



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXIX. évfolyam

BUDAPEST

1988

8

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXIX. évfolyam 1988. 8. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXIV. évfolyam 1988. 8. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

VI. évfolyam 1988. 8. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke:

HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

MÉREY IMRÉNÉ

SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐBIZOTTSÁG

HTE

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

BHG

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

MEV

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

ORION

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

REMIX

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

TKI

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

TERTA

Rovatvezető: Szalay Tibor
Keller János, Márk Zoltán, Porpáczy Elemér,
Sehnürmacher Tamás, Török László,
Veress Péter

*

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

ROVATOK

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

ROVATGAZDÁK ROVATTÁRSÁK

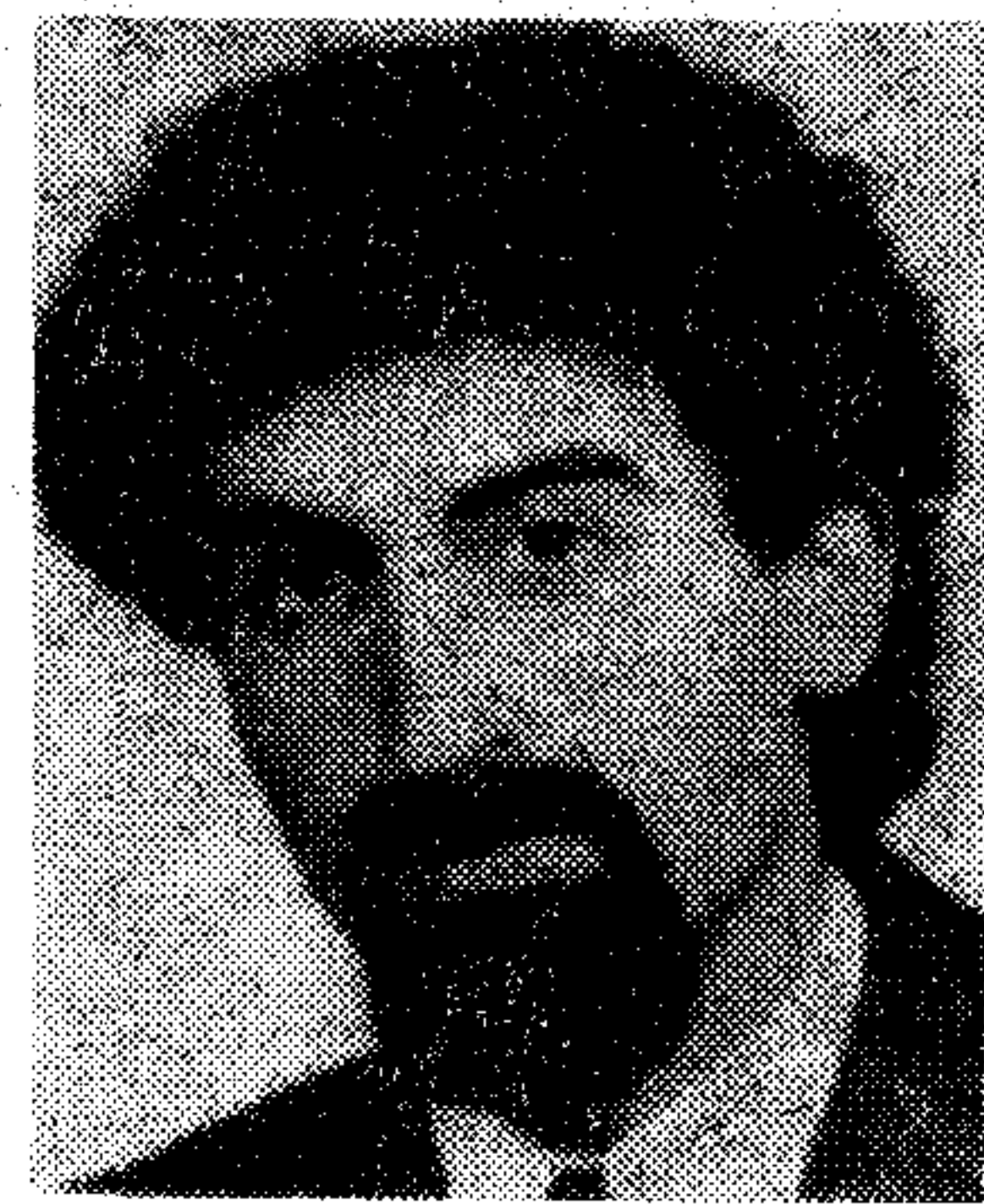
HTE	(H)	BEAG	HTV
TKI	(□)	BME	KONTAKTA
BHG	(#)	BRG	KÓPORC
TERTA	(↔)	EMO	KFKI
ORION	(*)	El. Szöv.	M. Posta
MEV	(↑)	FMV	ML
REMIX	(△)	GAMMA	MM
		HTSZ	MFKI
		HAGY	TUNGSRAM

TARTALOM

DR. FARAGÓ ANDRÁS—LINDER TAMÁS—PIKLER TAMÁS—LUGOSI GÁBOR: A legközelebbi szomszéd osztályozási módszer algoritmikus problémáiról	337
ÓCSAI LAJOS—KISS LÁSZLÓ—JÓZSA EDÖMÉR: Ipari robotok szervó vezérlő rendszere	342
HORVÁTH PÁL: A nem beszéd típusú szolgálatok és a fejlődés kapcsolata	353
ITEX — lézeres rajzgép	355
DR. VÁNYAI PÉTER—DR. BERCELI TIBOR—DR. FRIGYES ISTVÁN—MENG JÓZSEF—DR. RÁKOSI FERENC—DR. RÓNA PÉTER—DR. SZABÓ ZOLTÁN—TÓTH TAMÁS: Digitális kis-kapacitású BGHz-es rádiórendszerek	356
Szemle	361
BHG — URH-FM adórendszerei	361
SZÓKE SÁNDOR—DR. TUZSON TIBOR: A MAD nagysebességű kombinációs 16.16+35 bites szorzó-összeadó alapcella és az erre épülő TMC2010MAC szorzó-akkumuláló integrált áramkör	362
Finomszerelvénygyár: MECMAN — svéd—magyar kooperáció	370
LENGYEL ENDRE: Műszerburkolatok	371
MTA—MSZM: Beruházás helyett kölcsönözzön műszert	373
DR. MÁTAY GÁBOR: Asszimetrikus szalagtápvonal jellemzőinek mérési módszerei	374
Tartalmi összefoglalások	383

A legközelebbi szomszéd osztályozási módszer algoritmikus problémáiról

DR. FARAGÓ ANDRÁS—LINDER TAMÁS—
PIKLER TAMÁS—LUGOSI GÁBOR
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikkben két új módszert mutatunk be a döntési és osztályozási feladatokban elterjedten használt „legközelebbi szomszéd” módszer algoritmikus felgyorsítására. Az egyik úgy csökkenti a szükséges távolságszámítások számát, hogy közben az eredményt változatlanul hagyja, tehát a gyorsítás nem jár együtt a hibavalószínűség növekedésével. A másik módszer egy speciális clusterezési eljárás, amely két- ill. többszintű döntést tesz lehetővé. Az eredményeket matematikai és szimulációs úton egyaránt igazoljuk.

Bevezetés

Az alakfelismerésben és más területeken is (pl. vektorkvantálás) az egyik legelterjedtebb osztályozási eljárás a *legközelebbi szomszéd módszer* (Nearest Neighbour, rövidítve NN). Ennek lényege roppant egyszerűen megfogalmazható: a felismerendő (azaz osztályozandó) pontot abba a kategóriába soroljuk, amelynek valamely reprezentáns pontja (más néven tanulópont, mert a rendszer „betanításához” használjuk) a felismerendő ponthoz a legközelebb esik az összes tanulópont közül, valamilyen — a feladattól függő — távolságmérték szerint. E — rendszerint sokdimenziós térben reprezentált — pontok azután bármilyen valóságos felismerendő objektum adatait hordozhatják.

A módszer alkalmazásaiban gyakran előfordul, hogy a pontok csak többszáz dimenziós vektorokkal adhatók meg, és a tanulópontok száma is százas nagyságrendű (vagy még több). Ez a helyzet pl. a gépi beszédfelismerésben is. Az ilyen alkalmazásokban szinte kínzó szükségessé válik merül fel az eljárás algoritmikus felgyorsításának igénye, mert enélkül a real-time megvalósításra kevés az esély.

Az alábbiakban két új módszert mutatunk be az NN osztályozás felgyorsítására. Az első úgy éri el ezt a gyorsítást, hogy ugyanakkor az NN módszerrel garantáltan azonos eredményt biztosít (tehát nem áldozza fel a pontosságot a sebességért, mint az irodalomban található legtöbb eljárás: [1], [2], [4], [6], [8]). A gyorsítás ára a megnövekedett tárigény és előfeldolgozás. Ezt az árat azonban érdemes megfizetni olyan alkalmazásokban, ahol kritikus a valós idejű működés.

A második módszer csoport tulajdonképpen clusterezési eljárásokat mutat be, amelyek már adhatnak eltérő eredményt az NN módszerhez

DR. FARAGÓ
ANDRÁS

1976-ban szerzett villamosmérnöki oklevelet a BME Villamosmérnöki Karának Híradástechnikai szakán. 1982-ig ugyanott a Matematikai Tanszéken dolgozott tanársegédként, majd a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetébe

került, ahol jelenleg adjunktusként dolgozik az Átvitel- és Rendszertechnika Osztályon. A villamosmérnök hallgatók oktatása mellett fő szakmai érdeklődési és kutatási területe a digitális beszédfeldolgozás. Ezenkívül foglalkozik matematikai kutatással is, a gráfelmélet és kombinatorikus optimalizálás területén.

LINDER TAMÁS

A BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnikai szakának IV-éves hallgatója. 1986 óta az MTA Akusztikai Kutatólaboratóriumában beszédfelismerő rendszer fejlesztésében vesz részt. A HTE tagja.



képeket, de bizonyos feltételek mellett ennek kicsi a valószínűsége.

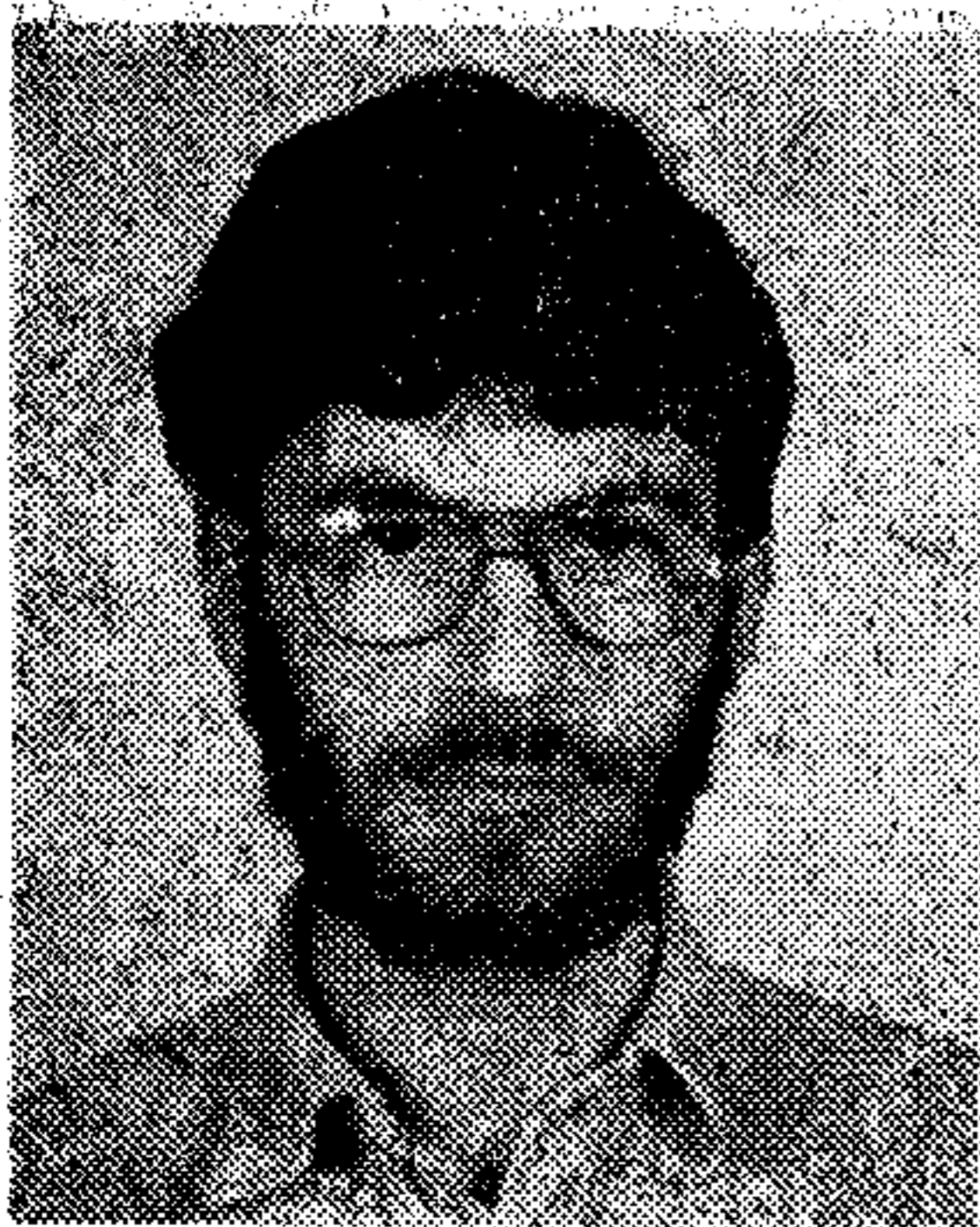
Az NN osztályozással kapcsolatos kutatásainkhoz a gyakorlati motivációt a Budapesti Műszaki Egyetem Híradástechnikai Elektronikai Intézetében (BME—HEI) fejlesztés alatt álló VERBIDENT—1 izolált szavas gépi beszédfelismerő adta. Mivel eredményeink azonban más területeken is felhasználhatók, ezért általános formában írjuk le, nem kötődve a gépi beszédfelismerés specialitásaihoz. A módszereknek itt csak a lényegét ismertetjük, a matematikai bizonyítások elolvashatók [10]-ben.

NN osztályozás folyamatos szelekcióval

Most az NN-algoritmus egy olyan meggyorsítását mutatjuk be, amely a pontosságból nem áldoz fel semmit, azaz eredménye megegyezik az eredeti NN osztályozásával.

Tegyük fel, hogy a C_1, C_2, \dots, C_N kategóriákat az egyszerűség kedvéért egy-egy tanulópont képviseli. A t_1, \dots, t_N tanulópontok és az x osztályozandó pont az M metrikus tér elemei, amelyen a d távolságfüggvény van értelmezve. Az NN-döntés

Beérkezett: 1988. III. 2 (H)



PIKLER TAMÁS

A BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnikai szakának végzős hallgatója. 1985 óta az MTA SZTAKI-ban multiprocesszoros rendszer fejlesztésében vesz részt. A HTE tagja.



LUGOSI GÁBOR

A BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnikai szakának végzős hallgatója. 1986 óta az MTA Akusztikai Kutatólaboratóriumban beszédfelismerő rendszer fejlesztésében vesz részt. A HTE tagja.

szerint x osztálya akkor C_k , ha $d(x, t_k) \leq d(x, t_i) \forall (i \in \{1, \dots, N\}; \text{egyenlőség esetén a kisebb indexűt választjuk})$. Célunk tehát az x -től legkisebb távolságra lévő tanulópontra megkeresése, amely N db távolságszámítást jelent. Mivel azonban a műveletigényt a távolságszámítások száma határozza meg, az algoritmust csak úgy gyorsíthatjuk, ha nem minden tanulópontra vizsgálunk meg. Ezt úgy érjük el, hogy olyan tanulópontra keressünk, amelyek biztosan nem lehetnek legközelebbi szomszédok, így kizárhatók a további vizsgálatokból. Látható, hogy ezzel az NN módszer hibáját nem növeljük.

A vizsgálat sorrendje

Induljunk ki abból, hogy az összes tanulópontra távolságát kiszámítjuk az x -től, de a vizsgálat sorrendjét válasszuk úgy, hogy a t^N legközelebbi szomszéd minél előbb sorra kerüljön. Ez persze önmagában nem jelent megtakarítást, hiszen t^N megvizsgálásakor még nem tudjuk, hogy nem lesz-e egy x -hez még közelebbi tanulópontra, és így nem állhatunk le a további vizsgálatról. A későbbiekben azonban látni fogjuk, hogy ez sokszor megtehető.

Tegyük fel, hogy a t_1, \dots, t_k tanulópontra már megvizsgáltuk, és tekintsük az

$$f_k(t) = \sum_{i=1}^k |d(t_i, t) - d(t_i, x)| = f_{k-1}(t) + |d(t_k, t) - d(t_k, x)|$$

függvényt. Ezt minden hátralévő t_{k+1}, \dots, t_N tanulópontra kiszámítjuk, és azt a t pontot választjuk ki a következő megvizsgálandó tanulópontra, amelyre $f_k(t)$ minimális. Ez szemléletesen azt jelenti, hogy ez a tanulópontra a t_1, \dots, t_k pontoktól körülbelül olyan távolságra lesz, mint az osztályozandó pont, tehát várhatóan annak a közelébe esik. E választást jól jellemzi a következő tétel (a pontos megfogalmazással és a bizonyítással kapcsolatban [11]-re utalunk): egy n dimenziós

euklideszi térben az $f(t)$ függvények segítségével csupán $n+2$ távolságszámítással olyan tanulópontra jutunk, amelynek osztályára döntve tetszőlegesen megközelíthetjük az NN-döntés pontosságát, ha N elég nagy. Tehát a ténylegesen elvégzendő távolságszámítások száma (aszimptotikusan) csak a dimenziószámtól függ és rögzített dimenzió esetén a tanulópontra számának növelésével egy bizonyos határ felett lényegében már nem növekszik. (Ennek persze ára van: előre ki kell számítani a tanulópontra egymástól mért távolságát és ezt tárolni kell. Ez az előfeldolgozás azonban nem számít bele a real-time műveletigénybe.)

Kizárás vizsgálat közben

Újra tegyük fel, hogy a vizsgálatban t_k -nál tartunk. Ekkor a még hátralévő t_{k+1}, \dots, t_N tanulópontra közül nem lehetnek legközelebbi szomszédok azok a t tanulópontra, amelyekre $d(t_k, x) + r_{\min} \leq d(t_k, t)$ vagy $d(t_k, x) - r_{\min} \geq d(t_k, t)$, ahol r_{\min} jelöli az eddig talált legközelebbi szomszéd távolságát x -től (bizonyítását lásd [10]). Ennek alapján a tanulópontra megvizsgálása után kizárásokat tehetünk, amelyek várhatóan annál hatékonyabbak, minél kisebb r_{\min} . A legközelebbi szomszéd x -től való távolságának ismeretében tehát már csak a $2d(t^N, x) \leq d(t^N, t)$ tulajdonságú t tanulópontra kell megvizsgálni.

Az algoritmus programozása

Az eddigiekből látszik, hogy szükségünk van a tanulópontra egymás közötti távolságaira. Ezeket még az osztályozandó pont ismerete nélkül kiszámíthatjuk és egy jól kezelhető struktúrában, az ún. rendezési táblában tároljuk. A rendezési tábla egy N sorból álló mátrix, amelynek i -edik sorában a tanulópontra sorszámait és t_i -től való távolságait soroljuk fel e távolság szerint növekvő sorrendben. A tárigény sok tanulópontra tekintélyes, azonban nyilvánvaló, hogy a gyorsításért valamilyen árat fizetnünk kell.

A teljes algoritmus vázlatos folyamatábrája az 1. ábrán látható. Ebből kitűnik, hogy egy-egy tanulópontra vizsgálata után maximálisan $4N$ összeadás nagyságrendjébe eső számításra van szükség a kizárások elvégzésére és a következő tanulópontra kiválasztására. (A műveletigény azonban ennél kisebb, hiszen a kizárt ill. már megvizsgált tanulópontra e mellékszámítások nem terjednek ki.) Ez a „bonyolítás” bőségesen megtérül olyankor, ha a távolságok kiszámítása nagy műveletigényű a távolságmérték bonyolultsága miatt.

Szimulációs eredmények

Az algoritmusunk hatékonyságának illusztrálására számítógépes szimulációkat készítettünk. Ennek során N db tanulópontra generáltunk egyenletes eloszlással egy n dimenziós vektortérben, majd sok osztályozandó pontra elvégeztük a döntési eljárást, és az átlagosan szükséges távolságszámítá-

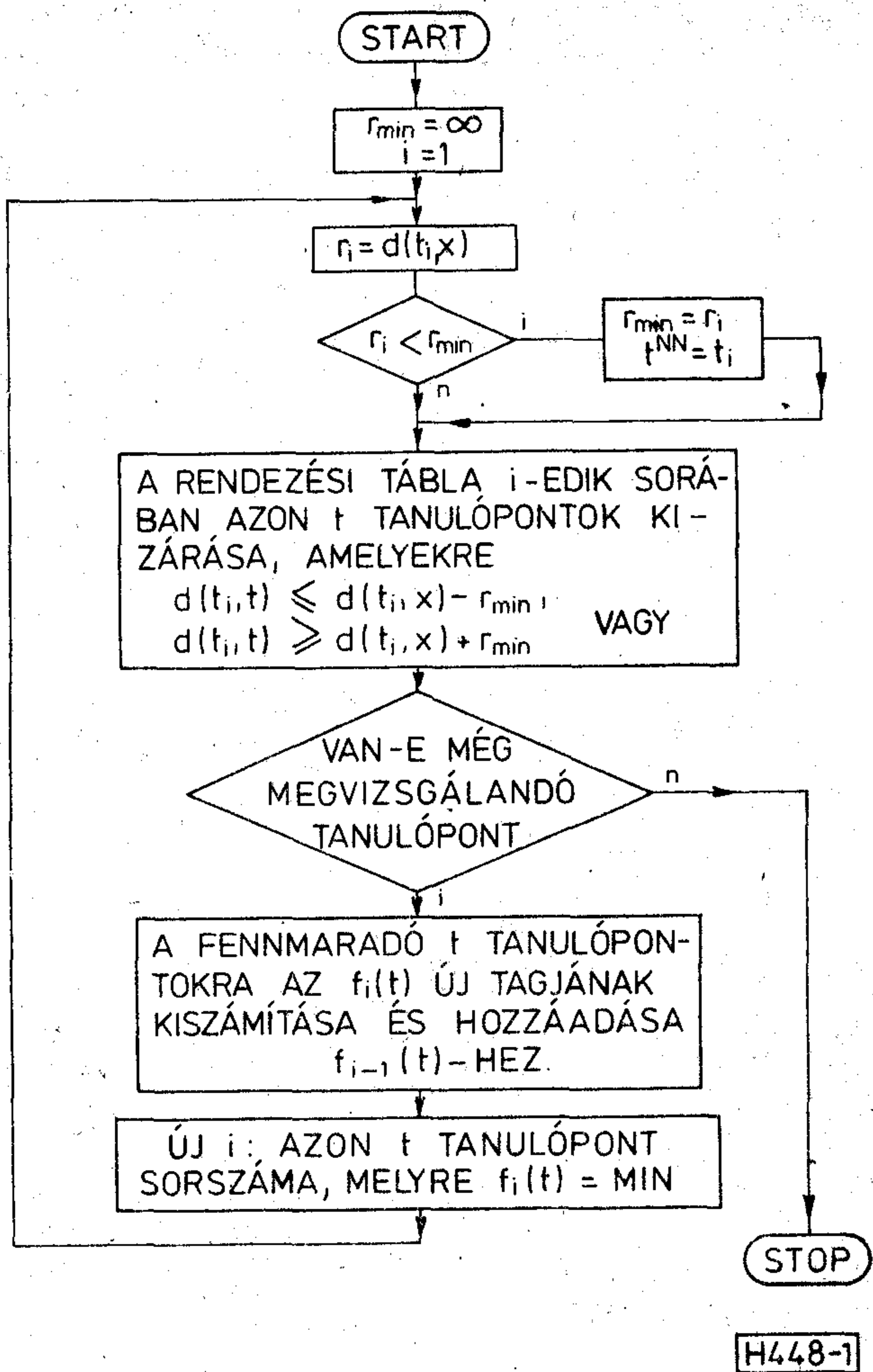
különösen olyan esetekben, ahol a távolságfüggvény számítása nagy műveletigényű, és az osztályozandó pont elég közel esik valamelyik tanulóponthoz.

Dekompozíciós feladatok

A következőkben leírt két algoritmus lényegében két clusterezési eljárás. Clusterezésen a tanulóponatok diszjunkt halmazokra való particionálását értjük. A legismertebb ilyen eljárás a dinamikus clusterezés k-középmódszere ([12]). A tanulóponatok clusterekbe való particionálása úgy gyorsítja a legközelebbi szomszéd megtalálását, hogy első lépésként valamilyen módon eldöntjük azt, hogy a legközelebbi szomszéd melyik cluster eleme, és ezután csak ezen cluster elemeitől kell távolságokat számítani. Az általunk adott clusterezési algoritmus lényege az, hogy miután definiáltuk azt, hogy milyen tulajdonságú pontok kerülhetnek egy clusterbe, az algoritmus a clusterek konstruálását, számuk meghatározását maga végzi úgy, hogy a legközelebbi szomszéd megtalálásához szükséges távolságszámítások várható száma minimális legyen. E célból használjuk az önfüggő blokk fogalmát ([3]), mely elég kötött ahhoz, hogy a tanulóponatok sűrűsödését várhatóan jól jellemezze.

A módszer alapját a tanulóponatok T halmazának ún. önfüggő blokkokra való particionálása képezi. Az önfüggő blokk fogalmát Gyórfi Zoltán vezette be 1974-ben ([3]). Definíció szerint egy $K \subseteq T$ halmazt akkor nevezünk önfüggő blokknak, ha bármely két K -beli tanulóponat távolsága kisebb, mint bármely K -beli tanulóponatnak akármelyik K -n kívüli tanulóponattól való távolsága. A T halmaz egy diszjunkt önfüggő blokkokra való particionálását dekompozíciónak nevezzük.

Ha adott a T halmaz egy dekompozíciója, akkor a döntési szabály legyen a következő: jelöljük ki minden önfüggő blokk egy-egy pontját — ezeket blokk-reprezentáns pontnak nevezzük —, és az



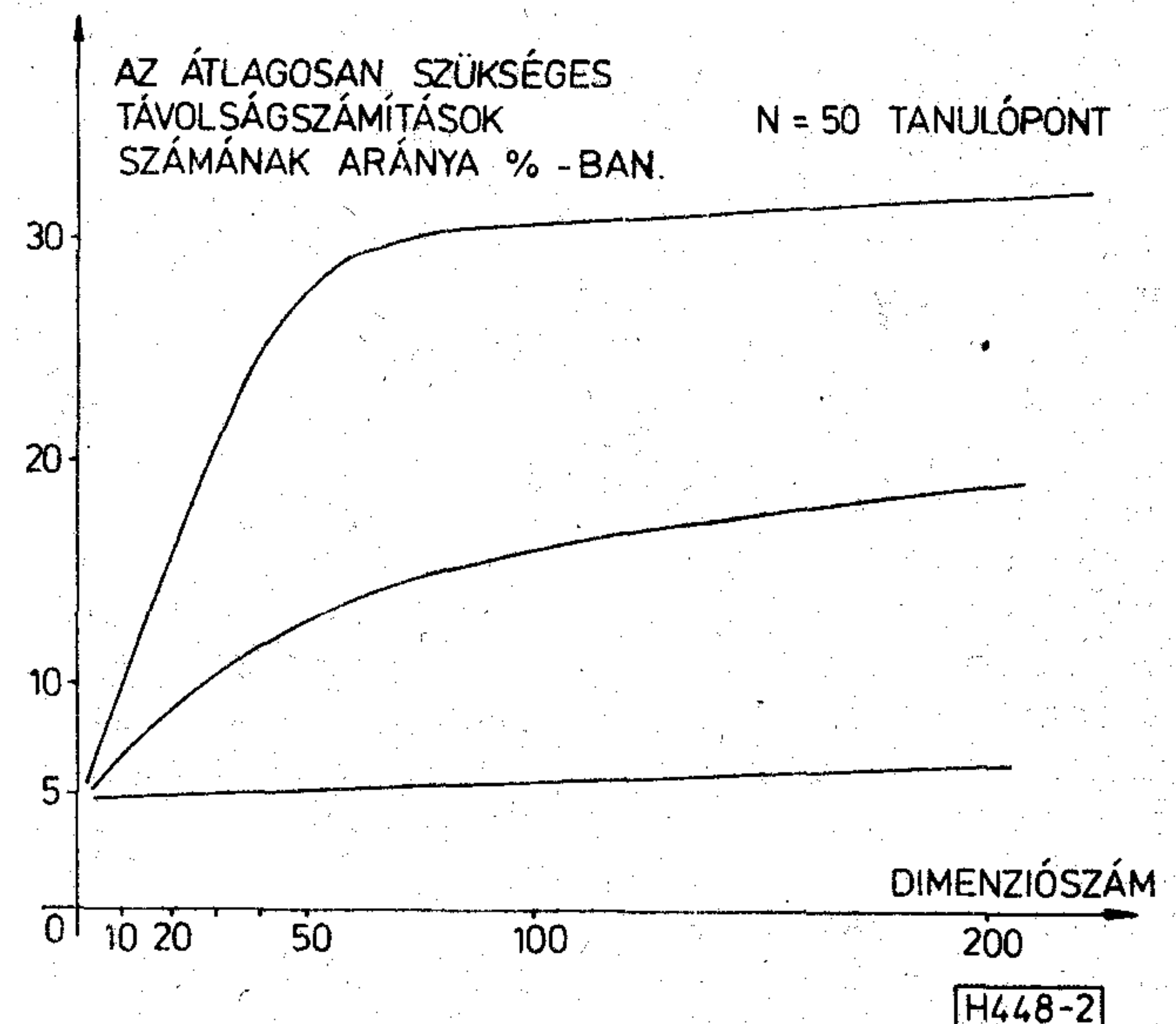
1. ábra. NN osztályozás folyamatos szelekcióval, folyamatábra

sok számát vizsgáltuk. Az osztályozandó pontot egy véletlenszerűen választott tanulópontra ültetett normális eloszlású zajvektorral szimuláltuk. E zajvektor szórását a többi paraméterrel együtt a szimuláció során változtattuk.

A szimulációs eredményeket a 2. ábrán foglaltuk össze. Ezen a dimenziószám függvényében a szükséges távolságszámítások számának arányát láthatjuk százalékban. A két szélső görbe az általunk alkalmazott két szélső szórásértéknél kapott eredményeket jelzi, a közbülső szórásoknál a görbék közötti területre adódtak az értékek.

A kapott eredmények összefoglalásaként három fő megállapítást tehetünk. A legfontosabb az, hogy kb. 30%-nál rosszabb hatékonyságot még a legkedvezőtlenebb esetben sem kaptunk, tehát valóban lényeges gyorsításról van szó. Másrészt ha az osztályozandó pont elég közel van valamelyik tanulóponthoz, akkor mindössze néhány távolságszámítás elegendő. Továbbá nagyobb dimenziószám felé haladva nem észlelünk hatékonyságromlást, és a töréspont körülbelül a tanulóponatok számánál figyelhető meg.

Az ismertett elméleti és szimulációs eredmények alapján ajánljuk a módszer alkalmazását,



2. ábra. Szimulációs eredmények

első lépésben számítsuk ki ezeknek az osztályozandó ponttól való távolságát. Ezek után az osztályozandó pontnak csak azon önfüggő blokk elemeitől való távolságát kell kiszámítanunk, amelynek blokk-reprezentánsára ez a távolság a legkisebb volt.

Ez a döntési szabály adhat némi hibát az NN-döntéshez képest, azonban biztos, hogy ez a hiba nulla, ha tudjuk, hogy az osztályozandó pont csak valamelyik tanulóponthoz lehet (ez előfordul pl. a keresési feladatokban), illetve kicsi, ha az osztályozandó pont nagy valószínűséggel valamelyik tanulóponthoz közel esik.

Optimális dekompozíció

Egy adott T halmazhoz több dekompozíció tartozik, hiszen önfüggő blokkot alkotnak például a csupán az egyes tanulóponthoz tartozó halmazok, de maga a T halmaz is.

Célunk az, hogy megkonstruáljuk a T halmaznak azt a dekompozícióját, amely a döntést a legjobban meggyorsítja, vagyis amelyre legkisebb a döntés meghozatalához szükséges távolságszámítások számának várható értéke.

A továbbiakban feltesszük, hogy a tanulóponthoz illetve az osztályozandó pont eloszlására teljesül a következő blokk-egyenletességi feltétel: bármely dekompozícióban minden önfüggő blokkra annak a valószínűsége, hogy az osztályozandó pont döntésünk szerint az önfüggő blokkhoz tartozik: n/N , ahol N a T halmaz, n pedig az illető önfüggő blokk elemszáma. Ezután könnyen belátható a következő állítás: ha teljesül a blokk-egyenletességi feltétel, akkor a szükséges távolságszámítások számának várható értéke egy $\pi = \{K_1, K_2, \dots, K_k\}$ dekompozícióra

$$m(\pi) = k - 1 + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^k n_i^2$$

ahol n_i a K_i önfüggő blokk elemszáma ($i=1, 2, \dots, k$), (bizonyítása megtalálható [10]-ben).

Megjegyzés: a blokk-egyenletességi feltétel mindig teljesül akkor, ha az osztályozandó pont csak valamelyik tanulóponthoz lehet és mindegyik egyenlő valószínűséggel, illetve, ha mindig elég közel esik valamelyik tanulóponthoz.

Alakfelismerésben ennek teljesülése a jó lényegkiemelésen és távolságmértéken múlik. (Megjegyzendő, hogy eredményeink általánosabb feltételekkel jellemzett esetekre is kiterjeszthetők, de ezzel itt nem foglalkozunk.)

Feladatunk tehát megkonstruálni a T halmaz optimális dekompozícióját — amelyre a fenti várható érték minimális. Az összes lehetséges dekompozíció megvizsgálása számítástechnikailag kézbentARTHATALAN a tanulóponthoz számával exponenciálisnál is nagyobb mértékben növekvő műveletigénye miatt.

Az optimális dekompozíciót megkonstruáló polinomiális műveletigényű algoritmus az egyes tanulóponthoz külön blokként tartozó de-

kompozícióból indul ki, és az egyes blokkokat egy képzési szabály szerint egyesítve több lépésben jut el az optimális dekompozícióig. A képzési szabály a következő:

Azt mondjuk, hogy a π^l dekompozíció szabályszerűen képzett π^m -ből, ha π^l összes blokkja egy kivételével π^m blokkja is, π^l fennmaradó blokkja pedig π^m fennmaradó k blokkjának egyesítése. k -nak olyannak kell lenni, hogy $m(\pi^l) \leq m(\pi^m)$, és π^m nek k -nál kisebb számú blokkját ezzel a feltétellel nem lehet egyesíteni. Igazolható a következő tétel is ([10]), mely szerint ily módon valóban eljutunk az optimális dekompozícióig:

Legyen π_0 az egyes tanulóponthoz külön blokként tartozó dekompozíció, π_{i+1} pedig szabályszerűen képzett π_i -ből ($i=1, 2, \dots, r$). Ekkor π_r az optimális dekompozíció, ha nincs π_{r+1} , amely ebből szabályszerűen képezhető.

Belátható, hogy minden dekompozícióra $m(\pi) \leq 2\sqrt{N}-1$, és egyenlőség akkor áll fenn, ha az N tanulóponthoz \sqrt{N} darab \sqrt{N} -elemű blokkra tudtuk particionálni.

Az algoritmus programozása

Annak ellenére, hogy a szabályszerű képzés definíciója bonyolultnak látszik, számítástechnikailag könnyen kezelhető. Az, hogy n elem önfüggő blokkot alkot-e, a rendezési tábla segítségével könnyen ellenőrizhető. A várható értékre vonatkozó feltétel ellenőrzéséhez pedig belátható, hogy csupán az egyesítendő blokkok elemszámának vizsgálata szükséges, konkrétan az

$$(*) \quad N(k-1) \geq \left[\sum_{i=1}^k n_i \right]^2 - \sum_{i=1}^k n_i^2$$

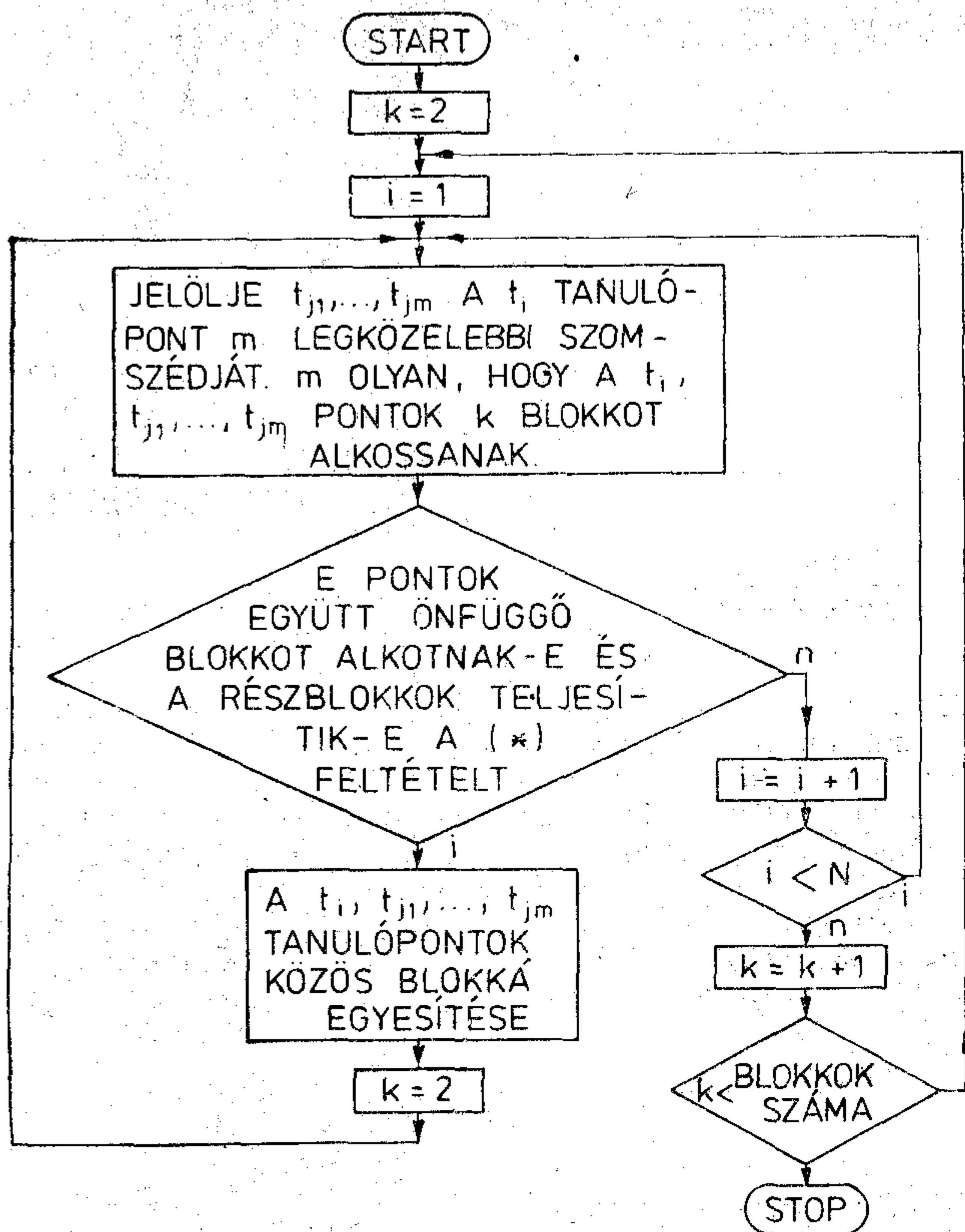
egyenlőtlenségnek kell teljesülnie. Az algoritmus folyamatábrája a 3. ábrán látható.

Hierarchikus dekompozíció

Miután eldöntöttük, hogy a legközelebbi szomszéd az előbb megadott dekompozíció melyik önfüggő blokkjának eleme, a keresést meggyorsíthatjuk az illető blokk további önfüggő blokkokra való particionálásával, majd a kapott blokkok további particionálásával stb., egészen addig, amíg a particionálással kapott blokkok maguk a tanulóponthoz nem lesznek. Világos, hogy így tovább csökkenthetjük a távolságszámítások számának várható értékét minden particionálási szinttel. Ennek ára a döntés hibaváltozásának növekedése lehet.

Az eljárás lényegében hierarchikus clusterezés, azzal a módosítással, hogy a clusterek csak önfüggő blokkok lehetnek. Célunk a távolságszámítások számára optimális hierarchikus dekompozíció megkonstruálása tetszőleges tananyagra.

Minden egyes hierarchikus dekompozíció reprezentálható egy irányított fagráffal, melynek csúcsai a particionálás során kapott önfüggő blokkok. Egy csúcsból azokba a csúcsokba mutat él, amelyekre a particionálás során felosztottuk. Az összes



H448-3

3. ábra. Az optimális dekompozíció előállításának folyamata

tanulópontot tartalmazó blokk egy csúcsa a ráfnak, és belőle minden él kifelé mutat. Ugyanígy az egyes tanulópontok, mint blokkok szintén elemei a grófnak és egy-egy él mutat feléjük, hiszen a többszintű döntés feladata az egyes tanulópontok azonosítása.

A hierarchikus dekompozíciót reprezentáló fa-gráf minden egyes csúcsához hozzárendeljük a gráf csúcsához tartozó önfüggő blokkon belüli tanulópontok megtalálásához szükséges távolságszámítások számának feltételes várható értékét azzal a feltétellel, hogy a keresett tanulópont az illető önfüggő blokk eleme. Így az egyes tanulópontokhoz rendelt feltételes várható érték 0 lesz, a T-hez, mint önfüggő blokkhoz rendelt feltételes várható érték pedig éppen a minimalizálandó várható érték.

Annak, hogy egy blokk reprezentáns pontja egy t_i pont legyen, egyedüli feltétele az, hogy a t_i eleme legyen a blokknak. Így, ha a K' önfüggő blokk reprezentáns pontja t_i , és a K' blokkot tovább particionáljuk a K_1, K_2, \dots, K_r blokkokra, akkor ha $t_i \in K_j$, akkor t_i a K_j blokk reprezentáns pontja is lesz. Ha a reprezentáns pontokat nem így választanánk, az ehhez a választáshoz képest szintenként további egy távolságszámítást jelentene (kivéve a döntés első szintjét).

Az optimális hierarchikus dekompozíciót a következőképpen kaphatjuk meg (bizonyítása megtalálható [10]-ben): kiindulva az összes tanulópontot tartalmazó önfüggő blokból azt a lehető legkevesebb számú önfüggő blokkra particionáljuk. Ezután az eljárást ugyanígy folytatjuk, minden lépés után a kapott önfüggő blokkokat a lehető legkevesebb számú önfüggő blokkra osztjuk, amíg meg nem kapjuk az összes tanulópontot egyenként, mint önfüggő blokkot.

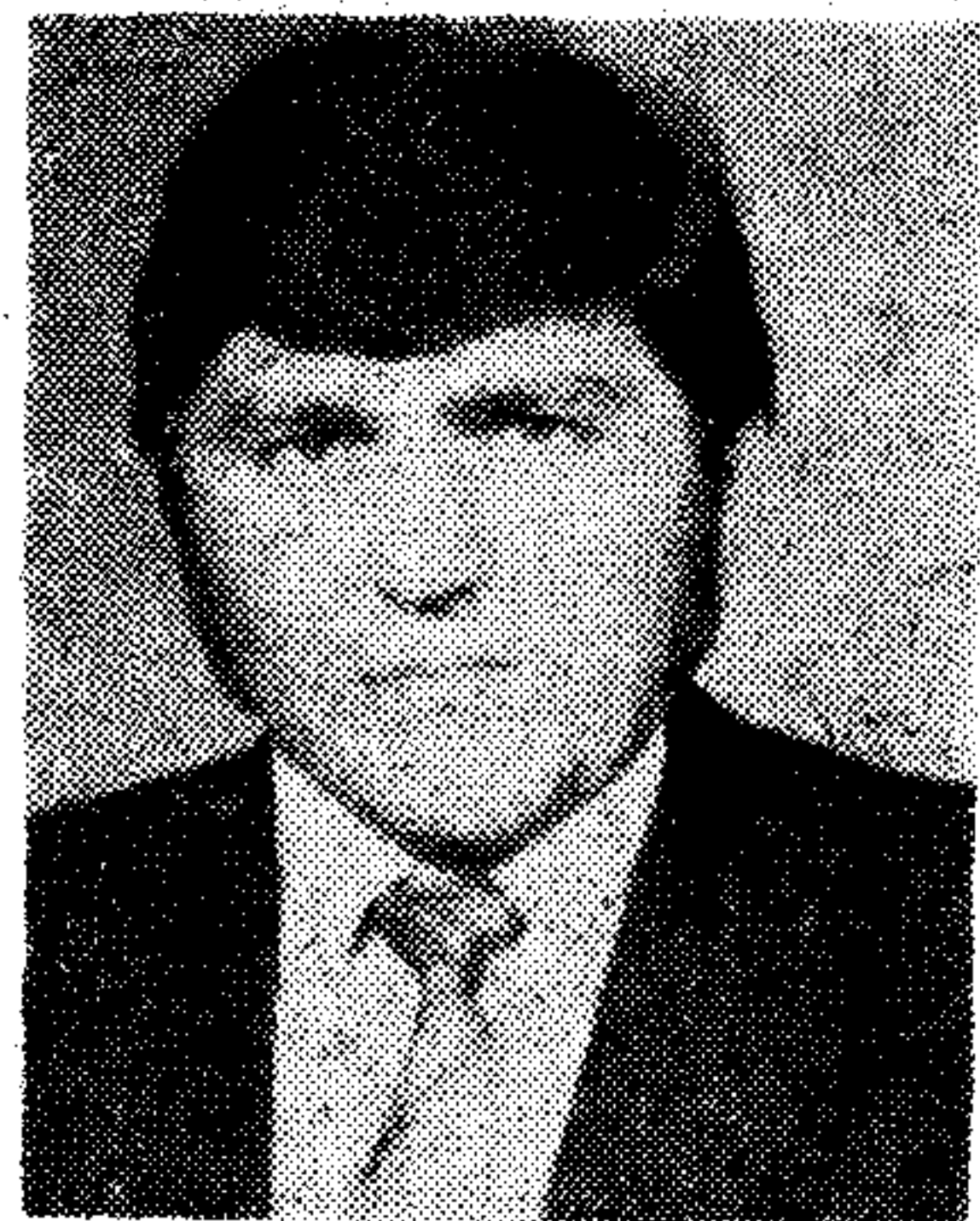
E konstrukció azonban számítástechnikailag nehezen kezelhető, hiszen az egy blokkon belüli legnagyobb blokkokat kell megkeresni. Ezért helyette egy olyan ekvivalens (tehát az optimális hierarchikus dekompozíciót előállító) algoritmust adunk, amely jóval egyszerűbb: az egyes tanulópontokból kiindulva mindig a lehető legkevesebb számú blokkot egyesítjük, amíg a teljes tanulmányhoz nem jutunk. Ez az eljárás a leállási feltételtől eltekintve lényegében azonos a 3. ábrán láthatóval, azzal a különbséggel, hogy itt nem vizsgáljuk a (*) feltételt. Így az optimális hierarchikus dekompozíciót is megkonstruálhatjuk polinomiális lépésszámú algoritmussal.

IRODALOM

- [1] P. E. Hart, „Condensed nearest neighbor rule”, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-14, pp. 515—516, May 1968.
- [2] C. L. Chang, „Finding prototypes for nearest neighbor classifiers”, IEEE Trans. Comput., vol. C-23, pp. 1179—1183, Nov. 1974.
- [3] Györfi Z., „NN automaták”, Tudományos Diákköri Dolgozat, 1974.
- [4] G. L. Ritter, H. B. Woodruff, S. R. Lowry, T. L. Isenhour, „An algorithm for a selective nearest neighbor decision rule”, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-21, pp. 665—669, Nov. 1975.
- [5] K. Fukunaga, P. M. Narenra, „A branch and bound algorithm for computing k-nearest neighbors”, IEEE Trans. Comput., vol. C-24, pp. 750—753, July 1975.
- [6] J. H. Friedman, „An algorithm for finding nearest neighbors”, IEEE Trans. Comput., vol. C-24, pp. 1000—1006, Oct. 1975.
- [7] T. P. Yunck, „A technique to identify nearest neighbors”, IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., vol. SMC-6, pp. 678—683, Oct. 1976.
- [8] I. K. Sethi, „A fast algorithm for recognizing nearest neighbors”, IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., vol. SMC-11, pp. 245—248, Mar. 1981.
- [9] F. P. Fischer, E. A. Patrick, „A preprocessing algorithm for nearest neighbor decision rules” in Proc. Nat. Electronics Conf., vol. 26, pp. 481—485, Dec. 1970.
- [10] Linder T., Lugosi G., Pikler T., „A legközelebbi szomszéd osztályozási módszer algoritmikus kérdései”, Tudományos Diákköri Dolgozat, 1986 Október. (Konzulens: dr. Faragó András)
- [11] Faragó A., Linder T., Lugosi G., Pikler T., Publikálatlan munka
- [12] J. MacQueen, „Some methods for classification and analysis of multivariate observations”, Proc., 5th. Berkley Symp. on Math. Stat. and Prob., vol. 1, pp. 281—297, 1967.

Ipari robotok szervo vezérlő rendszere

ÓCSAI LAJOS—KISS LÁSZLÓ—
JÓZSA EDÖMÉR
Mikroelektronikai Vállalat
Gyöngyös



ÖSSZEFOGLALÁS

A MEV Gyöngyösi telephelyén iparibot-családot fejlesztettünk ki. A cikk a nagy pontosságú iparibotok szervo vezérlésének néhány megoldásáról tájékoztat. Megadjuk a szervo vezérlő rendszereknek egy olyan alkalmazási példáját, amelyet a MEV-ben fejlesztettünk ki. Bemutatjuk az analóg és digitális vezérlő egységek működését.

Bevezetés

Az ipari robotok és azok végrehajtó mechanizmusai — elterjedt szóhasználat szerint robotkarok, vagy manipulátorok — merev testek sorozatából felépülő kezelőszervek, amelyek segítségével egy tetszőleges teher (legyen az munkadarab, vagy szerszám) mozgása egy adott munkatérben belül, adott program szerint vezérelhető. Ahhoz, hogy egy terhet a munkatérben pozícionálni tudjunk, három egymástól független szabadságfok (mozgástengely) szükséges. Ha a terhet egy térpontban tettség szerinti irányba is kell állítani (orientálni), még további három kiegészítő mozgástengelyre van szükségünk.

A mai modern ipari robotok ún. adaptív robotok, melyeknél a megállási pontokat be kell programozni. Az ilyen berendezéseknél minden mozgástengelyen tetszőleges számú pozíciót írhatunk elő. Ezen pontoknak a száma csak a vezérlő berendezés tárolójának kapacitásától függ. A vezérlést általában mini, vagy mikroszámítógépek biztosítják, amelyek képesek real-time módon elvégezni a szükséges koordináta konverziót az előírt mozgáspálya (trajektória) képzéséhez. A kívánt mozgáspálya pontjait a központi vezérlő berendezés munkavégzés közben generálja, a vele kapcsolatban álló lokális vezérlők a robot vezérlésre jellemző ciklusidőnként kapnak adatot a központi vezérlőtől. A lokális vezérlők feladata a robot mozgástengelyeire szerelt működtető egységek (pl. szervomotorok) előírt vezérlése.

A real-time számítás eredményeként a vezérlő berendezés kisméretű dinamikus memóriát igényel, amely csupán a mozgáspálya dedikált pontjait tartalmazza, valamint a koordináta számításához szükséges háttérrel.

A manipulátor megfogójának (robot kéznek) vezérlésére pozícióvezérlést alkalmaztunk. A manipulátor kéz pozíciójából a mozgató tengelyek

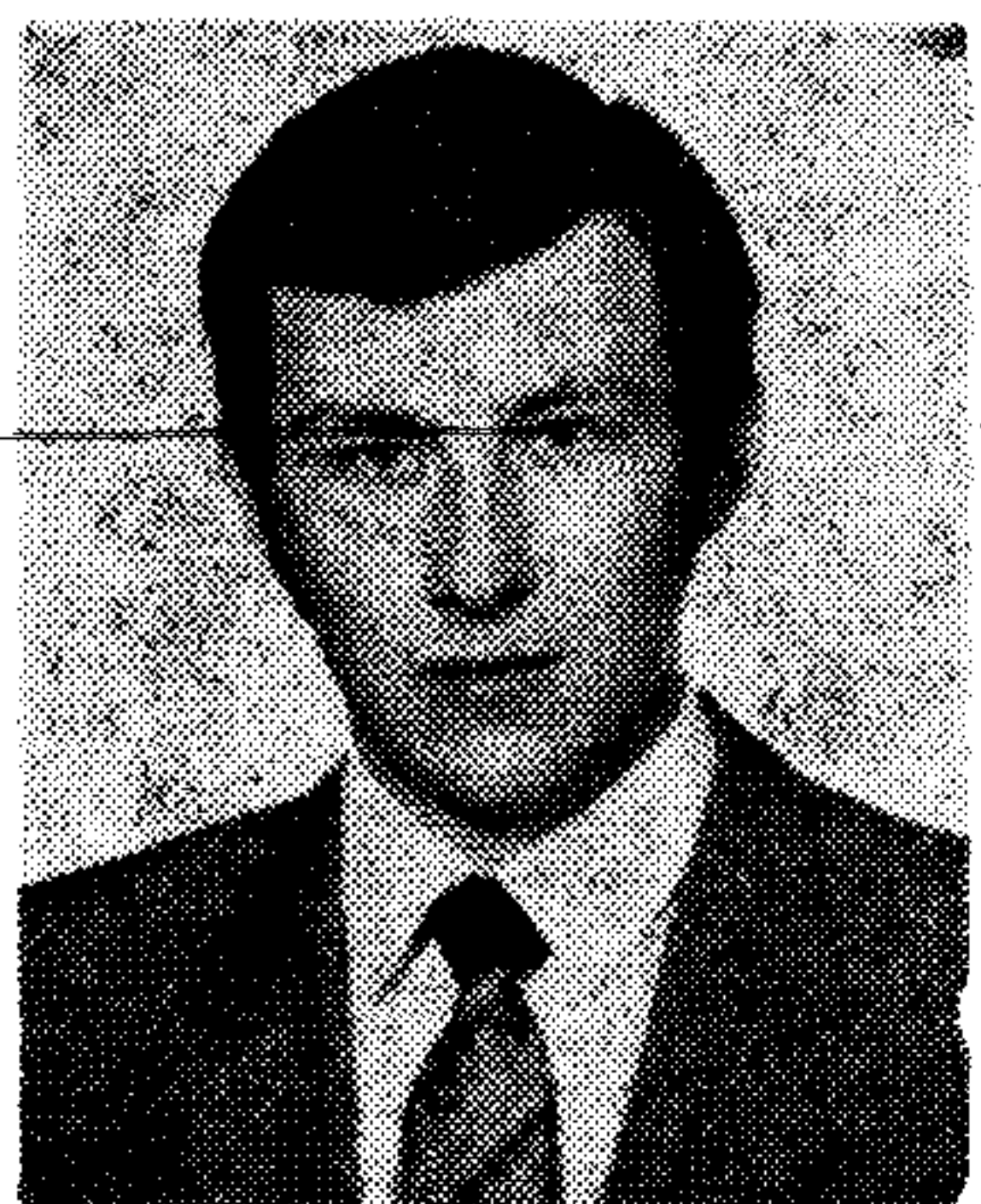
ÓCSAI LAJOS

1972-ben elektroműszerként kezdtem dolgozni Budapesten, a Híradástechnika Szövetkezetben. 1980-ban a Budapesti Műszaki Egyetem villamosmérnöki karán diplomát szereztem. 1981-ben az Egyesült Izzó

gyöngyösi gyárába kerültem, fejlesztőmérnöknek. Jelenleg a MEV gyöngyösi gyáranak elektronikai főosztályát vezetem. A főosztály feladata: robotok és más mechanikák vezérlőinek tervezése, valamint az integrált áramkörgyártás „product engineering” feladatainak ellátása.

KISS LÁSZLÓ

1984-ben szereztem diplomát a BME Villamosmérnöki Karán. Az egyetem elvégzése óta a MEV gyöngyösi gyárában dolgozom az Elektronikai Főosztályon. Egy fejlesztéssel foglalkozó csoport tagjaként intelligens vezérlőberendezések előállításával foglalkozom. Munkánk lényeges része a fejlesztés, de az általunk fejlesztett berendezések



gyártását is végigkísérjük.

szöghelyzet-idő függvényeit határozzuk meg. A módszer alap gondolata, hogy a csukló-szögsebességeket a trajektória egy adott pontjában megkapjuk, ha a csuklószög inkrementumot elosztjuk egy alkalmasan választott időtartammal.

$$X(t) = f[q(t)],$$

ahol q a csuklószögek halmaza. Elegendően kicsiny időtartamokra a fenti összefüggés lineárisnak tekinthető. Az előírt trajektória elegendően sok pontjára megoldjuk a

$$q_i = f^{-1}(X_i),$$

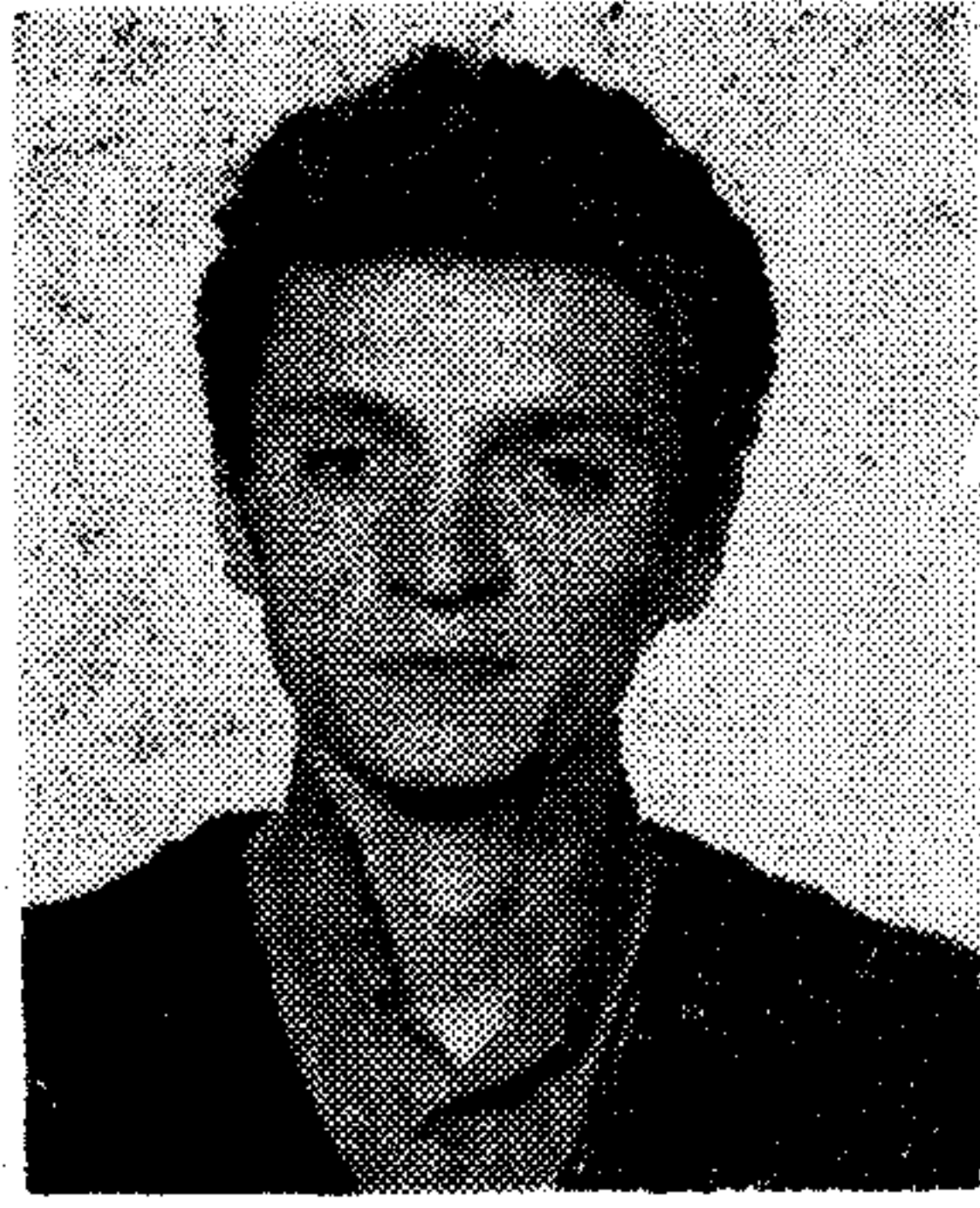
inverz összefüggést, ahol: i a trajektória pontok futóindexe, valamint az $[i, i+1]$ szakaszon linearizáljuk. Mivel az inverz kifejezés kiértékelése és a további csuklószög koordináció időt vesz igénybe, s a számításokat menet közben végezzük, így az eredő mozgás sebessége és pontossága fordítottan arányos.

Szabályozási lehetőségek

A robotalkalmazás gazdaságosságának egyik döntő meghatározója az egységnyi idő alatt végzett

Beérkezett: 1987. X. 7. (†)

1985-ben szereztem diplomát a BME Villamosmérnöki karán. Az egyetem elvégzése óta a MŰV gyöngyösi gyárban dolgozom az Elektronikai Főosztályon. Egy fejlesztéssel foglalkozó csoport tagjaként intelligens vezérlőberendezések előállításával foglalkozom.



műveletek száma, amit a manipulátor ciklusidejének is szokás nevezni. A ciklusidő csökkenését a manipulátor pályasebességének növelésével érhetjük el. Manapság a gyakorlatban alkalmazott manipulátorok sebességét általában az alkalmazott szabályozók korlátozzák: a ma használatos ipari manipulátorokban minden egyes csuklót külön-külön rögzített paraméterű, analóg szabályozóval látnak el. Az ilyen szabályozók független, állandó tehetetlenségű és csillapítású, másodrendű rendszerek szabályozására alkalmasak. Esetünkben azonban erősen nemlineáris, időben változó paraméterekkel jellemezhető a szabályozandó berendezés. Így az említett szabályozókkal csak akkor érhetünk el megfelelő eredményt, ha a csuklókat működtető motorok erősen túlméretezettek és a szabályozandó berendezés paraméterei, a geometriai konfiguráció változása (a kar mozgása) során nem változnak túl hirtelen. Ez utóbbi feltétel csak a mozgástér bizonyos részein az ún. szinguláris helyzetektől távol tartható és csupán kis pályasebességeknél.

Nagyobb sebességeknél azonban az alábbi problémák lépnek fel:

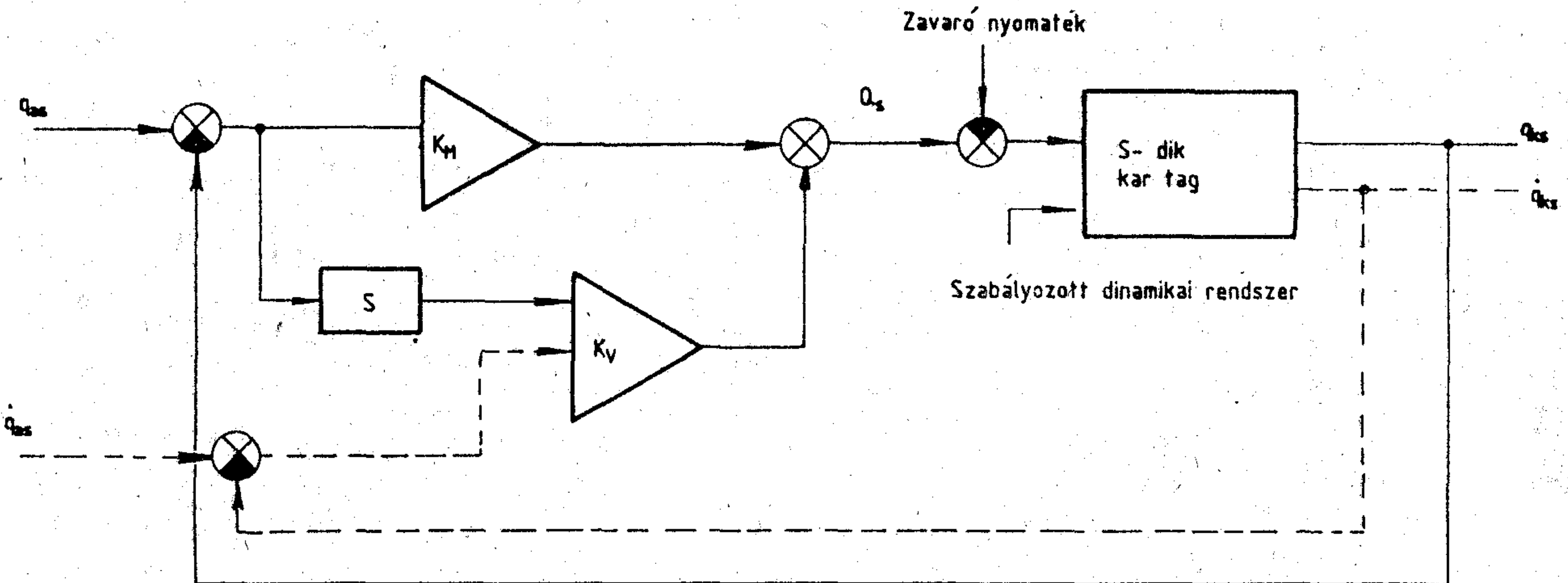
- változik a hatásos tehetetlenségi nyomaték,
- az egyes kar-tagok tehetetlenségi nyomatékai kölcsönhatásba kerülnek,
- a Coriolis-féle erők hatása nem lesz elhanyagolható.

Ezekon kívül számos más, a sebességet befolyásoló tényező létezik, mint például a manipulátor szilárdsága, a motor teljesítménye. Ezek azonban a fentiekhez képest számunkra kisebb jelentőséggel bírnak. A manipulátor-szabályozó feladata, hogy a kívánt kézpozíciók, a pillanatnyi csukló-pozíciók és sebességek ismeretében létrehozza a pozícióhiba megszüntetéséhez szükséges csuklómotor nyomatékokat. A szabályozási kör kialakítására többféle lehetőség kínálkozik. Ezek közül nézzünk két példát:

1. Tengelyenként független, visszacsatolt, fix paraméterű szabályozási kör, amely egy állandó másodrendű mechanikai rendszert szabályoz (Lásd 1. ábra.)

- alappjel: q_{as} előírt csuklószög-pozíció szabályozott,
- jellemző: q_{ks} tényleges csuklószög pozíció,
- visszacsatolás: q_{ks} , esetleg \dot{q}_{ks} is (szaggatott vonallal jelölt hurok),
- alkalmazás: analóg szabályozású ipari robotok.
2. Csuklószög-pozíciók és sebességek on-line, visszacsatolt szabályozása.
- A csuklószög pozíciókban és sebességekben mutató hibát kompenzáló visszacsatolással lehet csökkenteni.
- alappjel: q_a
- szabályozott
- jellemző: q_k
- visszacsatolás: q_k
- alkalmazás: Horn. 1977. (az inverz dinamikai modell számítása részben táblázatos)

A szabályozó algoritmusban a szabályozott jellemzők a q_s , $s=1, 2, \dots, n$ csuklószögek, ill. a \dot{q}_s csukló sebességek. A gyakorlatban sok esetben a kézre előírt pozíciókat és sebességeket előbb csukló pozíciókká és sebességekké számítják át és ez utóbbiakat szabályozzák. A csuklónkénti pozíciószabályozás egy ma már hagyományosnak tekinthető számítógépes, mintavételes szabályozás, ahol azonban a hurokerősítést, a gravitációtól függő



H 344-1

1. ábra. Tengelyenként független, visszacsatolt, fix paraméterű szabályozási kör

paramétereket és a csuklókra ható nyomatékokat a kar konfigurációtól függően változtathatják az alábbi módon:

A leolvasott q_{ks} és a pályaszámító programtól érkező q_{as} szögpozíciók különbsége adja a pozícióhibát, amit pozícióvisszacsatolással lehet csökkenteni. A sebességvisszacsatolással pedig megfelelő csillapítást lehet elérni. Az adott kar tagot $1/(M_i \cdot S^2)$ -tel jellemezhetjük, ahol „S” a Laplace transzformáció jele, M_i pedig az adott kar tag effektív tehetetlenségi nyomatéka ($i=1, 2, \dots, n$). $Q_i(s)$ a külső (zavaró) nyomaték. (i : kar tagok futóindexe.) A pozícióhiba $e_i(s) = q_{ki} - q_{ai}$, a sebességhiba pedig $s \cdot e_{ki}$. A pozíciónak és sebességének megfelelően k_e és k_v a két visszacsatolási tényező.

A hurokegyenlet:

$$e_i(s) = \frac{-s^2 \cdot M_i}{s^2 M_i + s k_v + k_e} q_a(s) + \frac{1}{s^2 M_i + s k_v + k_e} Q_i(s)$$

és a kritikus csillapítás:

$$k_{vi} = 2(M_i \cdot k_{ei})^{1/2}$$

A szabályozásban a nehézséget az okozza, hogy a rendszer válasza függ a kar tag M_i tehetetlenségi nyomatékától.

A lokális feladatok ellátását és az interpolációt csuklóként önálló processzorokra célszerű bízni, míg a teljes adatbázist igénylő számításokat egy központi processzorral célszerű elvégeztetni. Ezt a módszert, az elmúlt évek gyakorlata alapján egy hatásos probléma megoldási módszerként értelmezhetjük. Több, napjainkban alkalmazott ipari robot esetében így oldották meg a tervezők a robot manipulátor vezérlését. A csuklók független szabályozását lokális számítógépek, pontosabban lokális ún. „slave” processzorok koordinálják.

Feladatuk a központi számítógéptől — nevezük „master” processzornak — kapott pozícióértékek alapján az egyes csuklók független szabá-

lyozása. Példaként nézzük egy a gyakorlatban megvalósított robot egyetlen csuklóját koordináló lokális szabályozó felépítését (lásd 3. ábra).

Vizsgáljuk meg a 3. ábrán látható szabályozó felépítését. Nézzük az egyenáramú motort leíró egyenleteket:

$$\begin{aligned} \Theta \cdot \ddot{\varphi} + f \cdot \dot{\varphi} &= M_r - M_L \\ N(u) - c_1 \cdot \dot{\varphi} &= R_r \cdot i_r + L_r \cdot \frac{di_r}{dt} \\ M_r &= c_2 \cdot i_r \quad \text{--- } c_1, c_2: \text{konstans} \end{aligned}$$

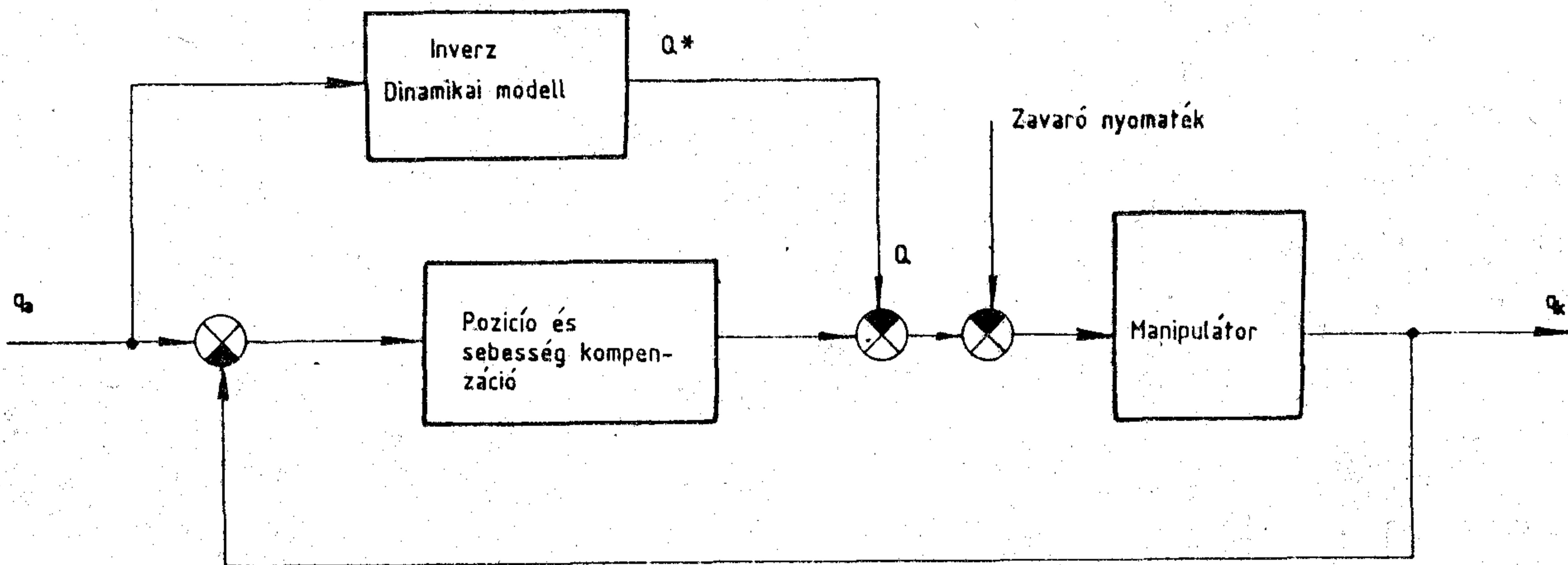
ahol Θ a motor tehetetlenségi nyomatéka, f a viszkózus súrlódása, φ a szögelfordulása. Az „L” index a terhelésre (Load) utal, míg „r” a rotort jelöli, „M” a nyomaték.

Áttétel:

$$\begin{aligned} \varphi &= v \cdot q; \\ q &= \frac{1}{v} \cdot \dot{\varphi} \\ M_L &= v \cdot Q_i \\ Q_i &= Q_i^* + \bar{Q}_i \end{aligned}$$

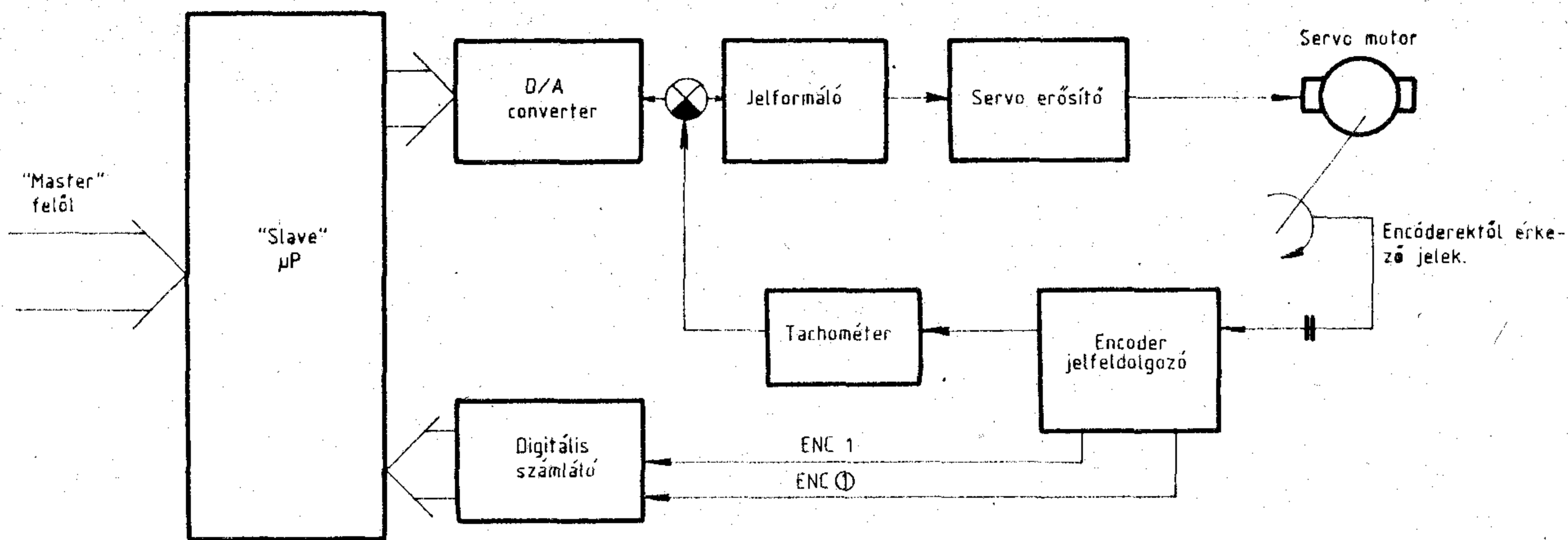
ahol \bar{Q}_i az i -dik kar tagtól származó nyomaték átlagértékét rendeli az i -dik beavatkozó szervhez. Ez az érték a megfogó terhelésétől és a trajektóriától függ. Q_i^* az átlagértéktől való eltérést és a csatolást fejezi ki, a szabályozás szempontjából zavaró jelnek minősül.

$$\begin{aligned} \Theta \cdot v \cdot \ddot{q} + f \cdot v \cdot \dot{q} &= c_2 \cdot i_r - v \cdot Q_i \\ N(u) - c_1 v \dot{q} &= R_r \cdot i_r + L_r \frac{di_r}{dt} \\ \ddot{q} &= -\frac{f}{\Theta} \dot{q} + \frac{c_2}{\Theta v} i_r - \frac{1}{\Theta} Q_i \\ \frac{di_r}{dt} &= -\frac{c_1 v}{L_r} \dot{q} - \frac{R_r}{L_r} i_r + \frac{1}{L_r} N(u) \end{aligned}$$



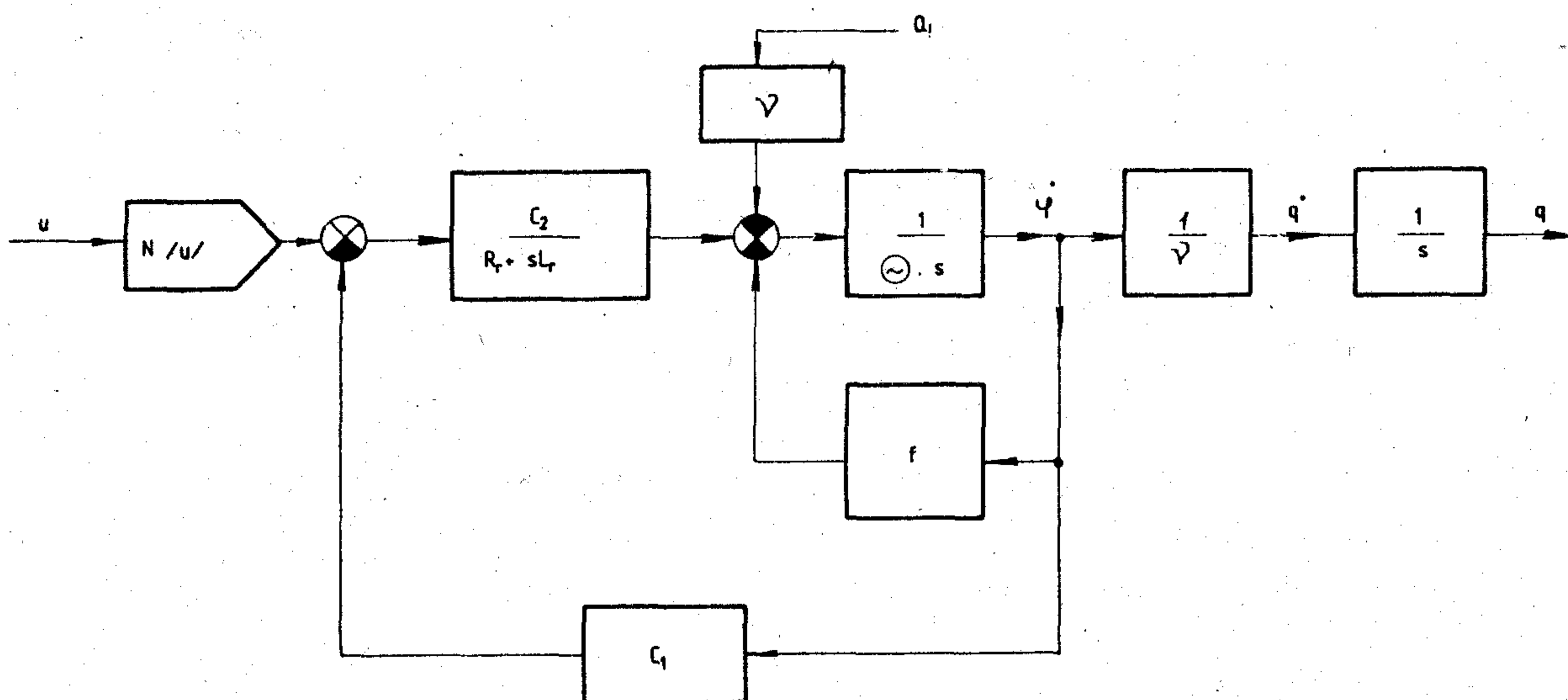
H344-2

2. ábra. Csuklósög-pozíciók és sebességek on-line visszacsatolt szabályozása



H344-3

3. ábra. A szabályozó fölépítése



H344-4

4. ábra. Kompenzálatlan rendszer bloksémája

Ebből adódóan a felnyitott kör $W_1(s)$ függvénye:

$$W_1(s) = \frac{\frac{c_2}{R_r + sL_r} \cdot \frac{1}{f + \Theta s} \cdot \frac{1}{vs}}{1 + c_1 \cdot \frac{c_2}{R_r + sL_r} \cdot \frac{1}{f + \Theta s}} = \frac{c_2}{c_1 c_2 + (R_r + sL_r)(f + \Theta s)} \cdot \frac{1}{vs}$$

A kompenzálatlan rendszer a 2. ábrán látható. Ha a rotor induktivitás elhanyagolható, akkor az állapot egyenlet:

$$\Theta v \dot{q} + f v q = \frac{c_2}{R_r} N(u) - c_1 v \dot{q} - v Q_i$$

$$\dot{q} = -\frac{f + c_1 c_2 / R_r}{\Theta} \cdot q + \frac{c_2}{\Theta v R_r} N(u) - \frac{1}{\Theta} Q_i$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{f R_r + c_1 c_2}{\Theta R_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{c_2}{\Theta v R_r} \end{bmatrix} N(u) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{\Theta} \end{bmatrix} Q_i$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -\frac{1}{\Theta} \end{bmatrix} Q_i$$

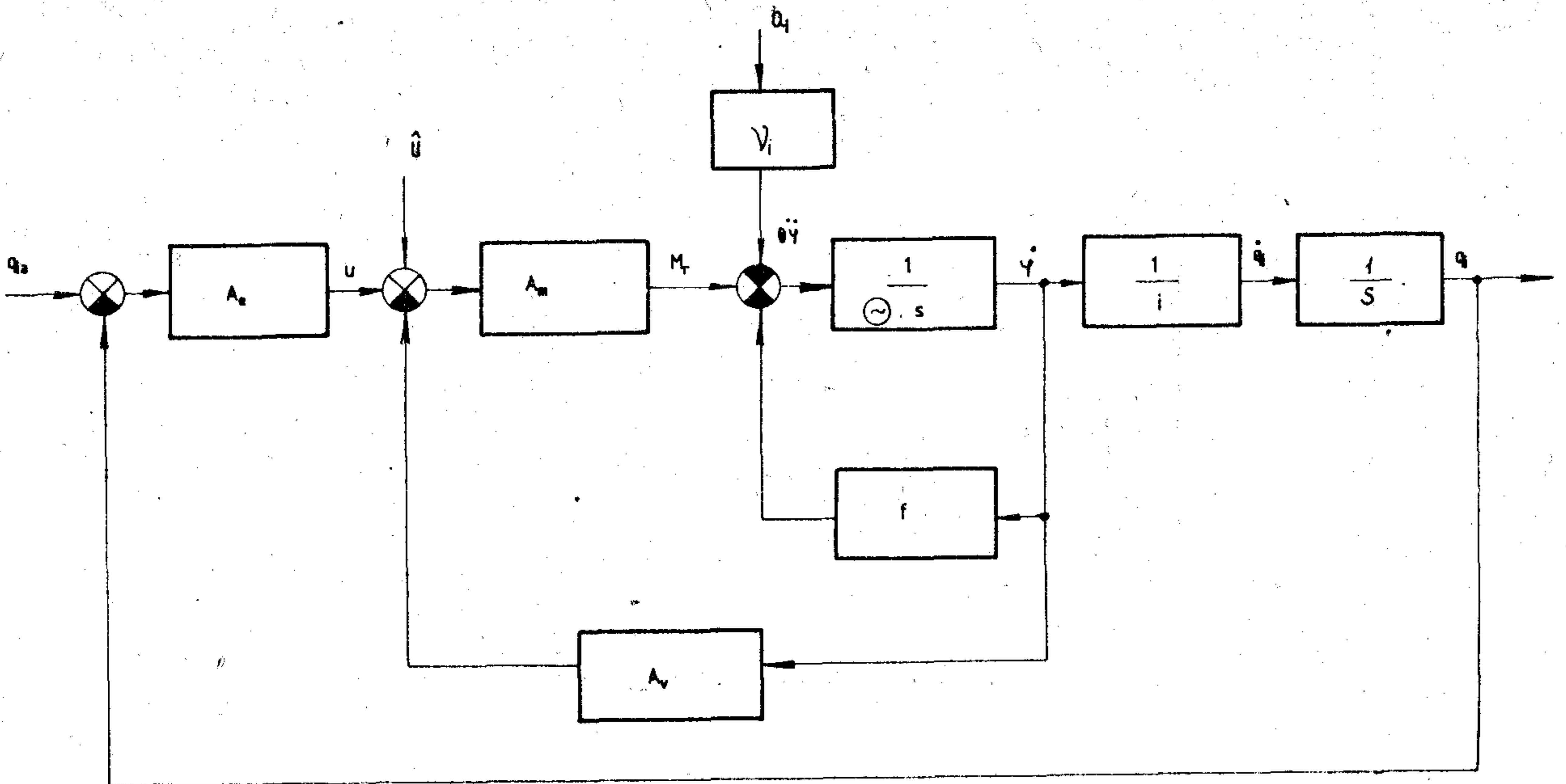
Tegyük fel, hogy $L_r \approx 0$, $C_1 \approx 0$ és vezessük be az $A_m = \frac{C_2}{R_r}$ jelölést.

Végezzük a kompenzálást szervó erősítővel és tachometrikus visszacsatolással. A szabályozási kör sémáját a 3. ábrán láthatjuk. Az alapjelet q_{ia} jelöli, a szervó erősítő átviteli tényezőjét A_e , a tachometrikus visszacsatolást A_v jelöli.

A belső visszacsatolás $W_2(s)$ a felnyitott kör $W_0(s)$ átviteli függvényű.

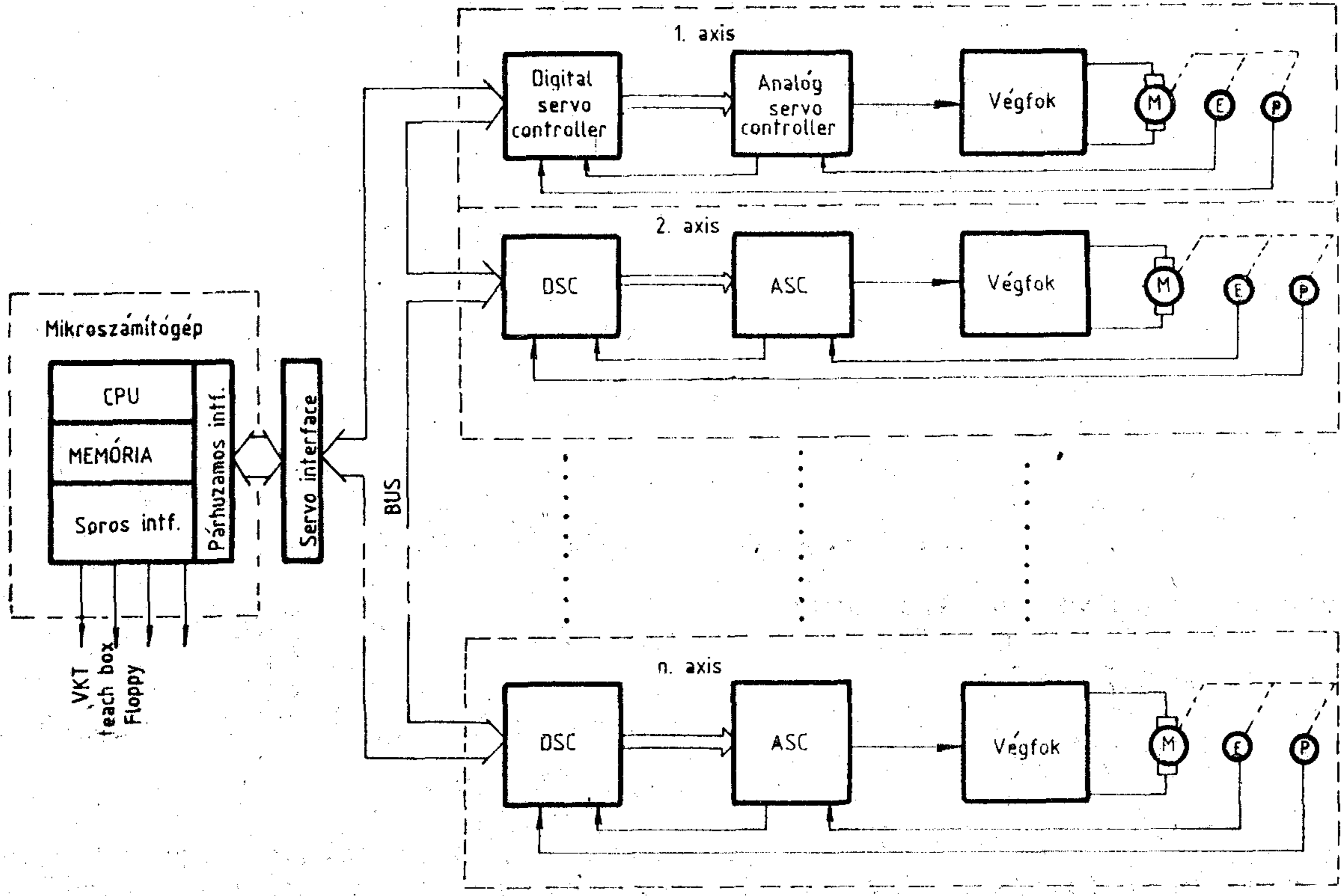
$$W_2(s) = \frac{\frac{A_m}{f + \Theta s}}{1 + \frac{A_v A_m}{f + \Theta s}} = \frac{A_m}{f + A_v A_m + \Theta s}$$

$$W_0(s) = \frac{A_e A_m}{(f + A_v A_m + \Theta s) v s} = \frac{k}{s(1 + sT_v)}$$



H 344-5

5. ábra. Szabályozási kör tachometrikus visszacsatolással



H 344-6

6. ábra. A vezérlőrendszer tömbvázlata

$$k = \frac{A_e A_m}{v_i(f + A_v A_m)}, \quad T_v = \frac{\Theta}{f + A_v A_m}$$

A zárt rendszer átviteli függvénye $W(s)$

$$W(s) = \frac{A_e A_m}{1 + \frac{(f + A_v A_m + \Theta s) v_i s}{A_e A_m}} =$$

$$= \frac{A_e A_m}{A_e A_m + v_i(f + A_v A_m)s + v_i \Theta s^2} = \frac{1}{1 + 2\xi\tau s + \tau^2 s^2}$$

ahol

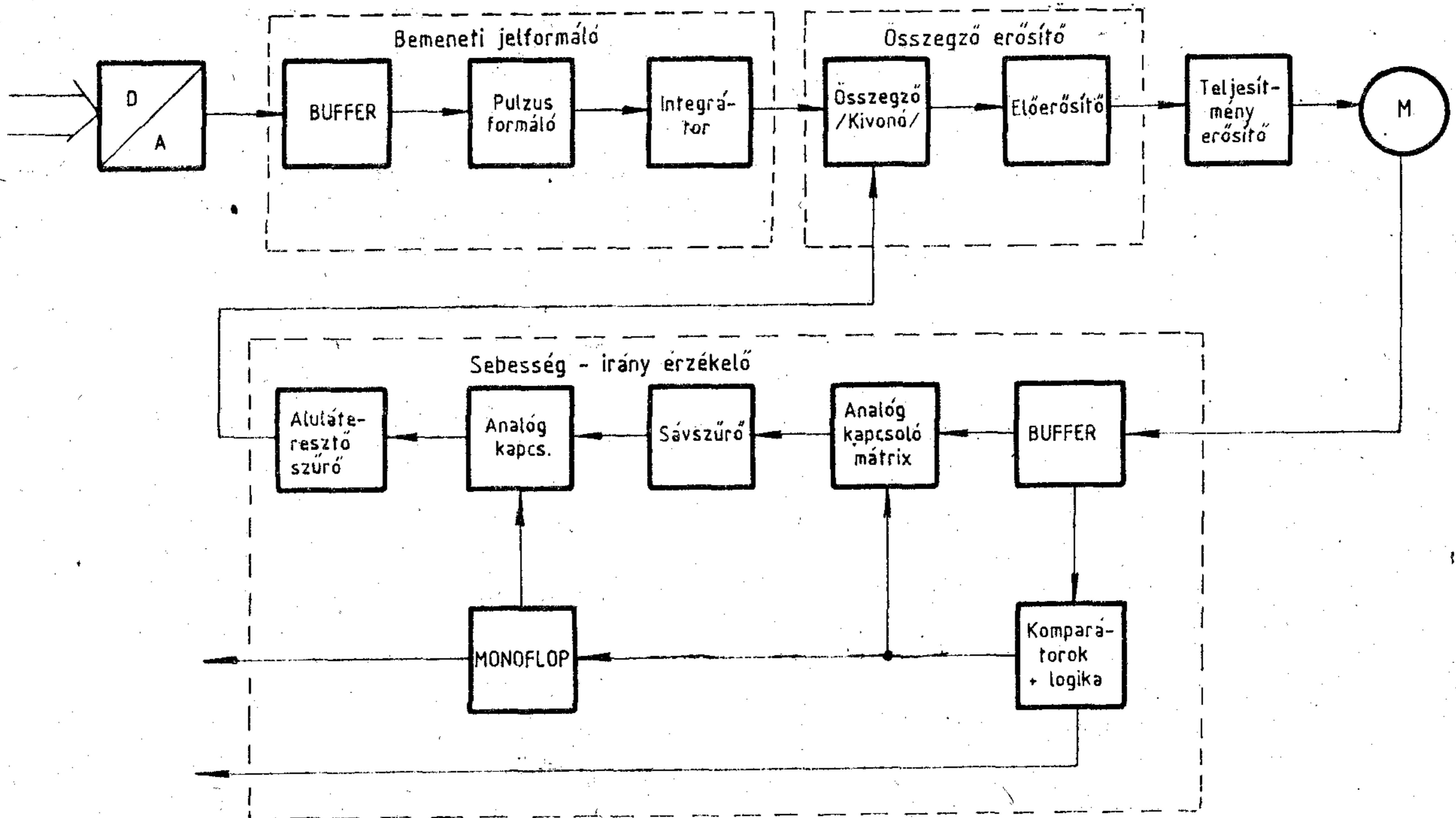
$$\tau = \sqrt{\frac{v_i \Theta}{A_e A_m}}$$

A zárt rendszer csillapítatlan sajátfrekvenciája ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau} = \sqrt{\frac{A_e A_m}{v_i \Theta}}$$

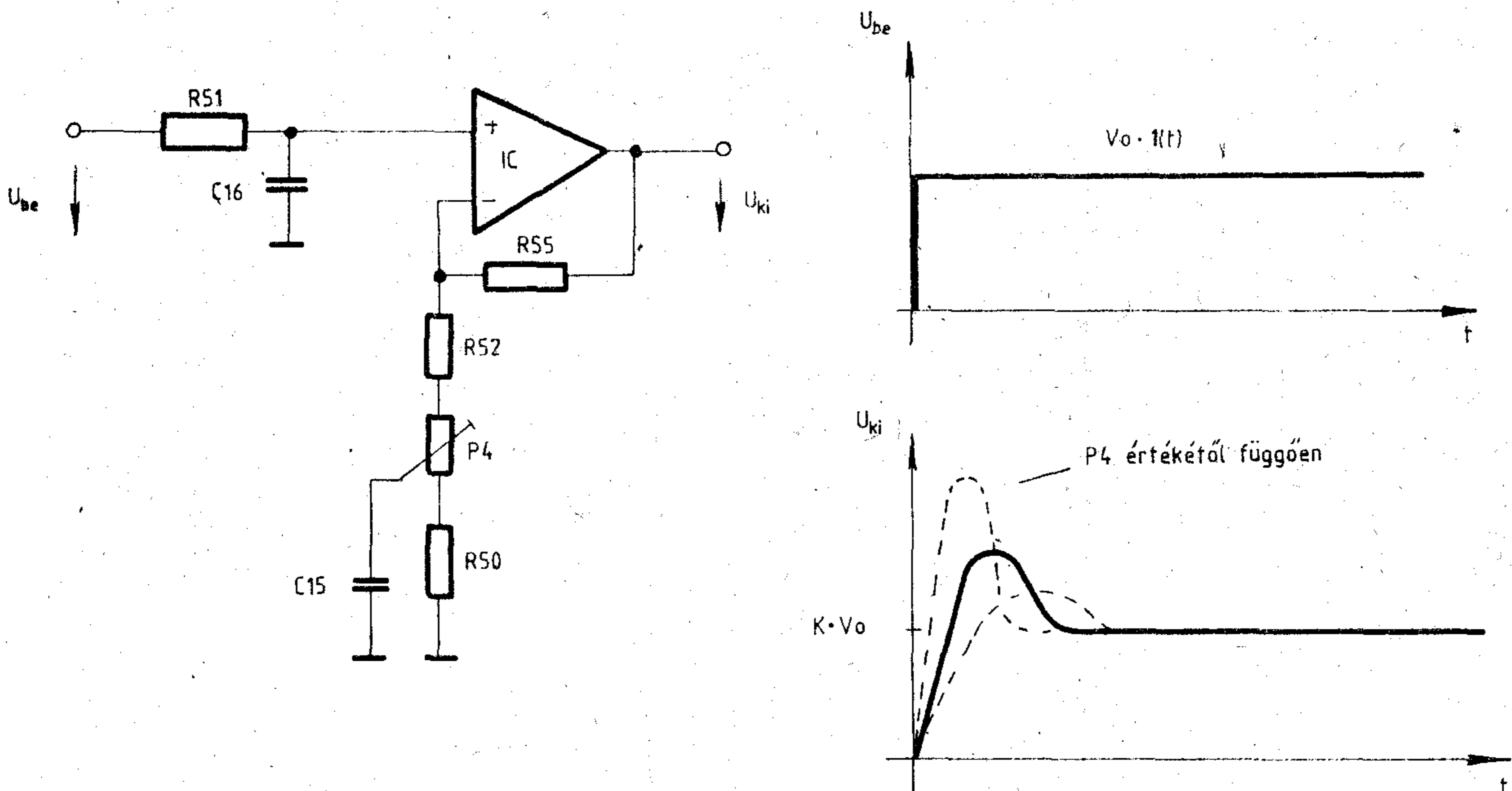
A zárt rendszer csillapítása ξ :

$$\xi = \frac{v_i(f + A_v A_m)}{A_e A_m} \cdot 2 \cdot \sqrt{\frac{v_i \Theta}{A_e A_m}}$$



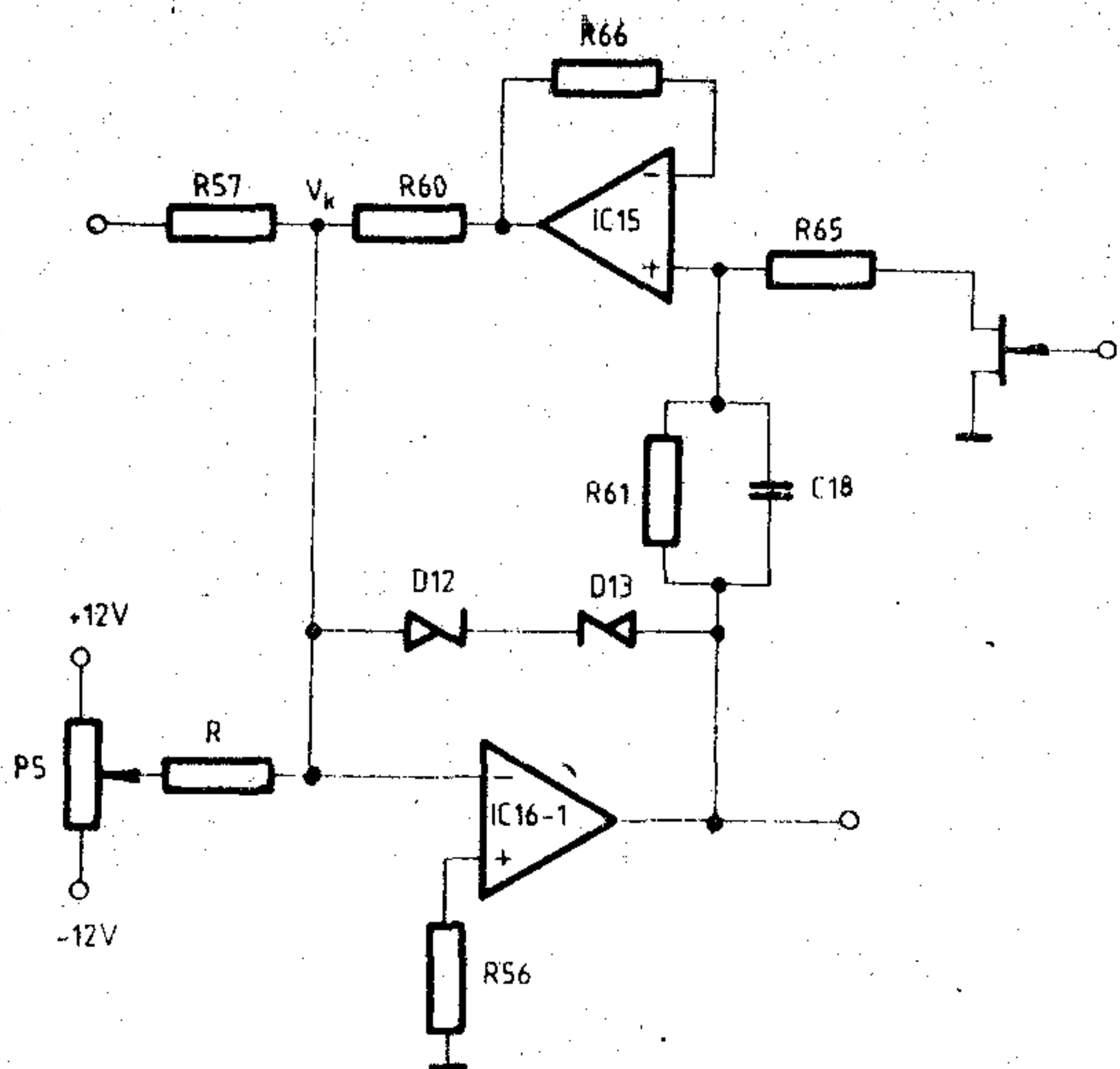
H 344-7

7. ábra. A teljes analóg blokkvázlat.



H 344-8

8. ábra. Pulzus formáló áramkör



H344-9

9. ábra. Az integrátor kialakítása

A gyakorlatban az ütközések elkerülése végett ξ értékét válasszuk meg a következőképp:

$$\xi \geq 1.$$

A szervoerősítő átviteli tényezője (A_e) és a tachometrikus visszacsatolás átviteli tényezője (A_v) értékét közelítsük a manipulátor mechanika rezonancia frekvenciájának mérésével, amely logikailag belátható, hogy terhelés függő. A káros lengések elkerülése végett legyen:

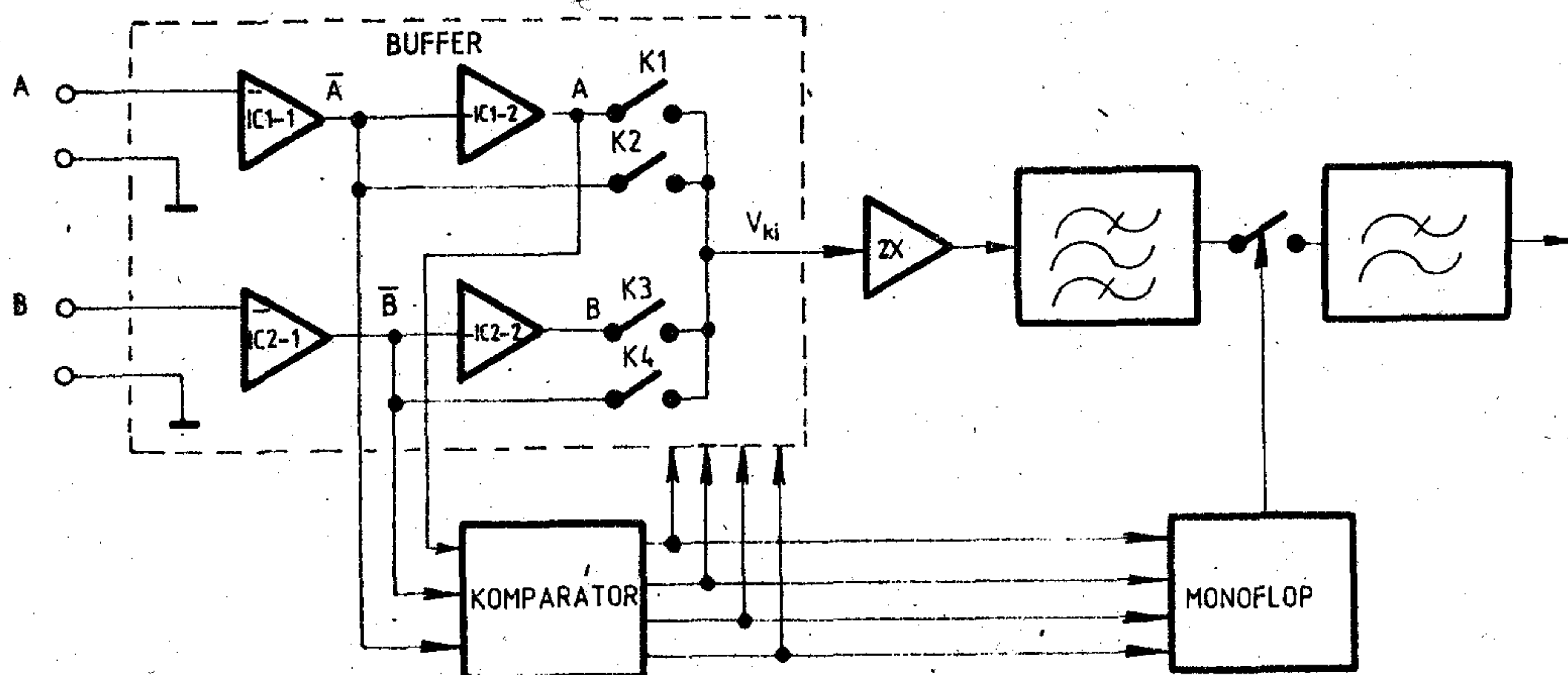
$$\omega_0 \leq 0,5 \cdot \omega_{\text{struct}}$$

ahol ω_{struct} a mechanika rezonancia frekvenciája.

(Ez az érték a gyakorlatban néhány hertz $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$, ahol $f_0 \approx 5$ Hz.)

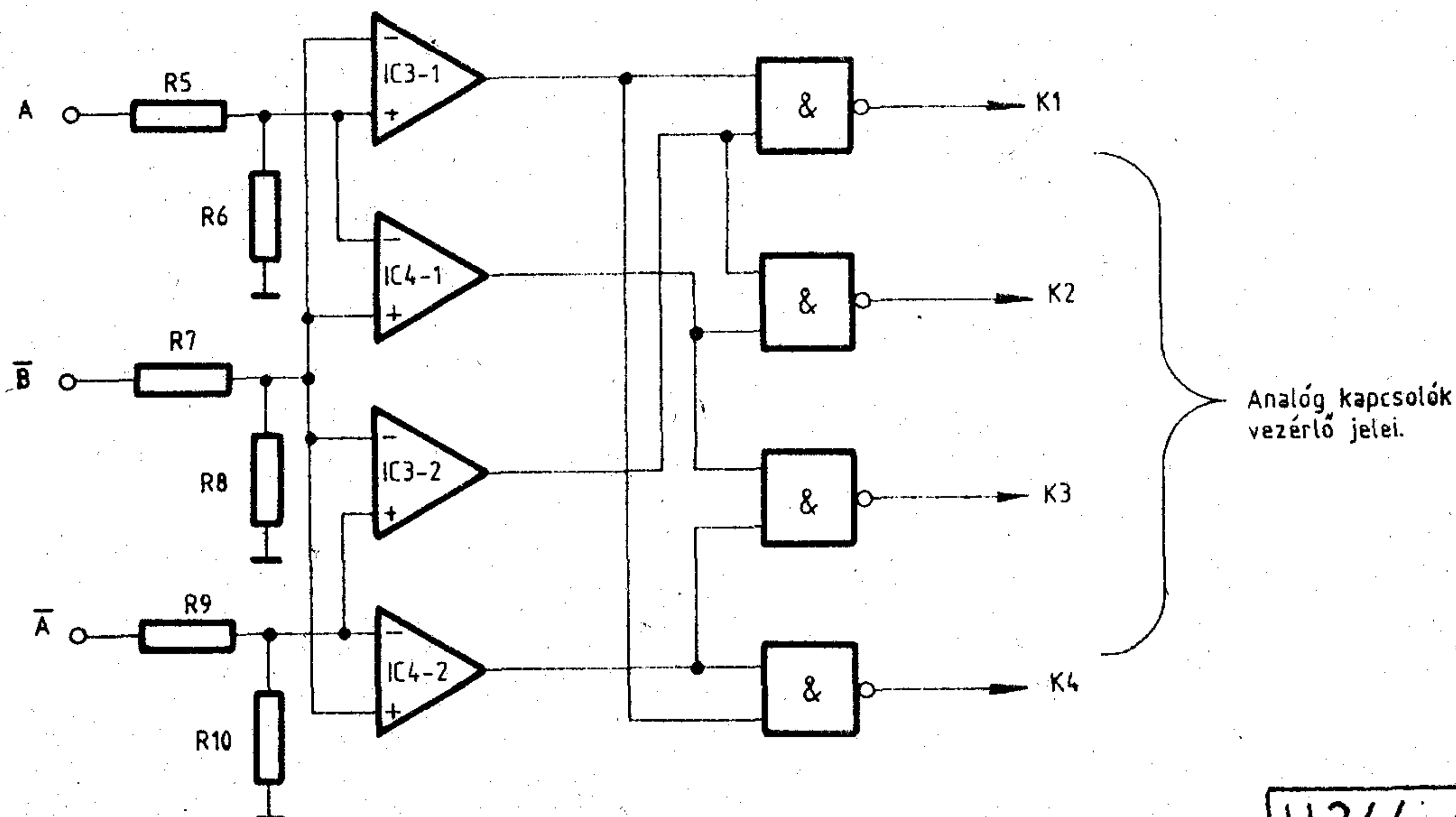
$$A_e \leq \frac{v_i \pi^2 \cdot f_{\text{struct}}^2 \cdot \Theta}{A_m},$$

$$A_v \approx \frac{2\pi \cdot f_{\text{struct}} \Theta - f_0}{A_m}.$$



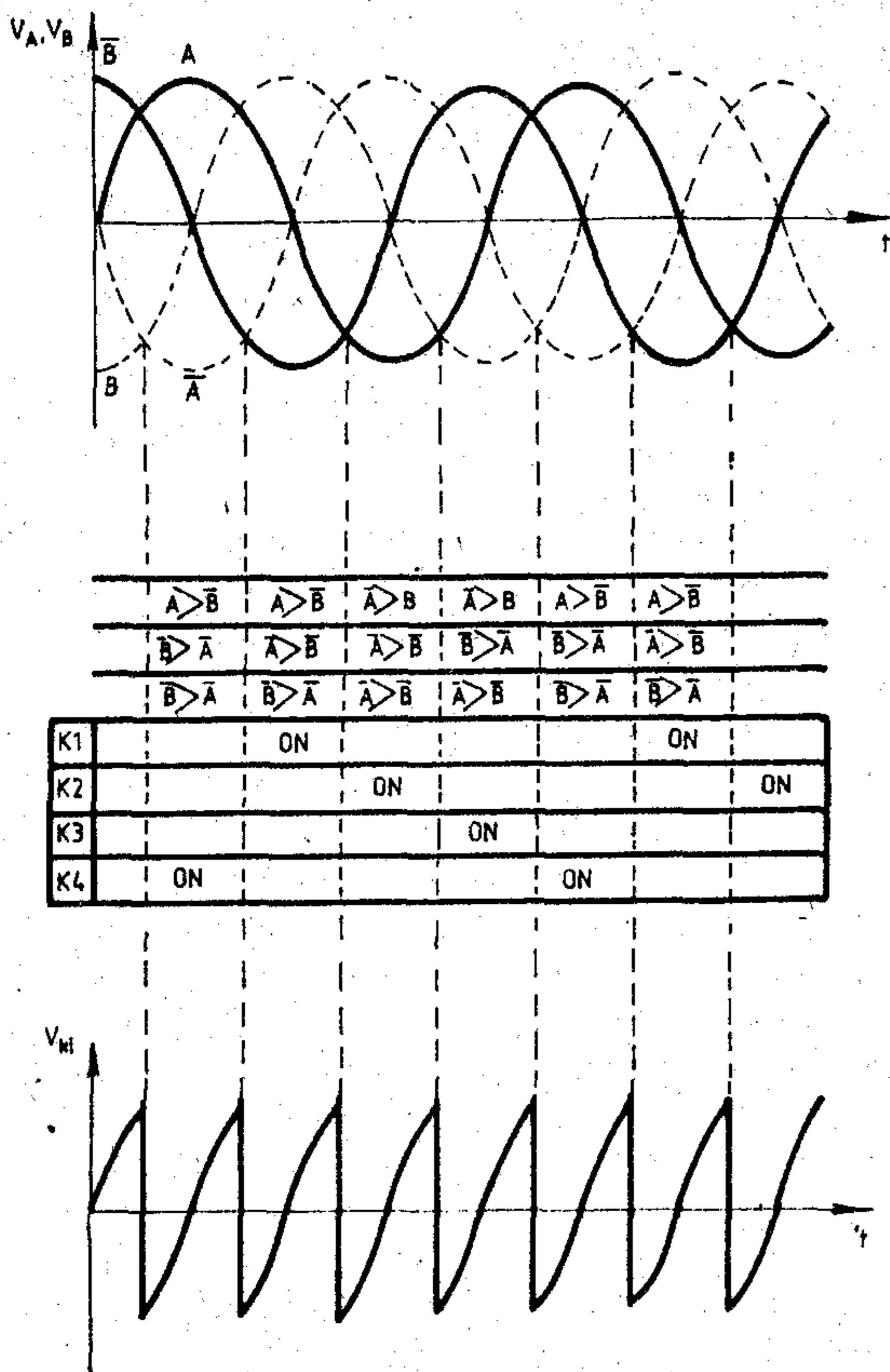
H344-10

10. ábra. Sebesség-irány érzékelő modul



H344-11

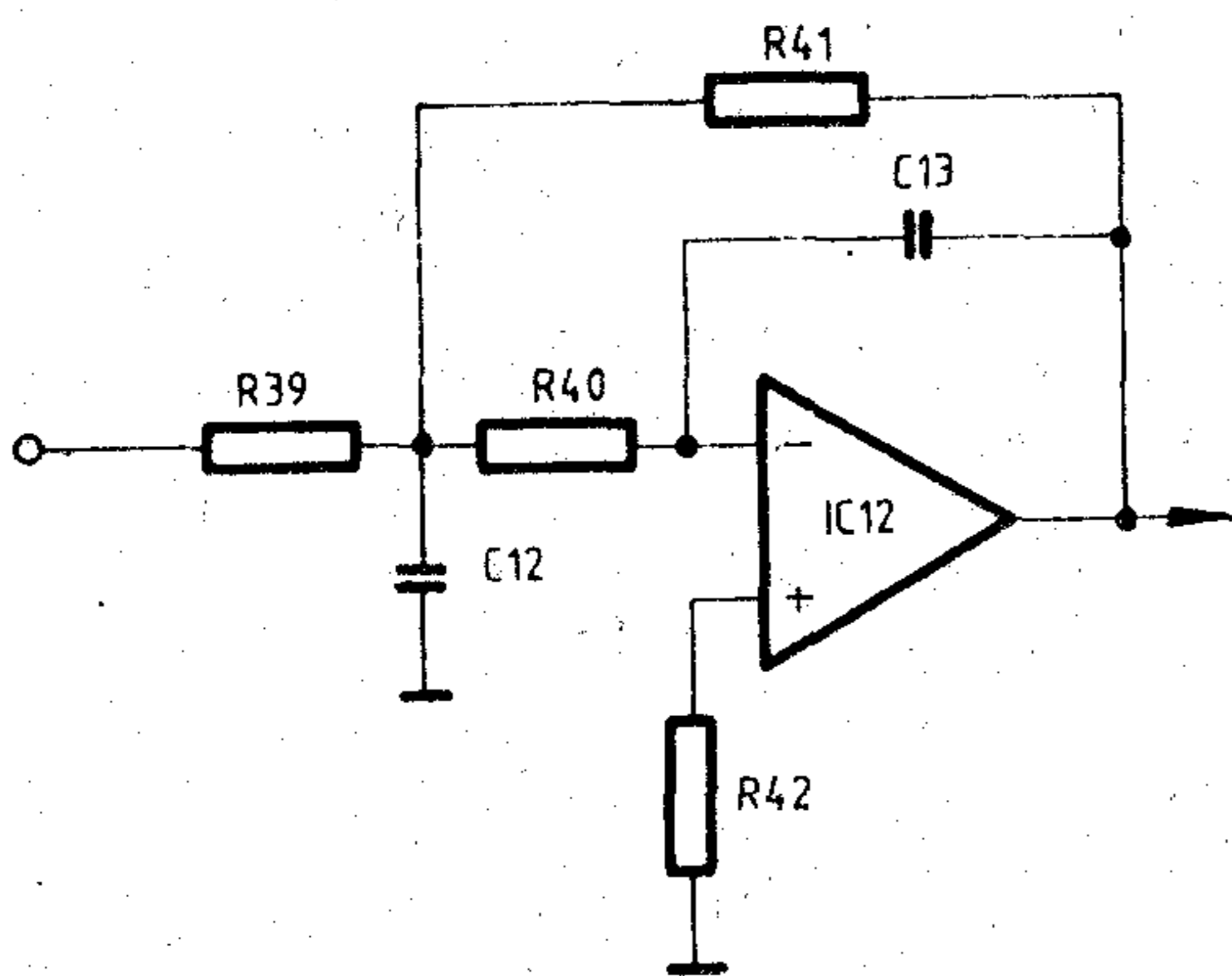
11. ábra. Komparátorok és kapcsolólógika



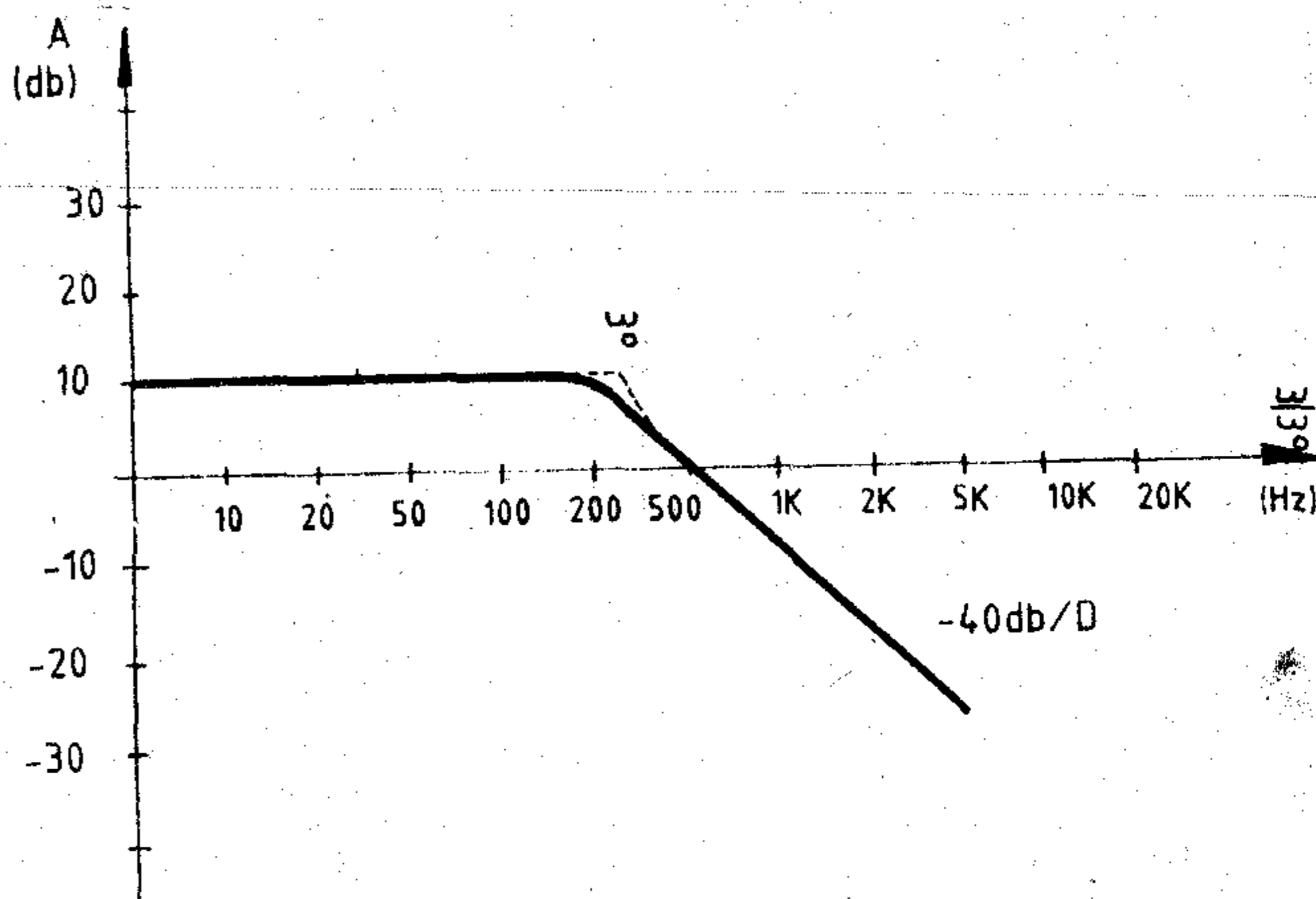
H344-12

12. ábra. A V_{kt} jel keletkezése negatív forgásiránynál („A” siet „B”-hez képest)

A szabályozó beállításakor A_e választható a rá vonatkozó egyenlőtlenség szerinti maximális értékre. A csillapított tranzienshez vagy terhelés függően utánaállítjuk A_v értékét a rá vonatkozó egyenlőség szerint, vagy fix értékre állítjuk Θ_{max} -nak megfelelően. Ez maximális terhelés esetén megfelelő, kisebb terhelések esetén azonban a tranziens túlcillapított és lassúbb lesz.



13. ábra. Az aluláteresztő szűrő és átviteli karakterisztikája



H344-13

A megvalósított szabályozó rendszer

A robot egy szervo vezérelt rendszer, amelynek relatív pozíciója a kezdeti abszolút pozíció ismeretében meghatározható. Az egyes szervo-motorok tengelyeire szerelt potencióméterek szolgáltatják az illető kar abszolút pozíció adatait. Ezekre az adatokra csak a rendszer inicializálása esetén van szükség. Az inkrementális enkóderek, melyek szintén az egyes motorok tengelyeire vannak szerelve, adják a szervo-rendszer pozíció és sebesség jeleit. Az enkóderektől érkező jelek alapján, valamint a központi vezérlőből érkező pozíció adatok alapján meghatározható a pozíció vagy sebesség eltérés. Ennek segítségével képezi a szervo-vezérlő a korrekciós jeleket.

A szabályozókör minden motorhoz önállóan kiépített digitális és analóg részből áll (6. ábra). A digitális rész egy Z-80 bázisú mikroprocesszoros egység. Az analóg fokozat kimenetére kapcsolódik a végfokozat, amely a kisszintű vezérlőjelet megfelelő áram- és feszültség szintre erősíti. A végfokozat a meghajtó motor teljesítményétől függően lehet analóg vagy kapcsolóüzemű. A cikk további részében részletesen ismertetésre kerül a szabályozókör analóg és digitális egysége.

A szabályozókör analóg egységének megvalósítása

Az analóg egység feladata a digitális rész felől érkező, a sebesség nagyságára és irányára vonatkozó információk összehasonlítása az enkóderből érkező tényleges értékekkel. Az összehasonlítás eredményeként keletkező korrekciós jel a végfokozat részére szükséges szintre való erősítése.

Bemeneti jelformáló modul

A DAC a digitális egység felől kap jeleket induláskor. A jelek információt tartalmaznak a sebesség nagyságára és irányára. Az indítás mint egységugrás jel jelentkezik a DAC kimenetén, nagysága a sebességgel arányos DC-feszültség, polaritása az irányra jellemző.

A DAC kimenetéről a jel egy leválasztó fokozaton keresztül a bemeneti jelformáló áramkörre kerül. A jelformáló az egységugrásra jelentékeny túllövést biztosít. Ez nagy nyomatókat ad a motornak és gyors indítást tesz lehetővé, ugyanakkor leálláskor pedig jelentős a fékezés. A jelformáló egy neminvertáló műveleti erősítővel lett megvalósítva.

Az erősítő egyenáramú erősítése konstans:

$$K = 1 + \frac{R_{55}}{R_{52} + R_{50} + P_4}$$

Egységugrás bemenőjelnél a C_{15} kondenzátor kisöntöli az R_{50} és P_4 ellenállások vele párhuzamos részét. Így az erősítés a $t=0$ időpillanatban maximális. A „kemény” túllövés megakadályozása miatt a műveleti erősítő bemenetén egy aluláteresztő RC -tag van. Ez az egységugrás jelnél „lágymód” felfutást tesz lehetővé, s így a túllövés is lágymód lesz. A túllövés nagyságát P_4 osztásarányával lehet beállítani.

A sebességgel arányos jel a formáló áramkörből egy integrátor egységbe kerül. Ez a fokozat áramkörileg úgy van kialakítva, hogy egy analóg kapcsoló állásától függően vagy mint integrátor, vagy mint 10-szeres erősítésű invertáló erősítő működik. Az integrátor akkor működik, ha megállítási fázisra kerül sor. Ilyenkor a motor túllövés nélkül áll le. Ezért az integrátor töréspontja alacsonyra lett választva, amely jól illeszkedik a mechanikához. Ezen fokozat kimenete adja az összegző áramkör egyik bemenetét. A másik bemenet a sebesség-irány érzékelő modulról jön.

Sebesség-irány érzékelő modul

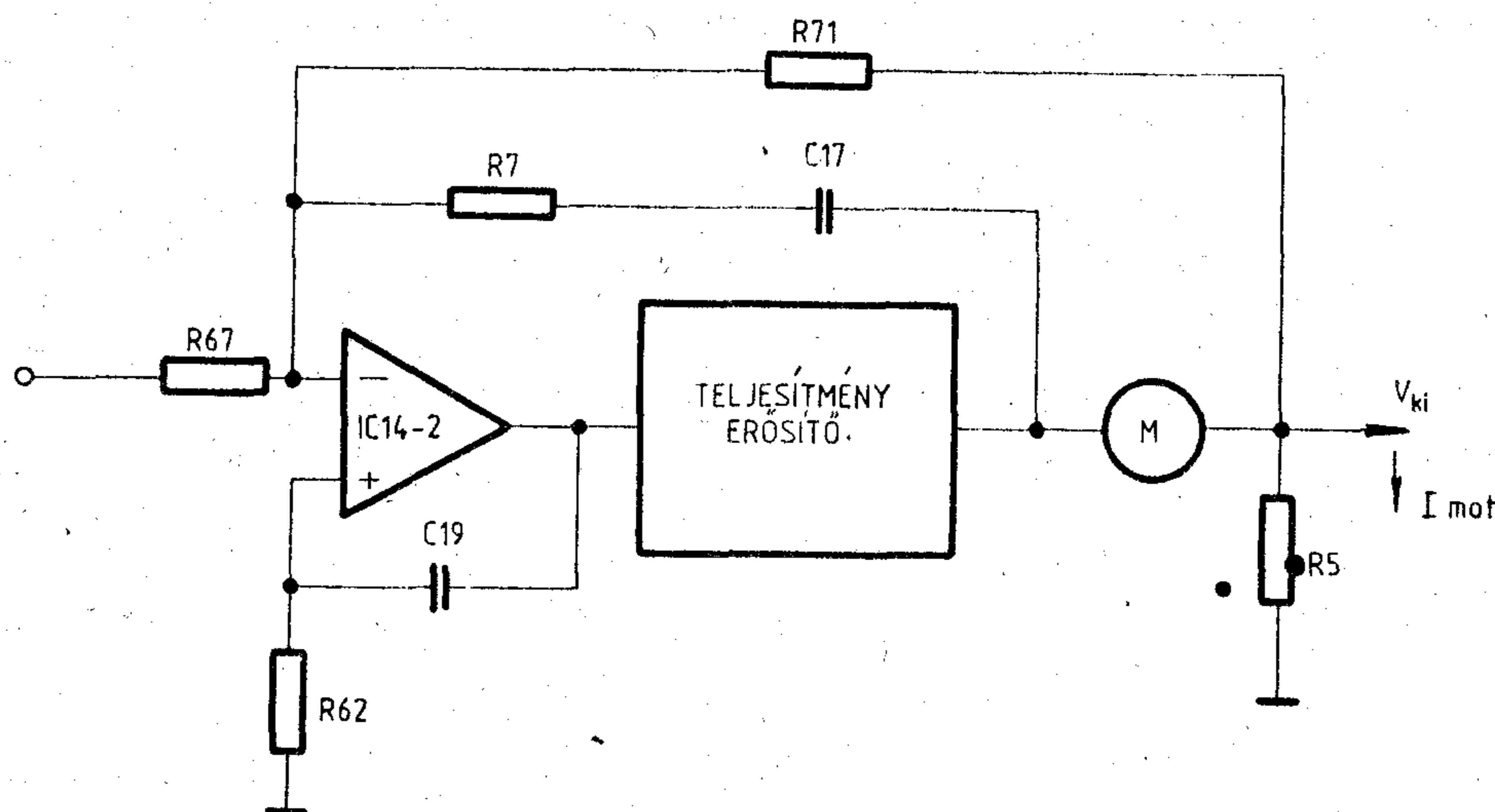
A beérkező fázisban eltolt jeleket az első fokozattal azonos szintre erősítjük, majd egy következő fokozattal fázisukat 180° -kal elforgatjuk. Az így

előállított jelek (A, \bar{A}, B, \bar{B}) analóg kapcsolókra és egy komparátornégyes bemenetére kerülnek. A komparátorok bemenetére 90° -os fázisokban eltolt jelek érkeznek. A komparált jelek a kapcsoló logikára kerülnek, amely vezérli az analóg kapcsolómátrixot és indítja a monoflopot. A kapcsoló logika úgy kapuzza össze a bemenetére érkező jeleket, hogy kimenetei sorrendben negyed periódusonként vezéreljék az analóg kapcsolómátrixot. A V_{ki} jel keletkezése negatív forgásiránynál („A” siet „B”-hez képest).

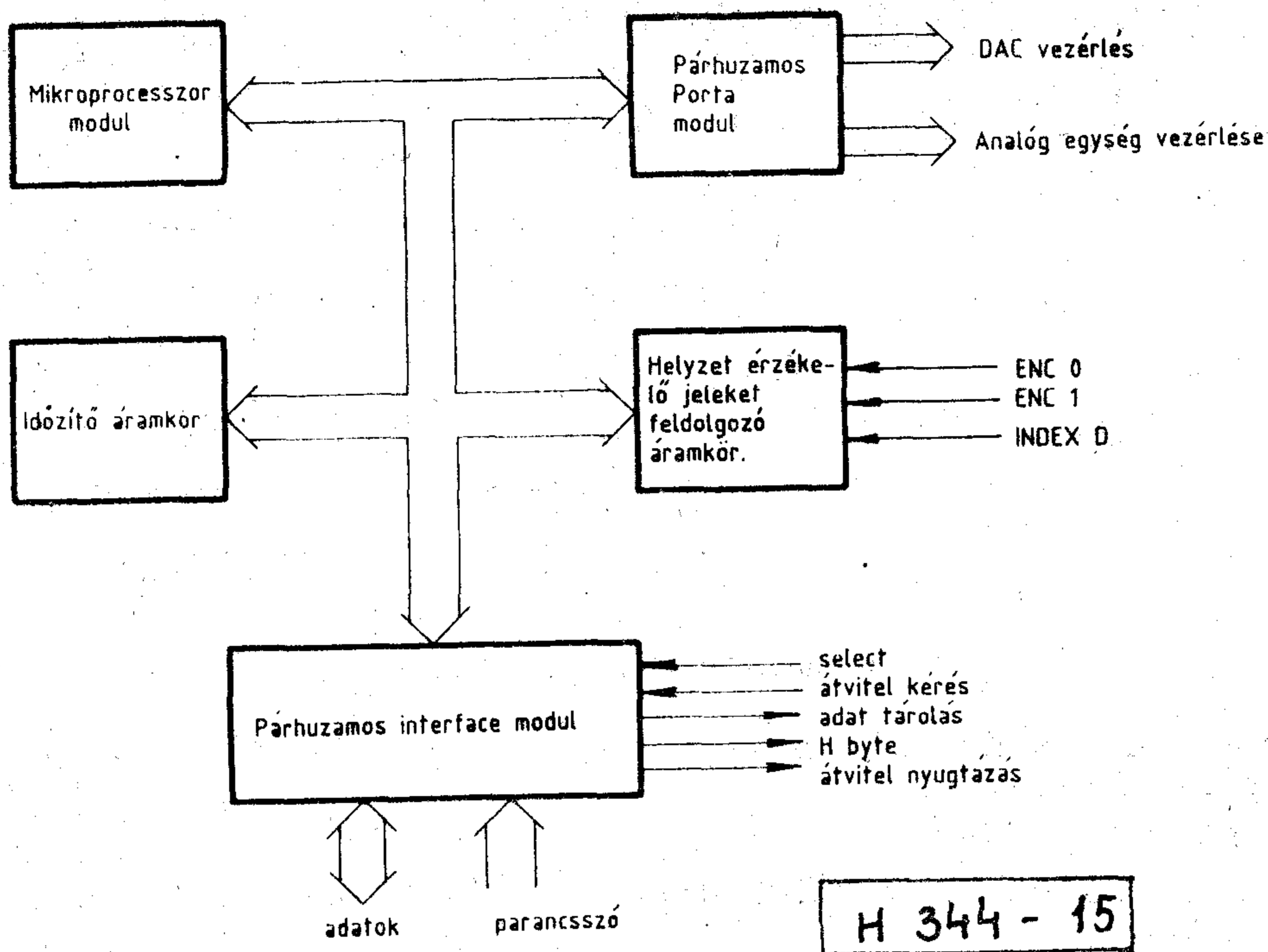
A kapcsolólogika felől érkező jeleket RC felüláteresztő szűrők megdifferenciálják. Az így keletkező túskeimpulzusok diódákból kialakított négybemenetű VAGY kapura kerülnek.

Ezek az impulzusok indítják negyedperiódusonként a monoflopot. A monoflop kimenetén keletkező négyszögjel időtartama alatt a sávszűrő után lévő analóg kapcsoló tiltódik (lásd 8. ábra).

A sáváteresztő előtt egy neminvertáló erősítő helyezkedik el, amely az analóg kapcsolómátrix által kapcsolt jeleket (V_{ki}) erősíti kétszeresére. Az így felerősített jelek kerülnek a sávszűrőre. A sávszűrőn keresztül az időtartományban a negyedperiódusonként hasított szinuszos jelből felfutáskor a sávközi frekvenciához tartozó felharmónikusok jutnak tovább, egyébként a DC komponens. A DC-tartalom a sebességgel arányos információt hordozza. A sávszűrőt követő analóg kapcsolót a monoflop vezérli. Feladata a sávszűrő felől érkező sávközépi frekvenciákhoz tartozó felharmónikus összetevők kikapuzása. Áramkörileg egy RC felüláteresztő szűrő ellenállásával van sorba kötve. A harmónikus összetevőktől mentes DC-jelet tovább simítjuk egy aluláteresztő szűrővel. A szűrő elemeinek értékei Butterworth közelítéssel lettek kiszámolva, így az a maximálisan lapos amplitúdó karakterisztikát biztosítja. Áramköri kialakítása egy többszörös negatív visszacsatolású másodfokú szűrő.



14. ábra. Erősítő fokozat



15. ábra. A teljes digitális blokkvázlat

Összegző és előerősítő modul

Az összegező erősítő a bemeneti jelformáló modul és a sebesség irányérzékelő modul kimenő jeleit összegzi. Egy invertáló műveleti erősítővel lett megvalósítva. Az áramkör erősítése változtatható és offsetelhető.

Az előerősítő fokozat az összegező erősítóből érkező jeleket illeszti a teljesítményerősítő meghajtásához szükséges szintre. A motor felől az előerősítő egyenáramú áramvisszacsatolást és AC-feszültség visszacsatolást kap.

A teljes analóg rendszer egy EUROPA-kártyán lett elhelyezve. Tervezéskor döntő szempont volt, hogy a feladat a hazai félvezető és alkatrész választék felhasználásával legyen megoldva.

A szabályozó áramkör digitális egységének megvalósítása

A digitális egység feladata a központi mikroszámítógéptől kapott pozíció adatok alapján az egyes csuklók független szabályozása, a központi mikroszámítógép pillanatnyi pozícióra vonatkozó adatokkal történő ellátása. Egyetlen csukló mozgását koordináló lokális szabályozó elvi felépítése a 3. ábrán látható.

A teljes digitális egység blokkvázlata a 15. ábrán látható.

A működtető software rövid leírása

Az egység működtető software három részre bontható:

1. A bekapcsolási inicializálás:

- a rendszerváltozók kezdeti értékkel való feltöltése,
- az analóg egység vezérlőjeleinek beállítása,

- az időzítő áramkör (CTC) felprogramozása,
- a párhuzamos interface modul alaphelyzetbe állítása,
- megszakítás engedélyezés.

2. A kommunikáció a központi mikroszámítógéppel:

Minden kommunikáció kérése megszakítást okoz a CPU-nak.

- A parancsszó beolvasása,
- a parancsnak megfelelő végrehajtott szubrutin meghívása,
- ha a motor meghajtással kapcsolatos parancs érkezett a parancs átadása a meghajtást felügyelő programrésznek.

3. A motor felügyelete:

A felügyelő programrész végrehajtását az időzítő áramkör 1 msec-onként kért megszakítása okozza.

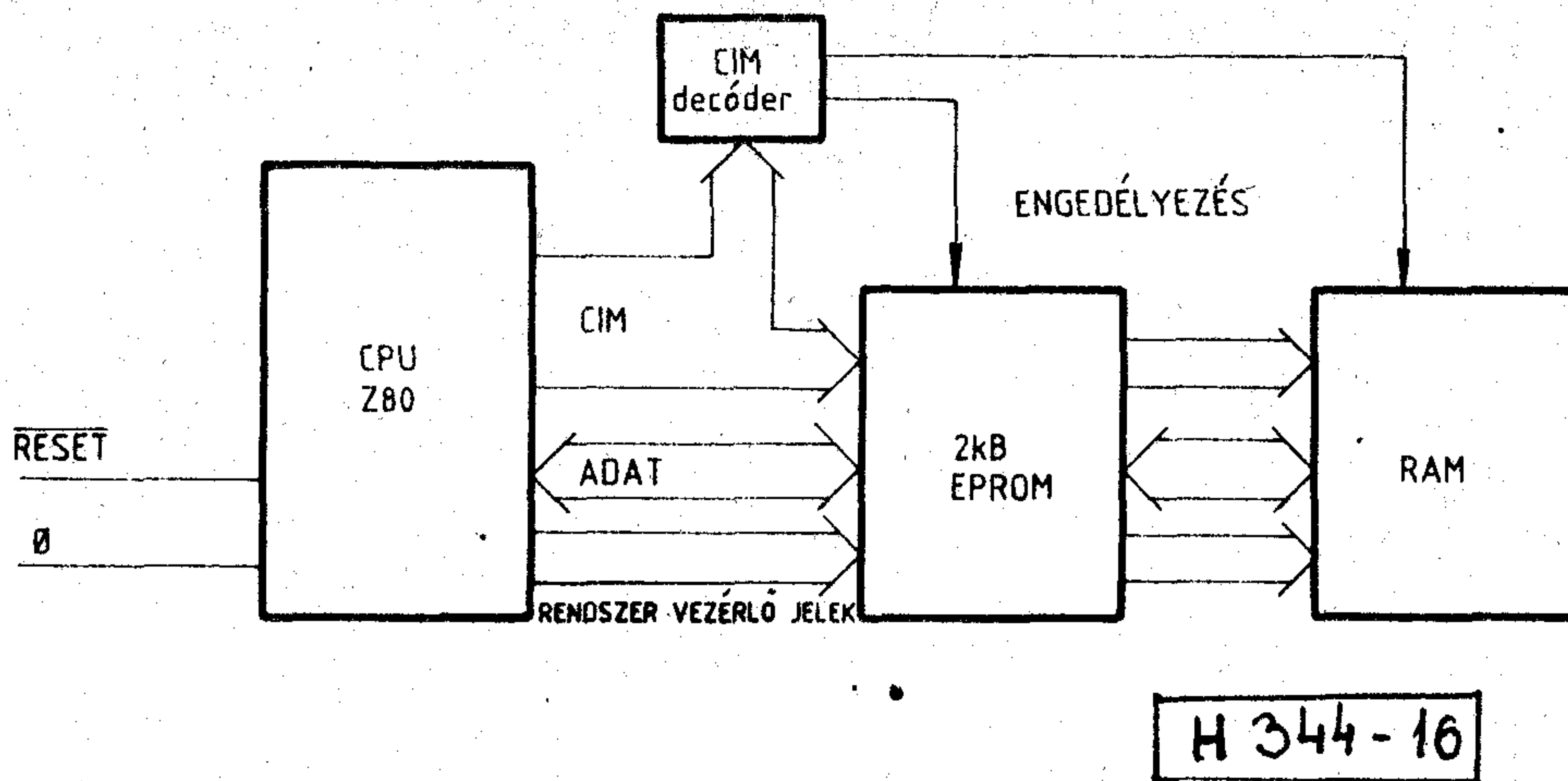
- beolvassa a motor pillanatnyi helyzetét,
- összeveti a célpozíció értékével és ha különbség van kiadja a megfelelő irányú és nagyságú meghajtást,
- megnézi, hogy kapott-e parancsot a kommunikációs programrésztől, ha igen végrehajtja.

A rendszer főbb moduljainak felépítése és működése:

— Mikroprocesszor modul

Magában foglalja az egység működéséhez szükséges software-t, ami egy 2 kB-os EPROM-ban van beégetve, a rendszer RAM-ot, ami a különböző adatok eltárolására szolgál az EPROM és a RAM működéséhez szükséges címdekódot, és természetesen a CPU-t, ami Z80 típusú.

A működéshez szükséges órajelet és bekapcsolási reset jelet a központi mikroszámítógéptől kapja



16. ábra. Mikroprocesszor modul

az egység. A többi modul a működéséhez szükséges vezérlőjeleket a CPU-tól kapja.

— Párhuzamos Porta Modul

Ez a modul egy 24-bites PIO, amely 3 db 8-bites portából áll. (i 8255)

Ezen modulon keresztül vezérli a rendszer a digitál-analóg átalakítót és az analóg egységet. Mivel a digitál-analóg átalakító 12-bites, így a három 8-bites portából kettőt lefoglal. A harmadikon keresztül a digitális modul engedélyező jeleket küld az analóg fokozathoz. Ezeknek a jeleknek a segítségével, FET kapcsolókon keresztül, az induláshoz és a leálláshoz szükséges nyomatékot tudjuk befolyásolni.

— Időzítő áramkör

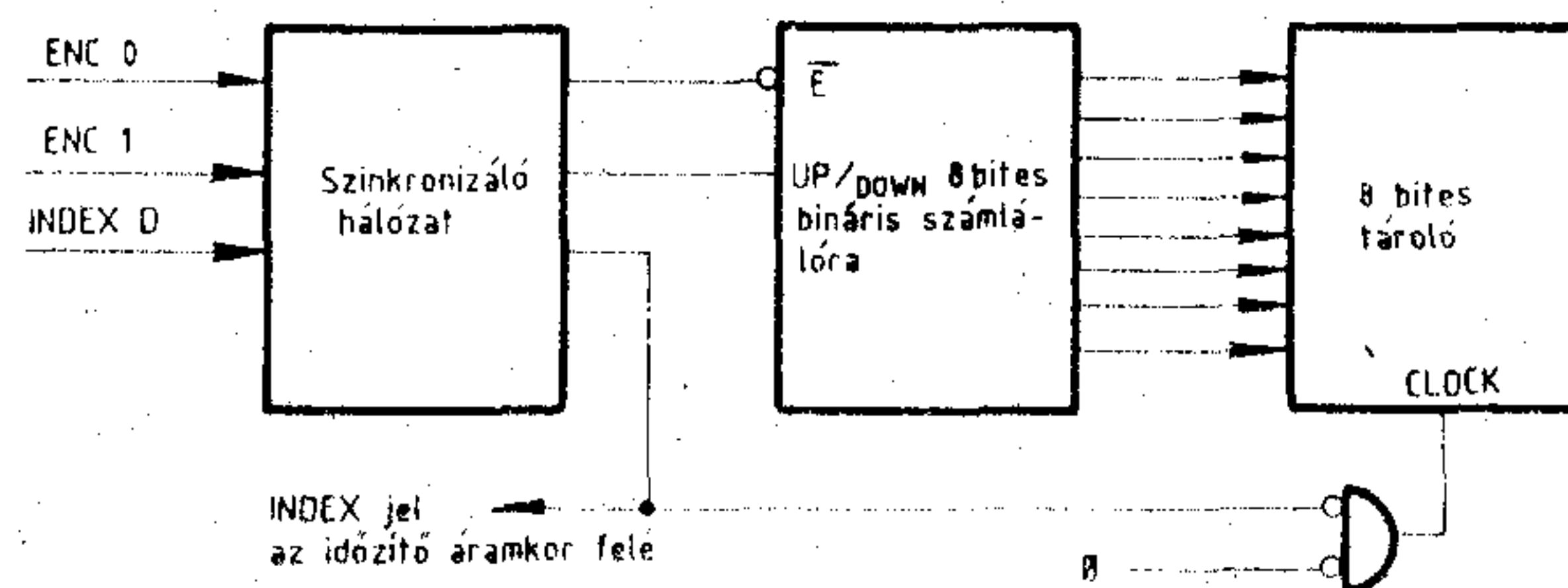
Ez egy Z80 CTC (MK 3883) aminek 4 csatornája van. Az egyes csatornákkal lehet előre programozott időnként interruptot (IT) generáltatni, ez a CPU órajeléhez van szinkronizálva. Egy másik üzemmódban interrupt controllerként is működethető.

A rendszerben e két tulajdonsága alapján két feladatot lát el:

1. Meghatározott időnként interruptot kér a CPU-tól és az interrupt kiszolgáló rutin vezérli a motort és dolgozza fel a központi mikroszámítógéptől kapott adatokat.
2. A második feladata annak jelzése a szervórendszer felé, hogy a motor már egyszer körbefordult.

— Helyzetérzékelő jeleket feldolgozó áramkör:

Ez egy alap logikai áramkörökből felépített hálózat, aminek a feladatai a következők:



H 344-17

17. ábra. Helyzetérzékelő modul

- a motor inkrementális érzékelőjétől érkező jeleink a rendszerórajelhez való szinkronozása,
- így kapott jelek segítségével a motor-elmozdulás nagyságának a mérése bináris számlánc segítségével,
- a motor egyszeri körbefordulásakor az előbbi lánc értékének az eltárolása.
- Párhuzamos Interface Modul:
E modulon keresztül csatlakozik a rendszer a központi mikroszámítógép felé.

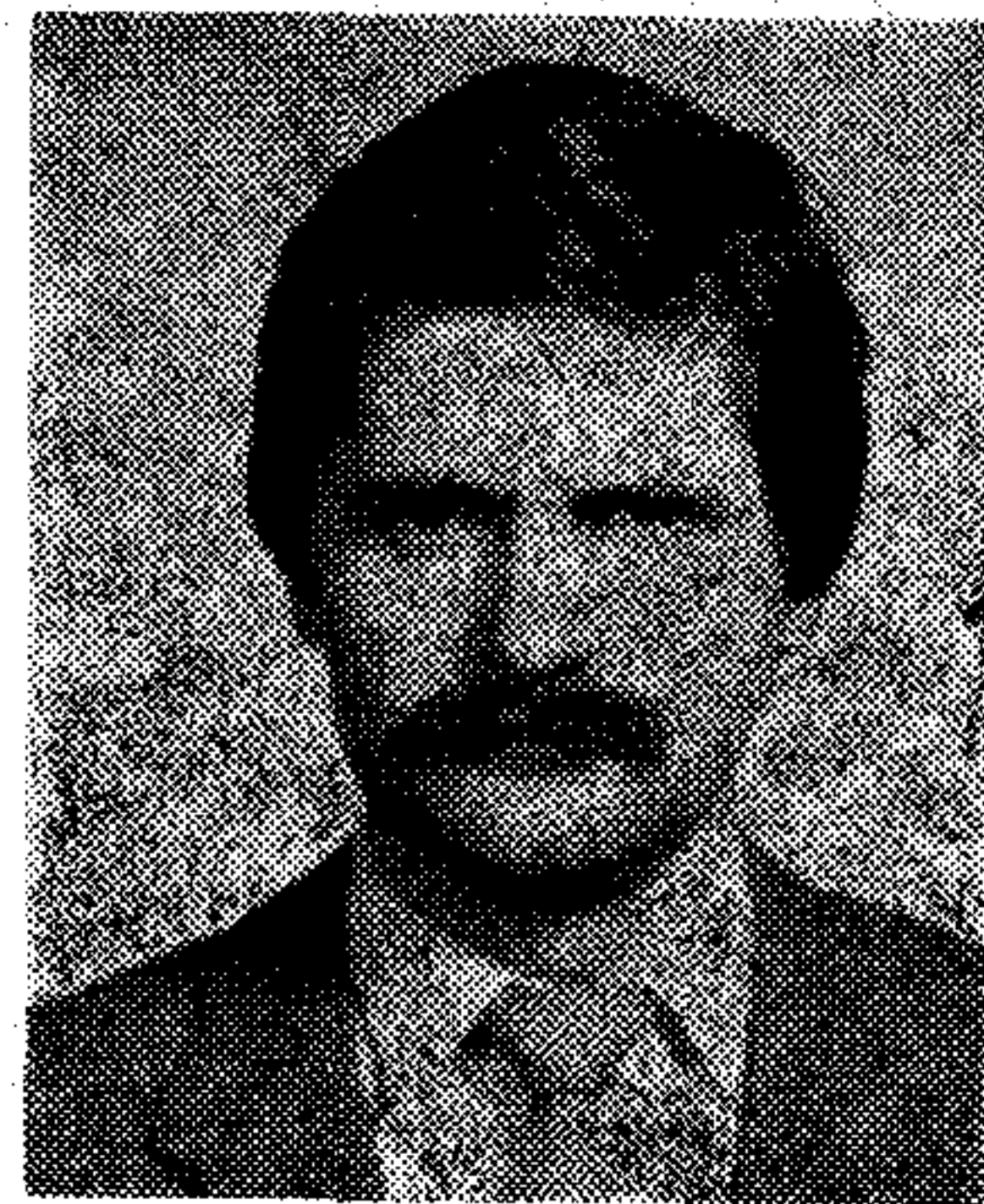
Feladatai:

- a központi mikroszámítógép parancsainak a továbbítása a CPU felé,
- az adatkommunikáció lebonyolítása a CPU és a központi egység között,
- ez a kommunikációhoz tartozó vezérlő jelek generálása és fogadása.

A teljes digitális rendszer az analóg rendszerhez hasonlóan egy EUROPA kártyán lett elhelyezve.

A nem beszéd típusú szolgálatok és a fejlődés kapcsolata

HORVÁTH PÁL
Magyar Posta Központja



ÖSSZEFOGLALÁS

A társadalmi és gazdasági fejlődés feltételrendszerében egyre fontosabb helyet kap a távközlés. A cikk szemlélteti az ágazat elmaradottságának mértékét és annak következményeit. Bemutatja, hogy a Magyar Posta hogyan él a gyorsított távközlésfejlesztés lehetőségével a nem beszéd típusú szolgálatok terén. Megmutatja, hogy a tervezett fejlesztések, hogyan épülnek be a gazdasági életbe.

Bevezetés

Míg a fejlett országokban a nagy gazdasági teljesítmény ösztönzi a távközlési szolgálatok gyors fejlődését, a közpesen és gyengén fejlett országokban ezen szolgálatok fontosságának a felismerése és fokozott ütemű fejlesztése az általános gazdasági felzárkózás eszközéül szolgál. Hazánk az országok azon csoportjához tartozik ahol a távközlési szolgálatok fejlettségi szintje alacsonyabb az ország általános gazdasági fejlettségénél, ami a további gazdasági növekedés akadálya.

Ezen tények felismerésére alapozva a VII. öt-éves tervben elsőbbséget kapott a távközlési szolgálatok fejlesztése.

1. Az általános helyzet

Az utóbbi években, amikor népgazdaságunknak jelentős nehézségei vannak, az összes beruházás növekvő hányadát fordítják a távközlési szolgálatokra. Az elmúlt évtizedek alacsony beruházásainak eredményeképpen az elmaradottság mindegyelőre a telefóniában halmozódott fel mind a hazai igényekhez, mind a hasonló értékű, egy főre jutó GNP*-vel rendelkező külföldi országokhoz viszonyítva [1].

1985 végén a 100 lakosra jutó távbeszélő főállomások száma 16,5 kellett volna, hogy legyen a tényleges 6,94-gyel szemben, ha a főállomások száma megfelelt volna azon időszak egy főre eső GNP-jének. 1986-tól kezdődően a korábbiakhoz képest jobb anyagi feltételeket kap a távközlési szolgálatok fejlesztése. Az összes távközlési beruházás tervezett összege az 1986—1990 időszakra 3,2-szerese az 1981—1985 közti időszak összegének. Ez a növekedési ütem lényegesen magasabb, mint az összes népgazdasági beruházás értékének növekedési üteme, és kormányzati szintű döntéseken

Beérkezett: 1987. X. 8. (□)

* GNP: Gross National Product (bruttó nemzeti termék)

HORVÁTH PÁL

A Moszkvai Híradástechnikai Egyetemen (1973) és a Budapesti Műszaki Egyetemen (1977) szerezte villamosmérnöki és szakmérnöki okleveleit. 1986-

ig a Magyar Posta adatátviteli fejlesztésének egyik irányítója volt. Egy év óta a Magyar Posta Központjának ügyosztályvezetője. Szakterülete a távbeszélő központok üzemeltetése.

alapszik. A tervek szerint hasonló elsőbbséget kap a távközlés fejlesztése az évszázad utolsó évtizedében is.

Érdemes-e így tenni, amikor korlátozottak az egész népgazdaság beruházási forrásai — kérdezheti valaki. Elég egyszerűen bizonyítható, hogy a távközlés beruházások különlegesen ésszerűnek tekinthetők, mivel a népgazdaság éves veszteségei óvatos becslések szerint legalább olyan nagyok a nem megfelelő távközlési szolgáltatások következtében, mint a Posta által realizálható éves beruházási összeg az elkövetkező években (10—12 milliárd forint évente). Az éves beruházások ilyen összege lehetővé teszi, hogy jelentős lépéseket tegyünk a lemaradás felszámolására. Ugyanakkor a távközlés közvetlen jövedelmezőségét tekintve — a felhasználóknál jelentkező másodlagos hasznot elhagyva — a távközlési beruházások hozama még mindig alacsony, a megtérülési idő a népgazdasági átlagnál hosszabb, bár mindkét mutató javulása várható hosszú távon.

Mivel az ország általános gazdasági fejlettségi szintjének megfelelő igények teljes kielégítése a távbeszélő szolgálat terén csak 2010—2020-ra várható, további preferenciát kell meghatározni a távközlési szolgálatok között, elsősorban a nem beszéd típusú szolgálatok fejlesztésének a gyorsítását. Az erre irányuló beruházások költségvetése a tervek szerint 4,3-szorosára nő 1986—1990 között az 1981—1985 időszakhoz képest.

Figyelembe véve a távbeszélő állomások és a nem beszéd típusú terminálok jelenlegi és tervezett számát Magyarországon, a távközlési beruházások 5—7 %-ának a nem beszéd típusú szolgálatokra fordítása lehetővé teszi ezen szolgálatok jelentősen magasabb növekedési ütemét. Ez a távközlésfejlesztési politika a távközlési beruházási összeg egy kis hányadának az árán a távközlési szolgálatok legprofesszionálisabb része iránti igény kielégítését kínálja.

Ezzel lehetővé teszi a fejlett információátviteli és — feldolgozási technológia széleskörű alkalmazását, amely a népgazdaság gyorsabb fejlődésének egyik előfeltétele

2. A nem beszéd típusú szolgálatok fejlesztési politikája

2.1. A fejlesztés feltételei

A nem beszéd típusú szolgálatok fejlesztésének céljai és módszerei eltérnek a fejlett országokban követett gyakorlattól. Magyarország esetében a legfontosabb feltételek a következők:

- a források korlátozottsága miatt „követő típusú”, költséghatékony, fejlesztést kell megvalósítani;
- a műszaki kultúra és a gyártástechnológia hazai színvonala mérsékelt bonyolultságú berendezések: terminálok, DCE*-k, multiplex berendezések stb. fejlesztését és gyártását teszi lehetővé; nagy darabszámuk miatt azonban ezen berendezések ára a teljes távközlési beruházási összeg jelentős hányadát adja,
- már a viszonylag alacsony terminálszámok (néhány száz vagy néhány ezer) is érzékelhető eredményt hoznak;
- a fenti okból egyszerű hálózati struktúra alkalmazható;
- a piaci igények azt kívánják, hogy a posta hordozó szolgálatokat és távszolgálatokat egyaránt bevezessen [2].

2.2. A szolgáltatáspolitikai elemek

A fenti körülmények értékelése a következő döntésekhez vezetett:

- a helyi kábelek és távolsági átviteli rendszerek, mint korlátozott erőforrások hatékony kihasználását szolgáló időmultiplex rendszerek alkalmazásával adatátviteli alaphálózat építését határozta el a posta. Ez az ún. adat-átvitel-technikai hálózat képezi az Integrált Digitális Adathálózat átviteli közegét;
- a középtávú cél a bérelt vonali, vonalkapcsolt és csomagkapcsolt hordozó szolgálatok biztosítása az integrált digitális adathálózaton;
- célkitűzés a telex, telefax, bureaufax és interaktív videotex szolgálatok bevezetése;
- bár a telefax szolgálat kizárólag a nyilvános kapcsolt távbeszélő hálózatot használja átviteli közegként, a többi szolgálat részére megfelelő eszközöket és módszereket (pl. távoli videotex multiplexerek, csomaghálózati PAD*-ek) alkalmazunk a távbeszélő hálózat bizonyos jellemzőinek az elfedésére;
- a szolgálatokat az ország egész területére vezetjük be,
- a távíró és a távbeszélő hálózat kapcsolt és bérelt összeköttetésein folytatott adatátvitel lehetősége továbbra is az előfizetők rendelkezésére áll, azonban ez esetekben a szolgáltatás minőségét ezen, nem adatátvitel céljára épített hálózatok jellemzőit határozzák meg.

* DCE: Data Circuit-Terminating Equipment (adat-áramkört végződtető berendezés)

* PAD: Packet Assembly /Disassembly Facility (csomag összerakó, és szétbontó funkció)

3. A megvalósítás érdekében tett lépések

3.1. Az adathálózat építése

1981-ben helyezte üzembe a Magyar Posta a nyilvános vonalkapcsolt adathálózatát, amely azóta megfelelt a várakozásnak. Nem kielégítő azonban a hálózat kapacitása ugyanis több száz előfizető várakozik az adatállomása bekapcsolására.

1982-óta külföldi adatbankokhoz nyújt hozzáférést a Magyar Posta. A vonalkapcsolt adathálózat 1. szolgálati osztályának (300 bit/s) előfizetői a Radio Austria A.G. bécsi csomagkapcsoló központján keresztül a világ több, mint 20 nyilvános csomagkapcsolt adathálózatát érhetik el. A magyar előfizetők nem fizetnek az átvitt adatmennyiséggel arányos díjat. Az időarányos díj (percdíj) kb. egy hatoda az USA adatbankok telefonhálózaton vagy telex hálózaton keresztül történő elérése esetén az előfizetőt terhelő távközlési percdíjnak.

A csomagkapcsolási technikával történő tapasztalatgyűjtés és a hazai információs infrastruktúra kiépítésének támogatása céljából hazai fejlesztésű kísérleti csomagkapcsoló rendszert helyezett üzembe 1987-ben a Magyar Posta [3].

Az importált berendezések kiváltása céljából hazai DCE-t, protokoll konvertert, hibaaaránymérő és protokoll vizsgáló műszert fejlesztetett ki a posta. A vonalkapcsolt adathálózat bővítése, valamint a telex hálózat bővítése és rekonstrukciója érdekében pedig 1987 májusában ajánlati felhívást bocsátott ki elektronikus telex és adakapcsoló központok szállítására.

3.2. Telematikai szolgálatok bevezetése

1985-ben a posta bevezette a korlátozott (nem az egész országra kiterjedő) kísérleti, belföldi bureaufax szolgálatot. A nemzetközi szolgálat megnyitását 1987-re tervezi.

A folyó ötéves terv során három telematikai szolgálat (teletex, videotex, telefax) bevezetésére fog sor kerülni.

A posta kezdetben a vonalkapcsolt adathálózaton nyújtja a teletex szolgálatot. A teletex terminálok elterjedését elősegítendő biztosítja az együttműködést a telex és teletex terminálok között. Alapvetően a teletex forgalom kiszolgálása céljából előkészítés alatt áll a magyar és a nyugatnémet szinkron vonalkapcsolt adathálózatok összekapcsolása. 1990 körül várható, hogy a teletex szolgálat a csomagkapcsolt adathálózatot is igénybe fogja venni — ez együtt fog járni a csomagkapcsolt és a vonalkapcsolt adathálózatok közti együttműködést biztosító eszközök bevezetésével. A posta szakmai és anyagi támogatásával megkezdődött a hazai teletex terminál fejlesztése.

A CEPT*-kompatibilis nyilvános videotex szolgálat bevezetése áttörést tesz lehetővé az informatikában, mivel mindeddig egyetlen magyar intézmény sem rendelkezett a nyilvános adatbázis-

* CEPT — Conference Européenne des Postes et Telecommunications (Európai Postai és Távközlési Értekezlet)

-szolgáltatás mind három előfeltételével, azaz tőkével, szakismeretekkel és piaci érdeklődésre számot tartó információval. A videotex szolgálat keretében a posta tárterületet ad bérbe az előfizetőknek, hogy piacra dobhassák eladandó információjukat.

Távoli videotex multiplexek alkalmazására kerül sor a telefonhálózat szűk keresztmetszeteinek kikerülése, valamint egy mérsékelt hozzáférési videotex rendszer szállítására megkötött szerződés alkalmazhatósága érdekében. A komplett és van, a piaci kísérleti üzem kezdete 1988-ra várható.

4. Utószó

A fentiek szerint egy ország gazdasági nehézségei nem szükségszerűen kell, hogy visszavessék a távközlés fejlesztését, hanem ellenkezőleg, éppen

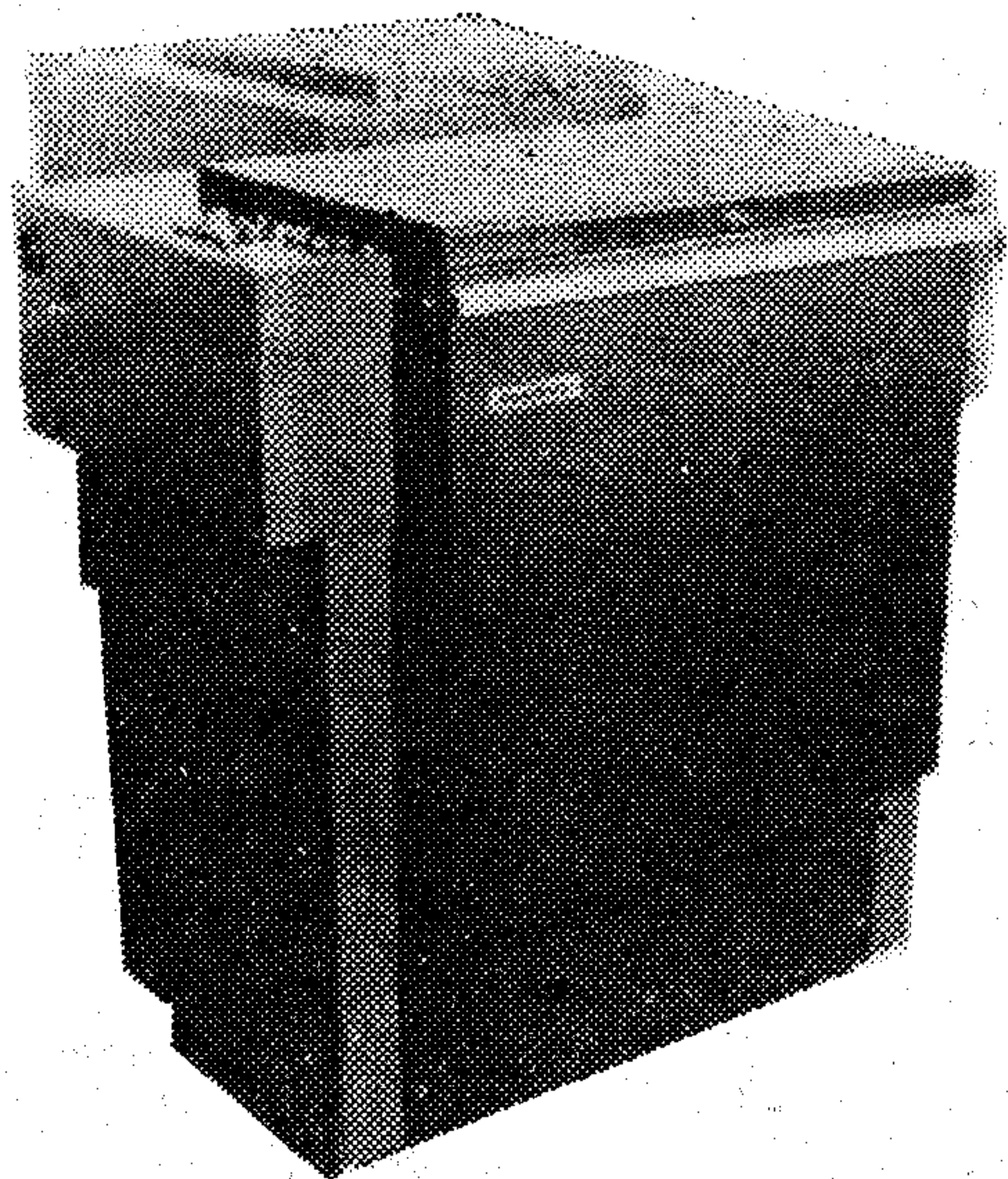
ilyen időszakban kell a távközlés fejlesztését a gazdasági növekedés gyorsítása lényeges feltételének tekinteni.

A hazai távközlésfejlesztés utóbbi éveinek gyakorlata ezen felismerést és annak lehetőségeink mértékében való megvalósítását tükrözi.

IRODALOM

- [1] *Jákó Gábor*: A magyar távközlési hálózat fejlesztésének programja. Magyar Elektronika, 1986. évi 3. szám
- [2] *Horváth Pál*: A Magyar Posta adatátviteli szolgálatának helyzete és fejlődése. Információ és Elektronika, 1986. évi 6. szám
- [3] *Horváth Pál*: A csomagkapcsolás alapelvei és a Magyar Posta csomagkapcsolási tevékenysége. Tudományos és Műszaki Tájékoztatás I. rész: 1986. december, II. rész címe: Külföldi adatbankok elérésének távközlési megoldása Megjelenés alatt.

LG-1 LASERGRAPH



LÉZERES RAJZGÉP

- nagy sebesség
- pontosság
- felbontás
- formátum
- öntesztelés
- működtetés nappali megvilágításban
- több PCB CAD rendszer illesztése

ITEX

ITEX EGYESÜLÉS Budapest H-1147 Czobor u. 33/b.

Telefon: 641-591

Digitális kiskapacitású 8 GHz-es rádiórendszerek

DR. VÁNYAI PÉTER—DR. BERCELI TIBOR
—DR. FRIGYES ISTVÁN—MENG JÓZSEF—
DR. RÁKOSI FERENC—DR. RÓNA PÉTER
—DR. SZABÓ ZOLTÁN—TÓTH TAMÁS
Távközlési Kutató Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk áttekintést ad az utóbbi években a Távközlési Kutató Intézetben kidolgozott digitális kiskapacitású 8 GHz-es sávú rádiórendszerekről. A berendezések egyes változatai azonos áramkörkészlettel épülnek fel. A konténeres kialakítás rugalmas telepítési lehetőséget nyújt.

Bevezetés

Az elmúlt években többféle változatú kiskapacitású digitális rádiórendszert dolgoztunk ki a 8 GHz-es frekvenciasávban. A Távközlési Kutató Intézetben végzett kutató-fejlesztő munka az Orion Rádió és Villamossági Vállalat fejlesztőivel szoros együttműködésben folyt.

Az ismertetésre kerülő digitális kiskapacitású rádiórendszereket és ezek rádiófrekvenciás adóvevő berendezéseit a szerzők és munkatársaik dr. Herpy Miklóssal, dr. Reiter Györggyel, Várady Szabó Mihállyal és munkatársaikkal közösen dolgozták ki. A berendezések részleteit a későbbiekben külön beszámoló fogja ismertetni.

A berendezések kialakításánál fontos szempont volt az egységes felépítés egységes áramkörkészlet felhasználásával. A rendszer konténerbe szerelése rugalmas telepítési lehetőséget kínál. A digitális moduláció az átviteli feladatok variábilis megoldását biztosítja.

A cikk rövid áttekintést ad a kidolgozott rendszerekről, nem részletezve azok felépítését és áramköri megoldásait.

Variábilis rádiórendszer

A GU—8 variábilis rádiórendszer a 8 GHz-es sávban választhatóan meghatározott vivőfrekvencián üzemel. A berendezés földi (F) és rádiófrekvenciás (RF) konténeres kivitelű részekből áll. Ez utóbbi a parabola antenna közelében helyezkedik el. A két berendezés-rész max. 100 méterre lehet egymástól. A rendszer vég- és ismétlő-állomási üzemű kiépítése az 1. ábrán látható.

A GU—8 berendezés lényeges vonása, hogy mind felhasználása, mind működése variábilis. Így a működésére jellemző vivőfrekvenciákat — két szakaszon — a vonal tetszőleges helyéről lehet beállítani, miközben a vonal működési jellemzői mindhárom ponton megjeleníthetők.

A berendezés helyi és távkezelésre egyaránt alkalmas, amire a K jel utal. A 2,048 Mb/s sebes-

DR. VÁNYAI PÉTER

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán szerzett oklevelet 1960-ban, majd 1966-ban mikrohullámú szakmérnöki képesítést nyert. A diploma megszerzése után a Távközlési Kutató Intézetben kutatóként dolgozott, jelenleg tudományos osztályvezető. Kutatásai kezdetben a nemreciprok passzív ferromágneses eszközök és anyagok technikájával volt kapcsolatos. Jelenleg fő kutatási területei: digitális jelfeldolgozó áramkörök, mikrohullámú digitális átviteltechnika, és mérés-technika. Egyetemi doktorátust 1970-ben szerzett.



Munkájának eredményéről eddig 28 idegen nyelvű és 40 magyar nyelvű cikket írt. Három könyv társszerzője. Publikációs tevékenységét Virágh — Pollák-díjjal ismerték el és a kiváló fel találó kitüntetés arany fokozatát kapta.

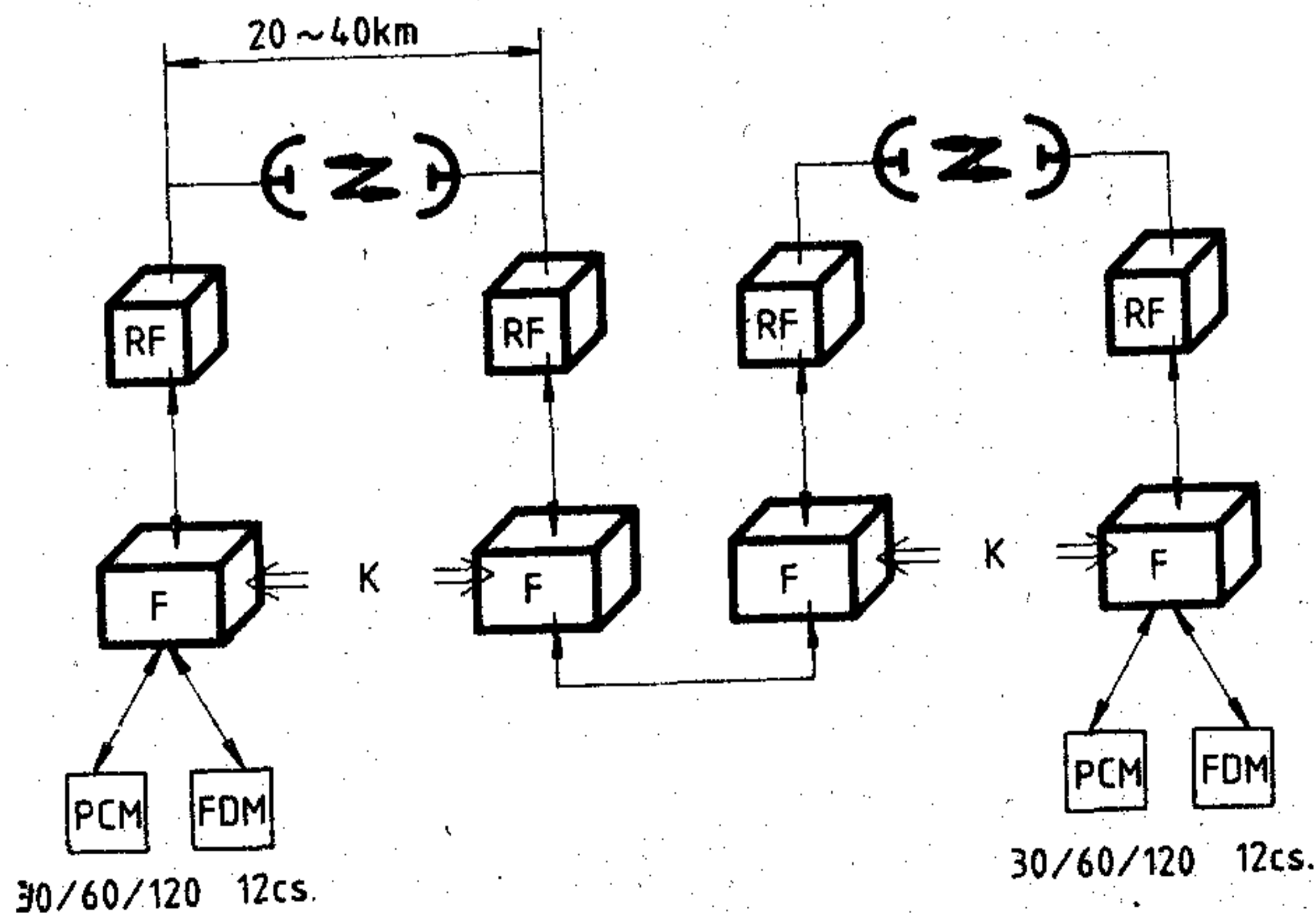
DR. BERCELI TIBOR

A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki oklevelet. Ezután a Távközlési Kutató Intézetben előbb aspiránsként, majd tudományos kutatóként dolgozott. Jelenleg ugyanott főosztályvezető. A Budapesti Műszaki Egyetemen félállású adjunktus volt, jelenleg címzetes egyetemi tanár. Kutatásait elsősorban a mikrohullámú technika területén végzi. E területen előbb kandidátusi, majd akadémiai doktori tudományos fokozatot szerzett. Munkájának



eredményeiről 48 idegen nyelvű és 39 magyar nyelvű cikket írt. Tevékenységét Állami Díjjal ismerték el.

ségű átviteli kapacitása 30 drb. 64 kb/s sebességű vagy 60 drb. 32 kb/s sebességű vagy 120 drb. 16 kb/s sebességű beszédcsatorna átvitelét teszi lehetővé. Megjegyzendő, hogy a fejlődés a beszédcsatornák átviteli sebességének a csökkenése irányába mutat.



[H437-1]

1. ábra. A GU—8 variábilis rádiórendszer

Beérkezett: 1988. II. 1. (□)

**DR. FRIGYES
ISTVÁN**

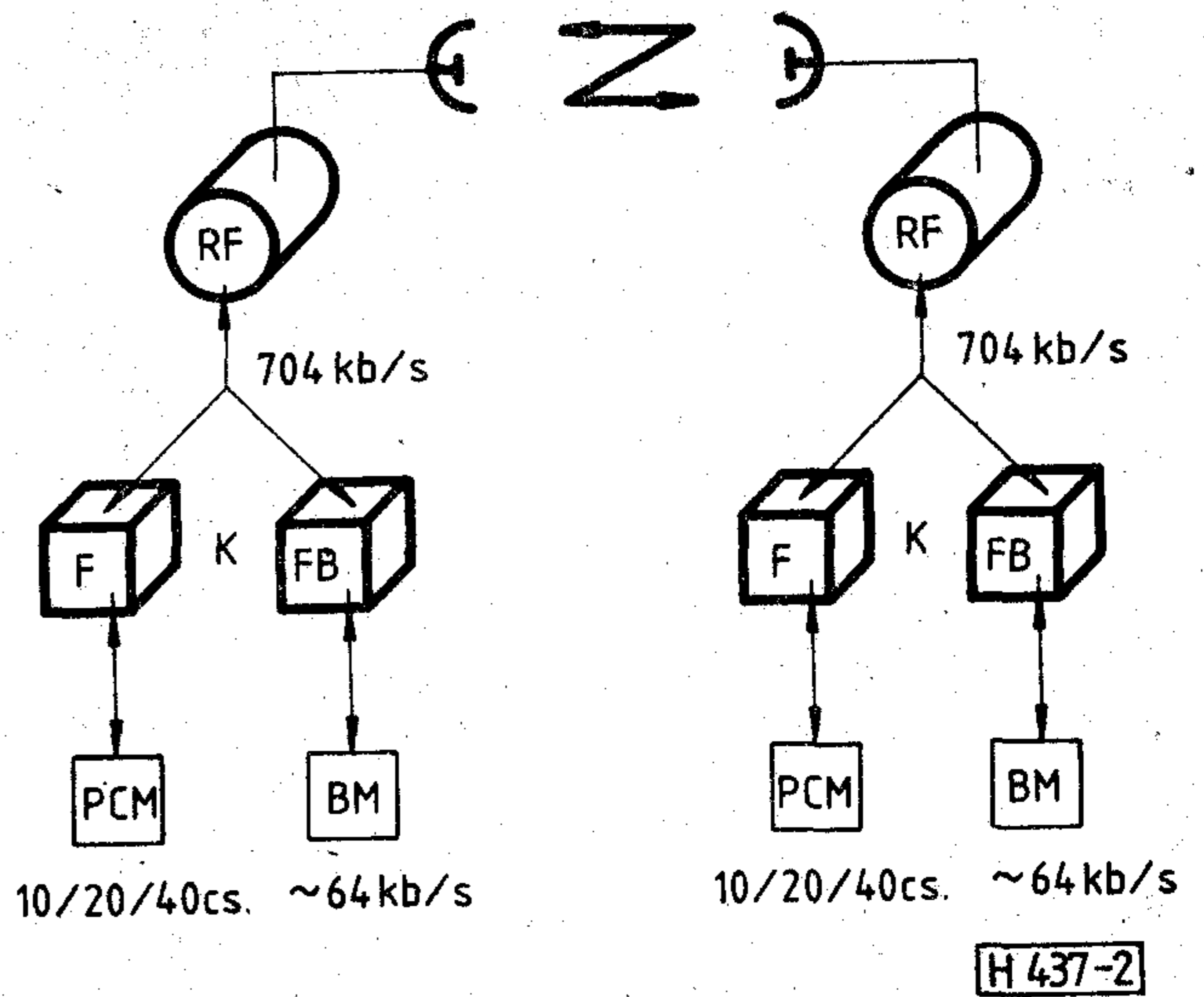
1954-ben végzett gyengeáramú villamosmérnök-ként a Műegyetemen. Egy évig az Egyesült Izzóban dolgozott, majd 1955-ben a BHG-ba lépett. A híradástechnikai iparág átszervezésekor az Orionba került, előbb fejlesztési csoportvezetőként, majd a mikrohullámú fejlesztési osztály vezetője lett. 1974-től a Távközlési Kutató Intézetben tudományos osztályvezetőként dolgozott. 1983-ban docenassé nevezték ki a Műszaki Egyetemre. Kutatási területe korábban a mikrohullámú áramkörök és antennák technikája volt, majd az utóbbi, mintegy 15 évben digitális átviteli kérdésekkel foglalkozik. Érdeklődési köre elsősorban a rendszerek tervezési problémáira és szinkronizációs kérdésekre irányul. Szerzője, illetve társszer-



zője több mint 100 publikációnak, köztük mintegy 20 szabadalomnak és 4 szakkönyvnek. Cikkei magyar és nemzetközi folyóiratokban jelentek meg; számos alkalommal tartott előadást nemzetközi konferenciákon. A műszaki tudományok kandidátusa. Kiváló Dolgozó címmel, továbbá a Kiváló Feltaláló kitüntetés ezüst, majd arany fokozatával és Pollák-Virág-díjjal tüntették ki.

MENG JÓZSEF

1963 óta a Távközlési Kutató Intézet dolgozója. 1971-ben végzett a BME Villamosmérnöki Kara Híradástechnika Szakának Esti tagozatán. Jelenlegi beosztása tudományos főmunkatárs. Szakmai területe: analóg és digitális mikrohullámú berendezések rendszerkidolgozása, tervezési, mérési és konstrukciós kérdései.



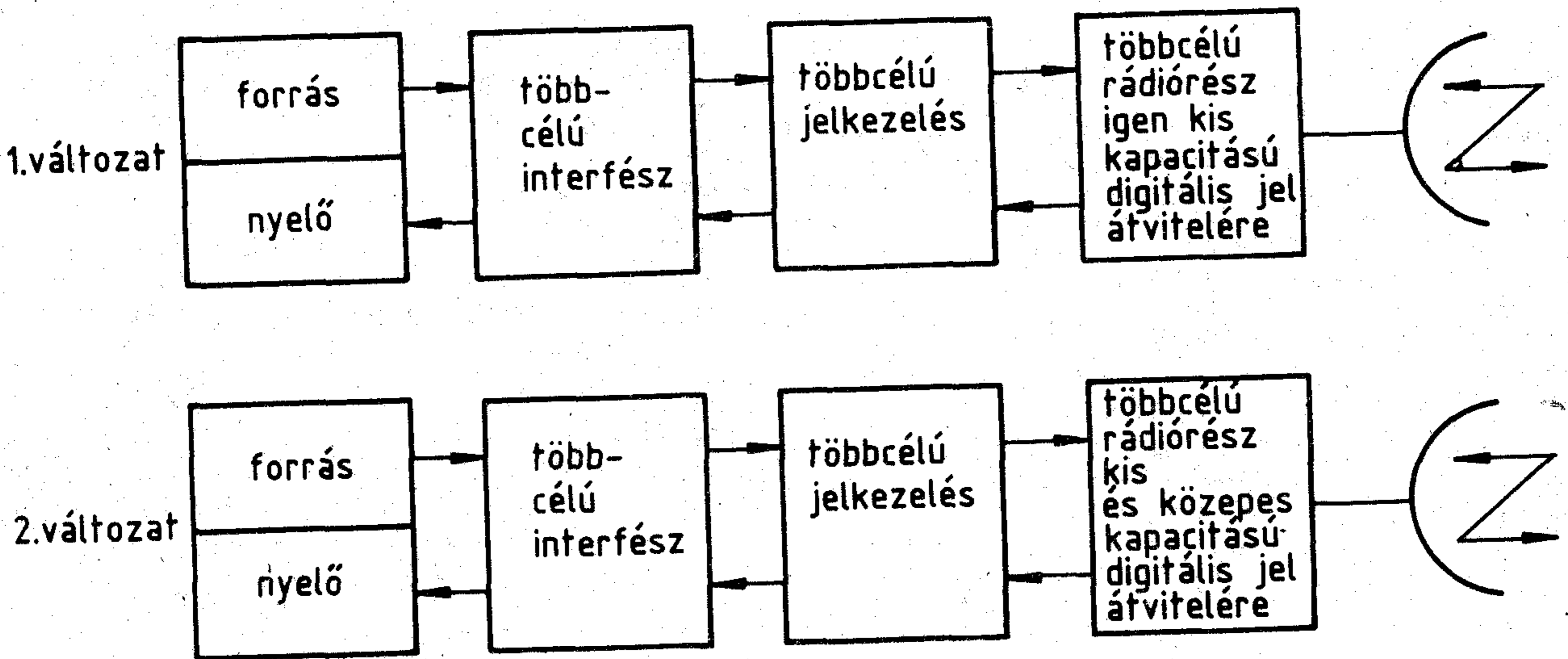
2. ábra. A digitális KSR család

A kódkorlátozás nélküli 2,048 Mb/s digitális átvitel mellett mód van 12 csatornás FDM csoportjelek átvitelére is. Ezt a beépített FDM-PCM kódoló és PCM-FDM dekódoló alkalmazása teszi lehetővé. A berendezés főbb jellemzőit az 1. Táblázat foglalja össze.

Keskenysávú digitális rádiórelé

Az Intézetben folyó nagy múltú és sikeres analóg rádiórelé kutatás eredményeit kiválóan hasznosítottuk a digitális keskenysávú rádiórelé (KSR) család kifejlesztésekor.

Alapvetően azonos felépítésű rádiófrekvenciás (RF) konténerhez vagylagosan kétféle földi konténer csatlakoztatható, amint ez a 2. ábrán látható. Az F jelű konténer 704 kb/s sebességű digitális jelsorozat átvitelét biztosítja. Így lehetőség



H 437-3

3. ábra. Többcélú berendezés elvi felépítése

**DR. RÁKOSI
FERENC**

1955-ben a Puskás Tivadar Távközlési Technikumban technikus oklevelet, 1967-ben a BME Villamosmérnöki Karának Híradástechnikai Szakán villamosmérnöki diplomát, 1970-ben a mikrohullámú szakmérnöki diplomát, 1976-ban egyetemi doktori fokozatot szerzett. 1957-ig a Posta Helyközi Távbeszélő Igazgatóságánál, 1960-ig az ORION Rádió és Villamossági Vállalatnál, 1960-tól a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. 1973-ig tudományos főmunkatársként a mikrohullámú passzív és aktív áramkörök kutatási-fejlesztési feladatait végzi. 1978-ig a Mikrohullámú Aktív



Áramkörök tudományos osztályvezetője. 1978-tól a Mikrohullámú Berendezések és Rendszerek szakterület tudományos főmérnöke. 1960-tól a HTE tagja. 1980-ban a Mikrohullámú Rendszerek és Berendezések kutatása-fejlesztése terén végzett munkájáért Állami Díj kitüntetést kapott.

DR. SZABÓ ZOLTÁN

1959-ben végezte el a Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar gyengeáramú szakát. Először a BHG-ban, majd az ORION-ban dolgozott. 1975 óta a TKI-ban dolgozik. Digitális mikrohullámú berendezések különböző áramköreinek, elsősorban modulátor, demodulátor fejlesztésével és rendszertechnikai kérdésekkel foglalkozik. A témakörben több publikációja jelent meg. 1980-



-ban kandidátusi fokozatot szerzett.

1. táblázat

A GU—8 berendezés főbb jellemzői

Felhasználás:	CCITT szerinti 2,048 Mb/s sebességű kódkorlátozás nélküli jelsorozat, vagy 12 telefoncsatornás FDM csoport átvitele
Frekvenciasáv:	8 GHz
Választható frekvenciák száma:	100
Adó teljesítmény:	100 mW
Vevőzajtényező:	13 dB
Áthidalható távolság:	20—30 km
Fading tartalék:	20 dB
Szolgálati csatorna:	64 kb/s, a főinformációtól független
Moduláció:	2 FSK
Vonali kód:	bifázisú
Vezérlés:	helyi és távkezelés, üzemi és tartalék frekvenciák beállítása az üzemi jellemzők folyamatos figyelése és kijelzése
Figyelés:	— HDB ₃ 150Ω szimmetrikus vagy 75Ω aszimmetrikus
Interfész:	— 0,3—60 kHz FDM csoport 0 dBm vagy 22 dBm szimmetrikus

van 10 drb. 64 kb/s sebességű vagy 20 drb. 32 kb/s sebességű vagy 40 drb. 16 kb/s sebességű beszédcsatorna átvitelére. A digitális keskenysávú rádióberendezések főbb jellemzőit a 2. Táblázat adja meg. Az FB jelű konténer burst módban (BM) továbbítja a csatornák 64 kb/s eredő sebességű jeleit.

Többcélú berendezés

Az előbbi berendezések egyszerűsített változataival kis és közepes sebességű adatátvitelt nyújtó többcélú berendezések építhetők. Annak érdekében, hogy az újabb és újabb forgalmi igényekhez ne fejlesszünk ki minden esetben egy új berendezést, vagy ne importáljunk mindig újabb eszközt, hanem egy adott berendezést úgy valósítsunk

2. táblázat

A KSR—8D főbb jellemzői

Felhasználás:	704 kb/s sebességű digitális jelsorozat átvitele
Frekvenciasáv:	8 GHz
Választható duplex csatornák száma:	200
$P_u=10^{-3}$ hibaarányhoz tartozó bemeneti szint:	—90,5 dB
Tipikus adóteljesítmény:	240 mW
Vevőzajtényező:	9,4 dB
Moduláció:	2 FSK, NRZ
Névleges löket:	500 kHzpp
Interfész:	jel } TTL óra }

meg, hogy annak jellemző paramétereit mindig az éppen aktuális forgalmi igényekhez igazodva lehessen beállítani, két többcélú berendezésváltozatot javasolunk.

Az első változat kis kapacitású, max. 128 kb/s sebességű digitális jelsorozat átvitelére szolgál. A második max. 8,448 Mb/s sebességű digitális jelek továbbítására alkalmas. A változatok alapsávi részei közösek, a nagyfrekvenciás rész felépítése azonban eltérő (3. ábra).

Mikrohullámú vivőfrekvencia. 8, 11, 15, 20 GHz-es mikrohullámú tartományokban. Egy tartományban a vivőfrekvencia több száz előre meghatározott értéket vehet fel kb. 100 MHz-es intervallumon belül.

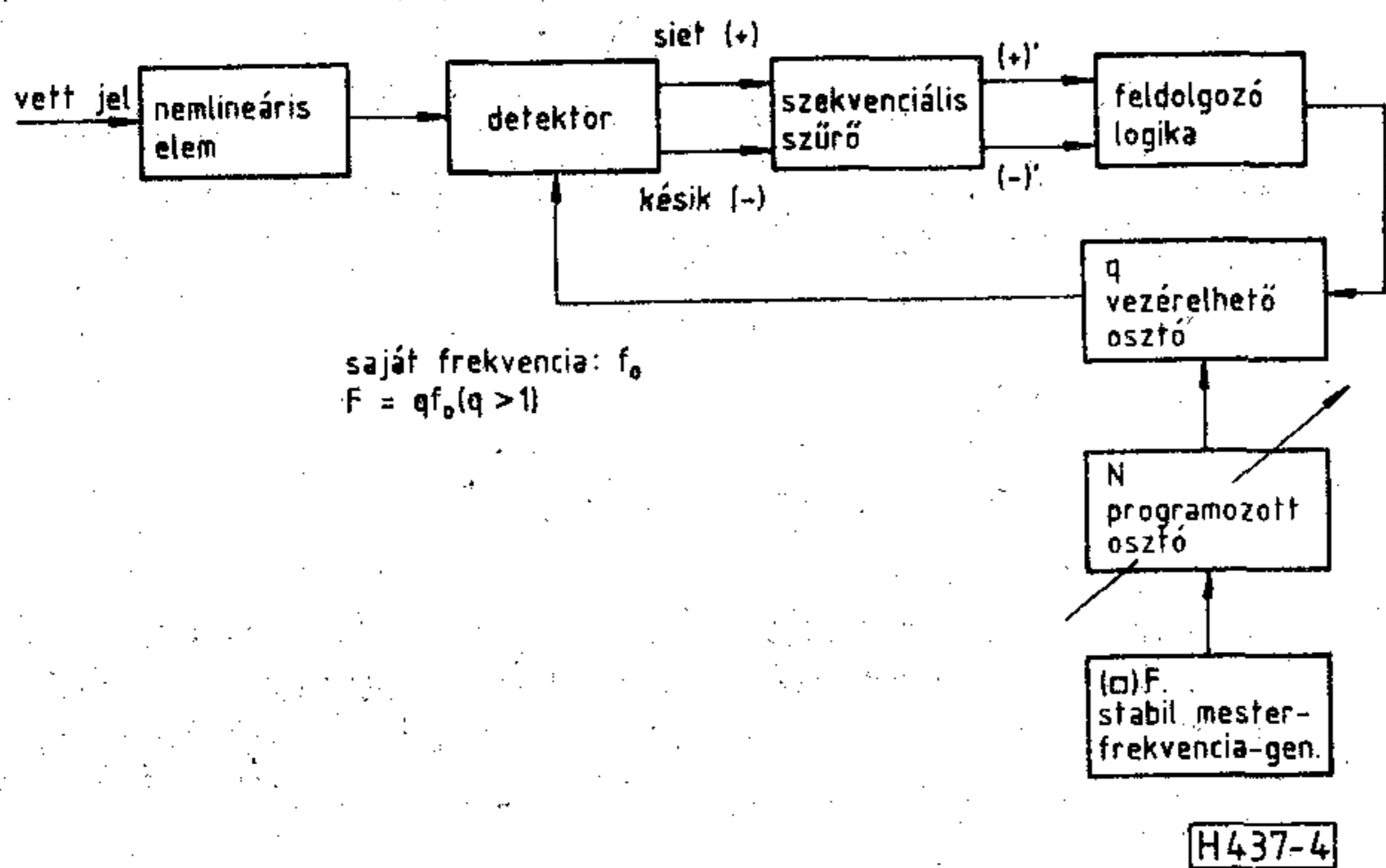
Átviteli sebesség. Tág határok között változtatható. Ezt a berendezésben az órajel kinyerésére alkalmazott digitális fázisszinkron hurok teszi lehetővé (4. ábra), amelynek saját frekvenciáját az ábrán látható programozott osztóval állíthatjuk be az igényeknek megfelelően.

Az átviteli sebesség hasznosítása. A berendezés multiplex jellegű szolgáltatások ellátására is kialakítható, ekkor több szinkron bemenettel és kimenettel rendelkezik, azaz az átviteli út többszörös kihasználására nyílik mód.

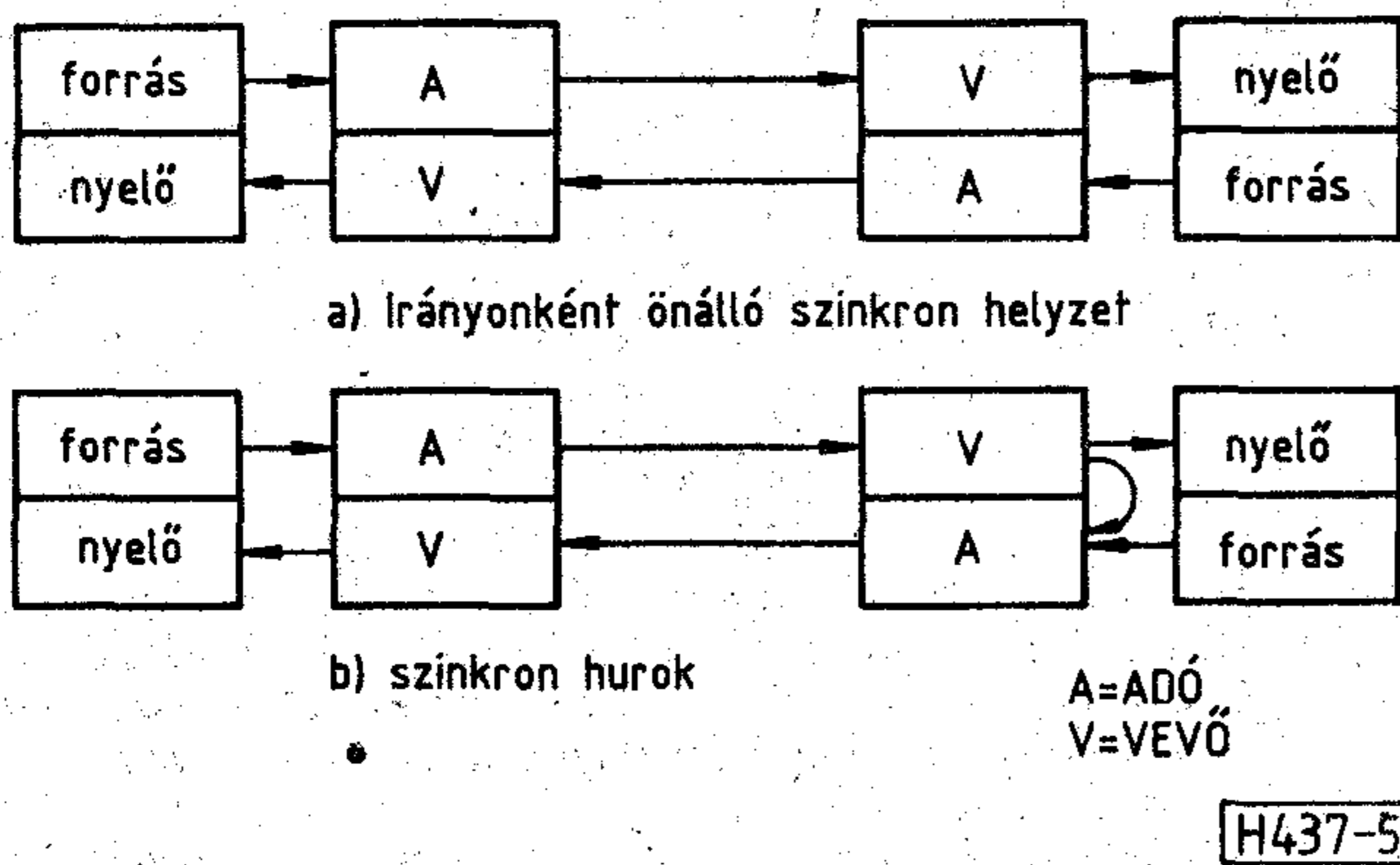
1961-ben végzett a BME Villamosmérnöki Kara híradástechnika szakán. 1968-ban mikrohullámú szakmérnöki oklevelet szerzett. 1961 óta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. Kezdetben mikrohullámú aktív és passzív áramkörök kutatás-fejlesztését végezte. 1978-tól a Mikrohullámú Erősítők és Jelforrások osztály vezetőjeként mikrohullámú aktív áramkörök, frekvenciaszintetizátoros jelforrások és integrált adó-vevők kutatás-fejlesztését irányítja. 1963 óta végez oktatómunkát a BME-n. Számos cikk és



konferencia-előadás szerzője. 1980-ban a Mikrohullámú Rendszerek és Berendezések kutatás-fejlesztése terén végzett munkájáért Állami Díj kitüntetést kapott.



4. ábra. Digitális fázis-szinkron hurok az órajel kinyerésére



5. ábra. Szinkronizációs viszonyok

Speciális vonali kódolás alkalmazása. A mikrohullámú vonalon az információ NRZ vagy bifázisú formátumban haladhat, a két lehetőség közötti választásra mód van.

A szinkronizációs viszonyok. Önálló szinkron irányok vagy szinkron hurok alakítható ki (5. ábra). Ez a lehetőség nagyon hasznos az integrált szolgáltatású digitális hálózathoz (ISDN) való csatlakozás során.

Folyamatos (vagy bürst) működés. A folyamatos működésen kívül a modern, „csomagkapcsolt” hírközléshez illeszkedő szakaszos üzemi működésre is van mód.

Külön szolgálati csatorna kialakítása. Bifázisú vonali kódolás alkalmazásakor mód van egyszerű és önálló szolgálati csatorna megvalósítására is, amelynek maximális sebessége az átviteli kapacitásnak kb. 5—8 százaléka.

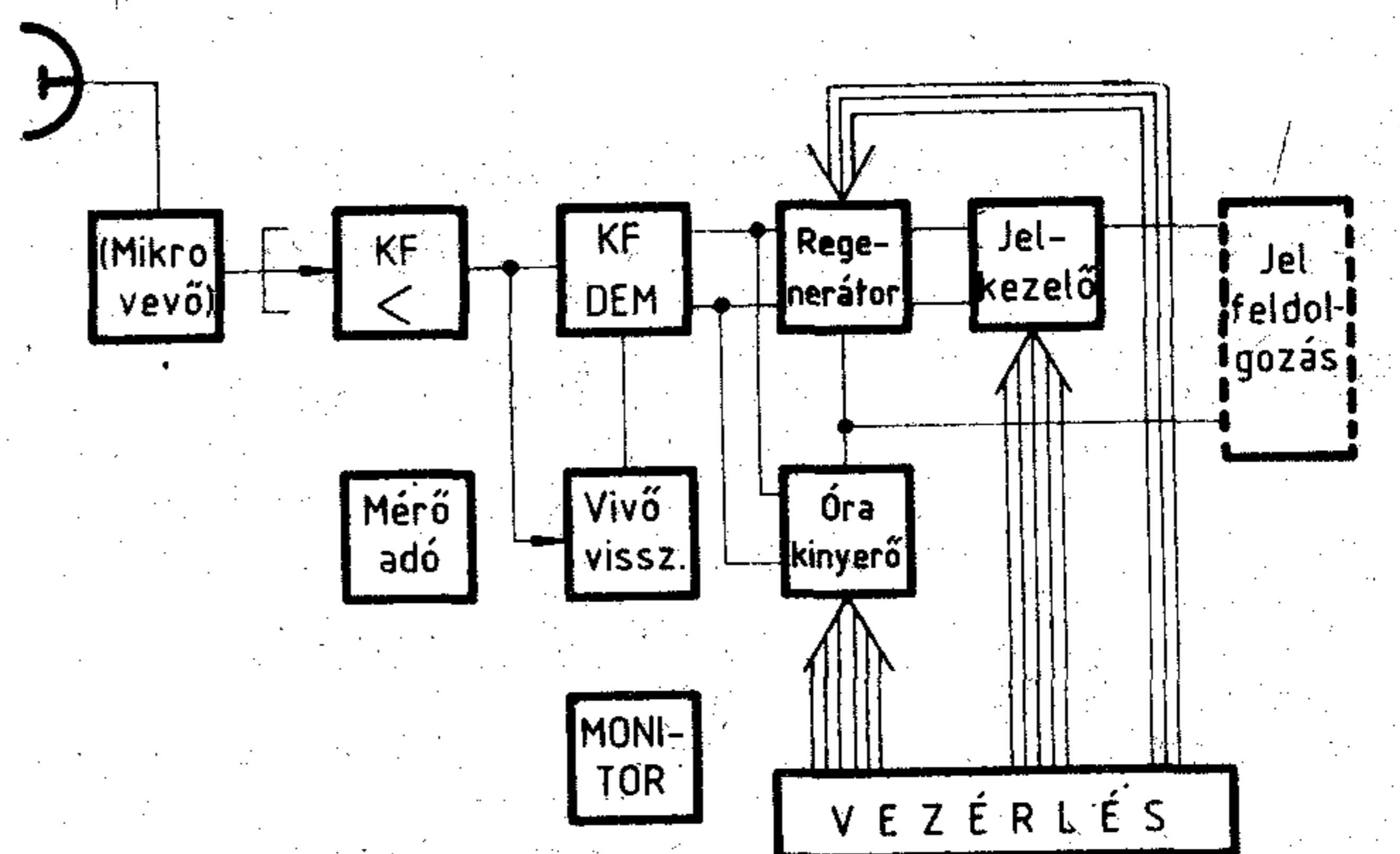
Működési paraméterek beállítása. Az említett működési jellemzőket, még más paraméterekkel együtt — akár fixen (huzalozással) lehet beállítani, de mód van a paraméterek távkezeléssel történő változtatására is.

A berendezés két fő részből áll. A mikrohullámú egység az antennával együtt a háztetőn vagy erre a célra kiképzett toronyban helyezkedik el. A jelkezelő és az interfész pedig a forrás/nyelő környezetében van. A berendezés két része között vezetékcsatlakozás van, amelynek maximális hosszúsága kb. 300—400 m. A többcélúság természetesen tartalmazza az igényeknek megfelelő interfész kialakítását is (V28, AMI, HDB₃...)

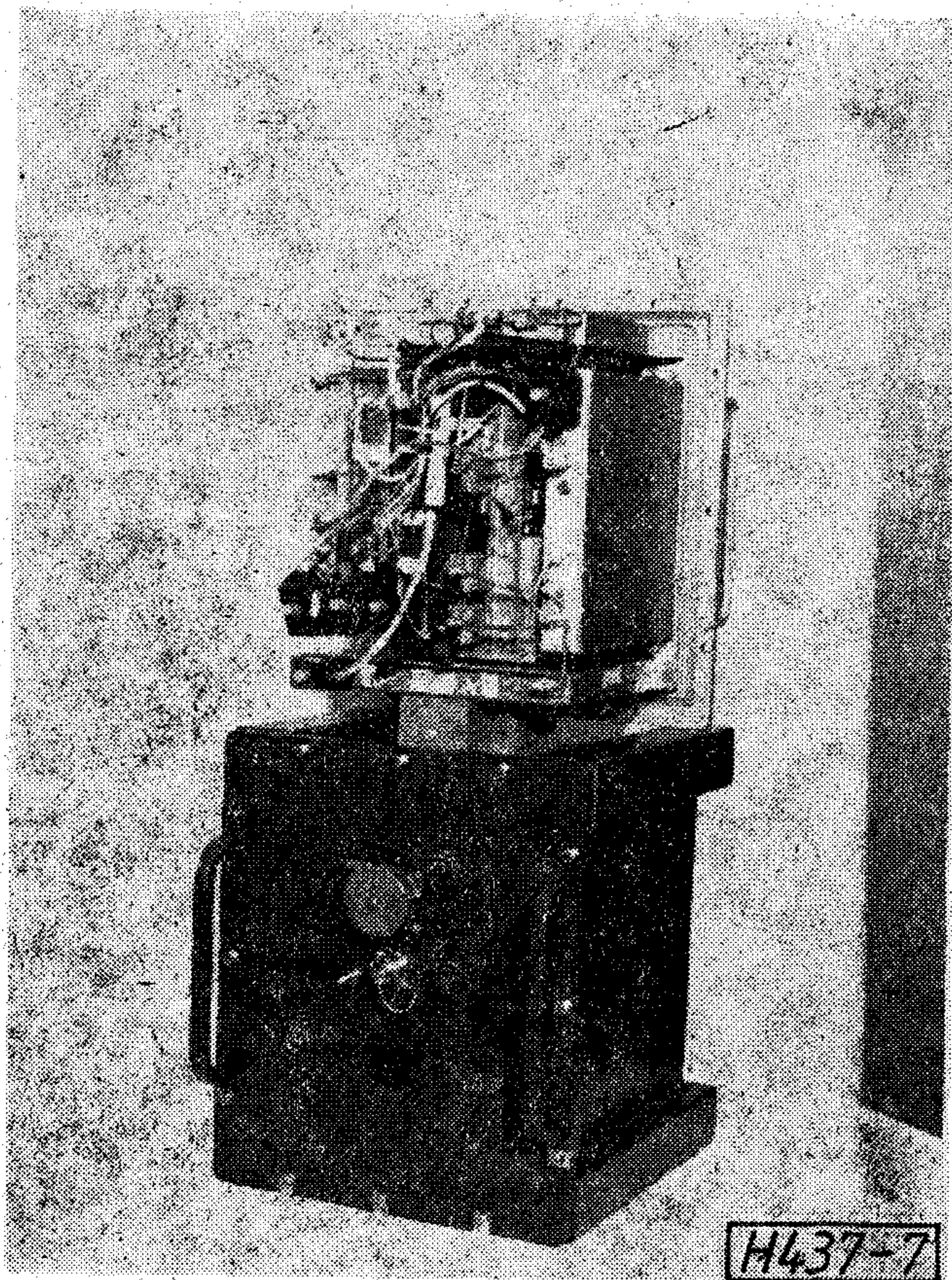
PSK-demodulátor

A digitális mikrohullámú jelátvitel fontos módszere a digitális fázismoduláció (PSK). Ezt ismerve és felhasználva egyéb kutatásaink eredményeit sokcélú PSK demodulátor berendezést fejlesztettünk ki. Ennek segítségével mód nyílik arra, hogy a mikrohullámú vevő kimenetén megjelenő tetszőleges sebességű 2/4 PSK modulációjú jelet demoduláljuk és regeneráljuk. Emeli a használhatóságot az a többcélúság, amelyet a beállítható jelkezelési mód kínál.

A PSK demodulátor felépítését a 6. ábrán mutatjuk be. A mikrohullámú vevőtől érkező jel középfrekvenciás (KF) erősítés után demodulálásra kerül. A demoduláláshoz szükség van a modulálatlan vivőhullámú jelre, amelyet a vivővisszaállító hoz létre. A vett digitális jel regenerálása viszont a jelre vonatkozó órajel segítségével történik, amely magával az átvitt információs jellel kerül továbbításra. Az órajelet tehát a vett információs jeltől vonjuk ki digitális fáziszárt hurkos követő szűrő segítségével.



6. ábra. A PSK demodulátor felépítése



7. ábra. A mikrohullámú berendezés-rész

Ez az órajel-kinyerési mód kedvező akkor, ha tetszőleges sebességű jel vételéről van szó. Az órajelkinyerő saját frekvenciáját digitális vezérléssel tetszőlegesen pontosan lehet beállítani. A pontosság egy a digitális jel sebességénél lényegesen nagyobb frekvenciájú kristály-vezérelt oszcillátor pontosságával szabható meg.

A PSK demodulátor saját frekvenciáját és jelkezelési módját mikroprocesszoros vezérlő rendszerrel lehet beállítani. A PSK demodulátor fontosabb jellemzőit a 3. Táblázat szolgáltatja.

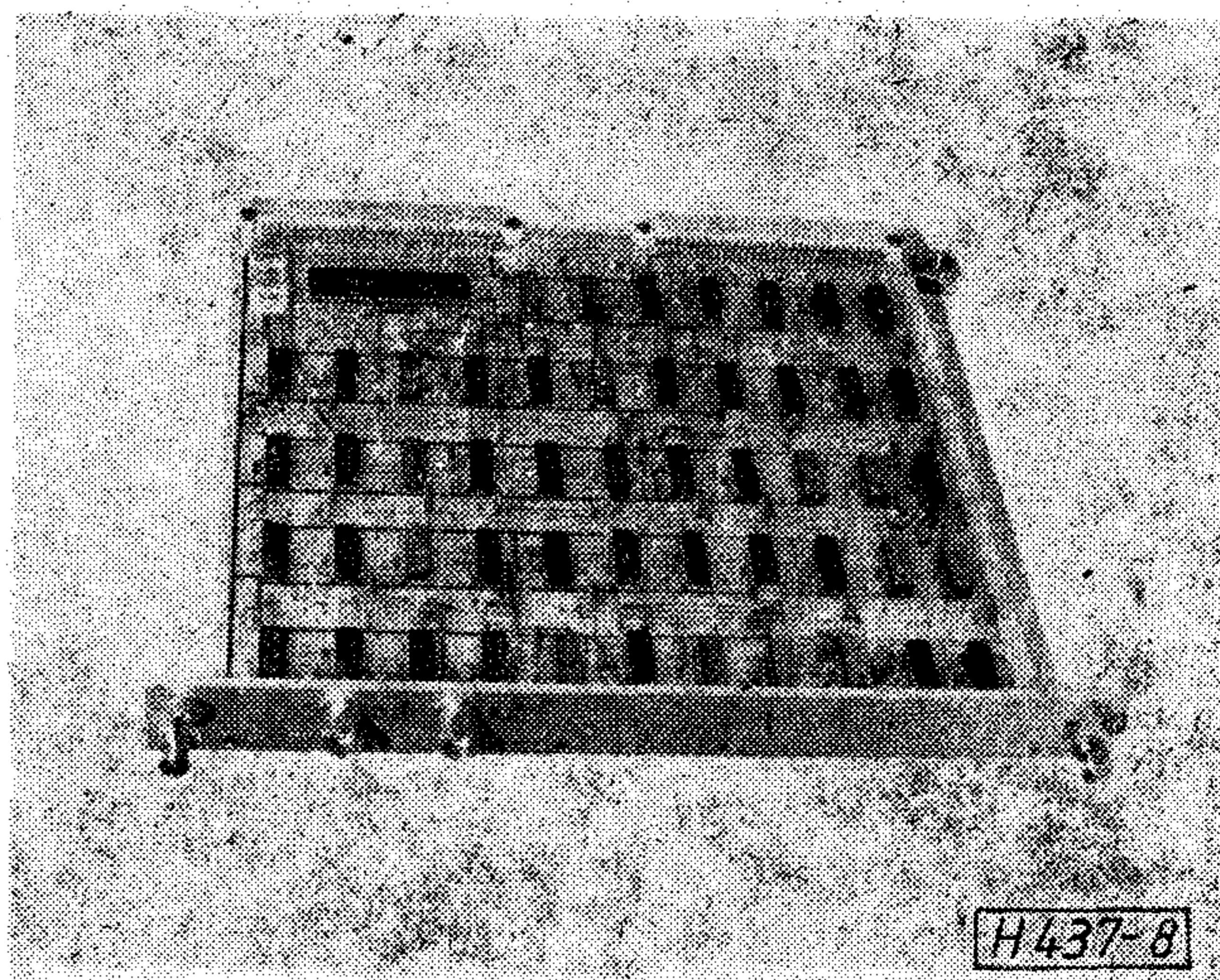
Következtetések

A cikkben áttekintettük az utóbbi években a Távközlési Kutató Intézetben kidolgozott digitális kiskapacitású 8 GHz-es sávú rádiórendszereket.

3. táblázat

PSK demodulátor fontosabb jellemzői

Felhasználás:	fázismodulált digitális jelsorozatok regenerálása
Bemenet:	70 MHz, 10 mV (KF)
Kimenetek:	regenerált soros bitfolyam NRZ TTL a soros bitfolyamhoz tartozó órajel, TTL
Feldolgozható modulációs módok:	2 PSK, 4 PSK, 0 PSK
A vett digitális jel sebessége:	16 kb/s—4,6 Mb/s-ig folyamatosan változtatható
Dekódolási funkciók:	differenciális dekodolás Gray dekodolás Forgásirány 0PSK, páros/páratlan detekció



8. ábra. A digitális berendezés-rész

A korszerű digitális módszerek alkalmazása rugalmas rendszerkialakítást és átviteli módokat biztosít.

Végezetül néhány fényképen bemutatjuk a digitális kiskapacitású 8 GHz-es berendezések egyes részleteit (lásd a 7. és 8. ábrát).

IRODALOM

- [1] Frigyes, I., Berceli, T., Meng, J., Rákosi, F., Szabó, Z., Ványai, P.: New developments in digital microwave radios Proc. of 7.r Colloquium on Microwave Comm. Budapest, 1982. VOL 1. PP. 51—54.
- [2] Ványai, P., Pintér, I.: Baseband signal processing of a general purpose digital receiver Proc. of 7.f Colloquium on Microwave Comm. Budapest, 1982. VOL 1. PP. 101—104.
- [3] Frigyes I., Meng J., Szabó Z., Ványai P.: Kis sebességű flexibilis digitális mikrohullámú átvitel Mikrohullámú Szeminárium előadásai Budapest, 1985. jan. 15—16. PP. 65—68.
- [4] Meng J., Szabó Z., Ványai P.: 34 Mb/s sebességű KF modem Mikrohullámú Szeminárium előadásai Budapest, 1985. jan. 15—16. PP. 74—76.
- [5] Ványai, P., Berceli, T., Meng, J., Rákosi, F., Szabó, Z., Tófalvi, Gy.: Some new aspects of the trends in digital microwave communication in Hungary Proc. of 8.f Colloquium on Microwave Comm. Budapest, 1982. VOL 1.
- [6] Berceli T., Meng J., Rákosi F., Szabó Z., Tófalvi Gy. Ványai P.: Eredményeink és -terveink a digitális földi pont-pont közötti mikrohullámú berendezések fejlesztése terén TKI Jubileumi Tudományos Konferencia előadásai Budapest, 1985. szeptember 25—26. PP. 15—18.
- [7] Frigyes I., Kéndrovics Á., Kovács J., Szabó Z., Ványai P.: A 140 Mbit/s sebességű 16—OAM digitális átviteli berendezés fejlesztésének eredményei TKI Jubileumi Tudományos Konferencia előadásai Budapest, 1985. szeptember 25—26. PP. 63—68.
- [8] Berceli T., Meng J., Reiter Gy., Szabó Z., Tóth T., Ványai P.: Mikrohullámú csatornaváltású digitális rádióberendezés TKI Jubileumi Tudományos Konferencia előadásai. Budapest, 1985. szeptember 25—26. PP. 72—75.
- [9] Baráth B., Meng J., Neuberger B., Ványai P.: Digitális Mikrohullámú összeköttetés kísérleti eredményei TKI Jubileumi Tudományos Konferencia előadásai Budapest, 1985. szeptember 25—26. PP. 76—79.

- [10] Szabó Zoltán: 34 Mbit/s sebességű digitális KF modem TKI Jubileumi Tudományos Konferencia előadásai Budapest, 1985. szeptember 25—26. PP. 96—99.
- [11] Kiss S., Ványai P.: Pontos azonos frekvenciájú, független RF csatornákon terjedő 34 Mbit/s-os jelek fázispontos szinkronizálása. TKI Jubileumi Tudományos Konferencia előadásai Budapest, 1985. szeptember 25—26. PP. 124—129.
- [12] Benedek A., Kiss S., Meng J., Róna P., Ványai P.: Digitális mérés technika terén elért eredményeink TKI Jubileumi Tudományos Konferencia előadásai Budapest, 1985. szeptember 25—26. PP. 379—382.

Szemle

Összeállította: Gál Ferenc

A Magyar Posta 1987-ben 70 millió dolláros kölcsönt vett fel a Világbanktól a hazai távközlés fejlesztésére, ez 1987—1991 közötti időszakban használható fel, tizenöt év alatt kell törleszteni, három év türelmi idő után. A kölcsön a Magyar Posta VII. ötéves tervének fejlesztési célkitűzéseihez kapcsolódik és a parlament által jóváhagyott közel 40 milliárd forintos kiemelt távközlési fejlesztési program szerves része. A viszonylag nagy összeg mintegy 80 százalékát a telefonhálózat bővítésére fordítják, és 20 százalék jut egyéb korszerű távközlési szolgáltatások fejlesztésére. Ez utóbbi arányaiban talán kevésnek tűnik, de az előző tervidőszakhoz képest több mint kétszer annyi korszerű telex, adatátviteli berendezés vásárlásához elegendő. A VII. ötéves terv berendezéseinek döntő részét a magyar ipar szállítja, de szükséges a korszerű technika importja is.

A világbanki program keretében a posta a legkorszerűbb világszinvonalú termékekhez akar hozzájutni. A hitel harmadát a távközlés, az alaphálózat fejlesztéséhez szükséges átviteltechnikai berendezésekre — mikrohullámú, analóg és digitális berendezésekre, optikai kábelrendszerekre — fordítják. Talán még egy mikrohullámú előfizetői rendszer kiépítésére is lesz lehetőség. A kölcsön másik harmadáért telex, adatátviteli, telex és fakszimile berendezéseket, végberendezéseket vásárolnak. A felsorolt berendezések többségét a magyar ipar nem gyártja, már tapasztalható a külföldi cégek nagyfokú érdeklődése.

A maradék összegből kiegészítő, járulékos beruházásokat, kábelanyagokat, műszereket, építőgépeket, akkumulátorokat, dízelgenerátorokat szereznek be.

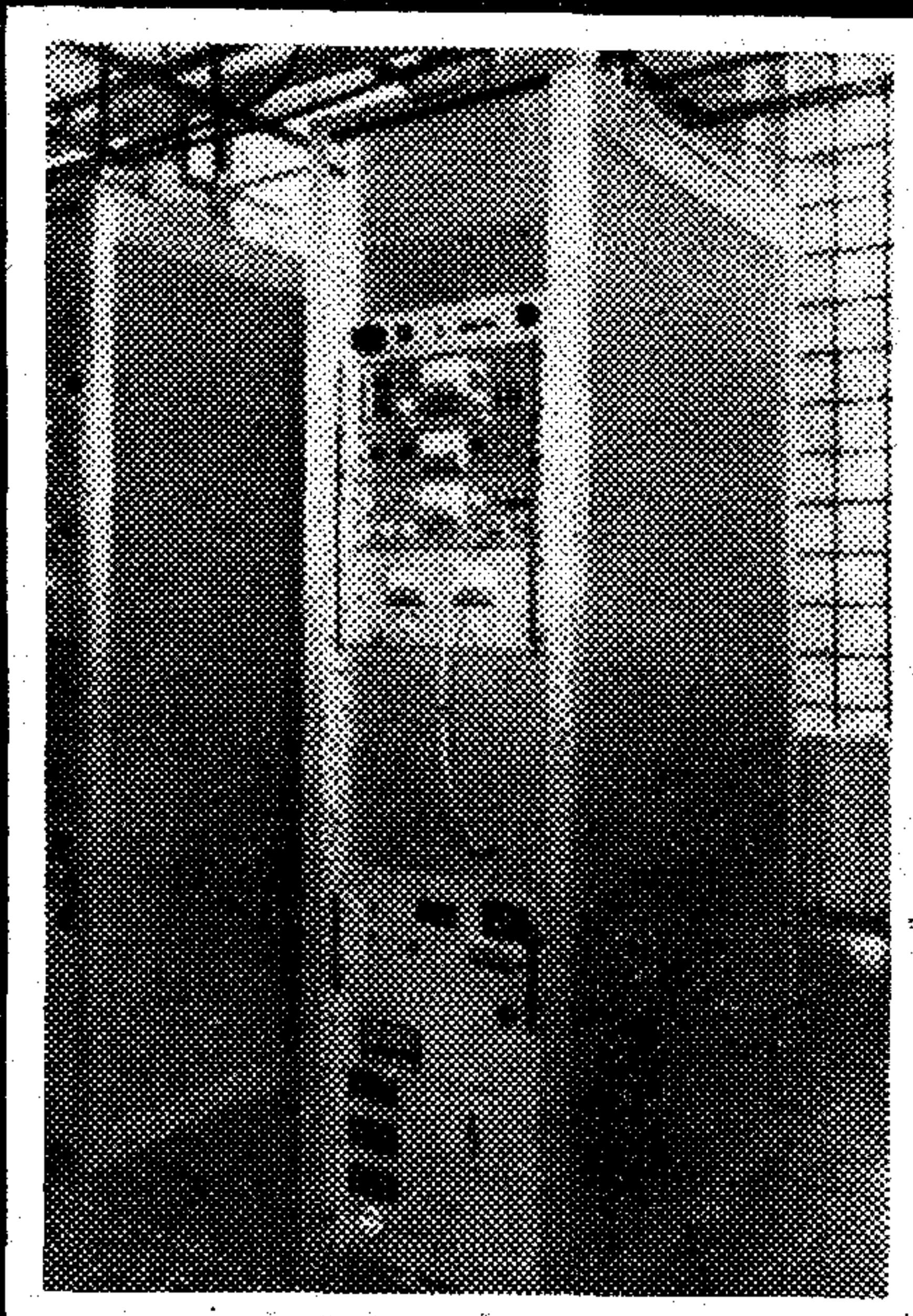
Cél a legfejlettebb távközlési berendezések behozatala, ezért először csak a világbanki hitelkeret 40 százalékát hirdették meg, a nagyobb hányadot a következő években akarják elkölteni. (Figyelő, 1987. július 16.)

BHG **A**
BUDÁPÉSTY **BHG**
Híradástechnikai
Vállalat
URH-FM
adórendszerei

Az URH-FM adóberendezések rádióműsorok kisugárzására szolgálnak a 66 ... 73 MHz-es OIRT, vagy a 87,5 ... 108 MHz-es CCIR frekvenciasávban. A BA és BB típusozat alkalmas monó- és sztereó program kisugárzására különféle, az ellátandó területeknek megfelelő teljesítményszinteken.

Az adóberendezések a kiegészítő berendezésekkel összekapcsolva adórendszerek kialakítására alkalmasak. Kiegészítő berendezések:

Adóantenna rendszerek
Teljesítményösszegzők
Antennakapcsolók
Tartalékoló automatika



BHG

Bp. 1509. Pf. 2. XI. Fehérvári út 31.
Tel.: 813-300 – Telex: 22-5933

A MAD nagysebességű kombinációs 16 · 16+35 bites szorzó-összeadó alapcella és az erre épülő TMC2010MAC szorzó-akkumuláló integrált áramkör

SZÓKE SÁNDOR—DR. TUZSON TIBOR
Mikroelektronikai Vállalat

ÖSSZEFOGLALÁS

A cikkben bemutatott konstrukció jó példa egy új jellegű fejlesztési megközelítésre. A kiindulást a 2's komplement kódú szorzás alapegyenlete adta, ebből alakítottunk ki egy hatékony algoritmust, amit végül átültettünk szilíciumra. Nem volt lehetőségünk külföldi referencia chip vizsgálatára, ami hátrányos mert nem tudtuk felhasználni a benne testet öltő ismeretanyagot, viszont előnyös mert így semmi sem kötötte meg a kezünket s lehetőségünk nyílt a mások által használnál jobb kapcsolás kifejlesztésére. Eszközünkkel további két fontos irányba tettünk újabb lépést. Gyártás szempontjából a nagy bonyolultságú integrált áramkörök hazai előállításának irányába, alkalmazás szempontjából a digitális jelfeldolgozás szélesebbkörű elterjedése irányába.

Az áramkör tervezése 1986 augusztusában befejeződött, s a maszkok elkészülte után megindul a kísérleti sorozat gyártása a MEV fejlesztő gyártósorán.

1. Bevezetés

Az utóbbi időben erősen jelentkezik az a megközelítés, hogy matematikai, algoritmus, strukturális újításokkal, fejlesztéssel kompenzálják a technológiai lemaradásból adódó hátrányokat. Ez nem minden áramkörtípusnál valósítható meg, de jó eredményekkel kecsegtet például a modern számítástechnika, a párhuzamos feldolgozás és digitális jelfeldolgozás területén. Itt céltudatos fejlesztő munkával olyan megoldásokat találhatunk, hogy a végtermék paramétereiben megközelítheti esetleg leghagyhatja a jobb technológiai bázison készülő, de kevésbé kimunkált algoritmust használó áramköröket.

Jó példa erre a cikkben bemutatott MAD 16 · 16+35 bites szorzó-összeadó makrocella és a felhasználásával kiépített TMC2010MAC szorzó-akkumuláló eszköz, ahol egy új szorzó algoritmus konstruálásával nyertünk jó paraméterekkel rendelkező eszközt.

2. Szorzó-összeadó alapcella

A digitális szorzás témakörében végzett alapos irodalomkutatás eredményeképp arra a megállapításra jutottunk, hogy az eddig bemutatott algoritmusok korántsem optimálisak, s a különféle megoldásokban előforduló ötletek kombinálásával és matematikai átalakításokkal lehetőség nyílik jobb algoritmusok konstruálására. Számos matematikai levezetés után jutottunk el a cikkben



SZÓKE SÁNDOR

1983-ban végzett a BME Villamosmérnöki Kar Műszaki Fizika Ágazatán. Ezt követően a MEV fejlesztő mérnökeként két éves nappali szakmérnök-képzésen vett részt a BME Híradástechnikai Elektro-

DR. TUZSON TIBOR

1947-ben született Kolozsváron, 1970-ben végzett a Bukaresti Műszaki Egyetemen. Jelenleg a Mikroelektronikai Vállalat BO-ÁK tervező Osztályán csoportvezető. Fő érdeklődési területe a digitális jelfeldolgozás és eszközei, a témában több mérnökto-vábbképző előadás és jegyzet szerzője és társszerzője, számos magyar és külföldi konferencián vett részt, mint előadó. 1985-ben

nikai Intézetében. A digitális jelfeldolgozással és az ott felhasználható integrált áramkörök tervezésével foglalkozott, 1985-ben szerezte meg a szakmérnöki oklevelet. Jelenleg a MEV-ben folytatott fejlesztő munka mellett az egyetemi doktori cím megszerzésére készül.



egyetemi doktori címet szerzett.

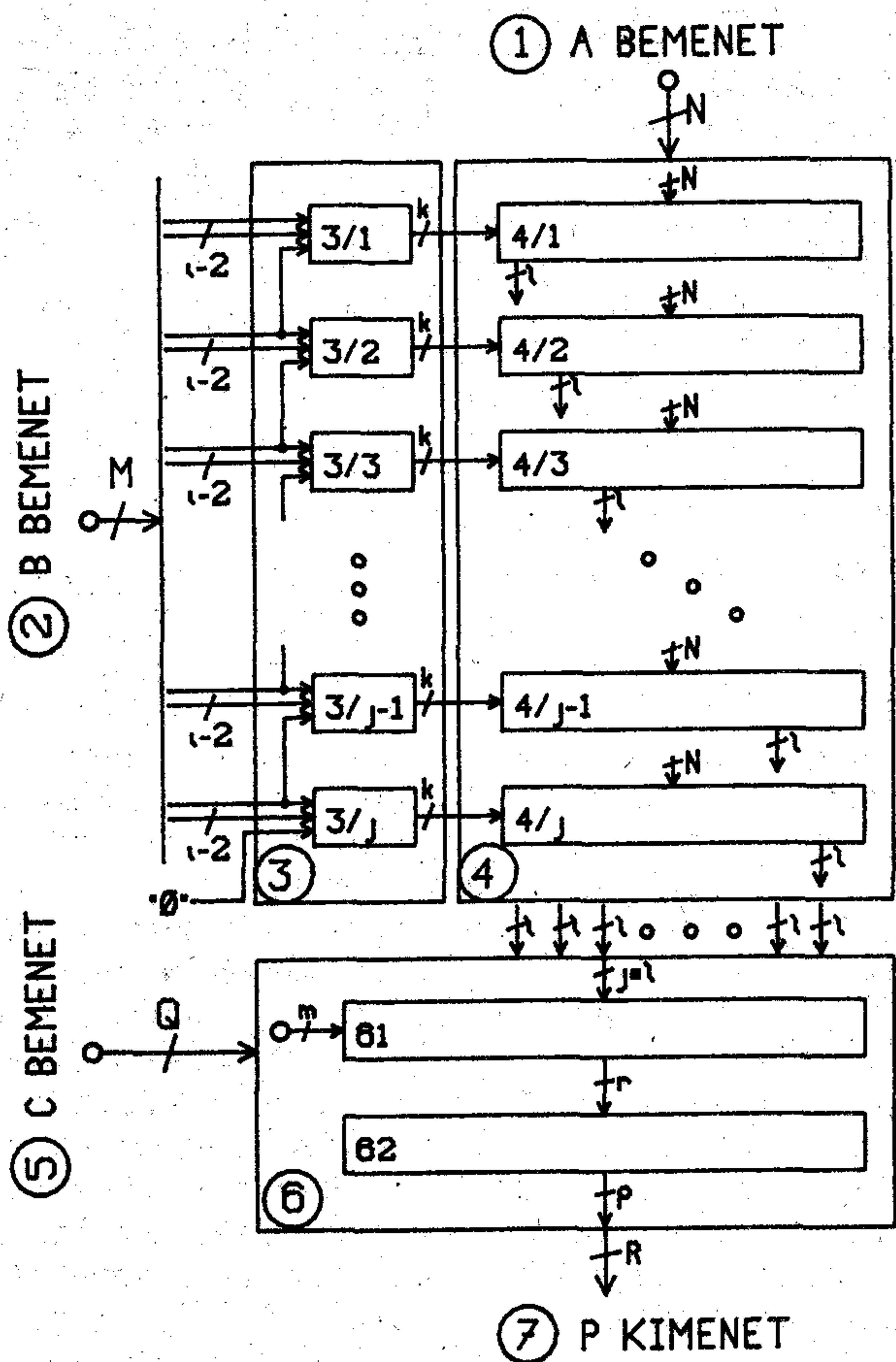
részletesen bemutatandó, tudomásunk szerint eddig még sehol sem publikált szorzó struktúrához, amely különféle szempontok szerint rokonságot mutat már jól ismert algoritmusokkal, de mind-egyikkel szemben rendelkezik határozott előnyökkel. A részletes matematikai levezetés előtt nézzük meg a működést az általános blokkvázlat alapján (1. ábra).

2.1. A cella blokkvázlata

Általános esetben egy N bites szorzandót szorzunk meg egy M bites szorzóval, s a szorzathoz adunk egy Q bites összeadandót. Ha az eredményt $R > \text{Max}(Q, M + N - 1)$ biten ábrázoljuk, nem fordulhat elő túlsordulás a számolás során. A felhasznált algoritmus alapötlete, hogy az $a_i \cdot b_j$ bitszorzatok helyett a szorzó i - i bitjét úgy fogjuk össze j csoportba, hogy $j < M$, s a j db részszorzat bitjeinek száma kevesebb mint $M \cdot N$, ezáltal az összeadást végző egység kisebb komplexitású és gyorsabb működésű lehet. A szorzás elvégzése három fázisra bontható:

I. A vezérlő egység (3) j teljesen egyforma al-egységből áll, amelyek mindegyike a szorzó bemeneten (2) megjelenő M bites szorzó i

Beérkezett: 1986. XII. 8. (†)



1. ábra. Az $M \cdot N + Q$ bites szorzó-összeadó blokkvázlata

esetleg átlapoló bitje alapján k vezérlő jelet állít elő.

II. Az összeadandó biteket előállító egység (4) ugyancsak j egyforma alegységből áll, amelyek mindegyike a szorzandó bemeneten (1) lévő szorzandó N bitje és a megfelelő k vezérlő jel felhasználásával l pozitív összeadandó bitet állít elő. Mivel $j < M$, az összeadó egység (6) gyorsabb lehet, s $j \cdot l < M \cdot N$ így ezzel párhuzamosan komplexitása is csökken. A bitek ilyen előállítása lehetővé teszi, hogy az összeadandó bemeneten (5) lévő összeadandó Q bitjét kisebb csoportokra tördelve a szorzat számolásakor szimultán figyelembe vegyük, s ezáltal egy gyors működésű, az $A \cdot B + C$ összetett műveletet közvetlenül számoló áramkört nyerjünk.

III. A $j \cdot l$ bitnyi részszorzat, a Q összeadandó bit és m fix értékű korrekciós bit az összeadó egység (6) bemenetére jut, ami két eltérő funkciójú és felépítésű alegységre osztható. A bitek gyors összeadását egy alapvetően párhuzamos elvű, de bit szinten szervezett váltott logikájú átvitelmegőrzős (CS: Carry Save) összeadó hálózat (61) végzi. A CS kódú eredményt egy átvitelgyorsító összeadó (62) állítja vissza 2's komplement kódúvá. Az R

bites eredmény az eredmény kimenetre (7) kerül.

2.2. Az algoritmus levezetése általános esetre

A blokk szintű működés vizsgálata után foglalkozunk a legkritikusabb kérdéssel, a részszorzatok vagyis az összeadandó bithalmaz előállításával. A 2's komplement kód törtszamos értelmezését használva a kiszámítandó szorzat értéke

$$P_v = A_v \cdot B_v = \left(-a_0 + \sum_{i=1}^{N-1} a_i 2^{-i} \right) \times \left(-b_0 + \sum_{j=1}^{M-1} b_j 2^{-j} \right) \quad (1)$$

Bontsuk fel a B szorzót $(i-1)$ bites csoportokra, a legkisebb helyiértékű bit után kiegészítve a szükséges számú nullával!

$$B_v = (-b_0 + 2^{-1}b_1 + \dots + 2^{-(i-2)}b_{i-2}) + 2^{-(i-1)}(b_{i-1} + 2^{-1}b_{i-1+1} + \dots + 2^{-a(i-1)}(b_{a(i-1)} + 2^{-1}b_{a(i-1)+1} + \dots + 2^{-(i-2)}b_{a(i-1)+i-2}) + \dots \quad (2)$$

Az M bites szorzó bitjei ily módon $j = \text{int} \times [(M+i-2)/(i-1)]$ csoportra oszthatók, amelyek sok hasonlóságot mutatnak, sőt a teljes homogenitást csak egyetlen bit, az első zárójelben található előjegy negatív súlyozása bontja meg. Az első kivételével minden zárójelzett csoport első tagját bontsuk fel (3) azonosság felhasználásával, s a pozitív értékű tagot vigyük át az előző csoportba, míg a negatívot tartsuk meg az eredeti helyén!

$$b_k = 2 \cdot b_k - b_k \quad (3)$$

$$B_v = (-b_0 + 2^{-1}b_1 + \dots + 2^{-(i-2)}b_{i-2} + 2^{-(i-2)}) + \dots + 2^{-a(i-1)}(-b_{a(i-1)} + 2^{-1}b_{a(i-1)+1} + \dots + 2^{-(i-2)}(b_{a(i-1)+i-2} + b_{a(i-1)+i-1})) + \dots \quad (4)$$

Az összeg felírható egyetlen szumma segítségével

$$B_v = \sum_{q=0}^{j-1} 2^{-a(i-1)} \times \left(-b_{a(i-1)} + \dots + 2^{-(i-2)}(b_{a(i-1)+i-2} + b_{a(i-1)+i-1}) \right) = \sum_{q=0}^{j-1} 2^{-a(i-1)} B_{qv} \quad (5)$$

A szummában szereplő összeget B_q -val jelölve a szorzat az alábbi formában írható fel:

$$P_v = A_v \cdot \sum_{i=0}^{j-1} 2^{-a(i-1)} B_{qv} = \sum_{i=0}^{j-1} 2^{-a(i-1)} B_{qv} A_v \quad (6)$$

A 2 egész hatványával való osztás megvalósítható a részszorzatok léptetésével, így a teljesen egyformára tervezhető $4/1 \dots 4/j$ alegységek feladata, hogy B_q aktuális értékétől függően A -ból előállítsák X_q bitsorozatokat, amelyek a $B_{qv} \cdot A_v$ értéket képviselik valamilyen átkódolt formában.

X_q -k bitjeinek előállítására nem adható általános érvényű matematikai formula, a konkrétan választott i esetén meg kell határozni a lehető legegyszerűbb leképzést.

Általánosságban a következők mondhatók el.

A számoláshoz $j = \text{int}[(M+i-2)/(i-1)]$ rész-szorzatot kell összegeznünk, az egyes B_q -k értéke a szorzó i egymást egy biten átlapoló bitjének függvénye. B_q értékére fennáll, hogy $-1 \leq B_{qv} \leq 1$, a felbontás finomsága $\Delta B_{qv} = 2^{-(i-2)}$, így a B_q -k lehetséges értékeinek száma

$$\frac{1 - (-1)}{2^{-(i-2)}} + 1 = 2^{i-1} + 1,$$

tehát ennyi féle részszorzatot kell előállítanunk A ből. A részszorzatok előállításánál előnyös, ha B_q értéke csak $B_{qv} = \pm 2^{-I} (I=0, 1, 2, \dots)$ lehet, de ez csak $i < 4$ esetekre teljesül.

Az már általánosabban is levezethető, hogy a 2's komplement kódban értelmezett X_q -kból hogyan lehet előállítani a csak pozitív biteket tartalmazó bithalmazt. Belátható, hogy X_q -k hossza $L = N + i - 2$ bit, tehát

$$X_{qv} = A_v \cdot B_{qv} = -x_0 + \sum_{k=1}^{L-1} x_{qk} 2^{-k} \quad (7)$$

A túlsordulások megelőzése érdekében az eredményt az $(M+N-1)$ bit helyett $(M+N-1+E)$ biten ábrázoljuk (E bittel növeltük a számbábrázolási tartományt MSB irányba), így a szorzat értéke

$$P_v = -2^E p_{-E} + \sum_{i=1-E}^{M+N-2} 2^{-i} p_i \quad (8)$$

A szorzat értékéhez hozzáadhatunk 2^{E+1} -t, hiszen ez nem okoz változást a figyelt tartományban.

$$\begin{aligned} 2^{E+1} &= \sum_{k=-E}^{(j-1)(i-1)} 2^{-k} + 2^{-(j-1)(i-1)} = \\ &= \sum_{q=0}^{j-1} 2^{-q(i-1)} + \sum_{k=-E}^{-(i-1)} 2^{-k} + \\ &+ \sum_{q=0}^{j-1} 2^{-q(i-1)} \sum_{n=1}^{i-2} 2^n + 2^{-(j-1)(j-1)} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\overline{x_{qk}} = 1 - x_{qk} \quad (10)$$

A bitkomplement képzés (10) szabályát felhasználva a levezetés végeredménye:

$$\begin{aligned} P_v &= \sum_{q=0}^{j-1} 2^{-q(i-1)} \left[\overline{x_{q0}} + \sum_{k=1}^{L-1} x_{qk} 2^{-k} + \sum_{n=1}^{i-2} 2^n \right] + \\ &+ \sum_{k=-E}^{-(i-1)} 2^{-k} + 2^{-(j-1)(i-1)} \end{aligned} \quad (11)$$

A képlet kiszámolásához csak pozitív bitek összeadását és 2 hatványával való osztását, vagyis egy-

szerű jobbra léptetést kell megvalósítanunk. Pozitív számok osztásakor nullákat kell írunk az MSB előtt elhagyott pozíciókba, amelyeket azonban felesleges ténylegesen összeadnunk, elhagyásukkal csökken az összeadó hálózat komplexitása. A képletben szereplő x_{qk} bitek általános esetben nem fejezhetők ki egyszerűen az A és B bitjeiből. Mivel univerzális elrendezési elv nem adható az összeadó hálózat szervezésére sem, célszerű megvizsgálni a megvalósításra kerülő konkrét esetet.

2.3. Az algoritmus a megvalósított esetben

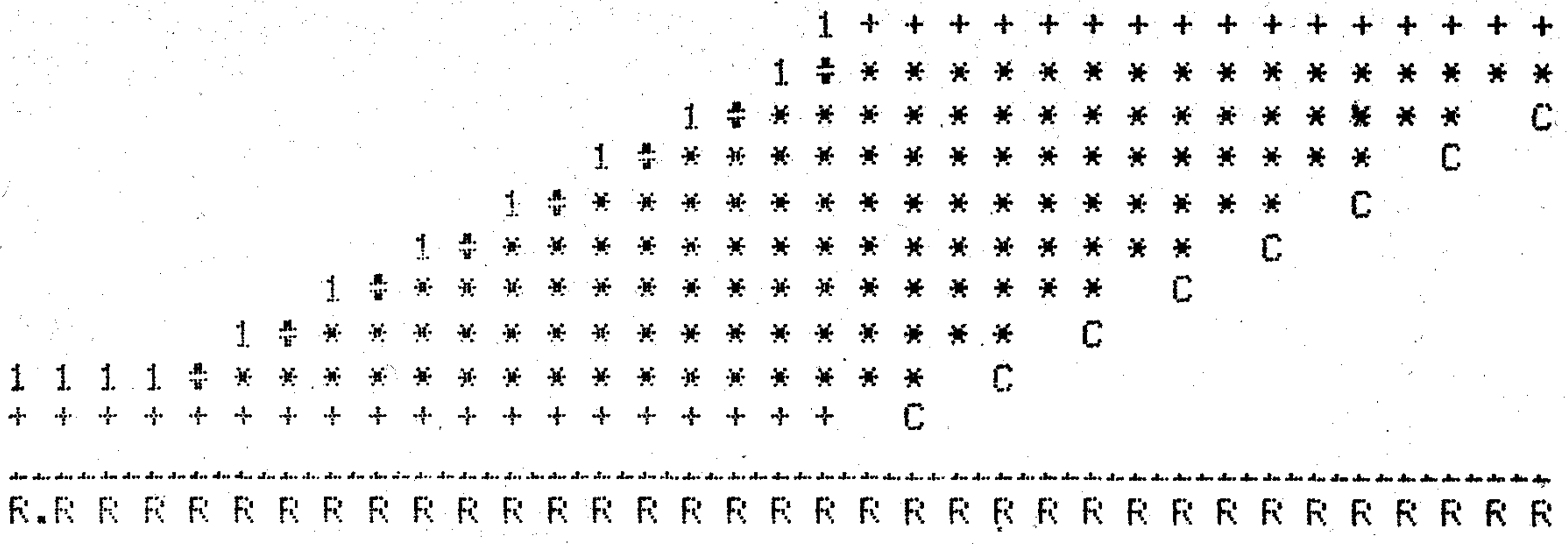
A MAD makrocellában a szorzó és a szorzandó egyaránt 16 bites, tehát $N=M=16$. Egy részszorzat képzésénél a szorzó 3 bitjét vizsgáltuk, tehát $i=3$, amiből $j=8$ és $l=17$ adódik. Nem volt érdemes i értékét nagyobbra választani, mert a 8 részszorzat még viszonylag egyszerűen összeadható, s mivel teljesül az $i < 4$ feltétel, a bitsorok is aránylag egyszerűen képezhetők. Mivel $B_{qv} 0, \pm 1/2, \pm 1$ lehet, a részszorzatok előállítása csak léptető és komplementáló áramköröket igényel. A 2. ábra mutatja (11) alapján, hogy hogyan állítandók elő egy részszorzatnak megfelelő bitek B_{qv} függvényében. Minden bit előállításához a szorzó 3 szomszédos bitje által meghatározott értékre és a szorzandó 2 szomszédos bitjére van szükség. Mivel B_{qv} meghatározása minden bitnél ugyanazt az áramköri kapcsolást igényelné, célszerű ezt kiemelni a bitelőállító cellákból, mert így minden részszorzatnál csak egy ilyen egységre van szükség, s ezzel csökken az áramköri komplexitás. Ezt a kiemelt közös részt neveztük el vezérlő egységnek, amely úgy kódolja át a bemenő 3bitet, hogy azok felhasználásával a bitelőállító egységek a lehető legegyszerűbbek legyenek.

A 3. ábrán látható a MAD makrocella bitképe, ahol minden jel egy összeadandó pozitív bitet jelent a megfelelő pozíción. A részszorzatok bitjei — amelyek itt nem egyszerű bitszorzatok — *, a többihez képest negáltan előállítandó bitet #, míg az összeadandó bitjeit + jelöli. A $C=k$ a részszor-

X	x_0	x_1	x_2	x_3	...	x_{14}	x_{15}	x_{16}
B_{qv}								
-1	a_0	$\overline{a_1}$	$\overline{a_2}$	$\overline{a_3}$		$\overline{a_{14}}$	$\overline{a_{15}}$	1
$-\frac{1}{2}$	a_0	$\overline{a_0}$	$\overline{a_1}$	$\overline{a_2}$		$\overline{a_{13}}$	$\overline{a_{14}}$	$\overline{a_{15}}$
0	1	0	0	0		0	0	0
$\frac{1}{2}$	$\overline{a_0}$	a_0	a_1	a_2		a_{13}	a_{14}	a_{15}
1	$\overline{a_0}$	a_1	$\overline{a_2}$	a_3		a_{14}	a_{15}	0

H 272-0

2. ábra. A q részszorzatból képzendő bitek B_{qv} függvényében



H 270 - 3

3. ábra. Az összeadandó bitek képe a MAD makrocellánál

zatok kivonását megvalósító komplementálásnál szükséges korrekciók, az 1-k fix egy értékű korrekciókat jelentenek. A bitképet összehasonlítva [7] algoritmusával jól látható, hogy mind a bitek, mind pedig a bitsorok száma kisebb a jelenlegi algoritmusnál. A kevesebb bitsor lehetővé teszi párhuzamos elvű összeadó hálózat alkalmazását, ami 17 sor esetén már túlságosan bonyolult huzalozást igényelne. Az áramkör igen vázlatos, csak az alapvető funkciókat elkülönítő blokkvázlata látható a 4. ábrán.

A szorzó 3 bites, egy biten átlapolódó csoportjait figyelve a 3/1...3/8 alegységek vezérlő jeleket állítanak elő, amelyek felhasználásával a 4/1...4/8 áramkörök a szorzandóból meghatározzák a 8 részszorzatnak megfelelő bithalmazt. A bitek először az átvitelmegőrzős összeadó hálózatra kerülnek, amely a párhuzamos szervezésnek köszönhetően $5T_s$ alatt kiszámolja a CS kódban lévő végeredményt (T_s az egy bites teljes összeadó cella számolási ideje). A CS kódot 2's komplement kódra visszalakító átvitelgyorsító összeadó 3 kisebb részre osztható, mivel egy-egy 6 bites végeredmény-rész már korábban előáll, így a sebesség szempontjából kritikus utolsó egységnek (62/3) 21 bites összeadást kell elvégeznie. A blokkvázlat alapján számítógépes szimulációval becsülhető a cella sebessége:

$$T_{MAD} = T_3 + T_4 + T_{61} + T_{62} \quad (12)$$

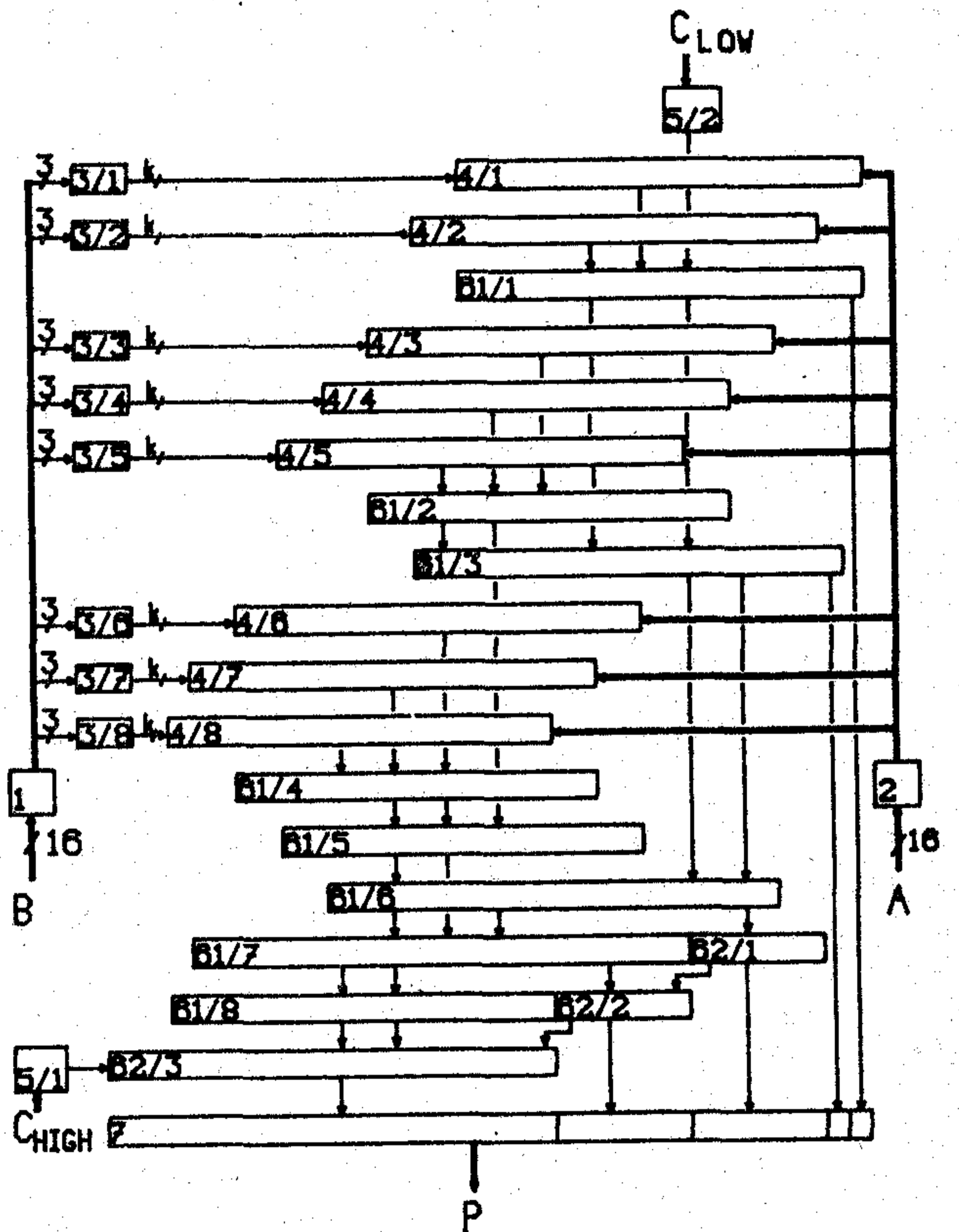
ahol az egyes idők jelentése és becsült értéke:

T_3 A vezérlő jeleket előállító egység működési ideje. A nagy terhelések miatt az egyébként egyszerű cellát ki kell egészíteni meghajtó fokozatokkal, így az idő 16ns-ra adódik.

T_4 Az összeadandó biteket előállító egység a logikai szimulációban egy komplex kapuból állt, amelynek műveleti idejére 8ns adódik.

T_{61} 5 db sorba kötött összeadó késleltetése, ami 60ns.

T_{62} Az átvitelgyorsító összeadó számolási ideje, 48ns.



H 270 - 4

+

4. ábra. A megvalósított MAD makrocella blokkvázlata

A logikai szimulációból adódó sebesség így

$$T_{MAD} = 16ns + 8ns + 60ns + 48ns = 132ns \quad (13)$$

Ez önmagában is igen biztató eredmény, de az algoritmus jósága jobban elbírálható, ha ugyanolyan szimulációs feltételek mellett megvizsgálunk több különféle algoritmust használó szorzó kapcsolást. Az 5. ábrában összefoglaltuk a tervezés során szimulált áramkörök főbb paramétereit.

	komp- lexitás C , kapuszám	sebes- ség T , μs	$T \cdot C$ Funkció
<i>BOOTH</i> algorit- mus átvitelterjedé- ses összeadósorral	735	2,7	1985 16×16
<i>BOOTH</i> algort- mus átvitelgyorsí- tós összeadóval	884	1,8	1591 16×16
<i>Módosított BOOTH</i> átvitelgyorsítós összeadó	927	1,0	927 16×16
\bar{P} algoritmus átvitelterjedés összeadó mátrix	2176	0,354	770 16×16
\bar{P} algoritmus CS mátrix és CLA összeadó	2625	0,222	583 $16 \times 16 + 31$
<i>VUILLEMIN</i> - féle kapcsolás a publikált kapcsolás	3814 3258	0,138 0,132	526 16×16 430 $16 \times 16 + 35$

H 270-5

5. ábra. Néhány szorzó áramkör adatai a logikai szimulációjuk alapján

Logikai szimuláció szintjén ez természetesen nem lehet más, mint a kapcsolást felépítő logikai kapuk száma és a szorzat kiszámolásának ideje. Magyarázatra szorul a két paraméter szorzatának feltüntetése a táblázatban. Azonos technológia mellett az áramkör fogyasztása arányos a komplexitással, s ha egy teljesítmény dimenziójú mennyisé-

get megszorozunk a műveleti idővel, akkor az így kapott mutató az egy szorzás elvégzéséhez felhasznált energiával arányos, tehát gazdaságosság szempontjából jellemzi az algoritmust.

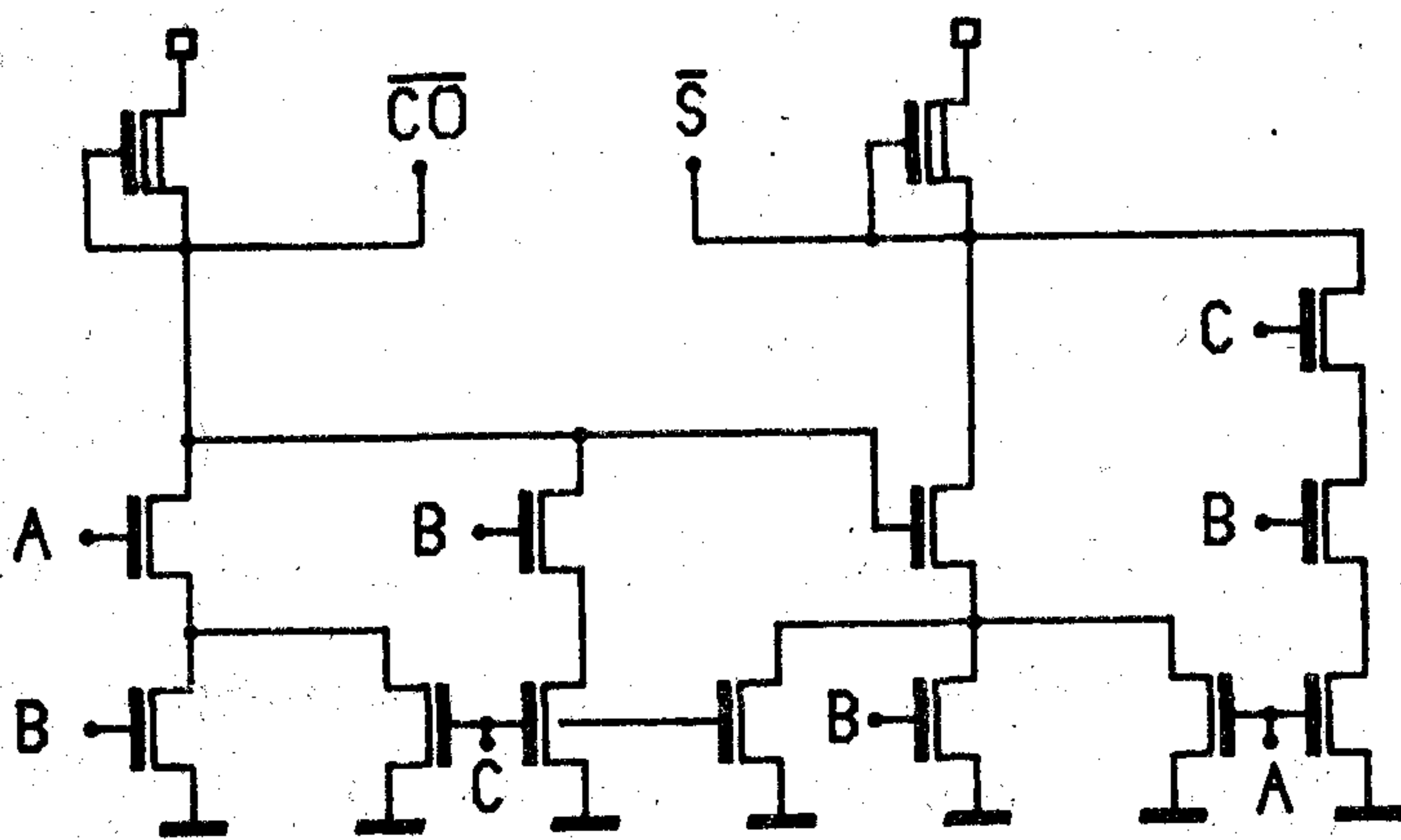
A táblázatban 3 szekvenciális és 4 kombinációs szorzó adatai láthatók. A *Booth* [3] és *módosított Booth* [4] algoritmusokkal számoló áramköröket váltott logikájú átvitelterjedéses és 2 szintű átvitelgyorsítót tartalmazó összeadókkal próbáltuk ki [2]. A katalóguslapok utalásai alapján feltehető, hogy a nyugati szorzók nagy részében P [5] vagy ehhez nagyon hasonló algoritmust használnak [6]. Táblázatunkban egy léptet és összeadó elvű összeadó mátrixot illetve egy átvitelmegőrzős összeadó mátrixot és egy átvitelgyorsítós végső összeadót tartalmazó kapcsolást találhatunk. A *Vuillemin algoritmust* [8] használó áramkört nem szimuláltuk, ennek paraméterei csak becsült értékek. Látható, hogy mind a sebesség, mind pedig a $T \cdot C$ paraméter alapján az új algoritmus a legelőnyösebb.

2.4. A logikai szimuláció és mérés problémája

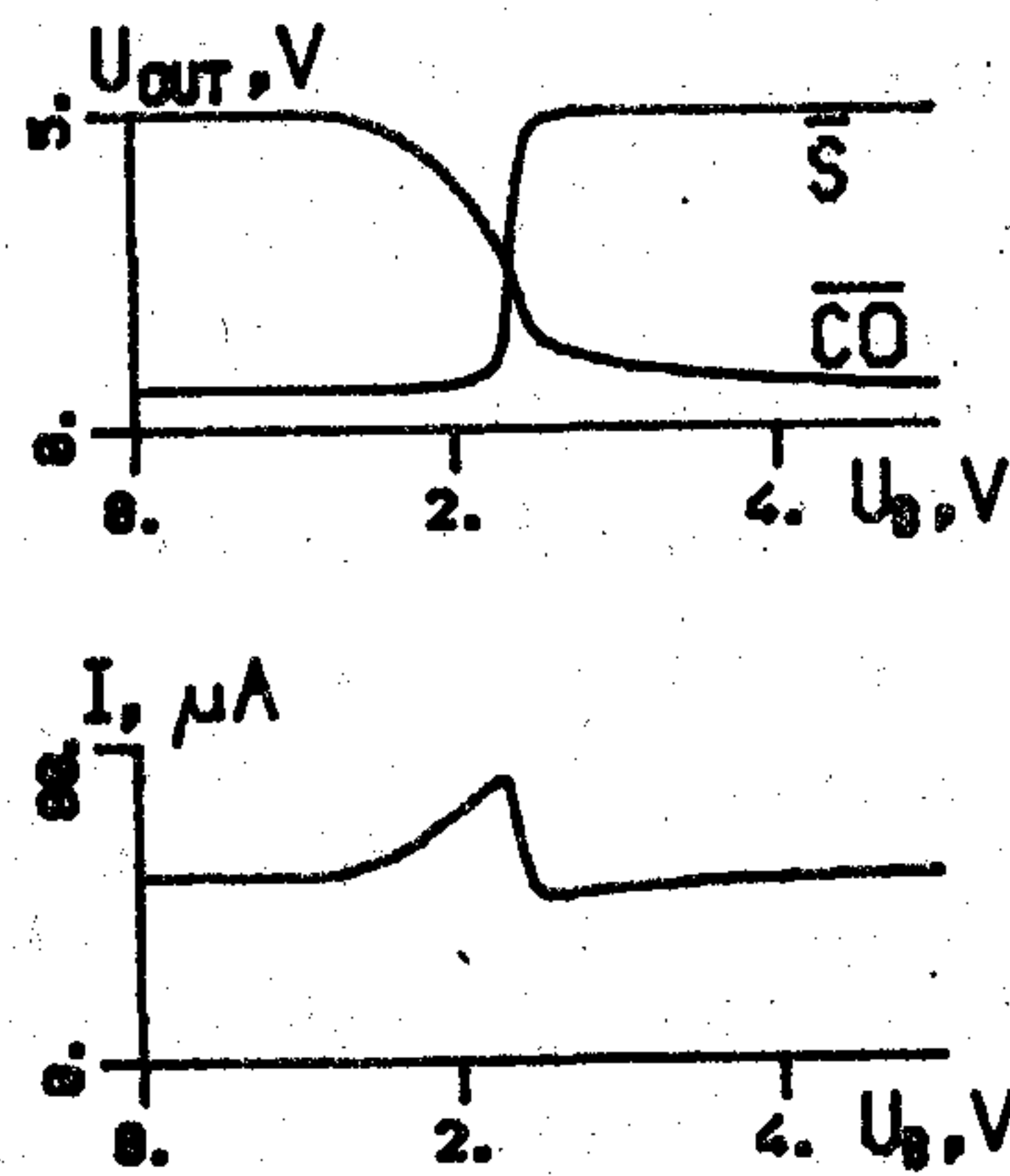
Az áramkör szimulációja és mérése a nagy számú bemenet miatt ugyanolyan problémát jelent, mint a nagy memóriaáramköröké. Egy komplett ellenőrző méréshez legalább néhány mintaáramkört ki kellene próbálni az összes lehetséges bemeneti variációra. Tegyük fel, hogy rendelkezésünkre áll egy speciális mérőeszköz, amely 500ns-onként képes ellátni a mérendő áramkört az új bemenő adatokkal, s ellenőrizni az eredmény helyességét! A mérés ideje így

$$T_m = 2^{16+16+35} \cdot 500 \text{ ns} = 2^{67} \cdot 5 \cdot 10^{-7} \text{ s} \approx 2 \ 339 \ 770 \text{ év} \quad (14)$$

Nyilvánvaló, hogy egy ilyen mérés elvégezhetetlen. A tervezéshez használt *LOGSIM* logikai szimulációs program egyetlen bemeneti variáció esetén kb. 70 perc *CPU* idő felhasználásával szolgáltatja az eredményt, ami a nagy kapacitású de



6. ábra. Összeadó cella tranzisztorszintű kapcsolása és DC transzfer karakterisztikája a kimenetek feszültségével és az áramfelvétellel



H 270-6

egyszerre több felhasználót kiszolgáló számítógépen csak napi egy futtatást tett lehetővé. Kis számú ellenőrző futtatás alapján nem garantálható ilyen nagy komplexitású kapcsolás hibátlanlansága, ezért írni kellett egy *FORTRAN* célprogramot a logikai kapcsolás helyességének megerősítésére. A program véletlenül generált vagy általunk megadott bemenő adatokkal kapu szinten, de csak logikai helyesség szempontjából vizsgálja az áramkört, s a kapcsolásból adódó végeredményt összehasonlítja a kiszámolt helyes eredménnyel. Segítségével néhány perc alatt több ezer bemenő adatra próbálható ki az áramkör. Futtatási tapasztalatok alapján hibás áramkörleírás esetén nagy valószínűséggel hibás eredményt kapunk, így nagy számú, csak helyes eredményt adó futtatás alapján a kapcsolás megfelelő biztonsággal helyesnek tekinthető.

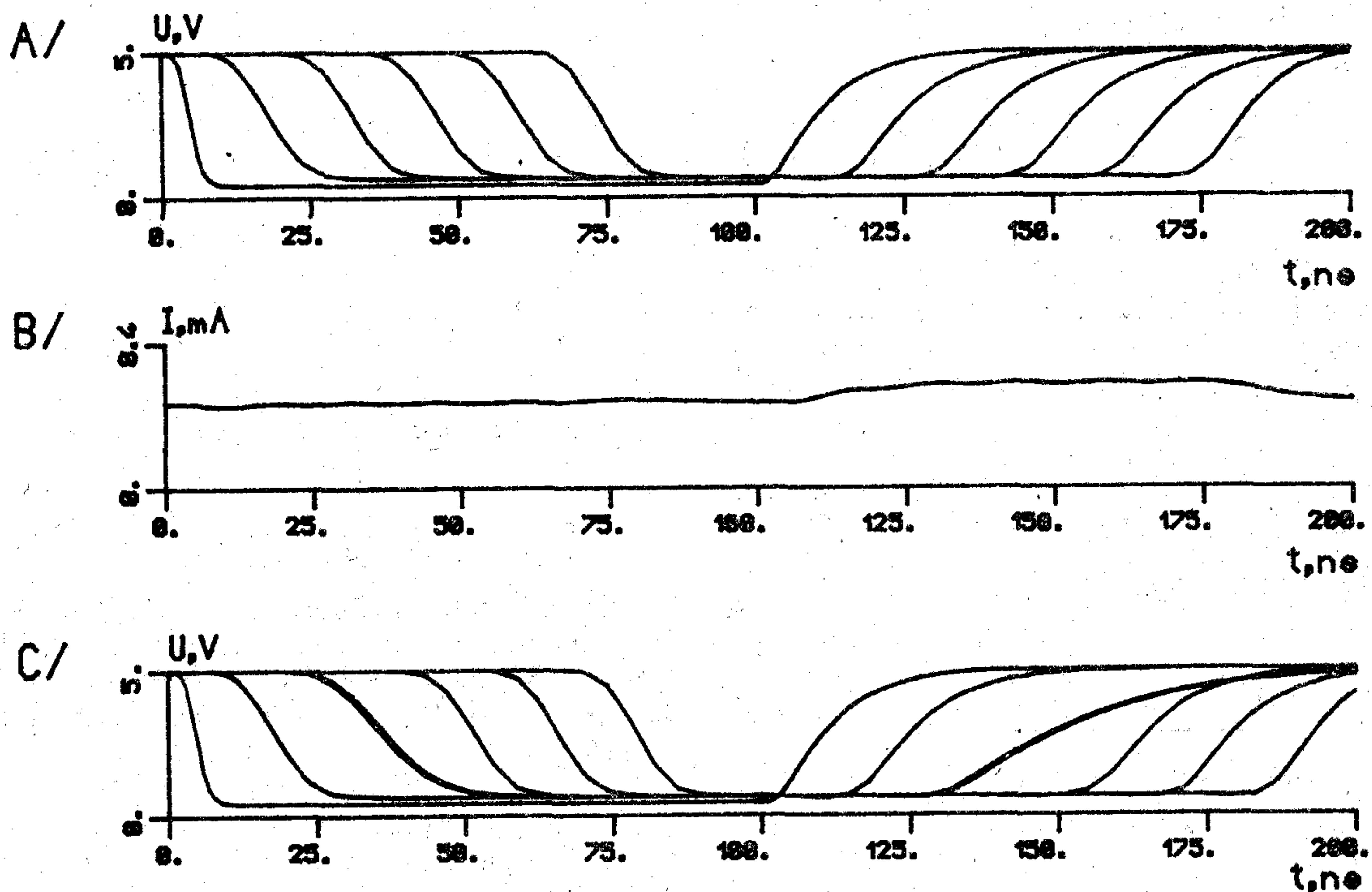
2.5. Analóg szimuláció

Az analóg szimulációs futtatások során fontos információkat kapunk az áramkör várható egyenáramú és tranziens viselkedéséről, segítségükkel határozhatók meg a layouton alkalmazandó tranzisztorméretek. A logikai szimulációnál nagyobb biztonsággal becsülhető meg az áramkör sebessége, s kiszámolható a várható fogyasztás is. A szimulációkat *HERMES*-program felhasználásával végeztük. Az analóg szimuláció a véges számítógépi kapacitás miatt nem végezhető el egyszerre az egész áramkörre, egy futtatás során általában néhányszor tíz, legfeljebb száz tranzisztort tartalmazó áramköri részletet vizsgálunk. Áramkörünk szerencsére könnyen felosztható önálló

funkciójú és kis komplexitású alapcellákra, amelyek így külön vizsgálhatók. Ezek közül csak a két legfontosabb cellát mutatjuk be, az egy bites teljes összeadót és az összeadandó biteket előállító kapcsolást.

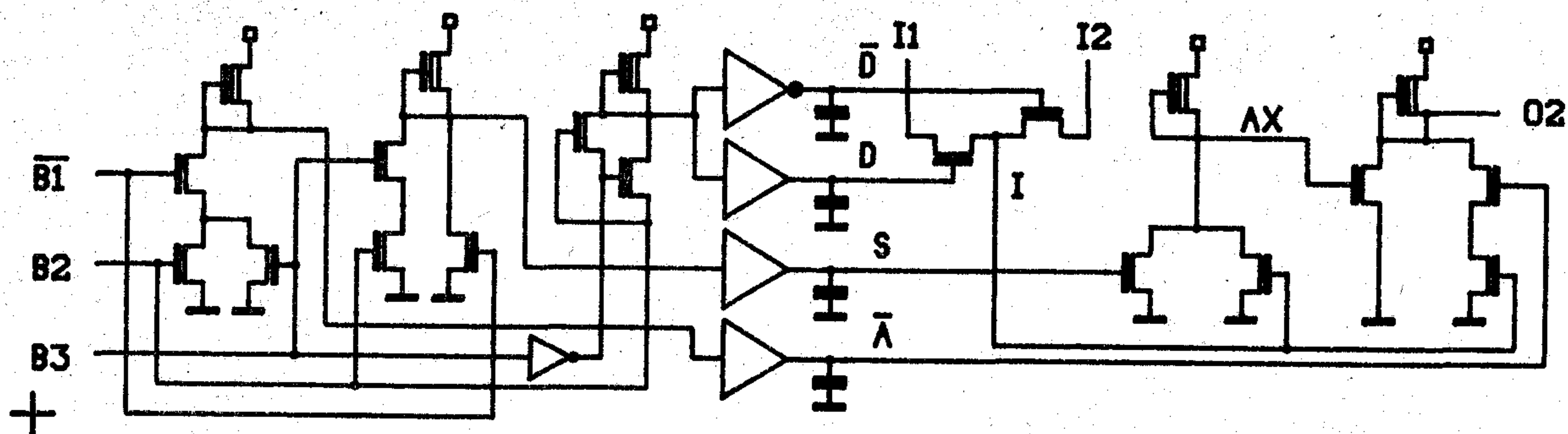
Az összeadó cella gondos tervezése azért különösen fontos, mert az átvitelmegőrzős összeadó hálózat a *MAD* cella műveleti idejének kb. felét, komplexitásának s így fogyasztásának kb. harmadát teszi ki. A használt *NSGT-1N* csatornás poliSi vezérlőelektródás technológiához legjobban illeszkedő összeadó cella tranzisztorszintű kapcsolása és *DC* transzfer karakterisztikája látható a 6. ábrán. A kapcsolás ugyanaz, mint a korábbi tervekben is szereplő [7], de a kisebb fogyasztás és helytakarékoság érdekében kisebb *W/L* arányú tranzisztorokat használunk. A tranziens futtatások szerint ez jelentős fogyasztáscsökkenést és némi lassulást okozott. Az 5 fokozatú átvitelmegőrzős összeadó hálózat működését elég 5 db sorba kötött összeadó cella szimulációjával vizsgálni. A 7/a. ábrán a gerjesztő feszültség és az összeadó cellák szumma kimenetének feszültsége látható az idő függvényében, a 7/b. ábra az 5 egység együttes áramfelvételét mutatja. Az 5 cella eredő késleltetése a korábbi 60ns helyett 70ns lett, az áramfelvétel pedig 800 μA helyett 260 μA , így a közel 150 összeadót tartalmazó átvitelmegőrzős összeadó hálózat fogyasztása 7,5 mA körül várható.

A párhuzamos összeadó hálózat következtében a logikailag egymást követő összeadó cellák a chip-en nem mindig helyezhetők egymás mellé, s mivel a jelterjedés iránya merőleges a tápfeszültség és a vezérlő jelek fém vezetékére, az össze-



7. ábra. a) Az összeadó sor tranziens feszültségválasza; b) Az összeadó sor áramfelvétele; c) A poliSi csíkkal kiegészített összeadó sor tranziens feszültségválasza

H 270 - 7



H 270 - 8

8. ábra. Az összeadandó biteket előállító áramkör

köttetések csak poliSi-mal valósíthatók meg. A layouton a leghosszabb ilyen csík kb. 800 μm -es, aminek késleltető hatását egy RC létrahálózattal vehetjük legpontosabban figyelembe. A szimuláció során a létrát a 2. és 3. összeadó cella közé kötöttük, az így végzett újabb futtatás eredménye a 7/c. ábrán látható. A poliSi csík elején és végén lévő feszültséget is kirajzoltattuk, de olyan kicsi köztük az időeltolódás, hogy ez csak a vonal vastagodását eredményezi az ábrán. Jól megfigyelhető, hogy a hosszú vezeték kapacitása terheli az előző fokozatot, ami a jelváltozás sebességét csökkenti, így az eredő késleltetés is megnő 80ns-ra. Nagyobb áramú tranzisztorokkal végzett futtatások nem hoztak elegendő gyorsulást, így megmaradtunk a kicsit lassabb kis fogyasztású és kis helyigényű megoldás mellett.

A másik fontos alapcella az összeadandó biteket állítja elő, amiből $8 \cdot 17 = 136$ szükséges az áramkörben. Mivel ezek egymással párhuzamosan működnek, s így a számolási idő kevesebb mint 10% -át teszik ki, itt elsődleges szempont a lehető legkisebb méret és fogyasztás elérése volt. Egy kis cella tranziens vizsgálatából nem kapunk értékelhető eredményt, ezért ezt a vezérlő jelek előállításával összevontan szimuláltuk.

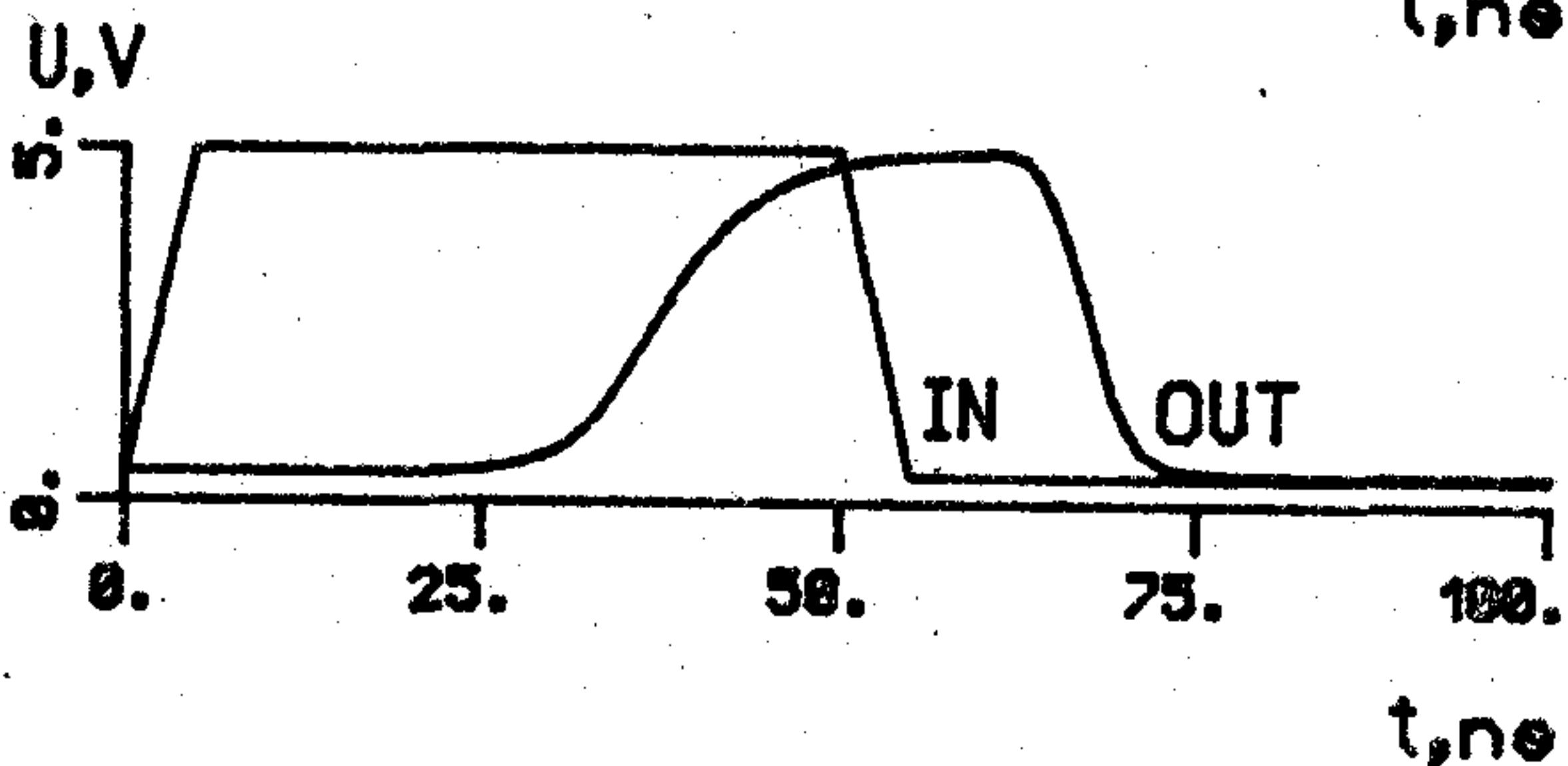
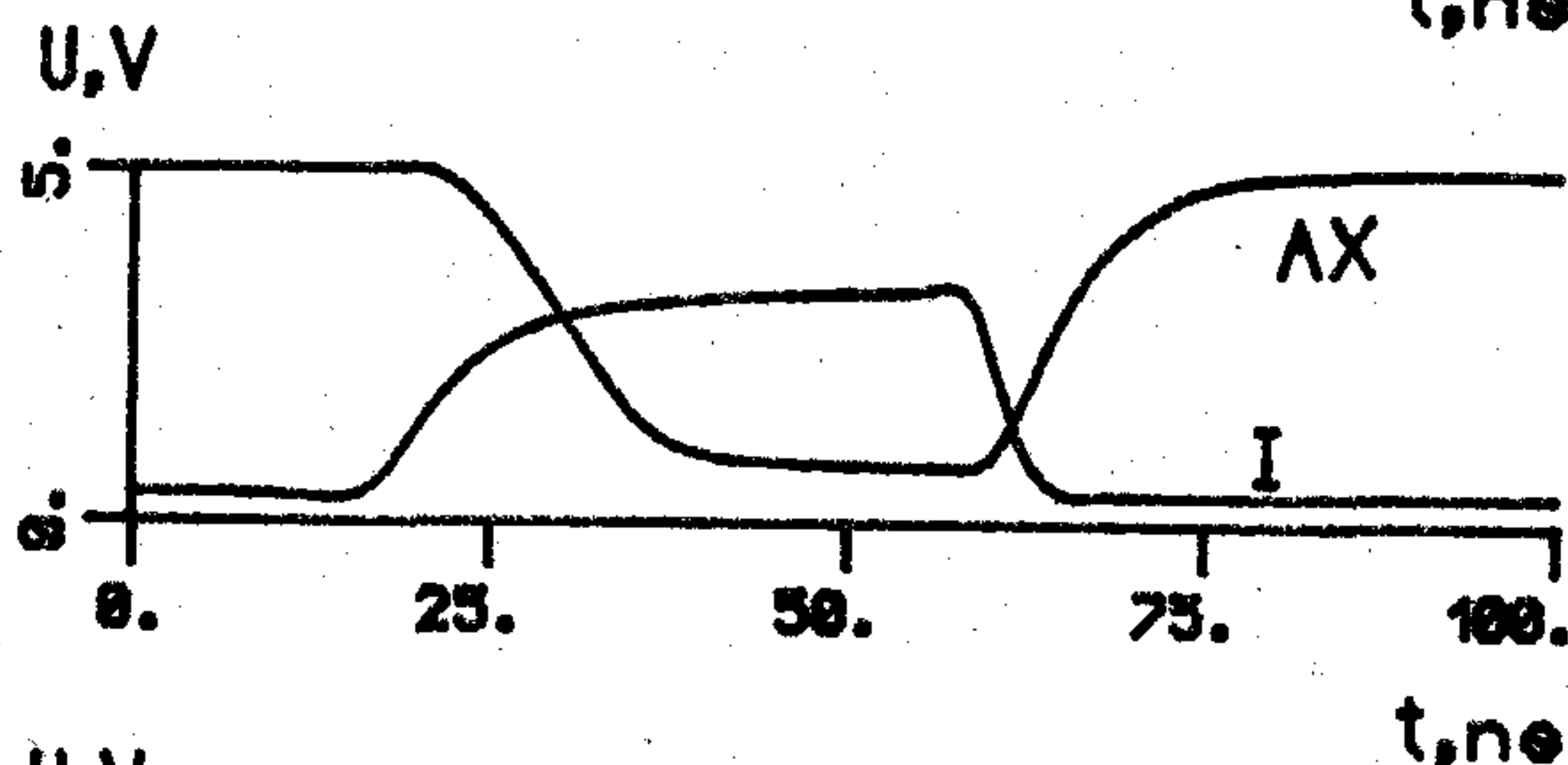
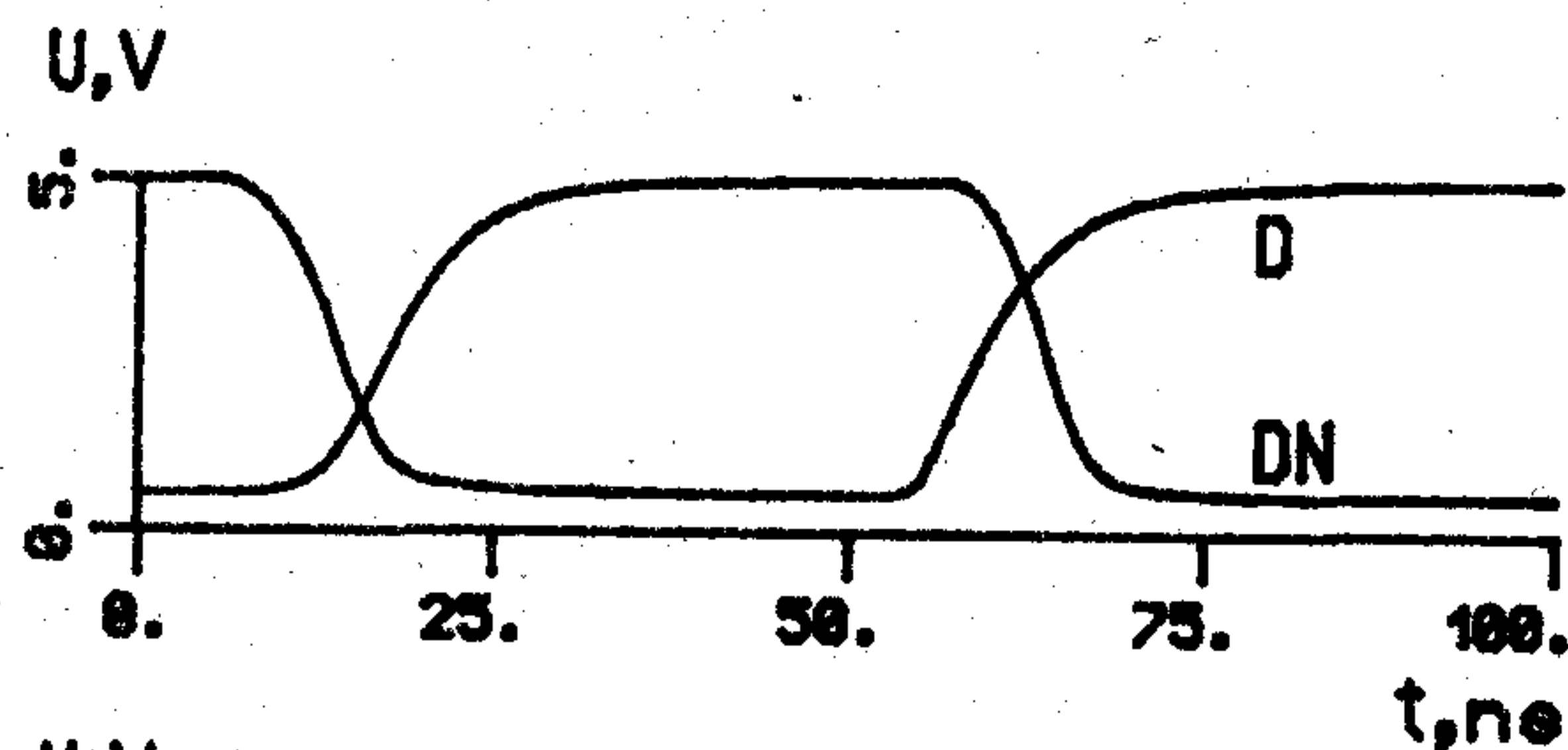
Több lehetséges megoldás összehasonlítása után az tűnt legcélszerűbbnek, ha osztó (D), összeadó (A), és kivonó (S) utasításokat állítunk elő vezérlő jelként. Ha D aktív, akkor az eggyel magasabb helyiértékű bit kerül feldolgozásra, $A=I$ esetén ponált, $S=I$ esetén negált értékkel kerül a kimenetre. $A=S=0$ esetén a kimenet is 0, $A=S=I$ nem fordulhat elő. A vezérlő jelek egyszerűen előállíthatók a szorzó 3 megfelelő bitjéből:

$$\bar{A}_q = \bar{b}_{2q} \cdot (b_{2q+1} + b_{2q+2}) \quad q=0, 1, \dots, 7 \quad (15)$$

$$D_q = b_{2q+1} + b_{2q+2} \quad (16)$$

$$S_q = \bar{b}_{2q} + b_{2q+1} \cdot b_{2q+2} \quad (17)$$

Mivel a vezérlő jeleket 17 cellához kell eljuttatni, minden kimeneten egy meghajtó fokozatot kell használnunk. A bitek előállításánál szükséges osztást célszerű két transzfer kapuval, tehát passzív nem fogyasztó hálózattal megvalósítani. Az általa számolt I jelből egyszerűen számolható a kimenet:



H 270 - 9

9. ábra. Az összeadandó biteket előállító áramkör szimulációja

$$O2 = \bar{A} \cdot I + \bar{S} + I \quad (18)$$

A szimulált kapcsolás látható a 8. ábrán a vezérlő jelek előállításával, a meghajtó fokozatokkal és a bitelőállító egységgel. A kapacitások a kb. 2,5 mm-es fémcsíkok és a többi 16 cellában meghajtandó tranzisztorok terhelő kapacitását modellezik. A kapcsolás így a szorzó 3 bitje és a szorzandó két bitje alapján egy kimenő bitet szolgáltat. A vezérléseket úgy választottuk meg, hogy a jelváltozásnak a lehető leghosszabb úton kelljen terjednie. Ez akkor valósul meg, ha az osztó jel változik és $I1 = \bar{I2} \cdot b_{2q+2}$ átváltásakor D, \bar{D} vezérlő jelek változnak, s mivel a két bemenő bit is eltérő,

I értéke is átvált. Összeadáskor, tehát $S = \bar{A} = 0$ esetén I változása a belső *NOR* kapu átbillenése után változtathatja csak meg a kimenetet, így valóban az összes kapu sorba kötve működött. A 9. ábrán láthatók a szimulációs eredmények, ahol jól megfigyelhető a jelterjedés. A harmadik grafikonról közvetlenül leolvasható, hogy legkedvezőtlenebb esetben is 30ns alatt előállítható az összes összeadandó bit. A vezérlő jeleket előállító egység fogyasztása a meghajtó fokozatokkal együtt 600 μA , tehát a 8 egység együttes áramfelvétele 4,8 mA körül várható. A biteket generáló egység árama 40 μA , a teljes áramkör 136 cellája így a szimulációk alapján 5,5 mA-t fog fogyasztani.

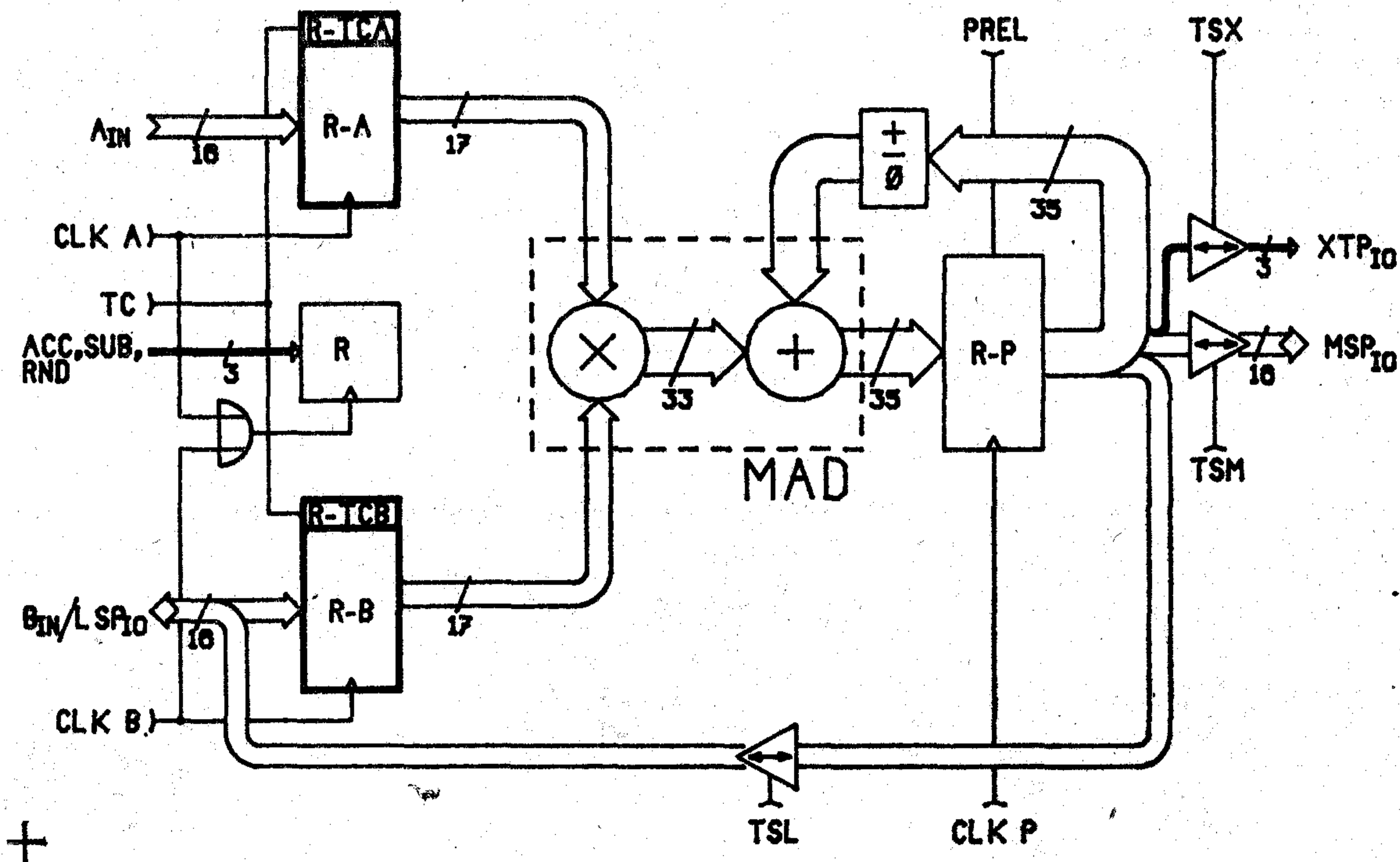
Nem térünk ki részletesen a 21 bites átvitelgyorsító összeadó szimulációjára, mivel ez a kb. 800 tranzistoros komplexitás miatt elég összetett probléma, s teljesen korrekt vizsgálatra nincs is lehetőség. Az egyes blokkokon végrehajtott szimulációk alapján az egység fogyasztása 3,5 mA, számolási ideje pedig 50–60 ns körül várható.

Ezzel a működést döntően befolyásoló egységet megvizsgáltuk, s becslést adhattunk a *MAD* makrocella sebességére. A részeredményeket összegezve a cella számolási ideje 160–170ns, áramfelvétele pedig kisebb mint 25 mA. Ezek csak szimuláció alapján becsült, tehát fenntartásokkal fogadható értékek, amelyek a szimulációs bizonytalanságok és a technológiai szórások miatt módosulhatnak a kész áramkörben, az azonban az elkészült layout alapján pontosan megmondható, hogy a *MAD* makrocella összesen 4099 db meghajtó és 1029 db terhelő tranzisztorból épül fel.

3. A TMC2010MAC szorzó-akkumuláló áramkör

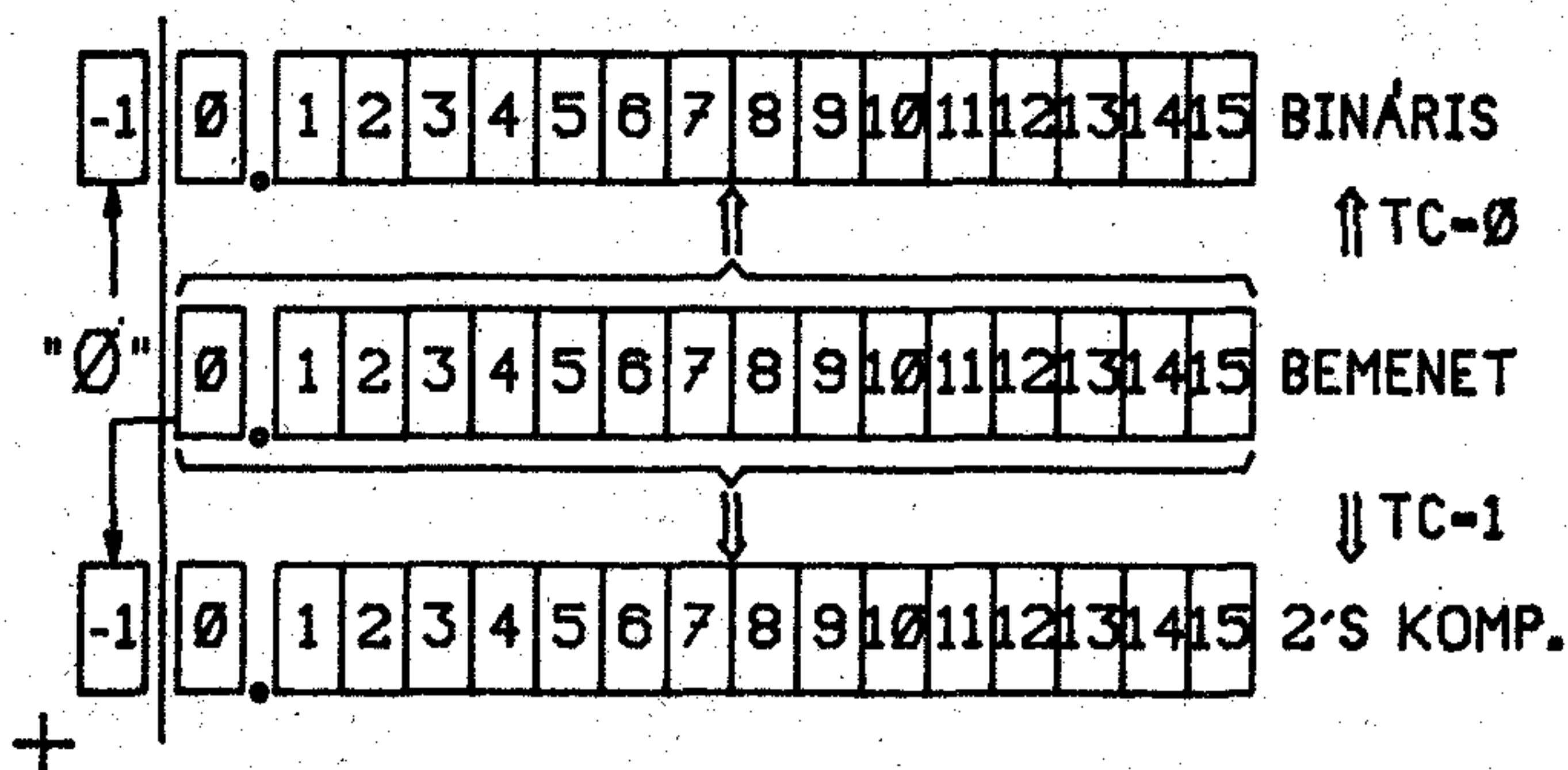
Az eddigiekben részletesen bemutatott szorzó-összeadó cella önmagában még nem kész áramkör, de egy népes termékcsalád alakítható ki belőle. Nagyobb bonyolultságú áramkörnek lehet egy szorzó-összeadó funkciót ellátó makrocellája, vagy ki- és bemenő fokozatokkal valamint vezérlő egységgel ellátva önálló áramkörre alakítható. A jelenlegi technológiai szint mellett a cella mérete olyan nagy, hogy csak az utóbbi megoldás jöhet szóba. A cella első konkrét alkalmazása egy szorzó-akkumuláló integrált áramkör lesz, amely teljesen láb és funkciókompatibilis a *TRW* cég közismert *TDC1010*-es és *TMC2010*-es áramköreivel.

Az eszköz blokkvázlata a 10. ábrán látható. Az áramkör legfontosabb egysége a szorzó-összeadó funkciót megvalósító *MAD* cella. A 16 bites *B* szorzó és *A* szorzandó egymástól teljesen függetlenül olvasható be egy-egy belső tárolóba. A *MAD* kimenetén lévő eredmény *CLK P* felfutó élére a 35 bites eredmény tárba íródik. Az eredmény két 16 és egy 3 bites csoportra osztva külön is kiolvasható a 3 állapotú kimeneteken, amelyeken keresztül az eredmény tár kívülről is feltölthető. Az áramkör 64 kivezetőjű tokban kerül forgalomba ami nem elegendő az összes ki- és bemenetnek, így a *B* bemenet és az eredmény alsó 16 bitje ugyanazokat a kivezetéseket használja multiplexálva. Így is lehetőség nyílik arra, hogy egyidejűleg beírjuk az *A B* bemeneteket s kiolvassuk az előző eredmény felső 19 bitjét, ami igen gyors adatforgalmat eredményez. A szorzó-akkumuláló funkció



10. ábra. A TMC2010MAC szorzó-akkumuláló áramkör blokkvázlata

H 270 - 10



H 270-11

11. ábra. A választott kód figyelembe vétele a belső számábrázolásnál

úgy valósul meg, hogy az előző részeredményt tartalmazó eredmény tár kimenete IC-n belül vissza van csatolva a MAD cella összeadandó bemenetére. A visszacsatoló ágba lehetőség van az adatok negálására és törlésére is, így az eszköz $A \cdot B$, $A \cdot B - P$ és $A \cdot B + P$ műveleteket tud végrehajtani. Párhuzamos adatforgalomnál előnyös, hogy lehetőség van az alsó 16 bit egyszerű elhagyás helyett kerekített eredmény képzésére is, ami kisebb hibát eredményez a feldolgozás során. Az eszköz 2's komplement kódú és előjel nélküli számokkal tud dolgozni.

Ennél részletesebben itt nem foglalkozunk az eszköz működésével, bővebb információ egyelőre a TRW katalógusaiban található [9]. Egyetlen kis eltérést szeretnénk kiemelni, amelyben eszközünk felülről kompatibilis a TRW áramkörökkel. A szorzó algoritmusok egy része könnyen átalakítható úgy, hogy többféle kódban is alkalmasak legyenek a számolásra, amire példa a MEV U400EBM 8 bites szorzója is [1]. Az új algoritmus azonban csak 2's komplement kódú számok szorzására alkalmas, nem végezhető el egyszerű módosítások az előjel nélküli számok fogadásához. Mivel a kompatibilitáshoz mindenképpen szükséges mindkét kód fogadása, a MAD cellát kibővítettük 17·17 bites szorzás elvégzésére, s így a 11. ábra szerint számolunk a két kóddal. Ha a beérkező 16 bites szám 2's komplement kódú, akkor a bővítési szabály értelmében az új biten megismételjük

az eredeti előjegyet. Ha a szám előjel nélküli, akkor a bővítés helyére 0-t írunk, mert így a 17 bites 2's komplement szám értéke megegyezik a 16 bites előjel nélküli száméval. Az alsó 16 bitre mindkét esetben változtatás nélkül beírjuk a beérkező számot. A bővítés következtében elvégezhető az egyébként hibás eredményt adó $(-1) \cdot (-1) = 1$ szorzás is, hiszen az új tartományban a szorzat értéke $-4 \leq P_v < 4$ lehet. Előny a TRW algoritmusával szemben, hogy A és B mindegyike bármelyik kódban lehet, így vegyes kódú szorzás is elvégezhető. Megfelelő biztonsági tartalékkal adott becslések szerint az eszköz 500 ns-onként képes szolgáltatni egy új eredményt, ami 2 MHz-es működési frekvenciának felel meg. A 35 kimeneti meghajtó fokozat áramfelvétele jelentősen függ a kimeneti állapottól, hiszen LOW szintnél nagy áramot kell elnyelni. Átlagos működést alapul véve az eszköz teljes fogyasztása 60 mA körül várható.

I R O D A L O M

- [1] Tuzson Tibor, Erdélyi János: Az U400EBM 8-bites párhuzamos szorzó; Magyar elektronika II. évf. 2. szám 1985, 45—49 oldal
- [2] Rupprich Péter: Digitális aritmetika Mérnöktovábbképző jegyzet
- [3] Bohus Miklós, Horváth László: Digitális számítógépek BME jegyzet, J5—1116, Tankönyvkiadó, 1984
- [4] L. P. Rubinfeld: A Proof of the Modified Booth's Algorithm for Multiplication; IEEE Trans. Comp. Oct. 1975 pp. 1014—1015
- [5] J. A. Gibson, R. W. Gibbard: Synthesis and Comparison of Two's Complement Parallel Multipliers; IEEE Trans. Comp., October 1975 pp. 1020—1027
- [6] C. R. Baugh, B. A. Wooley: A Two's Complement Parallel Array Multiplication Algorithm; IEEE Trans. Comp. vol. C—22 No. 12, December 1973 pp. 1045—1047
- [7] Szőke Sándor: 16 bites szorzó áramkör logikai tervezése a részegységek analóg szimulációjával; Híradástechnika XXXVI. évf. 1985. 7. szám 324—330 oldal
- [8] Jean Vuillemin: A Very Fast Multiplication Algorithm for VLSI Implementation; Integration, The VLSI Journal 1983 pp. 39—52
- [9] TRW TMC2010, Preliminary Information; TRW Inc. 1984

21. GYÉLŐN IS NYER!

MECMAN 21 ÉVES SVÉD-MAGYAR KOOPERÁCIÓ

FINOMSZERELVÉNYGYÁR EGER

Műszerburkolatok

LENGYEL ENDRE

Orion



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk áttekinti az Orion Műszer osztályán az utóbbi 30 év folyamán fejlesztett különféle műszerburkolatokat. Ismerteti a konstrukciós célkitűzéseket, és részletesen tárgyalja a legutóbb kifejlesztett „kis műszerdobozt”.

Az Orion Rádió és Villamossági Vállalat Műszerosztályának egyik munkaköri feladata a termékgyártás célműszereinek kifejlesztése és gyártása. A célműszerek mechanikai fejlesztési munkájának egyik — általában sorrendben utolsó — fázisa a műszer burkolatának a megtervezése.

Vállalatunknál már 1958-ban jelentkezett az az igény, hogy a különféle mérőműszereket valamilyen egységes külméretű dobozban helyezzük el. Ebben az időben a rádió és tv készülékek tömeggyártásának felfutása az alkatrészgyártó munkahelyeken, a szerelőszalagok több pontján és a végmérésnél nagyszámú és sokfajta célműszer alkalmazását igényelte. Az igény kielégítése szükség-szerűen a szabványosításhoz vezetett. Ekkor fejlesztette ki a Műszerosztály — a hazai híradástechnikai nagyvállalatoknál az elsők között — azt a méreteiben a nemzetközi szabványokhoz illeszkedő és háziszabványnak elfogadott műszerdoboz rendszert, amelynek egyik tagját az 1. ábra mutatja.

A konstrukció kialakítását a gyártási technológia döntően befolyásolta. A lehető legegyszerűbb technológiát kellett alkalmazni a rendelkezésünkre álló kis géppark, szűk anyagválaszték és a kis műhelylétszám miatt. A dobozgyártáshoz kézi lemezolló, lemezhajlító pad, golyósprés, asztali fúrógép és ponthegeztőgép szükséges. A hordozófogantyúkat külső cégtől szereztük be. A műszerdoboz 9 féle, összesen 21 darab alkatrészből áll. A kialakított méretsorozat választéka csak a palástot befolyásolja, a többi alkatrész mérete változatlan marad, ami a dobozok előregyártásánál igen előnyös. A doboz anyaga 1,25 mm vastag finomlemez.

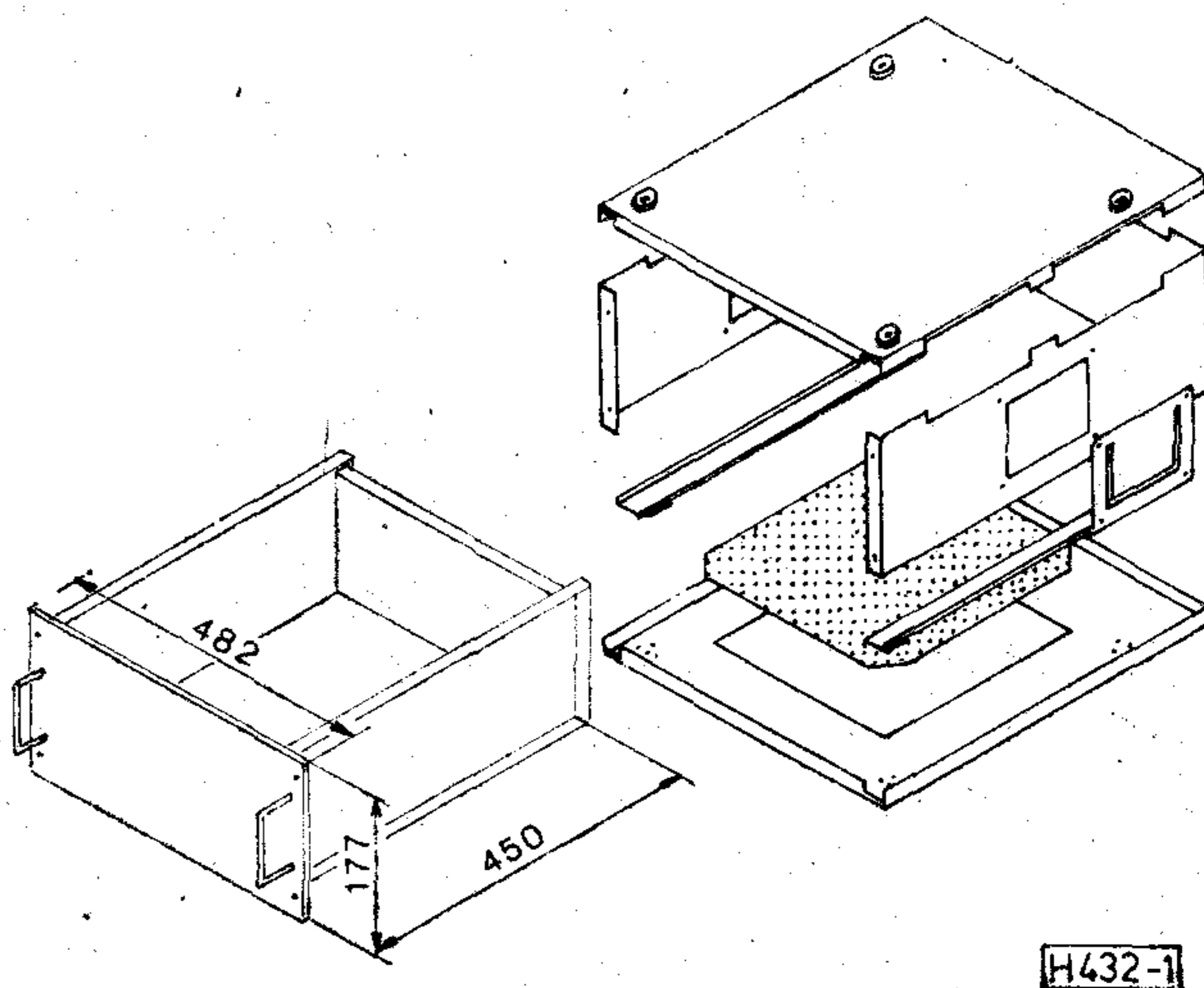
1969-ben felülvizsgáltuk a dobozrendszert, és a betolható fiókos konstrukciót héjszerkezetű burkolatrendszerrel váltottuk ki (2. ábra).

A cél a dobozgyártás technológiájának egyszerűsítése volt (a ponthegeztések zömének, és ezzel a csatlakozó alkatelemek túrésezett méreteinek elhagyása). A műszerek új külső megjelenési formájával alkalmazkodni kívántunk az akkori nemzetközi

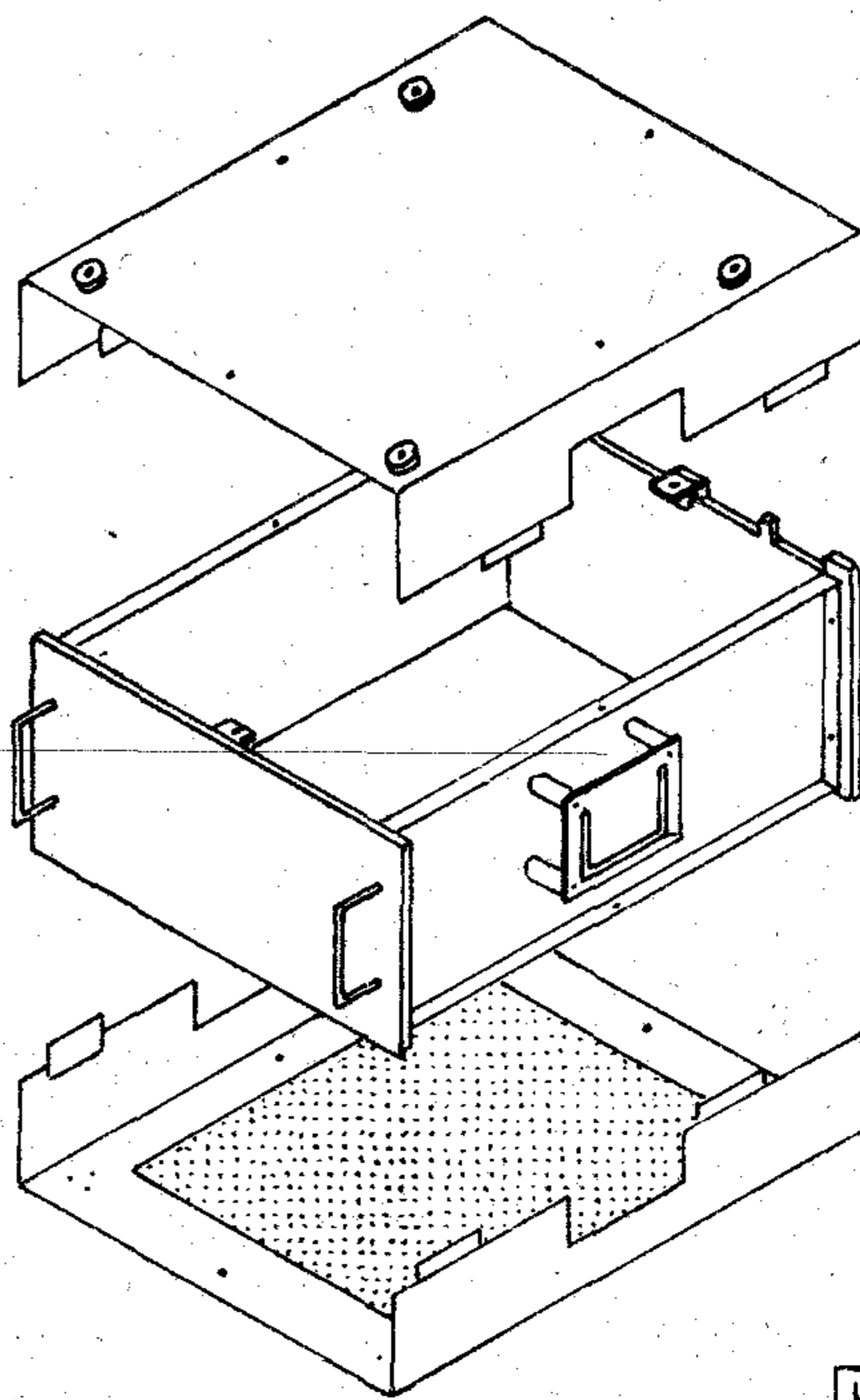
LENGYEL ENDRE

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

ben. 1957-től az Orion Műszerosztályának fejlesztő csoportjában dolgozik. Szakterülete: Elektronikus célműszerek mechanikai konstrukciója.

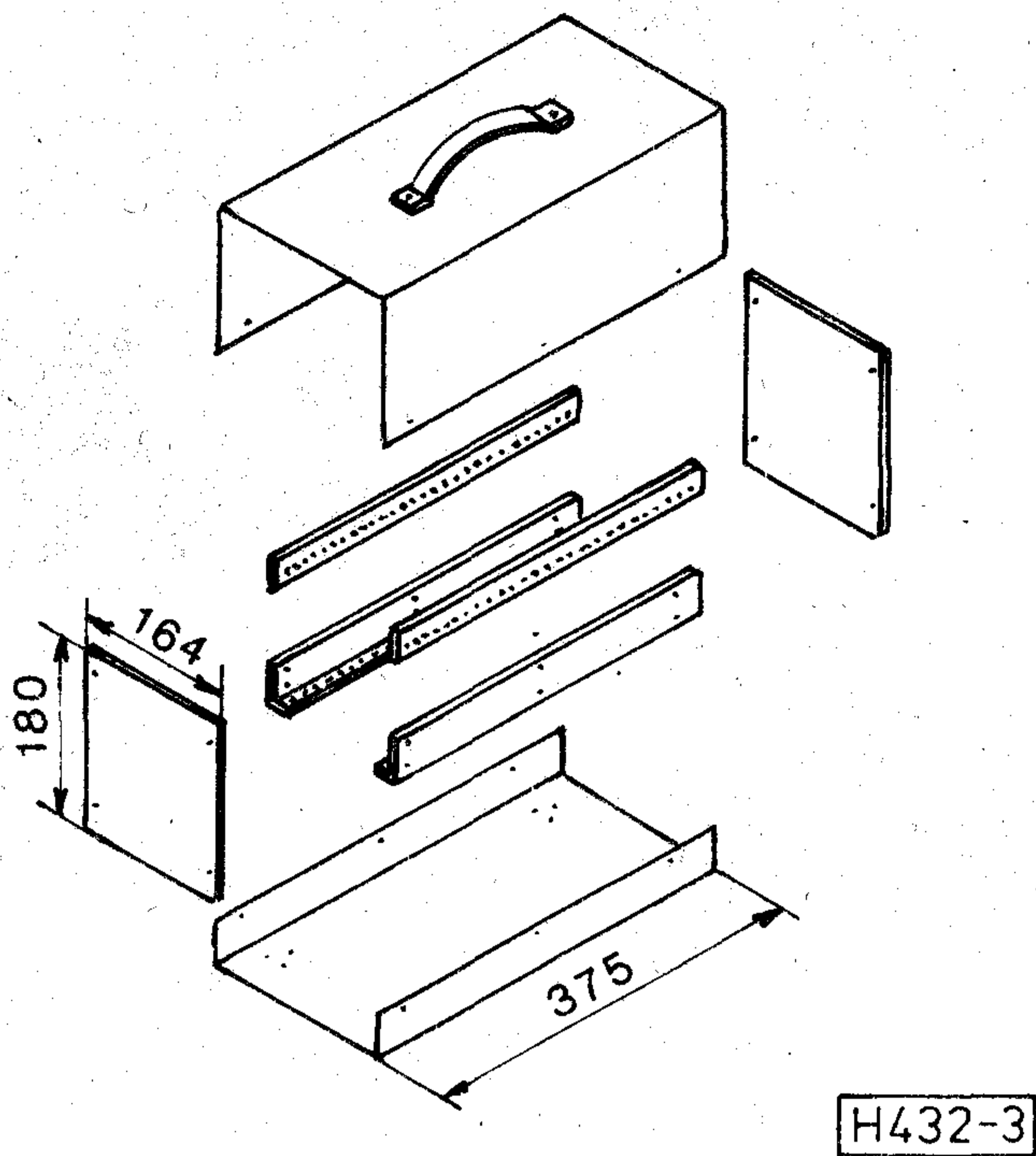


1. ábra. Műszerdoboz

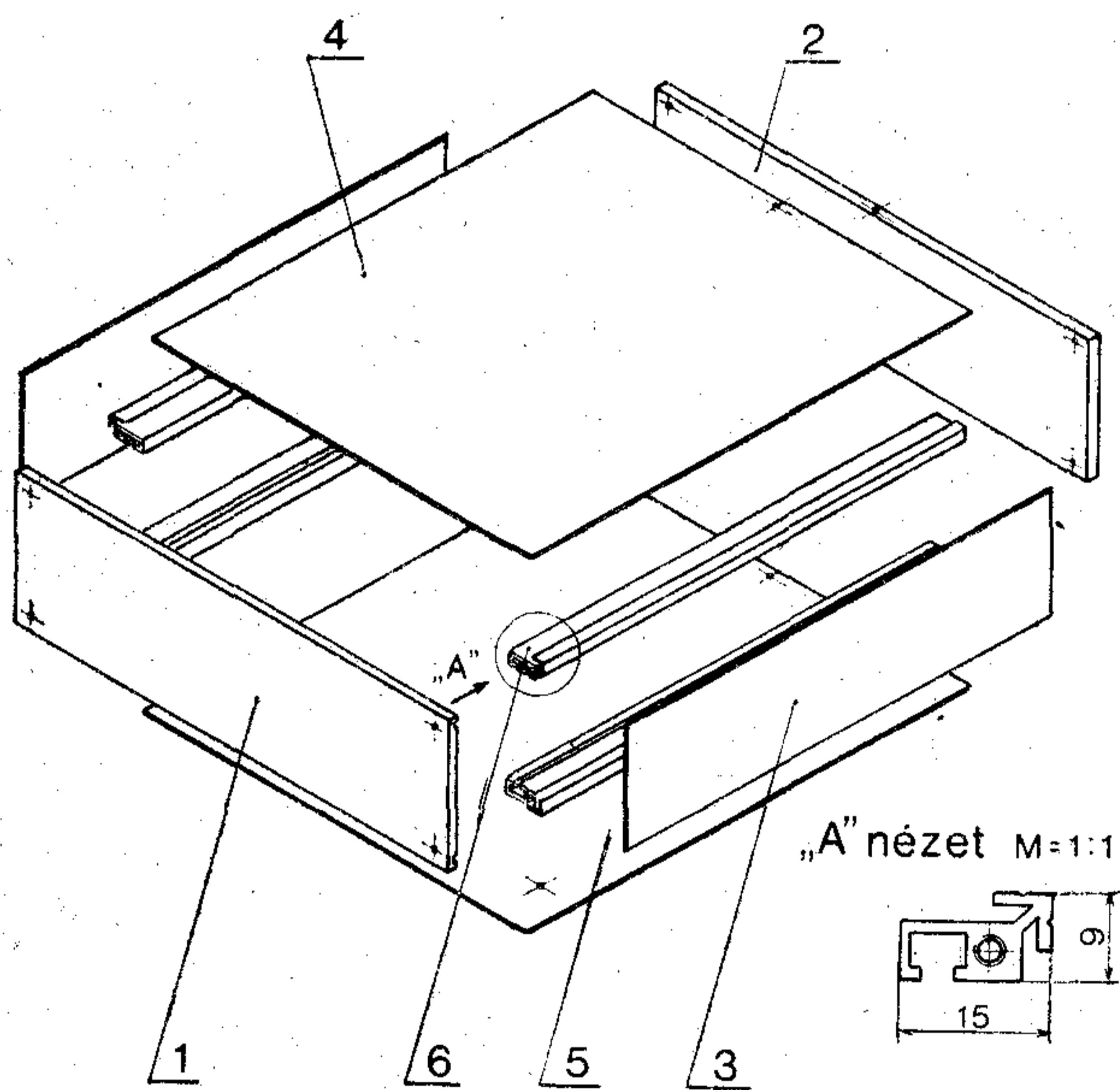


2. ábra. Műszerburkolat

Beérkezett: 1988. II. 1. (*)



3. ábra. ESZR műszerburkolat

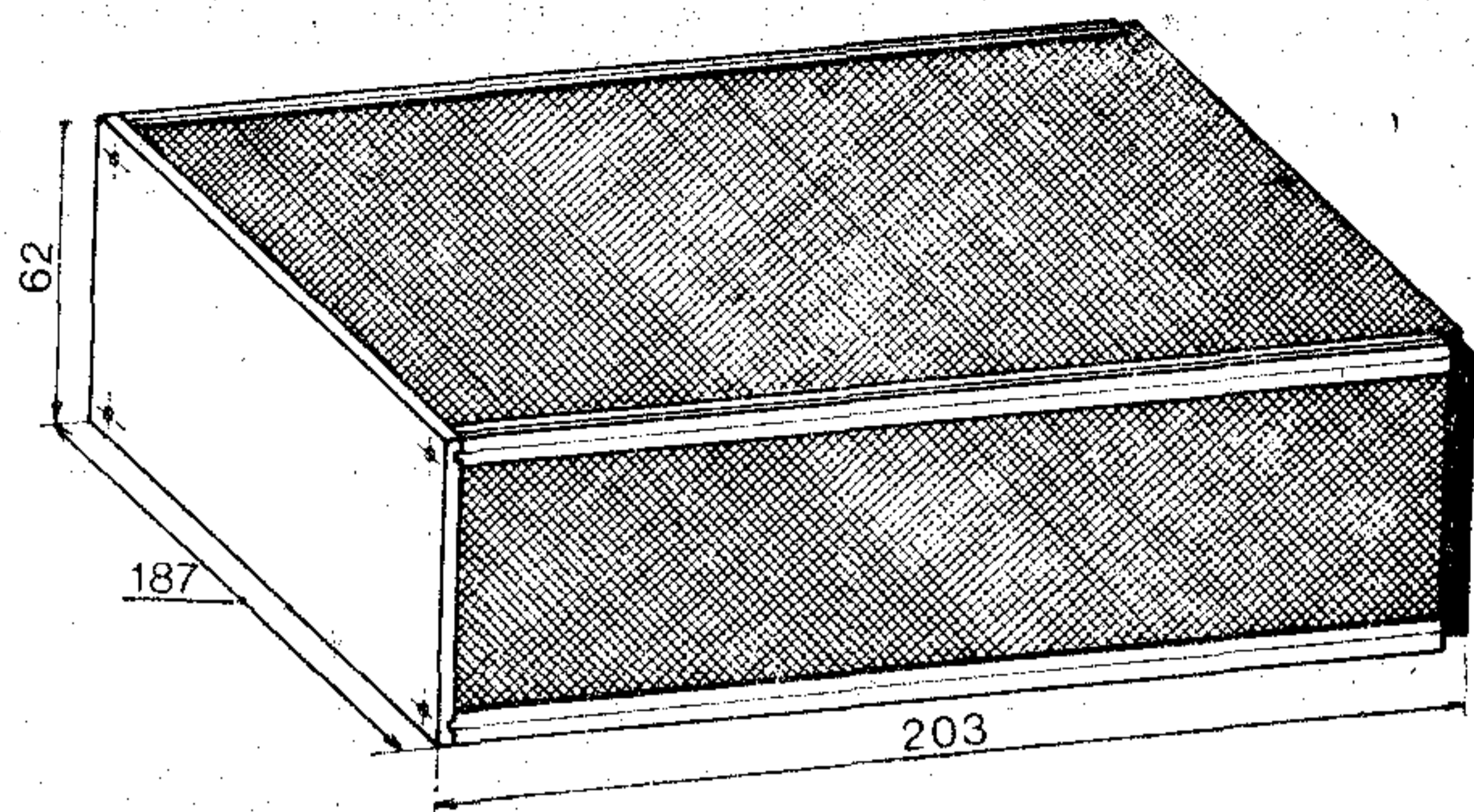


4. ábra. Kis műszerdoboz összeállítása

műszeripar konstrukciós elgondolásaihoz is. A héjszerkezetű burkolattal készült műszerek különben mind külső méreteik, mind „polcolhatóság” tekintetében teljes mértékben illeszkednek az eddig gyártott műszerdobozokhoz.

A félvezetők megjelenését és térhódítását az elektronikus műszerek méreteinek megváltozása követte. A beépített aktív elemek térfogatának nagyságrenddel történt csökkenése, valamint a félvezetős műszerekben disszipált csekély hőmennyiség kiszellőztetésének elhanyagolhatósága a műszerburkolatok kubaturájának jelentős csökkentését tette lehetővé. Ezért 1983-ban olyan — héjszerkezetű burkolattal ellátott — műszerkonstrukciót fejlesztettünk ki, amely a 3. ábrán látható.

Ez a konstrukció ESZR kártyákból felépített műszerekhez készült. A vázat alkotó alumínium



5. ábra. Kis műszerdoboz

„I” és „L” profiléceken lévő, 7,5 mm alaposztású, előregyártott furatsorok a beültetett ESZR kártyák különböző térfogatigényének megfelelő, rugalmas szerelhetőséget, és ezzel a belső térfogat optimális kihasználását teszik lehetővé. A felső burkolat leemelése után a kártyák felfelé kihúzhatók, vagy toldókártyával magában a műszerben vizsgálhatók a beállításakor, javításakor.

Az integrált áramkörök és miniatürizált alkatrészek alkalmazása további méretcsökkenéssel járt, ezért 1987-ben újabb műszerdoboz kifejlesztésére került sor. Elvetettük az ESZR kártyákból integrálható koncepciót, és visszatértünk az egyetlen nyak. lapra épített „monosasszi” elvhez. Célul tűztük ki a gyártási technológia további egyszerűsítését is. A megvalósított „kis műszerdoboz” szerelési rajza a 4. ábrán látható.

Ez a doboz 7 féle, összesen 14 darab alkatéből áll, és gyártása csak darabolásból, horonyvágásból, lyukfúrásból és menetvágási műveletekből tevődik össze (gépigény fűrészgép és asztali fűrőgép). Tűrésezett méretek előírása szükséges. Az alkatrészek:

Jel	Megnevezés	Db	Anyag	Méret	Megjegyzés
1	Előlap	1	AlMgSi1	187×62×3	
2	Hátlap	1	AlMgSi1	187×55×4	
3	Oldallap	2	AlMgSi1 e	196×51×1,5	
4	Burkolat, felső	1	AlMgSi1 e	201×176×1,5	
5	Burkolat, alsó	1	AlMgSi1 e	201×176×1,5	
6	Vezetősín	4	Alu.	196×15×9	Kontakta 3.703.3052
7	Gumiláb	4	Gumi	∅24×10	Kereskedelmi áru

A funkcionális elemeket hordozó nyak-lemez az alsó vezetősínnek hornyába csúsztatott csavaranyákkal mélységi irányban tetszőleges helyzetben rögzíthető. Az oldallapokat a túlnyúló előlap és hátlap külön kötőelem nélkül rögzíti. A felső és alsó burkolat 1—1 db M2,5-ös csavar oldása után hátrafelé kihúzható.

Az előlap kikészítése 3 rétegű, híradástechnikai szürke színű, beégetős, fénytelen lakkozás. A hátlap 2 rétegű, fekete színű matt festést, a burkolólapok 3 rétegű, sötétszürke színű, beégetős domborzóként kikészítést kapnak. Az alumínium vezetősíneket a gyártó cég matt fémesszürkére eloxált kivitelben szállítja.

BERUHÁZÁS HELYETT – KÖLCSÖNÖZZÖN MŰSZERT!

DEVIZA NÉLKÜL is hozzájuthat a legkorszerűbb precíziós műszerekhez!

MEGTÉRÜL A KÖLCSÖNDÍJ, mert:

A megfelelő időszakban rendelkezésre álló, MÉRÉSAUTOMATIZÁLÁSRA is alkalmas korszerű műszerek használatával időt, munkaerőt, adót, amortizációs költségeket, javítási-karbantartási költséget takarít meg.

NE FELEDJE: egy műszer haszna a mérésekből – nem pedig a tulajdonjogból ered!

NE SZAPORÍTSA KIHASZNÁLATLAN ESZKÖZEIT!

ÓRIÁSI VÁLASZTÉK: oszcilloszkópok, multiméterek, jelgenerátorok, analizátorok, mérésadatgyűjtők, regisztrálók, analitikai-környezetvédelmi műszerek, rendszervezérlők, stb., stb.

ÁLL AZ ÖN RENDELKEZÉSÉRE!

FOGYÓANYAG, TARTOZÉK pótlás, – ugyancsak forintért!

LIZING LEHETŐSÉG: egyes műszer, vagy számítógép típusokkal

SZAKTANÁCSADÁS · HÁZHOZSZÁLLÍTÁS · BEMUTATÁS!

KÉRJE INGYENES KÖLCSÖNMŰSZER-KATALÓGUSUNKAT!



FELVILÁGOSÍTÁS, ELŐJEGYZÉS, ÜGYINTÉZÉS: 810-903 vagy 66-23-66/176 telefonon.
MTA MŰSZERÜGYI ÉS MÉRÉSTECHNIKAI SZOLGÁLATA MŰSZERKÖLCSÖNZÉSI FŐOSZTÁLY
Budapest XI., Szakasits Á. út 59–61. I. em. 107. szoba.
H-1502 Budapest Pf. 58

Aszimmetrikus szalagtápvonal jellemzőinek mérési módszerei

Dr. MÁTAY GÁBOR

BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk aszimmetrikus szalagtápvonal jellemzőinek mérési módszereit tárgyalja. Megállapítja, hogy a közvetlen mérési eljárásoknál a közvetett (tápvonalrezonátoros) módszerek nagyobb pontosságot szolgáltatnak. Összehasonlítja az egyenes-, gyűrű-, és tápvonalcsonk rezonátort alkalmazó módszereket. Meghatározza egy és kétkapus gyűrű rezonátor esetén a csillapítási tényező relatív mérési hibáját.

1. Bevezetés

Az 1960-as évek közepén elkezdődött, a mikrohullámú áramkörök miniatürizálására és gazdaságos gyártására irányuló törekvés tovább tart és a gyártási eljárások folyamatosan fejlődnek. Új anyagok és technológiák kerülnek bevezetésre, miközben a régi technológiák egy része gazdaságossági okokból továbbra is megmarad.

E folyamat során igen gyors a fejlődés a monolit mikrohullámú integrált áramkörök (MMIC) fejlesztése terén. Az MMIC-k kifejlesztése és gyártása csak igen nagy darabszámok esetén gazdaságos.

Gyors és látványos eredmények érhetők el a hibrid technológia alkalmazásával. A vastagréteg technológiát kb. 12 GHz felső frekvenciahatárig, a vékonyréteg technológiát pedig kb. 30 GHz-ig alkalmazzák.

A vastagréteg technológiában alkalmazott nemesfém vezető anyagok árának gyors növekedése szükségessé tette a lényegesen olcsóbb réz felhasználását [7]. A réz vastagréteg mikrohullámú vesztesége kisebb, mint a vastagréteg technológiával készült arany vezetőrétegeké és közel azonos a vékonyréteg technológiával készült arany vezetőrétegekével. A réz elterjedésének eddig gátat jelentő problémát, a rézréteg gyártásakor fellépő oxidációt, különböző technológiai eljárások kidolgozásával a technológusok megoldották. Kidolgozták a rézzel kompatibilis ellenállás- és szigetelő pasztákat. A réz vastagréteg áramkörök fejlesztése, illetve a nemesfémek kiváltása rézre jelenleg is folyamatban van. Ugyancsak folyik a kutatás világszerte a vastagréteg technológia rajzolati finomságát növelő szitanyomási és maratási eljárások továbbfejlesztésére.

Az áramkörtervezők ugyancsak gazdaságossági okokból a kisfrekvencián alkalmazott olcsó kétoldalon foliózott nyomtatott áramköri lapokat az URH sávban és a mikrohullámú frekvenciasáv

DR. MÁTAY GÁBOR

A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki diplomát 1967-ben, mikrohullámú szakmérnöki diplomát 1970-ben. Egyetemi doktori disszertációját 1975-ben védte meg, melynek témája „közepes teljesítményű URH teljesítményosztók tervezése különös tekintettel a geometriai méretek csökkentésére”.

A BME Mikrohullámú Híradástechnika Tan-

szék oktatója 1967 óta egyetemi adjunktus. A Rádió rendszertechnikai ágazaton a „Méréstechnika” c. tárgy előadója. A szakmérnök oktatásban a „Mérés és műszertechnika” c. tárgy előadójaként vesz részt.

Kutatási területei CATV-rendszerek, nagyfrekvenciás sugármérés, URH és mikrohullámú áramköri technológia, nagyfrekvenciás mérés-technika.

alsó részén (max. 2 GHz-ig) működő áramkörök-höz igyekeznek felhasználni.

A mikrohullámú integrált áramkörökben leggyakrabban alkalmazott tápvonal az aszimmetrikus szalagvonal (angol nevén asymmetrical strip line, rövidítése ASL, vagy más elnevezéssel microstrip). Az ASL tulajdonságai a geometriai méreteken kívül függenek a gyártásához felhasznált anyagok paramétereitől, de magától a gyártási eljárástól is. A felhasznált alapanyagok általában importanyagok, melyek beszerzése azonos anyagok esetén is gyakran különböző cégtől kerül a gyártóhoz. Ezért mind az alapanyag, mind a gyártási eljárás minősítése végett gyakori feladat az ASL jellemzőinek mérése.

E cikk az ASL jellemzőinek meghatározására alkalmas mérési eljárásokat foglalja és hasonlítja össze.

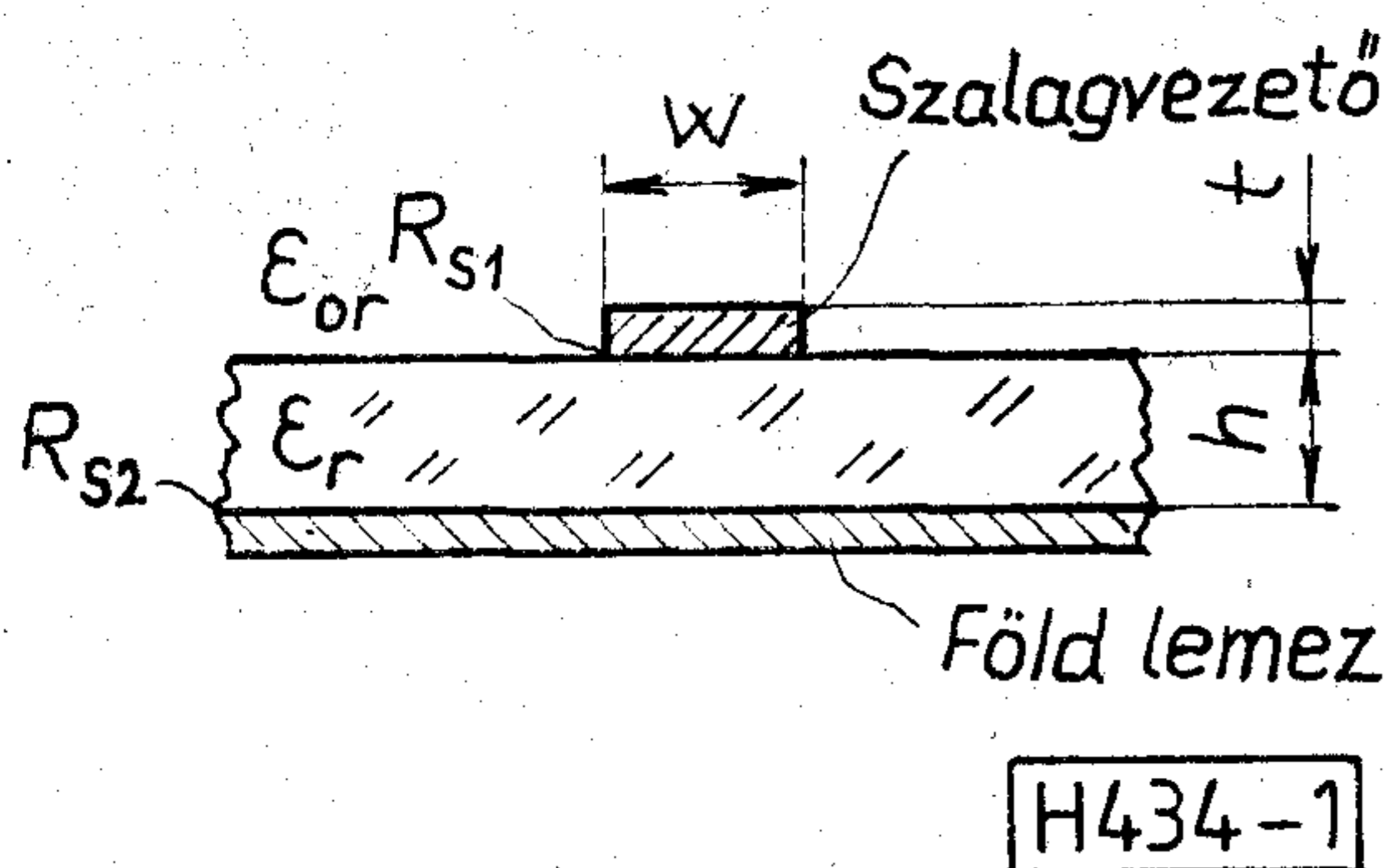
2. Az aszimmetrikus szalagvonal jellemzőinek rövid áttekintése

Az ASL keresztmetszetét a geometriai méretekkel az 1. ábra mutatja. A „ h ” vastagságú hordozó egyik felén a földlemez, a másik felén a „ w ” szélességű „ t ” vastagságú szalagvezető található. Általános esetben a földlemez és a szalagvezető különböző anyagból készülhet, így a felületi ellenállásaik (R_{s1} és R_{s2}) is különböznek.

Az ASL részletes vizsgálata megtalálható az [1]–[5] és [7] szakirodalmakban. A legfontosabb tulajdonságai a következők:

- a leggyakrabban használt tápvonal mikrohullámú integrált áramkörökben,
- inhomogén tápvonal (kétféle dielektrikummal rendelkezik, ϵ_r relatív dielektromos állandójú hordozó és levegő)

Beérkezett: 1988. II. 1. (*)



1. ábra. Az aszimmetrikus szalagvonal keresztmetszete

— a domináns módus nem tisztán TEM, de „kvázi TEM”-nek tekinthető, mely esetén a két különböző dielektrikum hatása az effektív relatív dielektromos állandóval vehető figyelembe, melynek értéke az alábbi egyenlőtlenséggel egadott értékhatárok közé esik:

$$\frac{1 + \epsilon_r}{2} \leq \epsilon_{\text{reff}} \leq \epsilon_r \quad (1)$$

— a vonalon a fázissebesség és a hullámimpedancia frekvenciafüggő, azaz a tápvonal diszperzív.

A hullámimpedancia és a fázissebesség frekvenciafüggésére az [5] alapján az alábbi egyszerű összefüggésekkel adható meg:

$$Z_0(f) = Z_{OL} \sqrt{\frac{\epsilon_{\text{reff}L}}{\epsilon_{\text{reff}}(f)}} \quad (2)$$

$$V_g(f) = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)}} \quad (3)$$

ahol

Z_{OL} — a kisfrekvenciás hullámimpedancia

$\epsilon_{\text{reff}L}$ — a relatív effektív dielektromos állandó kisfrekvencián

c — a fény vákuumban mért terjedési sebessége

$\epsilon_{\text{reff}}(f)$ — a relatív effektív dielektromos állandó f frekvencián, mely [4] alapján a következő módon számítható:

$$\epsilon_{\text{reff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{reff}L}}{1 + G \left(\frac{f}{f_p} \right)^2} \quad (4)$$

melyben

$$f_p = \frac{Z_{OL}}{2 \mu_0 h} \quad (5)$$

μ_0 — a vákuum permeabilitása $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m

h — a hordozó vastagsága

$$G = 0,6 + 0,009 Z_{OL}, \text{ ha } f < f_p \quad (6)$$

A Z_{OL} és $\epsilon_{\text{reff}L}$ értékére zárt formában megadott hosszú kifejezések találhatók az [1]–[5] szakirodalmakban. A kifejezésekben a szalagvezető vastagságát oly módon vehetjük figyelembe, hogy $t \neq 0$ esetén a „ w ” szalagvezető szélesség helyett $w_{\text{eff}} > w$ effektív szalagvezető szélességgel számolunk.

A [2], [3] és [5] irodalmakban szintézis formulák is találhatóak, mely azt jelenti, hogy adott Z_{OL} és hordozó paraméterek (ϵ_r és h) esetén a szalagvezető szélessége számítható.

Az ASL komplex terjedési állandója a következő jól ismert összefüggéssel írható fel:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (7)$$

ahol

α — a csillapítási tényező Np/m

β — a fázistényező rad/m, mely a (3) összefüggés felhasználásával a következő alakba írható:

$$\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)} \quad (8)$$

melyben

ω — a körfrekvencia, $\omega = 2\pi f$

Az ASL vesztesége a vezetési, a dielektromos és a sugárzási veszteségekből tevődik össze, azaz a Np/m-ben megadott csillapítási tényezők összegeként számítható az eredő csillapítási tényező:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_r \text{ Np/m} \quad (9)$$

Az ASL terheletlen jósági tényezője a fázistényező és a viszonyszámokban kifejezett csillapítási tényező felhasználásával az alábbi módon írható fel:

$$Q_u = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (10)$$

Bevezetve a vezetési, dielektromos és a sugárzási veszteségekből számítható jósági tényezőket,

$$Q_{c, d, r} = \frac{\beta}{2\alpha_{c, d, r}} \quad (11)$$

a terheletlen jósági tényezőre az alábbi jól ismert összefüggés írható fel:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \quad (12)$$

A vezetési veszteségből adódó csillapítási tényező [5] alapján a következő:

$$\alpha_c = \frac{R_{\text{seff}}}{2\pi \cdot Z_{OL} \cdot h} \cdot P \cdot N \text{ Np/m} \quad (13)$$

melyben az egyszerűség kedvéért feltételeztük, hogy a földelőlemez és a szalagvezető azonos anyagból készült és azonos felületi érdességgel rendelkezik, azaz az effektív felületi ellenállásokra írható, hogy

$$R_{S1\text{eff}} = R_{S2\text{eff}} = R_{S\text{eff}} \quad (14)$$

$$R_{S\text{eff}} = k \cdot R_S \quad (15)$$

ahol

k — a felületi érdességtől függő tényező

R_S — a vezető rétegek felületi ellenállása

$$R_S = \frac{\rho}{\delta} = \sqrt{\pi f \mu \rho} \quad (16)$$

melyben

ρ — a vezető rétegek anyagának fajlagos ellenállása

δ — a szkin mélység

P, N — az ASL geometriai méreteitől függő tényezők

A (13)—(16) összefüggések alapján belátható, hogy a vezetési veszteségből adódó csillapítási tényező függ a vezetőrétegek anyagától, a vezető felületek felületi érdességétől, az ASL geometriai méreteitől és a frekvenciától. Adott vezetőréteg tulajdonságok és geometria esetén értéke a frekvencia négyzetgyökével arányosan növekszik.

A dielektromos veszteségből adódó csillapítási tényező az alábbi összefüggéssel határozható meg:

$$\alpha_d = \frac{\pi \cdot \epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)}} \cdot \frac{\epsilon_{\text{reff}}(f) - 1}{\epsilon_r - 1} \cdot \frac{\text{tg } \delta}{\lambda_0} \quad \text{Np/m} \quad (17)$$

ahol

$\text{tg } \delta$ — a hordozó veszteségi szögének tangense, értéke változik a frekvenciával

λ_0 — a szabadtéri hullámhossz, $\lambda_0 = \frac{c}{f}$

A (17) összefüggésből látszik, hogy α_c arányos a frekvenciával, de ez csak első közelítésben igaz, mert ϵ_r ; $\text{tg } \delta$ és ϵ_{reff} is frekvenciafüggő. Az ϵ_{reff} függvénye az ASL geometriai méreteinek [lásd (4)—(6) összefüggéseket], így az α_d csillapítási tényező is geometria függő.

Végül a sugárzási veszteségből adódó jósági tényező:

$$Q_r = \frac{Z_0(f)}{480 \pi \cdot \left(\frac{h}{\lambda_0}\right)^2 \cdot D} \quad (18)$$

ahol

D — az $\epsilon_{\text{reff}}(f)$ -től függő tényező (a leíró összefüggés megtalálható az [5] szakirodalomban)

Az α_r a (11) és (18) összefüggések felhasználásával határozható meg. Mindkét végén illetően lezárt ASL esetén a sugárzási veszteség elhanyagolható a vezetési és a dielektromos veszteség mellett.

1. táblázat

Adatok	Számított értékek	
$Z_{OL} = 50 \text{ ohm}$	$f = 10 \text{ GHz}$	$\alpha_c = 6,662 \cdot 10^{-2} \text{ dB/cm}$
Hordozó: 99,6% Al_2O_3	$\frac{w_{\text{eff}}}{h} = 0,9657$	$Q_c = 360,7$
$\epsilon_r = 9,9$	$\epsilon_{\text{reff}}(10\text{GHz}) = 6,9773$	$\alpha_d = 0,4579 \cdot 10^{-2} \text{ dB/cm}$
$\text{tg } \delta = 2 \cdot 10^{-4}$		
$h = 0,635 \text{ mm}$	$Z_0(10\text{GHz}) = 48,867 \text{ ohm}$	$Q_d = 5247$
Vezető: réz	$\delta = 0,6715 \text{ } \mu\text{m}$	$\alpha = 7,112 \cdot 10^{-2} \text{ dB/cm}$
$\rho_{cu} = 1,78 \cdot 10^{-8} \text{ ohm} \cdot \text{m}$		$Q_u = 337,5$
$\Delta = 2 \text{ } \mu\text{m}^*$		
$k = 1,6 \left(\frac{\Delta}{\delta} = 3,24\right)$		

* — a felületi érdesség négyzetes középértéke

Az elmondottak számszerű illusztrációjaként tekintsük az 1. táblázatot, melyben egy $Z_{OL} = 50 \text{ ohm}$ hullámimpedanciájú alumíniumoxid kerámián megvalósított ASL jellemző adatait foglaltuk össze.

3. Az ASL jellemző paramétereinek mérése

A mikrohullámú mérések a 2. fejezetben felsorolt jellemzők a kisfrekvenciás hullámellenállás, valamint a frekvenciafüggő csillapítási és fázistényező meghatározására irányulnak. Ez utóbbi ismeretében a (8) összefüggés felhasználásával $\epsilon_{\text{reff}}(f)$ meghatározható, melynek segítségével a frekvenciafüggő hullámimpedancia (2) alapján számítható.

3.1. A kisfrekvenciás hullámimpedancia mérése

A kisfrekvenciás hullámimpedancia mérése reflexiótényező mérésen alapul. A reflexiómérés mind a frekvenciatartományban (frequency domain reflectometry, vagy rövidítve FDR), mind pedig az időtartományban (time domain reflectometry, vagy rövidítve TDR) elvégezhető. Az időtartománybeli mérés feltétele, hogy a dielektromos állandó frekvenciafüggetlen legyen. Ez a feltétel az ASL effektív relatív dielektromos állandójára nem teljesül, ezért a TDR mérések eredményei csak első közelítésnek tekinthetők.

Az ASL kisfrekvenciás hullámimpedanciájának FDR méréssel történő meghatározása azon alapzik, hogy kvázi TEM módot feltételezve, Z_{OL} a V_g fázissebességből és a C_1 hosszegységre eső kapacitásból számítható:

$$Z_{OL} = \frac{1}{V_g C_1} \quad (19)$$

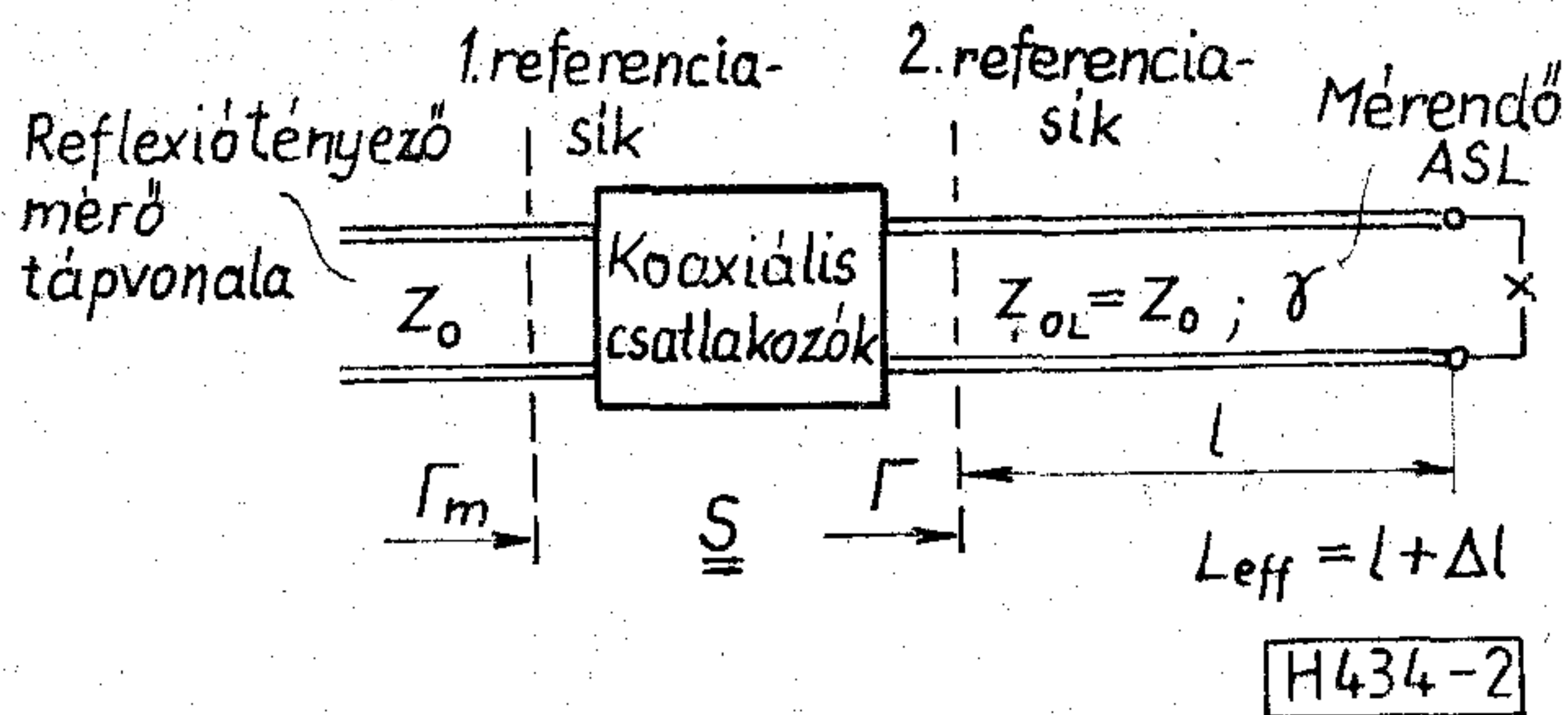
A C_1 hosszegységre eső kapacitás az ASL szalag-vezetője és a földlemez közötti kisfrekvenciás kapacitásmérésből határozható meg. Az ASL nyitott végén fellépő szórt kapacitás hatása kiejtendő, ha két azonos tulajdonságú de különböző hosszúságú ASL tápvonal kapacitását mérjük. A kapacitások különbségét elosztva a tápvonal-hosszak különbségével éppen C_1 -et kapjuk.

A V_g vázissebesség meghatározása a fázistényező mérése után a következő összefüggés alapján történik:

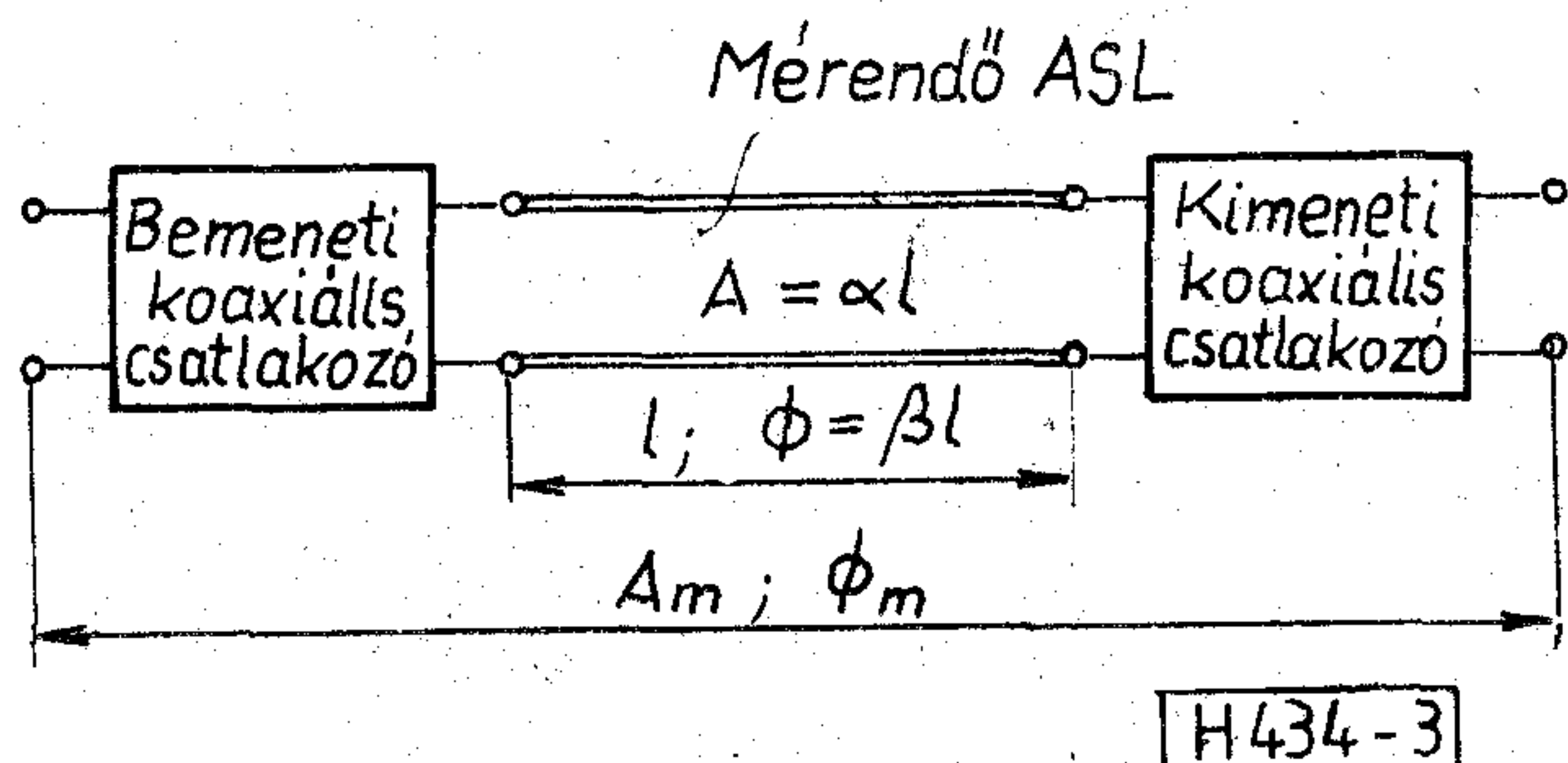
$$V_g = \omega / \beta \quad (20)$$

A β fázistényező az egyik végén nyitott szalagtápvonalból kialakított mérővonalon mért minimumhelyek távolságából, mely éppen $\lambda_g/2$, határozható meg. A mérés elvégzéséhez a mérési frekvencián kb. λ_g hosszúságú ASL-ből kialakított mérővonalra van szükség.

Rövidebb tápvonal, vagy kisebb mérési frekvencia esetén a fázistényezőt a 2. ábra szerinti összeállításban is mérhetjük. Az ábrán az 1-jelű referenciasík a koaxiális bemenetű, reflexiótényező mérésére alkalmas műszer csatlakozási síkja, 2-jelű referenciasík a koaxiális — ASL átmenet után a homogén ASL-en felvett sík. A két referenciasík között elhelyezkedő kétkaput az S szórás mátrixa jellemzi. A reflexiótényező mérésére alkalmas műszerhez csatlakozó jelforrás



2. ábra. Egykapus mérési elrendezés modellje az ASL jellemzőinek közvetlen módszerrel történő meghatározásához



3. ábra. Kétkapus mérési elrendezés modellje az ASL jellemzőinek közvetlen módszerrel történő meghatározásához

frekvenciáját változtatva, keressük azt a frekvenciát, melyen az $\arg \Gamma = \pi$, azaz $2\beta L_{\text{eff}} = \pi$, melyből a fázistényező:

$$V_g = \frac{\omega}{\beta} \quad (20)$$

$$\beta = \frac{\pi}{2L_{\text{eff}}} \quad (21)$$

ahol

$$L_{\text{eff}} = l + \Delta l \quad (22)$$

A nyitott vég hatását leró Δl az [5] alapján a következő összefüggéssel adható meg:

$$\Delta l = \frac{1}{\beta} \arctg \left[\frac{4E + 2w_{\text{eff}}}{E + 2w_{\text{eff}}} \arctg \beta E \right] \quad (23)$$

melyben

$$E = \frac{2h}{\pi} \cdot \ln 2 \quad (24)$$

$$w_{\text{eff}} = w + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right], \quad \text{ha } \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (25)$$

Az utóbbi mérési eljárásnál két fontos probléma merül fel. Az egyik, hogy Γ nem mérhető közvetlenül, így a módszer igényli S pontos ismeretét. A másik az, hogy a Δl -et leíró összefüggésben β a \arctg függvény argumentumában is szerepel, így a β fázistényező a (21)–(24) összefüggéseket felhasználva, csak iterációval határozható meg.

A β fázistényező a kétkapunak kialakított ASL beiktatási fázistolásának és hosszának ismeretében is meghatározható (3. ábra). Ez esetben a nyitott vég hatása miatt felmerülő probléma el-

kerülhető, változatlanul jelentkezik az a probléma, hogy az ASL-t koaxiális csatlakozókkal ellátva, „beágyazva” tudjuk csak mérni, és továbbra is szükség van a koax-ASL átmeneteket leíró S mátrix ismeretére.

3.2. A komplex terjedési állandó meghatározása

A komplex terjedési állandó meghatározása két mennyiség, a csillapítási tényező és a fázistényező meghatározását jelenti. A két mennyiség mérésére elvileg mind a közvetlen, mind a közvetett út szóba jöhet.

A közvetlen mérésnél számos probléma jelentkezik, melyek egy részét a fázistényező mérésével kapcsolatosan az előző pontban tárgyaltuk. A csillapítási tényező mérése kapcsán további problémák jelentkeznek.

A 2. ábra szerinti ún. egykapus mérés esetén az ábra jelöléseit felhasználva az ASL csillapítási tényezője az alábbi összefüggéssel számolható:

$$\alpha = \frac{1}{2l} \ln \frac{|\Gamma_L|}{|\Gamma|} \frac{N_p}{m} \quad (26)$$

Feltéve, hogy $|\Gamma_L| = 1$, $\alpha l \geq 0,5$ dB esetén adódik a bemeneti reflexiótényezőre $|\Gamma| \leq 0,891$, mely az elfogadható pontosságú mérés miatt szükséges.

Hasonló eredményre jutunk, ha a csillapítási tényezőt a 3. ábra szerinti kétkapú beiktatási csillapításának mérése alapján kívánjuk meghatározni l ismeretében. Ha feltételezzük, hogy 0,05 dB pontossággal tudunk csillapítást mérni, akkor $A \geq 0,5$ dB esetén lesz a mérési hiba 10%-nál kisebb. 1 GHz mérési frekvencia esetén $\alpha \approx 0,02$ dB/cm melyből $l \approx 25$ cm vonalhosszúság adódik. A szokásos méretű kerámia hordozókon (50,8 mm \times 50,8 mm), ilyen hosszú tápvonal csak hullámvonal alakban helyezhető el. A hullámvonal alakú ASL esetén két zavaró hatás lép fel: a hajlításkor jelentkező diszkontinuitás és a párhuzamosan futó szakaszok közötti csatolás.

A fenti problémán kívül változatlanul jelentkezik mindkét esetben, hogy a „beágyazás” miatt sem $|\Gamma|$, sem pedig A nem mérhető közvetlenül.

A felsorolt nehézségek miatt kedveltebbek a közvetett, vagy rezonátoros módszerek. Ezek alapelve az, hogy a mérendő ASL-ből egykapus, vagy kétkapus rezonátort hoznak létre. A rezonátor terheletlen jósági tényezőjéből a tápvonal csillapítási tényezője, a rezonanciafrekvenciákból és a rezonátor geometriai méreteiből pedig λ_g tápvonalmenti hullámhossz határozható meg, melyből ϵ_{reff} és a β fázistényező számítható. A rezonátor f_0 rezonanciafrekvenciájából és 3 dB-es sáv szélességéből a terhelt jósági tényező:

$$Q_L = \frac{f_0}{B_3} \quad (27)$$

melyből a csatolási tényező, vagy tényezők mérése után a terheletlen jósági tényező kiszámítható.

Egykapus rezonátor esetén a jósági tényező mérése reflexió tényező abszolútérték (állóhullám-arány) mérésen alapszik. A leggyakrabban használt, ASL-ből kialakított rezonátorok szalag-

vezetőjének mintázatát mutatja a 4/a és 4/b. ábra. Mind az egyszerű tápvonalrezonátor, mind a gyűrű rezonátor esetén az energia becsatolása kapacitív úton történik. A bemeneti tápvonalnak az a síkja, melyben a rezonanciafrekvenciáról elhangolt rezonátor bemeneti impedanciája végtelen, az elhangolt szakadás síkja. Ebben a síkban a rezonátor a rezonanciafrekvencia környezetében egy soros rezgőkörrel helyettesíthető.

Mindkét rezonátor több frekvencián rezonál. Rezonancia azokon a frekvenciákon jön létre, melyeken az egyszerű tápvonalrezonátor effektív hossza $m \cdot \lambda_g/2$ -vel, gyűrű rezonátor esetén a gyűrű átlagos effektív kerülete, $m \cdot \lambda_g$ -vel ($m = 1, 2, \dots$) egyenlő. Gyűrű rezonátor esetén ez a feltétel csak akkor igaz, ha a $D_a \gg w$ feltétel teljesül. A gyűrű rezonátor egy pontosabb modellje, mely kis görbületi sugár esetén is pontosan írja le a viszonyokat, megtalálható például a [9] szakirodalomban. A több rezonanciafrekvencia lehetővé teszi az $\epsilon_{\text{reff}}(f)$ és $\alpha(f)$ függvények diszkrét pontokban, mérés útján történő meghatározását.

A 4/c és 4/d. ábra jelölései felhasználásával a terheletlen (Q_u) és a terhelt jósági tényező (Q_L) a következő módon írható fel:

$$Q_u = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (28)$$

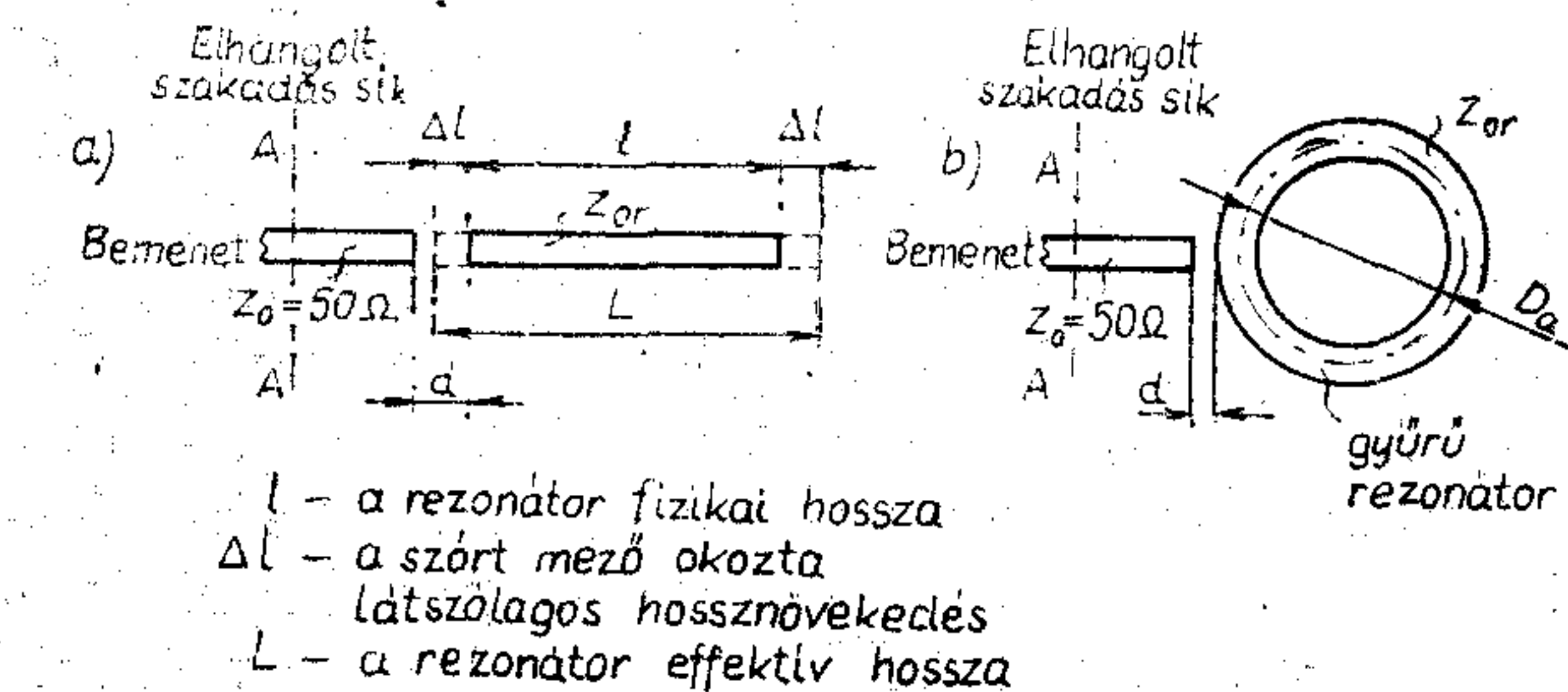
$$Q_L = \frac{\omega_0 L}{R + n^2 Z_0} = \frac{Q_u}{1 + \kappa} \quad (29)$$

ahol ω_0 — a rezonancia körfrekvencia, $\omega_0 = 2\pi f_0$

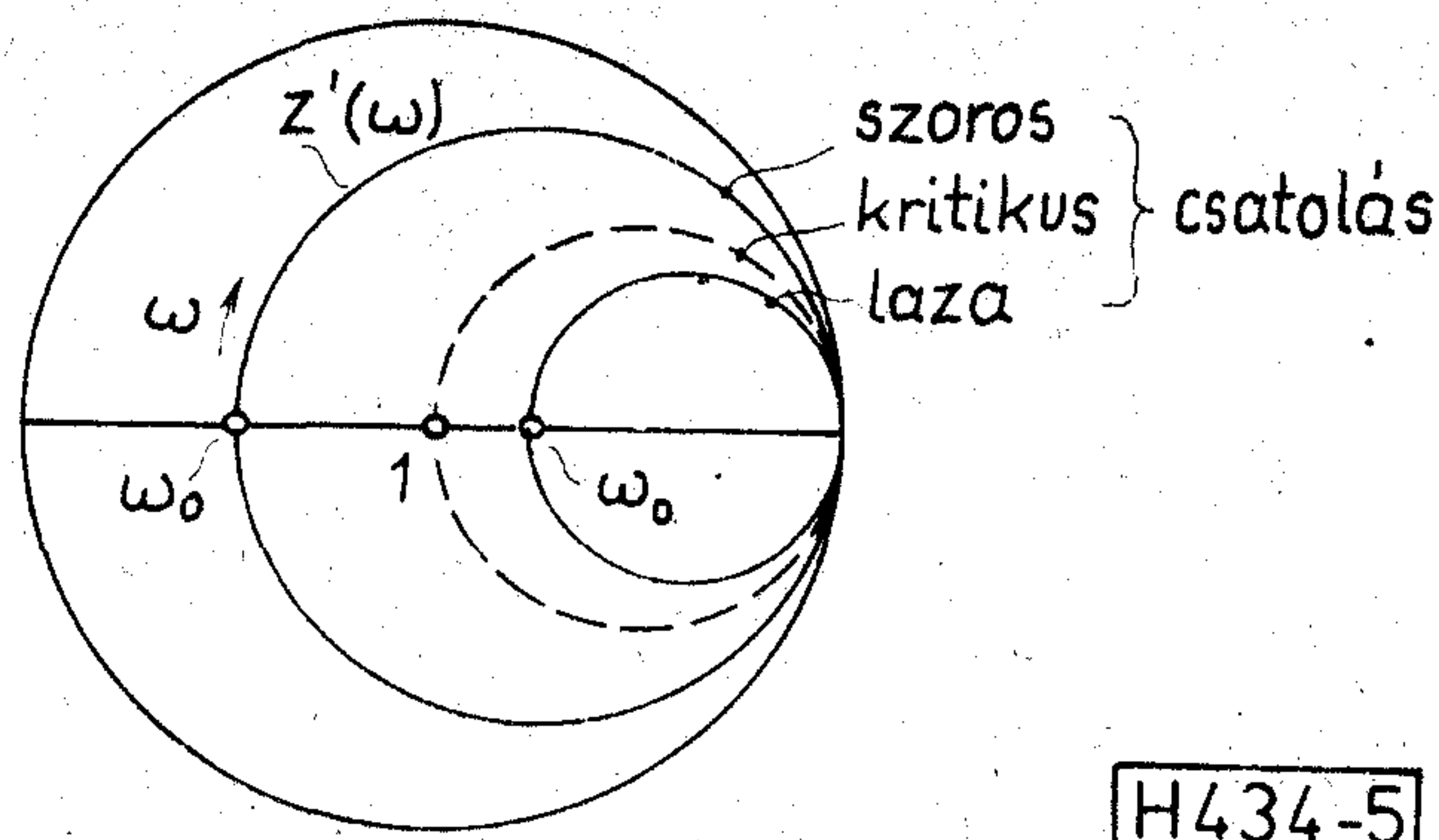
κ — a csatolási tényező

$$\kappa = \frac{n^2 Z_0}{R} \quad (30)$$

A csatolási tényező értékétől függően háromféle esetet szokás megkülönböztetni:



4. ábra. ASL-ből kialakított egykapus rezonátorok és áramköri helyettesítő képük



H434-5

5. ábra. Az egykapus rezonátor normalizált bemenő impedanciája a frekvencia függvényében

- $\kappa < 1$ laza csatolás ($n^2 Z_0 < R$)
- $\kappa = 1$ kritikus csatolás ($n^2 Z_0 = R$)
- $\kappa > 1$ szoros csatolás ($n^2 Z_0 > R$)

A 4/e. ábra jelöléseivel az impedancia az A—A síkban a következő:

$$Z = \frac{R}{n^2} + j \left(\frac{\omega L}{n^2} - \frac{1}{\omega C n^2} \right) \quad (31)$$

mely az alábbi módon is felírható:

$$Z = \frac{R}{n^2} (1 + j Q_u \eta) \quad (32)$$

ahol η — a relatív elhangolás

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (33)$$

$\Delta\omega = \omega - \omega_0$

A normalizált impedancia az A—A síkban (32)-ből Z_0 -val történő osztással kapható:

$$Z' = \frac{R}{n^2 Z_0} (1 + j Q_u \eta) = \frac{1}{\kappa} (1 + j Q_u \eta) \quad (34)$$

A Z' frekvenciafüggését, Smith diagramon ábrázolva, az 5. ábra mutatja.

A reflexiótényező az elhangolt szakadás síkjában a (34) összefüggés felhasználásával a következő:

$$\frac{Z' - 1}{Z' + 1} = \frac{1 - \kappa + j Q_u \eta}{1 + \kappa + j Q_u \eta} \quad (35)$$

Rezonancia esetén a reflexiótényező abszolút értéke minimális és (35)-ből $\eta = 0$ helyettesítés után kapjuk, hogy

$$|\Gamma|_{\min} = \left| \frac{1 - \kappa}{1 + \kappa} \right| \quad (36)$$

melyből laza csatolás esetén ($\kappa < 1$) a csatolási tényező:

$$\kappa = \frac{1 - |\Gamma|_{\min}}{1 + |\Gamma|_{\min}} \quad (37)$$

szoros csatolás esetén ($\kappa > 1$), pedig a következő:

$$\kappa = \frac{1 + |\Gamma|_{\min}}{1 - |\Gamma|_{\min}} \quad (38)$$

A 4/e. ábrán feltüntetett áramkörben rezonanciafrekvencián az áram értéke maximális. A 3 dB-es áramérték csökkenéshez tartozó elhangolás az

$\eta Q = 1$ feltételből számítható. A reflexiótényező a (35) és a (29) összefüggések felhasználásával a következő módon írható fel:

$$\Gamma = \frac{1 - \kappa + j(1 + \kappa)\eta Q_L}{1 + \kappa + j(1 + \kappa)\eta Q_L} \quad (39)$$

melyből a terhelt jósági tényező meghatározásához szükséges reflexiótényező abszolútértéke $\eta Q_L = 1$ helyettesítéssel kapható, így

$$|\Gamma_L| = \sqrt{\frac{(1 - \kappa)^2 + (1 + \kappa)^2}{(1 + \kappa)^2 + (1 + \kappa)^2}} \quad (40)$$

A (40) és a (36) felhasználásával $|\Gamma_L|$ -re következő végeredményt kapjuk:

$$|\Gamma_L| = \sqrt{\frac{|\Gamma|_{\min}^2 + 1}{2}} \quad (41)$$

A fentiek alapján a mérést mindkét rezonátor esetében a következő módon kell végrehajtani, illetve kiértékelni:

- a jelforrás frekvenciájának változtatásával meg kell keresni az első ($m=1$) rezonanciafrekvenciát ($|\Gamma|$ minimális),
- meg kell határozni a csatolás jellegét (szoros csatolás esetén a Smith diagram középpontja a $Z'(\omega)$ kör belsejében található) és a (37), vagy a (38) összefüggéssel ki kell számítani κ értékét,
- a mért $|\Gamma|_{\min}$ ismeretében a (41)-gyel ki kell számítani $|\Gamma_L|$ -et, melynek segítségével a pontonként felvett, vagy felrajzoltatott $|\Gamma(f)|$ görbéből B_3 meghatározható (lásd 4/f. ábrát),
- B_3 segítségével ki kell számítani (27) alapján Q_L -et, majd κ és Q_L ismeretében Q_u -t,
- a rezonanciafrekvencia és a módusszám (m) segítségével a II. táblázatban található, a rezonátor típusától függő összefüggésekkel ki kell számítani λ_g -t, vagy ϵ_{reff} értékét, majd Q_u ismeretében a csillapítási tényezőt a következő

összefüggéssel,

$$\alpha = \frac{8,686 \cdot \pi \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)}}{Q_u \lambda_0} \quad \frac{\text{dB}}{\text{m}} \quad (42)$$

és a fázistényezőt az alábbi módon:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)} \quad (43)$$

ahol λ_0 — a szabadtéri hullámhossz $\lambda_0 = \frac{c}{f}$

$f)$ az $a)$ — $f)$ pontokat meg kell ismételni a második ($m=2$) a harmadik ($m=3$) stb. rezonancia esetén.

A (42) összefüggéssel számolt csillapítási tényező a vezetési dielektromos és sugárzási veszteségeket is magában foglalja. A sugárzási veszteségek egyszerű tápvonalrezonátorok esetén számottevőbbek (az ASL nyitott végei sugároznak). A sugárzási veszteségek elkülönítésére szolgáló mérési eljárást ismertet a [10] szakirodalom.

Kétkapus rezonáns körök esetén az ASL rezonátorok egy bemeneti és egy kimeneti tápvonallal rendelkeznek. A terhelt jósági tényező meghatározása a beiktatási veszteség frekvenciafüggésének mérésén alapszik. Egyszerű kétkapustápvonalrezonátor és gyűrűs rezonátor szalagvezetőjének mintázata, valamint a rezonátorokra érvényes helyettesítő kép látható a 6. ábrán.

A kétkapus rezonátor terhelt jósági tényezője a 6/d. ábrán feltüntetett jelölések felhasználásával a következő:

$$Q_L = \frac{\omega_0 L}{R + n_1^2 Z_0 + n_2^2 Z_0} \quad (44)$$

mely a terheletlen jósági tényező és a csatolási tényezők bevezetésével a következő módon írható fel:

$$Q_L = \frac{Q_u}{1 + \kappa_1 + \kappa_2} \quad (45)$$

ahol

$$\kappa_i = \frac{n_i^2 Z_0}{R}; \quad i = 1, 2 \quad (46)$$

Ha az elrendezés szimmetrikus, akkor $n_1 = n_2$ és a be- és kimeneti csatolási tényezők azonosak, azaz

$$\kappa_1 = \kappa_2 = \kappa \quad (47)$$

Ebben az esetben Q_L -re a következő összefüggés adódik (45)-ből:

$$Q_L = \frac{Q_u}{1 + 2\kappa} \quad (48)$$

A csatolási tényező a rezonanciafrekvencián mért beiktatási veszteség alapján határozható meg. A beiktatási veszteség a 6./e ábra jelöléseivel:

$$T = \frac{P_2}{P_1} \quad (49)$$

ahol

$$P_i = \frac{U_i^2}{Z_0}; \quad i = 1, 2 \quad (50)$$

2. táblázat

Rezonátor típusa	Egyszerű tápvonal rezonátor	Gyűrűs rezonátor
Rezonancia feltétele	$L = m \cdot \frac{\lambda_g}{2}$	$D_{\text{eff}} = m \cdot \lambda_g$
Effektív hossz (átmérő)	$L = l + 2\Delta l^*$	$D_{\text{eff}} = \xi \cdot D_a^{**}$
Rezonancia frekvencia	$f_{0m} = \frac{mc}{2L\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)}}$	$f_{0m} = \frac{mc}{\pi D_{\text{eff}} \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)}}$
$\epsilon_{\text{reff}}(f)$	$\epsilon_{\text{reff}}(f) = \left(\frac{mc}{2f_{0m}L}\right)^2$	$\epsilon_{\text{reff}}(f) = \left(\frac{mc}{f_{0m} \cdot \pi \cdot D_{\text{eff}}}\right)^2$

* — a (23) és (24) összefüggésekkel adott

** — $\xi = 1 + \sqrt{\frac{Z_{0r}}{Z_0} \cdot \frac{\kappa}{8\pi \cdot m \cdot Q_u}}$

A rezonátor kiiktatása esetén mért feszültség $Z_g = Z_0$ és $Z_L = Z_0$ esetén a 6/e. ábra jobboldali helyettesítő képe alapján:

$$U_1 = \frac{U_g}{2} \quad (51)$$

Rezonátor beiktatása után a $Z_L = Z_0$ lezáráson felépő feszültség a következő:

$$U_{20} = \frac{U_g Z_0}{2Z_0 + \frac{R}{n^2}} \quad (52)$$

A (48)—(52) összefüggések felhasználásával a (46) és (47) figyelembevételével 2κ -ra a következő végeredmény adódik:

$$2\kappa = \frac{\sqrt{T_0}}{1 - \sqrt{T_0}} \quad (53)$$

Az (53)-ban szereplő „0” index a rezonanciafrekvenciára utal. A beiktatási veszteség a rezonanciafrekvencián a legkisebb.

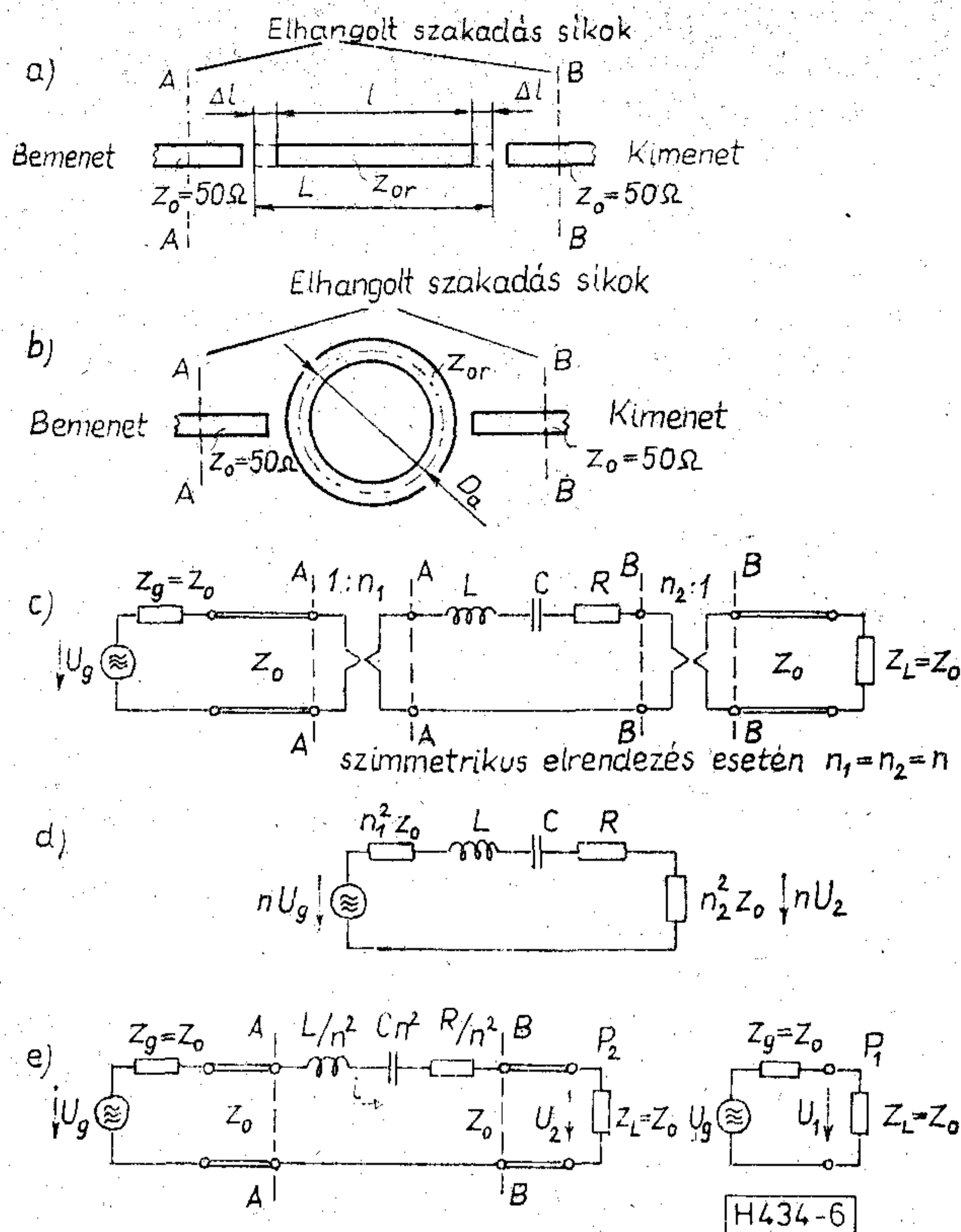
A fentiek alapján a mérést mindkét rezonátor esetében a következőképpen kell elvégezni, illetve kiértékelni:

- a jelforrás frekvenciájának változtatásával meg kell keresni az első ($m=1$) rezonanciafrekvenciát (a lezárásra ekkor maximális teljesítmény jut),
- a rezonanciafrekvenciából és a 3 dB-es teljesítménycsökkenéshez tartozó sáv szélességből a (27) összefüggés segítségével Q_L számítható,
- a rezonátor sávközépi beiktatási veszteségét megmérve, az (53)-ból 2κ meghatározható,
- a Q_L és 2κ ismeretében a Q_u terheletlen jósági tényező (48) felhasználásával kiszámítható,
- a rezonanciafrekvencia és a módusszám (m) segítségével a II. táblázatban található összefüggésekkel ki kell számítani λ_g -t, vagy $\epsilon_{\text{reff}}(f)$ értékét, majd a csillapítási tényezőt Q_u értékének felhasználásával a (42) összefüggéssel, valamint a fázistényezőt a (43) összefüggéssel.
- az a.)—f.) pontokat meg kell ismételni a többi rezonanciára és, így a rezonátort alkotó tápvonaljellemzők frekvenciafüggése meghatározható.

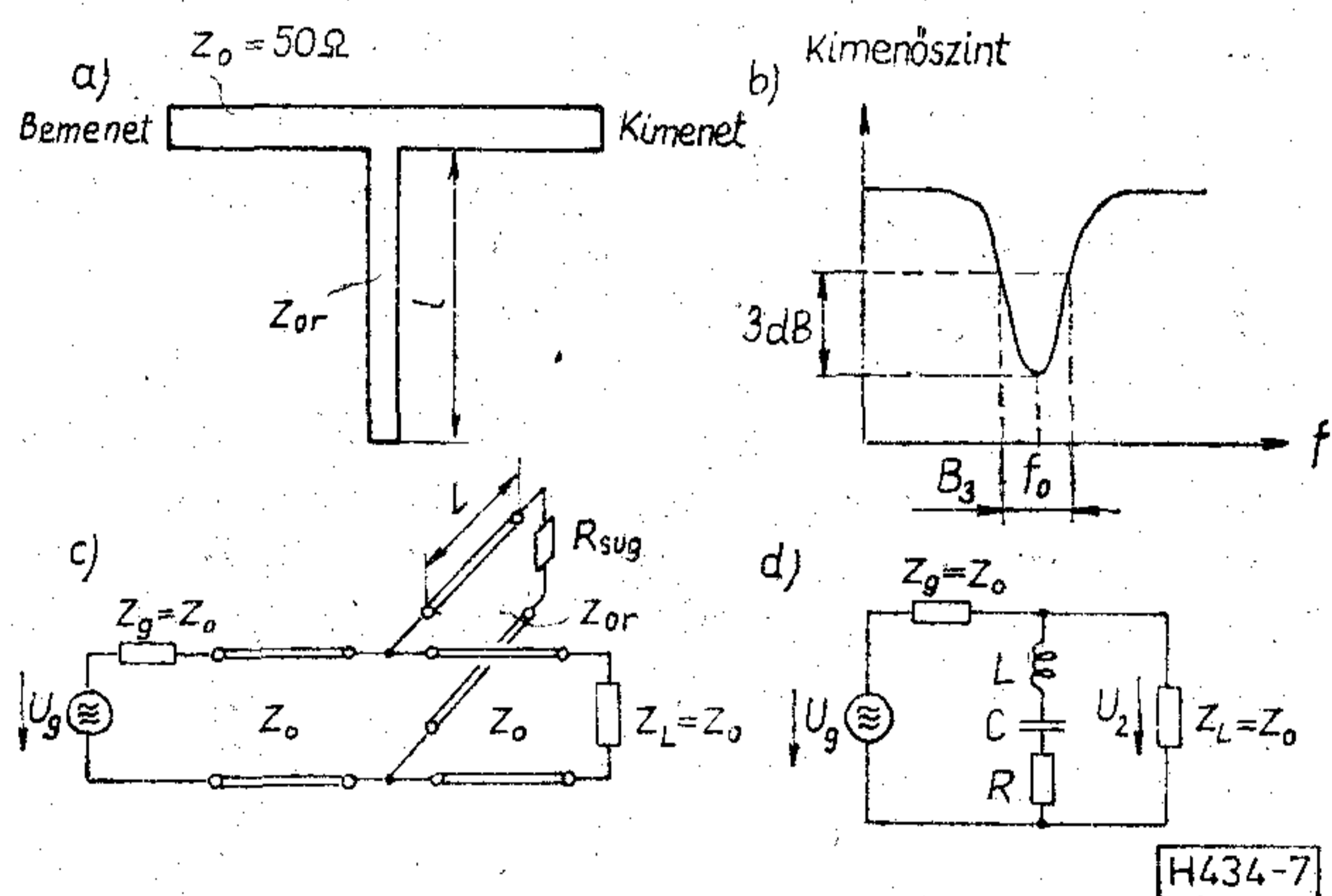
A 4. és a 6. ábrákon kialakított rezonátorok hátránya a kapacitív csatolás nehéz reprodukálhatósága több minta mérése esetén. Ezért a [6] szakirodalom a 7/a. ábra szerinti elrendezést javasolja. Ennél az elrendezésnél egy 50 ohm hullámimpedanciájú tápvonalat egy „ l ” hosszúságú Z_{or} hullámimpedanciájú végén nyitott tápvonalcsonttól a T-elágazás síkjában. Azokon a frekvenciákon, melyeken a tápvonalcsont effektív hossza $\lambda_g/4$ páratlan számú többszöröse, azaz

$$L = (2k + 1) \frac{\lambda_g}{4}; \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (54)$$

a csontból kialakult rezonátor energiát „szív el” az 50 ohmos tápvonalból, így e tápvonal beiktatási vesztesége megnő. A rezonanciafrekvenciából λ_g , illetve $\epsilon_{\text{reff}}(f)$, f_0 -ból és B_3 -ból a terhelt



6. ábra. ASL-ből kialakított kétkapus rezonátorok és áramköri helyettesítő képük



7. ábra. Nyitott végű tápvonalcsont rezonátor és egyszerűsített helyettesítő képe

jósági tényező Q_L , majd az elrendezésre érvényes összefüggések felhasználásával Q_u kiszámítható és végezetül ezek ismeretében a (42) segítségével a csontot alkotó tápvonal csillapítási tényezője, (43)-mal pedig fázistényezője határozható meg a mindenkor rezonanciafrekvencián.

A 7/d. ábra jelöléseivel a terhelt jósági tényező a következő módon írható:

$$Q_L = \frac{\omega_0 L}{R + \frac{Z_0}{2}} = \frac{Q_u}{1 + \kappa} \quad (55)$$

ahol a κ csatolási tényező ebben az esetben:

$$\kappa = \frac{Z_0}{2R} \quad (56)$$

Az U_2 feszültség a rezonanciafrekvenciától néhány százszor B_3 -nyi elhangolás esetén (a soros rezgőkör szakadást mutat) a következő:

$$U_2 = \frac{U_0}{2} \quad (57)$$

és a rezonanciafrekvencián (a rezgőkör impedanciája R ellenállás):

$$U_{20} = \frac{U_0}{Z_0 + (R \times Z_0)} (R \times Z_0) = \frac{U_0}{2} \frac{1}{1 + \kappa} \quad (58)$$

A beiktatási veszteség a rezonanciafrekvencián definiíció szerint:

$$T_0 = \frac{P_{20}}{P_2} \quad (59)$$

ahol

$$P_2 = \frac{U_2^2}{Z_0} \quad \text{és} \quad P_{20} = \frac{U_{20}^2}{Z_0} \quad (60)$$

Az (57)–(60) összefüggések felhasználásával a csatolási tényezőre az alábbi kifejezés írható:

$$\kappa = \frac{1}{\sqrt{T_0}} - 1 \quad (61)$$

A rezonanciafrekvenciák az (54)-gyel megadott feltételből határozhatók meg:

$$f_{0k} = \frac{(2k+1)c}{4L\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)}}; \quad k=0, 1, 2, \dots \quad (63)$$

melyből az effektív relatív dielektromos állandó a következő

$$\epsilon_{\text{reff}}(f) = \left[\frac{(2k+1)c}{4f_{0k}L} \right]^2; \quad k=0, 1, 2, \dots \quad (64)$$

Az analízis során az egyszerűség kedvéért nem vettük figyelembe a tápvonalelágazásnál fellépő magasabb módusok hatását. Ez megtehető, ha a [7] szakirodalomban az ASL tápvonalelágazásokra érvényes helyettesítő képet a 7/c és 7/d. ábrán látható kapcsolásba beépítjük, de ezáltal modelünk is és a mérési eredmények kiértékelése is igen bonyolulttá válik.

A tápvonalcsomók rezonátoros mérés igen jól használható azonos hordozón azonos méretben, de különböző technológiával előállított ASL vonalak jósági tényezőjének összehasonlítására, ilyen módon a technológia értékelésére.

3.3. A gyűrű rezonátoros csillapítási tényező mérés pontossága

Az ASL jellemzők mérési pontossága függ a választott mérési módszertől. Gyűrű rezonátoros méréssel határozható meg a legpontosabban ϵ_{reff} , mert a diszkontinuitások rezonanciafrekvenciát befolyásoló hatása ez esetben a legkisebb, feltéve, ha a $D_a \gg w$.

A mérés pontosságát a csillapítási tényező mérése esetén vizsgáljuk, mert talán ez tekinthető az alkalmazás szempontjából a legfontosabb jellemzőnek.

Egykapus gyűrű rezonátoros mérés esetén laza csatolást feltételezve a (27), (29), (37) összefüggéseket, valamint a II. táblázatban $\epsilon_{\text{reff}}(f)$ -re talál-

ható kifejezést (42)-be helyettesítve, egyszerűsítések után a csillapítási tényezőre az alábbi végeredményt kapjuk:

$$\alpha = 8,686 \frac{m}{D_{\text{eff}}} \frac{B_3}{f_{0m}} \frac{1 + |\Gamma|_{\text{min}}}{2} \frac{\text{dB}}{m} \quad (65)$$

Bevezetve az α kifejezésében található változók, érzékenységét a csillapítási tényező relatív mérési hibája a következő módon írható fel:

$$\frac{\Delta\alpha}{\alpha} = S_{B_3}^\alpha \frac{\Delta B_3}{B_3} + S_{f_{0m}}^\alpha \frac{\Delta f_{0m}}{f_{0m}} + S_{|\Gamma|_{\text{min}}}^\alpha \frac{\Delta |\Gamma|_{\text{min}}}{|\Gamma|_{\text{min}}} \quad (66)$$

ahol például

$$S_{B_3}^\alpha = \frac{B_3}{\alpha} \frac{\partial \alpha}{\partial B_3} \quad (67)$$

Képezve α parciális deriváltjait a különböző változók szerint, az érzékenységekre a következő eredményeket kapjuk:

$$S_{B_3}^\alpha = 1; \quad S_{f_{0m}}^\alpha = -1; \quad S_{|\Gamma|_{\text{min}}}^\alpha = \frac{|\Gamma|_{\text{min}}}{1 + |\Gamma|_{\text{min}}} \quad (68)$$

Ahhoz, hogy a csillapítási tényező mérési pontosságára számszerű adatokat kapjunk tegyük fel, hogy a mért gyűrű rezonátor első rezonanciafrekvenciája $f_{01} = 1100$ MHz, 3 dB-es sávszélessége $B_3 = 2,5$ MHz, sávközépi reflexiótényezője $|\Gamma|_{\text{min}} = 0,9$, a frekvenciamérés pontossága $\leq 0,2$ MHz és a rezonátor bemeneti reflexiótényezőjét reflektométerrel mértük, melynek irányhatása $D \geq 30$ dB, mérőkapujának reflexiótényezője $|\rho_M| \leq 0,1$. A fenti adatokkal

$$\frac{\Delta f_{0m}}{f_{0m}} \leq 0,02\%, \quad \frac{\Delta B_3}{B_3} \leq 8\% \text{-ra}$$

adódik.

A reflektométer relatív mérési hibáját leíró összefüggés a [11] szakirodalom alapján:

$$\frac{\Delta \Gamma}{\Gamma} = \frac{1}{D\Gamma} + \frac{\rho_M \Gamma}{1 - \rho_M \Gamma} \quad (69)$$

melyből a felvett adatokkal $\frac{\Delta |\Gamma|_{\text{min}}}{|\Gamma|_{\text{min}}} < 9,9\%$ -ot

kapunk.

A fenti értékekkel a csillapítási tényező relatív mérési hibája $\leq 12,7\%$, mely tipikus értéknek mondható.

Kétkapus gyűrű rezonátoros mérés esetén a (27), (48), (53) és II. táblázatban $\epsilon_{\text{reff}}(f)$ -re található kifejezés (42)-be történő helyettesítésével kapjuk a csillapítási tényezőt:

$$\alpha = 8,686 \frac{m}{D_{\text{eff}}} \frac{B_3}{f_{0m}} (1 - \sqrt{T_0}) \frac{\text{dB}}{m} \quad (70)$$

Ebben az esetben a csillapítási tényező relatív hibája a következő:

$$\frac{\Delta\alpha}{\alpha} = S_{B_3}^\alpha \frac{\Delta B_3}{B_3} + S_{f_{0m}}^\alpha \frac{\Delta f_{0m}}{f_{0m}} + S_{T_0}^\alpha \frac{\Delta T_0}{T_0} \quad (71)$$

A (70) felhasználásával az egyes változók szerinti érzékenységek a következők:

$$S_{B_3}^* = 1; \quad S_{f_{0m}}^* = -1; \quad S_{T_0}^* = -\frac{\sqrt{T_0}}{1 - \sqrt{T_0}} \quad (72)$$

Ha feltesszük, hogy az előző példában felvett egykapus rezonátorral megegyező adatú kétkapus rezonátort mértünk, ugyanolyan frekvenciamérési hibával, valamint a beiktatási veszteség $T_0 = -20$ dB volt, melyet $\leq 0,2$ dB pontossággal mértünk, akkor $\Delta T_0/T_0 \leq 4,7\%$. A kapott adatokkal a csillapítási tényező relatív hibája $\leq 13,11\%$, mely ugyanolyan nagyságrendű, mint az egykapus mérés esetén. A mérési pontosság mindkét esetben a frekvenciamérés pontosságának növelésével javítható.

4. A mérési módszerek összehasonlítása

Az ASL jellemzőinek mérését áttekintettük. Megállapítható, hogy a közvetlen mérési módszereknél a közvetett, vagy rezonátoros módszerek nagyobb pontossággal rendelkeznek.

A rezonátoros módszerek közül, az egyszerű egyenes rezonátor könnyen elkészíthető, de a nyitott végek kapacitása jelentős diszkontinuitás, hatásuk csak számítással vehető figyelembe.

A legpontosabb adatokat a nagy görbületes sugárral rendelkező gyűrű rezonátor szolgáltatja. Az egy és kétkapus elrendezés közel azonos mérési bizonytalansággal rendelkezik, de a kétkapus rezonátor egyszerűbb eszközökkel gyorsabban mérhető (nincs szükség a csatolási tényező meghatározására).

Mind az egyszerű egyenes, mind a gyűrű rezonátoroknál közös gondként jelentkezik a csatoló rés méretének pontos tartása, ha több, különböző technológiával előállított rezonátort kívánunk mérni. Erre a célra a nyitott tápvonalakon rezonátor alkalmasabb, bár ezzel a rezonátorral a β fázistényezőt az elágazás- és a nyitott vég diszkontinuitása miatt kevésbé pontosan lehet mérni.

A fentiekből kitűnik, hogy a mérési feladattól függően a felsorolt rezonátorok bármelyike szóba-

jöhet az ASL paraméterek meghatározására, ezért a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszéken olyan számítógép program készült [12], mely bármely a cikkben felsorolt rezonátortípus mérési adataiból képes meghatározni az ASL jellemzőit. A program ASL analízisére és szintézisére (tervezésére) is alkalmas.

A programot különböző technológiával készült ASL-ből kialakított rezonátor mérésekor használtuk.

IRODALOM

- [1] H. A. Wheeler: Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet, IEE Trans. on MTT 1965. pp. 172—185.
- [2] H. A. Wheeler: Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane, IEEE Trans. on MTT, August, 1977. pp. 631—642.
- [3] M. V. Schneider: Microstrip lines for microwave integrated circuits, Bell System Technical Journal, May—June, 1969. pp. 1421—1444.
- [4] W. J. Getsinger: Microstrip dispersion model. IEEE Trans. on MTT, January, 1973. pp. 34—39.
- [5] J. D. Woermbke: Soft substrates conquer hard designs, Microwaves, January, 1982. pp. 89—98.
- [6] J. P. Ramy, M. T. Cotte, J. P. Bolloch, R. Schnitzler, J. J. Guena and C. Thebault: Optimization of the thick- and thin-film technologies for microwave circuits on alumina and fused silica substrates IEEE Trans. on MTT. October 1978. pp. 814—820.
- [7] T. C. Edwards: Foundations for microstrip circuit design, John Wiley and Sons Ltd., New York 1981.
- [8] Dr. Mátay Gábor: Réz vastagrétegek mikrohullámú alkalmazása, Tématanulmány-részlet, BME Elektronikai Technológiai Tanszék 1986.
- [9] I. Wolff, N. Knopik: Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines, Electronics Letters, 30th December, 1971. Vol. 7. No. 26. pp. 779—781.
- [10] L. Accatino, A. Angelucci: Differential measurement, technique for evaluating microstrip line attenuation, Electronics Letters, 22nd May, 1980. pp. 427—429.
- [11] Pintér A., Mátay G.: Mikrohullámú mérések és műszerek II. Egyetemi jegyzet (J5-1296), Tankönyvkiadó, Budapest, 1982. 24—27. old.
- [12] Laky I. G., Megyeri P.: Számítógép program ASL jellemzőinek mérésére, Témalabor feladat, BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék 1987.

Фараго, А.—Линдер, Т.—Лугоши, Г.—Пиклер, Т.:

Об алгоритмических проблемах метода классификации „ближайший сосед“

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 8.

В статье описываются два новых метода для ускорения алгоритма классификации «ближайший сосед», который часто используется в задачах классификации и распознавания образцов. Один из наших методов ускоряет процесс классификации (сокращает количество рассчитываемых по алгоритму расстояний), так что вероятность ошибки не увеличивается по сравнению с традиционным алгоритмом. Второй наш метод является специальным процессом группировки, обеспечивающим возможность двух- или многоуровневого решения. Результаты доказываются математическими методами и моделированием на ЭВМ.

Очаи, Л.—Кишш, Л.—Йожа, Е.:

Серво-управляющая система промышленных роботов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 8.

На заводе в г. Дэндэш Предприятия Микроэлектроники (MEV) разработано семейство промышленных роботов. Статья информирует о нескольких решениях серво-управлений промышленных роботов высокой точности. Приводит такой пример применения серво-управляющих систем, который разработан на Предприятии Микроэлектроники. Демонстрирует работу аналоговых и цифровых блоков управления.

Хорват, П.:

Услуги не речевого типа и их связь с развитием

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 8.

В системе условий общественного и экономического развития все более важную роль играет техника связи. Статья излагает степень несовершенности данной отрасли и его последствия. Демонстрирует как Венгерская Администрация Связи использует возможность ускоренного развития техники связи в области услуг не типа. Показывает юнедрение намеченных результатов развития в экономику страны.

Д-р Ваньяи, П.—д-р Берцели, Т.—д-р Фридьеш, И.—Менг, Й.—д-р Ракоши Ф.—д-р Рона, П.—д-р Сабо, З.—Тот, Т.:

Цифровые радиорелейные системы малой емкости на 8 ГГц

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 8.

В статье описывается цифровые радиорелейные системы малой емкости на 8 ГГц, разработанные в прошедшие годы в Научно-исследовательском институте дальней связи. Отдельные варианты аппаратур построены на основе одинаковых наборов схем. Контейнерное их исполнение дает возможность для гибкого установления этих аппаратур.

Д-р Тужон, Т.—Соке, Ш.:

Основная комбинированная ячейка МА сложения большой скорости на 16Б/16Б/35 бит и построенная на ней интегральная схема сложения — аккумуляторная ТМС 201 МАС

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 8.

Изложенная в статье конструкция является подходящим примером для подхода к разработке нового характера. Исходом являлось основное уравнение сложения с 2's комплементарного кода, из этого был создан эффективный алгоритм, который в конце был наложен на кремний. Не представлялась возможность проведения испытаний образцового чипа иностранного выпуска, это для нас являлось недостатком, так как не было возможности использовать накопленное в нем знание, но с другой стороны это было для нас преимуществом, т. к. смогли разработать схему лучше, чем применяемую другими потребителями. С использованием наших средств мы сделали новый шаг в двух новых важных направлениях. С точки зрения производства в направлении национального изготовления интегральных схем большой сложности, а с точки зрения применения, в направлении обширного распространения обработки цифровых сигналов. Проектирование схемы было окончено в августе 1986 года, и после изготовления маски, было начато экспериментальное производство их на производственной линии разработки Предприятия Микроэлектроники.

Híradástechnika, XXXIX. évfolyam, 1988. 8. szám

Лендел, Е.:

Кожухи приборов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 8.

Статья рассматривает различные виды кожухов для приборов разработанных в течение последних 30-ти лет Отделом по приборам предприятия «ОРИОН». Знакомит с целеустановкой конструкции и подробно обсуждает «малую коробку приборов» самой последней раеработки.

Д-р Матаи, Г.:

Измерительные методы параметров несимметричной волноводной полосовой линии

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1988. № 8.

Статья исследует измерительные методы параметров несимметричной волноводной полосовой линии. Определяется, что не прямые измерительные методы (измерения с применением резонаторов) дают более точные результаты, чем прямые методы. В статье сравниваются измерительные методы применяющиеся прямой — кольцевой — и четвертьволновой шлейф-резонатора. Относительная измерительная погрешность коэффициента затухания определяется в случае кольцевых резонаторов.

Faragó, A.—Linder, I.—Lugosi, G.—Pikler, T.:

Über die algorithmischen Probleme der Klassifikations method des nächsten Nachbars

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 8.

In diesem Artikel werden neue Methoden vorgezeigt, zur algorithmischen Beschleunigung der bei den Entscheidungs- und Klassifikationsaufgaben weitgehend benutzten „Methode des nächsten Nachbars“. Eine dieser Methoden vermindert so die Anzahl der benötigten Entfernungsrechnungen, dass inzwischen das Ergebnis unverändert bleibt. Die Beschleunigung erhöht also nicht zugleich die Fehlerwahrscheinlichkeit. Die andere Methode ist ein spezielles Clusterisierungsverfahren, welches eine zwei- oder mehrstufige Entscheidung ermöglicht. Die Ergebnisse werden sowohl mit mathematischer, wie auch mit Simulationsmethode bewiesen.

Ocsai, L.—Kiss, L.—Józsa, E.:

Servosteuerungssystem der Industrieroboter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 8.

Im Betrieb von Gyöngyös des MEC (Mikroelektronisches Unternehmen) wurde eine Industrieroboterfamilie entwickelt. Der Verfasser dieses Artikels informiert uns über einige Lösungen der Servosteuerung von Industrierobotern grosser Genauigkeit. Es wird ausserdem ein solches Anwendungsbeispiel der Servosteuerungssysteme angegeben, welches bei der Firma MEV entwickelt wurde. Zuletzt zeigt uns der Artikel die Funktionierung der analogen und digitalen Steuerungseinheiten.

Horváth, P.:

Die Beziehung der nicht sprachdienstlichen Diensten und der Entwicklung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 8.

Im system der Bedingungen der gesellschaftlichen und ökonomischen Entwicklung bekommt das Fernmeldewesen einen immer mehr wichtigeren Platz. Der Artikel zeigt dem Leser den Rückstandmass des Wirtschaftszweigs sowie dessen Folgen. Es wird ausserdem erörtert, wie die Ungarische Post die Möglichkeit der beschleunigten Fernmeldeentwicklung auf dem Gebiet von nicht sprachdienstlichen ausgenutzt hat. Zuletzt erörtert der Artikel, wie die geplanten Entwicklungen in das ökonomische Leben eingebracht werden.

dr. Ványai, P.—dr. Bercei, T.—dr. Frigyes I.—Meng, J.—dr. Rákosi F.—dr. Róna, P.—dr. Szabó, Z.—Tóth, T.:

Kleinkapazitate, digitale Radiosysteme mit 8 GHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 8.

Der Artikel gibt eine gute Übersicht über digitale Kleinkapazitätsradiosysteme, die in den letzten Jahren in dem Forschungsinstitut für Fernmeldetechnik ausgearbeitet worden sind. Die einzelnen Varianten der Einrichtung sind mit gleichen Stromkreisgarnituren aufgebaut. Die Zusammensetzungselemente in den Containern bieten vielfältige Gestaltungsmöglichkeiten.

Dr. Tuzson, T.—Szóke, S.:

MAD-kombinative Grundzelle für Multiplikation-Addition grosser Geschwindigkeit mit $16+16 \cdot 35$ Bit Kapazität und der darauf basierende TMC 201 MAC integrierter Schaltkreis als Akkumulator für Multiplikation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 8

Die im Artikel vorgeführte Konstruktion ist ein gutes Beispiel für die neuartige Annäherung einer Entwicklungsautgabe. Den Ausgangspunkt hat die Grundgleichung der Multiplikation mit einem „2“-er Kod gegeben und daraus wurde ein effektiver Algorithmus ausgeformt, welcher zuletzt auf Silizium übertragen wurde. Es gab keine Möglichkeit zur Prüfung von ausländischen Referenz-Chips. Das ist nachteilig, weil das darin verkörperte Kenntnismaterial konnte nicht verändert werden, jedoch sogleich vorteilig, weil keine Gebundenheiten die Entwicklungsrichtung beeinflussten und so ergab sich die Möglichkeit zur Entwicklung einer Schaltung, die besser ist, als die von anderen Forschern schon verwendeten Schaltungen. Mit ihrem eigenen Mittel hat die Firma MEV (Mikroelektronisches Unternehmen) in zwei weiteren Richtungen neue Schritte gemacht. Vom Standpunkt der Fertigung kam es zu Fortschritten in der Richtung von Herstellung von integrierten Schaltkreisen und vom Standpunkt der Verwendung wurden Ergebnisse in der Richtung der umfassenden Verwendung und Verbreitung der digitalen Signalverarbeitung erzielt. Die Planung des Stromkreises wurde im August 1986 beendet und nach der Herstellung der Masken wird auch die Fertigung der Versuchsserie auf die Fertigungsstrasse für Entwicklung der Firma MEV beginnen.

Lengyel, E.:

Gehäuse für Zweck-Messinstrumente

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 8

Der Artikel überblickt die verschiedenen Gehäuse der Zweck-Messinstrumente, welche im Laufe der letzteren 30 Jahre von der Messinstrument-Abteilung des Unternehmens Orion entwickelt worden sind. Nebst Bekanntmachung der Konstruktionsaufgaben wird das neulich zur Entwicklung gebrachte „Kleingehäuse“ ausführlich besprochen.

Dr. Mátay, G.:

Messtechnisches Verfahren für die Bestimmung der Kennzeichen einer asymmetrischen Bandübertragungsleitung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 8

In diesem Artikel wurden die verschiedenen, messtechnischen Verfahren für die Bestimmung der Kennzeichen einer asymmetrischen Leitung für die Bestimmung der Kennzeichen einer asymmetrischen Bandleitung untergesucht. Es wurde festgelegt, dass die Genauigkeit der indirekten Methoden (Wellenleiter — resonator) besser, als die der direkten Methoden, ist. Die Methoden verwendet geraden, und ringförmigen Resonator, weiters einen Resonator mit angezapfter Speiseleitung wurden verglichen. Der Messfehler der Dämpfungskonstante mit der Anwendung eines ringförmigen Resonators als Zweipol, Vierpol wurde bestimmt.

Faragó, A.—Linder, T.—Lugosi, G.—Pikler, T.:

On the algorithmic problems of the Nearest Neighbour classification method

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 8.

In the paper two new methods are presented for the algorithmic speeding up of the well-known Nearest Neighbour decision rule. The first method reduces the number of distance calculations without effecting the result of decision, that is, it does not involve any increase in error probability. The second algorithm is actually a special clustering method leading to a two-level or multilevel decision. The results are supported both by mathematical methods and computer simulation, as well.

Ócsai, L.—Kiss, L.—Józsa, E.:

Servo control system of industrial robots

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 8.

An industrial robots family has been developed at plant of MEV (Microelectronics Enterprise) in Gyöngyös. The article informs on some solutions of servo control of high precision industrial robots. It's provided an application example of servo control system developed in MEV. Information is given about work of analogue and digital control units.

Horváth, P.

Interdependences of non-voice services and development

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 8

Telecommunication has an ever growing role in the social and economical development. The degree of backwardness in the telecommunication field and its consequences are discussed in the paper. The utilization of the possibilities available for the accelerated development in telecommunications, especially in non-voice type services is presented. The effect of the planned developments on the economy is also outlined.

Dr. Ványai, P.—dr. Bercei, T.—dr. Firgyes, I.—Meng, J.—dr. Rákosi, F.—dr. Róna, P.—Szabó, Z.—Tóth, T.:

Digital low capacity 8 GHz radio systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 8.

The paper gives a survey on low capacity digital 8 GHz systems developed in the Research Institute for Telecommunication in the last years. The different types of the system consist of same circuits. The container construction of the equipment offers flexibility in installation.

Dr. Tuzson, T.—Szóke, S.:

High-Speed Combination $16+16 \cdot 35$ -bit Multiplier-Adder Basic Cell MAD and Multiplier-Accumulator Integrated Circuit based on it

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 8

Construction introduced in this article is a good example for a development approach of new character. Starting point was given by the basic equation of 2's complement code multiplication; an effective algorithm has been developed from it, which was finally adapted for silicon. We had no opportunity for testing a foreign reference chip, which is disadvantageous because the knowledge realized in it couldn't be used by us, however it was also advantageous because anything hadn't our hands tied and we had an opportunity for developing a circuit better than the ones used by others. New steps towards two important directions have been taken by our device. Namely to the Hungarian production of the LST ICs from the point of view of manufacturing and to the general use of the digital signalprocessing from the point of view of application. Planning of the circuit was over in August of 1986 and the production of the test series on the development manufacturing line of MEV (Enterprise for Microelectronics) will start when the masks are perfect.

Lengyel, E.:

Instrument casings

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 8

The paper looks over the various instrument casings developed by the Instrument Department of the ORION Works in the last 30 years. It presents the design objectives and discusses in details the recently developed „small instrument casing“.

Dr. Mátay, G.:

Measurement methods for determination of asymmetrical strip transmission line parameters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 8

This paper discusses measurement methods for determination of asymmetrical strip transmission line parameters. It is found that the indirect (transmission line resonator) methods give more accurate results than direct methods. Measurement methods using simple straight line-, ring- and open stub resonator are compared. The fractional measurement error of the attenuation constant is determined in case of one port and two port ring resonator.