számok, hanem dimenzionált mennyiségek.

$$\left. \begin{aligned} \text{A (6a) egyenletből: } [k_m] &= [\text{NA}^{-2}], \\ \text{A (6b) egyenletből: } [k_e] &= [\text{NA}^{-2} \text{m}^2 \text{s}^{-2}]. \end{aligned} \right\} \quad (6e)$$

Rövid meggondolás után belátható, hogy bárhol választhatjuk is meg az áram vagy a töltés egységét, mindig fenn kell állnia:

$$\sqrt{\frac{k_e}{k_m}} = c = \text{konstans} \quad [\text{ms}^{-1}], \quad (6f)$$

sebesség dimenziójú.

A mérések és elméleti számítások azt mutatják, hogy

$$c = 2,997\,925 \cdot 10^8 \quad [\text{ms}^{-1}], \quad (6g)$$

azonos a fénysebességgel, ami arra utal, hogy a mágneses tér, amely az elektromos töltés mozgása révén jön létre, relativisztikus hatásnak tekinthető.

#### 4.1. Az áramegység definiálása. \$\mu\_0\$ és \$\epsilon\_0\$ értéke

Az MKSA-rendszerben az áramegységet a (6a) formula alapján definiáljuk. Innen, ha \$I=1\text{A}\$ és \$R=l=1\text{m}\$, akkor:

$$F = \frac{k_m}{2\pi}. \quad (7a)$$

Egységnyinek nevezzük az áramerősséget, ha az két párhuzamos, 1 m hosszú, egymástól 1 m távolságra levő vezetőben folyik és ekkor közöttük az erőhatás \$2 \cdot 10^{-7} \text{ [N]}\$. Ez egyenértékű azzal, hogy a (7a) formula alapján:

$$\begin{aligned} k_m = \mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7} = 1,256\,637 \cdot 10^{-6} \quad [\text{NA}^{-2}], \\ &\left[ \frac{\text{Ws}}{\text{A}^2 \text{m}} \right], \quad \left[ \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \right], \quad \left[ \frac{\text{H}}{\text{m}} \right], \end{aligned} \quad (7b)$$

értéket választunk.

Az áramegység meghatározása után azonnal adódik a töltés egysége:

$$1 \text{ Coulomb} = 1\text{A} \times 1\text{s} \quad [\text{C}] = [\text{As}]. \quad (7c)$$

A (6f) és (7b) összefüggésből pedig:

$$\begin{aligned} \epsilon_0 &= \frac{1}{k_e} = \frac{1}{k_m c^2} = \frac{10^7}{4\pi c^2} = 8,854\,186 \cdot 10^{-12} \left[ \frac{\text{A}^2 \text{s}^2}{\text{Nm}^2} \right], \\ &\left[ \frac{\text{A}^2 \text{s}}{\text{Wm}} \right], \quad \left[ \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \right], \quad \left[ \frac{\text{F}}{\text{m}} \right], \end{aligned} \quad (7d)$$

és

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}}, \quad (7e)$$

\$\mu\_0\$ és \$\epsilon\_0\$ a vákuum permeabilitása és dielektromos állandója.

Az MKSA-rendszerben \$\mu\_0\$ és \$\epsilon\_0\$ nem pusztán számok, hanem dimenzionált mennyiségek. Ezáltal a vákuum a CGS-rendszerrel eltérően anyagi jellemzőket



kapott és így az elektromos és mágneses terek maxwell-i értelmezése is mélyebb értelmezést nyert.

Végeredményben sikerült az áramerősség egységének a meghatározását vagy ami ezzel egyenértékű,  $\mu_0$  meghatározását — a (6a) formula szerint mechanikai erőmérésre visszavezetni. Ez a Thomson-féle árammérleg segítségével nagy pontossággal elvégezhető. Megemlítjük, hogy az áramerősség új egysége, az „új amper” kismértékben eltér a „rég amper”-től. Az eltérés 0,01%-on belül van, így nincs gyakorlati jelentősége. (Természetesen hasonló nagy ságrendben eltér az új „volt” és „ohm” is a régítől.)

Gyakorlati számításoknál némi nehézséget okoz, hogy amíg  $\mu_0$  jól megjegyezhető,  $\pi$ -vel kifejezhető szám, addig  $\varepsilon_0$  nem az. De általában megengedhető a következő közelítés:

$$c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ [ms}^{-1}\text{]}.$$

Ezt (7d)-be helyettesítve kapjuk:

$$\varepsilon_0 \approx \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} = 8,842 \cdot 10^{-12} \left[ \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \right], \quad (7f)$$

ami 5%-on belüli hibát ad. A fenti értékkel számolva, a fizikai képletek sokszor nagymértékben egyszerűsödnek. Ugyancsak nagy egyszerűsítéseket eredményez a gyakran szereplő:

$$\frac{1}{4\pi\varepsilon_0} = 8,98755 \cdot 10^9 \approx 9 \cdot 10^9 \left[ \frac{\text{Vm}}{\text{As}} \right] \text{ helyettesítés is.}$$

Az áram egységét atomi állandókkal is definiálhatjuk. Mivel egy elektron töltése:

$$q_e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ [C/elektron]},$$

$$1C = \frac{1}{q_e} = 6,242 \cdot 10^{18} \text{ [elektron]}$$

töltés.

Tehát:

$$1A = 1C/s = 6,242 \cdot 10^{18} \text{ [elektron/s]}.$$

Azonban az elektronok száma pontatlanul mérhető, ezért az erőhatás alapján definiáljuk az áram egységét.

#### 4.2. A származtatott elektromos mennyiségek mértékegységei

Az áramerősség egységének pontos meghatározása után a többi elektromos egység vagy a mechanikai egységek bevonásával, vagy a már definiált elektromos egységek segítségével definiálható.

*Például:*

**1** A feszültség egységének meghatározása. 1 V feszültségdifferencia van két pont között, ha 1 A átfolyó áram 1 W teljesítményt ad le. Vagyis:

$$P = UI \text{ [W]} = \text{[V} \cdot \text{A]} \quad \text{és} \quad \text{[V]} = \left[ \frac{\text{W}}{\text{A}} \right].$$

**2** Az ellenállás egységének meghatározása. Ha két pont között 1 A áram 1 V feszültséget létesít, akkor a két pont között az ellenállás 1 Ohm. Vagyis:

$$U = IR \text{ [V]} = \text{[A} \cdot \Omega] \quad \text{és} \quad \text{[\Omega]} = \left[ \frac{\text{V}}{\text{A}} \right].$$

Mennyiség	Definiáló egyenlet	[MKSA]	[m, s, A, C, V, \Omega, F, H]
Áram	$I$	A	
Áramsűrűség	$j = \frac{I}{A}$	$\text{Am}^{-2}$	
Töltés	$Q = I \cdot t$	As	C
Feszültség	$U = \frac{P}{I}$	$\text{m}^2\text{kgs}^{-3}\text{A}^{-1}$	V
Ellenállás	$R = \frac{U}{I} = Z$	$\text{m}^2\text{kgs}^{-3}\text{A}^{-2}$	$\Omega$
Induktivitás	$L = \frac{Z}{\omega}$	$\text{m}^2\text{kgs}^{-2}\text{A}^{-2}$	H
Kapacitás	$C = \frac{1}{\omega Z}$	$\text{m}^{-2}\text{kg}^{-1}\text{s}^4\text{A}^2$	F
Fajlagos ellenállás	$\rho = \frac{RA}{l}$	$\text{m}^3\text{kgs}^{-3}\text{A}^{-2}$	$\Omega \cdot \text{m}$
Fajlagos vezetés	$\sigma = \frac{l}{RA}$	$\text{m}^{-3}\text{kg}^{-1}\text{s}^3\text{A}^2$	$\Omega^{-1}\text{m}^{-1}, \text{Sm}^{-1}$
Elektromos térerő	$E = \frac{U}{l}$	$\text{mkgs}^{-3}\text{A}^{-1}$	$\text{Vm}^{-1}$
Mágneses térerő	$H = \frac{I}{l}$	$\text{Am}^{-1}$	$\text{Am}^{-1}$
Elektromos indukció	$D = \varepsilon E$	$\text{Asm}^{-2}$	$\text{Asm}^{-2}$
Mágneses indukció	$B = \mu H$	$\text{kgs}^{-2}\text{A}^{-1}$	$\text{Vsm}^{-2}, \text{T}$
Elektromos fluxus	$\Phi = D \cdot A$	As	As
Mágneses fluxus	$\psi = B \cdot A$	$\text{m}^2\text{kgs}^{-2}\text{A}^{-1}$	Vs, Wb

A fontosabb elektromos mennyiségek meghatározó fizikai egyenleteit és mértékegységét a 3. táblázatban tüntetjük fel.

Az MKSA mértérendszernek külön előnye, hogy a Maxwell-egyenletek semmilyen konstanszt nem tartalmaznak, a legegyszerűbb módon írhatók fel:

$$\left. \begin{aligned} \text{rot } E &= -\frac{\partial B}{\partial t} \text{ [Vm}^{-2}\text{]}, \\ \text{rot } H &= j + \frac{\partial D}{\partial t} \text{ [Am}^{-2}\text{]}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

A régebbi mértékegységek közül kettő, a Gauss és



az Oersted, még egy hosszabb átmeneti időszakig használatos lesz.

$$1 [\text{Vsm}^{-2}] = 10^4 [\text{Gauss}]$$

és

$$100 [\text{Am}^{-1}] = 1 [\text{Acm}^{-1}] = \frac{4\pi}{10} \text{ Oersted} = 1,257 \text{ Oersted}, \quad (9)$$

illetve:

$$1 \text{ Oersted} = 0,7958 [\text{Acm}^{-1}] = 79,58 [\text{Am}^{-1}].$$

### 5. Szorzószámok alkalmazása a mértékegységeknél

A gyakorlatban sokszor nehézséget jelent, hogy a mértékegység túl nagynak vagy túl kicsinek bizonyul adott körülmények között. Hogy a túl nagy vagy a túl kis számokkal járó kényelmetlenségeket elkerüljük, szorzóként tíz hatványaival számolunk, illetve egyszerűen ezeket betűvel helyettesítjük. Hogy a túl sok betűjelölést elkerüljük, csak ezres szorzójú lépéseket vezetünk be. Jelölésüket a 4. táblázat tünteti fel.

4. táblázat

$10^{18}$	<i>E</i>	exa
$10^{15}$	<i>P</i>	peta
$10^{12}$	<i>T</i>	tera
$10^9$	<i>G</i>	giga
$10^6$	<i>M</i>	mega
$10^3$	<i>K</i>	kilo

$10^{-18}$	<i>a</i>	atto
$10^{-15}$	<i>f</i>	femto
$10^{-12}$	<i>p</i>	piko
$10^{-9}$	<i>n</i>	nano
$10^{-6}$	$\mu$	mikro
$10^{-3}$	<i>m</i>	milli

$10^2$	<i>h</i>	hekto
$10^1$	<i>da</i>	deka
$10^{-1}$	<i>d</i>	deci
$10^{-2}$	<i>c</i>	centi

A 4. táblázatban alul közölt szorzók nem ezer többszörösei. Használatuk megengedett, de lehetőleg kerülni kell őket.

Általában célszerű, ha a gyakrabban szereplő konstansokat vagy nagyságrendeket a betűvel jelölt szorzóval memorizáljuk.

Például:

$$\text{A fény sebessége: } c = 3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1} = 300 \text{ Mms}^{-1}.$$

$$\text{Az atom átmérőjének nagyságrendje: } 10^{-8} \text{ cm} = 10^{-10} \text{ m} = 100 \text{ pm}.$$

$$\text{A proton átmérőjének nagyságrendje: } 10^{-13} \text{ cm} = 10^{-15} \text{ m} = 1 \text{ fm}.$$

$$\text{A kék fény hullámhossza: } \lambda = 5 \cdot 10^{-7} \text{ m} = 500 \text{ nm}.$$

$$\text{A kék fény frekvenciája: } f = \frac{c}{\lambda} = 0,6 \cdot 10^{15} \text{ Hz} = 600 \text{ THz}.$$

Az atom- és elektronfizikában gyakran szerepelnek olyan kis értékű konstansok, amelyek a jelenlegi legkisebb betűjelzéssel (atto= $10^{-18}$ ) sem fejezhető ki. Amíg az ennél kisebb betűjelzések nem születnek meg, addig is célszerű úgy a memorizálás mint a számítási műveletek egyszerűsítése céljából a két betűs szorzót használni, amelyekkel mint algebrai egységekkel számolhatunk. Például:

$$\text{Az elektron töltése: } q_e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C} = 16 \text{ aC} = 160 \text{ maC} \text{ (milli-atto)}.$$

$$\text{Az elektron tömege: } m_e = 9 \cdot 10^{-31} \text{ kg} = 900 \cdot 10^{-33} \text{ kg} = 900 \text{ fakg} \text{ (femto-atto)}.$$

$$\text{A Planck-állandó: } h = 6,63 \cdot 10^{-34} \text{ Ws}^2 = 663 \text{ aaWs}^2 \text{ (atto-atto)}.$$

$$\text{A Boltzmann-állandó: } k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K} = 13,8 \text{ ppJ/}^\circ\text{K} \text{ (piko-piko)}.$$

A betűjelölést mindig célszerű úgy megválasztani, hogy a számérték 0 és 1000 közé essen.

Itt szeretnénk rámutatni arra, hogy a „milli” jelölése „m”-el zavart okoz. Sajnálatos, hogy az egyik mérőszám jele megegyezik a „méter” alapegység jelével. Ugyancsak zavaró, hogy a tömegység jele „kg”. Egyrészt az alapegységeket célszerűbb egy betűvel jelölni, mint a méter és secundum jele. Másrészt még zavaróbb, hogy az alapegységben a „kilo” mérőszám szerepel, ami arra utal, mintha az alapegység a „gramm” lenne.

Következetes jelölésmódunkkal:

$$1 \text{ gramm} = 1 \text{ mkg},$$

$$1 \text{ tonna} = 1 \text{ kkg} = 1 \text{ Mg}.$$

(Aki sokszor használja a „milli” és „kg” jelöléseket, saját használatra célszerűen bevezethet új jelöléseket, például a „milli” jelölésére a „p” betűt, a „kg” helyett a „t” vagy „h” jelet. A „h” mint „hekto” jelölése a gyakorlatban nem szerepel.)

A betűjelölések bevezetése súlyosabb félreértésre is vezethet. Vegyük például a hosszegységből származtatott megszokott terület és köbtartalom egységeiket:  $\text{mm}^2$ ,  $\text{mm}^3$ ,  $\text{km}^2$ ,  $\text{km}^3$  stb. Rövid megfontolás után belátható, hogy az új mértékrendszer szellemében ezeket másképpen kell értelmeznünk. Ugyanis az 1 mm élhosszúságú négyzet, ill. kocka területe, ill. térfogata az ábra szerinti.

$$1\text{mm} \updownarrow \square \quad A = 1 (\text{mm})^2 = 1 \text{ m}^2\text{m}^2 = 1 \mu\text{m}^2 \text{ (1 mikro-négyzetméter)},$$

$$1\text{mm} \updownarrow \square \quad V = 1 (\text{mm})^3 = 1 \text{ m}^3\text{m}^3 = 1 \text{ nm}^3,$$

$$1\text{km} \updownarrow \square \quad A = 1 (\text{km})^2 = 1 \text{ k}^2\text{m}^2 = 1 \text{ Mm}^2,$$

$$1\text{km} \updownarrow \square \quad V = 1 (\text{km})^3 = 1 \text{ k}^3\text{m}^3 = 1 \text{ Gm}^3.$$

Ugyanis, ha egy mennyiséggel egy műveletet végzünk, például négyzetre vagy köbre emeljük, akkor a mérőszámmal is automatikusan ugyanazt a műveletet kell végeznünk, hogy az új mérőszámot meg-



kapjuk. Ha a mérőszámok betűk helyett 10 hatványaival vannak kifejezve, akkor ez a kérdés fel sem merül.

*Példa:* Mennyi egy  $a=3$  km élhosszúságú négyzet területe?

$$a=3 \cdot 10^3 \text{ m}=3 \text{ km},$$

$$A=a^2=(3 \cdot 10^3 \text{ m})^2=9 \cdot 10^6 \text{ m}^2=9 \text{ Mm}^2.$$

A betű jelöléssel:

$$A=a^2=(3 \text{ km})^2=9 \text{ km}^2=9 \text{ Mm}^2.$$

Félrevezető, hogy régi jelöléseinkkel  $A=3^2 \text{ km}^2=9 \text{ km}^2$ -et kellene írunk. Ugyanis új jelöléseinkkel:

$$9 \text{ km}^2=9 \text{ kilonégyszetméter}=9000 \text{ m}^2,$$

egy 94,87 m élhosszúságú négyzet területe.

Példánkból is látszik, hogyha egy 1 mm élhosszúságú négyzet területét számoltuk volna, mennyire zavaró, hogy a „milli” és a „méter” jele egyformán „m”.

A fent elmondottak elsősorban a gyakorlati számolásoknál jelentenek nehézséget. Szavakkal elmondva a „négyzetmilliméter”, köbkilométer stb. elnevezések egyértelműek. Mindenesetre célszerűbb és precízebb lenne — bár kérdés, hogy el fog-e terjedni — a négyzetmilliméter helyett a  $\mu\text{m}^2$ , a négyzetkilométer helyett a  $\text{Mm}^2$  stb. elnevezés.

## 6. Fizikai képletek írásmódja

Az új mértékrendszer bevezetésével együtt fizikai képletek felírásánál — különösen ha azokat gyakorlati számításokra is fel akarjuk használni — feltétlen szükséges, hogy azok a mértékegységek szempontjából is helyesek legyenek, illetve fel kell tüntetnünk, hogy a szereplő mennyiségek milyen mértékegységben értendők.

Az MKSA mértékrendszernek nagy előnye, hogy a fizikai formula, ha tudjuk, hogy az az MKSA tárgyalásmódnak megfelelő levezetés eredménye, feltétlenül helyes eredményt ad, ha minden szereplő mennyiséget MKSA-egységekben adunk meg.

A mértékegységek felírására nincs egységes jelölésmód. Az alábbi példában bemutatunk néhány lehetséges jelölésmódot. Vegyük az ellenállás számításának a képletét:

$$a) \quad R = \frac{\rho \cdot l}{A} \begin{cases} \rho [\Omega\text{m}], \\ l [\text{m}], \\ A [\text{m}^2]. \end{cases}$$

Ez a jelölésmód hosszadalmas, de egyértelmű.

$$b) \quad R = \frac{\rho \cdot l}{A},$$

$$[\Omega] = \left[ \frac{\Omega\text{m} \cdot \text{m}}{\text{m}^2} \right].$$

Itt a fizikai egyenlet alá felírtuk a mértékegység-egyenletet, amelynek szintén teljes egyenlőséget kell mutatnia. Ez az írásmód is hosszadalmas és nehézkes.

$$c) \quad R = \frac{\rho \cdot l}{A} [\Omega, \Omega\text{m}, \text{m}, \text{m}^2] \text{ vagy } [\Omega], [\Omega\text{m}, \text{m}, \text{m}^2].$$

A fenti jelölésmód a legtömörebb. Félreértést nem okozhat, mert aki ismeri a fizikai képletet, az előtt nem lehet vitás, hogy az egyes egységek mire vonatkoznak. Ezt a jelölésmódot lehet a leginkább javasolni.

A mérnöki gyakorlatban ritkán használják az eredeti fizikai formulákat, hanem inkább a belőlük származtatott, egyszerűsített tapasztalati formulákat. Ezekben a mértékegység-helyesség már nehezen ismerhető fel, ezért különösen fontos, hogy pontosan megadjuk, hogy az egyes mennyiségeknek mik a mértékegységei.

*Példa:* Egyenes réz körvezető ellenállása:

$$R = \frac{23 \cdot l}{d^2} [\Omega] \begin{cases} l [\text{km}], \\ d [\text{mm}]. \end{cases}$$

Rövidebben is írhatjuk:

$$R = \frac{23 \cdot l}{d^2} [\Omega, \text{km}, \text{mm}].$$

### 6.1. Fizikai képletek kiszámítása, ha a mértékegységek szorzószámokkal vannak megadva

Ha az egyes mértékegységek 10 hatványaival vagy azok betűjelével vannak megadva, gyakorlati számításoknál sokszor hosszadalmas és sok hibalehetőséget adó számításokat kíván az MKSA alapegységekbe való átszámítás. Ekkor nagy könnyebbséget jelent, ha felismerjük, hogy a szorzószámokat jelentő betűkkel mint algebrai tényezőkkel számolhatunk. Különösen előnyös ez olyan fizikai képleteknél, ahol az eredményt az egyes mennyiségek szorzata és hányadosa adja.

Az eljárást egy példán mutatjuk be. Számítsuk ki egy vezető ellenállását, ha:  $l=1200$  km,  $A=0,3$  (cm)<sup>2</sup> és

$$\rho = 0,002 \frac{\Omega(\text{mm})^2}{\text{m}}.$$

Az ismert képlet alapján:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} = \frac{0,002 \cdot 1200}{0,3} \underbrace{\left( \text{m}^2 \text{k} \frac{1}{\text{cm}^2} \right)}_{\substack{\rho \\ l \\ A}} \underbrace{\left[ \frac{\Omega\text{m}^2}{\text{m}} \cdot \text{m} \cdot \frac{1}{\text{m}^2} \right]}_{\substack{\rho \\ l \\ A}} =$$

$$= 8 \cdot (10) [\Omega] = 80 [\Omega].$$

Itt anélkül, hogy  $l$ ,  $A$ ,  $\rho$ -t MKSA-egységekbe átszámítottuk volna, a következőképpen jártunk el:

- A fizikai képletbe behelyettesítjük a számértékeket, anélkül, hogy a szorzószámokat figyelembe vettük volna. Esetünkben a 0,002, az 1200 és a 0,3 értékeket. Ezek a fizikai képlet szerint 8-at eredményeznek.
- Ezt követően gömbölyű zárójelbe írtuk a szorzószámok betűjeleit. Illetve célszerűbb, ha



a fizikai formula számértékeinek a behelyettesítésével egyidejűleg azonnal a gömbölyű zárójelen belül beírjuk a betűjeleket.

c) Szögletes zárójelbe beírjuk a megfelelő MKSA alapegységeket.

d) A zárójelen belül elvégezzük az összevonásokat.

Kis gyakorlat után a gömbölyű zárójelen belül igen gyorsan és hibamentesen tudunk számolni, anélkül, hogy visszatérnénk 10 hatványaira. Ennek érdekében célszerű csak az ezres szorzókkal számolni és kerülni kell a c, d, h, centi, deka, hekto stb. jelöléseket. Az  $mk=1$ ,  $\mu M=1$ ,  $m\mu=n$  stb. összefüggések rövid gyakorlás után könnyen memorizálhatók.

A szögletes zárójelen belüli összevonások után természetesen a helyes fizikai mértékegységeket kell kapnunk, esetünkben  $\Omega$ -ot.

Befejezésül néhány példát közlünk.

*Példa:*  $R=4$  Mohm ellenálláson  $I=2$  mA áram folyik át.  $U=?$

$$U=IR=2 \cdot 4 \text{ (mM) [A}\Omega\text{]}=8 \text{ [kV]}.$$

Itt a végeredményben a szorzóbetűt a dimenzió-zárójelbe írhatjuk.

*Példa:*  $m=5$  tonna [kkg],  $v=8$  [kms<sup>-1</sup>], mennyi a mozgási energia?

$$W=\frac{mv^2}{2}=\frac{5 \cdot 8^2}{2} \text{ (kk}^2\text{) [kg m}^2\text{ s}^{-2}\text{]}=160 \text{ [GJ]}.$$

*Példa:* Mennyi  $C=2$  nF-os kapacitás impedanciája  $\omega=5$  Ms<sup>-1</sup>-en?

$$X=\frac{1}{\omega C}=\frac{1}{2 \cdot 5} \left( \frac{1}{\text{Mn}} \right) [\Omega]=0,1 \text{ [k}\Omega\text{]}=100 [\Omega].$$

*Példa.* Milyen erővel taszítja egymást két  $Q_1=Q_2=1$  mC töltés egymástól 2 km távolságról? ( $\epsilon_0=8,85$  [pF/m]= $8,85 \left[ p \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \right]$ ):

$$F=\frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{Q_1 Q_2}{R^2}=\frac{1}{4\pi \cdot 8,85} \cdot \frac{1 \cdot 1}{2^2} \left( \frac{m \cdot m}{p \cdot k^2} \right) \left[ \frac{m}{F} \frac{C^2}{m^2} \right]=0,0022 \text{ (1) [N]}=2,2 \text{ [mN]}.$$

*Példa.* Milyen sebességet ér el  $m=10^{-13}$  kg= $0,1$  pkg-os tömeg, amelynek  $Q=4 \cdot 10^{-9}=4$  nAs töltése van, ha  $U=10$  kV potenciálkülönbségen halad át?

$$v=\sqrt{\frac{2QU}{m}}=\sqrt{\frac{2 \cdot 4 \cdot 10}{0,1}} \left( \sqrt{\frac{n \cdot k}{p}} \right) \left[ \sqrt{\frac{\text{AsV}}{\text{kg}}} \right]=\sqrt{800} \text{ (k) [ms}^{-1}\text{]}=28,3 \text{ [kms}^{-1}\text{]}.$$

Megjegyezzük, hogy itt a gömbölyű zárójelen belül csak véletlenül kaptuk 10 egész számú hatványát. Ha példánkban  $m=0,1$  pkg= $100$  fkg-ot választunk, a számításunk bonyolódik. Ekkor helyesen így járunk el:

$$v=\sqrt{\frac{2QU}{m}}=\sqrt{\frac{2 \cdot 4 \cdot 10}{100}} \left( \sqrt{\frac{n \cdot k}{f}} \right) [\text{ms}^{-1}]=\sqrt{0,8}(\sqrt{G}) [\text{ms}^{-1}]=\sqrt{0,8}(\sqrt{\text{kM}}) [\text{ms}^{-1}]=$$

$$=\sqrt{0,8} \text{ k (k) [ms}^{-1}\text{]}=\sqrt{800} \text{ [kms}^{-1}\text{]},$$

vagyis előbbi eredményünket kaptuk meg.

## 7. A logaritmus mértékegységek

A fizika és a technika számos területén célszerű nem magukkal az eredeti mennyiségekkel számolni, hanem azok logaritmusával.

Helyesebben szólva nem maguknak a mennyiségeknek a logaritmusával, hanem valamilyen, az illető mennyiség alapegységére vonatkoztatott viszonyszám logaritmusával. Az új mértékegység-rendszer bevezetésével egyidőben, amely kizárólag a 10-es számrendszer használatán alapul, célszerű a logaritmus egységeknél is áttérni a 10-es alapú logaritmusra. Ez bizonyos nehézségekkel is jár, mint erre később rámutatunk.

### 7.1. A logaritmus definíciója. Alapfogalmak

Bármely  $x$  szám egyenlő egy tetszőleges  $c$  konstans, felemelve  $x$  ugyanazon  $c$  konstans alapú logaritmusára. Így például  $c, d, e, 10, 2$  stb. konstansok esetén:

$$x=c^{\log_c x}=d^{\log_d x}=e^{\ln x}=10^{\lg x}=2^{\log_2 x}=\dots \quad (10)$$

A fenti formula alapján egyszerűen adódik a különböző alapú logaritmusok egymásba való átszámítása. Ugyanis:

$c^{\log_c x}=d^{\log_d x}$  és mindkét oldal „ $c$ ” alapú logaritmusát véve:

$$\log_c x=\log_d x \cdot \log_c d.$$

Innen:

$$\log_d x=\frac{\log_c x}{\log_c d}.$$

Mivel „ $c$ ” tetszőleges lehet, teljesen általánosan:

$$\log_d x=\frac{\ln x}{\ln d}=\frac{\lg x}{\lg d}=\frac{\log_2 x}{\log_2 d}=\dots \quad (11)$$

A fenti formula a logaritmusokkal való számolás legfontosabb formulájának tekinthető.

*Példa:*

$$\log_2 7=\frac{\lg 7}{\lg 2}=\frac{0,845}{0,301}=2,807.$$

Tehát a különböző alapú logaritmusok csupán egy szorzószámban különböznek egymástól. Vagy fordítva, egy konstans számmal szorzott logaritmus mindig egy más alapú logaritmusnak tekinthető. Legyen „ $A$ ” egy mennyiség, illetve viszonyszám és  $k$  egy konstans, akkor az  $a=k \cdot \log_c A$  összefüggés mindig így is írható

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{\log_c A}{\log_c d} = \log_d A = \log_c A^k \\ \text{ahol: } \log_c d &= \frac{1}{k}, \quad \text{illetve} \quad d=c^{\frac{1}{k}}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Ugyanakkor a „ $k$ ” szorzót „ $A$ ” hatványaként is bevihetjük a logaritmus alá. Így kapjuk a logaritmus összefüggések három lehetséges alakját:



- a)  $k$  számmal szorzott logaritmus,  
 b) szorzót a logaritmus alá visszük hatványként,  
 c) áttérünk más alapú logaritmusra, ahol nincs szorzó.

Teljesen általános esetben az  $a$ ,  $b$ ,  $c$  eljárásokat kombináljuk.

Például:

$$a = k \cdot \log_c A = k_1 \cdot \log_c A^{k_2}, \quad \text{ahol } k = k_1 k_2,$$

$$a = k_1 \cdot \log_d A^{k_2}, \quad \text{ahol } k = k_1 k_2 k_3,$$

$$\text{és } d = c^{\frac{1}{k_3}}.$$

A következőkben csak a híradástechnikában alkalmazott logaritmusok egységeivel foglalkozunk. A gyakorlatban elterjedt öt logaritmus összefüggést az 5. táblázatban tüntetjük fel.

Mint említettük, a különböző alapú logaritmusok csak egy konstans szorzóban különböznek egymástól. A „ $k$ ” szorzókat a 6. táblázat tünteti fel. A táblázat egyúttal a különböző logaritmusok közötti átszámítást is megadja.

Például legyen  $A = 5$ . Ez hány dB-nek felel meg? Ötféle módon számolhatjuk ki. A táblázat vízszintes sorait használjuk. A „dB” sorából:

$$a = 20 \lg 5 = 10 \log_{\sqrt{10}} 5 = \log_{20\sqrt{10}} 5 = 8,69 \cdot \ln 5 =$$

$$= 6,02 \log_2 5 = 13,98 \text{ dB}.$$

5. táblázat

Számítás	Elnevezés	Alap	Jelölés
$a = \lg A$	dekád	10	D
$a = 2 \lg A$	bel	$\sqrt{10}$	B
$a = 20 \lg A$	decibel	$\frac{20}{\sqrt{10}}$	dB
$a = \ln A$	neper	e	Np
$a = \log_2 A$	oktáv	2	

6. táblázat  $a = k \log_c A$

	Egység	D	B	dB	Np	oktáv
		lg	$\log_{\sqrt{10}} A$	$\log_{20\sqrt{10}} A$	$\ln A$	$\log_2 A$
a	D	1	0,5	0,05	0,434	0,301
	B	2	1	0,1	0,869	0,602
	dB	20	10	1	8,69	6,02
	Np	2,3	1,151	0,115	1	0,693
	oktáv	3,32	1,66	0,166	1,443	1

Az egységek közötti átszámításhoz a függőleges oszlopokat használjuk.

Például a dekád oszlopából:

$$1 \text{ D} = 2 \text{ B} = 20 \text{ dB} = 2,3 \text{ Np} = 3,32 \text{ oktáv}.$$

## 7.2. A Np, B és dB mint feszültség- és teljesítményviszony logaritmusai

A híradástechnikában éppen úgy, mint a matematikában kétféle alapú logaritmus terjedt el: a 10-es alapú és a természetes „ $e$ ” alapú.

Sajnálatos módon a két logaritmus használata is kissé eltér egymástól.

Feszültségviszonyokra:

$$a = \ln \frac{U_1}{U_2} [\text{Np}] = \lg \frac{U_1}{U_2} [\text{D}] = 2 \lg \frac{U_1}{U_2} [\text{B}] =$$

$$= 20 \lg \frac{U_1}{U_2} [\text{dB}]. \quad (12)$$

Teljesítményviszonyokra:

$$a = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} [\text{Np}] = \frac{1}{2} \lg \frac{P_1}{P_2} [\text{D}] = \lg \frac{P_1}{P_2} [\text{B}] =$$

$$= 10 \lg \frac{P_1}{P_2} [\text{dB}]. \quad (13)$$

Tehát feszültségviszonyokra a Np, teljesítményviszonyokra a B és dB tűnik természetesebbnek, mert nem tartalmazza a 2-es szorzót, illetve osztót. A 2-es tényező nyilvánvalóan a feszültségről a teljesítményre való áttérése miatt adódik, a  $P = \frac{U^2}{R}$  összefüggésből.

A 2-es tényező, amint láttuk, jelenthet a logaritmus előtt egy szorzó vagy osztót, jelentheti a log-jel után a négyzetre emelést vagy gyökvonást és jelenthet más alapú logaritmusra való áttérést.

A Np és dB eltérő definíciója történelmi okokra vezethető vissza. Ezen ma már változtatni nem lehet. Súlyosabb és indokolatlan viszont, hogy az SI-rendszer bevezetésével a dB lett alapegységnek elfogadva. A d=deci csupán szorzószámot jelent, az alapegység a B=bel.

Nem áll fenn az az indoklás, hogy a B túl nagy egység. Egyrészt a B és a Np közel azonos nagyságú egységek, másrészt ugyanúgy, mint más területeken, a szorzószámok alkalmazása, a dB, cB, mB kisebb egységek bevezetése minden további nélkül lehetővé teszi a dB használatát is, ha az alapegység a B. A dB alkalmazása különösen a fizikai képletek írását teszi nehézkesé. Így például, ha dB-ben akarunk feszültség- vagy teljesítményviszonyt kifejezni:

$$\frac{U_1}{U_2} = 10^{\frac{a}{20}} \quad \text{és:} \quad \frac{P_1}{P_2} = 10^{\frac{a}{10}} \quad [a] = [\text{dB}].$$

Ha pedig  $a$ -t B-ben értjük:

$$\frac{U_1}{U_2} = 10^{\frac{a}{2}} \quad \text{és:} \quad \frac{P_1}{P_2} = 10^a \quad [a] = [\text{B}].$$

Hasonlóan zavaró egyéb képletekben is a dB használata. Például a reflexió kifejezésében:



$$a_r = 20 \lg \left| \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \right| \text{ [dB]} = 2 \lg \left| \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \right| \text{ [B]}.$$

A fentiek alapján világos, hogy feltétlenül szükséges a bel, mint alapegység bevezetése. Ebben az esetben fizikai formuláink egyszerűek és az SI-rendszer bevezetésének szellemében számértékre is helyesek maradnak, anélkül, hogy utalnunk kellene rá, milyen logaritmus egységet használunk. Ettől függetlenül és ha konkrét adatokról van szó, automatikusan adódik a megfelelő szorzószám vagy betű használata.

*Például:*

$$a_r = 22 \text{ [dB]}, a = 5 \text{ [cB]} \text{ stb.}$$

### 7.3. Az abszolút feszültség- és teljesítményszint

A logaritmus egységek pusztán számok. Azonban sokszor előnyös, ha a logaritmus egységek tényleges fizikai mennyiséget fejeznek ki. Ennek egyszerű módja, hogy az illető mennyiséget egy jól definiált alapegységhez viszonyítva fejezzük ki. A híradástechnikában két ilyen egység terjedt el: az abszolút feszültség szint és az abszolút teljesítményszint. Alapegységnek elfogadva:

$$U_0 = 0,775 \text{ V} \quad \text{és} \quad P_0 = 1 \text{ mW.}$$

Így:

Az abszolút feszültség szint:

$$20 \lg \frac{U \text{ [V]}}{0,775} \text{ [dBu]} \quad (14)$$

Az abszolút teljesítményszint:

$$10 \lg \frac{P \text{ [mW]}}{1} \text{ [dBm]}, \quad (15)$$

ahol az „m” index a „milliwattra” utal.

*Példa:* Fejezzük ki 0,1 V, 5 V, 10  $\mu$ W és 20 mW-ot abszolút szintekkel.

$$0,1 \text{ V} = 20 \lg \frac{0,1}{0,775} = -17,8 \text{ dBu},$$

$$5 \text{ V} = 20 \lg \frac{5}{0,775} = +16,2 \text{ dBu},$$

$$10 \mu\text{W} = 10 \lg 10^{-2} = -20 \text{ dBm},$$

$$20 \text{ mW} = 10 \lg 20 = +13 \text{ dBm}.$$

Itt a [V]=[dBu] és [mW]=[dBm] dimenziók közé egyenlőségjelet tehetünk, mert mindkettő feszültséget, illetve teljesítményt fejez ki.

### 7.4. Logaritmus szintek az akusztikában

Az akusztikában a feszültségnek az effektív hangnyomás, a teljesítménynek a hangintenzitás, az 1 m<sup>2</sup>-en áthaladó teljesítmény felel meg:

$$\begin{aligned} [p] &= \left[ \frac{\text{N}}{\text{m}^2} = \text{Pa} \right], \\ [I] &= \left[ \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right]. \end{aligned} \quad (16)$$

A logaritmus egységek bevezetéséhez az 1000 Hz-en füllel még éppen hallható

$$p_0 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ [Pa, N/m}^2\text{]} \quad \text{és a hozzá tartozó:} \quad (17)$$

$$I_0 = 10^{-12} \text{ [W/m}^2\text{]},$$

alapegységeket választották. Így a logaritmus hangszint:

$$a = 10 \lg \frac{I}{I_0} = 20 \lg \frac{p}{p_0} \text{ [dB]}.$$

A híradástechnika és akusztika további logaritmus egységeinek a tárgyalása helyett csupán az irodalomra utalunk.

### 7.5. A fázisszög figyelembevétele a logaritmus egységeknél

A 10-es alapú logaritmusra való áttérés semmiféle nehézséget nem jelent, amíg valós mennyiségekről van szó. Áthidalhatatlan nehézségek merülnek azonban fel, ha komplex mennyiségekről van szó, vagyis a fázisforgatást is figyelembe kell venni. Ugyanis

$$\left. \begin{aligned} \text{ha: } A &= |A| e^{j\varphi} = |A| 10^{0,434j\varphi} \quad [\varphi \text{ radián}] \\ \text{akkor: } \ln A &= \ln |A| + j\varphi \\ \lg A &= \lg |A| + j 0,434 \varphi \end{aligned} \right\} (19)$$

A természetes logaritmusnál a képzetes rész közvetlenül megadja a fázisforgatást radiánban, a 10-es alapúnál viszont csak egy konstansszal szorozva.

A nehézségek érzékeltetésére csak egy példát hozunk fel. Vegyük a feszültségeloszlást egy távvezeték mentén. Ismeretes, hogy:

$$U(x) = A e^{\gamma x} + B e^{-\gamma x} = A e^{(\alpha + j\beta)x} + B e^{-(\alpha + j\beta)x},$$

ahol a terjedési állandó:

$$\gamma = \alpha + j\beta \text{ [Np, radián/km]}.$$

Áttérve 10-es alapra:

$$U(x) = A 10^{\left(\frac{\alpha}{20} + j0,434\beta\right)x} + B 10^{-\left(\frac{\alpha}{20} + j0,434\beta\right)x},$$

ahol:

$$\gamma = \alpha + j\beta \text{ [dB, radián/km]}.$$

Nyilvánvaló, hogy a fenti írásmód rendkívül nehézkes és teljesen áttekinthetetlen. További bonyolalmat jelent, hogy az  $\text{sh}x$ ,  $\text{ch}x$ ,  $\text{th}x$  függvények mind úgy vannak értelmezve, hogy  $x$  (illetve komplex  $Z$ ) Np és radiánban van megadva. Ezért a fizikai képletekben továbbra is meg kell maradnunk a Np használata mellett. Azok az országok, amelyek eddig is a dB-t használták, mint az USA és Anglia, az elméleti irodalomban kizárólag ezeket a természetes egységeket használják.

### Irodalom

1. Ligeti Imre: A nemzetközi mértékegység-rendszer és használata, 1979.
2. Cebe László: Átviteltechnika I–II. KKVMF jegyzet, 1979.



# Minőségi szint-vizsgálat számítógépes kiértékelése a BHG Híradástechnikai Vállalatnál. II. rész

FERENCZI ILONA  
BHG

## Bevezetés

Jelenleg a BHG Számítóközpontja 11 különféle gyártmányról ad havi jelentést a MEO részére a minőség-szint-vizsgálatok értékeléséhez. (Egy éve gyűjtjük az adatokat). Programunk lehetőséget ad bármely gyártmány jelentésének megszüntetésére és bármely új gyártmány felvételére.

Az alábbiakban először kiegészítést adunk a megbízhatósági számítások alapvető képletéhez:

A képlet így szól:

$$PLU = \frac{1}{N} \left( 0,5 U^2 + M + U \sqrt{M + 0,25 U^2} \right),$$

$$PLU = \frac{1}{N} \left( + 0,82M + 1,28 \sqrt{M + 0,41} \right).$$

( $U=1,28$  a 90%-os egyoldalú megbízhatósági intervallumhoz tartozó érték, a cikk I. részében közöltek alapján.)

$N$  = megfigyelések száma

$M$  = hibák száma

Eddigi méréseink olyanok voltak, hogy a legtöbb gyártmányra biztosítani tudtuk a nagyszámú mintavételt, de voltak olyan hónapok is, amikor valamelyik gyártmányra semmi mérésünk nem volt (technikai akadály, gyártás leállás, stb. miatt).

A minőség-szint-vizsgálat akkor is érvényes, hiszen a megelőző hónapokra támaszkodni tud mind a rövid idejű, mind a hosszabb idejű statisztika.

Ugyanakkor a megbízhatósági szint minden esetben a konkrét ( $M, N$ )-re nyer számítógépes kiértékelést.

Mivel ez egy fontos mutatószám és szükségünk lehet tetszőleges ( $M, N$ ) értékpárhoz tartozó megbízhatósági szintre is (még közbülső helyre is), ezért ennek meghatározásához nomogramot készítettünk. A mellékelt nomogram elkészítésénél a következő szempontokat vettük figyelembe:

1. A PLU ( $M, N$ ) kétváltozós függvény.
2. A szorzás, osztás, összeadáson kívül szerepel még a gyökvonás is.
3. Skálázás szempontjából is használható legyen a nomogram.

A fenti szempontok szerint készítettük el a mellékletben látható kettős „Z” nomogramot (1. és 2. ábra). A kettős „Z” nomogram segítségével bármely  $M$  és  $N$  adatra (a tengelyeken megadott értékhatárok között) könnyen megkaphatjuk a hozzá tartozó PLU felső megbízhatósági értéket.

A kettős „Z” nomogram szerkesztésénél a következő módszert alkalmaztuk:

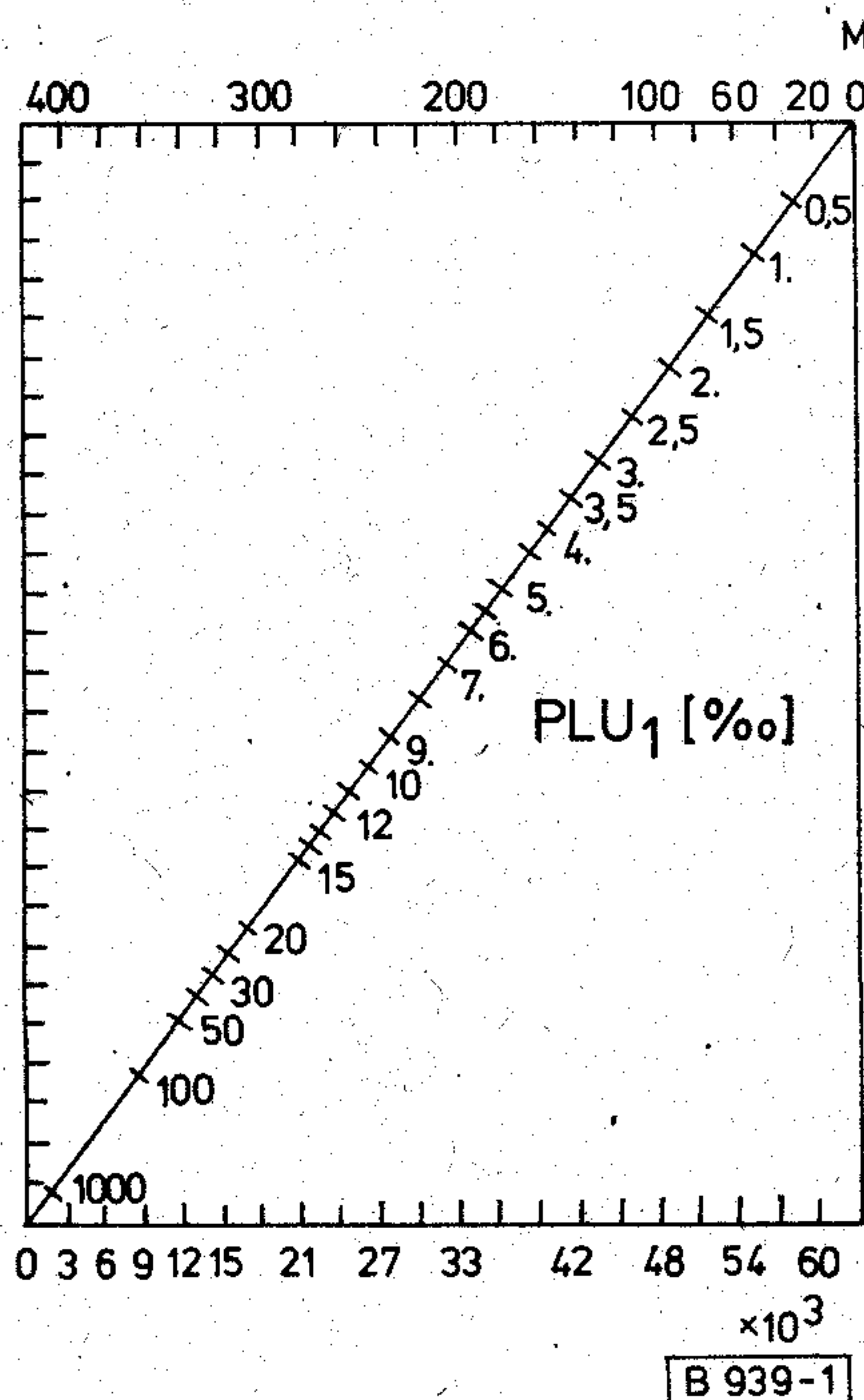
a  $PLU = \frac{1}{N} \left( 0,82 + M + 1,28 \sqrt{M + 0,41} \right)$  képletet két tagra bontottuk.

$$PLU = PLU_1 + PLU_2 = \frac{Z_1}{N} + \frac{Z_2}{N},$$

ahol  $Z_1 = M$  és

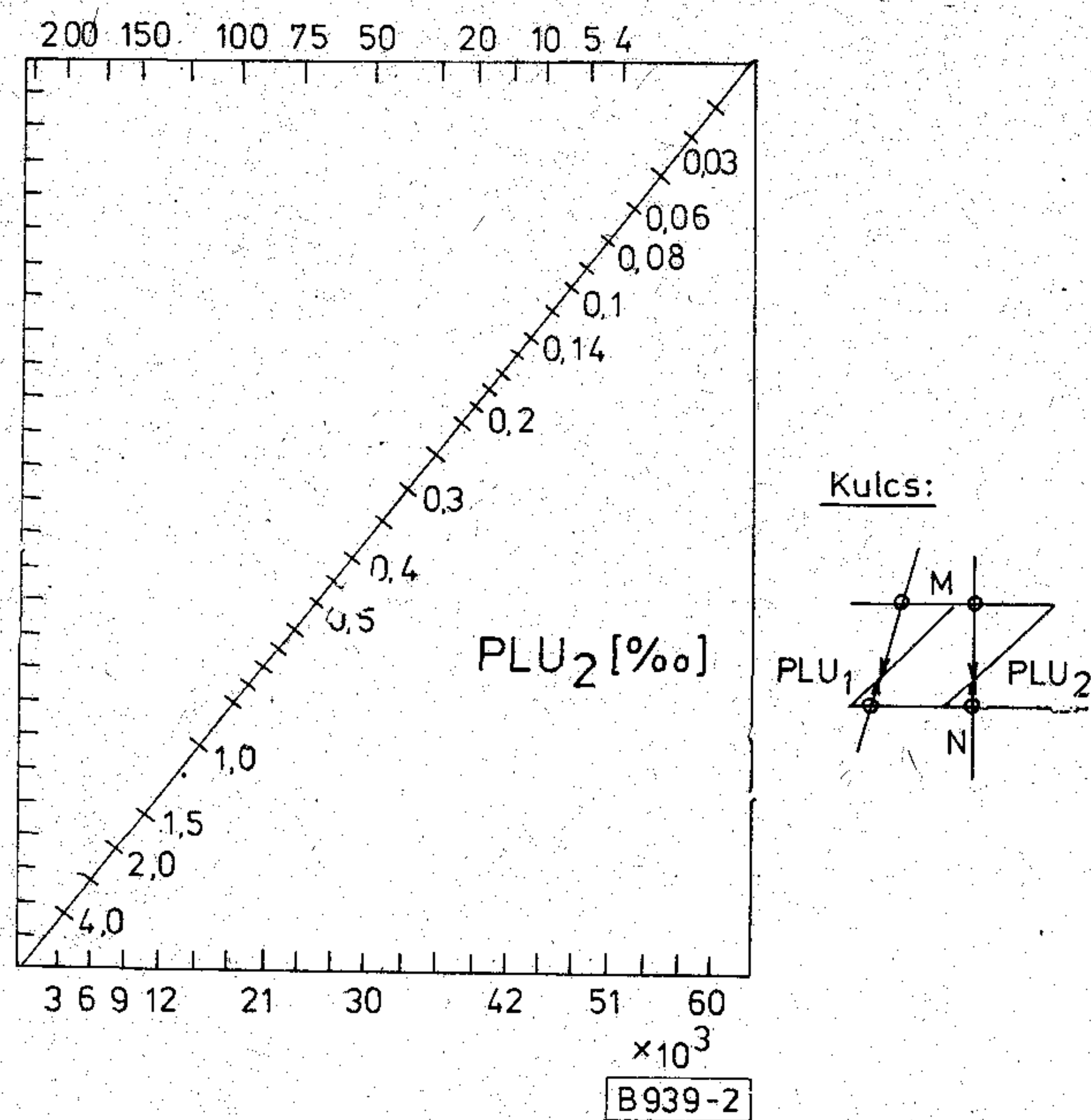
$$Z_2 = 0,82 + 1,28 \sqrt{M + 0,41}.$$

A  $PLU_1 = \frac{Z_1}{N}$  és a  $PLU_2 = \frac{Z_2}{N}$  függvényre egy-egy külön „Z” nomogramot szerkesztettünk.



1. ábra. Megbízhatósági szint nomogramja





2. ábra. Megbízhatósági szint nomogramja

Az adott (M, N) értékpárra vonatkozó PLU értéket a következőképpen kapjuk: Mindkét „Z” nomogram M és N tengelyén kikeressük az adott M és N értékeket, ezeket páronként egy-egy egyenessel összekötve az átlós tengelyeken kapott metszéspontoknál leolvasható számértékeket összeadjuk (a visszakódolást, vagyis a skálázást számítógéppel végeztük). A nomogram kulcsa a mellékleten szerepel.

#### Számítógépes kiértékelés ismertetése

A feladat számítógépes feldolgozása olyan, hogy minimum 8 hónapra és maximum 24 hónapra van tervezve. Ez azt jelenti, hogy 8 hónapra összegyűjtött mérések után lehet a minőségértékelést érdemlegesen megkezdeni. Ezután havonta nő az adatok száma. A felső határt két tényező befolyásolja:

- tárolási probléma,
- elavulnak a régi adatok.

Nyilván, ha megállapodunk abban, hogy 8–24 hónap intervallumban dolgozunk, akkor ez nem jelenti azt, hogy mindig újra kell kezdeni a mérést. A 25. hónap felvétele ugyanis az első hónap elhagyását jelenti.

Probléma lehet még, hogy sokféle gyártmány esetén hogyan őrizzük az adatokat, hiszen minden gyártmányra hibalisták szerint egy program egy futással adja a havi listákat. (Mindig szükség van a teljes adathalmazra, hiszen kölcsönveszi a megelőző időszakot a feladat.)

Gyakorlati tapasztalatunk az, hogy a nagy mennyiségű mérésből a többféle lehetséges hiba elemzése, a megelőző időszakok eredményeinek tárolása és állandó vizsgálata ilyen szinten manuálisan elvégezhetetlen. Ehhez nyújt segítséget az ismertetett számítógépes rendszer.

A következő számítógépes feldolgozással oldhatjuk meg a problémát:

Input szolgáltatások:

A megfigyelési eredmények azonosítási rendszere:

Az egy szempont szerint összetartozó hibalehetőségeket (hibakarakterisztikákat) hibalisták (hibajegyzékek) foglalják össze. Mind a hibakarakterisztikák, mind a hibalisták azonosító száma kétjegyű szám, tehát a rendszer — egy gyártmányra vonatkozólag — közel 10 000 hibafajtát tud kezelni, egyértelműen azonosítani.

A gyártmány szerinti azonosítást — az egyszerűség kedvéért — azzal a szabványszámmal végezzük, amely alapján az adott szerelvény, ill. berendezés minőségszint-vizsgálata történt. Ez BHG-szabványok esetében egy ötjegyű szám. A gyártmányok készítésének helyére vonatkozólag egy egyjegyű szám ad információt. Ezzel az azonosító számmal csaknem 10 gyárat, ill. gyáregységet különböztethetünk meg.

Az adatkártyák téma szerinti (Pl.: Minőség szerinti vizsgálat) azonosítását egy a számítóközpont által megadott háromjegyű szám szolgálja, amely az összes adatkártyán az első három oszlopon kerül rögzítésre. A megfigyelési eredmények időpont szerinti azonosítását két kétjegyű szám biztosítja. Az első az aktuális évszám utolsó két számjegye, a második azon hónap száma, amelyben a megfigyelés történt.

Az egyes adatkártyákon az azonosító számok után három, a feldolgozás alapadatait képező — információ kerül felvitelre. Az első a W, mint az adott hibakarakterisztikához tartozó jóságcsökkentő érték. Továbbá az M, a tárgy hónapban talált hibák száma és az N a tárgy hónapban végzett megfigyelések száma kerülnek felvitelre.

A lyukasztásra kerülő azonosító számok és megfigyelési eredmények s kártyapozíció megadásával az alábbi formátumban történik:

Kártyapozíció	Adatazonosító ill. megfigyelési eredmény
1–3	Kártyajel
4	Gyártó megnevezése és száma
5–9	Vizsgálati utasítás száma
10–13	Dátum
14–15	Hibajegyzék
16–17	Hibakód
18–22	Hibapontszám W
23–28	Havi hibaszám M
29–34	Havi megfigyelésszám N

#### Adat-előkészítés

1. A rendezetlen kártyaköteget (még gyártmány szerint sem rendezett) minden hónapban egy „javító, tesztelő” FORTRAN program segítségével szalagra visszük.

Ez a tesztelő kiszűri, vagyis nem viszi fel a hibás kártyákat, ha

- idegen a kártyajel,
- a vizsgálati utasítás rossz,
- a dátum hibás,
- a hibajegyzékszám hibás,
- a hibakód hibás,
- hibás a W érték,
- hibás M és N érték (Pl.:  $M > N$ ).

Ugyanakkor sornyomtatóra egyúttal kiírja a hibás kártyát.



Ezzel biztosítjuk, hogy a hibás adatok nem kerülhetnek feldolgozásra. A hibás kártyákat a a sornyomtató alapján újra rögzítik. Javítás után a tesztelő program ismételt vizsgálatot végez. Ezt addig folytatjuk, míg teljesen hiba nélküliek az adatok. (A filokat a végén természetesen összemásoljuk.) Ez az adatszalag.

2. Az adatfileből és a paraméteradatokból (ez tartalmazza a gyártmányok nevét) készítünk egy új szalagot, amelyen már minden rekordban benne van a gyártmány neve is (azonosító alapján válogatja össze).

### 3. Rendező program

- gyár azonosító szám
- gyártmány azonosító
- vizsgálati lista száma

- dátum  $\left\{ \begin{array}{l} \text{év} \\ \text{hó} \end{array} \right.$
- hibakarakterisztika azonosító számait tartalmazó vektor

Rendezési szempontok alapján rendezi a szalagot minden hónapban.

### 4. Összeválogató program

Az előzőleg tárolt adathalmazokhoz hozzáválogatja a legutolsó hónap adatait.

### Output szolgáltatások

A feldolgozást, kiértékelést végző FORTRAN program minden hibalistára vonatkozólag egy ellenőrző tablót készít, amely a leolvasott M — talált hibák számát — és az N — végzett megfigyelések számát — adja meg hó- és hibakódonként.

Az ellenőrző tabló után a paraméterkártyán megadott hónaptól kezdődően egy hibalistára vonatkozó (mintára vonatkozó) „TELJES JELENTÉS” tablót készít, amelyen az összes hibakarakterisztika és az azokra számolt kiértékelési eredmények részletesen szerepelnek.

A „TELJES JELENTÉS” tabló jelöléseinek értelmezése:

**LAPSZÁM** Az egy hibalistához tartozó jelentések sorrendiségét jelöli azon időpont évszámának utolsó két számjegye és hónap-száma, amelyre a kiértékelő táblázat vonatkozik. A fejlécen kerül kinyomtatásra a paraméterkártyán előzőleg megadott vizsgálati tárgy megszervezése is. Továbbá itt kerül kinyomtatásra azon vizsgálati szabvány száma, amely alapján a vizsgálatot végezték. Ez a szám szerinti azonosítás szerepét tölti be. A bemeneti paraméterkártyákon megadott két hónapszám (amelyből a kiértékelést végeztetni akarjuk és az összes hónapszám) közötti intervallumban minden hónapról két jelentés készül. Az

VIZSG.  
LISTA

HIBA  
KÓD

W

M

N

BL

BK

SIG/P

F

PL

PK

PLU

L ill. K

ESG

MR

NR

MS

NS

S

SU

egyik hosszú, a másik rövid időszakon alapuló kiértékelés táblázata. Ennek jelölése szintén a fejlécen történik.

Hibajegyzék azonosító szám.

Hibakarakterisztika azonosító szám.

Az adott hibakódhoz tartozó jóságcsökkentő érték.

A tárgy hónapban talált hibák száma.

A tárgy hónapban végzett megfigyelések száma.

Hosszú időre kiegyenlített minőség szint-jellemzők.

Rövid időre kiegyenlített minőség szint-jellemzők.

B K, ill. BL értékére vonatkozó relatív megbízhatóság. Minél jobban közelíti SIG/P értéke a  $\emptyset$  értéket, annál megbízhatóbbnak lehet tekinteni a megadott BL, ill. BK értékét. Abszolút megbízhatatlanság esetén SIG/P értéke tart a végtelen felé. Ezt az esetet a tablón a 9,98 szám nyomtatásával jelöljük. Egyéb esetekben SIG/P értéke csak  $\emptyset$  és 1 között változhat, tehát az egyértelműség feltétele biztosított.

Az előző hónapban és a tárgy hónapban elért BL, ill. BK értékek közötti különbséget adja meg. Amennyiben a minőség előző hónaphoz viszonyítva romlott az F értéke negatív, ha javult, pozitív számként jelentkezik.

A megelőző hosszabb időszak hibahányada.

A megelőző rövidebb időszak hibahányada.

A PL illetve a felső megbízhatóság határa ezrelékben kifejezve.

A kölcsönvételes eljárás folyamán figyelembe vett hónapok száma. Ebbe a számértékbe a tárgy hónap nem értendő bele. Tehát amikor nem történt kölcsönvétel az L, ill. K értéke  $\emptyset$ .

A kölcsönvételi eljárás nélküli relatív megbízhatósági tényező.

A kölcsönvételi eljárás figyelembe vett hibák száma.

A kölcsönvételi eljárásnál figyelembe vett megfigyelések száma.

A tárgy hónapig talált összes hibák száma.

A tárgy hónapig végzett összes megfigyelések száma.

Az egy hibalistára vonatkozó összesített minőségjellemzők.

A karakterisztikák — az elvárthoz viszonyított — eltérést kifejező mutató.



VST Az egy hibalistán belüli azon hibakarakterisztikák száma, amelyekre valóban történtek megfigyelések.

ST Az eredetileg paraméterkártyán megadott hibakarakterisztikák száma.

Az „ÖSSZESÍTŐ JELENTÉS” tabló jelöléseinek értelmezése

A fejlécben megadottak megegyeznek a „TELJES JELENTÉS”-ben leírtakkal.

SL Az egész gyártmányra vonatkozó hosszú időszakon alapuló minőségjellemző.

SUL Az egész gyártmányra vonatkozó karakterisztikák minőségszintjeinek eltérése az elvárttól.  
(hosszú időszakon alapuló kiértékelés)

SK Az egész gyártmányra vonatkozó rövid időszakon alapuló minőségjellemző.

NYÁK-FORRASZTÁS DÁTUM	Összesítő jelentés				
	SL:	SUL:	SK:	SUK:	T:
78 2	2,28	5,77	2,22	5,56	23
78 3	1,47	3,32	1,29	5,88	23
78 4	1,40	3,11	1,38	3,15	23
78 5	1,13	2,24	0,62	0,96	23
78 6	0,86	1,52	0,49	0,70	23
78 7	0,85	1,53	0,93	1,88	23
78 8	0,77	1,32	0,45	0,73	23
78 9	0,63	1,00	0,33	0,42	23

SUK A gyártmányra vonatkozó karakterisztikák minőségszintjeinek, az elvárttól való eltérését kifejező jellemző.

T A teljes gyártmányra vonatkozó azon hibakarakterisztikák összegzett értéke, amelyek alapján rendszeresen történtek vizsgálatok.

## Teljes jelentés

DÁTUM: '78 6

## NYÁK-FORRASZTÁS BHSZ 73391/3 HOSSZÚ IDŐSZAKON ALAPULÓ MINŐSÉGSZINT-KIÉRTÉKELÉS

VIZSG. LISTA	HIBA KÓD	W	M	N	BL	SIG/P	F	PL	PLU	L	ESG	MR	NR	MS	NS
1	12	20 000	0	22 415	0,61	0,71	0,34	0,05	0,07	5	9,99	2	43 639	2	58 783
1	16	20 000	1	22 415	1,51	0,45	0,38	0,11	0,13	5	1,00	4	43 639	5	58 783
1	21	20 000	2	22 415	3,03	0,32	0,75	0,19	0,23	5	0,71	8	43 639	9	58 783
1	23	5 000	1	22 415	0,15	0,71	-0,03	0,03	0,07	5	1,00	1	43 639	2	58 783
1	25	100	8	22 415	0,03	0,22	-0,00	0,30	0,42	5	0,35	13	43 639	19	58 783
1	32	500	17	22 415	0,82	0,11	0,48	2,32	1,88	3	0,24	67	29 093	139	58 783
1	35	20	34	22 415	0,02	0,12	-0,00	1,01	1,39	4	0,17	36	36 366	145	58 783
1	38	500	46	22 415	1,57	0,08	0,62	4,26	3,50	2	0,15	93	21 820	228	58 783
1	39	1000	17	22 415	1,60	0,11	0,86	2,18	1,83	4	0,24	73	33 810	104	58 783
1	40	500	0	1	0,0	9,99	0,0	0,0	204,95	5	9,99	0	7	0	6
1	41	10	0	22 415	0,00	0,50	0,00	0,11	0,11	5	9,99	4	43 639	4	58 783
1	55	100	82	22 415	0,48	0,07	0,06	5,98	5,23	2	0,11	130	21 820	267	58 783
1	58	200	2	22 415	0,09	0,19	0,04	0,63	0,56	5	0,71	27	43 639	25	58 783
1	62	500	0	22 415	0,55	0,12	0,34	1,68	1,28	5	9,99	73	43 587	61	58 783
1	65	500	53	22 415	1,48	0,09	0,32	3,57	3,31	3	0,14	81	22 749	189	58 783
1	66	500	19	22 415	0,70	0,11	0,05	1,74	1,61	4	0,23	63	36 366	71	58 783

S = 0,84 SU = 1,40 VST = 15 ST = 16

## Összefoglalás

Az ismertett eljárás kiterjeszhető bármilyen gyártmányra, ha van több hónapi megfigyelésünk a selejtre és a mintára vonatkozólag. A mellékelt tabló egy sorának kiértékelését a következőképpen kell elvégezni.

Hibalista  
Hibakód

(1,25) A vizsgált gyártmány egy bizonyos rendellenességét (fajtáját) adja meg.

W = 100

A fenti hibaféleség jóságcsökkentő értéke. (A hiba súlyosságát jellemzi, értéke 10–20 000 közti lehet. Ez esetben a 100-as nem jelent súlyos hibát).

(M, N)

(8,22415) A selejt és a mért minta nagysága, a tárgyhónapban.

BL = 0,03

A minőségszintre jellemző szám (jónak mondható a 0,03 érték). Értéke a jóságcsökkentő érték és a kölcsönvevéssel számított hibás részmennyiségtől függ.

SIG/P = 0,22

Közepes nagyságú relatív megbízhatósági tényező. Minél közelebb áll a 0-hoz, annál jobb a BL érték.

F = 0,00

Azt jelenti, hogy az előző havi és a jelenlegi hónapi minőség-



szintre jellemző (BL) nem változott.

Ha a minőség javult volna, akkor pozitív értéket vett volna fel, ellenkező esetben negatív.

PL=0,30

(kevés hibát jelent) A megelőző időszak hibás részmenyisége ezrelékben kifejezve.

PLU=0,42

A PL felső határa.

L=5,

Ez azt jelenti, hogy 5 hónapi mérést vettünk kölcsön.

ESG=0,35

Kölcsönvétel nélküli relatív megbízhatósági tényező.

(MR, NR)  
(13,43639)

kölcsönvett selejt és megfigyelés nagysága

(MS, NS)  
(19,58783)

a tárgyhónapig összegzett megfigyelések és selejtek száma.

Tehát a 22415 mérésből az adott (1-es számú)

gyártmánynál 8 olyan eset volt, amikor a 25-ös kóddal jelölt hibát észlelték. Az értékelésből látszik, hogy a minőségszint az előző időszakokhoz képest nem változott.

A hibatesztelő és -feldolgozó programokat FORTRAN nyelven írtuk — egyszerűsége és könnyen kezelhetősége miatt. Az adatfeldolgozásnál a FORTRAN természetesen alkalmatlannak bizonyult. Programrendszerünkben ASSEMBLER és PI/I. nyelven dolgoztunk.

Jelenleg 11 gyártmányról van adatbázisunk. Természetesen nem minden gyártmánynak egyforma időtartamra szól az adatbankja. Mint a bevezetőben írtam a program lehetőséget ad bármely gyártmány be- és kilépésére (Pl. egyik gyártmány gyártását megszüntetik és új lép a helyére).

Vállalatunknál a szükséges kiértékelést a MEO jelenleg 3 telephely gyártmányain végzi.

Értékelő programrendszerünk nem tartalmaz vállalati specialitásokat, általánosan használható bármely vállalat termékére vonatkozó vizsgálatok kiértékelésére.

## HÍREK ÜZEMEINKBŐL

### A szekszárdi hírközlő-rendszer átadása

December végén adták át ünnepélyes keretek között Szekszárdon azt a hírközlő-rendszert, amely a Paksi Atomerőműhöz kapcsolódik. Az átadáson Pulai Árpád közlekedés- és postaügyi miniszter méltatta a hírközlő-rendszer korszerűségét, a beruházó és kivitelező vállalatok jó munkáját.

Felépült és üzemel a Posta eddigi legnagyobb komplex létesítménye, amely a BHG által gyártott és a helyszínen üzembe helyezett távbeszélő-központokkal, valamint a Telefongyár által gyártott és üzembe helyezett 960 csatornás átviteltechnikai berendezésekkel együtt lehetővé teszi a koaxiális, a körzeti és a helyi kábelek útján a távbeszélő-szolgáltatást Paks és Szekszárd környékén.

A Telefongyár történetében is kiemelkedik az eddigi legnagyobb 960 csatornás rendszer üzembe helyezési feladata, amely két, összesen 11 ezer 520 távbeszélő-csatorna kapacitású koaxiális kábel két 960 csatornás rendszer működését jelenti. A vonalszakaszok kiépítése olyan, hogy megfelelő berendezések telepítésével a kábel alkalmas 2700 csatornás rendszer létesítésére is.

A BHG telefonközpontjainak és a Telefongyár átviteltechnikai berendezéseinek rendszerben történő működésének biztosításához összesen 40 gazdasági szervezet harmonikus együttműködési tevékenységére volt szükség.

### Szovjet elismerés a Telefongyárnak

Január 19-én került sor a Telefongyárban az 1980. év első olyan termelési tanácskozásra, ahol a szocialista brigádok vezetői vettek részt.

A tanácskozáson megjelent a Szovjetunió kereskedelmi képviselőinek 4 tagú küldöttsége Sackij főtanácsos vezetésével. A vendégek az 1979. évi kereskedelmi szerződésben foglalt kötelezettségek maradéktalan teljesítésének elismeréseképpen oklevelet adtak át a Telefongyár dolgozóinak. Az oklevelet a kollektíva nevében Rózsavölgyi József vezérigazgató vette át.

### Bolgár elektronikai miniszter a Telefongyárban

November végén látogatást tett a Telefongyárban Vaszil Hubcsev bolgár elektronikai miniszter. Kíséretében volt Soltész István kohó- és gépipari miniszter, valamint a minisztérium pártbizottságának titkára és két munkatársa is. A vendégeket a gyár vezetői és szakemberei is fogadták, majd megbeszélést tartottak a gyárlátogatást követően.

### TAF nullszériagyártás a Telefongyárban

A Telefongyárban az 1979-es év elején vezérigazgatói utasítás szabályozta a vállalat jövőjét döntően meghatározó TAF (távadatfeldolgozó) gyártmány-család 40 darabos nullszériájának indítását. Ezt követte a műszaki igazgató utasítása, amely már a konkrét feladatokat is tartalmazta.

Múlt év végén értékelték az utasítások hatását. Összegeben 9000 normaóra teljesítését jelentette ez a feladat, a TAF gyártmány-család nullszériagyártásának az indítása, amelyből 3600 normaórát kifejezetten 249 új alkatrésztételhez használtak fel.

A TAF gyártmány-család nullszériája a tervezeteknek megfelelően december végéig elhagyta a Telefongyárat a jól sikerült összmunka és példás együttműködés eredményeképpen.



### Az MT kapcsolórendszer

TÖLGYESI LÁSZLÓ  
BHG

Hatalmas érdeklődés kísérte 1980. március 20–21-én a Budapesti Francia Műszaki és Tudományos Tájékoztatási Központban tartott előadásokat. E. Constanzo, F. Parisi és A. Michael, a THOMSON-CSF cég mérnökei bemutatták az MT tároltprogram-vezérlésű digitális kapcsolórendszert. Azok számára, akik nem lehettek ott, szemlénkben rövid áttekintést adunk erről a rendszerről, részben az ott elhangzott előadások, részben prospektusok alapján.

#### 1. Az MT időosztásos kapcsolórendszer

Az MT kapcsolórendszer a legkülönbözőbb féle telefonközpontok megvalósítását teszi lehetővé néhány fajta kapcsolóegység különböző kombinációival (1. ábra).

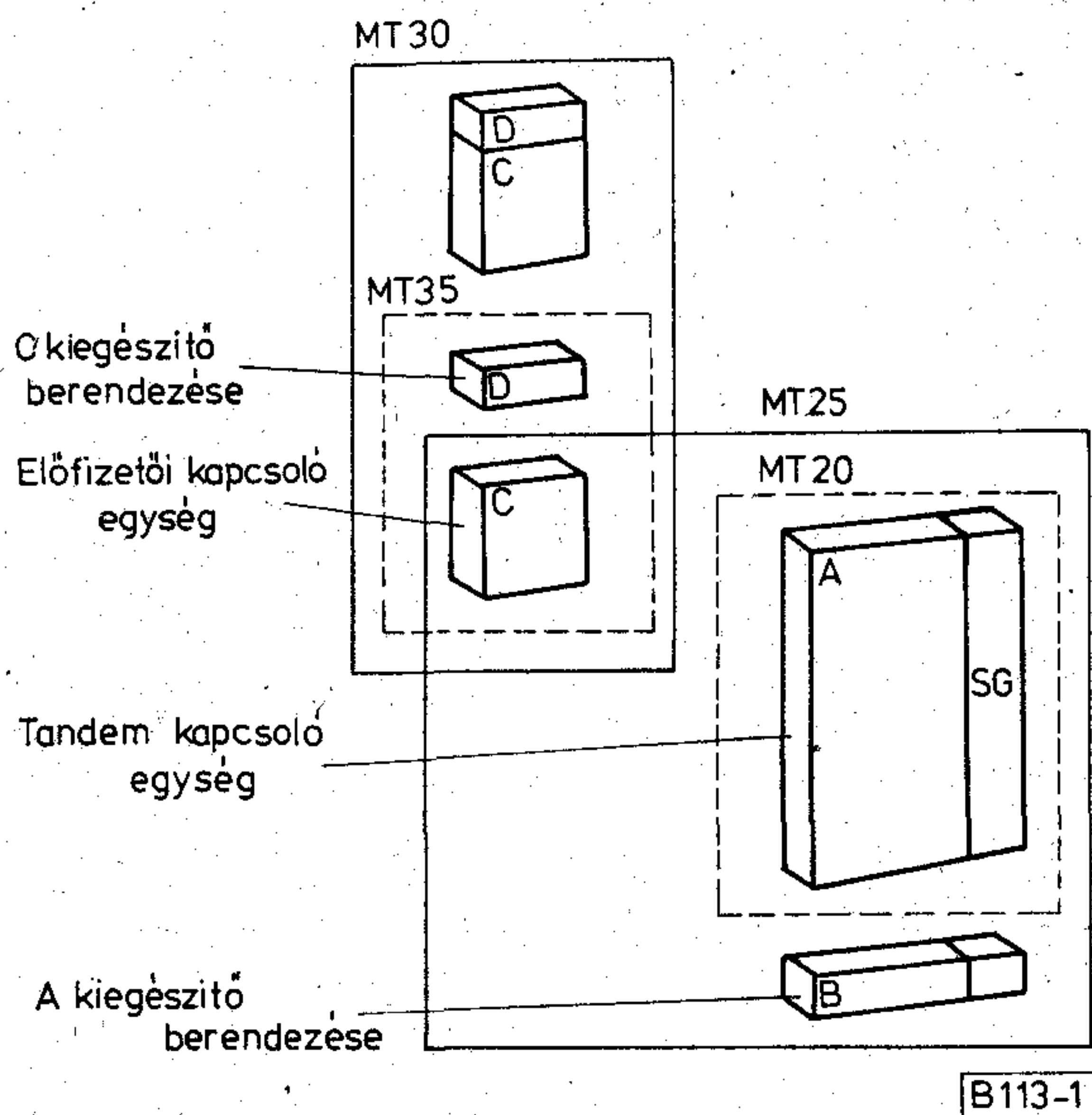
Alapvetően a következő két típusú kapcsolóegységet használják:

- Az „A tandem kapcsolóegység”, kiegészítő berendezése a B; a központ méretétől függően SG csoportválasztóval vagy anélkül használható.
- A „C előfizetői kapcsolóegység”, kiegészítő berendezése a D.

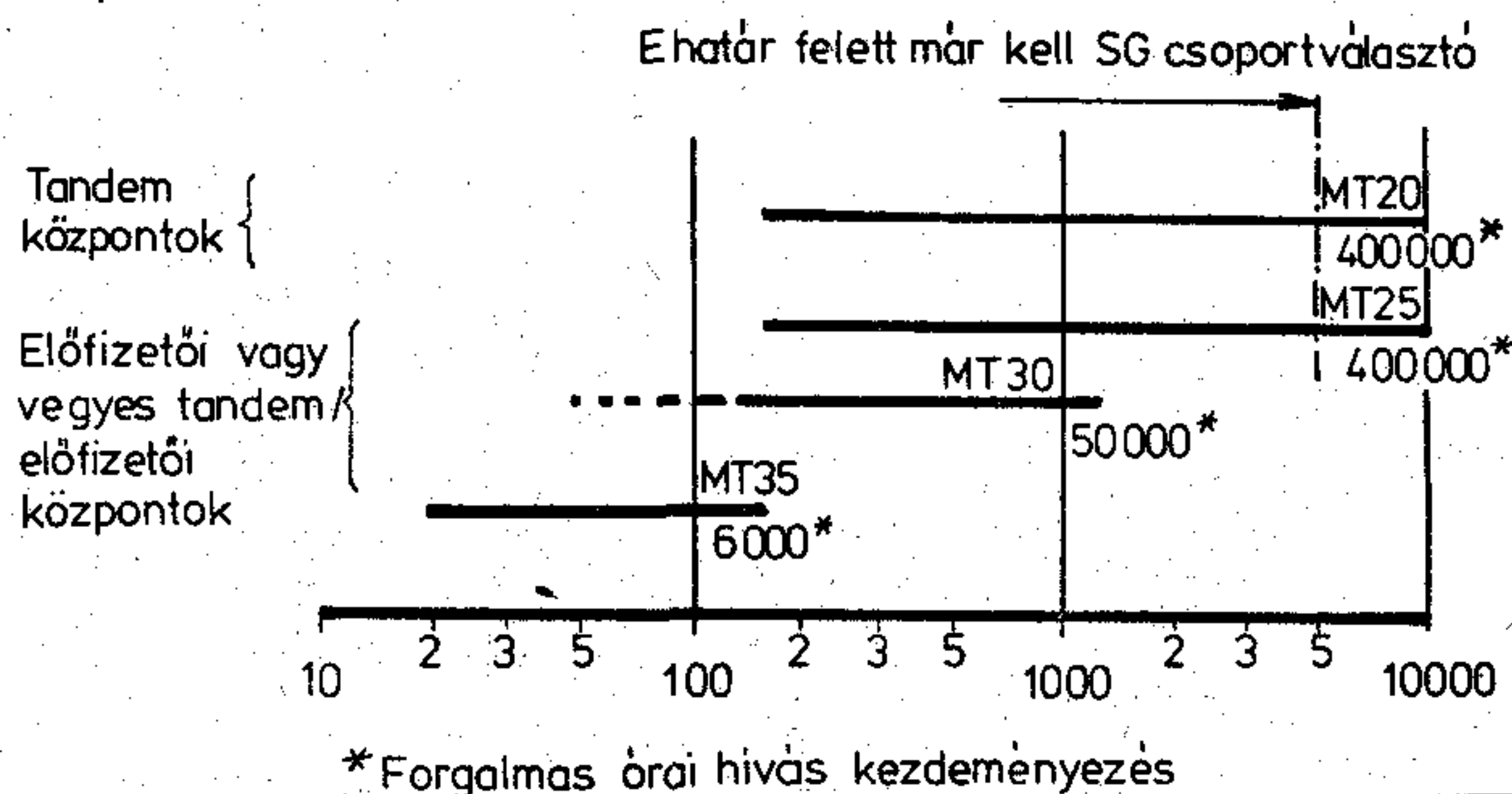
A különböző forgalmi kapacitású központok ezeknek az egységeknek a megfelelő összetételű elrendezésével valósíthatók meg. A 2. ábra mutatja a forgalom és a központ típusok közötti összefüggést (2. ábra). Ahogy az az 1. ábrából látható, az alapegységekből összeállítható központfajták a következők:

- MT 20 közepes és nagy kapacitású előfizető nélküli tranzit központ; az A tandemkapcsoló egység alkotja, 2 és 4 huzalos analóg trónköket, 24 vagy 30 csatornás PCM trónköket, valamint kezelői munkahelyeket kezel.
- MT 25 közepes és nagy kapacitású előfizetői központ; tranzitforgalmat is kezel, és a következő egységekből áll:
  - egy A tandemkapcsoló egység és B kiegészítő egység, amely lehetővé teszi a C előfizetői kapcsoló egység vezérlését, üzemeltetését és karbantartását. Ezt az egységet hívják a központ magjának.
  - több C előfizetői kapcsoló egység, melyek száma a központ kapacitásától függ, s melyek a központ magjához PCM trónkökkel kapcsolódnak.

- MT 35 kis kapacitású előfizetői központ, bizonyos százalék tranzitforgalomra fenntartott kapacitással, mely
  - egy C előfizetői kapcsoló egységből
  - D kiegészítő berendezésből, — amely a független működést valamint a külső hálózathoz való csatlakozást teszi lehetővé 2 és 4 huzalos analóg trónkökön és 24 vagy 30 csatornás PCM trónkökkel áll.



1. ábra. MT központ elrendezések összefoglalása



2. ábra. Az MT központok forgalmi kapacitásai



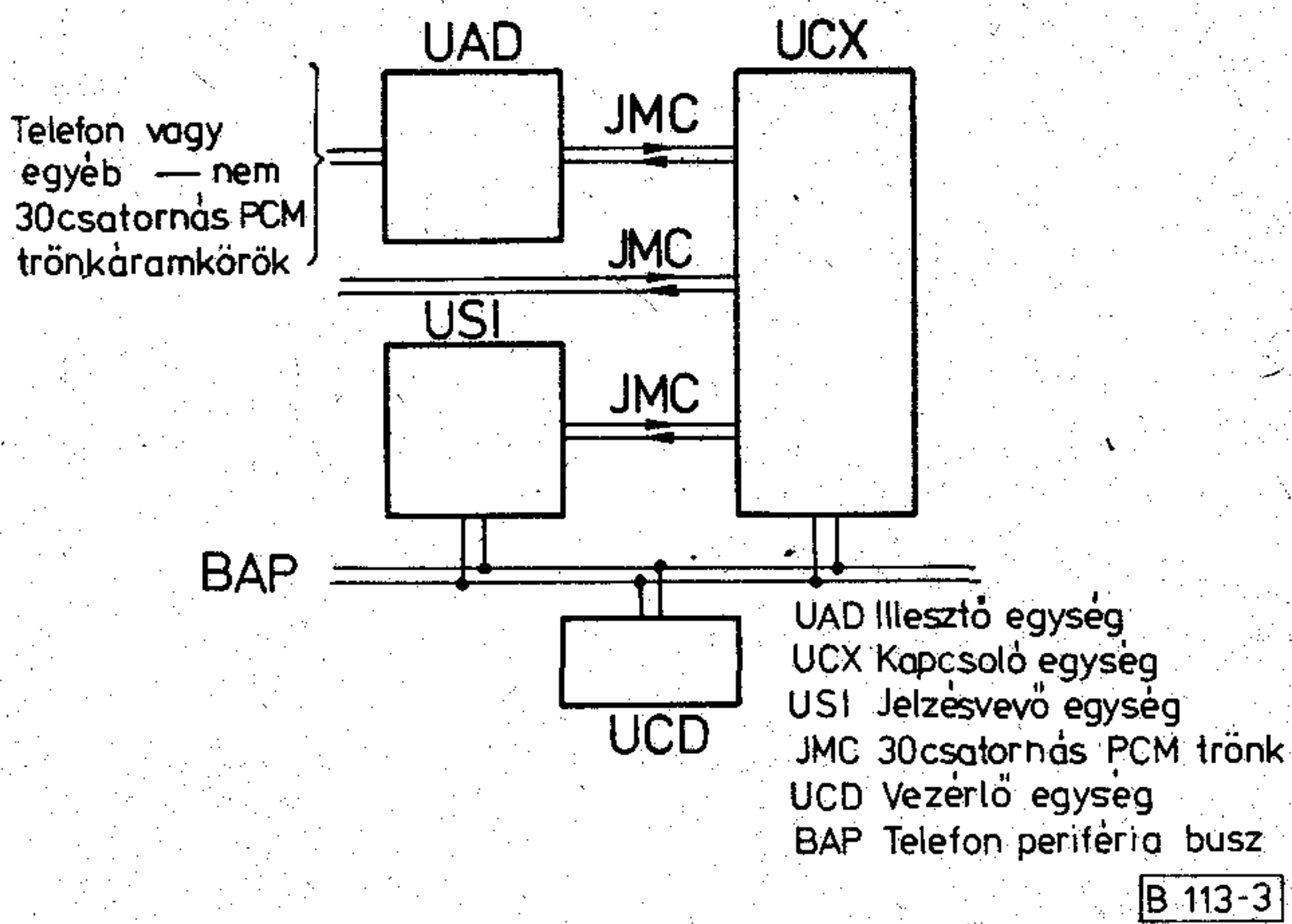
- MT 30 kis és közepes kapacitású előfizetői központ, bizonyos százalék tranzitforgalomra fenntartott kapacitással. Maximálisan nyolc MT 35-ből épülhet fel, teljes elérhetőséget biztosítva az előfizetők és a trónkok között.

A továbbiakban részletesebben megvizsgáljuk ezeket a típusokat.

## 2. Az MT 20 előfizető nélküli tranzitközpont

Az MT 20 tandemközpont négy fő egységből áll (3. ábra):

- UCX kapcsoló egység, az időrések cseréjét végzi.
- UAD illesztő egység, a különböző trónkoket (2–4 huzalos analóg, adat, 24 csatornás PCM trónk) 30 csatornás PCM trónkokká alakítja, amelynek jelzési információi a 16. időrésben helyezkednek el.
- USI jelzés egység, a csatlakozó PCM trónk 16. időréséből E és M vagy decimális jelzéseket vagy a megfelelő hangcsatornából MF jelzést vesz.
- UCD vezérlő egység.



3. ábra. Egy MT 20 központ felépítése

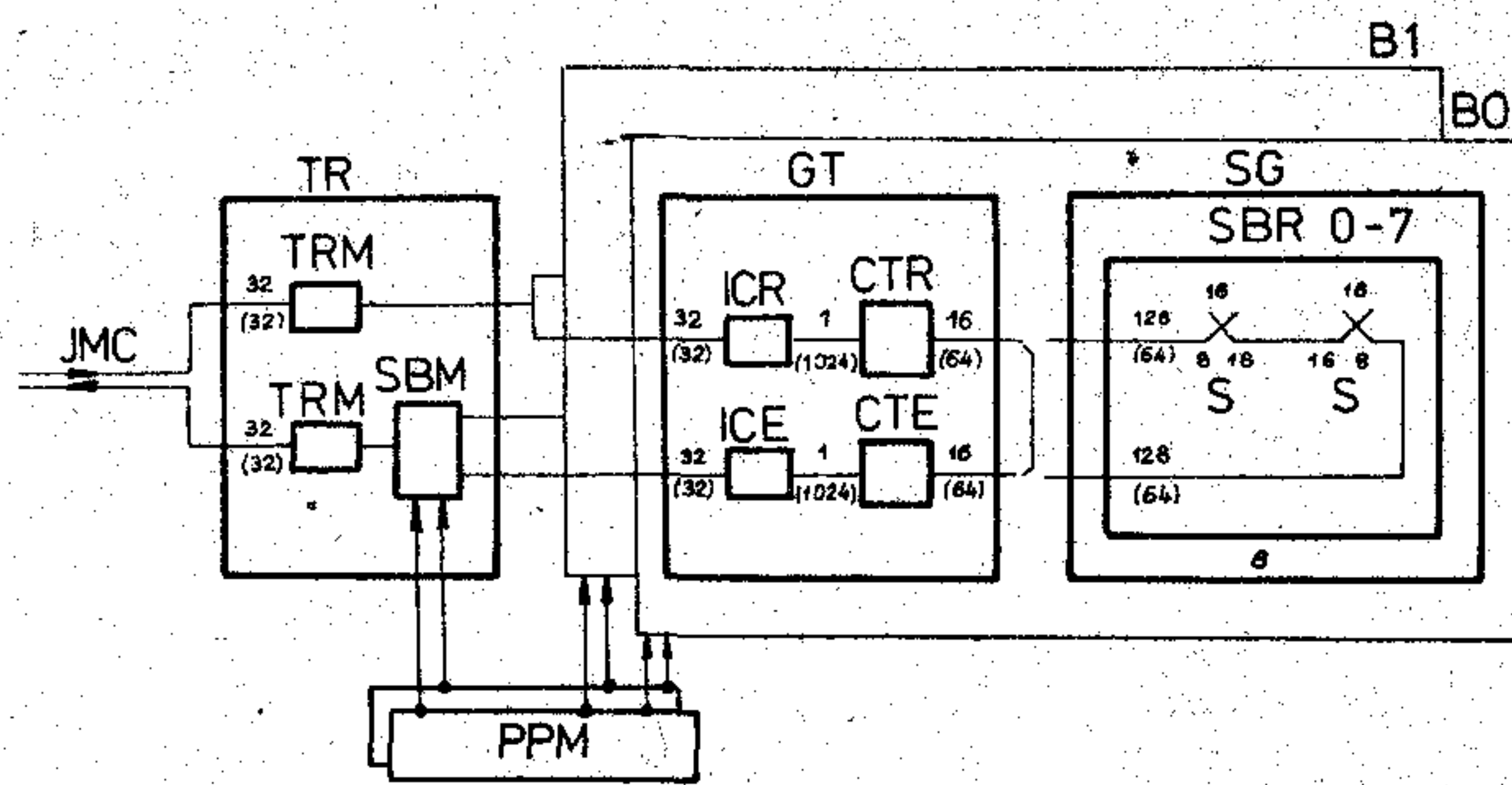
### A kapcsolómező

Maga a kapcsolómező két független ágra, B0 és B1 ágakra oszlik, ezek mindegyike képes a teljes forgalomkapacitás kezelésére a szolgáltatás minőségének romlása nélkül (4. ábra).

Mindkét ág két részből áll:

- a GT időrés-átkapcsolóból, amelyeknek mindegyike 32 darab 30 csatornás PCM linket kezel
- 512 PCM linkig a GT-k közvetlenül összekapcsolhatók. Nagyobb méreteknél a GT-eket az SG csoportválasztóval kapcsolják össze.

Az átviteli illesztés a vonali kód (HDB 3) és a belső (bináris) kód közötti átkódolásból (TRM) áll. A B0 és B1 ágak között az SBM ágválasztó egység osztja meg a hívásokat.



B0(B1)	(1). 0.ág
CTE(CTR)	(VISSZA) ODA irányú időréskapcsoló egység
GT	Időosztásos trónk csoport
ICM(ICR)	(VISSZA) ODA irányú kapcsoló interface
JMC	PCM trónk
PPM	Programozott kijelölő periféria
S	Időmultiplex kapcsoló
SBM	Ág kiválasztás
SBR	Ál ág
SG	Csoportválasztás
TR	Átviteli illesztés
TRM	Átkódoló

B 113-4

4. ábra. Az MT 20 kapcsolómező felépítése

### A központi óra

A teljes központ összes áramköre számára a központi óra állítja elő az időzítő impulzusokat. Mivel ez alapvető fontosságú funkció, ez az áramkör meg van háromszorozva. Minden felhasználási pontnál egy többségi logika választja ki a megfelelő időzítést úgy, hogy ha az elosztó áramkörök bármelyikében hiba fordul elő, az azonnal észlelődik, de a központ működésére ez még nincs hatással.

### Folytonosságvizsgáló áramkör

Ez az áramkör a felépített kapcsolatok folytonosságát vizsgálja folyamatosan úgy, hogy ellenőrzi, hogy a vett hangminták megegyeznek-e az adottakkal.

Egy 10 000 Erlangos központban létrejött minden kapcsolatot 6 másodpercenként ellenőriz.

### Hanggenerátor

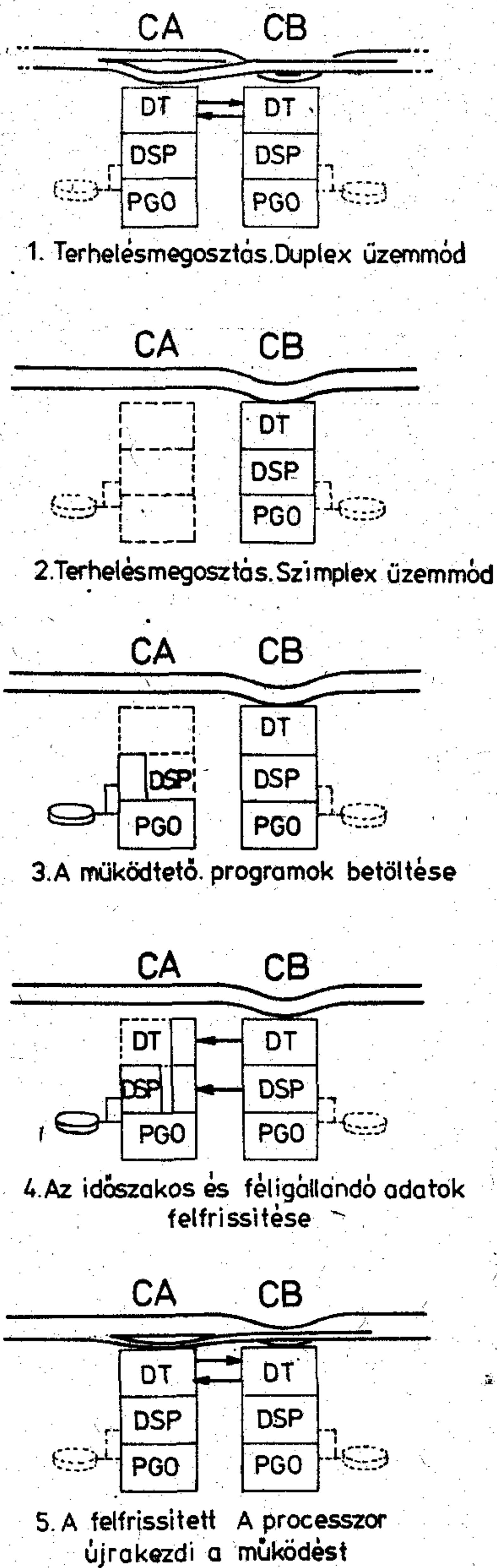
Az összes hang- és szóbeli tájékoztatás közvetlenül PCM mintaként van tárolva ebben az egységben.

### A vezérlőegység

A megkettőzött vezérlőegység két processzort tartalmaz, melyek 32 bites szavakkal, speciális telefonos utasításokkal dolgoznak, a terhelést az 5. ábra szerinti módon osztják meg egymás között (5. ábra). Normál konfigurációban mindkét processzor a forgalom felét kezeli. A processzorokban tárolt programok három csoportra oszthatók:

- időszakos adatok (DT) a folyamatban levő hívásoknak megfelelően,
- félig állandó adatok (DSP) a központ felépítésére és környezetére vonatkoznak: pl. előfizetők, trónkok, irányítás, díjazási táblázatok. Ezek az adatok pusztán gépeléssel, a szerviz-távgépiróról módosíthatók.





B 113-6

5. ábra. A processzorok közötti terhelésmegosztás

— a működtető programrendszer (PGO) a központ működtetéséhez szükséges összes programot tartalmazza.

A két processzor a kezelt hívásoknak megfelelően állandóan cseréli az információkat. Ha bármelyik elromlik (pl. az A) a másik (B) azonnal átveszi az egész terhelést. Ez azonban csak egy átmeneti állapot lesz, mivel a processzorok igyekeznek visszaállítani a normál terhelésmegosztási állapotot.

Ebből a célból a leállás után az A processzor azonnal megkezd az újraindítási eljárást. Első lépésként az összes memóriát törli és a működtető programot tölti be (PGO) az A processzorba lemezzről vagy mágnesszalagról, a leállás típusától függően. Ez az újratöltés rögtön az ellenőrző lépéssorozat után megindul, minek eredményeként a szerviz-távgépíróra kiíródik egy üzenet a másik processzoron keresztül, a karbantartó személyzet tájékoztatására a leállás idejéről, típusáról és okairól.

Ezután a processzorok közötti linkrendszeren keresztül betöltődnek a felfrissített időszakos és félig állandó adatok a B processzorból. Az összes program és adat áttöltése és felfrissítése után az A processzor megkezd a forgalom fokozatos átvételét, míg el nem éri a teljes forgalommegosztást a B processzossal. Ennek a fokozatos visszaállításnak nagy előnye van a hardware és software bővítések kipróbálásánál, amikor a forgalomnak csak egy kis részét használják ki (5. ábra).

### 3: Az MT 25 előfizetői központ

Ez a központfajta két fő egységből épül fel:

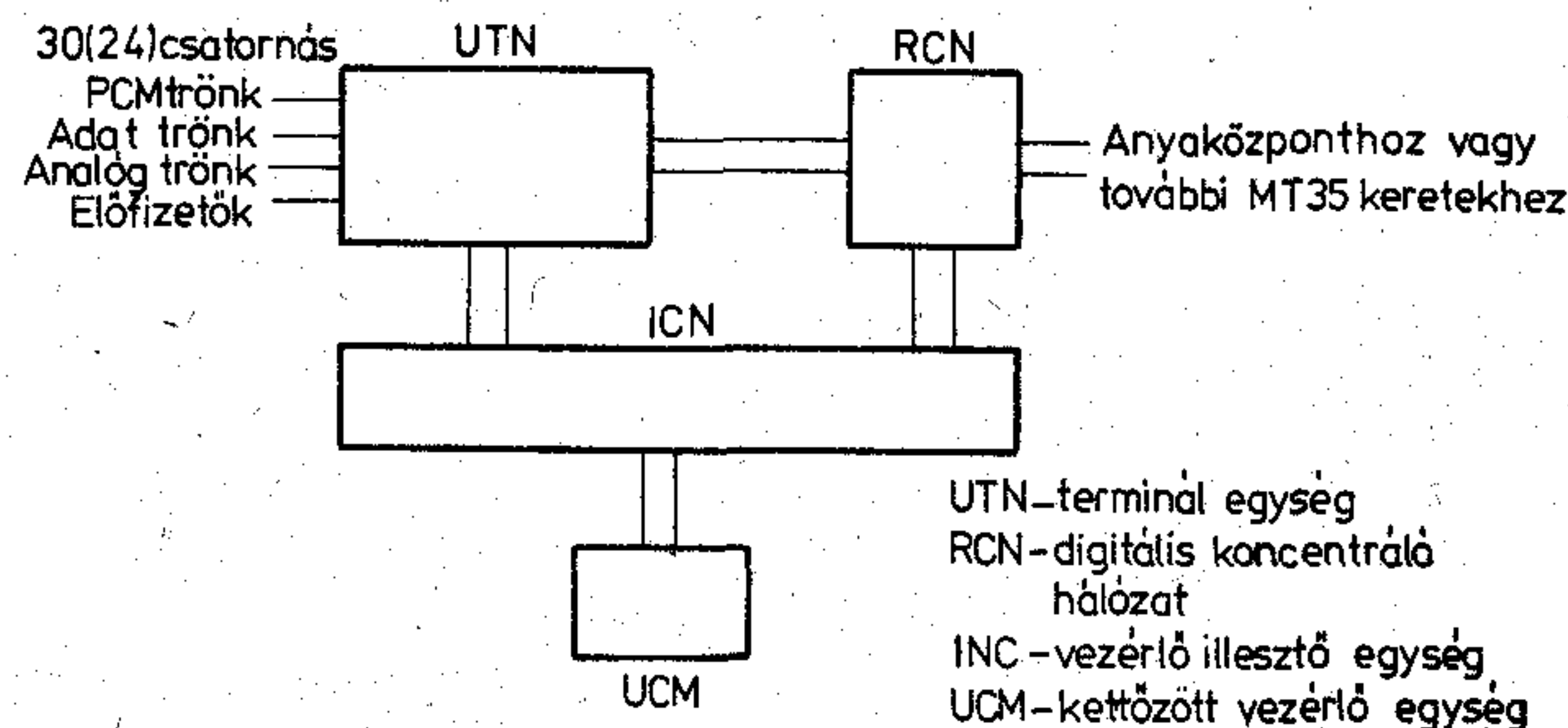
- a központmagot az A tandemkapcsoló egység és a B kiegészítő berendezése alkotja, mely az előfizetői hívásfeldolgozáshoz, és az előfizetői kapcsolóegység vezérléséhez, működtetéséhez és karbantartásához, valamint az előfizetői vonalvizsgálatokhoz szükséges hardware-t és software-t tartalmazza.
- URA előfizetői kapcsolóegység.

Az URA PCM linkekkel csatlakozik a központmaghoz, ezeknek a linkeknek a száma a forgalomtól függ.

Az előfizetői kapcsolóegység akár helyben, akár távol is telepíthető, az URA és a központ között cserélt adatok mindkét esetben megegyeznek. Ezeket a jelzéseket az egyik PCM csatorna 16. időrésében viszik át. Biztonsági okokból ez a jelzőlink meg van kettőzve. A maximális forgalomkezelő kapacitás 10 000 Erlang, egy MT 25 központ maximálisan 65 000 előfizetői vonalat tud kezelni.

Az előfizetői kapcsolóegység felépítése a 6. ábrán látható (6. ábra). Az URA a következő egységekből áll:

- maximum 6 darab UTN terminálegységből, melynek mindegyike max. 200 előfizetőt szolgál ki, és a következő funkciókat látja el:
- vonali jelzések (táplálás, csengetés, hang, vonalvizsgáló áramkörök csatlakozása stb.).
- analóg-digitális konverzió (kodek).
- PCM linkek forgalom koncentrációja (multiplexelés) az RCN-be. Az UTN 2 és 4 huzalos analóg trónköket, adat trónköket, valamint max. 160 Erlang előfizetői és tandemforgalomhoz megfelelő számú 24 vagy 30 csatornás PCM trónköket is tud kezelni,
- RCN digitális koncentrációs hálózathoz, amely



B 113-6

6. ábra. Az MT 25 előfizetői kapcsolóegységének felépítése



időkapcsolóval elosztja és koncentrálja a forgalmat. Ezen keresztül kapcsolódhat az URA másik előfizetői kapcsolóegységhez (MT 30) vagy a központmaghoz (MT 25.).

- a csatlakozó buszból és a kiegészítő áramkörökből (markerek, jelzésadók, hanggenerátorok stb.) álló ICN vezérlő interface-ből,
- a mikroprocesszoros UCM vezérlőegységből.

Az URA maximum 1000 előfizetőt tud kezelni 160 Erlangos maximális terheléssel.

#### 4. Az MT 35 és MT 30 előfizetői központok

Kis forgalmi terhelés esetén az MT 35 központokat, melyek egy, az önálló működéséhez szükséges eszközökkel felszerelt előfizetői kapcsolóegységből állnak, lényegében a következők alkotják:

- MF jelzésadók,
- 2/4 huzalos analóg trónk csatlakozók,
- 24 vagy 30 csatornás PCM trónk csatlakozók.

Ez a központtípus 200–1000 előfizetőt szolgál ki maximum 160 Erlang terhelésnél, bizonyos fokú tranzitforgalommal. Nagyobb kapacitásokhoz legfeljebb nyolc ilyen MT 35 kapcsolható össze. A forgalmat közvetlenül vagy tandem üzemmódban kezeli az egységpárok között. Az üzemeltető és karbantartó távgépírókat lehet helyben vagy távol is telepíteni, az első MT 35 egységhez csatlakoznak, amelyek a szükséges információkat továbbítja a többi egységhez vagy egységből. Ez az elrendezés kívülről nézve egyetlen MT 30 központot jelent, amely az összes előfizetők és trónkok között teljes elérhetőséget biztosít.

Az MT 30 központot alkotó különböző egységek csak tviteli vonalakkal (PCM linkek, táviró linkek a karbantartó és üzemeltető távgépírókhoz) csatlakoznak egymáshoz. Ezért egymástól távol is telepíthetők. Például, hogy egy elosztott hálózat költségeit optimalizálják, mindegyik MT 35 egység az előfizetői területük súlypontjába telepíthető.

#### 5. Karbantartás és üzemeltetés

Az MT rendszer üzemeltetését és karbantartását átlagosan képzett személyzet végezheti, nem szükséges

speciális felkészültség. Minden ember—gép kapcsolat párbeszédés üzemmódban zajlik, világos, könnyen érthető rövidítésekkel, szótárhasználatra nincs szükség.

A hibaüzenetek a távgépíróra a meghibásodott kártya jelzésével íródnak ki. A helyi karbantartó személyzetnek egyszerűen csak a jelzett nyomtatott áramköri lapot kell kicserélnie. A helyszínen nem végeznek javítást, minden hibás kártyát egy központi javítóállomásra kell küldeni.

A hardware-ben az önműködő kapcsolórendszer biztonsági egységekre van osztva, ezzel meggátolható, hogy az egyes egységek hibái átterjedjenek más egységekre. A biztonsági egység hibáját pedig a vezérlő ismeri fel, s automatikusan üzemen kívül helyezi.

A terhelésmegosztással működő két vezérlő a software hibákkal szemben is jól védve van.

#### 6. A berendezés

Végezetül pár szót a mechanikai méretekről és a teljesítményigényről. Az MT rendszer központjai sorokba rendezett keretekbe vannak szerelve. Egy keret méretei:

magasság: 2080 mm,  
szélesség: 900 mm,  
mélység: 450 mm.

A padlónyomás 300 kg/m<sup>2</sup>.

1. táblázat

		100% PCM környezet	100% analóg környezet
MT 20	tandemközpont 500 Erl	27 m <sup>2</sup> 8 kW	42 m <sup>2</sup> 15,5 kW
MT 20	tandemközpont 1200 Erl	37 m <sup>2</sup> 13 kW	65 m <sup>2</sup> 37 kW
MT 20	tandemközpont 5000 Erl	62 m <sup>2</sup> 31 kW	180 m <sup>2</sup> 91 kW
MT 25	40 000 előfizetői vonal 0,08 Erl/vonal	80 m <sup>2</sup> 40 kW	165 m <sup>2</sup> 64 kW
MT 35	200—1000 előfiz. 0,08 Erl/vonal	1 keret 400/800 W a környezettől függően	

Egy előfizetői kapcsolóegység és egy processzor ugyanabban a keretben foglal helyet.

A következő táblázat összehasonlítja az egyes központtípusok teljesítményszükségletét és helyigényét (1. táblázat).

### JELENTKEZÉSI FELHÍVÁS

A Budapesti Műszaki Egyetem felvételi hírdet az 1981 februárjában induló alábbi szakmérnöki szakokra:

- |                         |  |
|-------------------------|--|
| Irányítástechnikai szak | Számítógépes elektronikai tervezési és gyártási szak |
| Rádió-hírközlési szak   | Távközlési szak                                      |
| Számítástechnikai szak  | Villamosmérnöki-szervezői szak.                      |

A szakmérnökképzésre felvételüket kérhetik mindazok, akik műszaki egyetemi karon szerzett és a továbbképzés szakjellegetnek megfelelő oklevéllel rendelkeznek, mérnöki munkakört látnak el és az oklevél megszerzésétől számított 2 éves mérnöki gyakorlattal rendelkeznek. A tanulmányi idő 2 év. A felvételi kérelmeket a munkáltatónál kell benyújtani olyan időpontig, hogy a munkáltató azt javaslatával ellátva folyó év szeptember 30-ig megküldhesse a dékáni hivatalnak. A jelentkezéshez szükséges nyomtatvány a BME Villamosmérnöki Kar dékáni hivatalában (Bp. XI., Egy J. ú. VI. ép.) szerezhető be. A kérelemhez csatolni kell a dékáni hivatalban beszerezhető átutalási postautalványon 100,— Ft felvételi eljárási díj befizetését igazoló szelvényt, az oklevelet vagy annak közjegyzőileg hitelesített másolatát, erkölcsi bizonyítványt és önéletrajzot.



ETO 621.395.38:621.395.4:681.513.6

Kósa Zs. — Szebeni J.:

**Gradiens adaptív kiegyenlítő modellezése**

HÍRADÁSTECHNIKA, 1980. 8. sz.

A cikk egyszerű modell alapján vizsgálja a telefonhálózaton működő adatátviteli modemek adaptív kiegyenlítőinek működési, elhelyezési és felépítési kérdéseit. Gyakoriatban is használható kifejezéseket, ill. tömbvázaletot ad egy vivós szakaszban elhelyezett, gradiens algoritmust alkalmazó, döntésvisszacsatolt kiegyenlítő felépítésére. A közölt eredmények alapján a kiegyenlítő konkrét digitális áramkörökkel, mikroprocesszoros logikával vagy más mikroprogramozott rendszerrel realizálható.

ETO 621.396.43:621.395.74

Dr. Bognár Z.:

**Előfizetői mikrohullámú rendszer**

HÍRADÁSTECHNIKA, 1980. 8. sz.

A cikk egy konkrét gyártmány alapján ismerteti az időosztásos mikrohullámú előfizetői távbeszélőrendszert. Ritkán lakott települések távbeszélő-hálózatához igen jól alkalmazható a központi állomásból, előfizetői mikrohullámú állomásokból és a hozzájuk vezetően csatlakozó telefonkészülékekből álló rendszer. A cikk leírja a működés elvét, ismerteti a rendszer és részei felépítését.

ETO 621.3.049.77:681.325.585

Dr. R. Sobkowiak:

**Az MPS 7541 kalkulátor integrált áramkör alkalmazása**

HÍRADÁSTECHNIKA 1980. 8. sz.

A cikk a kalkulátor integrált áramkörök egy lehetséges alkalmazását teszi vizsgálat tárgyává az on-line adatfeldolgozásban. A kifejlesztett áramkört a szerző reciprokképzésre javasolja egy periódusidő-méréssel működő frekvenciamérő berendezésben. A megoldás ezen túl azonban összetettebb feladatok megoldására is alkalmas és mint programozható adatfeldolgozó egység jól illeszthető az on-line mérőberendezésekhez.

ETO

Cebe L.:

**Az MKSA mértékegységrendszer**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. 8. sz.

1980. január 1-től Magyarországon kötelezővé vált az SI mértékrendszer használata. Az utóbbi időben több könyv és cikk jelent meg, amely részletesen ismerteti az új mértékrendszert és megkönnyíti az átállást.

Az alábbi cikk rövid ismertetést kíván nyújtani az új mértékrendszer bevezetésének a szükségességéről. Rámutat néhány hiányosságra is és foglalkozik bevezetésének az előnyeivel.

ETO

Ferenczi I.:

**Minőségvizsgálat számítógépes kiértékelése a BHG Híradástechnikai Vállalatnál. II. rész**

HÍRADÁSTECHNIKA 1980. 8. sz.

A BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények 1979. 3. számában közzítettük ezen cikk I. részét. A szerző ehhez a közleményhez ad egy fontos kiegészítést a minőségvizsgálat matematikai kiértékelésének területére. Továbbiakban rövid beszámolót közöl arról, hogyan biztosítható számítógépen az adatok halmozása és karbantartása.

ДК 621.395.38:621.395.4:681.513.6

Коша, Ж.—Себени, Й.:

**Моделирование градиентных, адаптивных выравнивателей**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1980. № 8

На основе простейшей модели рассматриваются вопросы построения, размещения и работы адаптивных выравнивателей модемов передачи данных, работающих на телефонных сетях. Приводятся хорошо применяемые в практике зависимости и функциональная схема построения выравнивателя с применением градиентного алгоритма и обратной связи по решению, установленного на участке связи с частотным уплотнением. На базе приведенных результатов возможна реализация выравнивателя.

ДК 621.396.43:621.395.74

Д-р Богнар З.

**Абонентская микроволновая система**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1980 №

На основании одного изделия статья знакомит с абонентской микроволновой системой с временным делением.

К телефонной сети редко заселенной местности очень хорошо можно применять систему состоящую из центральной станции, абонентских микроволновых станций и с телефонных аппаратов присоединенные к ним проводами.

В статье описывается принцип действия, знакомит с построением системы и его частей.

ДК 621.3.049.77:681.325.585

Д-р Р., Шобковиак

**Применение интегральных схем калькулятора типа MPS 7541**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1980. № 8.

Статья подвергается испытаниям одно возможное применение интегральных схем калькулятора для „on-line“ обработки данных. Автор разработанную схему предлагает для образования реципрока в аппаратуре измерения частоты, действующая со считыванием временного периода. Данное решение кроме этого способа, также для решения более сложных задач и как программируемый блок обработки данных хорошо согласуемый к измерительной аппаратуре „on-line“.

ДК

Цебе Л.:

**Единица измерения системы MKSA**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1980 № 8.

Начиная с 1-го января 1980 года в ВНР в обязательной мере должна применяться единица измерительной системы MKSA. В последнее время в большом количестве были изданы книги и статьи, в которых детально рассматривают новые единицы измерения, которые в значительной мере облегчают переход на новую систему.

Данная статья вкратце излагает необходимость введения новой мерительной системы. Подчеркивая некоторые особенности системы и ее преимущества.

ДК

Ференц И.

**Оценка проверки уровня качества с ЭВМ в Предприятии Техники Связи БХГ**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1980. № 8.

Первую часть этой статьи мы уже опубликовали в Техническом Обзоре № 3. 1979 г. БХГ, ТЕРТА, ОРИОН. Автор к этому обзору дает важное дополнение оценки проверки уровня качества математическим способом. В дальнейшем дает краткую информацию о том, как обеспечить накопление и обслуживание данных на ЭВМ.



DK 621.395.38:621.395.4:681.513.6

Kósa, Zs. — Szebeni, J.:

### Modellierung von gradienten, adaptiven Ausgleichern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. Nr. 8.

Auf Grund eines einfachen Modells werden die Betriebs-, Anordnung und Konstruktionsfragen der adaptiven Gleicher von den auf den Fernsprechnetz funktionierenden Datenübertragungsmodemen, untersucht. Es werden Begriffe und Blockschemas — die im Praxis auch anwendbar sind — für die Konstruktion eines in einer Trägerphase befindlichen, und Gradientenalgorithmus anwendenden Kipp-rückgekoppelten-Ausgleichers, gegeben. Auf Grund der erörterten Ergebnisse kann der Gleicher mit konkreten Digitalstromkreisen, Mikroprocessorlogik oder mit anderem Mikroprocessorsystem, realisiert werden.

DK 621.396.43:621.395.74

Dr. Bognár Z.:

### Teilnehmer Mikrowellensystem

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1980. Nr. 8.

Der Artikel macht auf Grund eines Erzeugnisses das zeitverteilte Teilnehmer-Mikrowellensystem bekannt. Zu den Fernsprechnetzen der selten bewohnten Lagerstätten sind die von der zentrale Station, von den Teilnehmer-Mikrowellenstationen und von den dazu sich leitungsanschliessenden Telephonapparat stehenden Systeme gut verwendbar. Der Artikel beschreibt das Funktionsprinzip, darlegt den Aufbau des Systems und seine Teile.

DK 621.3.049.77:681.325.585

Dr. R., Sobkowiak:

### Verwendung des Rechners MPS7541 integrierten Stromkreises

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. Nr. 8.

Der Artikel unterwirft die mögliche Verwendung des integrierten Stromkreises-Rechners in der Datenverarbeitung on-line einer Prüfung. Der Verfasser schlägt den entwickelten Stromkreis für eine Reziprokbildung vor in einer Periodenzitmessung arbeitenden Frequenzmessenrichtung. Die Lösung ist aber forthin auch für die Lösung mehr komplexen Aufgaben geeignet und als programmierbare daten-verarbeitende Einheit ist es zu den Messeinrichtungen on-line gut anzupassen.

DK

Cebe L.:

### Das Masseinheitensystem MKSA

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. Nr. 8.

Vom 1. Januar 1980 ab wurde die Verwendung des Masseinheitensystems SI in Ungarn obligatorisch. In den letzten Zeiten erschienen mehrere Bücher und Artikel, die das neue Masseinheitensystem detailliert bekanntmachen und den Übertritt erleichtern. Der folgende Artikel will eine kurze Bekanntmachung über die Notwendigkeit der Einleitung des neuen Masseinheitensystems geben. Weist auch auf einige Mangelhaftigkeiten hin und befasst sich mit dem Vorteil der Einleitung.

DK

Ferenczi I.:

### Computer-Auswertung der Prüfung von Qualitätspegel im Fernmeldetechnischen Werk BHG. II. Teil

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. Nr. 8.

Der I. Teil dieses Artikels wurde im No. 3 1979 der Technischen Rundschau BHG ORION TERTA publiziert. Der Verfasser gibt zu dieser Mitteilung eine Ergänzung für die mathematische Auswertung der Qualitätspegel-Prüfung. Im weitem gibt er einen kurzen Bericht darüber, wie am Computer die Häufung und die Wartung der Daten gesichert werden kann.

UDC 621.395.38:621.395.4:681.513.6

Kósa, Zs. — Szebeni, J.:

### Modelling of Gradient Adaptive Equalizers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. No. 8.

On the basis of a simple model the paper examines the operation, placing and constructional problems of adaptive equalizers for data repeater modems operating on telephone-networks. It gives terms and block schematics—also to be used in practice—for the construction of Kip-feed-back equalizer, in a carrier phase, using gradient algorithm. On the basis of the presented results the equalizer can be realized with concrete digital circuits, microprocessor logic or other microprogrammed system.

UDC 621.396.43:621.395.74

Dr. Bognár Z.:

### Subscriber microwave system

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1980. No. 8.

By the introduction of a product the paper describes the Subscriber Radio System of TDM. It can be economically utilized in rural telecommunication network. The system consists of central station and subscriber microwave stations to which subscriber sets are connected by open wires. The paper outlines the principle of operation and describes the main parts of the system in more detail.

UDC 621.3.049.77:681.325.585

Dr. R., Sobkowiak:

### Application of MPS7541 calculator IC

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. No. 8.

The paper examines a possible application of calculator IC-s in the on-line data processing. The developed circuit is proposed for forming reciprocal in a frequency measuring equipment, operating by period measurement. Beyond this the solution is suitable for solving more complex tasks, and as a programmable data processing unit, it matches to the on-line testing instruments.

UDC

Cebe L.:

### The MKSA measuring unit system

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. No. 8.

From the 1st of January, 1980 the use of the SI measuring system is obligatory in Hungary. Recently several books and articles were published introducing the new measuring system in details for making easy the switching over.

This paper intends to give a short review of the necessity of introducing the new measuring system. Some insufficiency are pointed out and the advantages of the introduction are dealt with, too.

UDC

Ferenczi, I.:

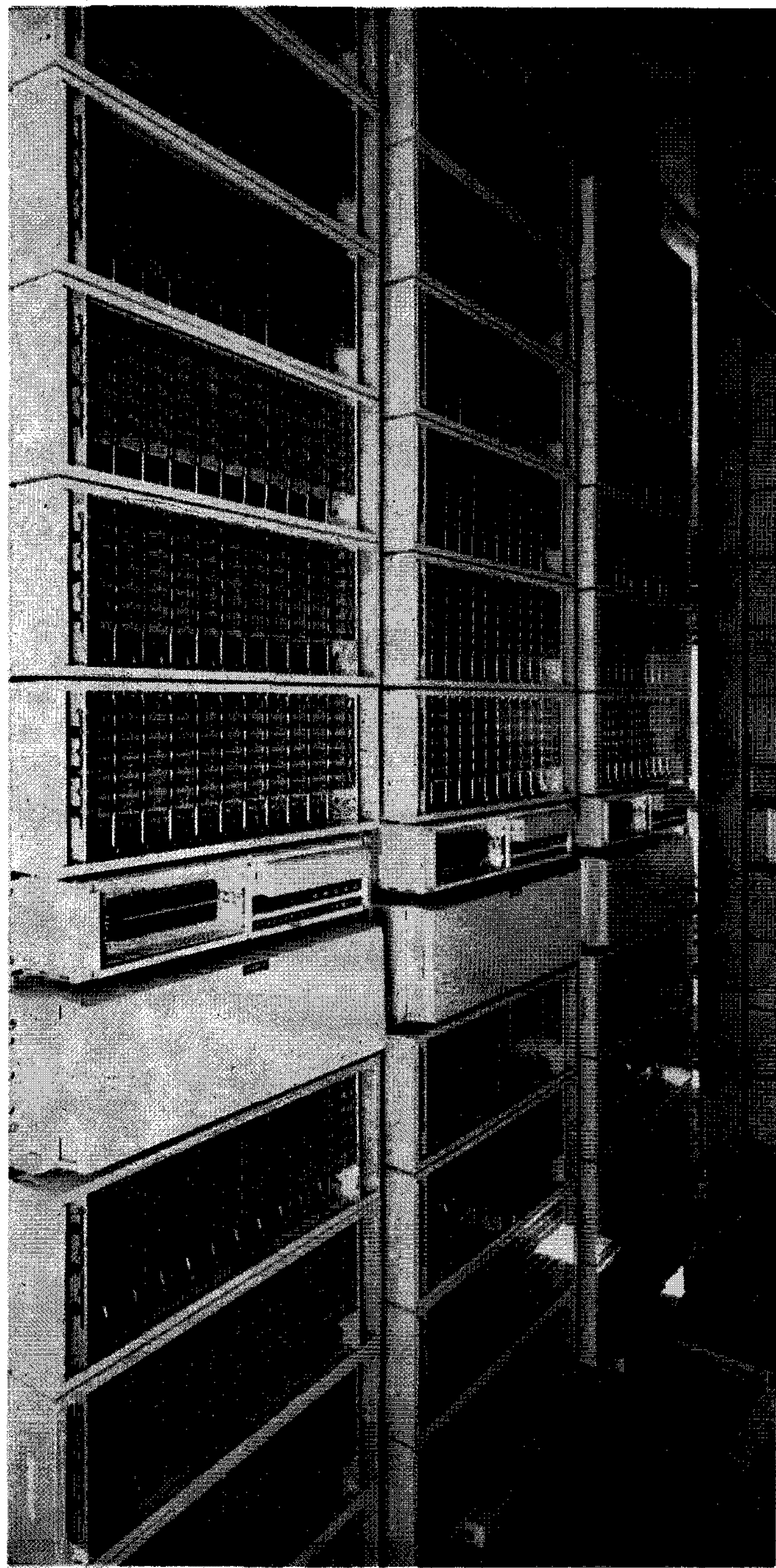
### Quality level test computer aided evaluation at BHG TELECOMMUNICATIONS WORKS. Part two

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. No. 8.

The first part of this article was published in the 3. issue in 1980. vol. of BHG ORION TERTA TECHNICAL PUBLICATIONS. The author gives an important addition to it, at the mathematical evaluation of the quality level test. In the followings a short account is given on that, how the accumulation and keeping up of data can be ensured in the computer.



## KA 5001 Nagykapacitású alközpont



A KA 5001 típusú alközpont ott építhető ki gazdaságosan, ahol 800 mellékállomási vonal a forgalom lebonyolításához már nem elegendő. Ez az alközponttípus több ezer vonal bekapcsolására is alkalmas.

Az alközpont a BHG által eddig is gyártott AR-alközpontrendszer továbbfejlesztett speciális változata. Tartalmazza e rendszer előnyös tulajdonságait és szolgáltatásait, mint pl. az automatikus házi hívások, automatikus kimenő hívások egy, vagy több irányban, bejövő hívások kezelő közvetítésével, 16-féle hívó és 16-féle hívott kategória, hívó oldali bontás, késleltetett hívott oldali bontás, blokkoló vonal áramkörök, nagytávolságú vonalak, éjjeli üzem közös csengővel, vagy előre kijelölt mellékállomásokkal, szükségüzem feszültségkimaradásakor. Ezek mellett új szolgáltatások széles skáláját nyújtja, mint pl. az ikervonalak, a csoportos vonalak, távhívás korlátozás, díjelszámolás, melyek a legnagyobb vállalatok, trösztök vagy más szervezetek különleges igényeit is kielégítheti. Kiválóan alkalmas nagy, országos kiterjedésű zárt-célú hálózatok kialakítására is. A mellékállomásokon kívül a KA 5001 típusú alközpontba nyilvános előfizetők is beköthetők, akik postai díjzabás szerint — az alközpont kezelőjétől függetlenül — vehetnek részt a belföldi és nemzetközi telefonforgalomban.

### Műszaki adatok

- hurokellenállás készülékkel együtt max. 1800 ohm
- szigetelési ellenállás min. 20 kohm
- impulzus viszony (zárás:nyitás)  
8—22 imp/mp-nél 30:70-től 50:50-ig  
8—12 imp/mp-nél 27:73-tól 68:32-ig
- beiktatási csillapítás 800 Hz-nél max. 0,6 dB
- áthallás min. 75 dB
- aszimmetria min. 40 dB
- zajfeszültség kevesebb, mint —64 dBmp
- előfizetői forgalom max. 0,24 erlang
- működési feszültség 44—54 V

**BHG**  
Híradástechnikai  
Vállalat  
1509 Budapest Pf. 2.  
Telefon: 453-300

Exportálja: BUDAVOX H-1392 Budapest P.O.B. 267.