



**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA**

**XXXIII. évfolyam
B U D A P E S T**

1982

7

HÍRADÁSTECHNIKA

XXXIII. ÉVFOLYAM 1982. 7. SZÁM

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

TARTALOM

PHAN VAN LINH— DR. SALLAI GYULA:	Áramkörnyalábok méretezése túlterhelési tartalékkal	289
ANDRÁSI ANDORNÉ— DR. BELEZNAY FERENC—DR. PÜSPÖKI SÁNDOR—SERÉNYI MIKLÓS:	Akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrő gyakorlati megvalósítása	299
	Az MTESZ az energiatakarékosságért	304
	BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK	
TEMESVÁRI ZSOLT:	A híradásipar mérőautomatáiról. IV. rész. Mérőrendszerek moduláris kialakítása, IEC-IR (Interface-rendszer) realizálása	313
CSERNOCH JÁNOS:	PCM jelátvitelt biztosító mikrohullámú berendezések bevezetésének néhány problémája. II. rész	320
	Hírek üzemekinkből	333
	Tartalmi ismertetők	336

A SZÁM SZERZŐI:

PHAN VAN LINH vietnami okl. vill. mérnök, a PKI aspiránsa, DR. SALLAI GYULA okl. vill. mérnök, a PKI tudományos tanácsadója, ANDRÁSI ANDORNÉ okl. vegyész, az MTA KFKI tud. osztályvezetője, DR. BELEZNAY FERENC okl. fizikus, az MTA MŰFKI tud. főoszt. vez. h., DR. PÜSPÖKI SÁNDOR okl. vill. mérnök, az MTA MŰFKI tud. m. társa, SERÉNYI MIKLÓS okl. fizikus, az MTA MŰFKI tud. munkatársa, TEMESVÁRI ZSOLT okl. vill. mérnök, a KKVMF Híradásipari Intézet adjunktusa, CSERNOCH JÁNOS okl. fizikus, az Orion műszaki tudományos tanácsadója, főiskolai docens.

Felelős szerkesztő: BOGLÁR GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

A szerkesztő bizottság tagjai:

Angyal László, Balogh Pál, Bánsághi Pál, Boglár Gyula, dr. Flesch István, Forintos György, Hermann Ákos, Horváth Imre, Jakubik Béla, Laczkó Endre, May Péter, Mérey Imréné, Nagygyörgy Gábor, Tóthmátyás István.

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

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9—11. 1073. Telefon: 221—285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámmal. Előfizetési díj: fél évre 138,— Ft, egész évre 276,— Ft. Egyes szám ára 23,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1839 Budapest, Postafiók 149.



HU ISSN 0018—2028

Egyetemi Nyomda — 82.8117 Budapest, 1982. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

Áramkörnyalábok méretezése túlterhelési tartalékkal

PHAN VAN LINH —
DR. SALLAI GYULA
Posta Kísérleti Intézet

A szolgáltatásbiztonsági technikák fejlődését jelentősen befolyásolja és ösztönzi az a tény, hogy az átviteli nyalábok mérete a forgalmi igények növekedésén túlmenően technológiai okokból is növekszik, gazdaságosabb nagyobb forgalmi kapacitású átviteli utakon koncentrálni a forgalmat. Ez ugyan javítja a nyalábok forgalmi kihasználtságát, de egyben sokkal érzékenyebbé teszi a forgalmi túlterhelésekre és az áramkörök kiesésére. A biztonság növelésére megkülönböztetünk forgalom- és átviteltechnikai eljárásokat, illetve preventív, a hatások bizonyos szintjével eleve számoló, azt kiküszöbölő tervezési módszereket, és túlterhelések, kiesések fellépésekor végrehajtott beavatkozásokat, vezérléseket [1, 2]. Figyelmünket a preventív módszerekre, azon belül is az alternatív irányítású hálózatok forgalmi méretezése során alkalmazható módszerekre korlátozzuk.

A hierarchikus alternatív irányítás jellemzője, hogy a túlterhelések — a lebonyolítatlan forgalmak túlcsoordítása következtében — az utolsó választású alaphálózati útvonalakra tevődnek át, és azok veszteségét jelentősen megnövelik. Így az alaphálózati útvonalak eredeti saját forgalma — nem lévén más útja — megengedhetetlen veszteséget szenvedhet. Az utolsó választású útvonalak nyalábmegosztással, az ún. teljes haránt nyalábok alkalmazásával és túlméretezéssel védhetők. A nyalábmegosztás alkalmazása esetén külön nyalábot biztosítunk az alaphálózati utak mentén a véletlen és a túlcsoordult csúcsos forgalom számára. A nyalábmegosztásnak számos különböző megoldása lehetséges, tárolt program vezérlés esetén pedig fejlettebb megoldások is alkalmazhatók [3, 4, 5]. A teljes haránt nyalábok a túlterhelések tovagyrúzását hivatottak megakadályozni a haránt nyalábok kis veszteségűre való méretezésével és a túlcsoordulási lehetőség megszüntetésével. Nagy közvetlen forgalom és hosszú kerülő út esetén a teljes haránt nyalábok eleve gazdaságosak lehetnek, de kedvező hatásuk érvényesítésére bizonyos költségnövekedés is megengedhető [6, 7, 8]. Mindezek mellett indokolt az alaphálózati nyalábok bizonyos fokú, kézben tartott túlméretezése. Az ismert eljárások vagy több forgalmi értékre való méretezésen, vagy a nyaláb hatásfokának korlátozásán alapulnak [6, 9–13]. Cikkünkben a hatások részletesebb bemutatása után az ilyen irányú kez-

deményezéseket, majd a javasolt ERLIN-módszert ismertetjük. Az ERLIN-módszer a differenciális hatásfok korlátozásán alapul, kiküszöbölve ezzel a hatásfok korlátozásánál felmerülő hiányosságokat, de megtartva annak kis számításigényét. Megadjuk a túlterhelési és a tervezési paraméterek optimális kapcsolatát, és megalapozunk egy globális tervezéshez alkalmas összefüggést is.

1. Az Erlang-nyalábok túlterhelési tulajdonságai

Vizsgálataink a hálózatok azon nyalábjaira vonatkoznak, amelyeket szokásosan egy B_0 névleges veszteségre méreteznek. Az ilyen nyalábok forgalmi teljesítőképességét a rögzített B_0 mellett értelmezett marginális forgalmi kapacitással, marginális forgalmi áteresztőképességgel, fajlagos forgalmi kapacitással és az átlagos áteresztőképességgel jellemezhetjük, amelyek definíciója az alábbi:

$$\Delta A(N, B_0) = A(N, B_0) - A(N-1, B_0), \quad (1)$$

$$\Delta Y(N, B_0) = Y(N, B_0) - Y(N-1, B_0) = (1 - B_0) \cdot \Delta A, \quad (2)$$

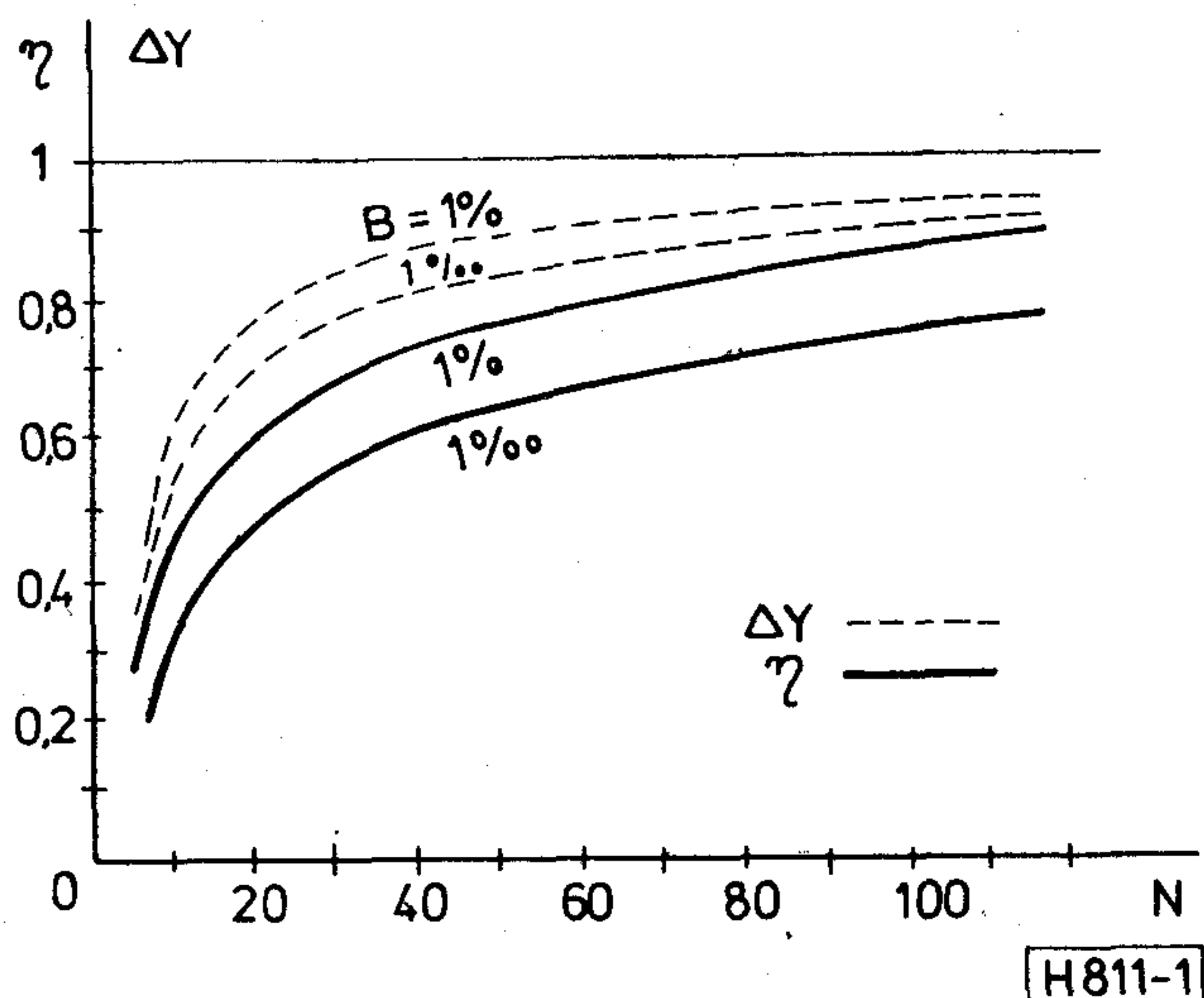
$$\alpha(N, B_0) = \frac{A(N, B_0)}{N}, \quad (3)$$

$$\eta(N, B_0) = \frac{Y(N, B_0)}{N} = \frac{\sum_{n=1}^N \Delta Y(n, B_0)}{N} = (1 - B_0) \cdot \alpha, \quad (4)$$

ahol $A(N, B_0)$ az N áramkörös nyalábra B_0 megengedett torlódás esetén felajánlható forgalom, $Y(N, B_0) = (1 - B_0) \cdot A(N, B_0)$ pedig az A felajánlott forgalomból átvitt forgalom. Vizsgálatainkban teljes elérhetőségű nyalábokat és a torlódott hívások zérus tartásidejét feltéve, Poisson-típusú véletlen felajánlott forgalom esetén a

$$B = E(N, A) = \frac{\frac{A^N}{N!}}{\sum_{i=0}^N \frac{A^i}{i!}}$$

Erlang veszteségi (B) formula szerint, túlcsoordult csúcsos felajánlott forgalom esetén az ekvivalens vélet-



1. ábra. Erlang-nyalábok marginális és átlagos át-
eresztőképessége az áramkórszám függvényében

len forgalom (ERT) elve alapján az Erlang B formulára visszavetítve nyerjük A , N és B számszerű kapcsolatát [4, 14]. A túlterhelési sajátosságokat az Erlang B formula szerint méretezett nyalábokra, röviden Erlang-nyalábokra mutatjuk be (csúcsos forgalom esetén a viszonyok kvalitatíve azonosak).

Az Erlang B szerinti $A(N, B_0)$ görbék jellege közismerten konvex,

$$\frac{\partial^2 A}{\partial N^2} > 0,$$

amiből következik, hogy a marginális és az átlagos át-eresztőképesség az N függvényében monoton nő. Szemléletesen nyilvánvaló, és bizonyítható az is, hogy

$$\eta_\infty = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{Y}{N} = 1, \quad (5)$$

valamint

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \Delta Y(N, B_0) = 1,$$

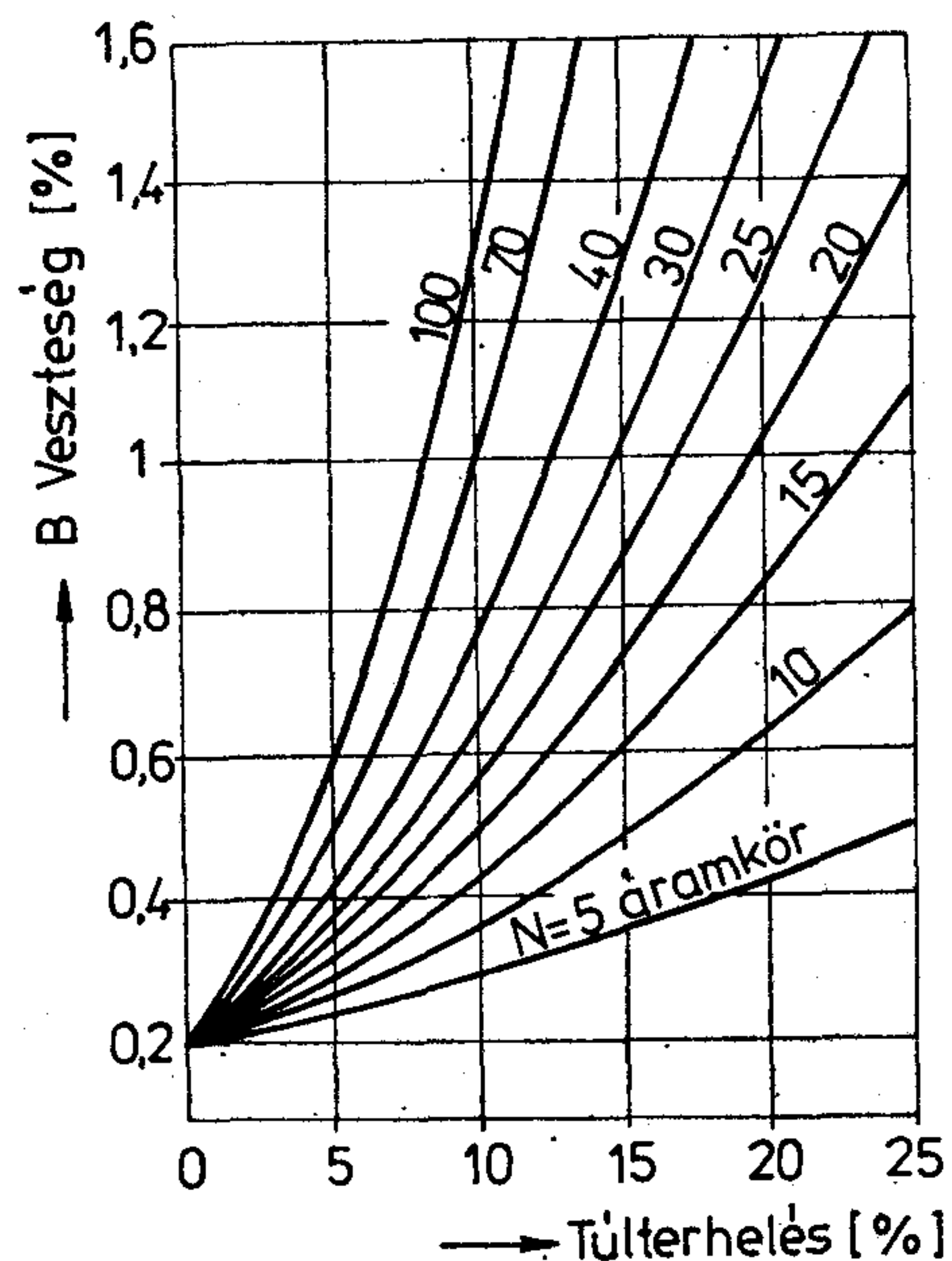
$$\Delta Y(N, B_0) > \eta(N, B_0), \quad \text{ha } 1 < N < \infty,$$

és az $A(N, B_0)$ és az $\tilde{A} = N/(1 - B_0)$ lineáris függvény aszimptotikusan egyenlő (1. ábra.) [15].

A nagyobb nyalábok jobb hatásfokának előnye nyilvánvalóak. A forgalmi túlterhelés azonban a nagyobb nyaláboknál a torlódás nagyobb mértékű növekedését okozza, azaz minél nagyobb a nyaláb, annál érzékenyebb a túlterhelésre. Bevezetve a túlterhelésviszony

$$\tau = \frac{A}{A_0}$$

definícióját, ahol A a tényleges, A_0 a névleges terhelés, a viszonyok alakulását egy konkrét esetre a 2. ábra, általánosan a 3. ábra mutatja be. Tekintsük a 3a ábrát, amely a torlódás alakulását a forgalom függvényében N szerint paraméterezve mutatja. A B_0 névleges veszteséget rögzítve, az N_j áramkórszámhoz A_j névleges terhelés rendelhető. A τA_j terhelésű, N_j áramkórszámú nyalábok torlódási értékeit összekötő görbe a τ mértékű túlterhelés hatását tük-



2. ábra. Torlódás alakulása túlterhelés hatására 0,2%
névleges torlódású nyalábokra

rözi. Az N_j , A_j összetartozó párhoz túlterhelési értéket A_j -hez (illetve N_j -hez) rendelve, a 3b ábra szerinti szemléletesebb ábrázolást kapjuk. $\tau=1$ -hez természetesen a B_0 paraméterű vízszintes egyenes tartozik, és láthatóan $\tau > 1$ esetén a torlódás B_0 -tól kiindulva monoton növekszik, az áramkörnyalábok mind jobb hatásfokának, kisebb tartaléknak megfelelően. A torlódás képletszerűen $B = \beta(\tau, A_0, B_0) = E(N, \tau A_0)$ alakban adható meg, ahol N a $B_0 = E(N, A_0)$ egyenlőséget kielégítő érték. A torlódás $B = 1 - Y/A$ definíciója alapján, az (5) kétszeri alkalmazásából adódó $Y \sim N \sim (1 - B_0)A_0$ aszimptotikus összefüggések segítségével könnyen belátható, hogy a β görbék A_0 szerinti maximuma

$$B_{\max}(\tau, B_0) = \lim_{A_0 \rightarrow \infty} \beta(\tau, A_0, B_0) = 1 - \frac{1 - B_0}{\tau}. \quad (6)$$

2. Túlterhelési torlódásnövekedés korlátozásának módszerei

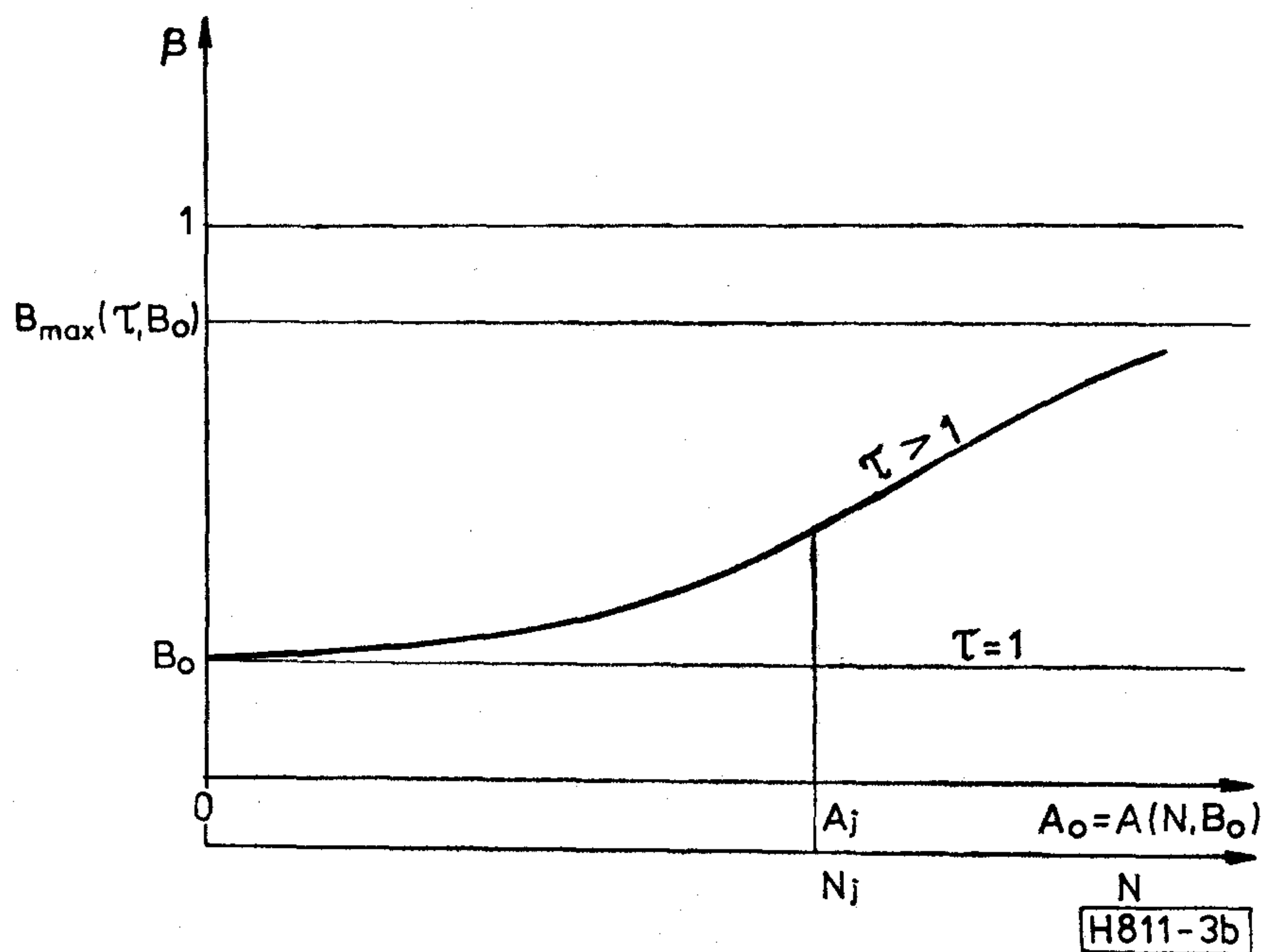
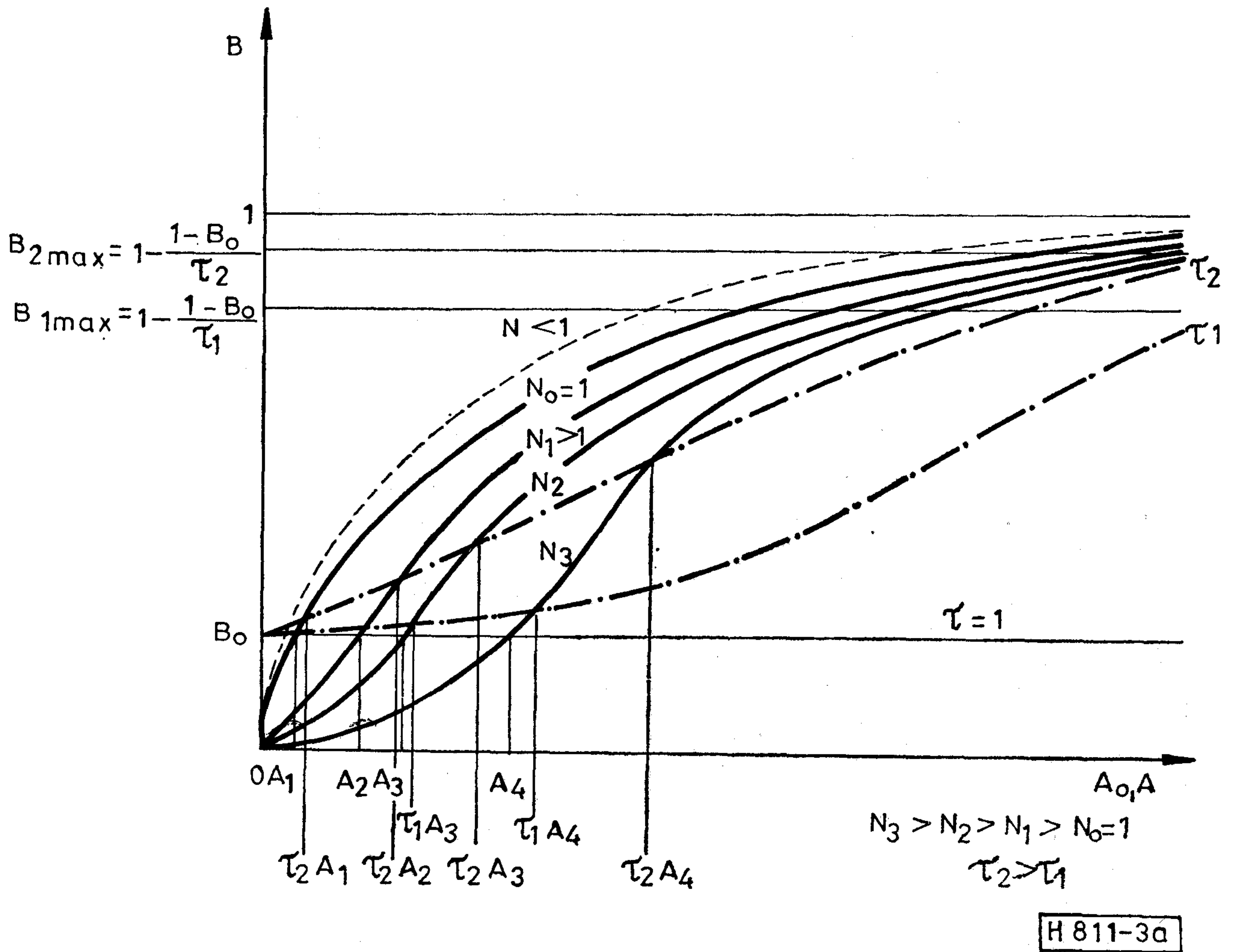
Kézenfekvő, hogy a nagyobb nyalábok egyre növekvő torlódása túlterhelés esetén túlméretezéssel korlátozható. Ebben az esetben az N méretű nyaláb (1)–(4) szerinti forgalmi jellemzői az elvi maximumot adják, amelyet a túlméretezés következtében korlátozottan használunk ki. Ilyen módon a kihasznált teljesítőképességi értékek, valamely $A(N)$ méretezési összefüggés esetén:

$$\Delta A(N) = A(N) - A(N-1)$$

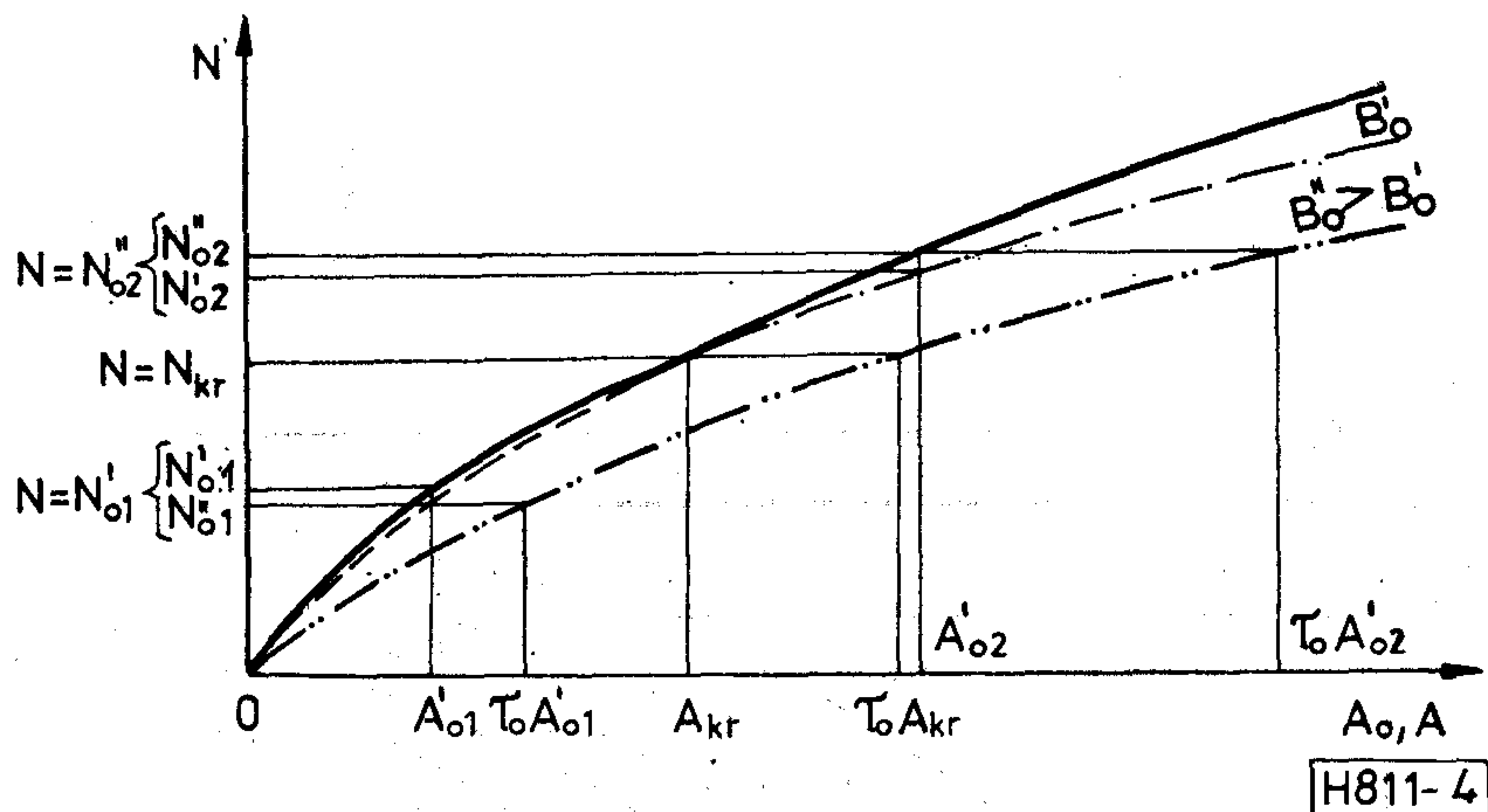
$$\Delta Y(N) = \Delta A(N) - B(N, A(N)) \cdot A(N) + B(N-1, A(N-1)) \cdot A(N-1),$$

$$\alpha(N) = A(N)/N,$$

$$\eta(N) = \alpha(N) - \frac{B(N, A(N)) \cdot A(N)}{N},$$



3. ábra. Erlang-nyaláb torlódása adott túlterhelésviszony esetén



4. ábra. Méretezési görbe kettős specifikáció esetén

és a túlméretezés miatt: $B(N, A(N)) \leq B(N-1, A(N-1))$. A $B(N, A)$ torlódásfüggvény véletlen forgalom esetén $E(N, A)$ -val egyenlő.

Az irodalomból ismert túlméretezési eljárások egyik csoportja több, rendszerint két forgalmi értékre való méretezésen alapul.

Az A'_0 , B'_0 névleges terhelés és torlódás mellett egy $A''_0 = \tau_0 A'_0$ ($\tau_0 > 1$) terhelésnél megengedett $B''_0 > B'_0$ torlódást specifikálnak. Ezek alapján az Erlang-formula segítségével meghatározott N' és N'' áramkör-számok közül a nagyobbikat realizálják. Az eredő tervezési görbe A_0 függvényében a közönséges $N' = N(A'_0, B'_0)$ és a zsugorított $N'' = N(\tau_0 A'_0, B''_0)$ görbék egyesítése (4. ábra). Helyesen megválasztott paraméterek esetén egy kritikus értékig N' , majd N'' érvényesül. A túlméretezés $C = N''/N'$ mértéke a kritikus értéken túl aszimptotikusan a $C_\infty = \tau_0(1 - B'_0)/(1 - B''_0)$ értékig növekszik. A maximális torlódás $\tau \geq \tau_0$ esetén (6) alapján

$$B_{\max} = B_\infty = 1 - (1 - B'_0) \cdot \tau_0 / \tau.$$

A τ_0 túlterhelésviszonyt általánosan rögzítik (szokásosan $\tau_0 = 1, 1 \dots 1, 25$) [9], vagy a forgalommérések alapján — akár viszonylatonként — határozzák meg. Például úgy, hogy A'_0 az év 30 legnagyobb, időben állandó fekvésű forgalmas órai forgalmának átlaga, A''_0 pedig az 5 legnagyobb átlaga [10, 11]. A torlódási értékre [10] 1, illetve 7%-ot említ. E módszer a torlódásnövekedés korlátozását a specifikált értékeknél szemléletesen fejezi ki, de éppen ezen értékek felvételére érzékeny, és a tervezési munkát összetettebbé teszi.

Az ismert eljárások másik típusa (francia módszer) azon a megfontoláson alapszik, hogy a nyálábok méretével együtt növekvő hatásfokjavulás egyre jobban csökkenti azt a tartalékokat, amely a túlterhelés esetén hasznosítható lenne. Ezért az átlagos áteresztőképesség korlátozását javasolják [6, 12, 13]. Tekintve az $\eta(N, B_0)$ 1. ábra szerinti alakulását, a módszer tulajdonképpen egy B_0 torlódású Erlang-görbe és a maximálisan megengedett hatásfokot reprezentáló, origóból induló

$$N = \frac{1 - B_0}{\eta_0} A \quad (7)$$

egyenes együttes használatát jelenti (5. ábra).

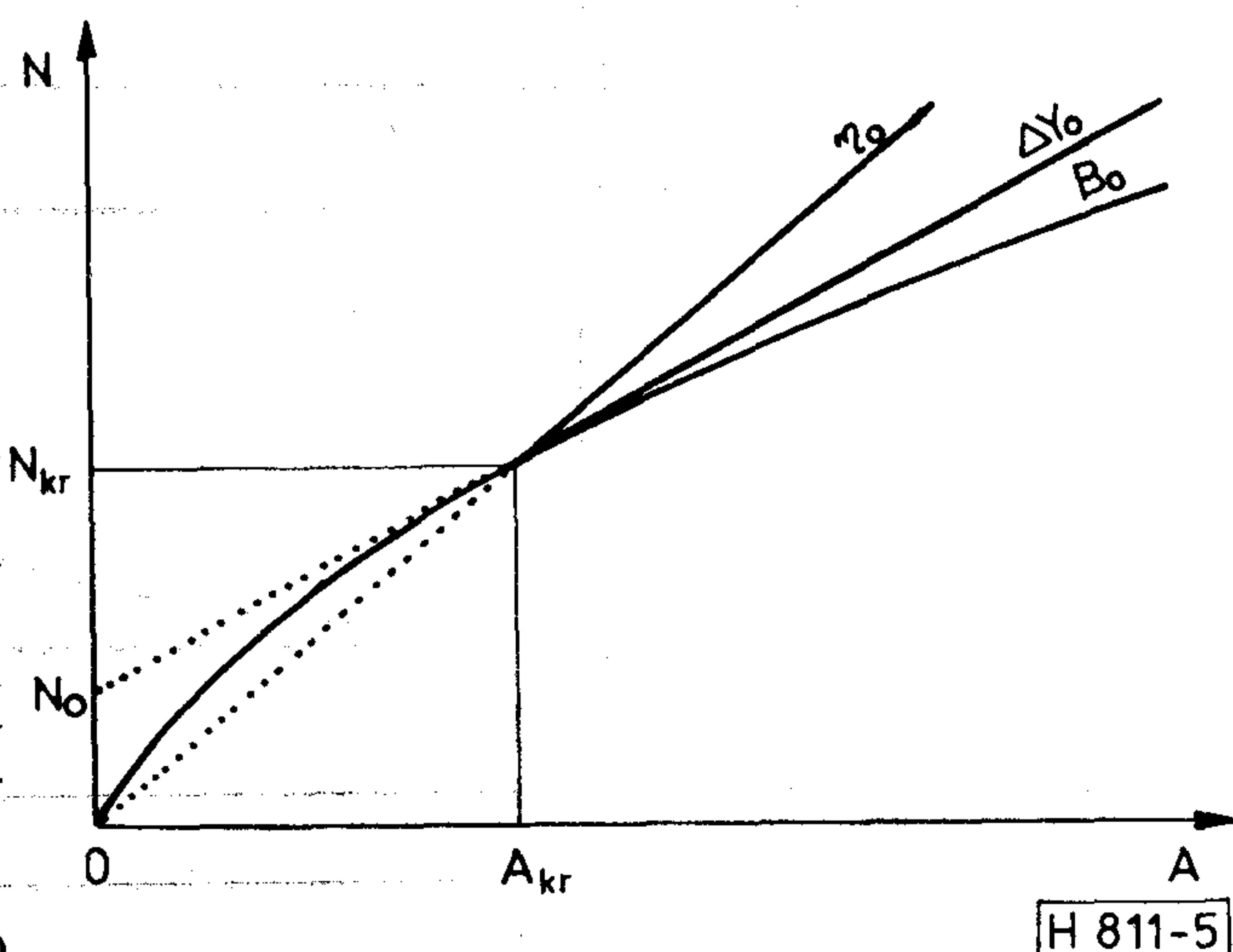
Az ábra szerint

$$N_{kr} = \frac{1 - B_0}{\eta_0} A(N_{kr}, B_0)$$

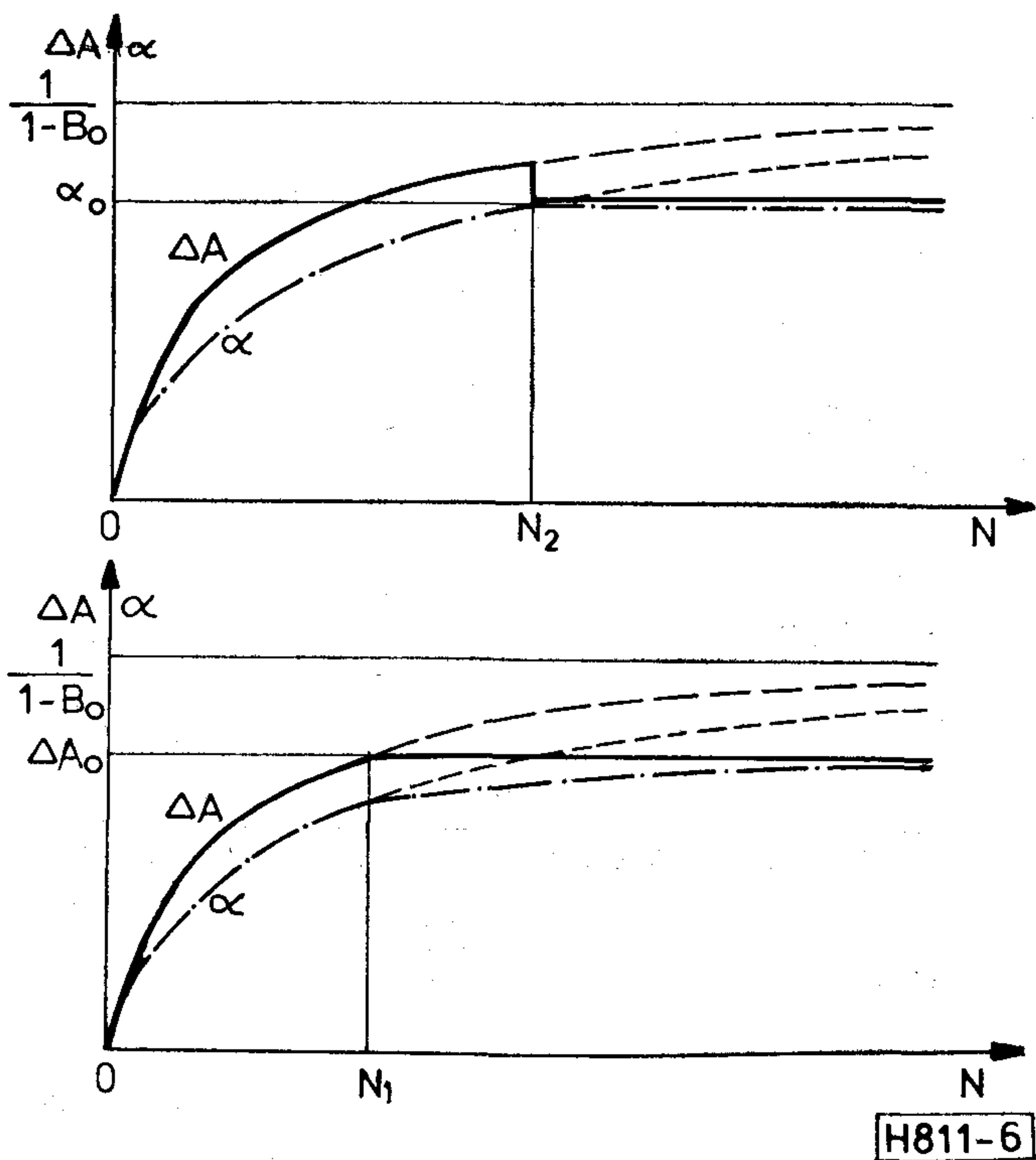
kritikus méretig a B_0 névleges veszteség biztosítása jelenti az erősebb követelményt. A (7) összefüggést értékelve látható, hogy a kihasznált fajlagos kapacitás konstans, a kritikus pontnál felvett $\alpha_0 = \eta_0/(1 - B_0)$ értéken marad, a kihasznált átlagos áteresztőképesség pedig a torlódás csökkenése következtében

$$\eta(N) = \frac{1 - B(N, N \eta_0 / (1 - B_0))}{1 - B_0} \quad \eta_0 < \eta(N, B_0)$$

formában $\eta_{\max} = \min(1, \alpha_0)$ értékhez tart. E módszer előnye rendkívüli egyszerűségén túl a túlterhelhetőség lényegéhez kötődő szemléletessége. Hátránya viszont, hogy a korlátozó egyenes az Erlang-görbével a kritikus pontban töréspontosan csatlakozik, és a nagyobb nyálábok alkalmazásának semmiféle előnye nem jelentkezik. (Megjegyzendő, hogy a csökkenő torlódás mellett is konstans $\eta = \eta_0$ biztosítása a számítástechnikai nehézségeken túlmenően forgalomtechnikailag is indokolatlan, mert $\alpha(N)$ csökkenne). α_0 értékét Franciaországban — ahol a módszer alkal-



5. ábra. Méretezési görbe a fajlagos és a marginális kapacitás korlátozása esetén



6. ábra. A forgalmi teljesítményjellemzők alakulása a fajlagos, illetve a marginális kapacitás korlátozása esetén

mazása tervezési utasítás — empirikusan 0,7-re vették fel. A módszer kiterjedt értékelésének hiányát mutatja, hogy más postaigazgatások ettől hatásaiiban merőben eltérő 0,8...0,85-ös érték bevezetését tervezik.

Felmerül a gondolat, hogy az utóbbi módszer előnyeinek megtartása mellett hátrányait — az átlagos áteresztőképesség (illetve fajlagos kapacitás) helyett a marginális áteresztőképesség (illetve a marginális kapacitás) korlátozásával — kiküszöbölhetjük, és megfelelő kritérium felállításával a túlméretezés gazdasági és minőségi hatásai összevethetők, kézben tarthatók.

3. A marginális áteresztőképesség korlátozása

A túlterhelési tartalékot a francia módszer azáltal képzi, hogy a nyalábok hatásfokát, átlagos áteresztőképességét nem engedi 1-hez fel nőni. A módszer változott hiányosságait elkerülhetjük, ha a tartalékot a marginális áteresztőképesség korlátozásával hozzuk létre. A két megközelítés különbségét a 6. ábra érzékelteti, amelyen az áteresztőképesség helyett a jobban kezelhető kapacitásjellemzőket ábrázoltuk az 1. ábra alapján. Látható, hogy a marginális kapacitás korlátozása esetén mindkét görbe folytonos marad, és a fajlagos kapacitás aszimptotikusan a ΔA_0 korlátozó értékhez tart. A B_0 -nál maximálisan megengedett $\Delta A_0 = \Delta Y_0 / (1 - B_0)$ marginális kapacitást az $N(A, B_0)$ Erlang-görbe megfelelő pontjába húzott érintő egyenes reprezentálja (5. ábra). A

$$\Delta A(N_{kr}, B_0) = \Delta A_0 \quad (8)$$

egyenletből adódó kritikus áramkörszám, illetve $A_{kr} = A(N_{kr}, B_0)$ kritikus forgalom alatt az Erlang-görbe, felette az

$$N = N_0 + \frac{1 - B_0}{\Delta Y_0} A = N_0 + \frac{A}{\Delta A_0} \quad (9)$$

egyenes alkalmazandó, ahol az N_0 kezdeti áramkörszám:

$$N_0 = N_{kr} - \frac{A_{kr}}{\Delta A_0} \quad (10)$$

A korlátozó egyenes az Erlang-görbéhez a kritikus pontban törésmentesen csatlakozik, és az egész A tartományban majorálja azt, így egyetlen függvényként az Erlang-görbe szolgáltatásbiztonsági közelítéseként is alkalmazható (az $A < A_{kr}$ tartományban jelentkező, túlterhelési szempontból szükségtelen túlméretezést az egészen kis nyalábok áramkörei-nek kiesésekor fellépő viszonylag nagy kapacitás-csökkenés indokolja). A (9) összefüggést Erlang érintő LINEáris közelítésének, röviden ERLIN-közelítésnek, a fentiek szerint méretezett nyalábokat Erlin-nyaláboknak fogjuk nevezni. Alternatív irányítású hálózatok méretezése során további előny származik az utolsó választású útvonalak marginális kapacitásának rögzítettségétől. A túlcsondult nyalábok méretezésekor a túlcsondult forgalmat vivő utolsó választású útvonalak marginális kapacitását már ismerni kell, illetve előfeltételezéssel kell élni, ami általános esetben szükségszerűen iterációt von maga után. Az Erlin-módszer alkalmazása esetén e meglehetősen időigényes iteráció elmarad.

A marginális kapacitás állandó értéken tartásával a tényleges marginális áteresztőképesség csak korlátozottan növekszik. A névleges ΔY_0 -tól indulva, a torlódás csökkenésével

$$\Delta Y(N) = \frac{1 - B(N, A)}{1 - B_0} \Delta Y_0 + A(N - 1) \cdot$$

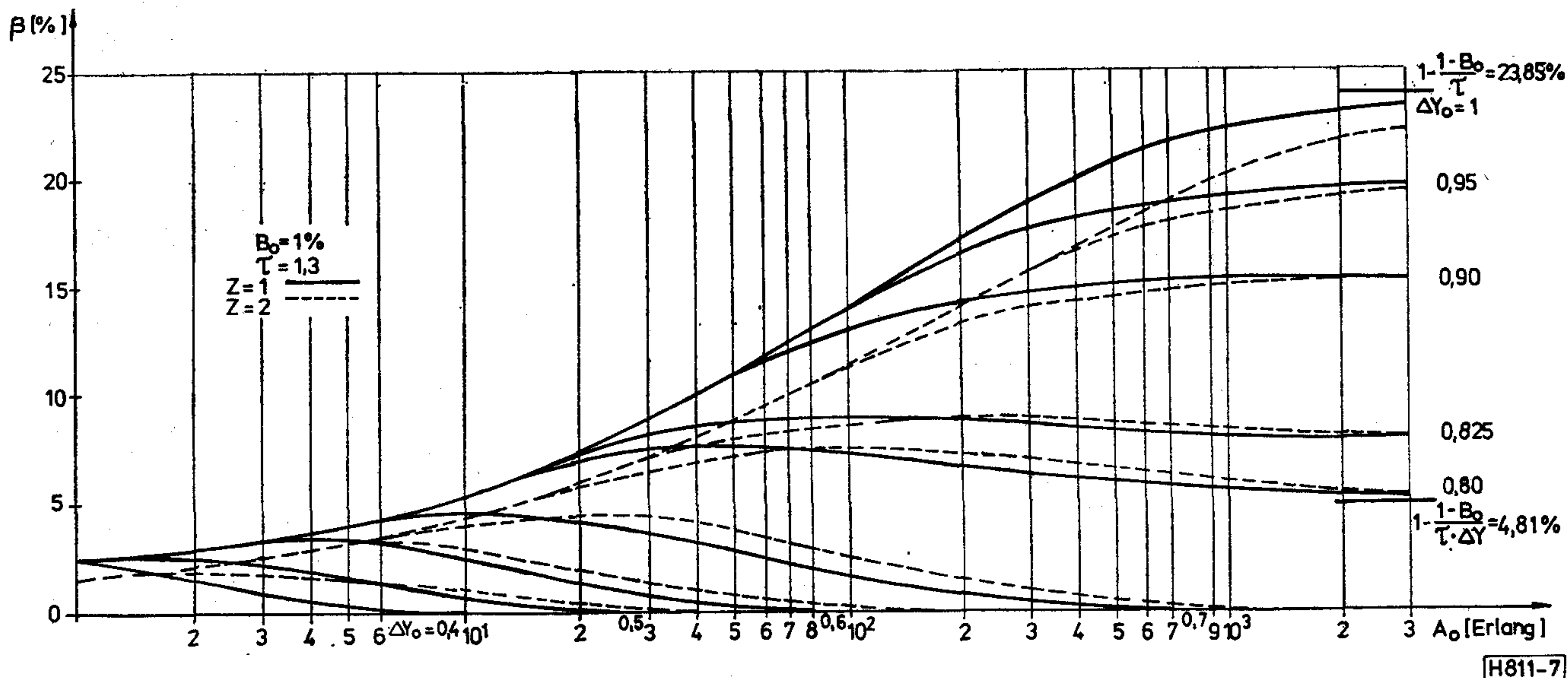
$$\cdot [B(N - 1, A(N - 1)) - B(N, A)] < \Delta Y(N, B_0).$$

formában nő, és $\Delta Y_{\max} = \min(1, \Delta A_0)$ értékhez tart. Tekintve, hogy a gyakorlatban $B_0 \ll 1$, $\Delta A_0 = \Delta Y_{\max} \cong \Delta Y_0$.

A (8) összefüggésbe a csúcsos forgalmak A, N kapcsolatát leíró függvényt behelyettesítve, rögzített B_0 és Z csúcsossági tényező mellett (ami az ERT-módszer alapján könnyen megtehető) az elmondottak csúcsos forgalomra nyilvánvalóan változatlanul érvényesek.

A ΔA_0 , illetve ΔY_0 névleges marginális jellemzők megválasztásához megvizsgáltuk a torlódás alakulását a A_0 névleges terhelés és a τ túlterhelési viszony függvényében. A 7. ábra mutatja a (8) – (10) szerinti N -nel számolt $\beta(\tau, A_0, Z, B_0, \Delta Y_0) = B(N, \tau A_0)$ torlódási görbék alakulását $\tau = 1,3$ esetre. Láthatóan az Erlin-nyalábok torlódása mindig kisebb, mint a $\Delta Y_0 = 1$ paraméterhez rendelhető Erlang-nyalábé, és hogy a torlódásnak véges A_0 -nál is lehet maximuma. Bizonyítható [15], hogy:

$$1. \text{ ha } A_0 \rightarrow 0, \quad \beta \rightarrow B_0;$$



7. ábra. Erlin-nyalábok torlódásfüggvénye 30%-os túlterhelés esetén

2. ha $\tau \Delta A_0 > 1$, akkor az Erlin-nyalábok torlódása A_0 növekedésével a

$$B_{\infty} = 1 - \frac{1}{\tau \Delta A_0} = 1 - \frac{1 - B_0}{\tau \Delta Y_0} \quad (11)$$

értékhez tart;

3. ha $\tau \Delta A_0 \leq 1$, akkor $B_{\infty} = 0$;

4. a β függvény A_0 szerinti maximuma:

$$\max(B_0, B_{\infty}) \leq B_{\max} \leq 1 - \frac{1 - B_0}{\tau}$$

ahol a jobb oldal az Erlang-nyalábnak felel meg. Megadható egy olyan $\varphi(\Delta A_0)$ függvény [15], hogy ha

$$\tau_0 \cdot \Delta A_0 \geq \varphi(\Delta A_0) > 1, \text{ akkor } B_{\max} = B_{\infty},$$

azaz β monoton növekvő;

5. az (5) összefüggés csúcsos forgalom esetén is érvényes, következésképpen az 1...4 megállapítások is.

Numerikus számítások alapján, rögzített B_0 névleges torlódás és Z csúcsosság esetekre különböző ΔY_0 névleges értékkel paraméterezve $B_{\max}(\tau)$ görbeseregeket állítottunk elő. Segítségükkel adott τ_0 túlterhelésnél megengedett $B_{\max}$ veszteséghez a ΔY_0 meghatározható. A 8. ábra görbeserege véletlen forgalomra ($Z=1$), a 9. ábra tipikus csúcsos forgalomra ($Z=2$) vonatkozik, emlékeztetve, hogy az alap-hálózati útvonalak nyalábjainak forgalma direkt utas irányítás esetén véletlen, alternatív irányítás esetén általánosságban (ha túlsordult forgalmi összetevője is van) csúcsos természetű. A görbeseregeket összehasonlítva megállapítható meglehetősen hasonlatosságuk, azaz, hogy valamely τ_0 , $B_{\max}$ ponthoz közel azonos ΔY_0 értékek rendelődnek, nem szabad elfelednünk azonban, hogy az N_0 kezdeti áramkörszámok azonos ΔY_0 választás esetén is Z -től és B_0 -tól függően különbözőek (1. táblázat).

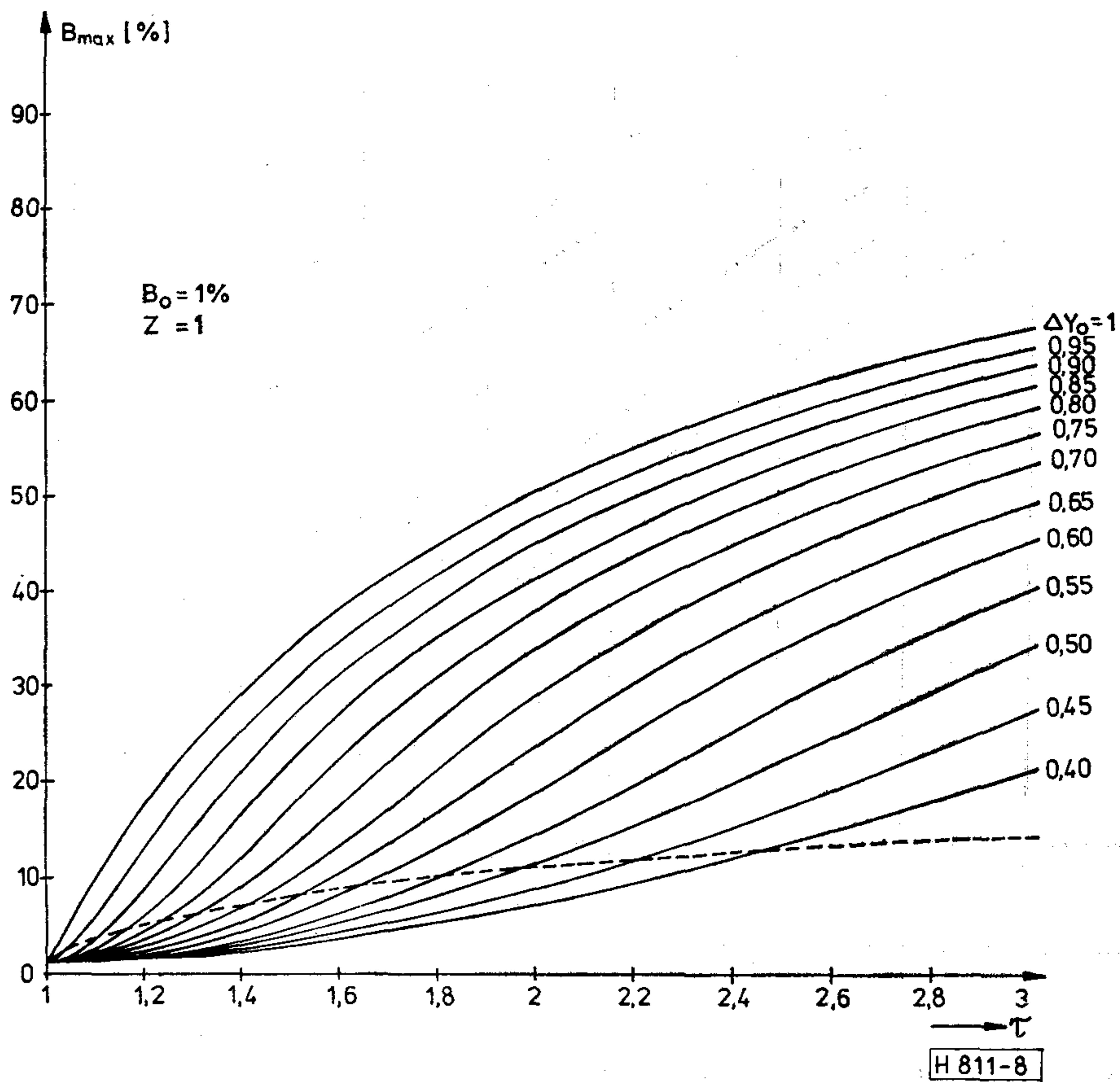
1. táblázat

Jellemző értékek	Z	B [%]	ΔA_0				
			0,75	0,8	0,833	0,85	0,9
τ_0			1,333	1,25	1,2	1,176	1,111
ΔY_0		1	0,743	0,792	0,825	0,842	0,891
		0,5	0,746	0,796	0,829	0,846	0,896
N_0	1	1	4,18	4,97	5,64	6,07	7,89
		0,5	5,23	6,26	7,19	7,97	10,39
	2	1	8,25	9,63	10,87	11,69	15,21
		0,5	10,12	12,00	13,75	14,92	20,00
A_{kr}	1	1	7,70	11,93	16,76	20,34	39,70
		0,5	10,09	16,09	22,93	28,16	57,95
	2	1	13,00	21,50	31,12	38,30	76,31
		0,5	17,77	29,60	43,19	53,53	113
N_{kr}	1	1	14,45	19,88	25,76	30,00	52,00
		0,5	18,68	26,37	34,72	40,92	74,78
	2	1	25,58	36,50	48,23	56,75	100
		0,5	33,81	49,00	65,60	77,90	145,55

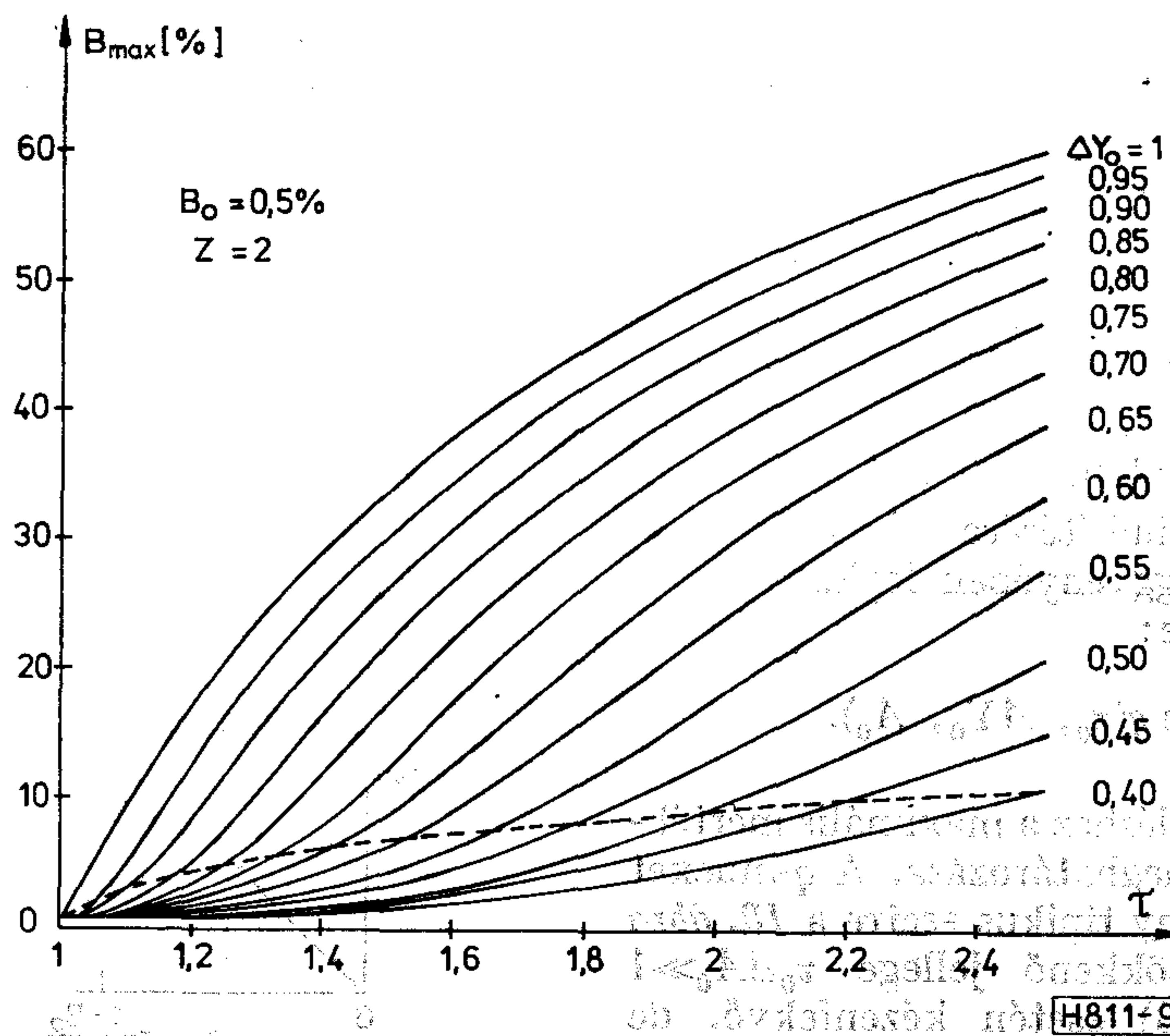
4. Az optimális túlterhelési tartálék

Az Erlin-nyalábok túlterhelés elleni védelmének ára a megfelelő Erlang-nyalábhöz viszonyított túlméretezésből származó költségtöbblet. Minél kisebb a névleges ΔY_0 marginális áteresztőképesség, annál nagyobb a túlméretezés mértéke, következésképpen a költségek növekedése, de annál kisebb a torlódás növekedése túlterhelés esetén. Valamely τ_0 túlterhelési viszonyra létezhet olyan ΔY_{opt} optimális marginális áteresztőképesség, amely szerint adott túlterhelésre méretezve, a költségtöbblet és a túlterhelés védelmi szintje optimális kompromisszumban van. Célunk e $\Delta Y_{\text{opt}}(\tau)$ meghatározása.

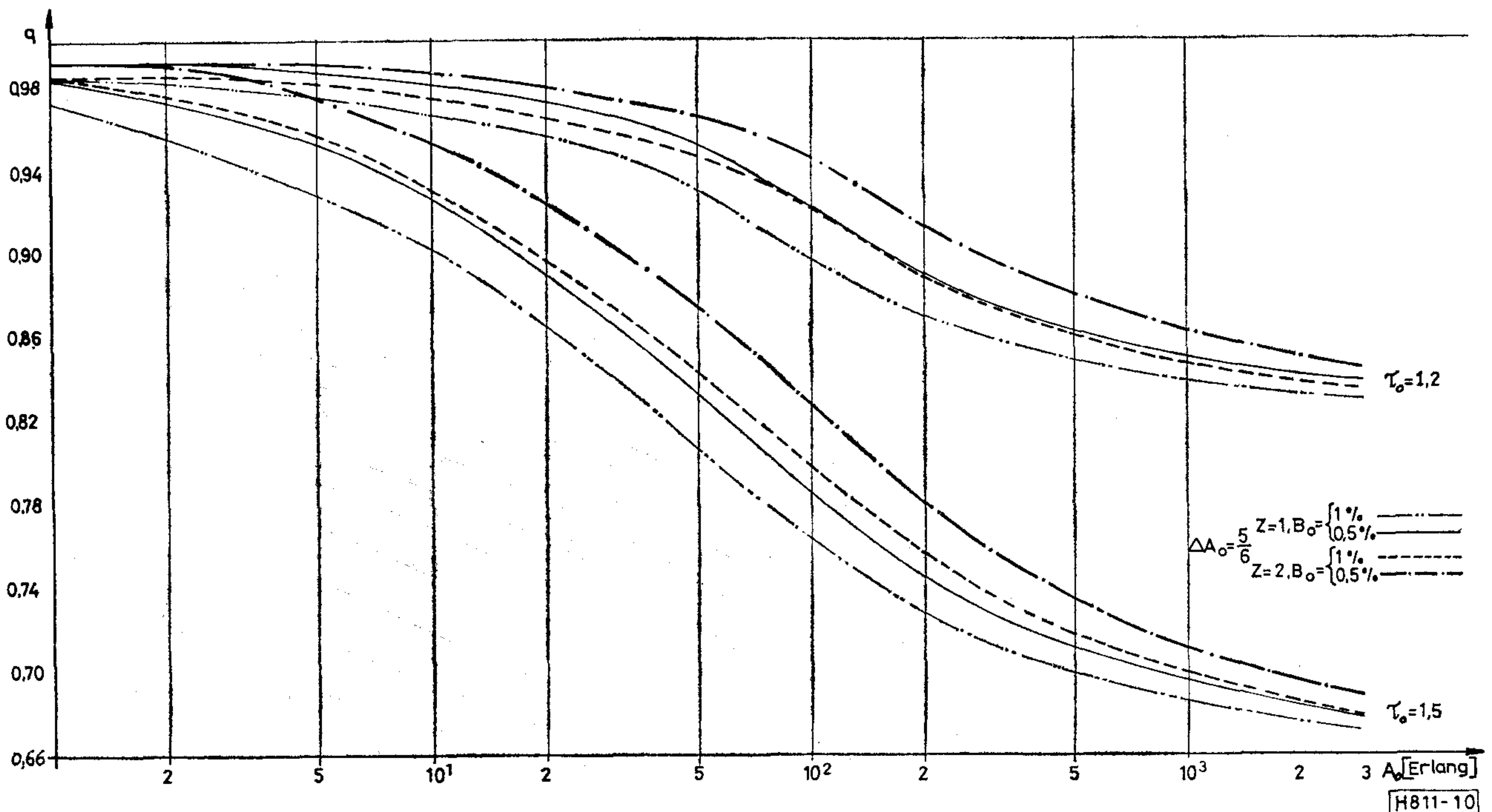
Legyen definíciószerűen a sikeresség τ_0 túlterhelésnél:



8. ábra. A maximális veszteség, a túlterhelésviszony és a névleges marginális áteresztőképesség összefüggése véletlen forgalom esetén, $B_0 = 1\%$



9. ábra. A maximális veszteség, a túlterhelési viszony és a névleges marginális áteresztőképesség összefüggése 2-es csúcsosságú forgalom esetén, $B_0 = 0,5\%$



10. ábra. Erlin-nyalábok kvalifikációs karakterisztikája

$$D(A_0) = 1 - \beta(\tau_0, A_0, B_0, \Delta Y_0)$$

ahol β az Erlin-nyalábok 7. ábra szerinti torlódásfüggvénye; és legyen a relatív költség, a túlméretezés mértéke:

$$C(A_0) = \frac{N(A_0, B_0, \Delta Y_0)}{N(A_0, B_0, 1)},$$

ahol a számláló az Erlin-nyaláb, a nevező az Erlang-nyaláb áramkör száma. A

$$q(\tau_0, \Delta Y_0, A_0) = \frac{D(A_0)}{C(A_0)}$$

sikeresség — túlméretezés viszonyt nevezzük kvalifikációs, röviden q -indexnek. A q -index azt fejezi ki, hogy egy névleges A_0 forgalmú, ΔY_0 paraméterű Erlin-nyaláb relatív költség-többlete τ_0 túlterhelésnél fajlagosan milyen sikerességet biztosít. Nyilván az a kedvezőbb, ha a költségnövekedés árán a sikeresség minél nagyobb (nagyobb q). Kétszeres költségű és kétszeres sikerességű nyalábok tehát ekvivalensek.

Az Erlin-nyalábok minősítésére a *mértékadó Q -indexet* mint az A_0 függvényében legkedvezőtlenebb q -indexet vezetjük be:

$$Q(\tau_0, \Delta Y_0) = \min_{A_0} q(\tau_0, \Delta Y_0, A_0).$$

Célunk adott τ_0 túlterheléshez a maximális mértékadó Q -indexet adó ΔY_0 meghatározása. A q -indexet az A_0 függvényében néhány tipikus esetre a 10. ábra mutatja. q monoton csökkenő jellege $\tau_0 \Delta A_0 \gg 1$ (gyakorlatban $\tau_0 \Delta A_0 > 1,3$) esetén kézenfekvő, de numerikusan kimutatható e monotonitás általános — $\tau_0, \Delta Y_0, B_0$ és Z értékeitől független — érvényessége. Így:

$$Q = q_\infty = \lim_{A_0 \rightarrow \infty} [1 - \beta(A_0)] \cdot \frac{N_0(1) + (1 - B_0)A_0}{N_0(\Delta Y_0) + \frac{1 - B_0}{\Delta Y_0} A_0} = \Delta Y_0 \cdot (1 - B_\infty).$$

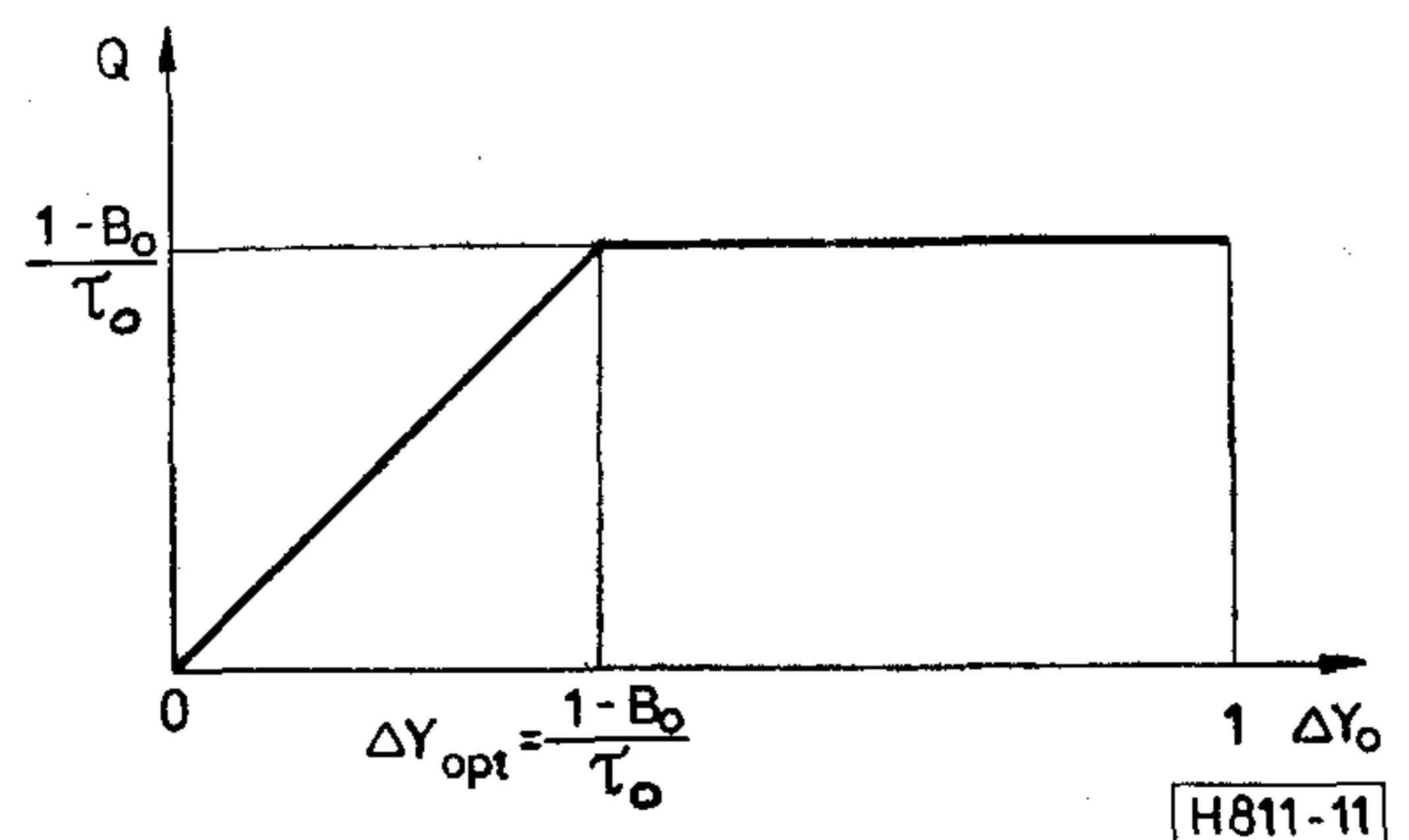
Láthatóan a túlméretezés mértéke maximálisan $C_\infty = 1/\Delta Y_0$. A B_∞ -re vonatkozó (11) és (12) megállapításokat kihasználva a következő érdekes eredményeket kapjuk (11. ábra):

1. Ha $\tau_0 \cdot \Delta A_0 \leq 1$, vagyis $\Delta Y_0 \leq (1 - B_0)/\tau_0$, akkor $B_\infty = 0$, így $Q = \Delta Y_0$;

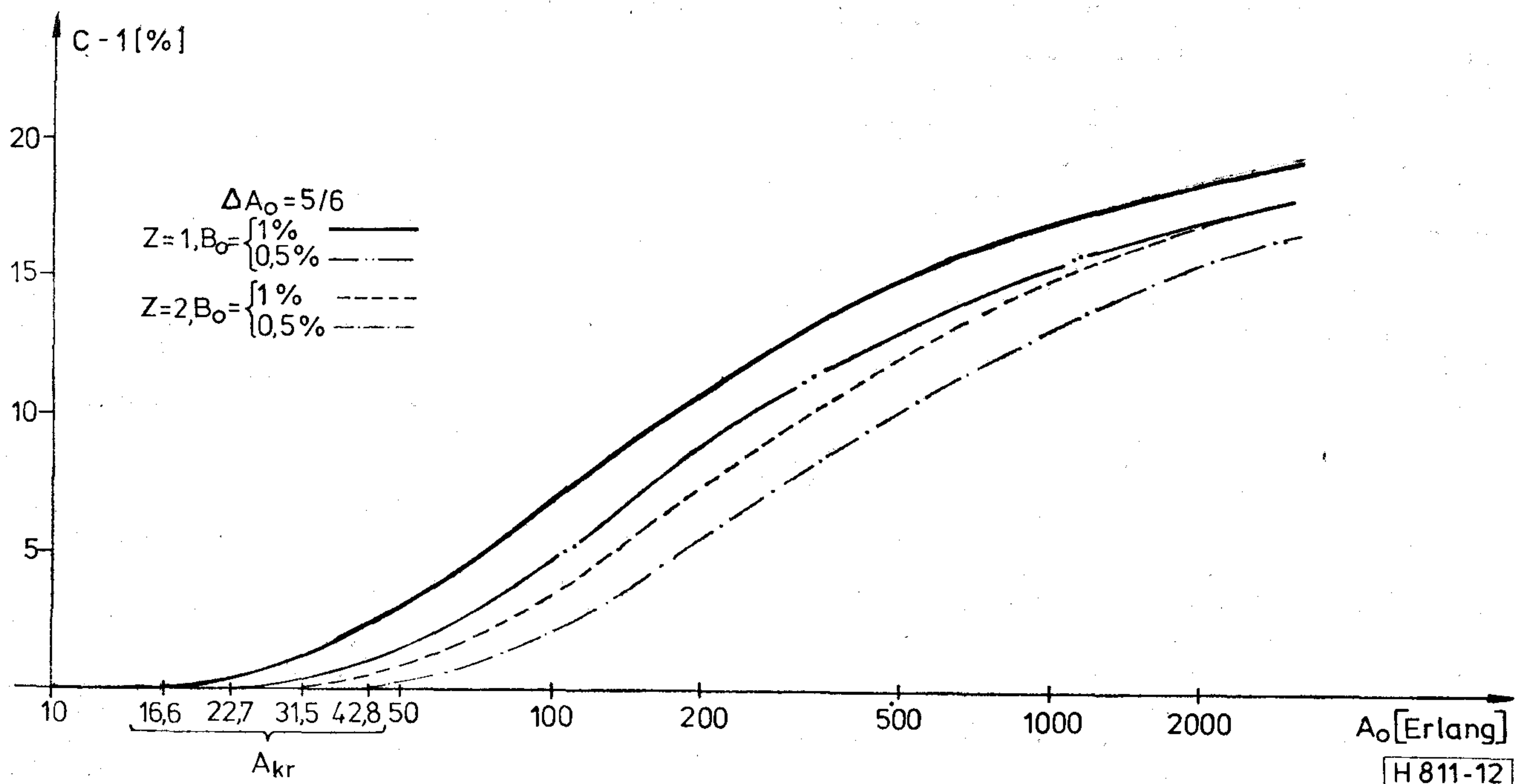
2. ha $\tau_0 \cdot \Delta A_0 > 1$ vagyis $\Delta Y_0 > (1 - B_0)/\tau_0$, akkor (11)-et behelyettesítve, ΔY_0 -tól független eredményt kapunk:

$$Q = \frac{1 - B_0}{\tau_0};$$

3. tekintve, hogy a B_∞ érték a csúcosságtól független, adott $\tau_0, \Delta Y_0$ és B_0 mellett a mértékadó Q -index véletlen és csúcsos forgalomra megegyezik.



11. ábra. A mérvadó kvalifikációs index alakulása



12. ábra. Az Erlin-nyalábok bennefoglalt túlméretezési mértéke $\Delta A_0 = 5/6$ esetén

Mint a 10. ábrán látható a véges forgalombeli q -indexre

$q(\tau_0, \Delta Y_0, A_0 < \infty, Z=1) < q(\tau_0, \Delta Y_0, A_0 < \infty, Z>1)$, azaz a csúcsos forgalomra méretezett Erlin-nyalábok Q -indexe jobb. Ezt az indokolja, hogy egy adott forgalmi teljesítményt csúcsos forgalom esetén csak nagyobb nyalábbal, nagyobb A_0 -nál érhetünk el, és bizonyíthatóan (12. ábra):

$$C(A_0, Z=1) \geq C(A_0, Z>1).$$

Adott τ_0 túlterheléshez az optimális ΔY_0 értéket a 11. ábra alapján

$$\Delta Y_{\text{opt}} = \frac{1 - B_0}{\tau_0}, \quad (13)$$

értékre választjuk, az alábbi megfontolás szerint. A ΔY_0 tengely mentén a $\Delta Y_0 = 1$ által reprezentált Erlang-nyalábtól visszafelé indulva egyre nagyobb költségtöbblet lép fel, azonban az $(1 - B_0)/\tau_0$ értékig terjedő tartományban az Erlin-nyalábok a költségnövekedéssel arányosan nagyobb sikerességet is biztosítanak. Az $(1 - B_0)/\tau_0$ ponton túl a minőségjavulás már nem áll arányban a további költségáldozattal. Az ekvivalens Q -indexű nyalábok közül pedig szolgáltatásbiztonsági szempontból a (13) szerinti a legkedvezőbb.

(13)-ból következik, hogy τ_0 névleges túlterheléshez B_0 -tól és Z -tól függetlenül

$$\Delta A_{\text{opt}} = 1/\tau_0 \quad (14)$$

tartozik. A τ_0 értékekhez tartozó optimális marginális áteresztőképességek esetén felmerülő maximális torlódások görbéjét szaggatottan berajzoltuk a 8. és 9. ábrákba. Ilyen módon a ΔY_0 Erlin-paramétert egyetlen érték, a névleges τ_0 specifikálásával is

megalapozottan megválaszthatjuk. A túlméretezés mértéke maximálisan $1/\Delta Y_0$ lesz (12. ábra).

Vegyük észre, hogy a dupla specifikációs módszerrel méretezett nyalábokra a névleges τ_0 túlterhelés-viszony nál

$$Q(\tau_0) = \frac{1 - B_0''}{C_\infty} = \frac{1 - B_0'}{\tau_0},$$

tehát azonos τ_0 és $B_0 = B_0'$ névleges érték mellett a kétspecifikációs nyaláb és az optimális Erlin-nyaláb Q -indexe egyenlő.

A névleges τ_0 értéket tapasztalatilag vagy mérésekre alapozva rögzíthetjük, pl. a CCITT által javasolt nagy és normál forgalmi terhelés viszonyából kiindulva. A mérésekből meghatározható az előforduló túlterhelések gyakorisága is, amelynek ismeretében az optimális marginális kapacitás súlyozott átlaga nyerhető. A túlterhelés eloszlásának sűrűségfüggvényét $f(\tau)$ -val jelölve:

$$\overline{\Delta A}_{\text{opt}} = \int_1^\infty \Delta A_{\text{opt}} f(\tau) d\tau = \int_1^\infty \frac{f(\tau)}{\tau} d\tau.$$

Mért adatokra alapuló $f(\tau)$ függvény hiányában, több hipotetikus túlterhelés-eloszlás közül a $k > 1$ paraméterű

$$f(\tau) = \begin{cases} \frac{k-1}{\tau^k}, & \text{ha } \tau \geq 1 \\ 0, & \text{ha } \tau < 1 \end{cases}$$

Pareto-eloszláscsalád látszik a legelőnyösebbnek a tájékozódáshoz. Eszerint:

$$\overline{\Delta A}_{\text{opt}} = \frac{k-1}{k}.$$

A Pareto-eloszlás paramétereként az 5...7 tartomány jöhet számításba. Az általunk javasolt $k=6$ esetén τ mediánértéke 1,15 (15% túlterhelés), átlaga 1,25; a 100%-os túlterhelést pedig a túlterheléses időszakok 3%-ában lépjük túl. A $\Delta A_{\text{opt}}=0,833$ értékhez egy $\tau=1,2$ névleges túlterhelés-arány rendelhető. (Megjegyzendő, hogy a fentivel egyező ΔA_{opt} értéket 1,16 medián, 1,23 átlagértékű exponenciális túlterhelésarány eloszlás ad). Ha $B_0=1\%$, $Z=1$, akkor a maximális torlódás (8. ábra) $B_{\text{max}}=5\%$, a túlméretezés pedig legfeljebb $C_{\infty}=1,21$ (21%). (12. ábra).

Az Erlin-módszer értékelésül megjegyezzük, hogy a kétspecifikációs méretezés $\tau_0=1,2$; $B'_0=1\%$, így azonos Q -index, és $B'_0=B_{\text{max}}=5\%$ választás mellett maximálisan csak 15% túlméretezést eredményez, azonban az ilyen nyalábok torlódása az 5%-ot a teljes kritikus ponton túli tartományban felveszi. Továbbá a névlegesnél nagyobb túlterhelés esetén a torlódás nagyobb mértékben növekszik: $\tau=1,5$ esetén a $\Delta A_{\text{opt}}=5/6$ paraméterű Erlin-nyaláb torlódása legfeljebb 20%, a dupla specifikációsé 24%.

Az 1. táblázat tájékoztatóul néhány $\Delta A_{\text{opt}}=1/\tau_0$ értékhez megadja a tervezéshez szükséges A_{kr} , N_{kr} kritikus paramétereket, valamint az $N_0=N_0(\Delta A, B_0, Z)$ kezdeti csatornaszámokat. Ezek segítségével

$$N=N_0+\frac{A}{\Delta A_{\text{opt}}}=N_0+\tau_0 A, \quad \text{ha} \quad A \geq A_{kr}.$$

Az N_0 értékek vizsgálatából kiderül, hogy azok értéke legjobban Z -től függ, és Z -vel durván arányos. Ennek alapján a $B_0=0,5...1\%$ tartományra közelítő számításokhoz, elfogadva a $\Delta A_0=5/6$ marginális-kapacitás korlátozást, az

$$N=1,2A+6Z$$

összefüggés javasolható, amelyet globális, strukturális vizsgálatokban a teljes A tartományban alkalmazhatunk.

IRODALOM

- [1] Agasse J.—Camoin B. et al.: The safety of the national telephone network. L. echo des Recherches (CNET) No. 89. Jul. 1977. p. 4.
- [2] Gimpelson L. A.: Network management: design and control of communication networks. Electrical Communication, Vol. 49. No. 1. 1974. p. 4—22.
- [3] Diano, G.—Pallotta, P.—Masetti G.: Hypothesis of a toll network with separate routes for first-choice and overflow traffic. 8th ITC, Melbourne, 1976, Doc. 224.
- [4] Sallai Gy. (szerk.): Távközlő hálózatok forgalmi tervezése. KÖZDOK, 1980.
- [5] Songhurst D. J.: Protection against traffic overload in hierarchical networks employing alternative routing. Telecomm. Network Planning Symp. Paris, 1980. p. 214—220.
- [6] Horn, R. W.: End-to-end connection probability. 9th ITC, Torremolinos, Spain, 1979. No. 627.
- [7] Rao, R. N.: Improved trunk engineering algorithm for high-blocking hierarchical networks. 9th ITC, Torremolinos, Spain, 1979. No. 616.
- [8] Sallai Gy.—Dely Z.: Optimum THF diagrams for modular engineering of circuit groups. NTZ, (megjelenés alatt)
- [9] Bear D.: Principles of telecommunications traffic engineering. P. Peregrinus Ltd., 1976.
- [10] Elldin A.—Lenid G.: Elementary telephone traffic theory. LM Ericsson, 1971.
- [11] CCITT: Sárga könyv, 1980. E500. ajánlás
- [12] Hébuterne G.—Matignon G.: Planning of urban networks. L. echo des Recherches (CNET) No. 92. Apr. 1978. p. 34
- [13] Berbineau J.—Guerineau J. P.: Security of telecommunications networks. Application in the area of Ile de France. Symp. on Telecomm. Network Planning, Paris, 1980. p. 173—181
- [14] Izsák M. (szerk.): Távközlési kézikönyv. MK. Budapest, 1979.
- [15] Phan Van Linh: Nagyvárosi távbeszélő-hálózat forgalomkoncentrációs topológiájának tervezése. Kandidátusi értekezés, Budapest, 1981.

Akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrő gyakorlati megvalósítása

ANDRÁSI
ANDORNÉ*,
DR. BELEZNAV
FERENC,
DR. PÜSPÖKI
SÁNDOR,
SERÉNYI MIKLÓS
MTA Műszaki Fizikai
Kutató Intézete

A hazai fejlesztésű akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrő tervezési módszerét az [1] munkában ismertettük. Jelen cikkben a szűrő gyakorlati megvalósítását tárgyaljuk. Ennek során kitérünk a piezoelektromos hordozó tulajdonságaira, az eszköz működését kísérő zavaró hatások (másodlagos jelenségek) elnyomására, az interdigitális elektródarendszerek előállítási technológiájára és végül a kísérleti eredményekre [2, 3].

Piezoelektromos hordozó

Az ID átalakítók közepes frekvenciája egyrészt az elektródák távolságától, másrészt a piezoelektromos hordozón a felületi hullám terjedési sebességétől (hangsebesség) függ. Mivel a szűrő nem hangolható, szükséges, hogy adott alapanyag esetén a terjedési sebesség kívánt pontossággal ($\sim 5 \cdot 10^{-4}$) és időbeli stabilitással reprodukálható legyen. Ezért TV KF-szűrő célokra jelenleg csak egykristályos anyagok jöhetnek számításba, amelyek előállítási költsége lényegesen nagyobb, mint a piezoelektromos kerámiáké. A két leggyakrabban használt anyag a lítium-niobát (LiNbO_3) és a lítiumtantalát (LiTaO_3). Az előbbi nagy elektromechanikai csatolási állandóval, az utóbbi a frekvencia stabilitás szempontjából kedvezőbb hőmérsékleti együtthatóval tűnik ki. Sajnálatos módon a nagy mennyiségben rendelkezésre álló és viszonylag olcsóbb kvarc nem alkalmazható hordozóként. A kis elektromechanikai csatolási állandó az adott relatív sáv szélességnél ($\sim 15\%$) már túlságosan nagy beiktatási csillapítást okozna [4].

Tekintve, hogy import útján csak LiNbO_3 egykristály volt beszerezhető, továbbá, hogy a Kristályfizikai Kutató Laboratóriumban már 1974-ben foglalkoztak LiNbO_3 kísérleti növesztésével [5], ezt az alapanyagot választottuk piezoelektromos hordozóként. A két intézet közötti jó együttműködés lehetővé tette, hogy 1978-ban már hazai alapanyagot használjunk a fejlesztési munkákhoz [6, 7].

Az egykristály alapanyagú hordozók jellemzője, hogy az eszköz szempontjából érdekes fizikai tulajdonságok (pl. terjedési sebesség, elektromechanikai csatolási állandó) nemcsak a kristály kémiai összetételétől, hanem — az anizotrópia miatt — a felhasznált szelet orientáltságától is függ. Az általunk megvalósított szűrőknél az elektromechanikai csatolási állandó és a hullám diffrakció szempontjából kedvező Y-kristálytani tengelyre merőleges felületet és a Z

hullám terjedési irányt választottuk. Az orientálás röntgendiffrakcióval, 1° pontossággal történt. Az Y—Z orientációnak megfelelő fontosabb anyagi állandókat az 1. táblázatban foglaltuk össze.

Másodlagos jelenségek elnyomása a megvalósítás során

Tömbhullámok

A bemeneti átalakító a felületi hullámmal egyidejűleg nemkívánatos tömbhullámokat is gerjeszt [9]. A kimeneti átalakító ezeket a hullámokat is detektálja, így a zárótartományban a jelelnyomás lényegesen eltérhet a tervezettől. Ez a zavaró hatás elhanyagolhatóvá tehető az ún. sokelektrodás csatoló (multistrip coupler) alkalmazásával, amely a hullámterjedés útjába helyezett, egymástól független párhuzamos fémcsíkokból áll [10]. A sokelektrodás csatoló megtöri a felületi hullám terjedési irányát, így az adó- és a vevő-átalakítók által meghatározott terjedési tartományok nem esnek egybe (1. ábra).

1. táblázat

LiNbO_3 fontosabb anyagi állandói Y—Z orientáció esetén [8,15]

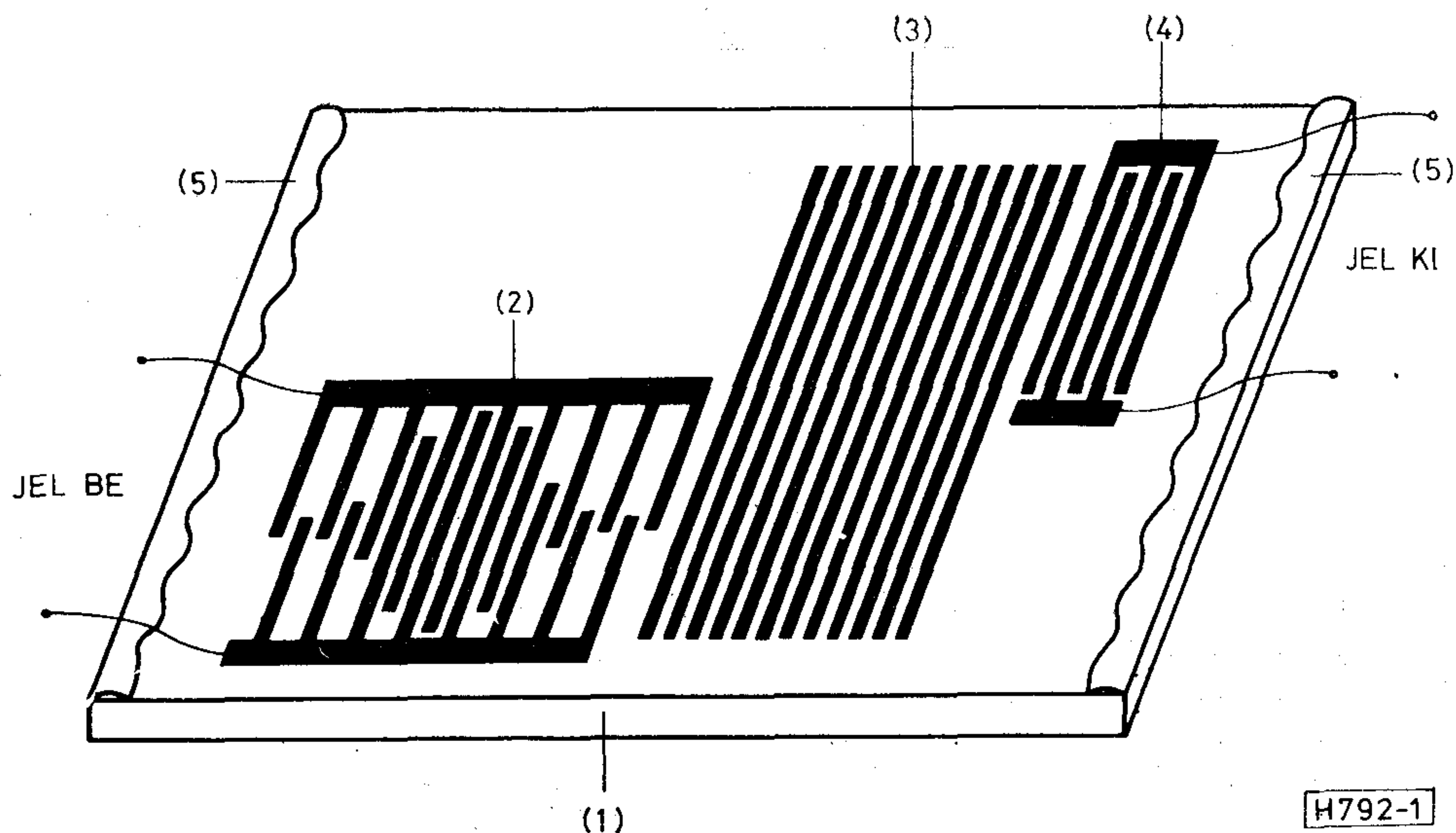
Hullámterjedési sebesség (v) [m/s]	3488
Elektrotechnikai csatolási állandó (k_0^2)	0,045
Anizotrópiát jellemző paraméter (γ)	—1,08
A késleltetési idő hőmérsékleti együtthatója, $(d\tau/dT)/\tau$ [ppm/°C]	94

Mivel a csatoló a tömbhullám energiájának csak egy kis hányadát, a felületi hullám energiáját pedig majdnem veszteségmentesen csatolja át, ezért a két hullámforma jó hatásfokkal szétválasztható. Az optimális energiatranszferhez szükséges elektródák száma fordítottan arányos az elektromechanikai csatolási állandóval [10]. Ezért alkalmazásuk elsősorban a nagy csatolási állandójú LiNbO_3 -nál előnyös, ahol az optimális elektródaszám ~ 140 -nek adódik. A sok-elektrodás csatoló alkalmazásán kívül a hordozó alját durvítottuk, hogy a tömbhullámokat minél jobban szétszórja.

Az ID átalakító elektródáitól származó reflexió

A szabad és a fémezett felületű piezoelektromos anyagokon terjedő hullámok sebessége különböző [11].

* Jelenlegi munkahelye: MTA Központi Fizikai Kutató Intézet



1. ábra. Sokelektrodás csatoló alkalmazása a tömbhullámok elnyomására:
(1) piezoelektromos hordozó; (2) bemeneti ID átalakító; (3) sokelektrodás csatoló;
(4) kimeneti ID átalakító; (5) hullám elnyelő közeg

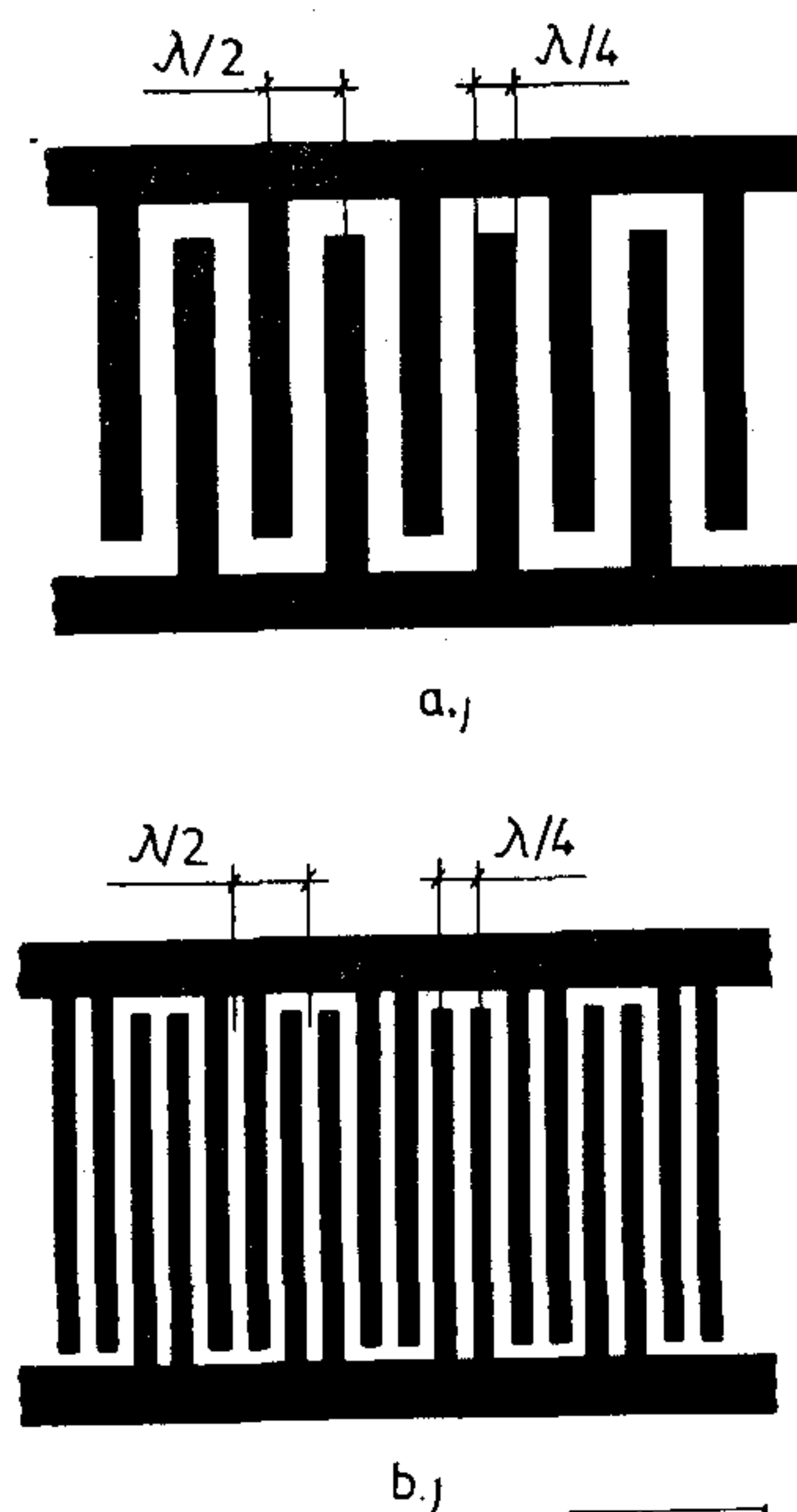
Ez a sebességkülönbség okozza, hogy az akusztikus hullám energiájának egy része az átalakító elektródáiról visszaverődik. E jelenség az egyszerű felépítésű elektróda geometriánál (2a. ábra) a frekvenciaválasz torzulását okozza, amely számottevő lehet a nagy elektromechanikai csatolási állandójú LiNbO_3 esetén. Az elektródák negyed hullámhossznyi távolságban történő felhasításával (2b. ábra) az effektus jelentősen csökkenthető, mert ekkor a reflektált hullámok gyengítik vagy kioltják egymást [12].

A hossz-súlyozott bemeneti átalakítónál ez a probléma automatikusan megoldódik, mert az átalakító közepes frekvenciáját — a frekvenciaválasz szimmetrizálásakor — a hasznos jelátviteli sáv közepes frekvenciájának közel kétszeresére választottuk [1]. Így az átalakító struktúrája egy kvázi felhasított elektródarendszernek felel meg. A tényleges felhasítást csak a homogén kimeneti átalakítónál kell elvégezni.

A hordozó végeiről történő reflexió

Egy ID elektródarendszer mindkét irányba sugároz, ezért akusztikus energia terjed nemcsak a vevő felé,

hanem a hordozó széle felé is. A vevő elektródarendszer az adó jelét csak részben alakítja elektromos jellé, ezért a felületi hullám energiájának egy része a vevő alatt a kristály szélére jut. Ezek a hullámok a kristály széléiről visszaverődnek és a direkt jelhez képest késve jutnak a vevőre. Hatásukra az átviteli karakterisztika torzulhat, ezért külön gondot kell fordítani elnyelésükre. Ennek érdekében a hordozó végeit olyan fizikai paraméterű műgyantával vonjuk be, amely viszonylag kis terjedési hosszban képes az akusztikus hullámok hatásos csillapítására. A műgyantával szemben támasztott másik követelmény az, hogy a hordozó — abszorbens anyag határfelületéről történő reflexió minimális legyen. A kialakított szűrőkonstrukciónál a visszaverődés mértékének csökkentése érdekében sem az abszorbens anyag



2. ábra. Elektróda geometriák:

- a) egyszerű felépítésű elektródarendszer esetén,
b) felhasított elektródarendszer esetén

határfelülete, sem a hordozó széle nem merőleges a hullámterjedés irányára.

Az akusztikus hullámfront torzulása

A változó hosszúságú elektródákból álló, egyszerű felépítésű hossz-súlyozott elektródarendszer (3a. ábra) az akusztikus hullámfront torzulását idézi elő [13]. Ennek oka, hogy a hullámok a fémezett és nem fémezett felületeken eltérő sebességgel terjednek. Az effektust ún. „ál elektródák” alkalmazásával kompenzáljuk (3b. ábra).

A felületi hullámok diffrakciója

Kis apertúrájú (új hosszúságú) ID átalakítóknál a gerjesztett vagy a detektált felületi hullám a résen áthaladó fényhez hasonlóan diffrakciót szenved, melynek következtében amplitúdó- és fázishibák jönnek létre. Hossz-súlyozott átalakítók esetén a diffrakciós hibák nagysága az apertúra méretén kívül jelentősen függhet az elektródarendszer struktúrájától.

Számítások szerint izotróp piezoelektromos hordozó esetén az apertúra méretének legalább 20 hullámhossznyi méretűnek kell lennie [14]. Egykristályos hordozó esetén a diffrakció mértéke az elektródáknak a hullámhosszhoz viszonyított méretén kívül még a hullám terjedési irányától is függ. A kristály anizotrópiáját, valamint a hullámterjedés irányfüggése és a diffrakció közötti kapcsolatot az ún. anizotrópia-paraméter (γ) jellemzi [15]. Abban az esetben, amikor $\gamma = -1$, a diffrakciót a speciális anizotrópia kompenzálja. A valóságban természetesen ez soha nem valósul meg tökéletesen. Az általunk használt Y-Z orientációjú LiNbO_3 hordozó kedvező diffrakciós tulajdonságú mert $\gamma = -1,08$ (1. táblázat). Így a hossz-súlyozott bemeneti átalakító esetén 25, a súlyozatlan kimeneti átalakító esetén 15 hullámhossznyi apertúrát választva a diffrakciós hiba elhanyagolható volt. Az eltérő apertúrák alkalmazását a tömbhullámok elnyomására közbeiktatott sok-elektrodás csatoló tette lehetővé.

Kapacitív jelátcsatolás

A bemeneti és a kimeneti átalakító között kapacitív úton közvetlen jelátcsatolás jöhet létre. Ennek következtében jelentősen lecsökkenhetnek a csapdamélységek, hullámszások jöhetnek létre az amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikákban. Ez a zavaró hatás a tok megfelelő kialakításával és a kimenet földszimmetrikus lezárásával (differenciál-erősítő alkalmazásával) elhanyagolhatóvá tehető.

Az itt felsorolt legfontosabb másodlagos jelenségek zavaró hatása együttesen jelentkezik. Speciális mé-

résekkel a zavaró jeleket szétválasztottuk, és a fent leírt megoldások hatását külön-külön megvizsgáltuk. Ennek alapján lehetséges volt a teljes zavaró jelet a megengedhető szint alá csökkenteni. Ez a szint biztosítja, hogy a megvalósított szűrő karakterisztikái eleget tesznek az előírt tolerancia-sémának.

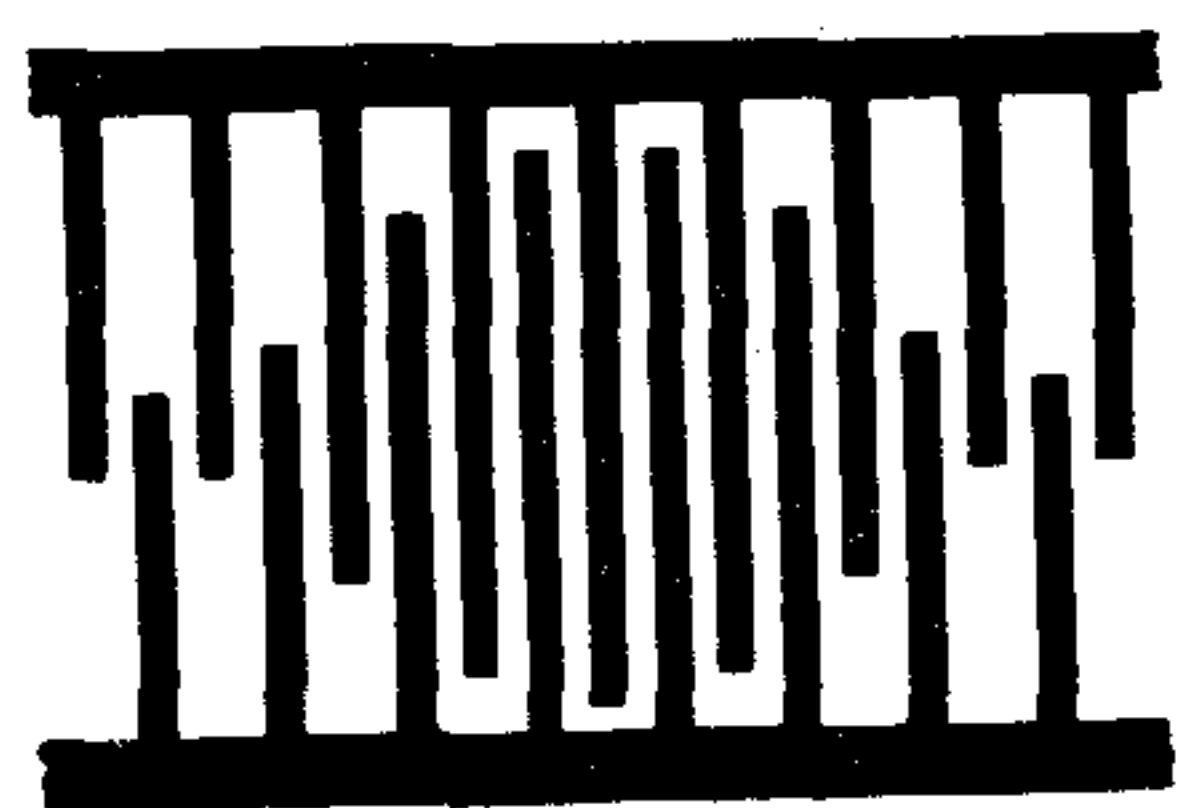
Az elektródarendszerek kialakítása

Mikroáramköri technológia szempontjából a problémát az jelenti, hogy viszonylag nagy felületet ($\sim 0,5 \text{ cm}^2$) kell hibamentesen megmunkálni. A $12 \mu\text{m}$ széles elektródáknak 1–4 mm hosszon kell zárlat- és szakadásmentesen futni. Az ilyen elektródák száma az eszközben eléri a háromszázat. Az integrált áramköröknél szokásos fogalmakat alkalmazva, a litográfia szempontjából ez LSI szintet jelent.

A tökéletes tapadás érdekében a fémréteg párologtatása előtt nagyon gondos tisztítást végeztünk, majd oxigénben való hőkezeléssel (800°C , 60 perc) biztosítottuk, hogy a LiNbO_3 felületén ne keletkezzen a későbbi technológiai lépések során oxigénhiány. Az elektródák anyaga Al volt. A jó tapadás elérése szempontjából nagy jelentősége van a szubsztráthőmérsékletnek. Megállapítottuk, hogy min. 200°C szükséges a megfelelő tulajdonságok beállításához.

A fotolitográfias munkákhoz 1350 H típusú lakkot használtunk. A marás a félvezető-technológiában ismert módon foszforsavban történt. A hibamentesség igénye miatt — minthogy csak kontakt fotolitográfiát volt módunkban alkalmazni — a maszkot minden egyes megvilágítás után gondosan tisztítani kellett. Ezért erre a célra csak króm vagy vasoxid maszkot tudtunk alkalmazni, mert a fotoemulziós maszkok tisztítása körülményesebb.

A hordozón kialakított elektródarendszereket a 4. ábra szemlélteti. Az ábrán látható tízfilléres érme jól érzékelteti a tokozatlan szűrő méretét. A bemeneti átalakító, melyet egy nagyobb nagyításban az 5. ábra mutat, 162, a sokelektrodás csatoló 110, a kimeneti átalakító pedig 15 (felhasított) elektródát tartalmaz.



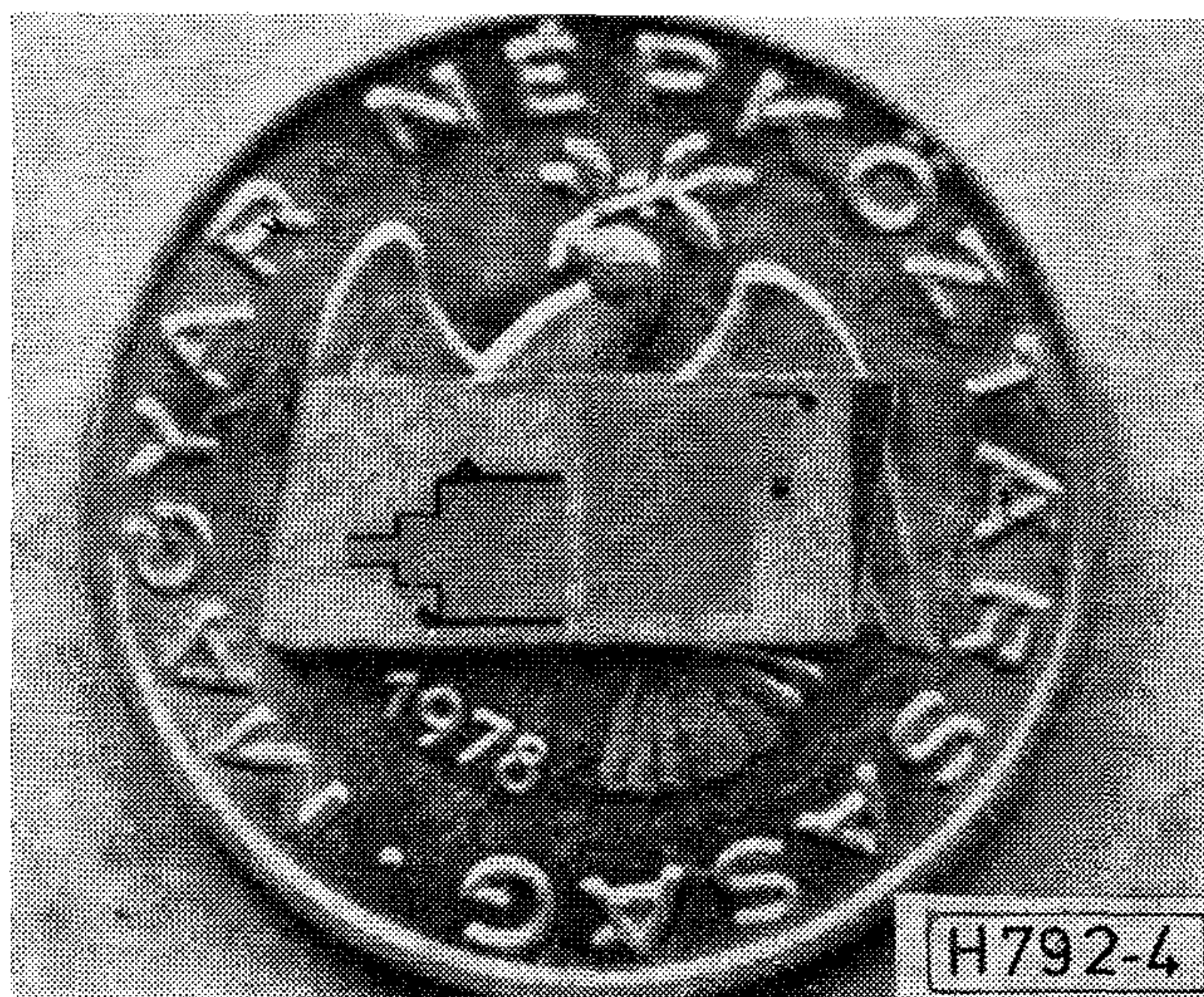
a.)



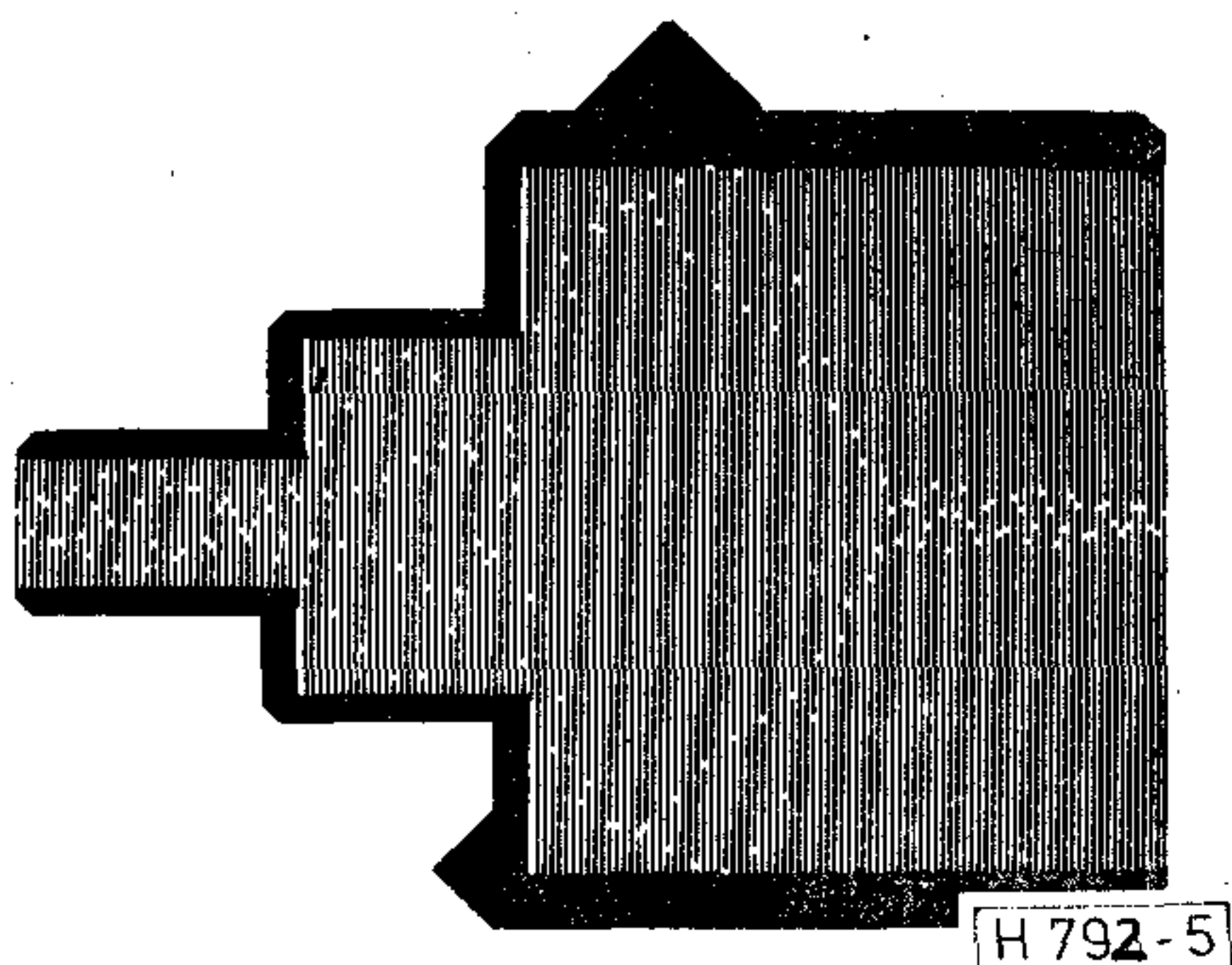
b.)

H792-3

3. ábra. Hossz-súlyozott elektródarendszerek:
a) egyszerű felépítésű elektródarendszer,
b) „ál elektródák”-kal kiegészített elektródarendszer



4. ábra. A hordozón kialakított elektródarendszerek nagyított képe, balról jobbra: bemeneti átalakító, sokelektrodás csatoló és a kimeneti átalakító. (A hordozó befoglaló méretei: $11 \times 4, 5 \times 0,5 \text{ mm}$)



5. ábra. A bemeneti átalakító elektródarendszere nagyobb nagyításban

Mérési feltételek

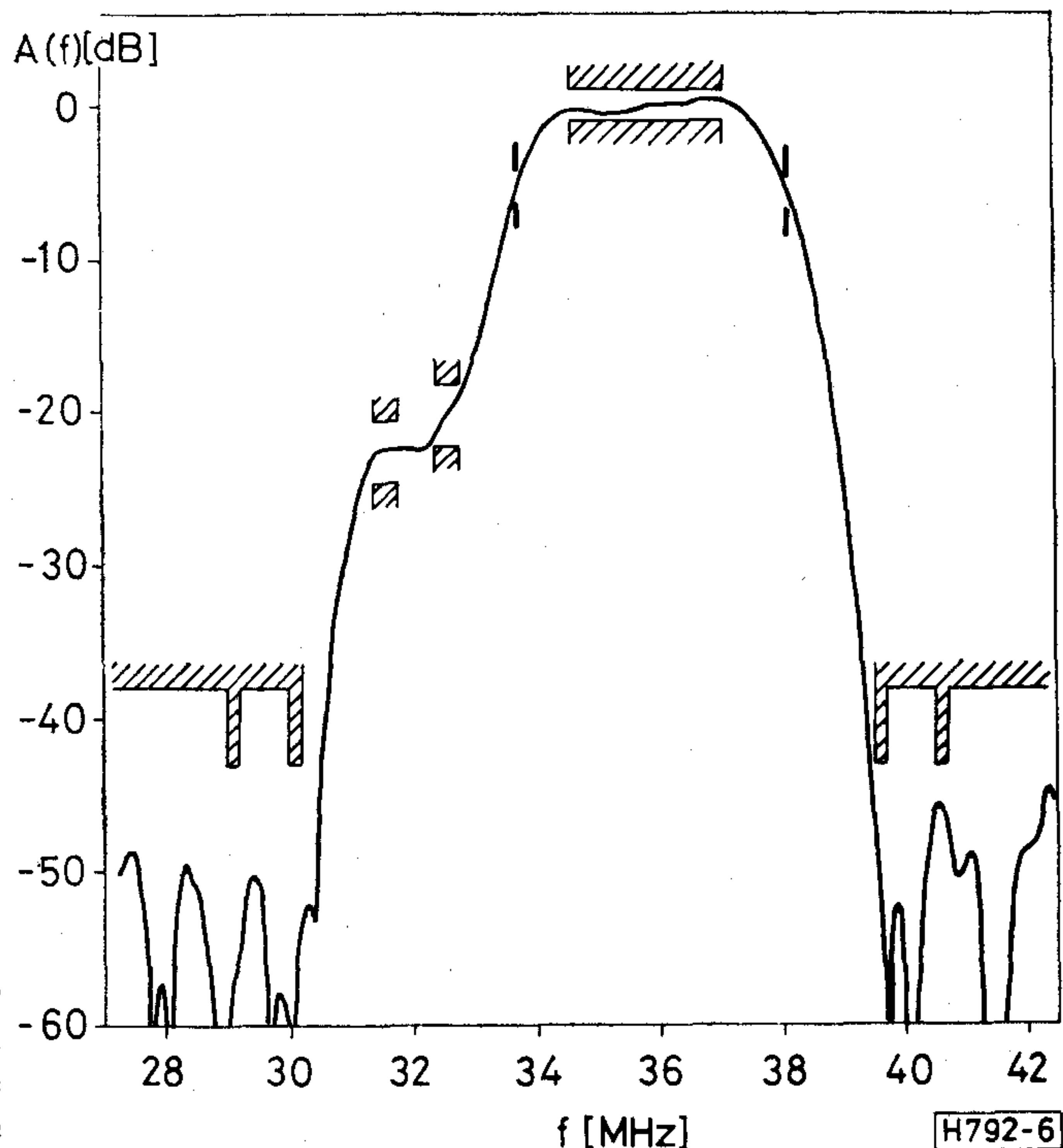
Mind az átviteli karakterisztikák mérése, mind a gyakorlati alkalmazás során biztosítanunk kell a szűrő be- és kimeneti kapcsainak megfelelő lezárását. Ellenkező esetben az egyik legkellemetlenebb zavaró jelenséget okozhatja a kétszeres reflexió, amelynek során a kimeneti átalakítóra érkező jel egy része visszajut a bemenetre, majd onnan ismét a kimenetre (triple transit) [16]. Ennek következtében az amplitúdó- és a futásiidő-karakterisztikákban — az átviteli sávhoz képest — rövid periódusú hullámzás lép fel, a TV-képernyőn pedig szellemkép alakulhat ki. A zavar mértéke függ a beiktatási csillapítástól, ezen keresztül pedig a be- és a kimenet lezárásaitól. A kétszeresen reflektált jel nem okoz észrevehető zavart, ha legalább 40 dB-el elnyomjuk a hasznos jelhez képest. Mivel szintje közelítőleg a beiktatási csillapítás kétszerese +6 dB-el van alacsonyabban a hasznos jel szintjénél, a lezáró impedanciákat úgy kell megválasztani, hogy a beiktatási csillapítás legalább 17 dB legyen [17]. A lezárások megválasztásánál további problémát jelent, hogy a szűrő bemenő- és kimenőimpedanciája frekvenciafüggő. Mindezek figyelembevételével a bemenőoldali lezárást 50–100 ohm, a kimenőoldali lezárást pedig 300–400 ohm között célszerű megválasztani. A mérések során 50 ohmos belső ellenállású feszültségforrást és 400 ohm||6 pF terhelést alkalmaztunk.

Mérési eredmények

Az elkészített mintapéldányok egyikének jellegzetes amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikáját a toleranciákkal együtt a 6. és 7. ábrákon mutatjuk be. A vizsgált mintáknál — a fenti lezárások mellett — az egyenes átviteli sávban a feszültségelosztás jellemző értéke ~ 20 dB. A szűrők abszolút késleltetési ideje $\sim 1,7$ μ s, amit az átalakítók közötti akusztikus jelterjedési idő határoz meg.

A bemeneti és kimeneti admittanciák párhuzamos vezetőképesség és kapacitás ekvivalenseinek frekvenciafüggését a 8. és 9. ábrák szemléltetik.

A hazai viszonyokra kifejlesztett kétnormás szűrők néhány példányát alkalmazási kísérletekre átadtuk az Orion Fejlesztési Főosztálynak. A szűrőket egy CT 451 típusú színes televíziókészülékben megvizsgálták és jellemzőiket összehasonlították egy-



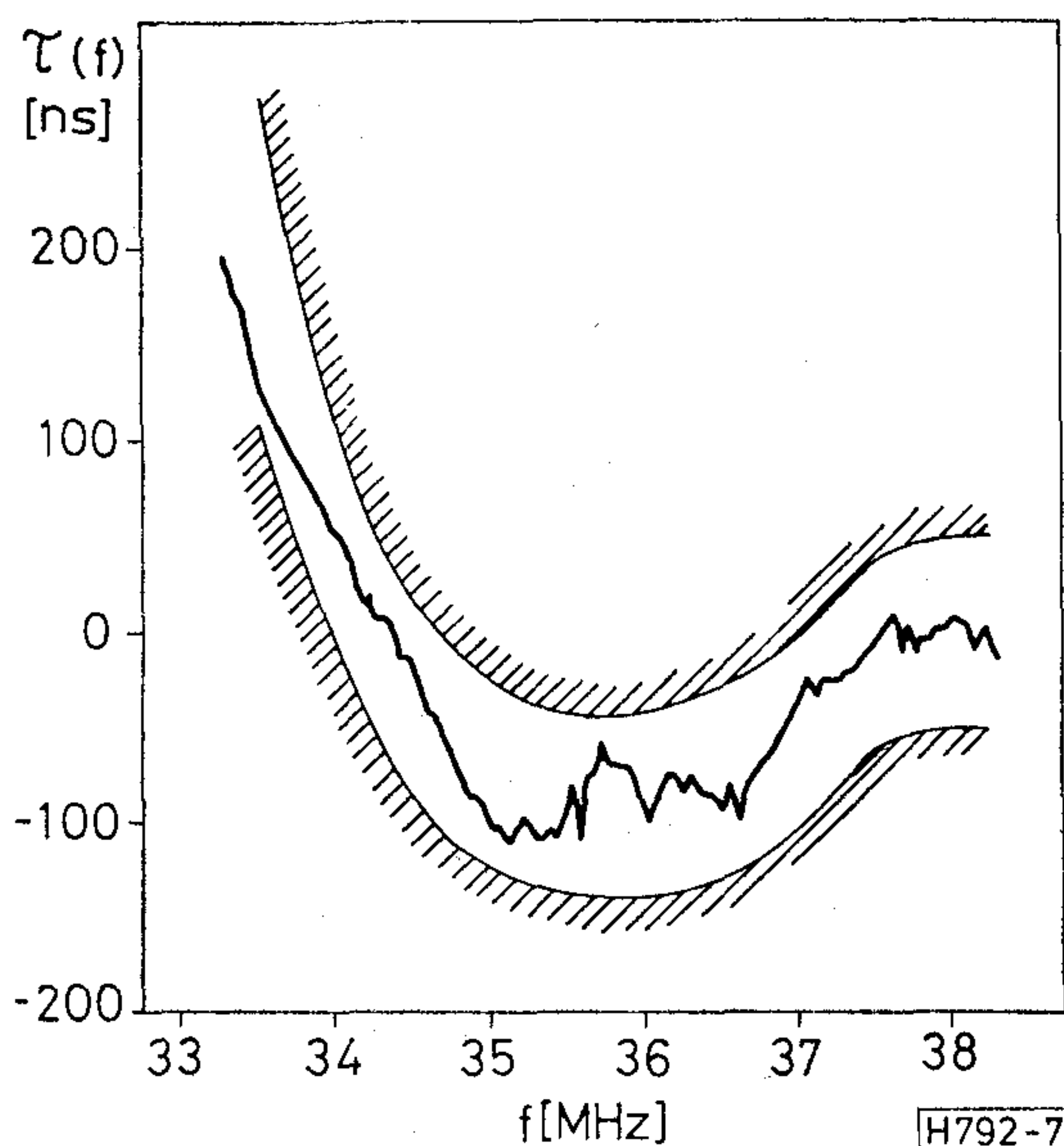
6. ábra. A szűrő mért relatív amplitúdó-karakterisztikája

normás külföldi szűrőkével. Megállapították, hogy a felhasználás szempontjából fontos paraméterek egyenértékűek a hasonló külföldi típusokéval.

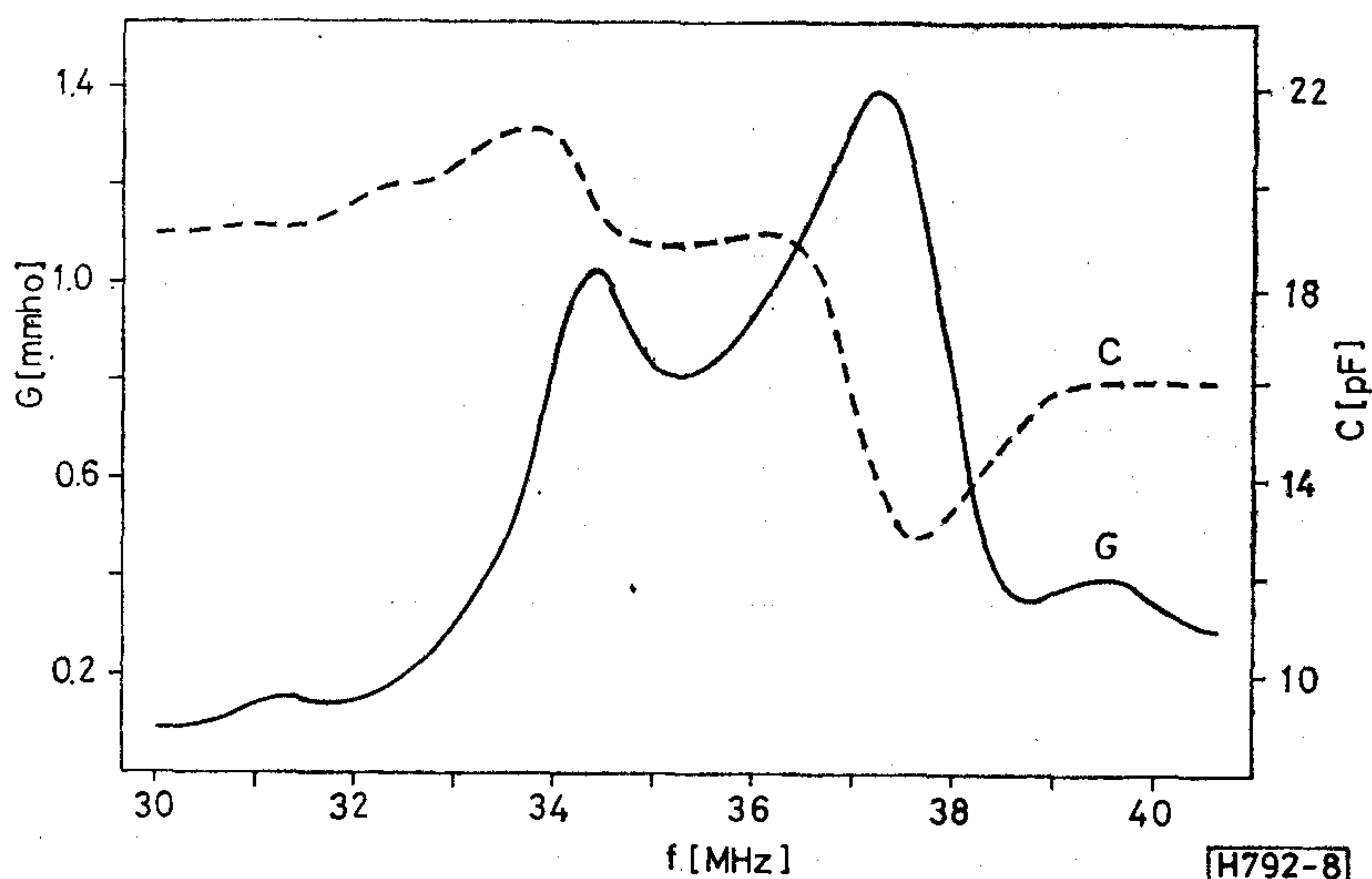
Összefoglalás

Az OMFB megbízásából kifejlesztettük az első hazai akusztikus felületi hullámú eszközt, és elkészítettünk 50 mintapéldányt.

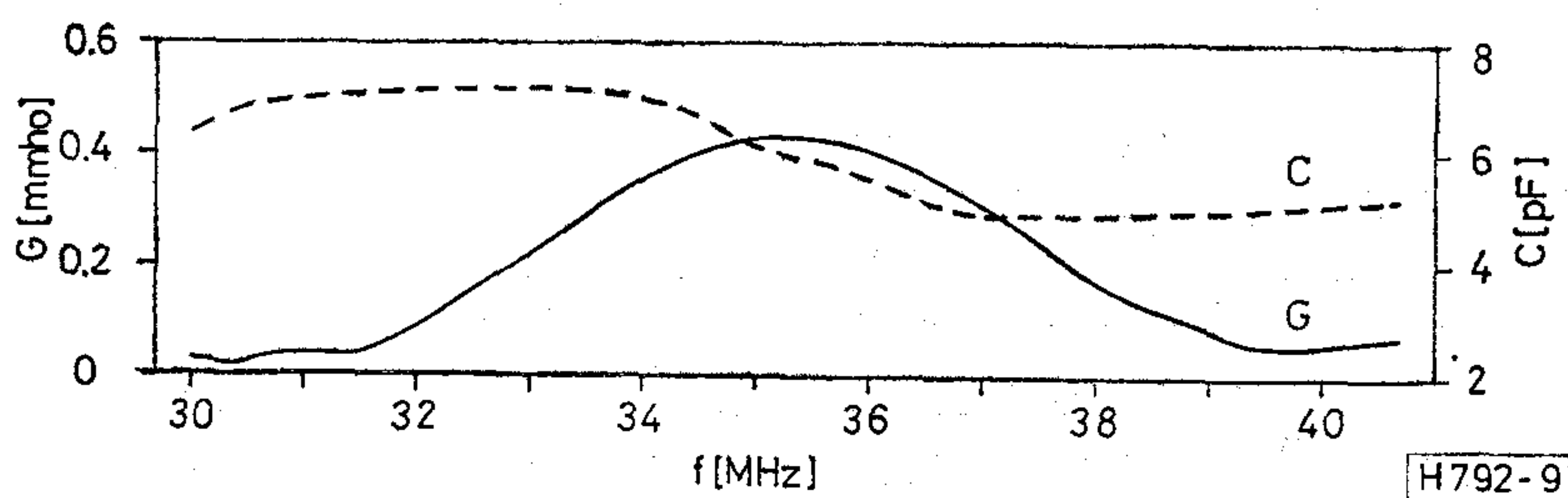
A LiNbO_3 egykristály alapanyagot a fejlesztési programhoz kapcsolódva az MTA Kristályfizikai Kutató Laboratóriumban állították elő.



7. ábra. A szűrő mért relatív futásiidő-karakterisztikája



8. ábra. A bemeneti admittancia párhuzamos vezetőképesség és kapacitás ekvivalenseinek frekvenciafüggése



9. ábra. A kimeneti admittancia párhuzamos vezetőképesség és kapacitás ekvivalenseinek frekvenciafüggése

A szűrők néhány példányát az Orion Rádió és Villamossági Vállalat Fejlesztési Főosztályán megvizsgálták, és megállapították, hogy a mintáknak megfelelő minőségű szűrők gyártmányaikban felhasználhatók.

A fejlesztési munkák zárószakaszában, a K-7 célprogram keretében, kutatási-fejlesztési eredményeinket átadtuk a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézetnek, ahol kidolgozták a szűrő kissorozatú előállítási technológiáját, és 1000 db-os próbagyártást végeztek [18]. Jelenleg a sorozatgyártás előkészítése folyik.

Köszönetnyilvánítás

Megköszönjük az intézet vezetőségének a kutatási feladat indításában nyújtott támogatását.

Ezen a helyen is szeretnénk köszönetet mondani kollégáinknak, akik munkájukkal hozzájárultak a feladat eredményes elvégzéséhez.

Köszönetünket fejezzük ki az MTA Kristályfizikai Kutató Laboratórium, az Orion Rádiótechnikai és Villamossági Vállalat Fejlesztési Főosztály, a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Rétegtechnikai Egyedi Eszközök és az Áramkör Tervezési Osztály munkatársainak értékes segítségükért.

I R O D A L O M

- [1] Püspöki S.: Akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrő tervezése analitikus közelítő módszerrel. Híradástechnika, XXXIII. évf. 6. sz. (1982.) 241–247.

- [2] András A-né—Beleznay F.—Püspöki S.—Serényi M.: Akusztikus felületi hullámok terjedésén alapuló KF-szűrők kifejlesztése színes televízióhoz. MFKI'79 Évkönyv, 22–24.
- [3] Püspöki S.—Serényi M.: Akusztoelektromos felületi hullámú (AFH) TV KF-szűrők tervezése és megvalósítása. — Előadás, Alkatrész konferencia, Szombathely, 1979. szept.
- [4] C. S. Hartmann—D. T. Bell—R. C. Rosenfeld: Impulse Model Design of Acoustic Surface-Wave Filters. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, V. 20. No. 2. (1973) pp. 80–93.
- [5] Dr. Voszka Rudolf magánközleménye.
- [6] K. Polgár—L. Jeszenszky—K. Raksányi—E. Hartmann: Growth, stoichiometry and properties of LiNbO_3 single crystal. Acta Physica Hungarica, V. 47. No. 1–3. (1979) pp. 125–132.
- [7] Lassányiné Polgár Katalin: Mikroelektronikai célra alkalmas LiNbO_3 egykristályok előállítása. Egyetemi doktori értekezés, Eötvös Loránd Tudományegyetem, Budapest, 1980.
- [8] M. B. Schulz—B. J. Matsinger: Rayleigh Wave Electromechanical Coupling Constants. Appl. Phys. Letters, V. 20. No. 9. (1972) pp. 367–369.
- [9] R. F. Milsom: Bulk Wave Generation by the IDT. Wave Electronics, V. 2., No. 1/2/3. (1976) pp. 64–81.
- [10] F. G. Marshall—C. O. Newton—E. G. S. Paige: Theory and Design of the Surface Acoustic Wave Multistrip Coupler. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, V. 20., No. 2. (1973) pp. 124–133.
- [11] J. J. Campbell—W. R. Jones: A Method for Estimating Optimal Crystal Cuts and Propagation Directions for Excitations of Piezoelectric Surface Waves. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, V. 15., No. 10. (1968) pp. 209–217.
- [12] T. W. Bristol—W. R. Jones—P. B. Snow—W. R. Smith: Applications of Double Electrodes in

Acoustic Surface Wave Device Design. 1972 Ultrasonics Symp. Proc., pp. 343–345.

- [13] H. M. Gerard—G. W. Judd—M. E. Pedinoff: Phase Corrections for Weighted Acoustic Surface Wave Dispersive Filters. IEEE Trans. Microwave Theory and Techn., V. 20., No. 2. (1972) pp. 188–192.
- [14] R. F. Mitchell: Surface Acoustic Wave Transversal Filters: Their Use and Limitations. IEE Conf. Publ. 109, 1973, pp. 130–140.
- [15] T. L. Szabó—A. J. Slobodnik: The Effect of Diffraction on the Design of Acoustic Surface Wave Devices. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, V. 20., No. 3. (1973) pp. 240–251.
- [16] W. R. Smith: Basics of the SAW Interdigital Transducer. Wave Electronics, V. 2., No. 1/2/3. (1976) pp. 25–63.
- [17] D. W. Parker—R. G. Pratt—F. W. Smith—R. Stevens: Acoustic surface-wave bandpass filters. Mullard Technical Communications, V. 14., No. 133. (1977) pp. 110–124.
- [18] Ligeti R-né—Várkonyi T.—Pádár Gy.: Akusztikus felületi hullámok (AFH) elvén működő eszközök alkalmazási lehetőségei. — Előadás, Alkatrész Szeminárium Győr, 1980. október.

Az MTESZ az energiatakarékosságért

A Műszaki és Természettudományi Egyesületek Szövetségének felhívása a magyar műszaki, gazdasági, agrár- és természettudományi szakemberekhez

energiatakarékossági javaslatok kidolgozására

Az „MTESZ az energiatakarékosságért” címmel meghirdetett pályázati rendszerben 1980–81. évben beérkezett 435 db pályázatban a szakemberek sok hasznos javaslatot tettek és számos lehetőséget tártak fel a népgazdaság energiahordozó felhasználása csökkentésére.

Az eddigi kedvező tapasztalatok alapján az MTESZ Elnöksége ismét meghirdeti az energiatakarékossági pályázatot. Az új kiírásban a pályázati feltételek pontosabb meghatározása mellett fokozott figyelmet kap az egyéni kezdeményezés.

Az MTESZ külön figyelmet kíván fordítani a megvalósítás lehetőségeinek kidolgozására, és ennek megfelelően határozta meg a pályázat új szakaszának feltételeit.

A pályázat célja

Olyan reálisan és rövid időn belül megvalósítható szervezési intézkedések, üzemviteli vagy technológiai eljárások, új konstrukciók, berendezések, készülékek kidolgozásának és megvalósításának ösztönzése, amelyekkel az energiagazdálkodási kormányprogram végrehajtása meggyorsítható vagy hatékonysága növelhető.

Ezen belül a fő feladatok:

- technológiai folyamatok fajlagos energiaszükségletének csökkentése;
- bármely egyéb célú energiateljesítmény felhasználás csökkentése;
- import energiahordozók kiváltása hazai energiahordozókkal;
- hulladékok és helyi, eddig kihasználatlan energiaforrások hasznosítása.

A pályázat feltételei

1. A pályázaton csak *műszakilag kidolgozott és gazdasági számíttással* (mérhető értékek alapján) alátámasztott javaslatok bírálhatók el. Nem műszaki javaslat esetében (pl. szervezési, ügyviteli stb.) pontosan ki kell dolgozni a szervezeti vagy ügyviteli változtatást, annak ellenőrzését stb. Nem kellően kidolgozott javaslatok elbírálására nincs lehetőség. Amennyiben a javaslat csak ötlet, de alapgondolata figyelemreméltó, azt az MTESZ V. B. által kijelölt Bíráló Bizottság az MTESZ szakmailag illetékes taggyűlésének adja át további vizsgálatra, esetleg kidolgozásra.
2. Népgazdasági szintű gazdaságpolitikai döntést igénylő javaslatok a pályázat keretében nem értékelhetők, ezeket azonban a Bíráló Bizottság meg-

felelő javaslatával ellátva az MTESZ az illetékes főhatósághoz továbbítja.

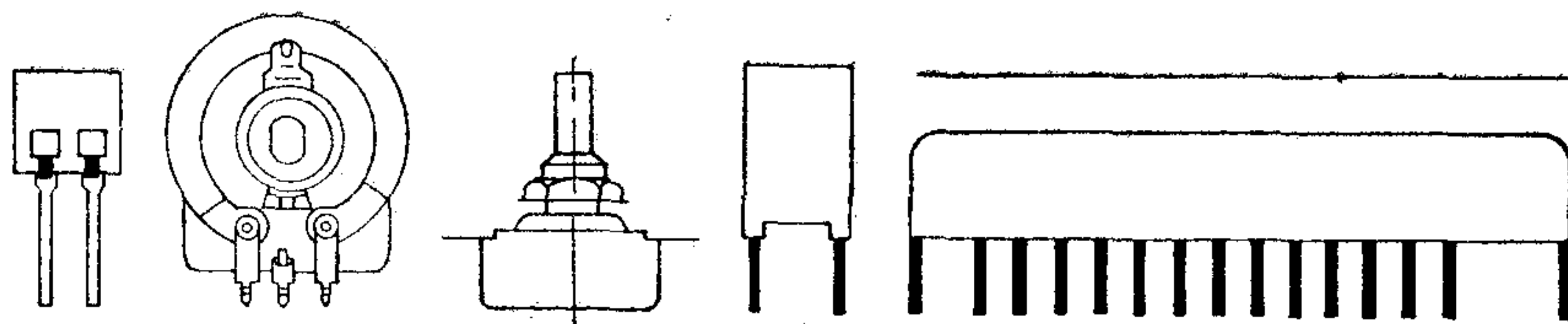
3. A népgazdasági tervben vagy az energiagazdálkodási kormányprogramban szereplő feladat megoldására vonatkozó javaslat csak akkor értékelhető, ha az a meghatározott feladat meg nem oldott részére tartalmaz konkrét megoldást vagy megvalósítható új eljárást.
4. A beküldött javaslatoknak tartalmazniuk kell a megvalósítás reális lehetőségét és idejét, természetesen a korábbiakban előírt kidolgozottsággal. Az értékelés során előnyös helyzetben vannak a vállalati szinten, saját eszközökkel megvalósítható eljárások.
5. Pályázni lehet már megvalósított javaslatokkal is, amennyiben a megvalósítás egy évnél nem régebbi és a megoldás a korábbi pályázat során még nem szerepelt.
6. A pályázaton csak természetes személy (vagy személyek) vehetnek részt. *Jogi személy* (vállalat, intézmény) pályázata nem fogadható el. Nem fogadható el *jogi személy kezdeményezésére vagy utasítására* hivatásszerű tevékenység keretében végzett munka, még természetes személy nevével sem.
7. A pályázatok elbírálása, jutalmazása, díjazása vagy hasznosítását szorgalmazó továbbítása az MTESZ részéről nem érinti a pályázó újítási vagy találmányi jogait. Amennyiben a pályázatra beadott javaslat találmány vagy újítás tárgyát képezi, úgy azt a pályázó a javaslaton tüntesse fel.
8. A pályázatot jelíggel ellátva, a pályázó nevét tartalmazó jelíggel boríték melléklésével az Energiagazdálkodási Tudományos Egyesület Titkárságára kell beküldeni. Cím: 1055 Budapest, Kossuth Lajos tér 6–8. I. emelet 113. (telefon: 120-855). Postai cím: Budapest, Pf. 451. 1372.
9. A pályázatokat az MTESZ V. B. által megbízott Bíráló Bizottság *folyamatosan értékeli és továbbítja* az érdekelt vállalatoknak, intézményeknek bevezetés, illetve a hatóságoknak intézkedés céljából; a Bíráló Bizottság még az eredményhirdetés előtt a hasznosításra javaslatot tesz.
10. Az MTESZ a tárgyév október 1-ig beérkezett, értékelhető és hasznosítható javaslatok közül a legjobbakat évente egy alkalommal díjazásban vagy jutalomban részesíti, és erről a pályázót értesíti.

A kitűzött díjak:

I. díj	50 000,— Ft
II. díj	30 000,— Ft
III. díj	20 000,— Ft

A díjak megoszthatók. A kiadásra kerülő díjak számát az elbírált javaslatok száma és értéke szerint a Bíráló Bizottság állapítja meg. A díjakon kívül a Bíráló Bizottság egyes javaslatok benyújtóit jutalomban részesíti.

A díjakat és jutalmakat az MTESZ a tárgyév december 31-ig ünnepélyesen osztja ki.



MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

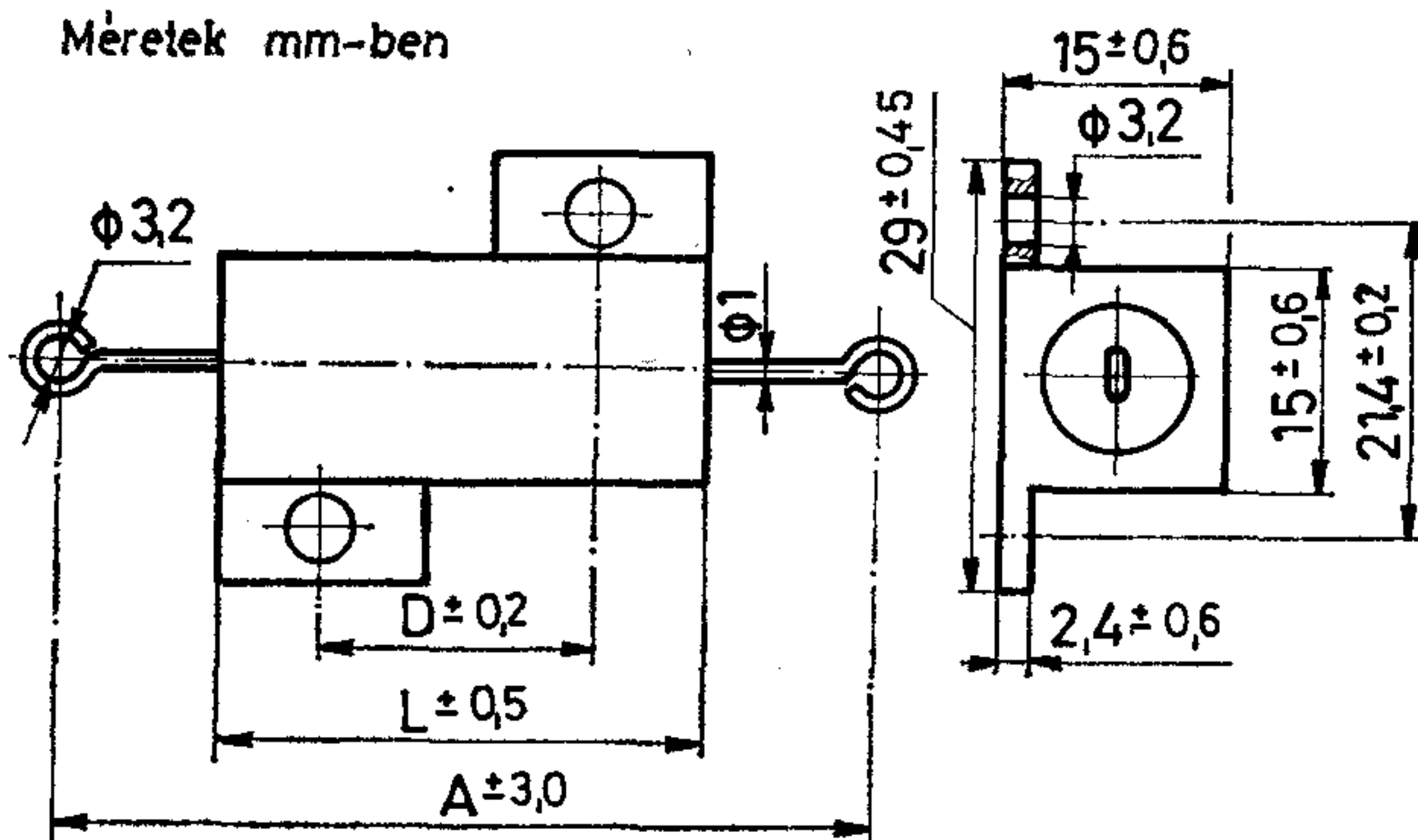
50
REMIX

1932-1982

R 619x

Nagy terhelhetőségű huzallellenállás

Méretek mm-ben



Katalógusjel	L	D	A
R 6191	23	14	49
R 6192	32	18	58
R 6193	50	39	76

Ajánlott felhasználás

Kis méretű, nagy terhelhetőségű ellenállást igénylő berendezésekbe.

Szerkezeti felépítés

HORDOZÓ
ELLENÁLLÁS
KIVEZETŐK

BEVONAT

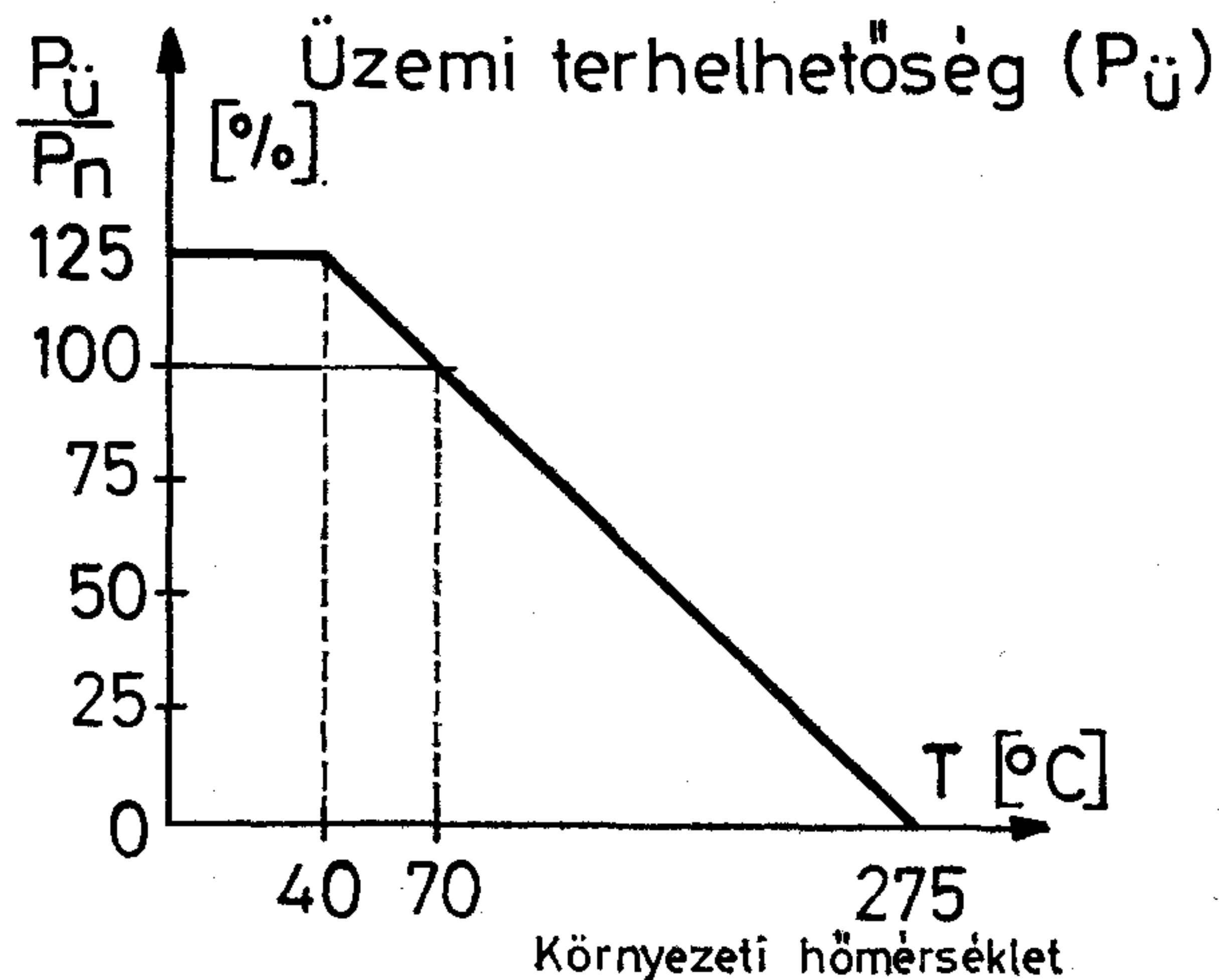
kerámia rúd
huzal
ónozott vörösréz
huzalok
alumínium profilcső

Villamos jellemzők

VIZSGÁLATI
FESZÜLT-SÉG
HŐMÉRSÉKLETI
TÉNYEZŐ
SZIGETELÉSI
ELLENÁLLÁS (R_{sz})

1500 V_~
max. $\pm 400 \cdot 10^{-6}/K$
min. 100 M Ω

Katalógusjel	Névleges terhelhetőség (P _n) [W]			Névleges rezisztencia (R)				Határfeszültség U _h =[V=]
	+70°C		+40°C	R _{min.} [Ω]			R _{max.} [kΩ]	
	hőelvonó lemezen (535cm ²)	hőelvonó lemez nélkül	hőelvonó lemezen (535cm ²)	E6	E12	E24		
				Rezisztencia sor szerint				
				±20%	±10%	±5%		
Rezisztencia tűrés-sel								
R6191	10	5	12,5	0,1	8,2	27	3,3	$\sqrt{P_u \cdot R}$
R6192	20	8	25	0,1	12	18	6,8	
R6193	40	10	50	0,1	15	18	15	



Környezetállóság

KULCSSZÁM
TARTÓS NEDVES MELEG
napok száma
 dR/R
 R_{sz}

55/275/21
21
max. $\pm 5\%$
min. 10 M Ω

Tartósság

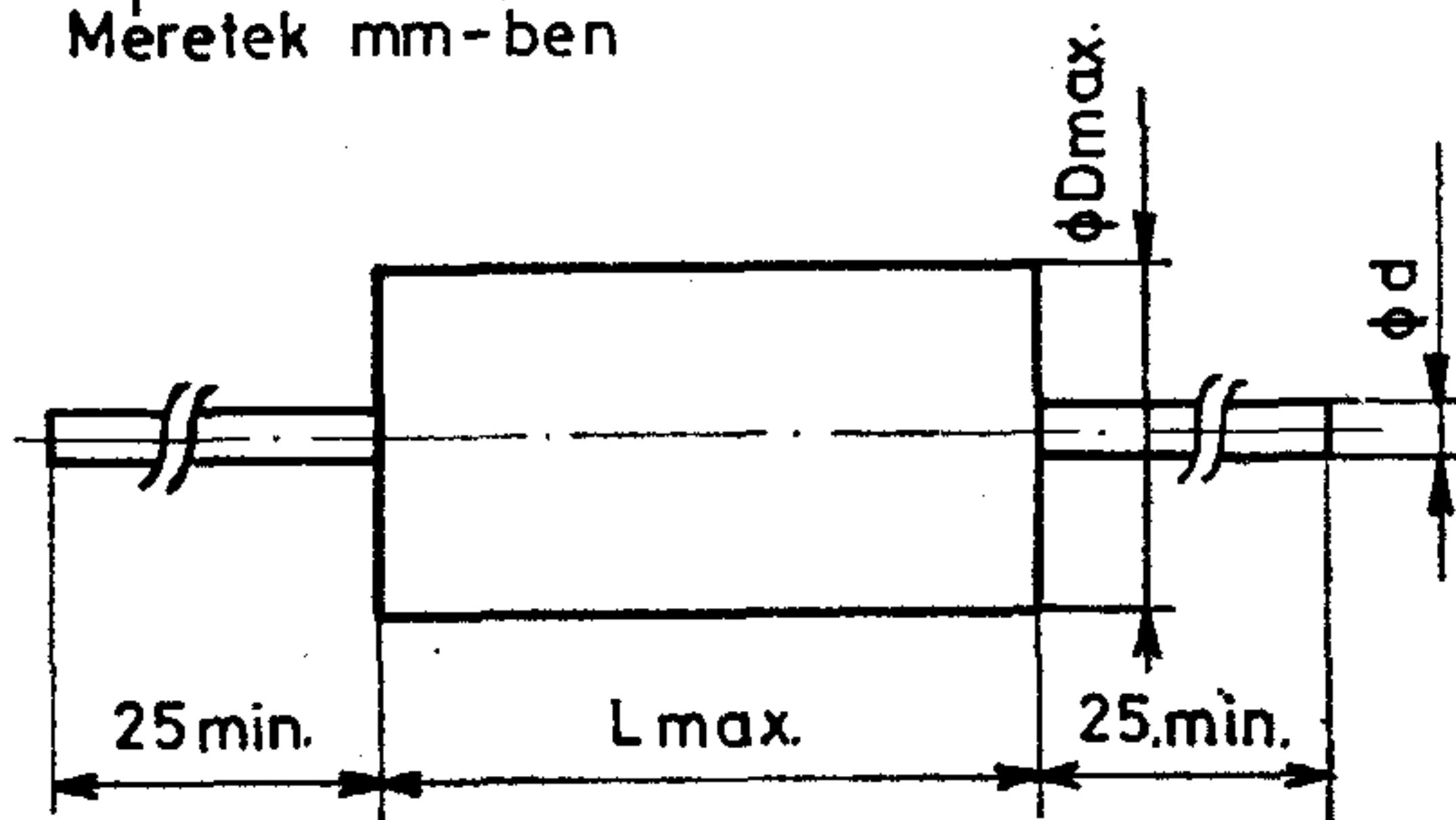
időtartam
100% P_n a határfeszültség
figyelembevételével
 dR/R

1000 h
+ 25 °C
max. $\pm 5\%$

R 6154

Cement bevonatú indukciószegecs huzalellenállás

Méreték mm-ben



A huzalkivezetők tövén max. 4 mm cement-bevonat megengedett.

Névleges terhelhetőség [W]	L max.	φD max.	φd
1	18	4,5	0,6 ± 0,1
2	22	10	1,0
5	31		
10	49		

Ajánlott felhasználás

Gyenge- és erősáramú ipari elektronikus berendezésekbe.

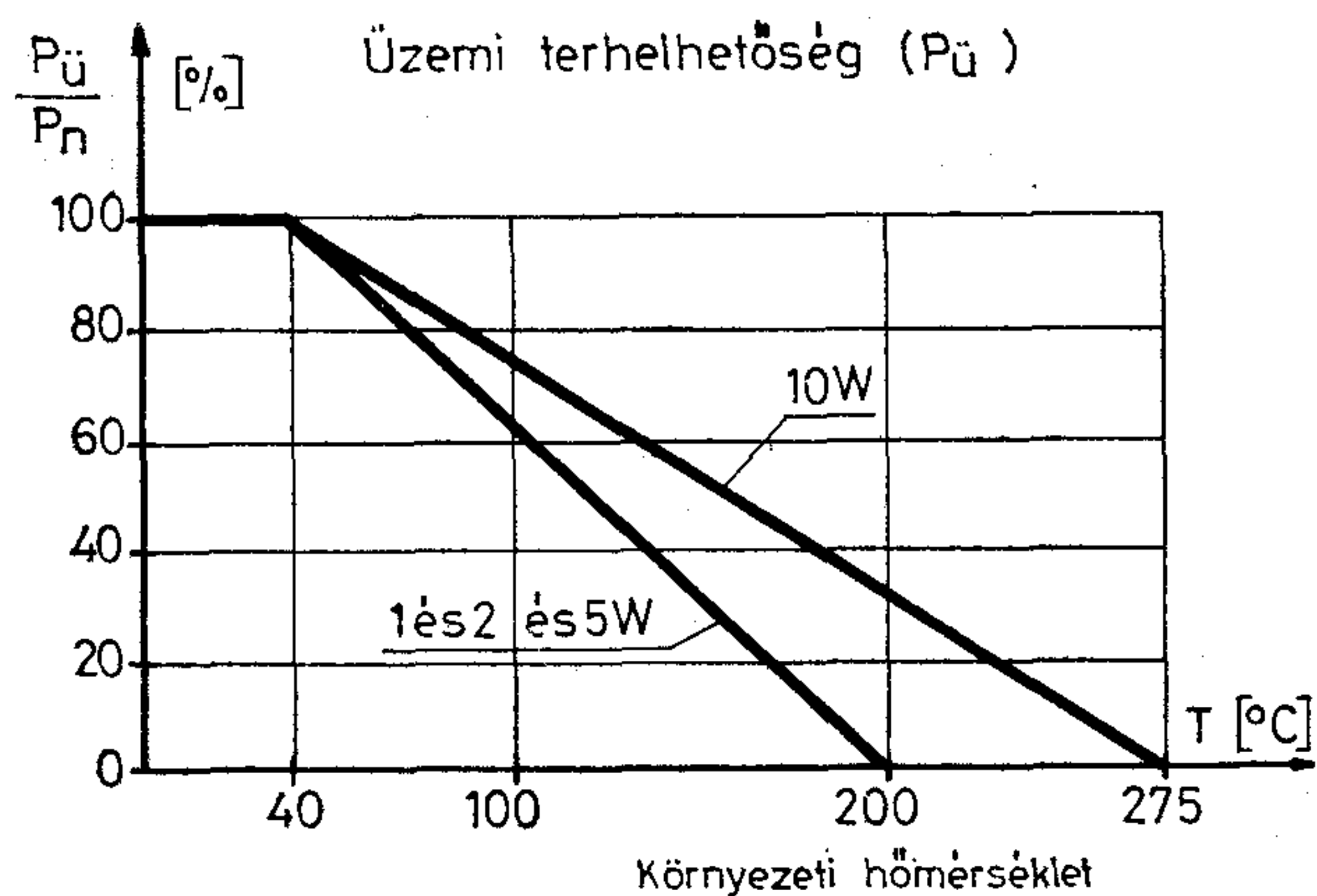
Szerkezeti felépítés

HORDOZÓ
ELLENÁLLÁS
KIVEZETŐK

kerámia
huzal
lágyforrasztásra elő-
készített rézhuzalok
cementréteg

BEVONAT

Névleges terhelhetőség (P _n) [W]	Névleges rezisztencia tartomány (R) [Ω]	Névleges rezisztencia tűrése [%]	Határ-feszültség (U _h) [V]
1	0,1 ... 0,68	± 20	$\sqrt{P_n \cdot R}$
2	0,1 ... 0,68		
5			
10			



Villamos jellemzők

REZISZTENCIA SOR
FELÜLETI
HŐMÉRSÉKLET
1; 2 és 5 W
10 W
HŐMÉRSÉKLETI
TÉNYEZŐ
TÚLTERHELÉS

E6

max. 200 °C
max. 275 °C

max. 400 · 10⁻⁶/K

5 s-ig

10 · P_n vagy $\frac{U_h^2}{R}$

amelyik kisebb
max. ± 2% vagy
± 0,1 Ω amelyik
nagyobb

dR/R

Környezetállóság

MSZ 8888

KULCSSZÁM
KÖRNYEZETÁLLÓSÁGI
VIZSGÁLATSOROZAT
UTÁN
dR/R

55/155/04

max. ± 5% vagy
± 0,1 Ω amelyik
nagyobb

TARTÓS NEDVES MELEG
napok száma
dR/R

4
max. ± 5% vagy
± 0,1 Ω amelyik
nagyobb

Tartósság

időtartam
100% P_n a határfeszültség
figyelembevételével
dR/R

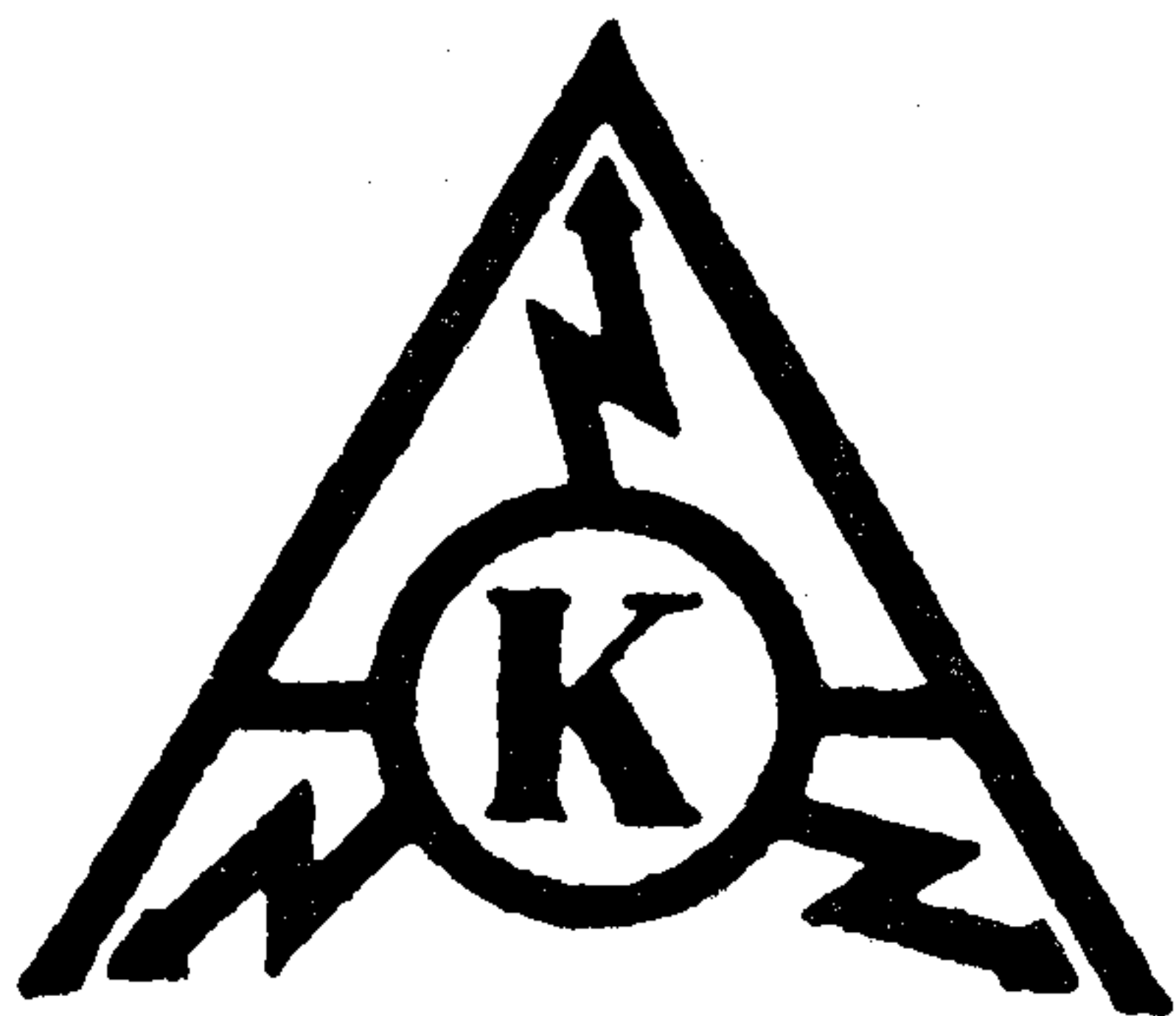
1000 h

± 40 °C
max. ± 5% vagy
± 0,1 Ω amelyik
nagyobb

Ezen alkatrészeinket az ELEKTROMODUL forgalmazza. Megkeresésükre küldünk katalógust. Kereskedelmi főosztályunk (telefon: 573-033) várja érdeklődésüket és készséggel áll rendelkezésükre.



Rádiótechnikai Vállalat Budapest, X. Pataki tér 20.



KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR

1725 Budapest, Pf. 16. Telefon: 279-200
Telex: 22-4399

DS 127

Csatlakozók nyomtatott áramkörökhöz

SOCAPEX licenc

Elektronikus berendezésekben világszerte igen elterjedten alkalmazzák az IEC 130–16-ban publikált nyomtatott áramköri csatlakozókat, melynek egyes változatait a KONTAKTA Alkatrészgyár a francia SOCAPEX cég licence alapján gyártja.

Az eddigi — KONTAKTA — típusválaszték a 17 pólusú változat gyártásával bővült, ami lehetőséget ad a hazai műszer és elektronikai ipar számára a csatlakozók még szélesebb körű felhasználására.

A DS 127 típusú nyomtatott áramköri csatlakozók nagy kiterjedésű családjából a hazai viszonylatnak megfelelő változatok kerültek gyártásra.

1980-ban a 29, 33 és 41 érintkezős változatok szerelése kezdődött meg, majd 1982-ben a 17 érintkezős változaté is.

A konstrukció igen széles körű alkalmazást tesz lehetővé a beépíthető érintkezők sokfélesége, valamint a rendelkezésre álló felerősítő szerelvények választéka alapján.

A szigetelőtestek kialakítása például olyan, hogy a csatlakozók szokványos és inverz változatban szerelhetők, mely azt jelenti, hogy a szokványos kivitelnél a kártyára forrasztott csatlakozósáv az érintkező hüvelyeket, a szerelőlapra vagy anyalemezre szerelt csatlakozósáv az érintkező csapokat tartalmazza. A fordított kivitel ezzel ellentétes konstrukciós megoldást jelent.

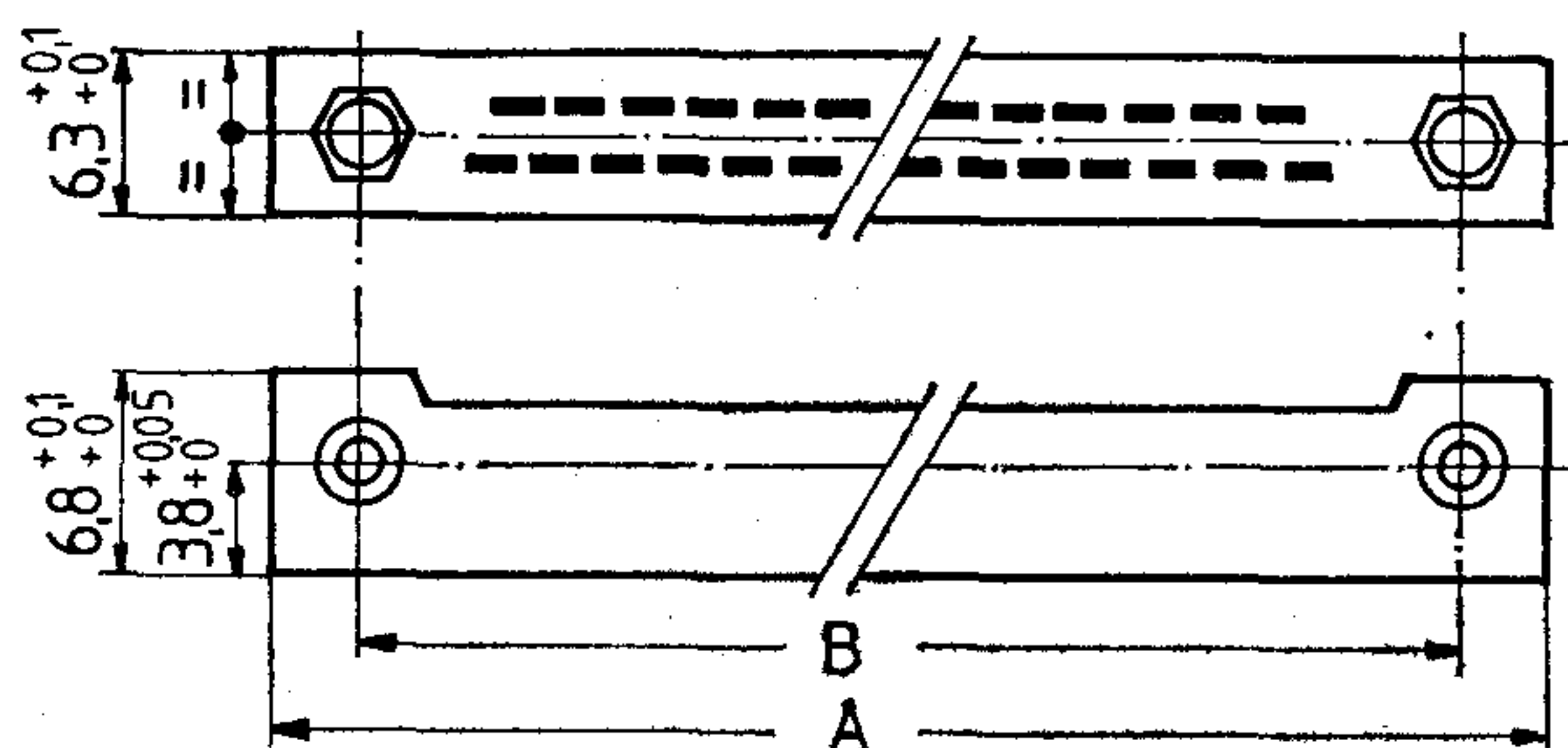
Ezúttal áttekintést adunk a hazai — forgalomban levő — csatlakozó típusokra érvényes műszaki és geometriai paramétereikről, az érintkezők és felerősítő fémszerelvények választékáról.

Műszaki adatok

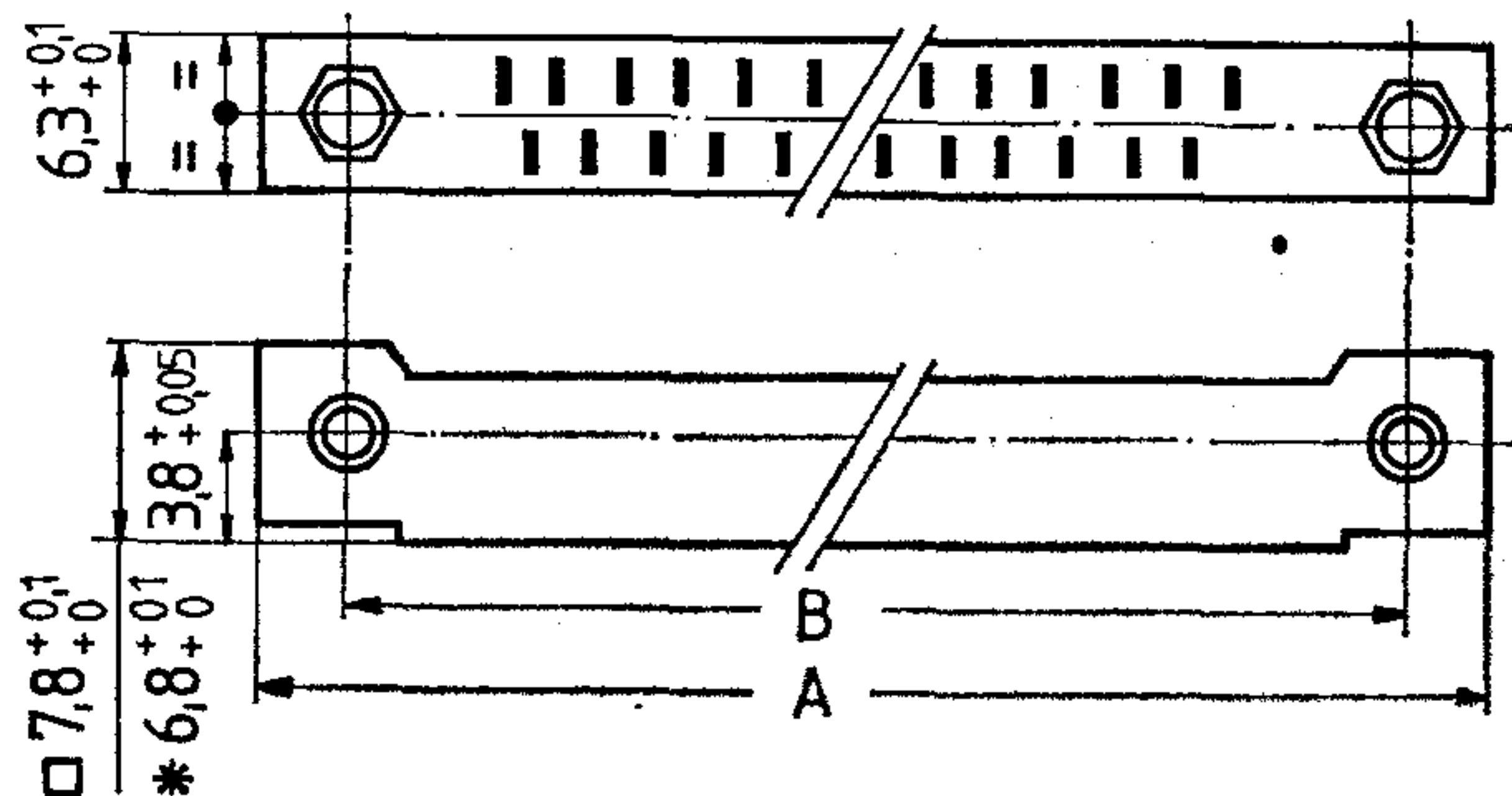
Pólusszám	17, 29, 33, 41
Névleges feszültség	250 V _{eff}
Névleges áramerősség	3 A
Vizsgáló feszültség	1000 V _{eff}
Szigetelési ellenállás	min. 10 ⁵ MΩ
Átmeneti ellenállás	max. 10 mΩ
Kapacitás két érintkező között csatlakoztatott csatlakozósávon	1,2...1,4 pF

Kapacitás két érintkező között különálló hüvely és dugósávon	0,6...0,8 pF
Csatlakoztatási erő érintkezősávonként	max. 2 N
Bontási erő érintkezősávonként	min. 0,15 N
Mechanikai élettartam (az érintkezők felületkikészítésétől függően)	
I. osztály	
Au rétegvast. 1 μm	min. 500 csatl. cikl.
II. osztály	
Au rétegvast. 0,4 μm	min. 100 csatl. cikl.
Környezetállósági kulcsszám	
I. osztály	
Au rétegvast. 1 μm	55/125/56
II. osztály	
Au rétegvast. 0,4 μm	25/085/21
Vonatkozó szabvány	KÜSZ 127

Szigetelőtestek méretei



1. ábra. Hüvelysáv szigetelőtestek méretei



2. ábra. Dugósáv szigetelőtestek méretei

Jelölések:

- — kör keresztmetszetű érintkező csapokkal szerelt dugósáv,
 * — négyszög keresztmetszetű érintkező csapokkal szerelt dugósáv.

Méretetek

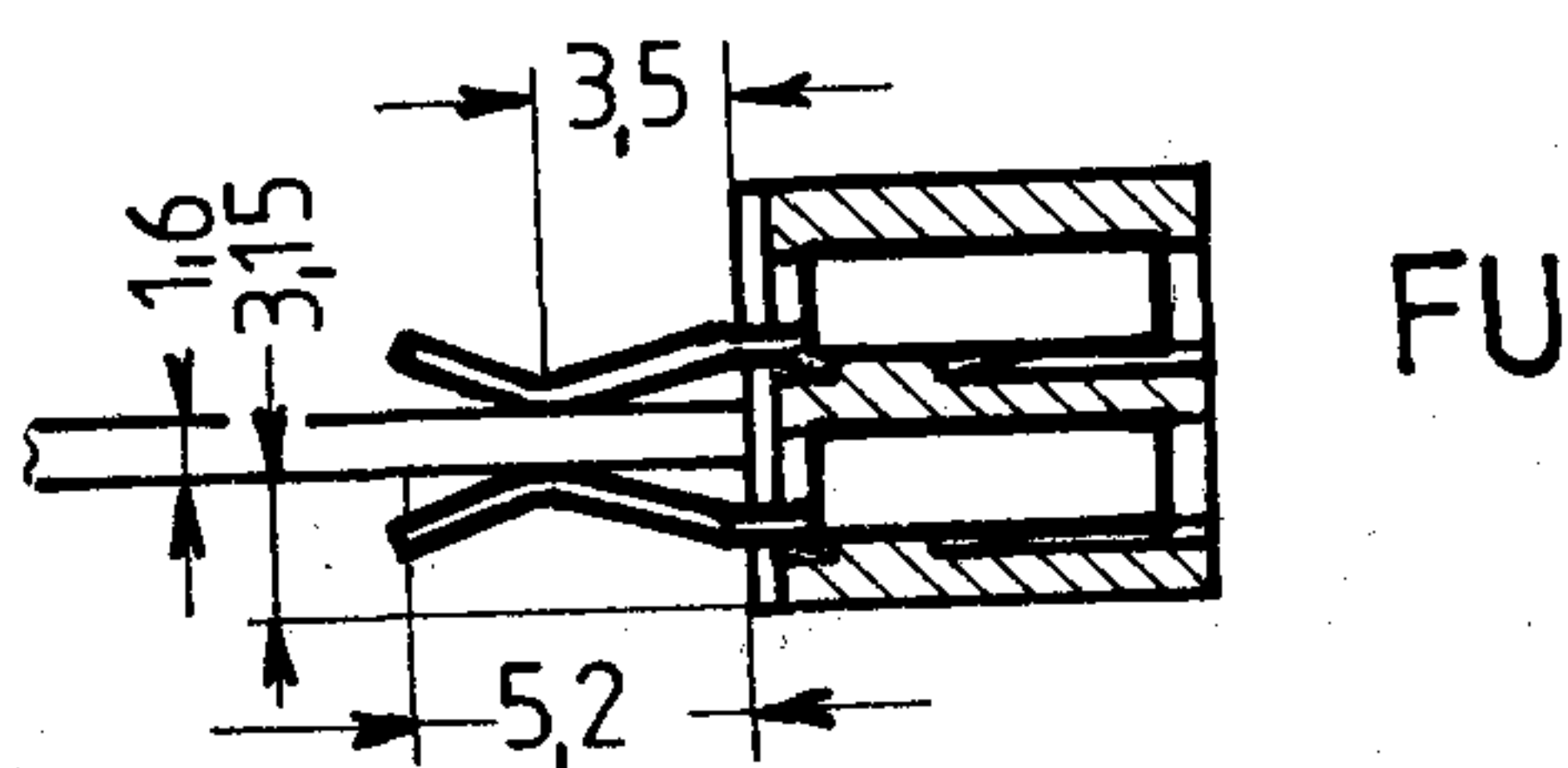
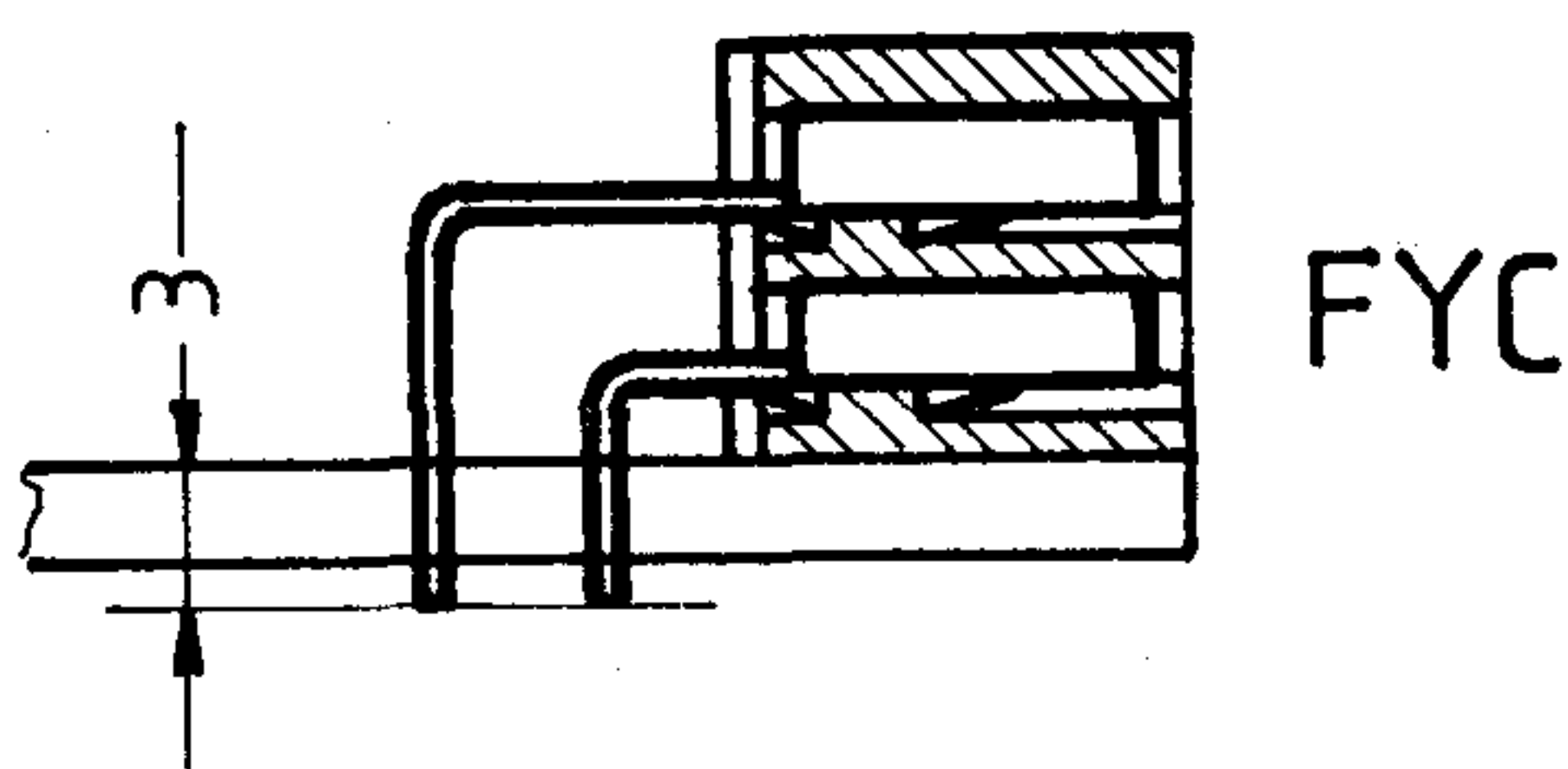
Érintkezők száma	17	29	33	41
A (mm) max.	38,50	53,70	58,60	69,00
B (mm) $\pm 0,1$	30,48	45,72	50,80	60,96

Szokványos kivitel érintkezői

ÉRINTKEZŐ HÜVELYEK (3. ábra)

FYC — nyomtatott áramköri kártyára forrasztható, 90°-ban meghajlított kivezetés,

FU — kétoldalas nyomtatott áramköri kártyára forrasztható kivezetés.



3. ábra

ÉRINTKEZŐ CSAPOK (4. ábra)

MW3A — mini-wrap vezetékbekeötésre alkalmas kivezetés,

MZC — forrasztásos vezetékbekeötésre alkalmas kivezetés,

MX — lapított (crimp) vezetékbekeötésre alkalmas kivezetés,

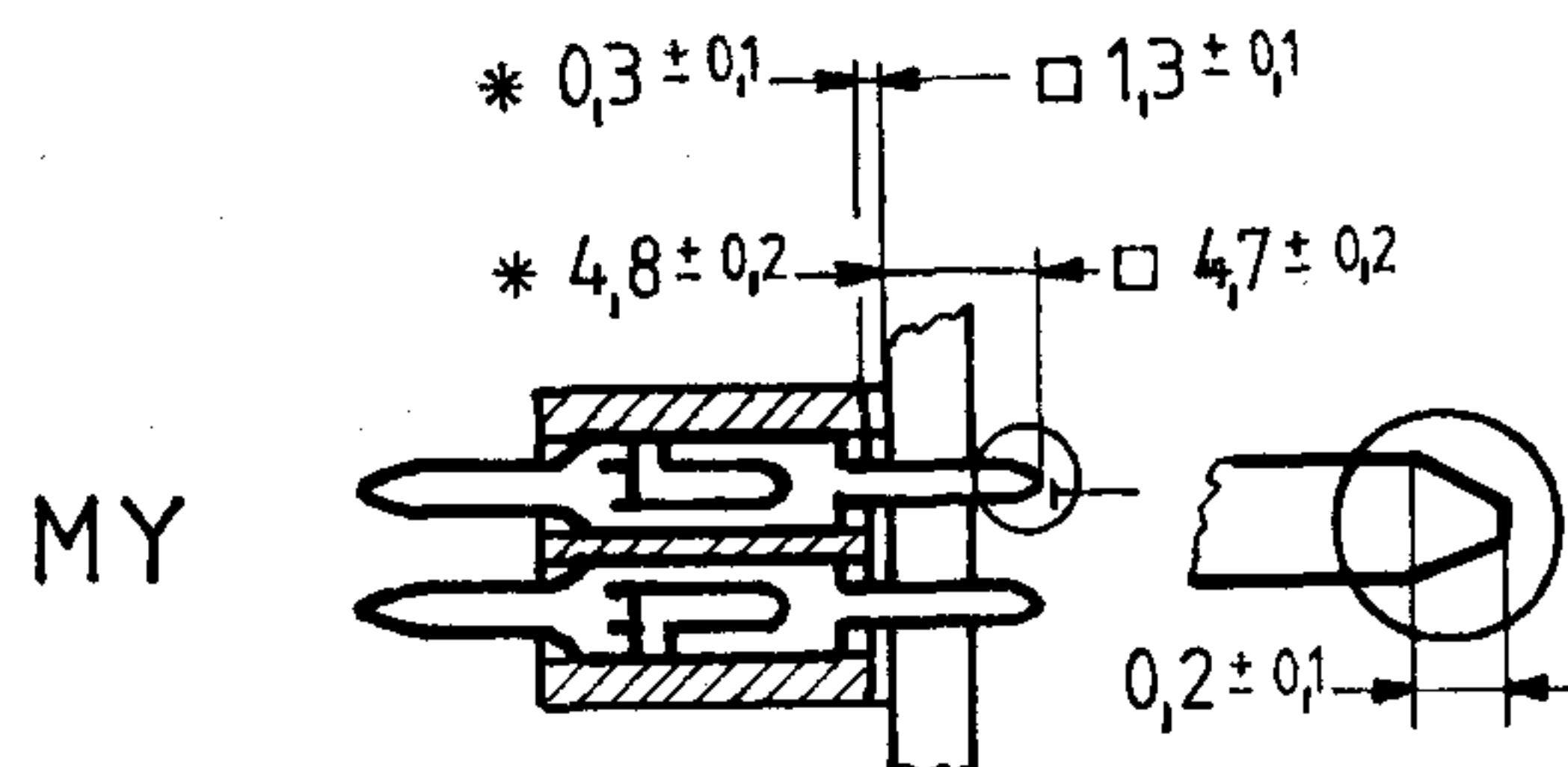
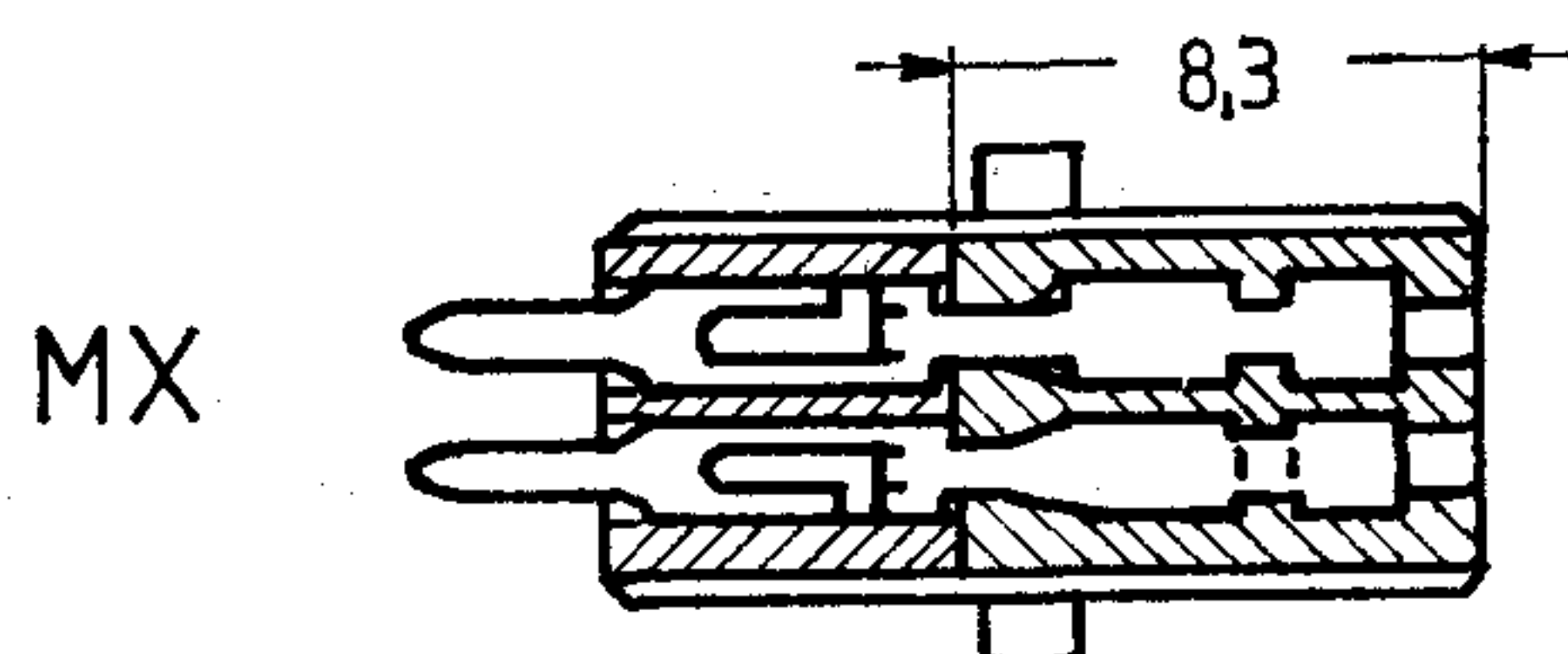
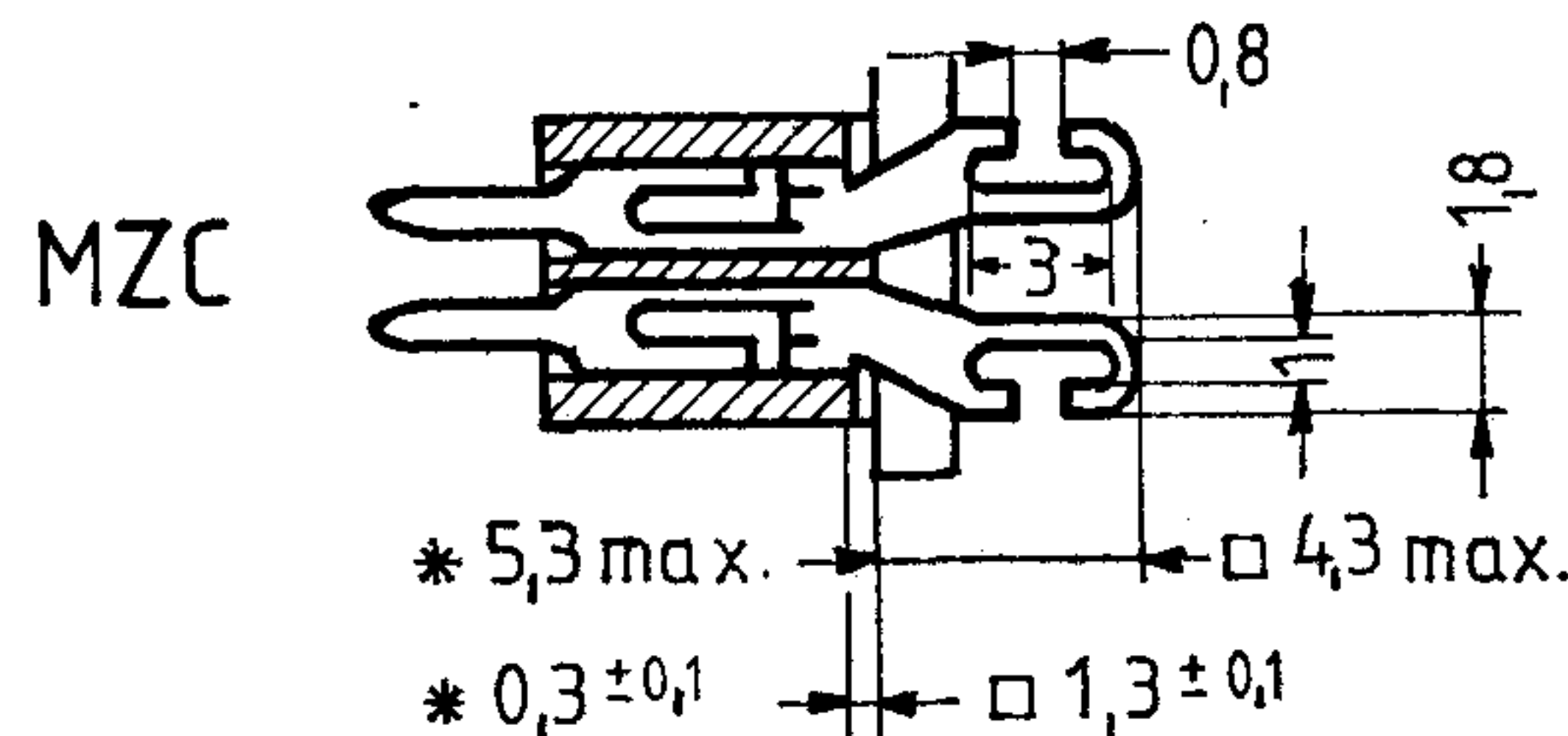
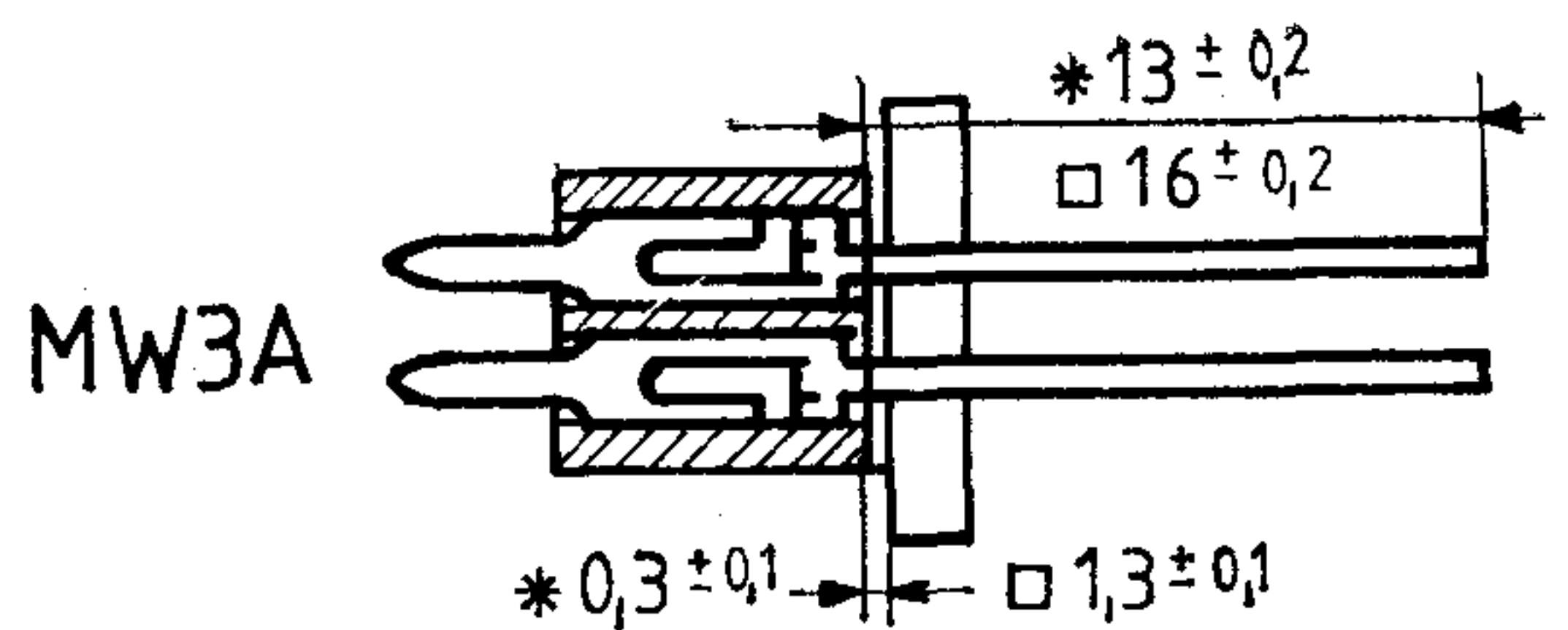
MY — nyomtatott áramköri kártyára forrasztható egyenes kivezetés.

Fordított kivitel érintkezői

ÉRINTKEZŐ HÜVELYEK (5. ábra)

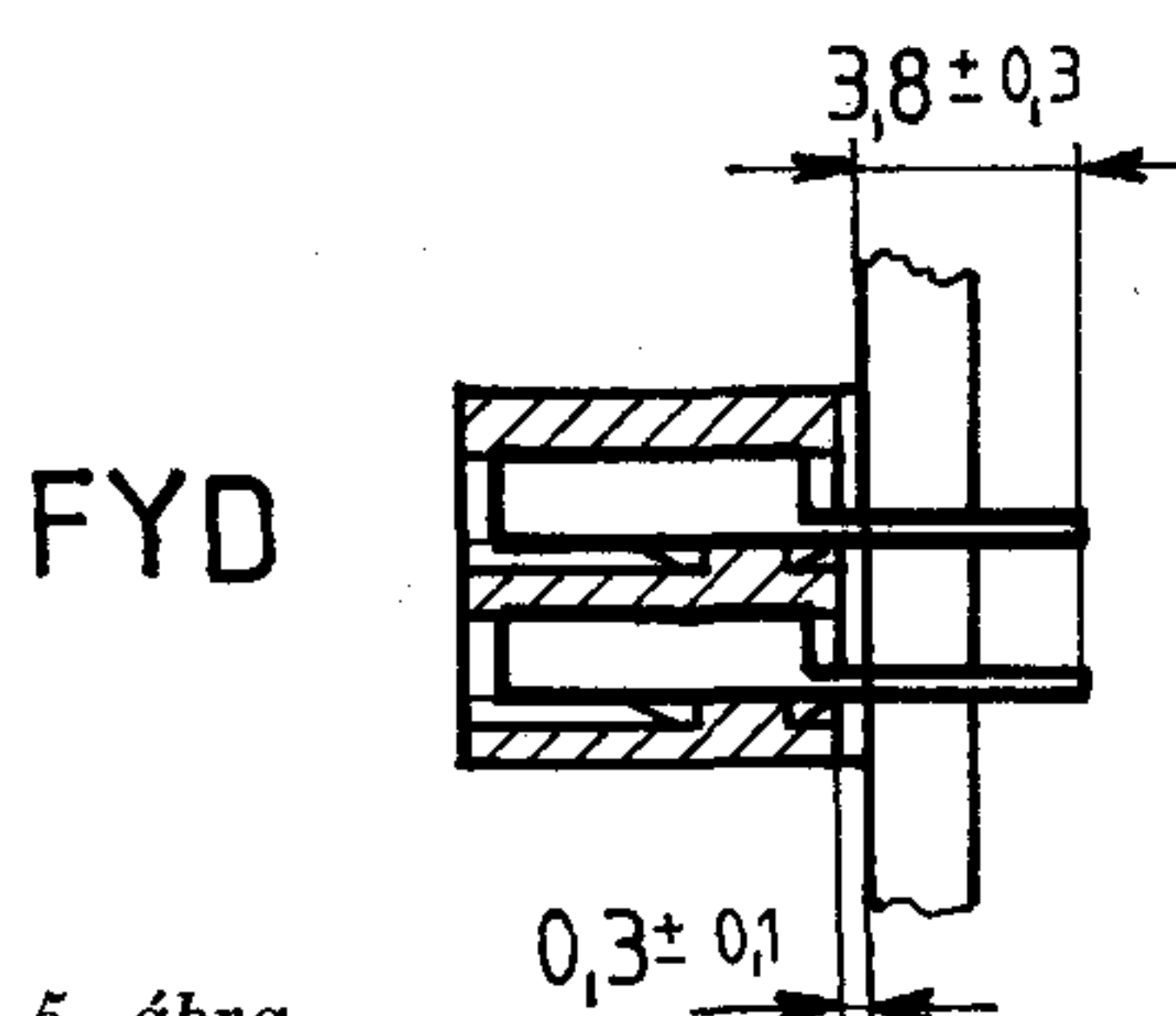
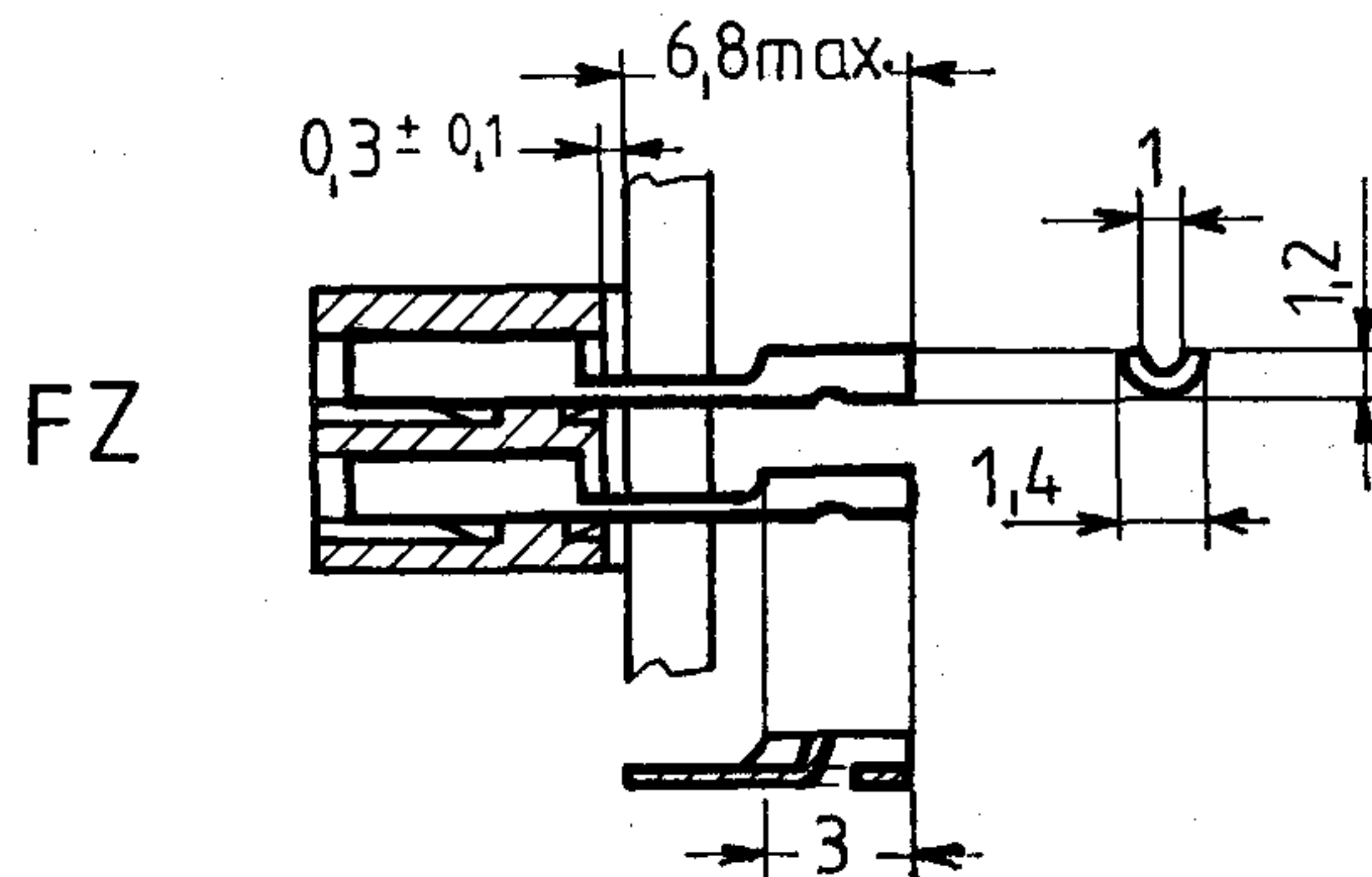
FZ — forrasztásos vezetékbekeötésre alkalmas kivezetés,

FYD — nyomtatott áramköri kártyára forrasztható egyenes kivezetés.



4. ábra

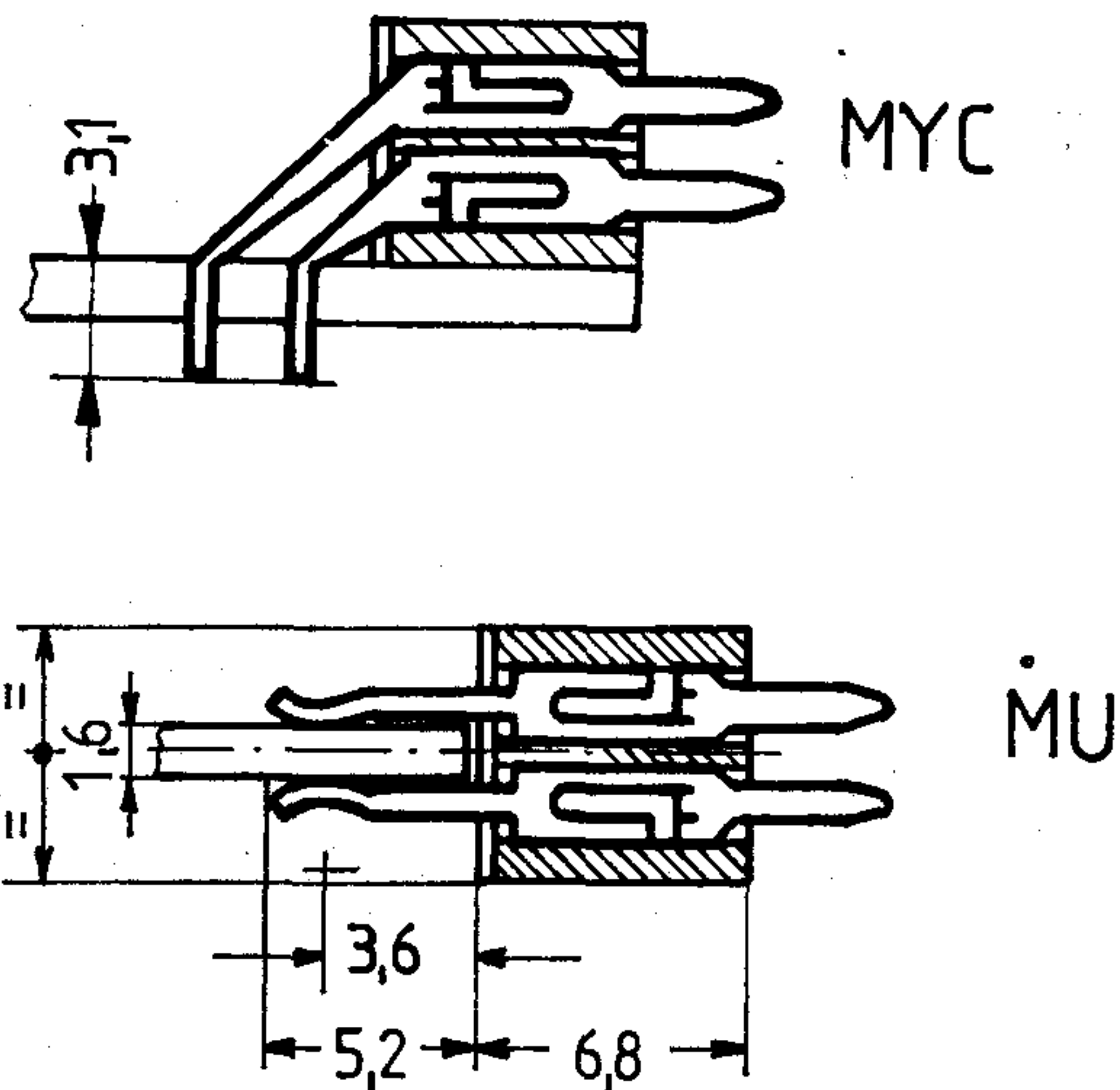
- Jelölések: □ kör keresztmetszetű érintkező csapokkal szerelt dugósáv
 * négyszög keresztmetszetű érintkező csapokkal szerelt dugósáv



5. ábra

ÉRINTKEZŐ CSAPOK (6. ábra)

- MYC — nyomtatott áramkörü kártyára forrasztható, 90°-ban meghajlított kivezetés,
 MU — kétoldalas nyomtatott áramkörü kártyára forrasztható kivezetés.



6. ábra

A csatlakozók felerősítő szerelvényei

A csatlakozók felerősítését biztosító szerelvények három funkciót látnak el:

- a csatlakozósávok felerősítését,
- csatlakoztatás közben a csatlakozósávok összevezetését,
- kódolást.

Megjegyzés: a 7—18 ábrákon a zárójelben feltüntetett betűjelek az adott szerelvényekbe szerelhető érintkezők típusait jelzik.

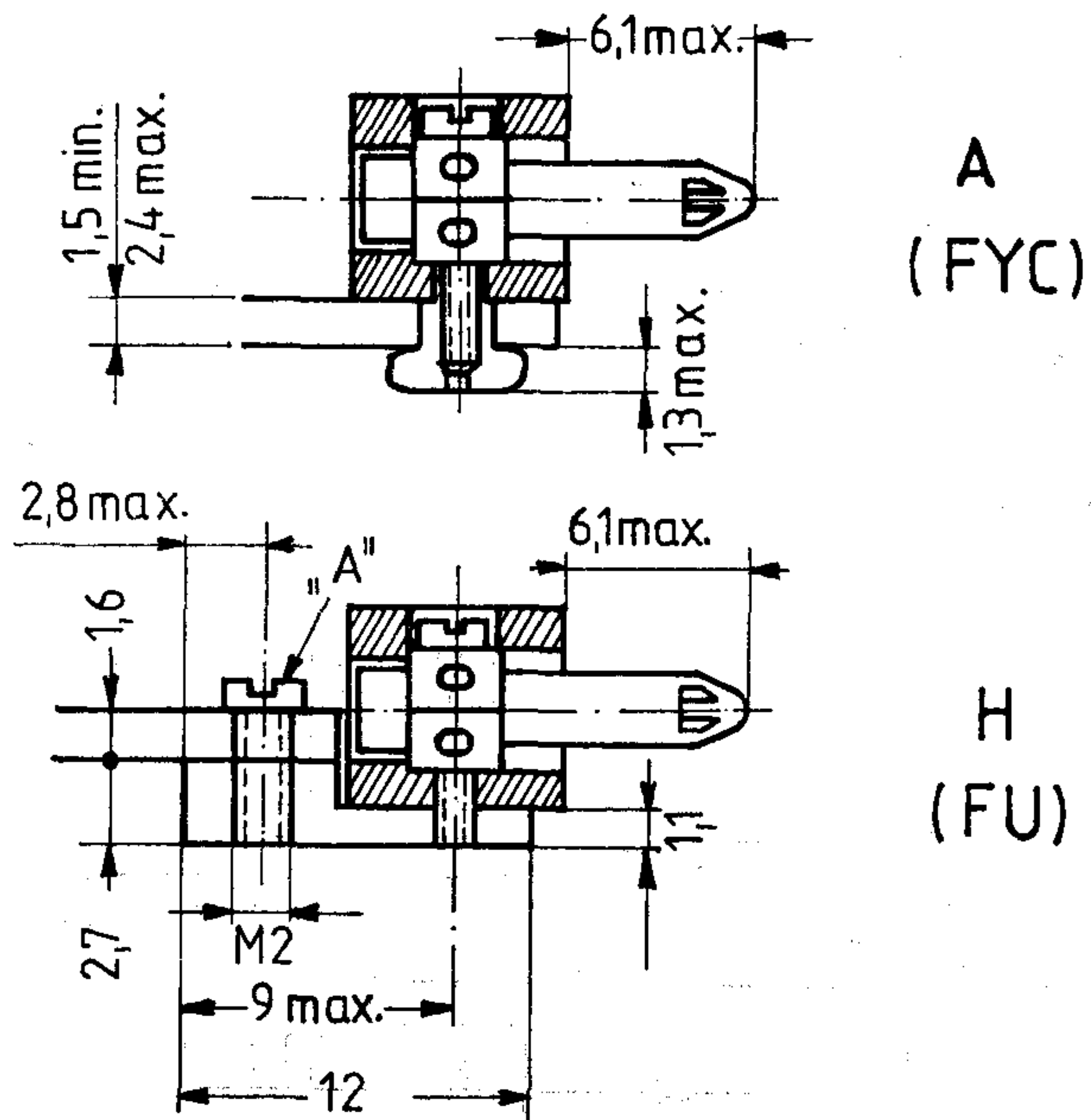
Szokványos kivitel szerelvényei hüvelysávhoz (7. ábra)

- A — nyomtatott áramkörü kártyára forrasztható hüvelysáv szerelvénye, FYC érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Kódolás lehetséges.
 H — kétoldalas nyomtatott áramkörü kártyára szerelhető hüvelysáv szerelvénye, FU jelű érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Kódolás lehetséges.

Szokványos kivitel szerelvényei dugósávhoz (8. ábra)

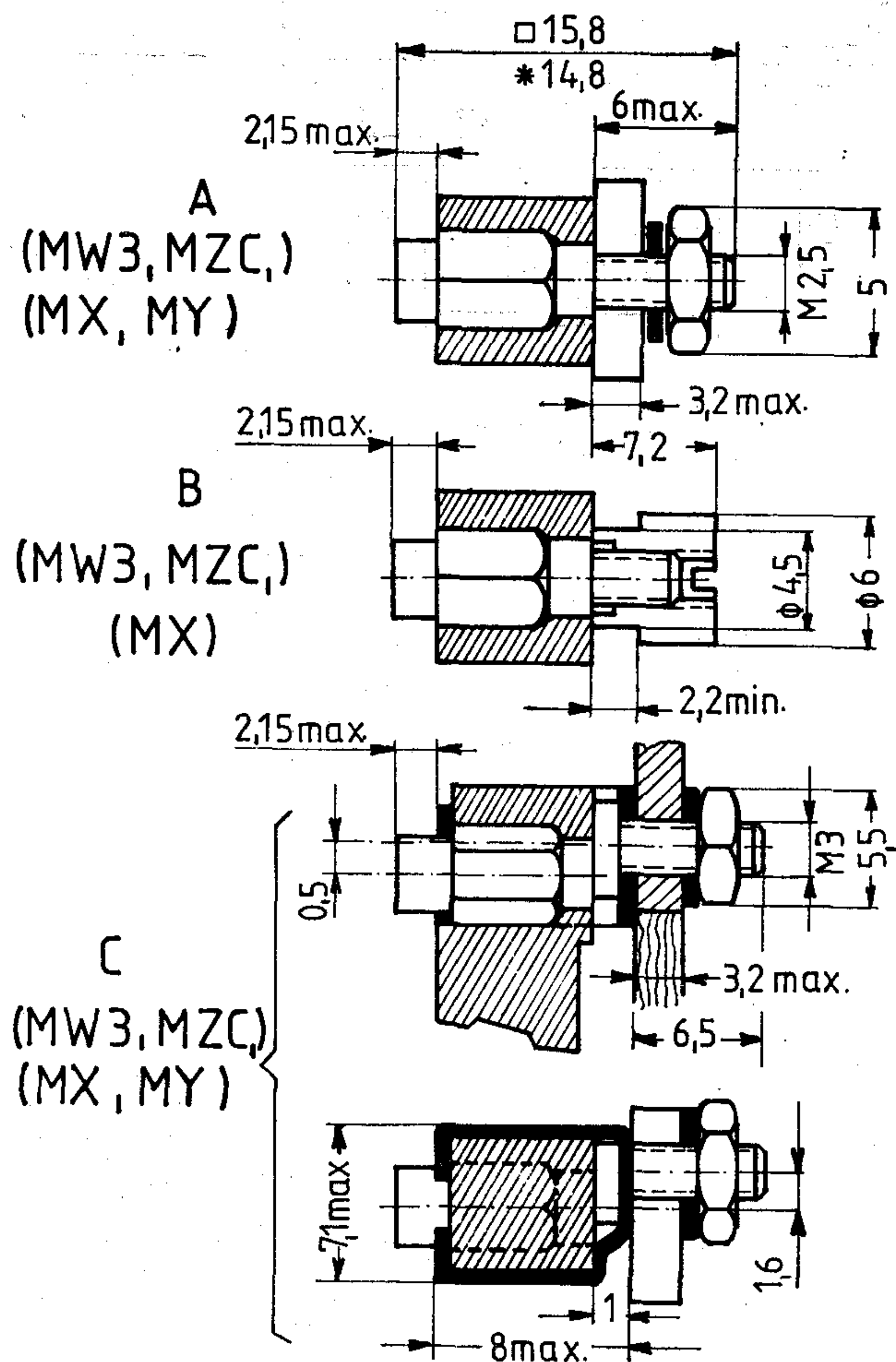
A dugósávok anyalemezre vagy szerelőlapra vannak szerelve.

- A — MW3, MZC, MX, MY jelű érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Kódolás lehetséges.
 B — MW3, MZC, MX jelű érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Kódolás lehetséges.
 C — MW3, MZC, MX, MY jelű érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Kódolás lehetséges.



7. ábra

Megjegyzés: „A” a csavar nem tartozik a szerelvényhez



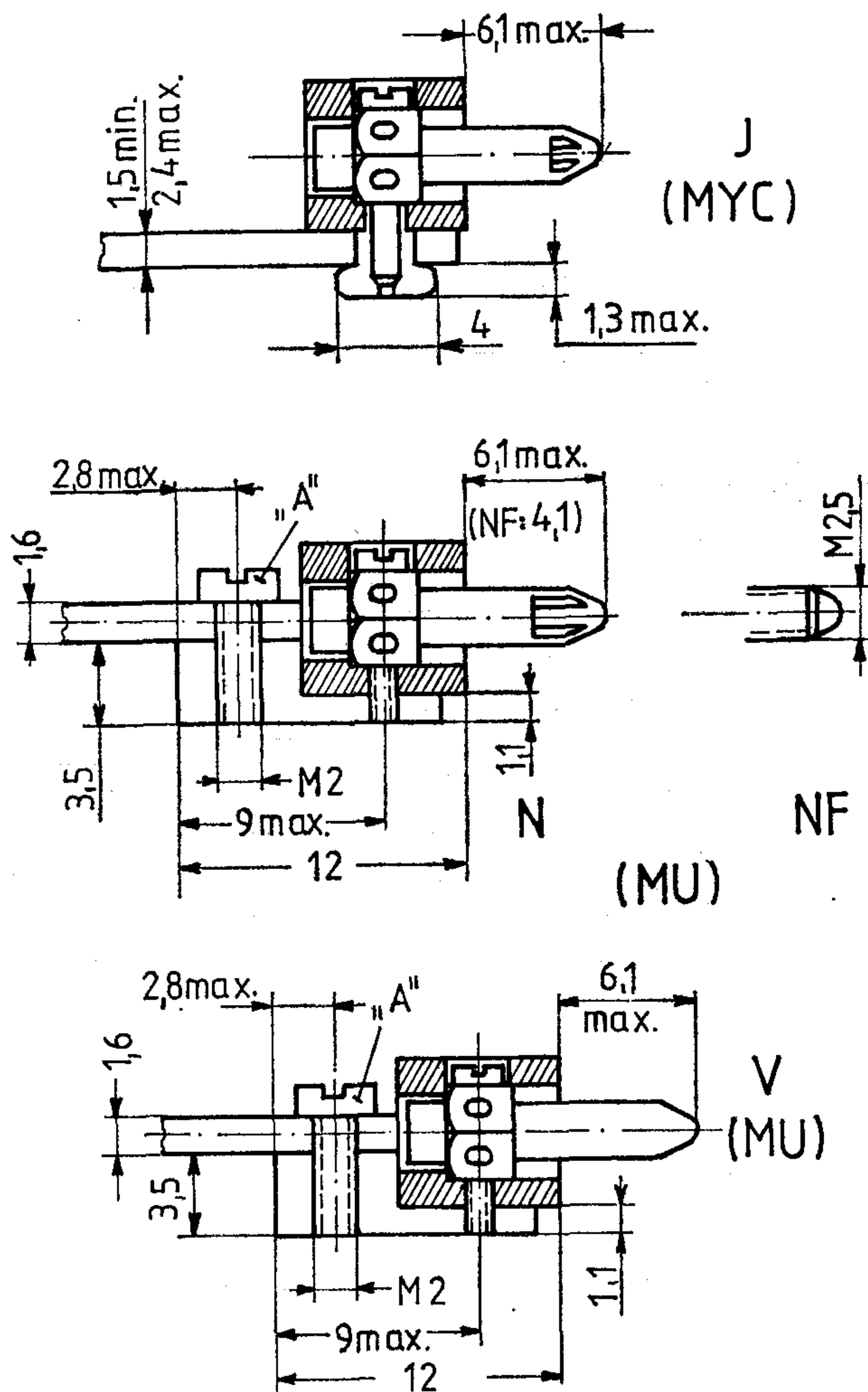
8. ábra

- Jelölések: □ kör keresztmetszetű érintkező csapokkal szerelt dugósáv
 * négyszög keresztmetszetű érintkező csapokkal szerelt dugósáv

Fordított kivitel szerelvényei dugósávhoz (9. ábra)

A dugósáv nyomtatott áramköri kártyára van szerelve.

- J — MYC jelű érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Kódolás lehetséges.
 N, NF — MU jelű érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Az N változatnál kódolás lehetséges, míg az NF jelűnél nem.
 V — MU jelű érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Kódolás nem lehetséges.



9. ábra

Megjegyzés: „A” a csavar nem tartozik a szerelvényhez

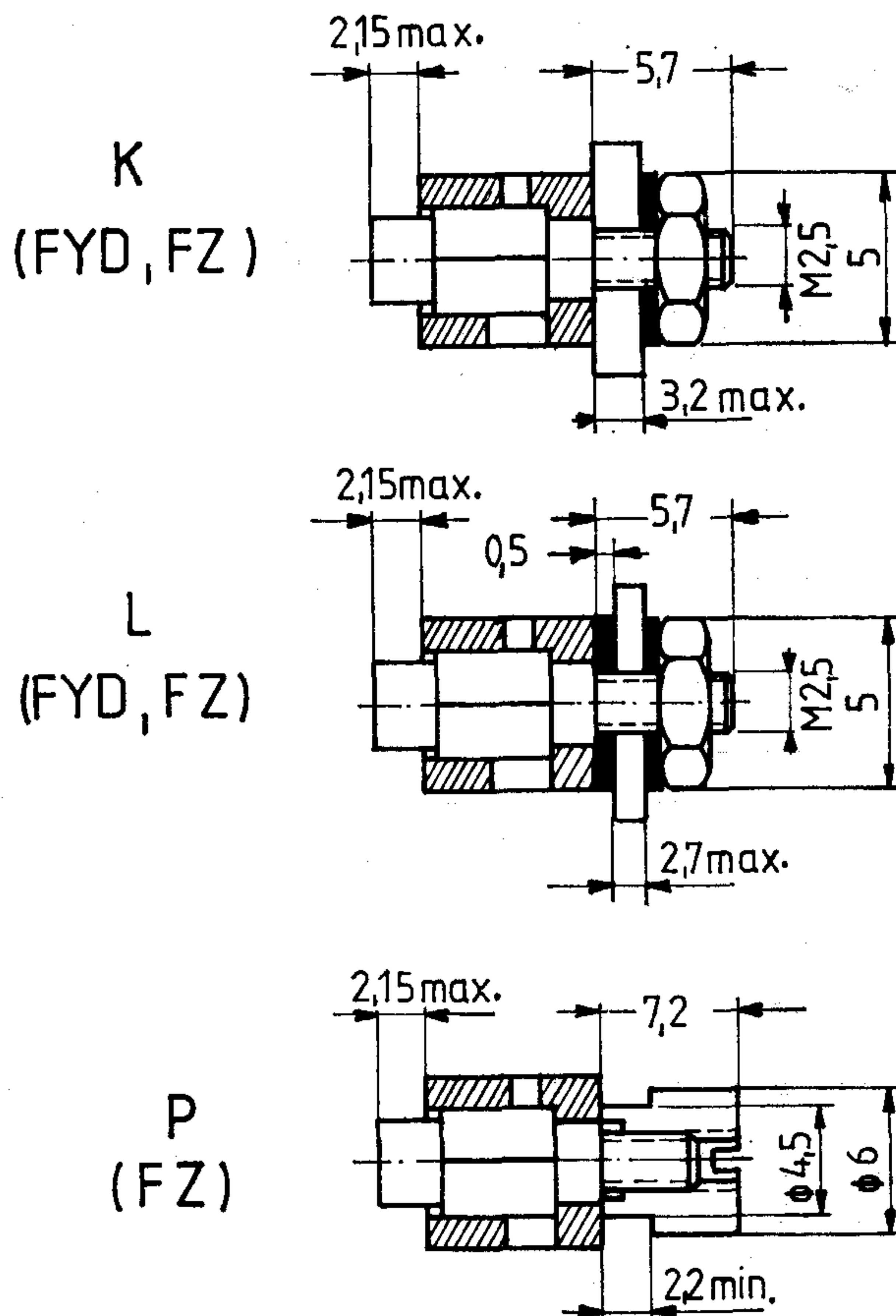
Fordított kivitel szerelvényei hüvelysávhoz (10. ábra)

- K — FYD, FZ jelű érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Kódolás lehetséges.
 L — FYD, FZ jelű érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Kódolás lehetséges.
 P — FZ jelű érintkezőkkel szerelt csatlakozókhoz. Kódolás lehetséges.

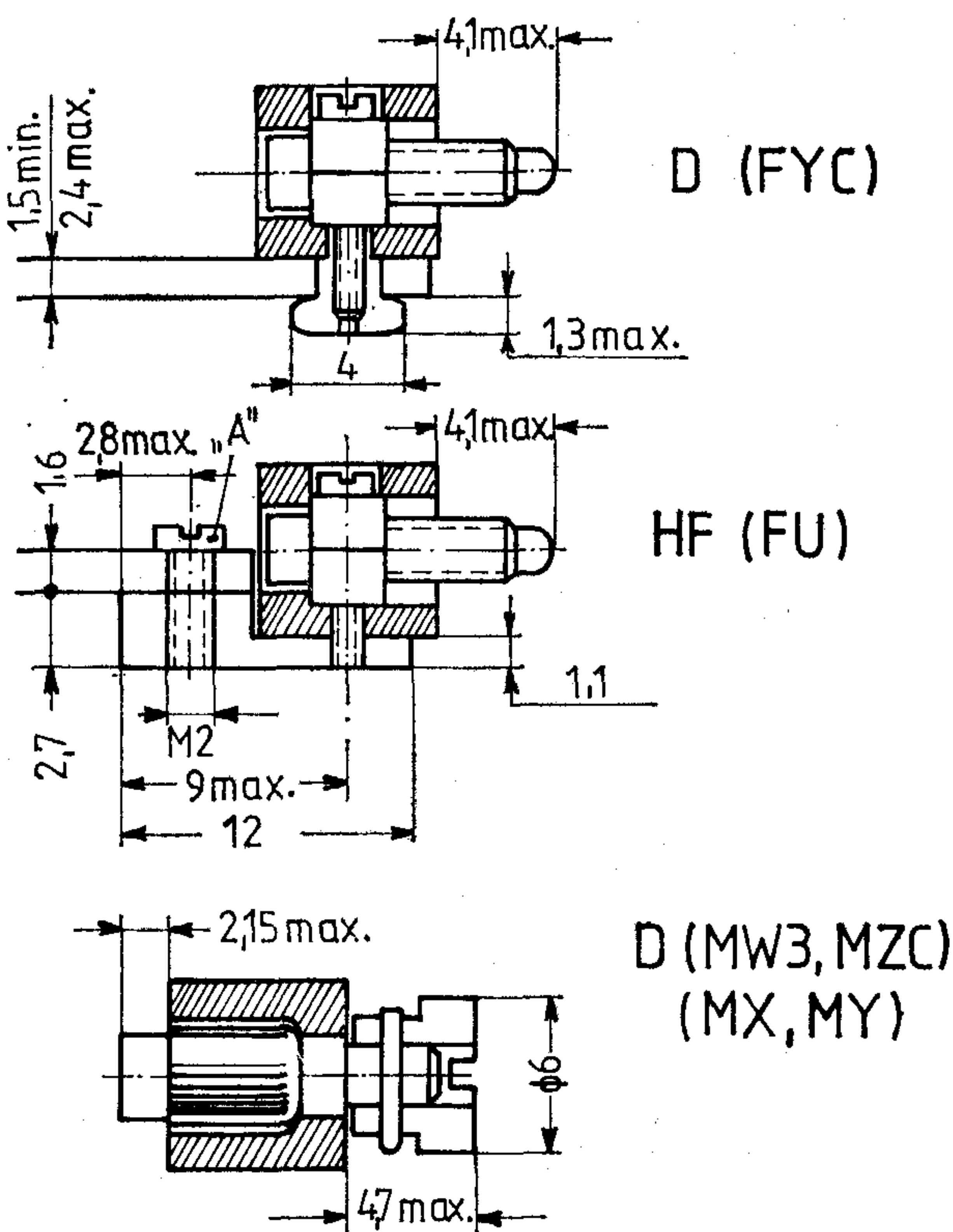
Szerelvények különleges alkalmazásokra

(Szokványos kivitelű csatlakozók esetén)

Kábel és kártya csatlakoztatására alkalmasak a csavaros reteszeléssel ellátott D (FYC), HF (FU), D (MW3, MZC, MX, MY) jelű szerelvények (11. ábra).



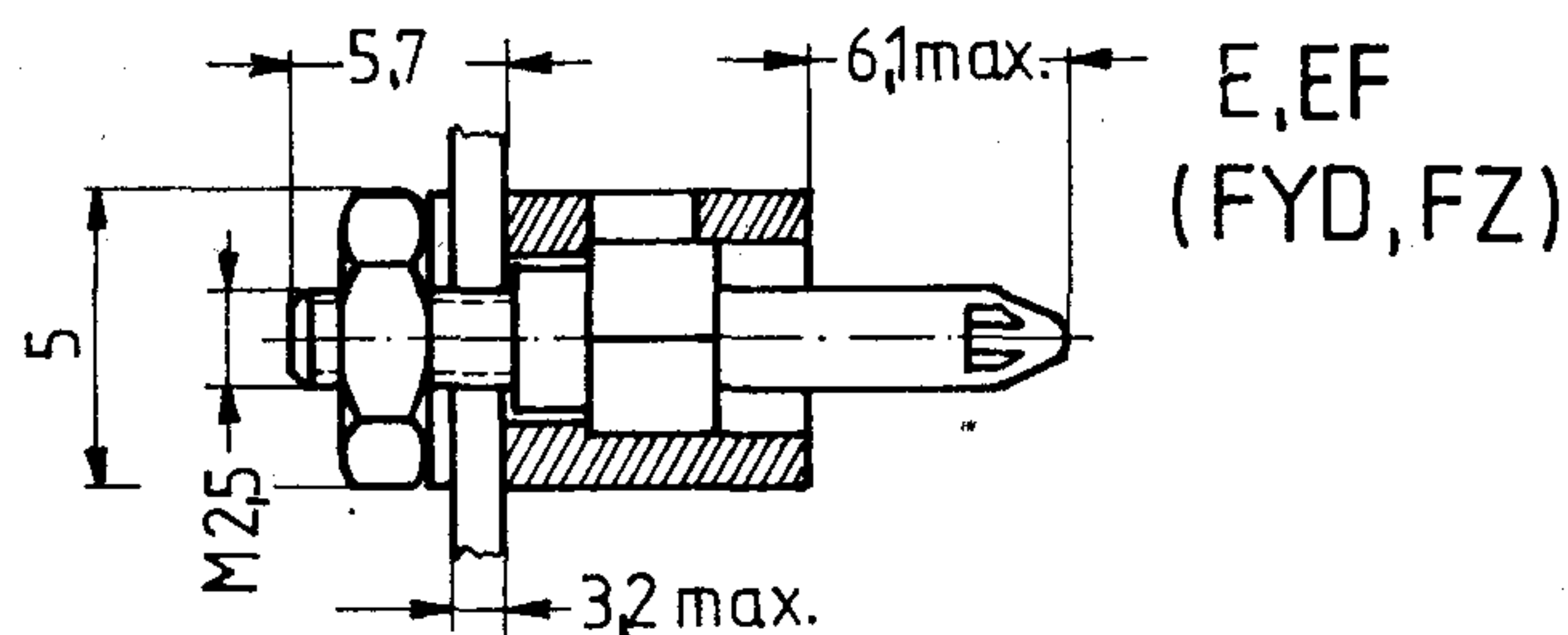
10. ábra



11. ábra

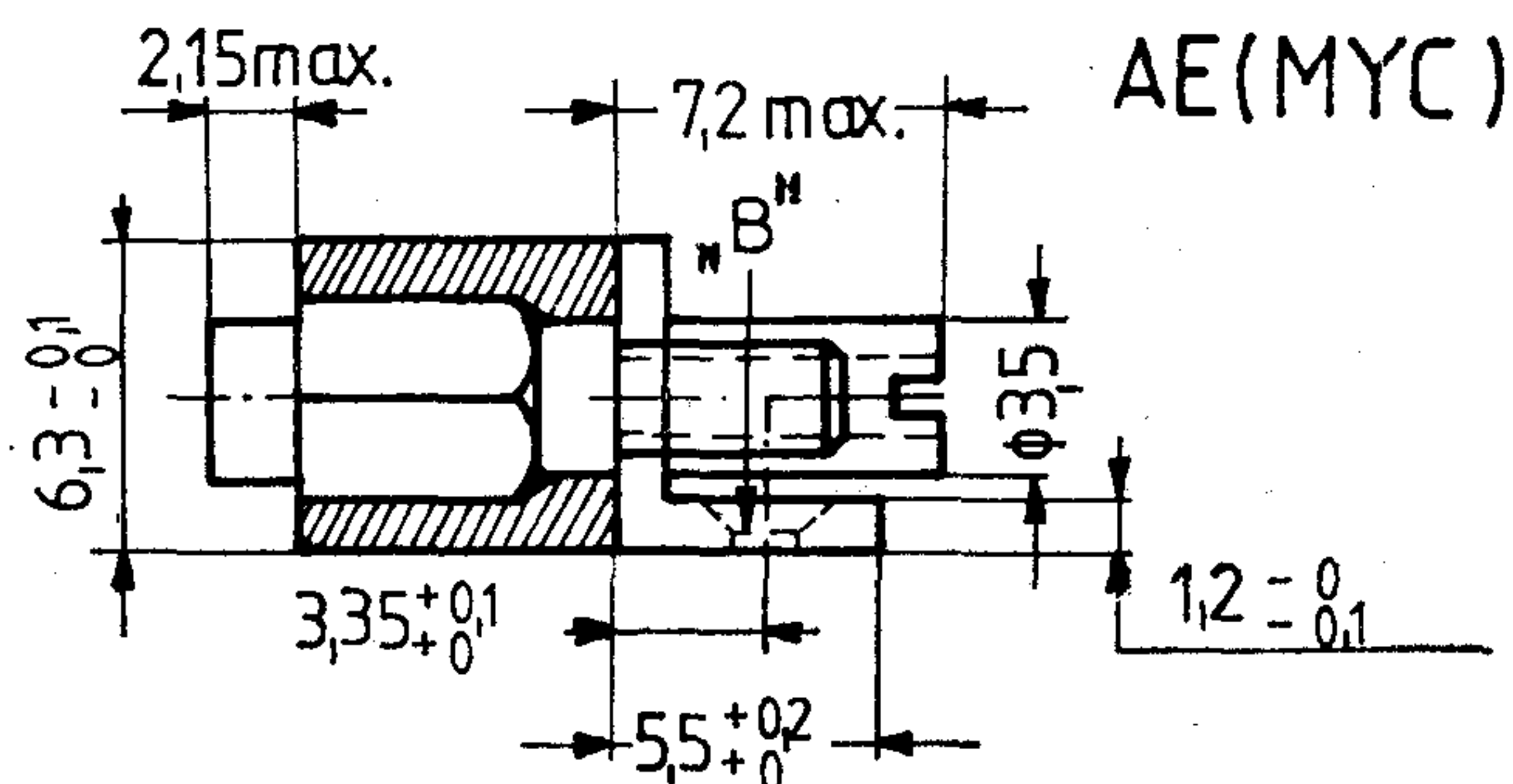
Megjegyzés: „A” a csavar nem tartozik a szerelvényhez

Egymással párhuzamos kártyák közötti vagy kártya és szerelőlap közötti csatlakozásra alkalmasak az E, EF (FYD, FZ) jelű szerelvények (12. ábra).



12. ábra

Azonos síkban fekvő kártyák közötti (hosszabbító) csatlakozásra alkalmas az AE (MYC) jelű szerelvény (13. ábra).



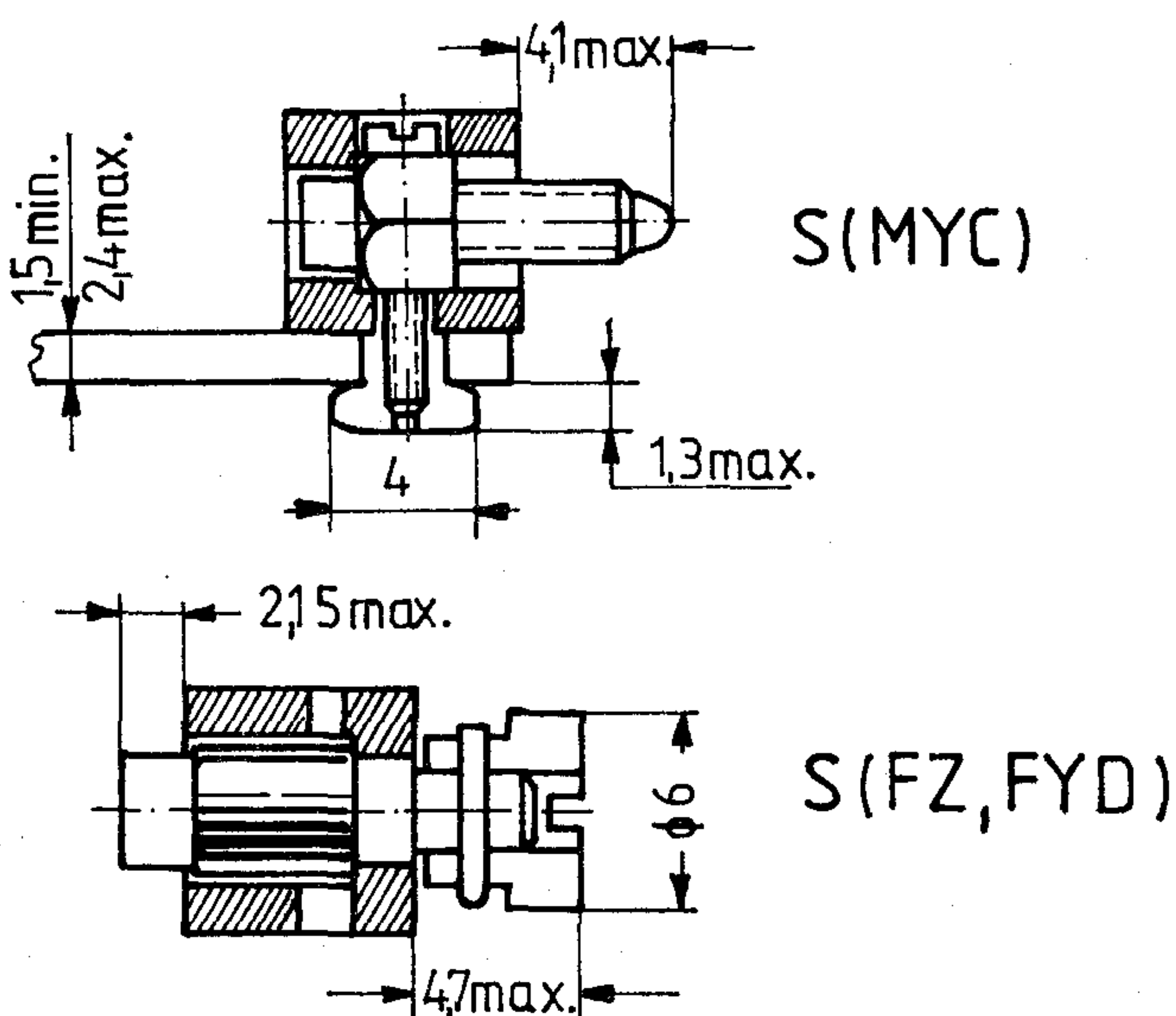
13. ábra

Megjegyzés: „B” Ø 15 mm furat szegecshez

Szerelvények különleges alkalmazásokra

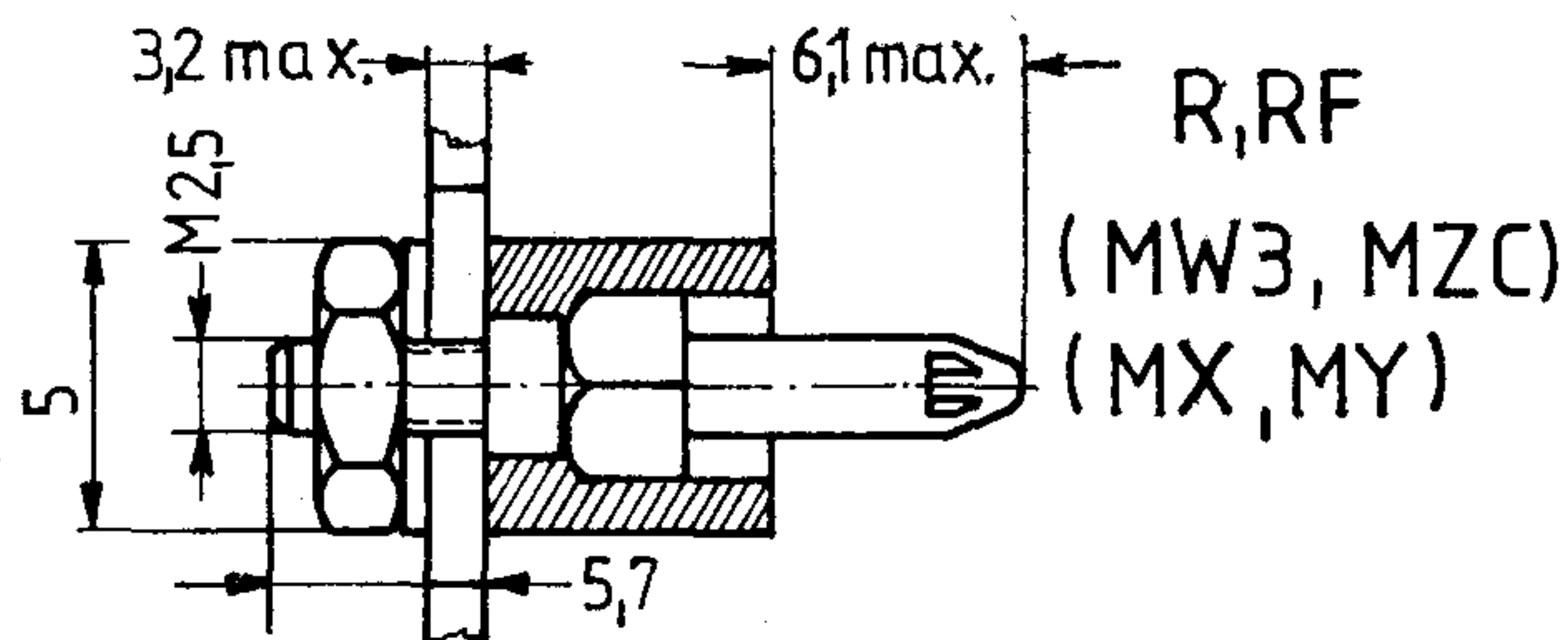
(Fordított kivitelű csatlakozók esetén)

Kábel és kártya csatlakoztatására alkalmasak a csavaros reteszeléssel ellátott S (MYC), S (FZ, FYD) jelű szerelvények (14. ábra).



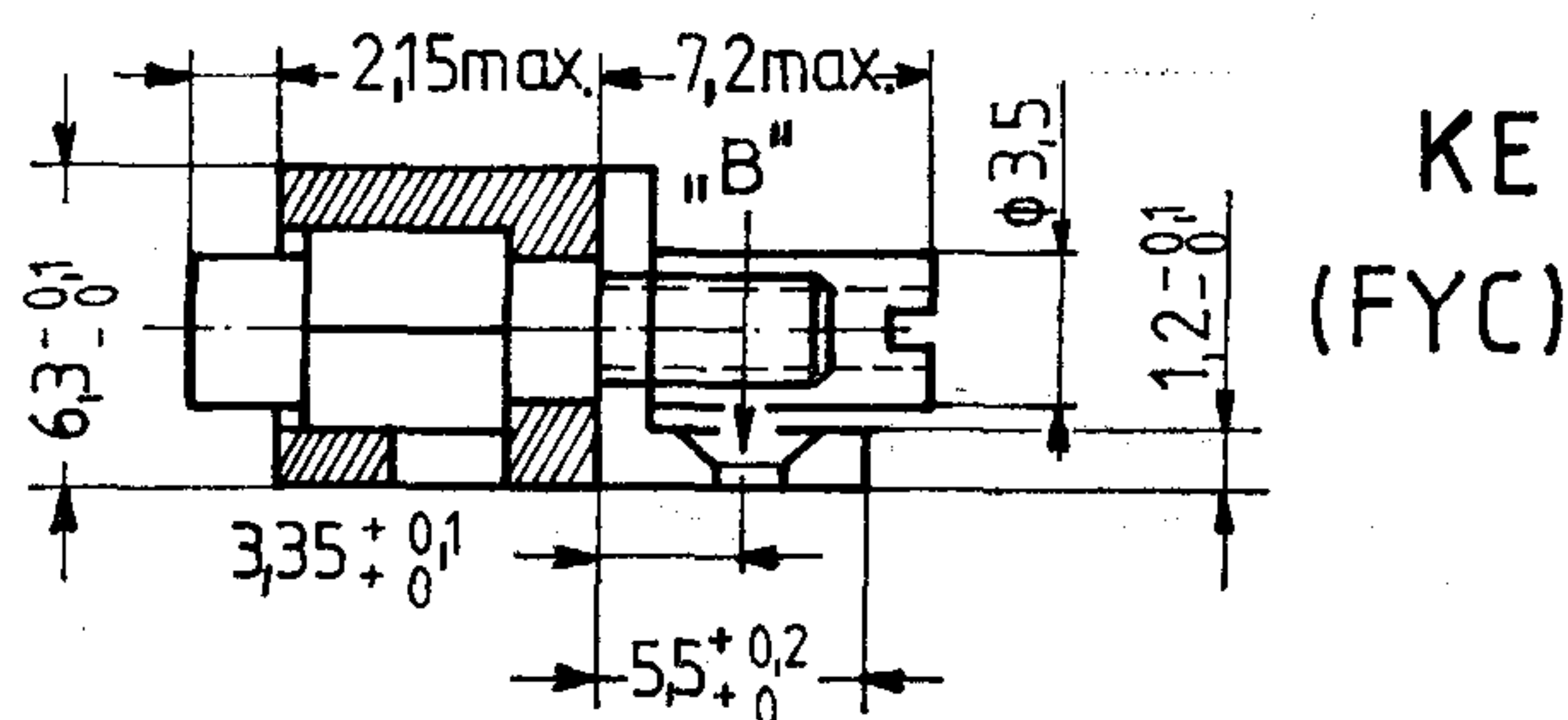
14. ábra

Egymással párhuzamos kártyák közötti vagy kártya és szerelőlap közötti csatlakozásra alkalmasak az R, RF (MW3, MZC, MX, MY) jelű szerelvények (15. ábra).



15. ábra

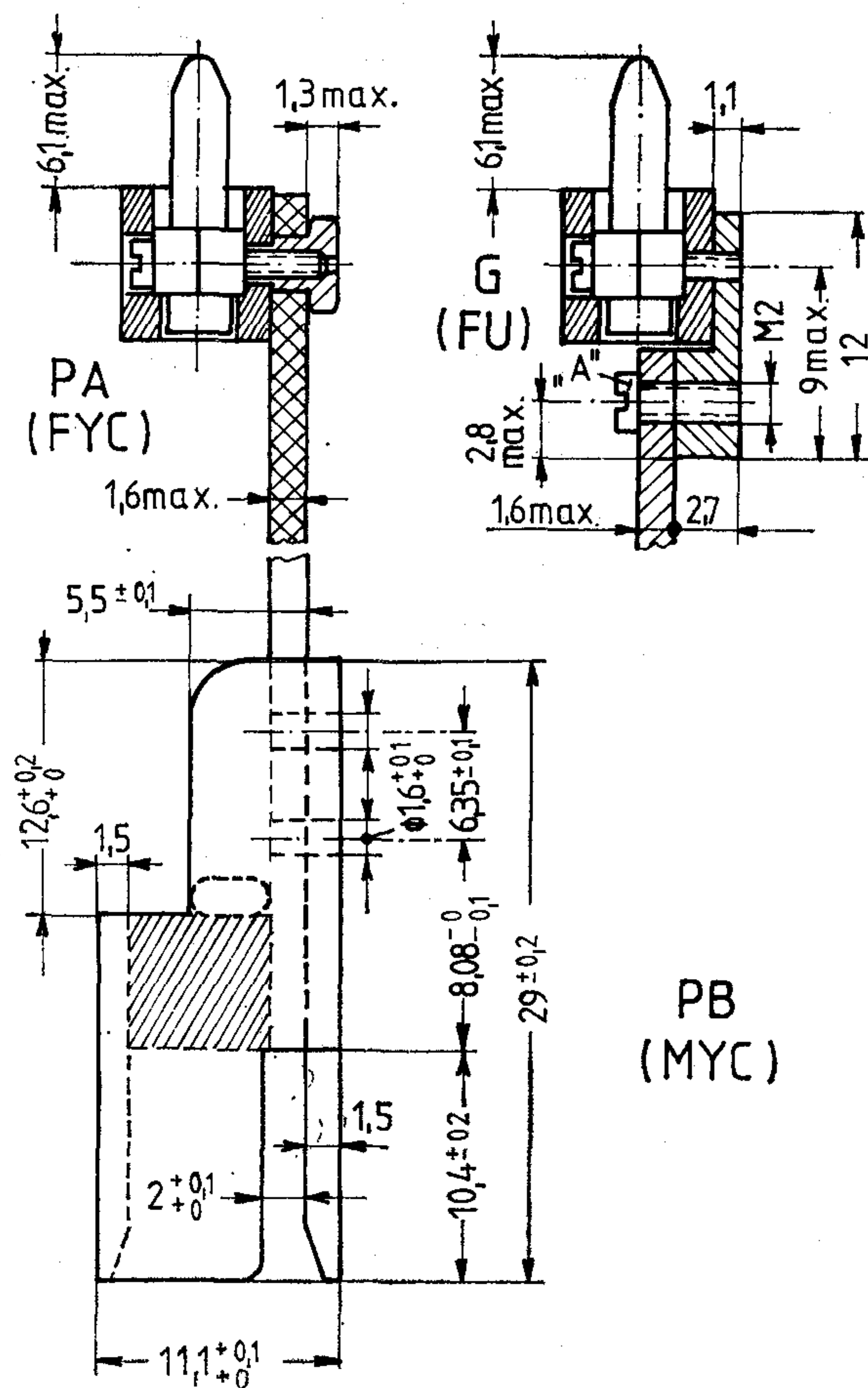
Azonos síkban fekvő kártyák közötti (hosszabbító) csatlakozásra alkalmas a KE (FYC) jelű szerelvény (16. ábra).



16. ábra

Megjegyzés: „B” Ø 15 mm furat szegecshez

Szerelvények hosszabbító kártyákhoz

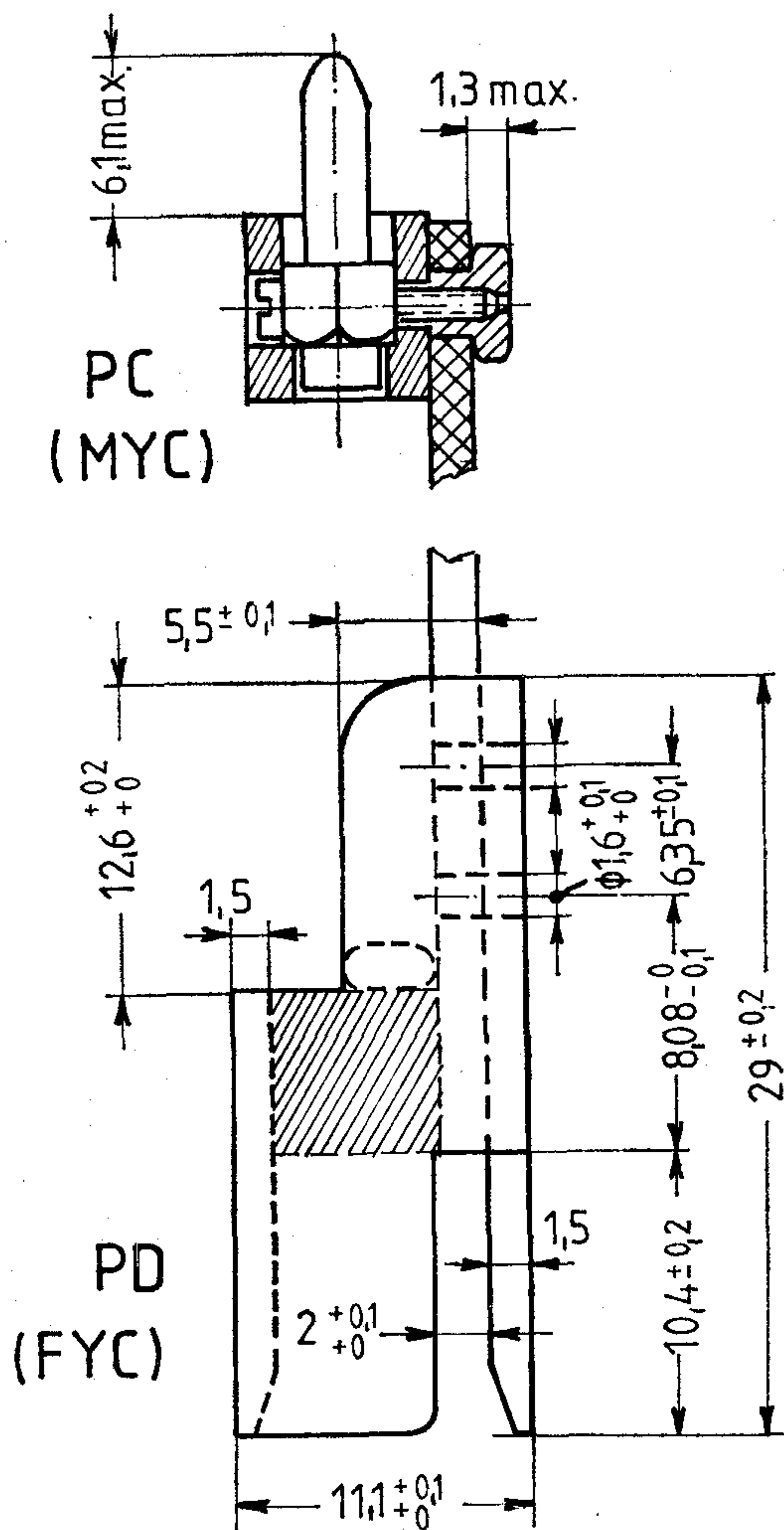


17. ábra

Megjegyzés: „A” a csavar nem tartozik a szerelvényhez

A hosszabbító kártya az anyalemezre vagy szerelőlapra épített csatlakozósáv és a nyomtatott áramköri kártya csatlakozósávja közé iktatható azok kodolásától függően, javítás vagy vizsgálat céljából. Szokványos kivitelű csatlakozósávokhoz a PA, G, PB jelű szerelvényekkel hosszabbító kártya alkalmazható (17. ábra).

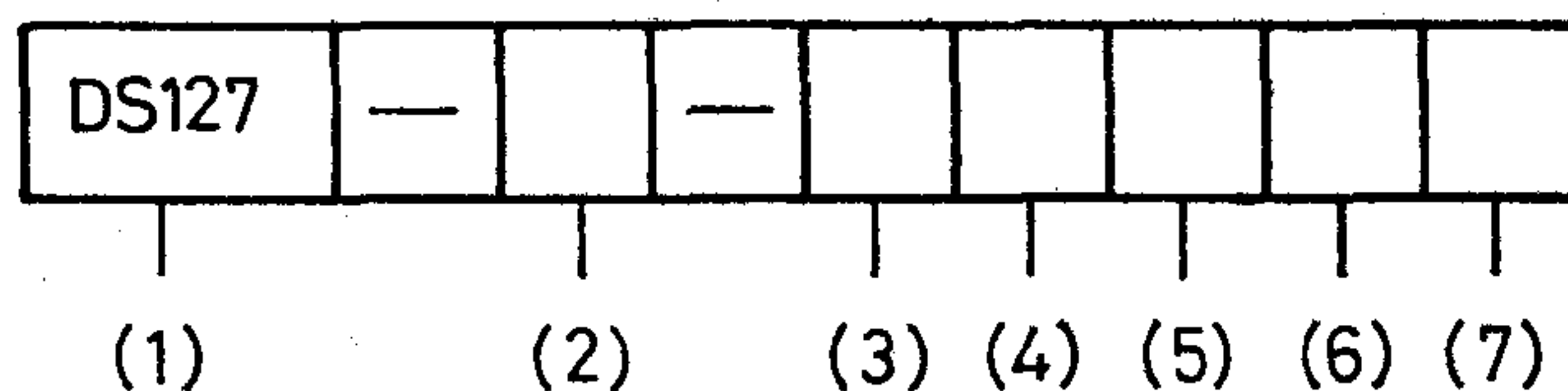
Fordított kivitelű csatlakozósávokhoz a PC és PD jelű szerelvényekkel ellátott hosszabbító kártya alkalmazható (18. ábra).



18. ábra

A csatlakozók azonosításához, a megrendelés elősegítése érdekében megadjuk a termék típusjelének a felépítését.

Típusjel felépítése



Ahol

(1) A csatlakozó típusa

(2) Pólusszám

(3) Szerelvény típusa

HÜVELYSÁVHOZ

A, H, HF, D, E, EF, G, PA, K, L, P, S, PD

DUGÓSÁVHOZ

A, B, C, D, PB, J, R, RF, S, V, N, NF

(4) Csatlakozó típus

HÜVELYSÁV

F

DUGÓSÁV

M

(5) Az érintkező

bevonatára és a csatlakozó osztályára utaló jel

rétegvastagság

1 μm Au

I.

0,4 μm Au

II.

(6) Az érintkező kivezetés formájára utaló jel

HÜVELYÉRINTKEZŐ YC, U, Z, YD

DUGÓÉRINTKEZŐ W3, ZC, X, Y, YC

(7) Variáció

csak kerek dugóérintkezőnél, jele

R

Szerszámok a huzalozáshoz és az érintkezők lapított (erimp) bekötéséhez

Az MX és MW3A típusú érintkezőkkel szerelt csatlakozók vezetékezéséhez kézi bekötőszerszámokra van szükség.

Az MX jelű érintkezők lapított (erimp) bekötéséhez a huzalok méretétől függően a bekötőszerszámokban megfelelő helyező betétet kell alkalmazni. A bekötés gondosan végzett előkészítése és elvégzése biztosítja a huzal megfelelő minőségű rögzítését. A bekötési módra vonatkozó magyar szabvány: MSZ—05 61.0801—73.

Az MW3A jelű érintkezőkre a vezeték mini-wrap bekötéssel rögzíthető. A bekötőszerszám elektromos, vagy pneumatikus meghajtású szerelő pisztoly, a huzalméretnek megfelelő tartozékokkal. A mini-wrap bekötés minősége függ a bekötési művelet gondosságától és az alkalmazott szerszám állapotától. A bekötési módra vonatkozó magyar szabvány: MSZ—05 61.0800—79.

Bodnár László

A DS 127 típusú csatlakozókat az ELEKTROMODUL forgalmazza. A megrendelésnek tartalmaznia kell minden olyan információt, amely a típusjel felépítését adja.

Az ismertett nyomtatott áramköri csatlakozókkal kapcsolatban felmerülő kérdések megválaszolására Műszaki Fejlesztési Főosztályunk készséggel áll az érdeklődő szakemberek rendelkezésére (telefon: 279-200/227).



KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

BHG

Laczko Endre
Bernhardt Richárd
Dr. Eisler Péter
Dr. Gosztony Géza
Honti Ottó
Klug Miklós
Tölgyesi László

ORION

Jakubik Béla
Csernoch János
Froemel Károly
Sass Károly
Szabó Károly
Szász Gerő

TERTA

Bánsághi Pál
Baján Tibor
Benedek Elek
Halmi Gábor
Hutter Mihály

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXVIII. évfolyam

1982

7. szám

A híradásipar mérőautomatáiról. IV. rész Mérőrendszerek moduláris kialakítása, IEC—IR (Interface-rendszer) realizálása*

TEMESVÁRI ZSOLT
KKVMF

1. Bevezetés

A korszerű berendezésgyártás felgyorsult üteme, nagy volumene, bonyolultsága szükségszerűvé teszi a modern méréstechnológia bevezetését, melynek alapvető eszközei a vizsgálórendszerek és mérőautomaták. Ezen berendezések alkalmazása a vizsgálati technológia új generációs szintjét teremti meg, mely a korábbi manuális és félautomata vizsgálati generációkat hivatott kiváltani.

Hazai tapasztalatok azt mutatják, hogy számos nagyüzemben ez a méréstechnológiai generációváltás nehézségekbe ütközik, illetve nem kellő ütemben és időben történik (vagy történt) meg, s ez természetesen visszahat az üzem termelésére is. Ez a tény alapvetően két hatótényezőre vezethető vissza. Az egyik — napjainkban már valószínűleg kevésbé számottevő — az üzemi szakembergárda egy részének az újhoz való elégtelen affinitása. A másik, alapvetően meghatározó ok a mérőberendezések nagy bonyolultsága és ára. Ezt a gondot még fokozza az a tény, hogy a legtöbb esetben importra van szükség. Ennek kapcsán felmerül a kérdés, hogy van-e létjogosultsága Magyarországon mérőautomaták fejlesztésének, építésének, hisz jól ismert a világpiac mérőautomatákínálata. Feltérképezve a világpiac ajánlatát és az ipari méréstechnológiai igényeket megállapítható és leszögezhető, hogy nemcsak létjogosultsága van, hanem szükségszerű is a hazai fejlesztés. Ezen megállapítás alátámasztására szolgáljanak az alábbi gondolatok és tények:

- a vizsgálandó objektumok sok esetben speciális rendeltetésűek, szűk áramkörkészlettel, szerényebb vizsgálati igényekkel;
- a világpiacon fellelhető univerzális mérőautomaták között nem mindig találni olyat, amelyik képességeiben illeszkedik az ellátandó feladathoz

* Az I. rész BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények 1979. 1. számában, a II. rész a HÍRADÁS-TECHNIKA 1980. 4., a III. rész 1981. 11. számában jelent meg.

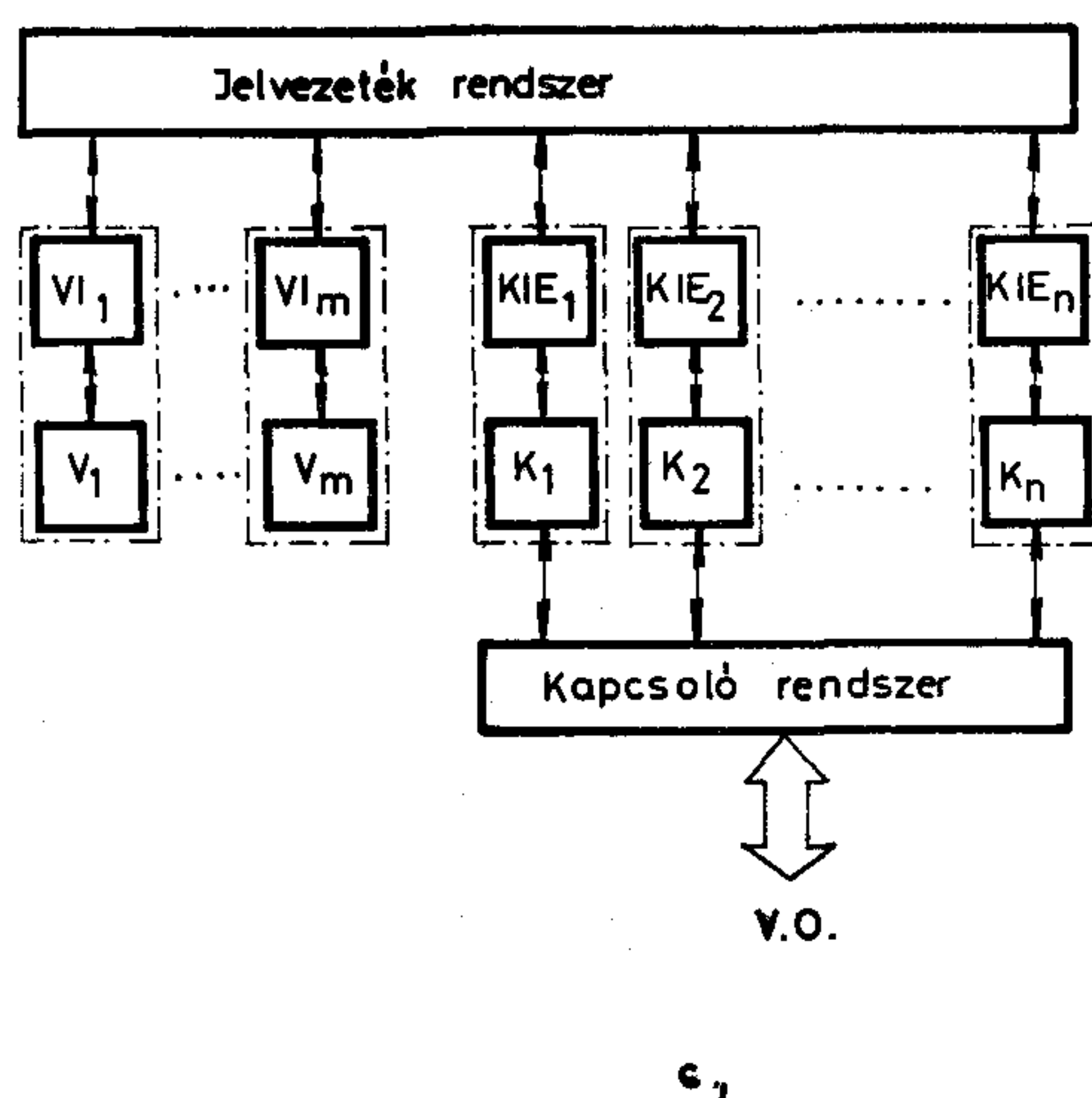
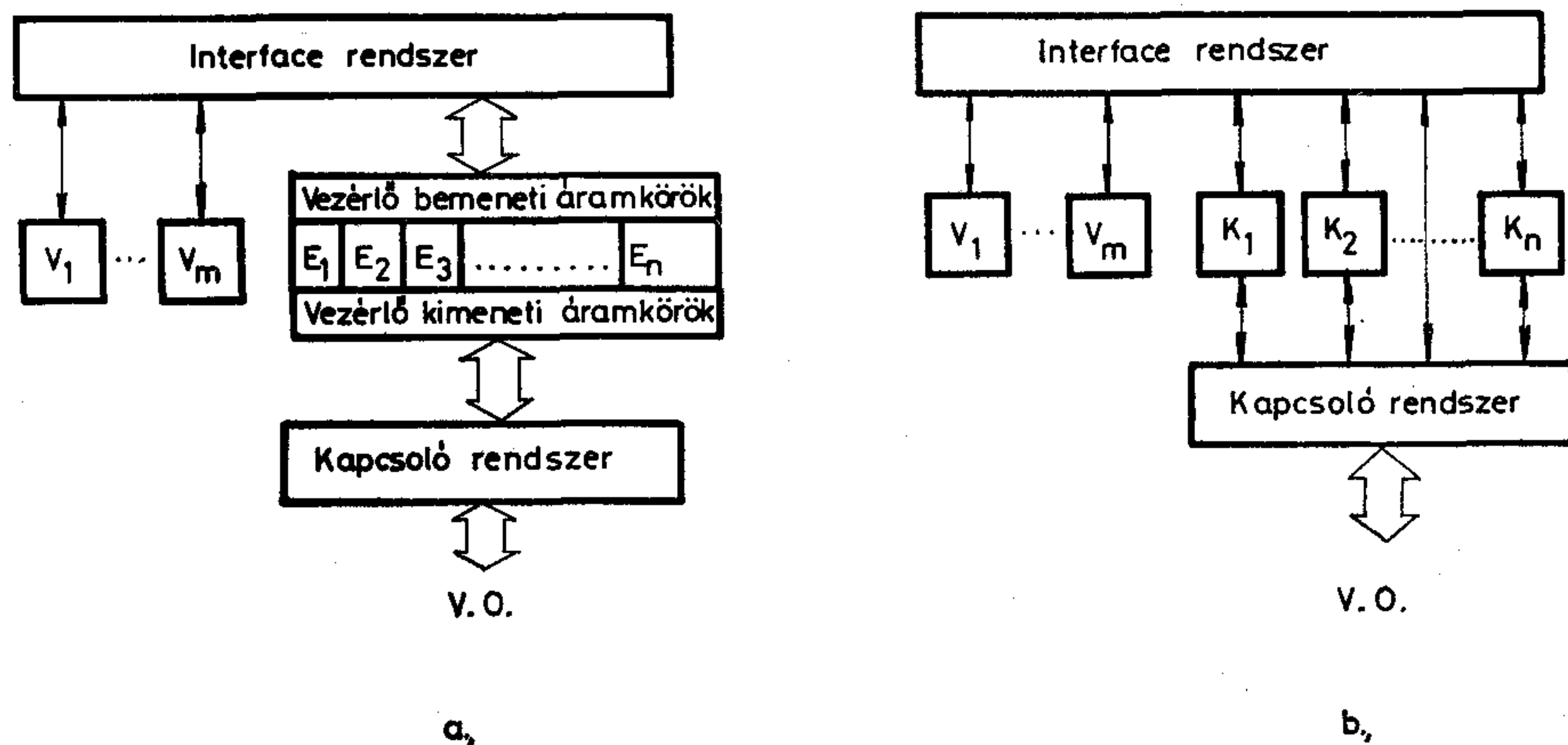
(pl. csatlakozópontok száma, működési sebesség, vizsgálati mélység stb.);

- az importból beszerzett berendezések drágák, a nagy értékű importcikk beszerzésének nehézségei pedig közismertek;
- célfeladatok ellátási igénye esetén különösen érdemes a hazai fejlesztést mérlegelni, hisz az ilyen célautomaták a feladatok pontos ismerete alapján modulrendszerben, „testreszabottan” alakíthatók ki. Sok esetben az automata saját, de legalábbis hazai gyártásból származó egységekből építhető fel;
- a mérőautomaták modul rendszerű felépítése lehetővé teszi a könnyű konfigurációváltást, a célautomata flexibilis átalakítását más célú automatává;
- a hazai, üzemen belüli fejlesztés során új, a fejlesztésben járatos „szakműhelyek” alakulnak ki, melyek léte biztosítja a méréstechnológiai generációváltás létrejöttének;
- a modern vizsgálati technológiai kultúra meggyökeresedése szempontjából fontos, hogy hazai talajból is kinőjenek annak egyes termékei.

Fentieket átgondolva nyilvánvaló a hazai fejlesztés létjogosultsága, de ugyanakkor nem zárhatjuk ki az importbeszerzést sem.

2. Mérőrendszerek kialakítása

A mérőrendszerek mérőblokkjuk (mérőegységek rendszere) kialakítása szerint lehetnek integrált, építő-kocka szinten moduláris és készülék szinten moduláris rendszerek. Az integrált rendszer fő jellemzői: az építőelemek szoros strukturális kapcsolatban vannak, önálló egységekre nem bonthatók, feladat-orientált, nem változtatható felépítésűek. Az építő-kocka szinten moduláris rendszer azt jelenti, hogy a mérőblokk önállóan is létezik, de a készülékeknek alárendeltebb áramköri egységekből áll (pl. A/D, D/A átalakító, műveleti erősítő, tároló, mintavevő



Az ábrákon használt jelölések :

$V_1 \dots V_m$ = vezérlő processzor(ok)

$E_1 \dots E_n$ = strukturálisan kötődő, szét nem választható, funkcionális egységek, építőelemek.

$K_1 \dots K_n$ = a mérőblokkot alkotó építőelemek, illetve készülékek.

$KIE_1 \dots KIE_n$ = készülék interface egységek.

$VI_1 \dots VI_m$ = vezérlő interface egységek.

B 236-1

1. ábra. Mérőautomata mérőblokk-kialakítások. a) Integrált mérőblokk; b) Építőkocka szinten modulációs mérőblokk; c) Készülék szinten modulációs mérőblokk

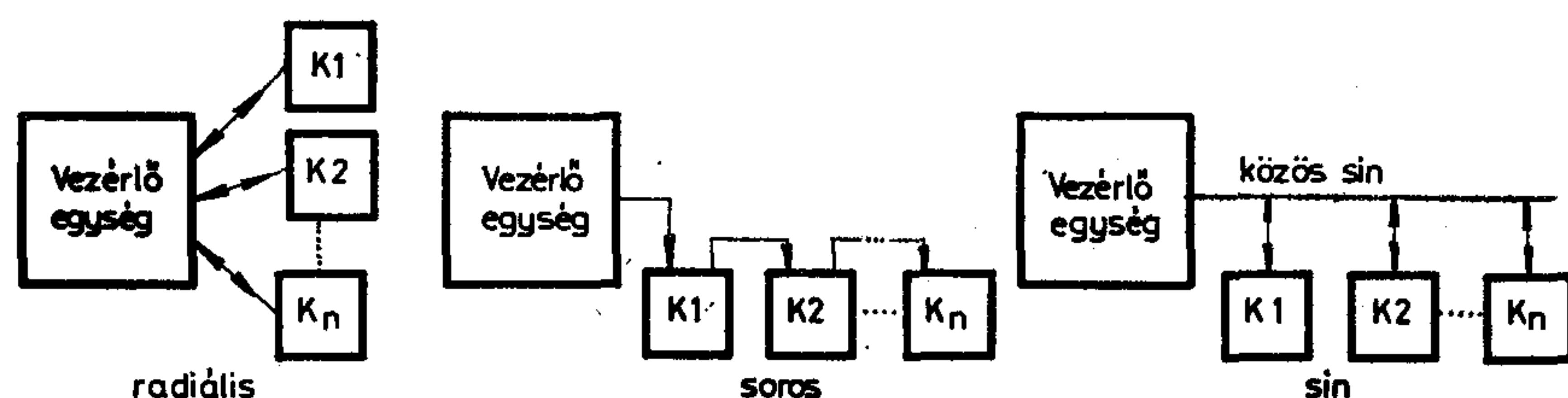
stb.). A készülék szinten moduláris mérőblokk hagyományos, önállóan is használható készülékeket foglal magába (digitális voltmérő, impulzusgenerátor, multiméter stb.).

A mérőrendszerekben rendkívül fontos szerepet tölt be az interface-rendszer, hisz közvetítésével alakul ki egy olyan kommunikációs rendszer, amelyben az egységek információcserére képesek és összehangoltan működnek. Az interface-rendszer felépítését befolyásolja, hogy a mérőrendszer integrált, építőkocka szinten moduláris, vagy készülék szinten moduláris rendszerű-e. Az integrált és építőkocka szinten moduláris rendszerűnél az interface-rendszer felépítése általában központosított, össze-

vont, a vezérlési feladatok túlnyomó hányadát a processzor látja el. A készülékszínten moduláris rendszerben az interface-rendszer elosztott felépítésű, azaz a vezérlési feladatok jelentős részét a készülékekhez rendelt interface-egységek látják el. Az 1. ábra rendre integrált, építőkocka szinten moduláris és készülék szinten moduláris mérőrendszert mutat be.

Az esetek többségében szükséges a vezérlő illesztésére szolgáló VI egységek használata, mivel a kis- és mikroszámítógépek, mikroprocesszorok interface felületei nem egységesítettek.

Az interface-rendszerek fontos jellemzője a jelvezetékrendszer kialakítása. Ennek lehetséges válto-



B 236-2

2. ábra. Jelvezetékrendszer-kialakítások

zatai a radiális, a soros és sin rendszer. Ezek alapvető felépítését szemlélteti a 2. ábra.

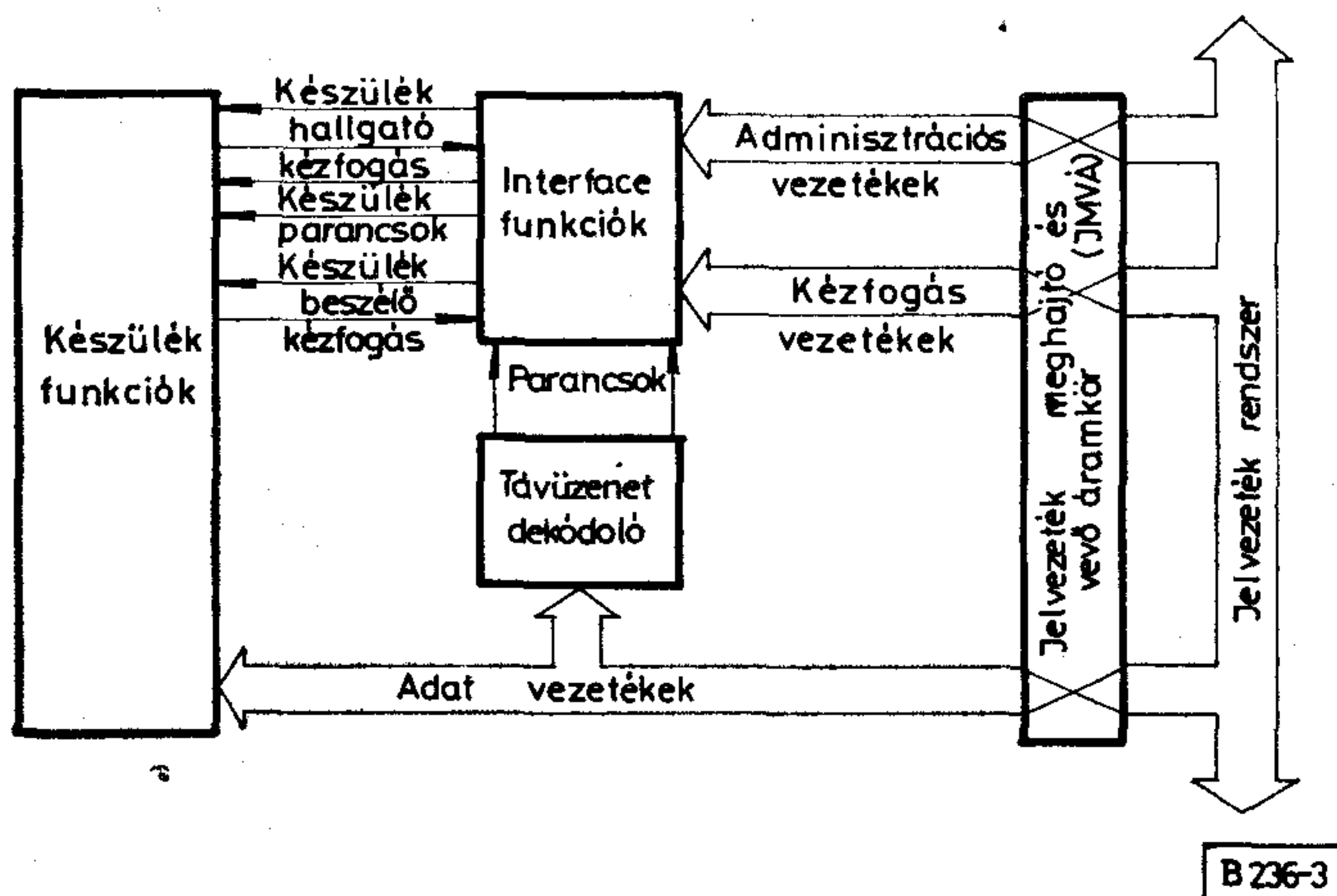
A széles körben elterjedt modern mérőautomata-rendszereket tanulmányozva kiderül, hogy a sin szervezésű interface-rendszer kialakítás szinte egyeduralgó (PEGAMAT, ANDIMAT, CAMAC, IEC...). Megvizsgálva az általa nyert előnyöket ez érthetővé válik. Ez biztosít leginkább lehetőséget modulrendszer alkalmazására, flexibilis konfiguráció változtatásra, bővítésre.

A sin szervezésű interface-rendszerek közül kiemelkedő jelentőségű az IEC-IR. Ezen kijelentés indoklására elegendő azt a tényt megemlíteni, hogy ez napjaink talán legelterjedtebben használt interface-rendszere. A világ legkülönbözőbb cégeinek, legkülönbözőbb készülékei rendelkeznek ilyen interface opcióval. A mérőrendszer készülékszinten moduláris kialakítása szinte sugallja az IEC-IR választását.

A mérőrendszerek gyors, flexibilis előállításának és átalakításának — mint már kifejtettük — alapvető feltétele a moduláris kialakítás. A mérőrendszer moduláris felépítését a készülékszinten moduláris rendszerválasztás biztosítja. A teljes, totális modularitás eléréséhez szükséges az interface-rendszer, a konstrukciós és software-rendszer moduláris felépítése is.

Az alkalmazott interface-rendszer célszerűen az IEC-IR. Ez az individuális készülékek interface-egységeiből és az azokat összekapcsoló jelvezeték-rendszerből áll. A modularitás elve az egyes interface-egységek kialakításánál is érvényesíthető. Az interface-egységeket alkotó modulok száma és felépítése az alkalmazott áramköri szinttől függ. Az SSI, MSI áramköri szint esetében a következő fő modulokat kell használni: jelvezeték meghajtó és vevő áramkörök (JMVA), távüzenet dekódoló és az interface-funkciók moduljai. Az említett modulok egymással, illetve az interface-jelvezetékrendszerrel, valamint a készülék funkciókkal való kapcsolatrendszerét a 3. ábra szemlélteti. Az interface-funkciókat magába foglaló főmodul az interface-funkciókat realizáló áramköri egységekből épül fel, amelyek szintén moduloknak tekinthetők.

Az LSI, VLSI áramköri szint alkalmazásakor



3. ábra. Interface-egységek moduláris kialakítása

a modulok száma lecsökken, sőt az egy modul interface-egység felé közelít. Ezen kérdésekkel a 3. fejezet foglalkozik részletesebben.

Célszerű a szerkezeti konstrukciót is moduláris elemcsaládból (pl. KONTASET) megvalósítani.

A software-rendszer moduláris felépítése azt jelenti, hogy az olyan software-csomagokból áll, amelyek az egyes készülékek kezelésére szolgálnak. Tartalmaznia kell olyan „üres” csomagokat is, amelyek felhasználhatók új készülékek beiktatásakor azok software adaptálására. Ezen csomagok a konkrét készülék ismeretében töltődnek meg.

3. Készülék interface-egységek realizálása IEC-IR alkalmazásával

Az IEC-IR alkalmazása, mint láttuk nagymértékben leegyszerűsíti a mérőrendszerek rendszerszintű tervezését. Konkrét áramköri tervezési feladatot egy-egy új készülék interface-egységének a kialakítása jelent.

Az áramköri tervezésnek napjainkban két lehetséges alternatívája van, mégpedig az alkalmazott áramkörök integráltsági szintje szerint:

- SSI, MSI integráltsági szint,
- LSI, VLSI integráltsági szint.

A kiválasztott integráltsági szint determinálja az áramköri kialakítás módszerét.

Az SSI, MSI áramköri készlet esetében a logikai hálózatok tervezési módszereit használhatjuk és az egyes funkciókat különálló áramköri egységekként, modulokként állíthatjuk elő. Ezen áramköri modulokból tetszőleges képességű készülék interface-egység (KI) alakítható ki. Ennek akkor lehet különös jelentősége, ha olyan készülékeket állítunk elő, amelyek kevés funkciót igényelnek.

Az LSI, VLSI integráltsági szint alkalmazása merőben megváltoztatja az interface-problémák megoldását. Elmaradhat az interface-egységek logikai áramköri tervezése és helyette a kész áramkörök rendszerbe illesztését kell megvalósítani.

Napjainkban gomba módjára szaporodnak az olyan univerzális, valamennyi, vagy csaknem valamennyi létező interface-funkciót realizáló LSI integrált áramköri chippek, amelyek önmagukban megoldják egy-egy készülék interface illesztését.

Mind több esetben érdemes SSI, MSI helyett felhasználó orientált („custom-design”) vagy általánosabb célú — s így esetleg redundáns — LSI, VLSI áramkört használni.

3.1. Funkciók áramköri realizálása SSI, MSI áramkörökkel

Ezen az áramköri szinten való realizálás módja a funkció memóriaigényétől függ. Az olyan funkcióknál, mint a DC és DT funkciók — nincs szükség tárolóra, így azok kombinációs hálózattal realizálhatók. Tárolóigényű funkciók esetében a szinkron vagy aszinkron szekvenciális hálózat alkalmas a funkció realizálására. Az SH, AC, DT és DC funkció megvalósítható kombinációs hálózattal, míg a többi funkcióhoz szekvenciális hálózat szükséges.

3.2. Funkciók áramköri realizálása LSI, VLSI áramkörökkel

Az előző alfejezetben megemlítettük, hogyan lehet egy készülék interface egységét előállítani SSI, MSI áramkörkészlet felhasználásával. Ez a módszer „testreszabott” interface-egységet eredményez, de nem kevés munka árán. Az utóbbi időben több olyan LSI, VLSI (továbbiakban LSI) áramkör látott napvilágot, amely magában foglalja a legtöbb funkciót, sőt a kiegészítő áramkörök (JMVÁ és távüzenet dekódoló) egyes vagy valamennyi részét is. Az ilyen áramkörök alkalmazása lényegesen leegyszerűsíti az interface-tervezést, hisz az említett alap chipet néhány kiegészítő elemmel körülépítve, kész interface-egység adódik.

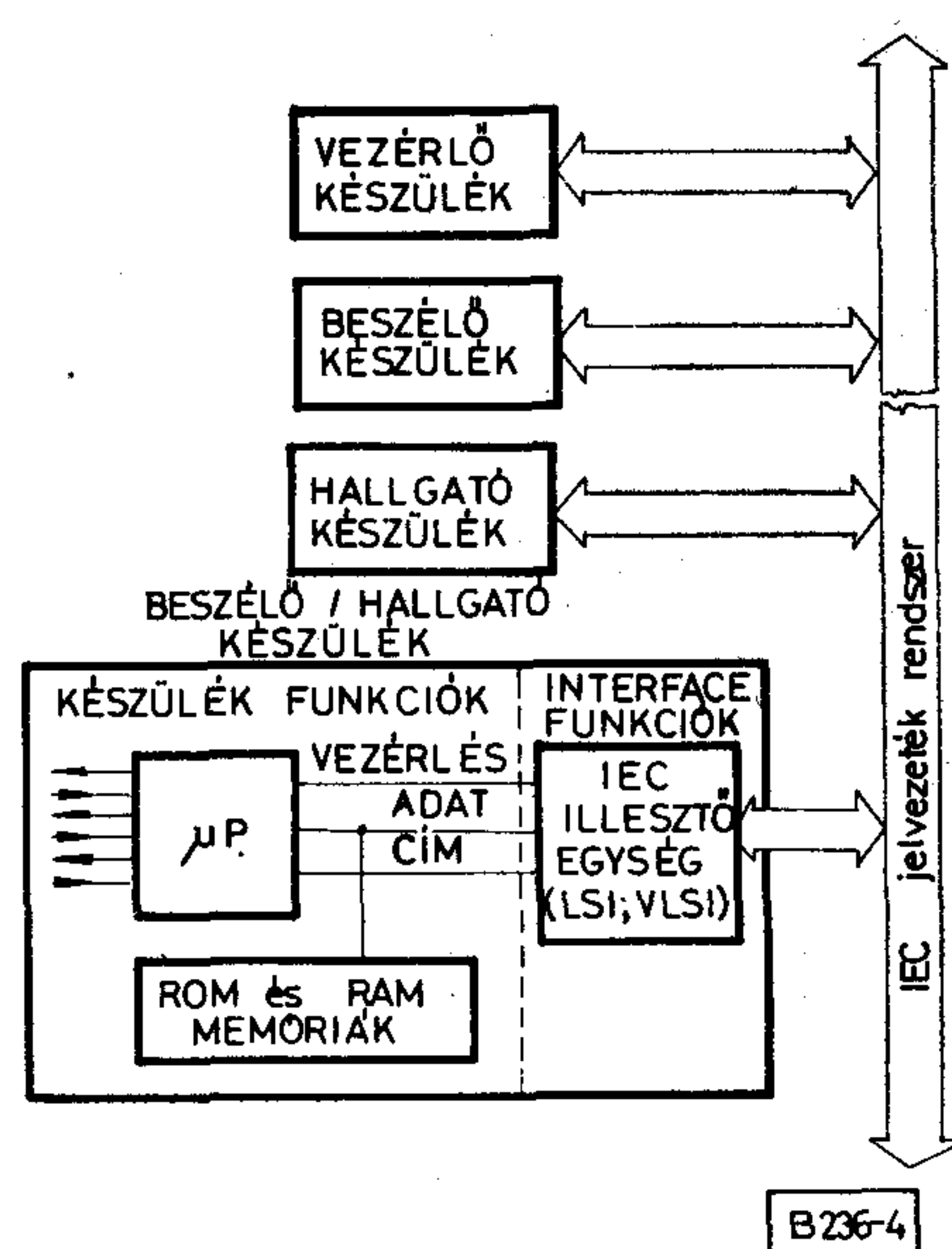
Az interface-egységek LSI áramkörrel való realizálásának árkövetkezménye is jelentős. Míg a hagyományos TTL áramkörökből (SSI, MSI) előállított interfacs-egység hozzávetőlegesen 1000 \$-ba kerül, az LSI realizálás esetén ez az összeg tizedrészére, 100 \$ nagyságrendjébe esik. Az LSI chipék ára 20 \$ közelében van. Várható a jelzett árak további csökkenése. A fejlesztések iránya e területen is az, hogy egyre több áramkör „beintegrálódik” a chipbe és végül elképzelhető, hogy valamennyi funkció az összes kiegészítő áramkörrel együtt egy tokban kerül elhelyezésre. Így megvalósulhat az egy chip interface-egység.

Az LSI IEC illesztő chipék mindegyike rendelkezik az alapfunkciók közül a BESZÉLŐ és HALLGATÓ funkcióval, míg némelyik a VEZÉRLŐ interface-funkcióval is. Az 1. táblázat összefoglalja a világpiacon kapható (általunk ismert) illesztő áramköröket, azok fő jellemzőivel együtt.

Megjegyzendő, hogy azon áramkörök legtöbbje, amelyeknél a táblázatban csak a beszélő/hallgató funkció megnevezése szerepel, szintén alkalmazhatók vezérlőnek, csak további kiegészítő áramkörök felhasználása szükséges. Az áramkörök a beszélő, hallgató és vezérlő funkciók mellett természetesen a további funkciókat is tartalmazzák.

Az LSI IEC interface illesztő áramkörök elterjedésének még egy fontos indoka van. A korszerű mérőrendszerekben egyre gyakoribb a mikroprocesszorok vezérlőként való felhasználása. Ezzel párhuzamosan a mérőrendszerekbe építhető programirányítású készülékek intelligencia fokának ugrásszerű növekedése figyelhető meg. Ez elsősorban annak köszönhető, hogy a készülékek legtöbbje ma már maga is mikroprocesszort tartalmaz. Ennek következtében a készülékprogramozás — sok adat-byte átvitelét igénylő hagyományos munkája — leegyszerűsödik. Egy adott beállítási vagy működési szekvencia elvégzésére elegendő lehet egy szubrutint meghívó parancs (adat-byte) leküldése. Minden további feladatot a készülék saját mikroprocesszora az ott tárolt programok felhasználásával elláthat. Egy korszerű készülék felépítésére és annak LSI chippel való IEC illesztésére mutat példát a 4. ábra.

Az LSI illesztők többsége közvetlenül mikro-



4. ábra. Korszerű készülék felépítése

LSI, VLSI IEC illesztők főbb jellemzői

1. táblázat

Gyártó	Típus	Gyártás technológia	Tokozás	Alapfunkció	Órsebesség
Fairchild	96LS488	Low-power Schottky	40-pin	Beszélő/hallgató	13 MHz
Fairchild	F 68 488	NMOS	40-pin	Beszélő/hallgató	1—2 MHz F6800 µP-hez
Motorola	MC 68 488	NMOS	40-pin	Beszélő/hallgató	1—2 MHz
Intel	8291 8292	NMOS NMOS	40-pin 40-pin	Beszélő/hallgató vezérlő	8 MHz 6 MHz
Philips/Signetics	HEF 4738 V	LOC MOS	40-pin	Beszélő/hallgató	2 MHz
Texas Instruments	TMS 9914	NMOS	40-pin	Beszélő/hallgató vezérlő	5 MHz
National Semiconductor	fejlesztés alatt	—	—	Beszélő/hallgató + vezérlő + meghajtók	—

processzorhoz kapcsolható. Abban az esetben, ha a vezérlő mikroprocesszorral épül és a mérőrendszer intelligens (μP -t tartalmazó) készülékeket fog össze az LSI illesztők μP — μP közötti kapcsolatot létesítenek.

Fenti gondolatok jegyében könnyen megjósolható, hogy hamarosan egyeduralkodóvá válik az interface-problémák megoldására az LSI illesztő chip alkalmazása (még akkor is, ha kihasználásuk esetenként redundáns).

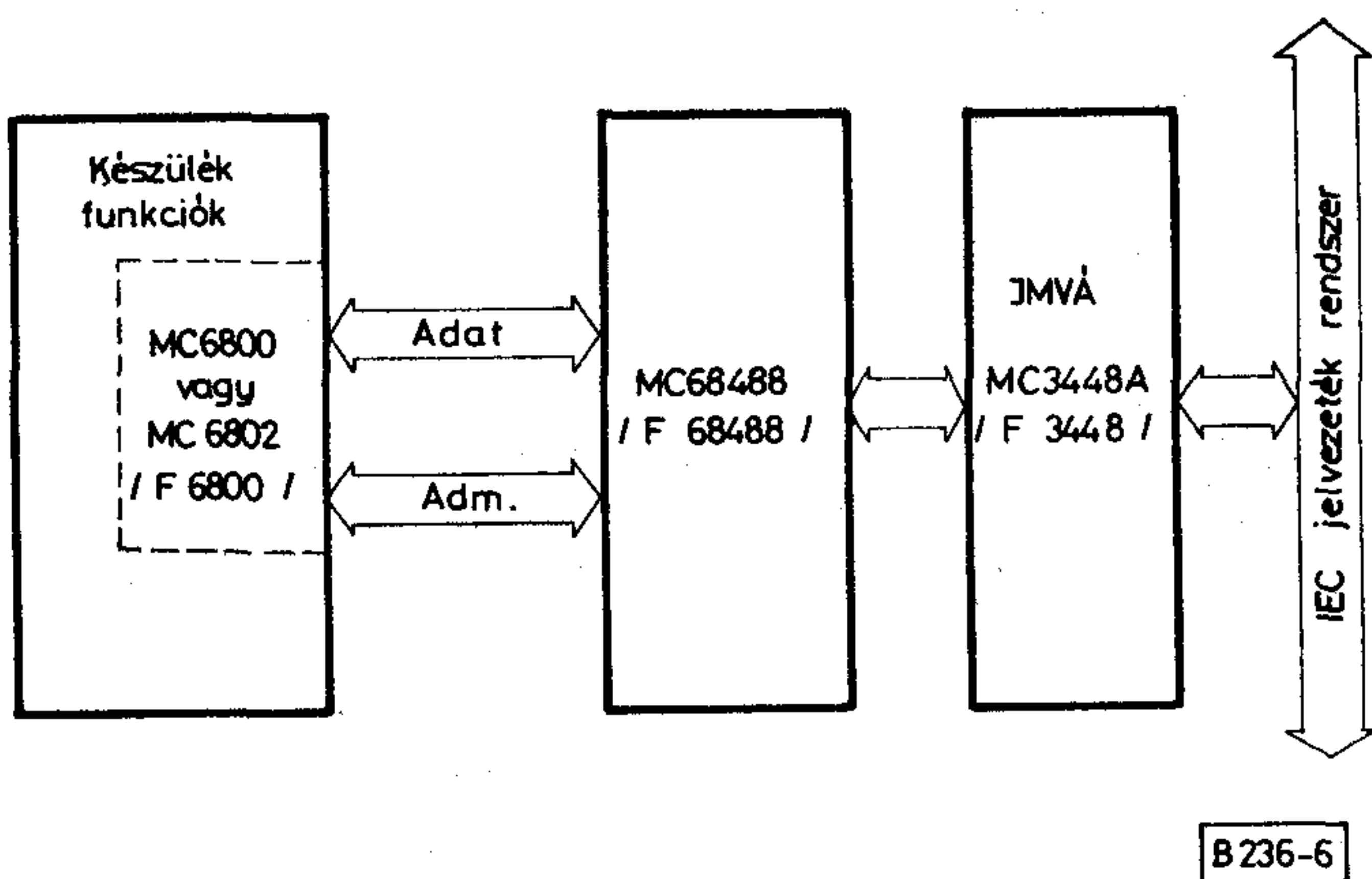
Az LSI illesztők alapvetően két csoportba sorolhatók. Az egyik csoportba az ún. hardware realizációjú, a másikba a software realizációjú áramkörök tartoznak.

A hardware realizációjú LSI IEC illesztők 40—50 TTL áramkört helyettesítenek. Felépítésük lényegében megegyezik az SSI, MSI áramkörökkel realizált illesztőkével, de mindazokat egy chipbe „beintegrálva”.

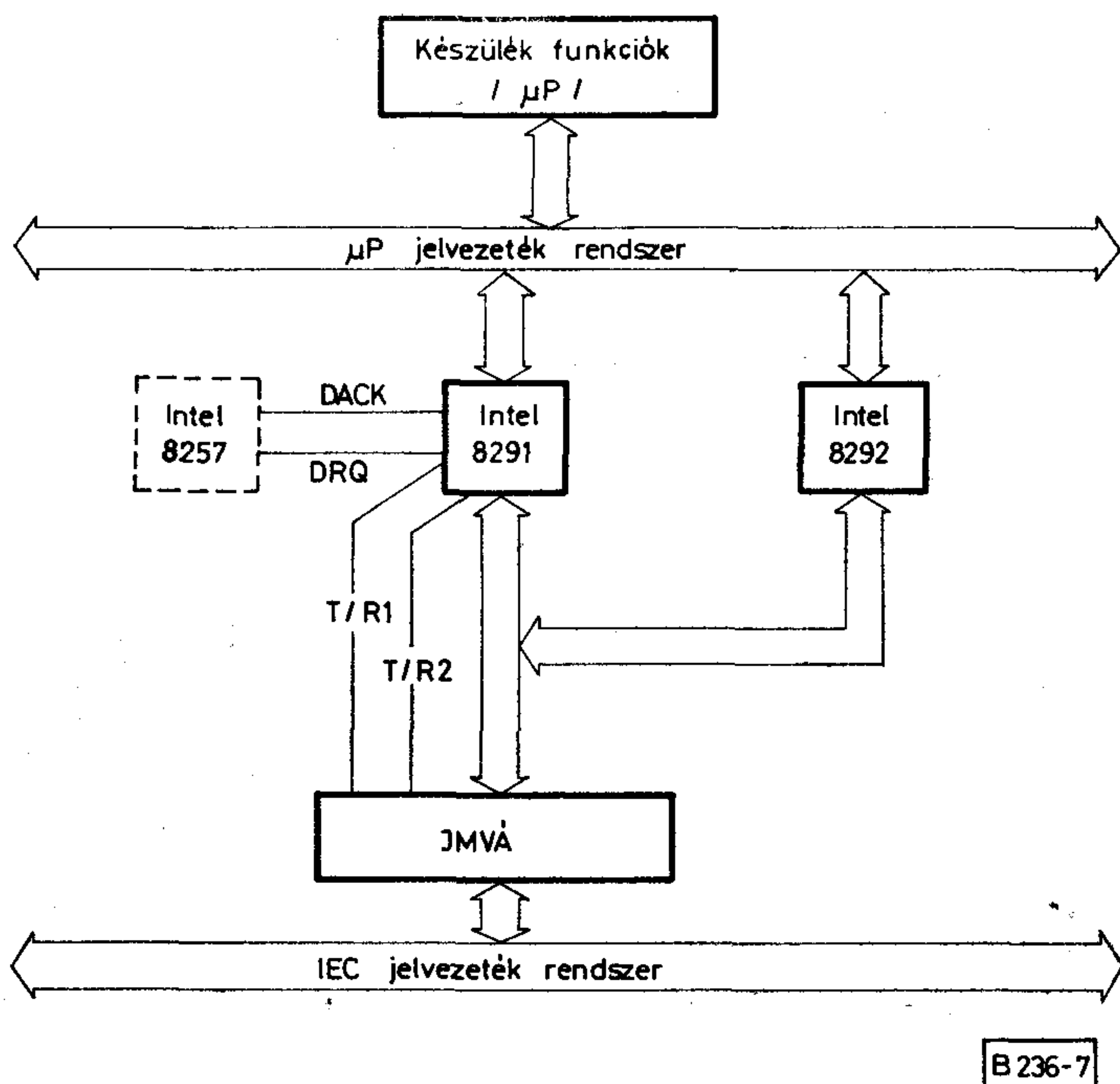
Egyaránt használhatók a hagyományos TTL áramköröket és mikroprocesszort tartalmazó készülékek illesztésére. Ilyen típusú áramkör a Philips/Sigmetics HEF 4738 V illesztője.

A software realizációjú illesztőknél nem szükséges minden részáramkört fizikailag realizálni, mert azok software elemekkel, programokkal helyettesíthetők. Általában mikroprocesszorral képesek együttműködni, melyek vezérlő programja irányítja az illesztő működését is. Jellemzésükre megemlítjük az Intel 8291 és Intel 8292 típusú illesztőket, amelyek fixen beprogramozott egy-chip 8041 (UPI 41A) mikroszámítógépek.

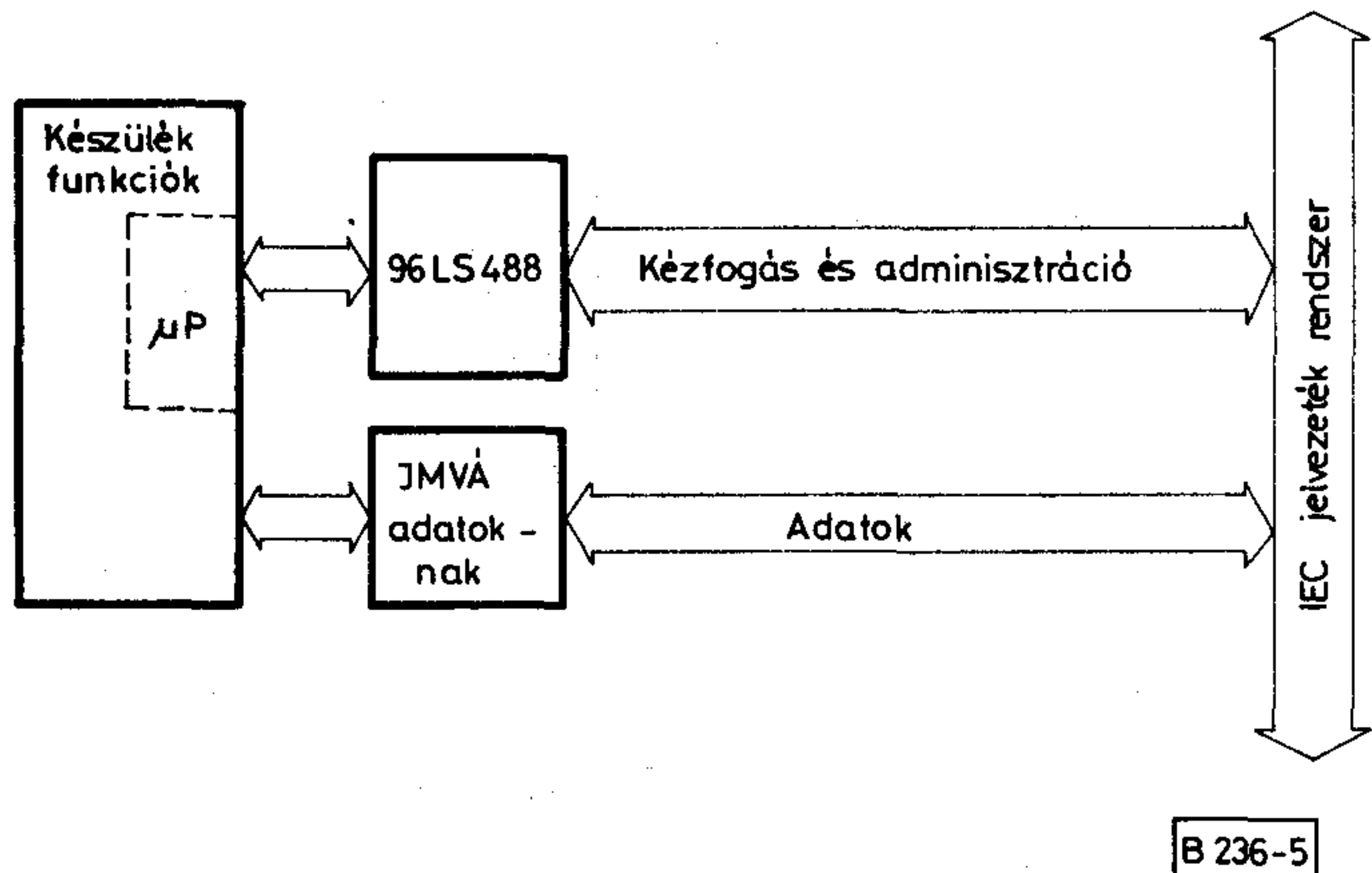
A 2. táblázatban összefoglaltuk az LSI IEC illesztőegységek alkalmazástechnikájával kapcsolatos lényegesebb információkat. A táblázat kiegészítésére szolgál az 5., 6., 7., 8., 9., 10. ábrásor, amelyek bemutatják az egyes áramkörökből kialakítható IEC illesztők blokkvázlatát. Az 5. ábra Fairchild 96LS488; a 6. ábra az F 68 488 és az ahhoz hasonló MC 68 488 áramkörökből kialakított intelligens készülék illesztőegységeket; a 7. ábra az Intel 8291 és 8292 áramkörökből kialakított vezérlő illesztést mutat be. Ezen utóbbi ábrán az Intel 8257 DMA vezérlő csatlakoztatása is fel van tüntetve. A 8. ábra a hardware realizációjú HEF 4738 használatát szemlélteti készülék illesztő kiépítés esetében.



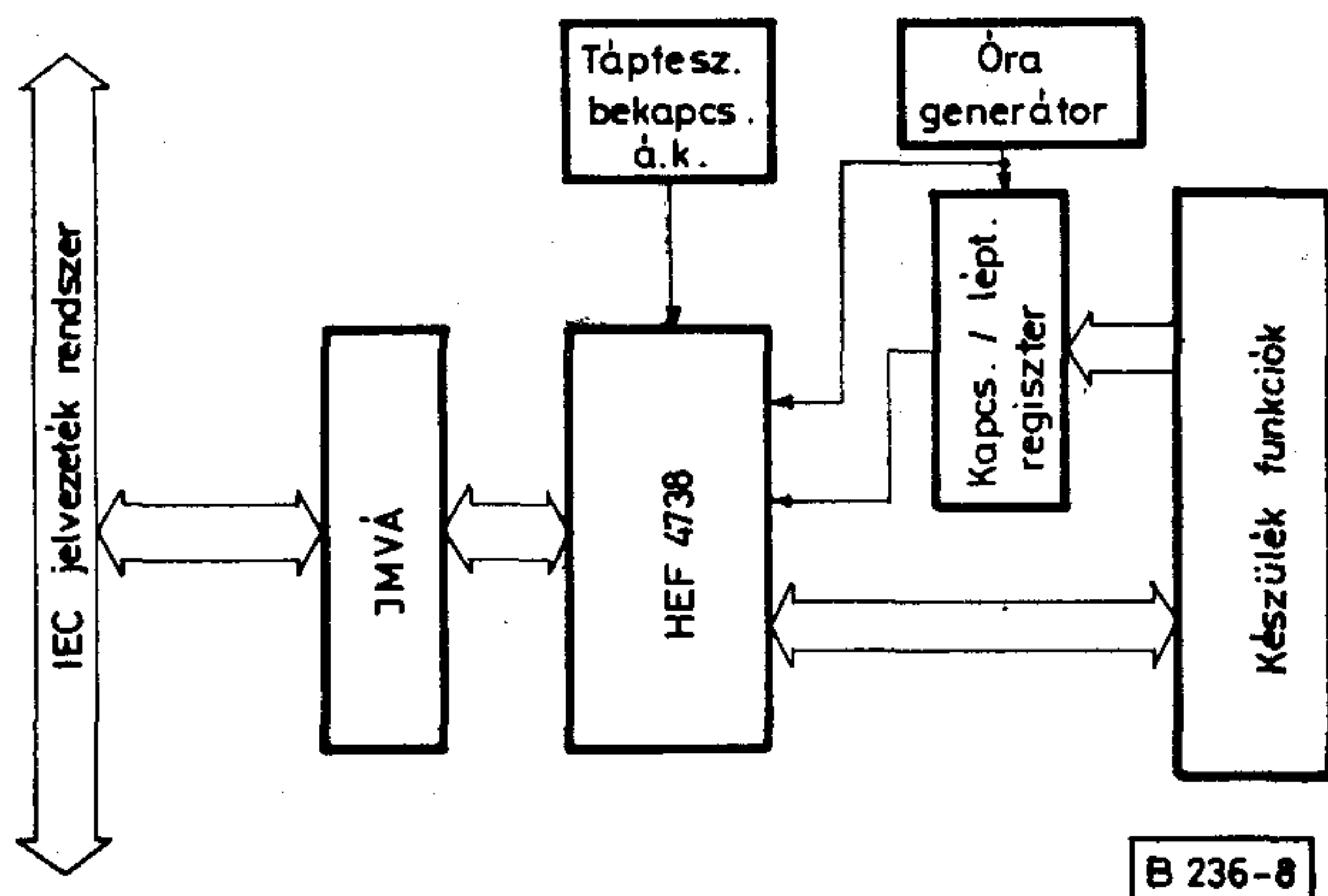
6. ábra. Készülék IEC interface-egység kialakítása a Motorola MC 64 488, illetve a Fairchild F 68 488 áramkörrel



7. ábra. Vezérlő IEC — interface-egység kialakítása INTEL áramkörökkel



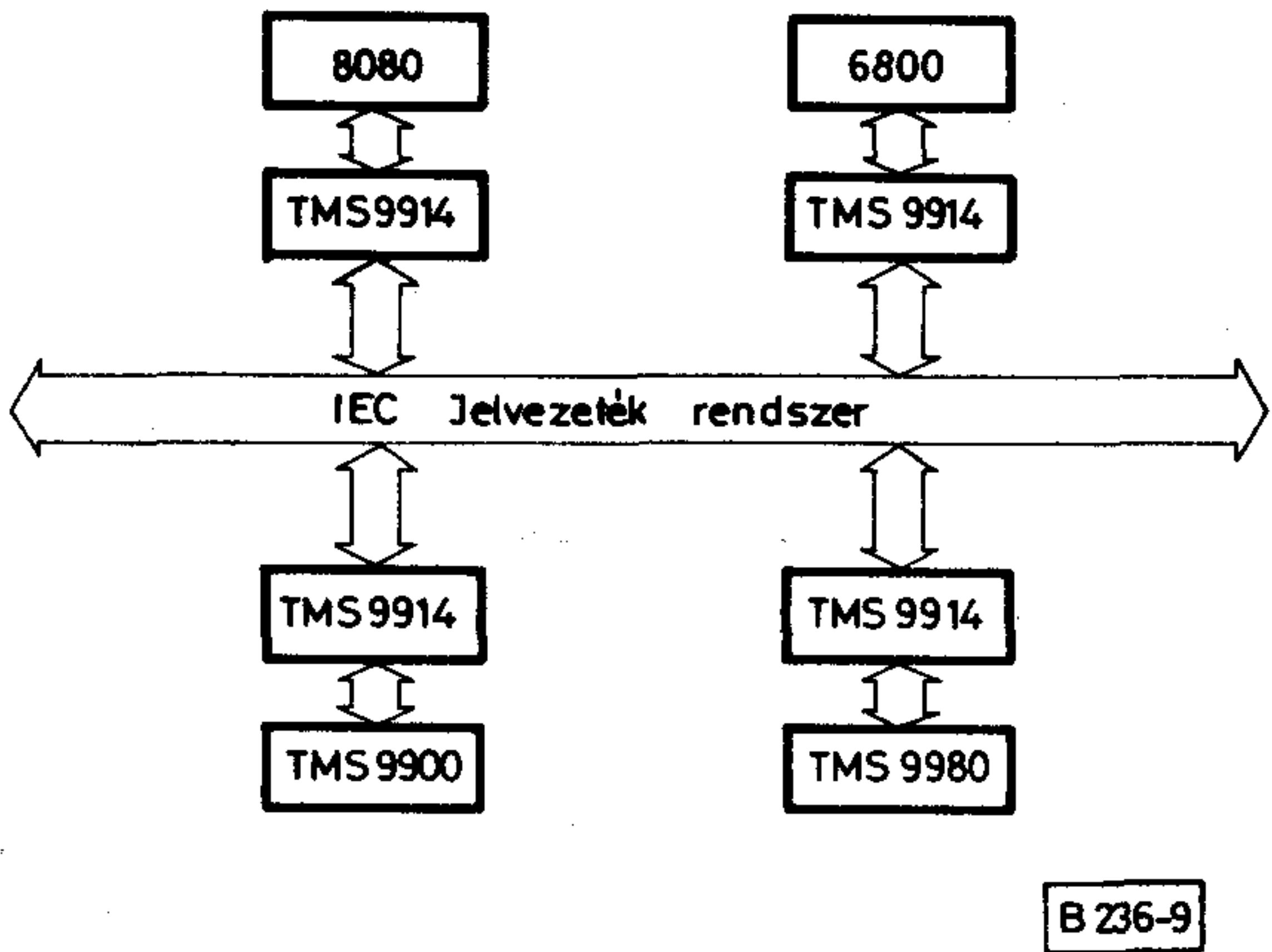
5. ábra. Készülék IEC — interface-egység kialakítása a Fairchild 96LS488 áramkörrel



8. ábra. Készülék IEC — interface-egység kialakítása a Philips/Sigmetics HEF 4738 áramkörrel

A 9. ábra a TMS 9914 áramkör alkalmazási körét, míg a 10. ábra a TMS 9900 mikroprocesszorral való együttműködését mutatja be. A rendszerbe illeszthető, mint az ábrán látható is, a TMS 9911 DMA vezérlő chip is.

Az LSI illesztőket felépítésük szerint — mint ezt már korábban is leszögeztük — két fő csoportba sorolhatjuk. Az egyikbe kerül a hardware realizációjú Philips/Sigmetics HEF 4738, míg az összes többi a második, a software realizációjúak közé sorolható.



9. ábra. A Texas TMS 9914 áramkörrel felépíthető vezérlők

A software realizációjúak közül szinte teljesen megegyezik a Motorola MC 68 488 és a Fairchild 68 488 áramkör. Az Intel 8291+8292 és a Texas TMS 9914 képességek tekintetében egymás mellé helyezhető (mindkét megoldás realizálhatja a vezérlő funkciót is), de az áramköri alkalmazástechnikai oldal már eltérő. A Fairchild 96LS488 egy újabb kategóriát jelent, mivel itt már a vonal adó/vevő áramkörök egy része is bekerül a chipbe. Egy további lépést jelent a National Semiconductor készülő áramköre, amely már valamennyi kiegészítő elemet a chipen belül helyezi el.

4. Összefoglalás

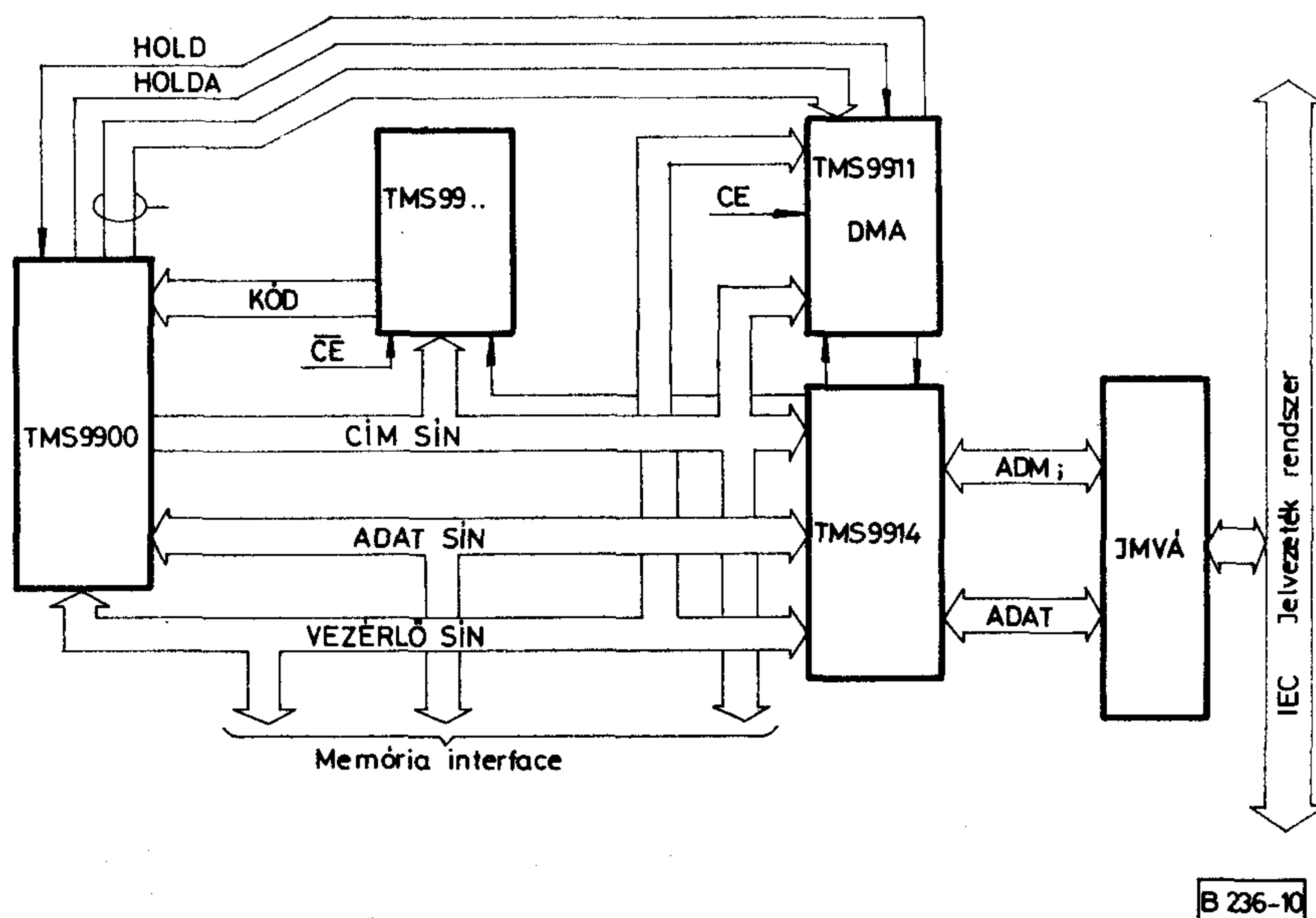
Az IEC interface-rendszer kialakítása, világméretben való elterjedése forradalmasította a mérőrendszerek, mérőautomaták építésének folyamatát. IEC interface illesztési lehetőséggel rendelkező készülékek tömege áll rendelkezésre. LSI IEC illesztő áramkörök léte, alacsony ára nagymértékben megkönnyíti saját tervezésű készülékek interface egységeinek kialakítását.

Mindezeket figyelembe véve és a mérőrendszerek kiépítésének modularitási elvét követve igen nagy a realitása annak, hogy adott méréstechnológiai feladathoz rendelt (cél) mérőautomatát hazai fejlesztés révén állítsunk elő.

2. táblázat

LSI, VLSI IEC illesztők fontosabb alkalmazástechnikai jellemzői

Típus	Realizáció fajtája	Jellemző alkalmazási köre	Csatlakozási felület	Interface-funkciók	Szükséges (ajánlott) kiegészítő áramkörök
F 96 LS 488	software	intelligens készülékek	tetszőleges μP	SH, AH, Tv, TE, Lv. LE, SR, PP, RL, DC, DT	JMVÁ csak az adatvonalakhoz
F 68 488	software	intelligens készülék	F 6800	SH, AH, Tv, TE, Lv. LE, SR, PP, RL, DC, DT	JMVÁ (F 3448)
MC 68 488	software	intelligens készülék	MC 6800 v. MC 6802 μP	SH, AH, Tv, TE, Lv. LE, SR, PP, RL, DC, DT	JMVÁ (MC 3448 A)
Intel 8291	software	intelligens készülék	μP	SH, AH, Tv. TE, Lv. LE, SR, OO, RL, DC, DT	JMVÁ
Intel 8292 (+ Intel 8291)	software	vezérlő	μP	SH, AH, Tv. TE, Lv. LE, SR, OO, RL, DC, DT + C, SC	JMVÁ
HEF 4738 V	hardware	készülék	μP vagy TTL	SH, AH, T, L, SR, PP, RL, DC, DT	JMVÁ, kapcsoló/léptető regiszter, óragenerátor, tápfesz. bekapcs.
TMS 9914	software	intelligens készülék vagy vezérlő	tetszőleges μP	SH, AH, Tv. TE, Lv. LE, C, SC, SR, PP, RL, DC, DT	JMVÁ (SN 75 160, SN 75 161)
National semiconductor	software	intelligens készülékek, vezérlő	μP	SH, AH, Tv. TE, Lv. LE, C, SC, SR, PP, RL, DC, DT	—



10. ábra. IEC — interface-egység felépítése a Texas TMS 9914 áramkörrel

Ezen tevékenység folytatása a korszerű gyártástechnológiához nélkülözhetetlen, nagy hatékonyságú méréstechnológia kialakítása szempontjából is rendkívül fontos. Csak a hazai anyagi és szellemi erőforrások bevetésével érhető el és csak ettől várható el a méréstechnológiai generációváltás maradéktalan és gyors megvalósulása.

I R O D A L O M

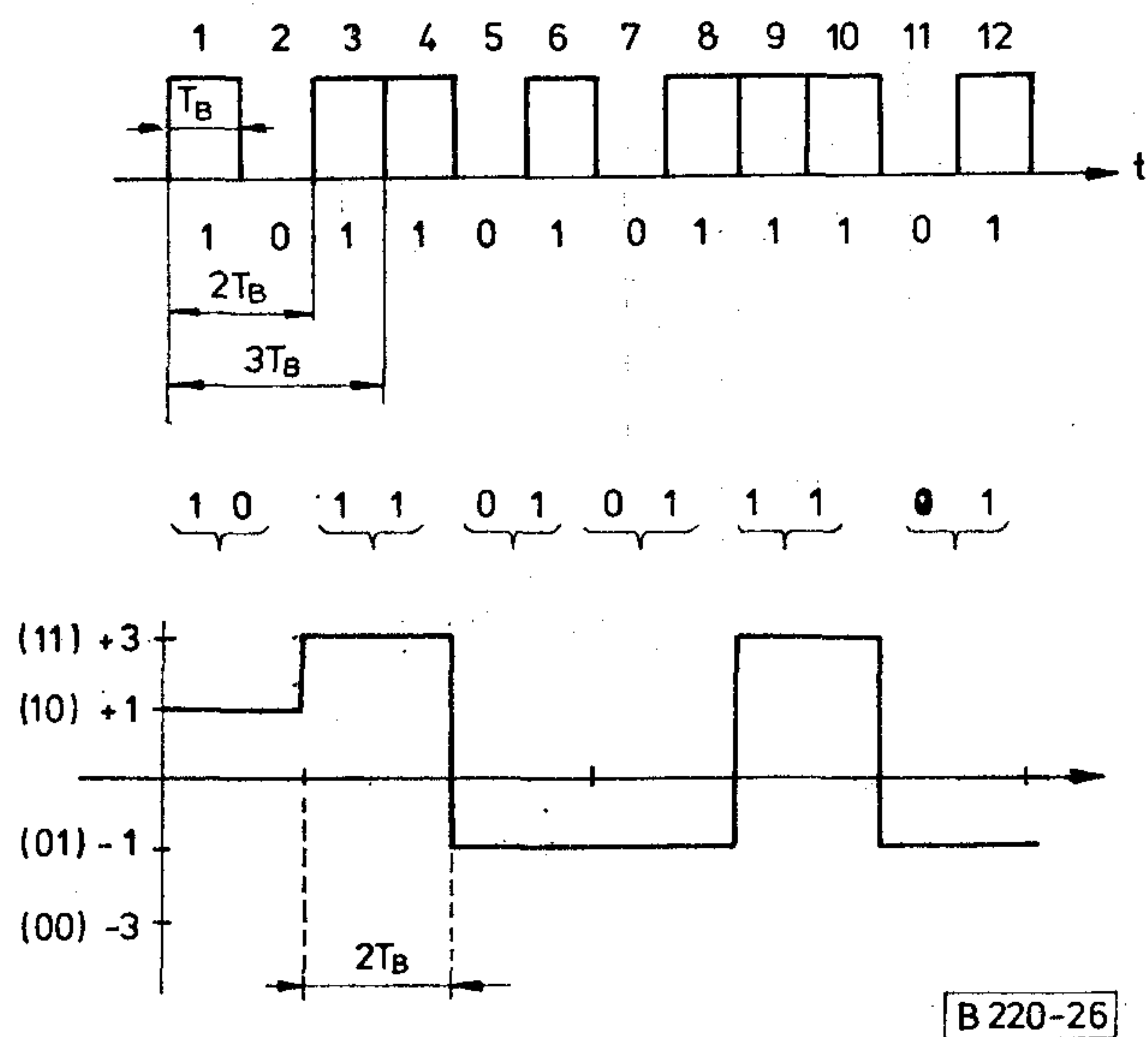
- [1] Dr. Kerpán István—Massziné Windisch Nóra: A híradásipar mérőautomatáiról. BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények, 1979. 1. sz.
- [2] Temesvári Zsolt: A híradásipar mérőautomatáiról II. rész. Interface-rendszerek, programirányítású vizsgálókészülékek. HÍRADÁSTECHNIKA, 1980. 4. sz.
- [3] Holéczy Gyula: A híradásipar mérőautomatáiról.

III. rész. Vezérlési rendszerek, programozás. HÍRADÁSTECHNIKA, 1981. 11. sz.

- [4] INSTRUMENTS 80; Instrument performance rides high, spurred by LSI-based design. Electronic Design 21, October 11, 1979.
- [5] Dave Bursky: LSI peripherals: μ P's helping hands are strong and getting stronger. Electronic Design 24, November 22, 1979.
- [6] Radnai Rudolf: IEC illesztőáramkörök. Mérés és automatika. 1979. 11. szám.
- [7] 96LS4188 GENERAL PURPOSE INTERFACE BUS (GPIB) CIRCUIT. FAIRCHILD Preliminary Data Sheet, January 1980.
- [8] F 68 488 GENERAL PURPOSE INTERFACE ADAPTER (GPIB) FAIRCHILD Preliminary Data Sheet, April 1977.
- [9] The HEF 4738 V IEC Bus interface circuit. SIGNETICS. Technical information 040.
- [10] George Sideris: INSTRUMENTS' 80; Compatible-instrument clusters promise speedier, smarter bench measurements. Electronic Design 21, October 11, 1979.

CSEBNOCH JÁNOS
ORION

Híradástechnika XXXIII. évfolyam 1982. 7. szám



23. ábra. Jelek csoportosítása

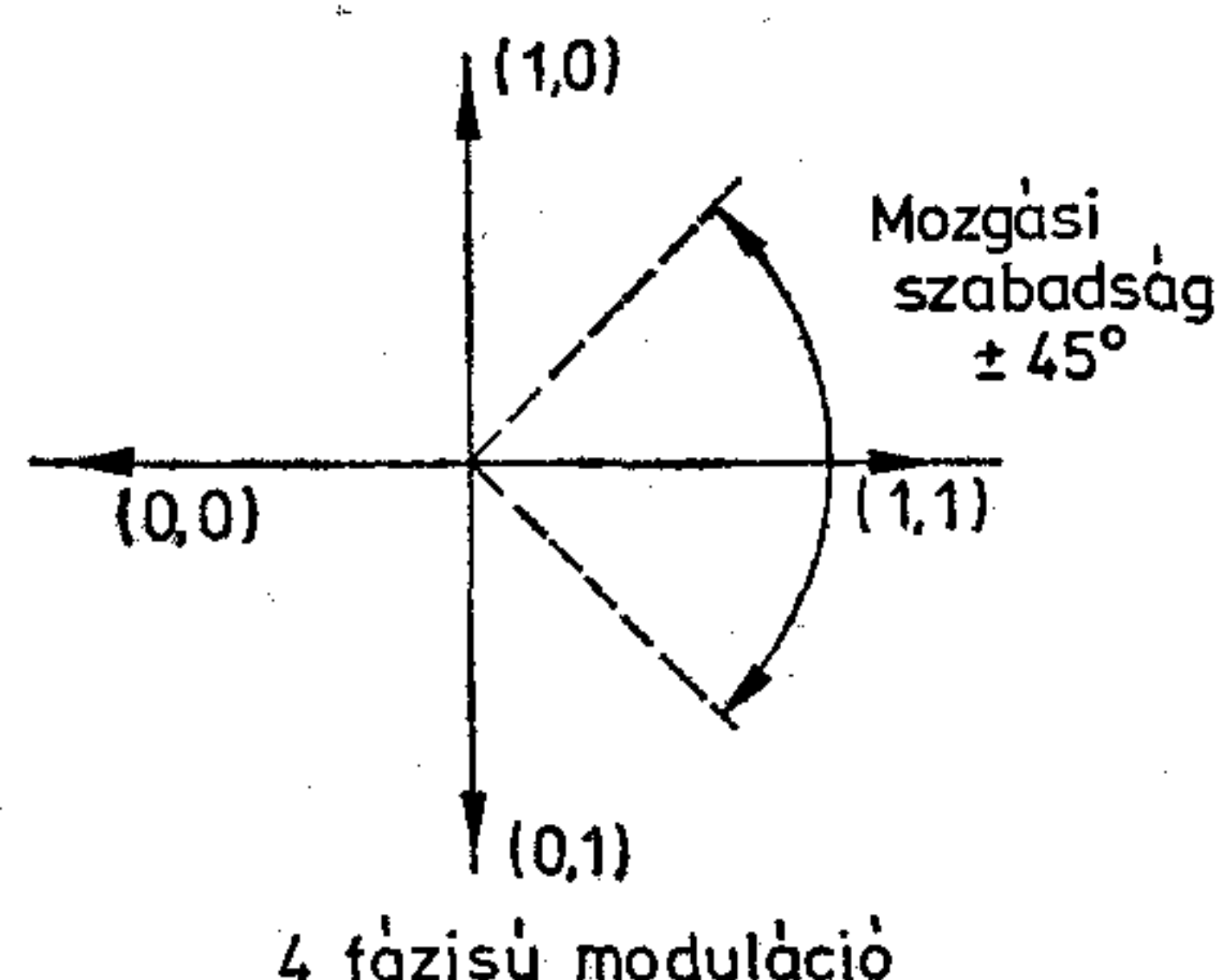
$$f_c = \frac{f_B}{2} = \frac{1}{2T_B}$$

ahol T_B a bitidőtartam és
 f_B a bitsebesség
 m $M=2^m$ Nyquist frekvencia

2 PSK	1	2	f_c
4 PSK (dibit)	2	4	$\frac{f_c}{2}$
8 PSK (tribit)	3	8	
16 PSK (quadribit)	4	16	
32 PSK	5	32	

A több fázisú moduláció előnyei természetesen nem ennyire egyértelműek. A kisebb jelsebesség természetes ára a bittévesztés valószínűségének megnövekedése. (24. ábra) A 4-fázisú moduláció egy állapotát jelképező vektor mozgási szabadsága $\pm 45^\circ$. Ez a mozgási szabadság a 8 fázisú moduláció esetén $\pm \frac{45^\circ}{2}$ -re csökken.

Látható, hogy minél jobban növeljük az állapotok számát, annál inkább közelednek azok egymáshoz és annál kisebb fázishiba is elegendő egy bittévesztés létrehozásához.



2.4.2. Redundáns átkódolás

(9)

Eddig a bitek mindenfajta konfigurációja a modulált vivő egy-egy fázisállapotának felelt meg. Miután minden fázisállapot egyformán valószínű ezért a kódolás entropiája

$$H = {}^2\log M = {}^2\log 2^m = m$$

Az információátvitelben mint látni fogjuk érdemes bizonyos mértékű redundanciát is bevinni. Ebben az esetben a biteknek több olyan konfigurációja van, ami nem kerülhet átvitelre, illetve aminek a modulált vivő esetén semmilyen fázisállapot nem felel meg.

Ennek a redundanciának több előnye, illetve felási lehetősége van.

- Segítségével alakítható az átvinni kívánt jel spektruma. (Sávon kívül spektrumvonalak elnyomása, az egyenáramú komponens megszüntetése az alapsávi jelben)
- Létezésével lehetőséget kapunk arra, hogy az üzemmegszakítása nélkül hibaarányt lehessen mérni.

A 25. ábra egy ilyen redundáns kódolást mutat be. Az eredeti kódszó 4 bitből áll és a továbbítandó kódszó háromelemes ún. ternáris jel. (Az utóbbi értékkészlete három szimbólumból áll.)

Az átkódolás két esete az ábra szerint a következő:

Az eredeti bináris kódszó	Ternáris vonali kód
0101	0+10
1001	-1+00

Az átkódolást, melynek a szabályait most mellőzzük 4B (3T-vel jelöljük.) 4 bit (3 ternáris digit) A 4B/3T-vel kapott vonali kód maximális entropiája (minden állapot egyformán valószínű)

$$H_{\max} = {}^2\log 3^3 = {}^2\log 27 = \frac{\log 27}{\log 2}$$

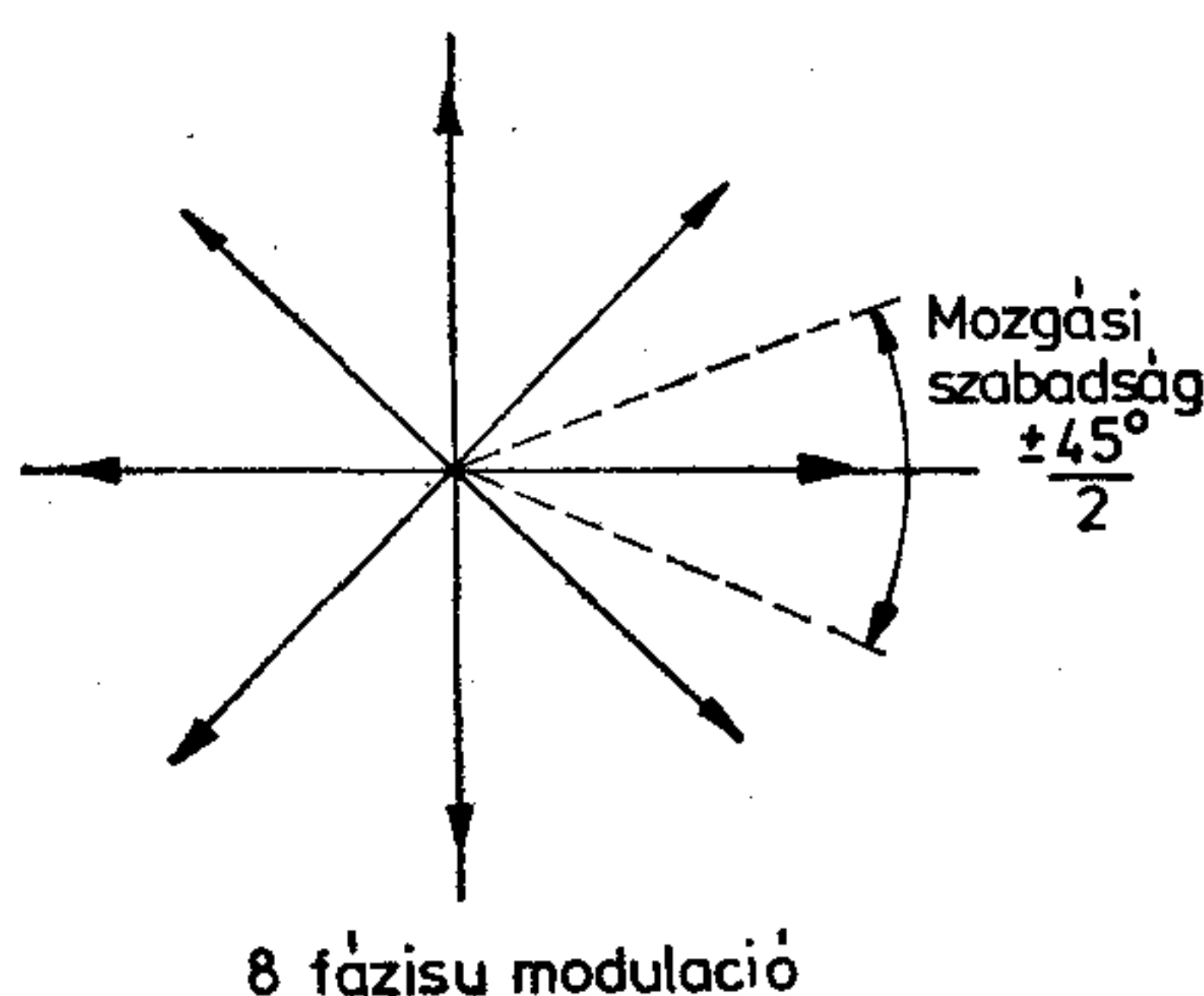
Az eredeti bináris kódszó azaz az átvinni kívánt információ maximális entropiája

$$H = {}^2\log 2^4 = 4.$$

A redundancia

$$R = \frac{H_{\max} - H}{H_{\max}} = 1 - \frac{H}{H_{\max}} = 1 - 0,84 = 0,159$$

$$R = 0,16.$$



B 220-27

24. ábra. Bittévesztés valószínűsége

Ha az eredeti bináris kódszó egy bitjének az időtartama T_B akkor a ternáris jel egy szimbólumának az időtartama $\frac{4}{3} T_B$. Az előbb leírt folyamatot redundáns átkódolásnak nevezzük.

2.4.3. Négyfázisú moduláció (26. ábra)

A szóbanforgó moduláció 4 PSK-nak vagy QPSK-nak jelöljük. (Quadri-phase shift keying) A módszer a már ismert quadratura moduláció elvét használja fel.

A két modulátorra jutó vivő

$$U_1(t) = U_v \cos \omega_v t$$

$$U_2(t) = U_v \cos \left(\omega_v t - \frac{\pi}{2} \right) = U_v \sin \omega_v t.$$

A moduláló jelek és szimbólumok közötti összefüggést az alábbi táblázat szemlélteti.
(A moduláló feszültség normáltnak értendő.)

Szimbólumok		Fázisállapot	Moduláló feszültség (V) (NRZ jel)	
A	B	$\varphi[\text{rad}]$	A(t)	B(t)
0	0	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
0	1	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$
1	1	π	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$
1	0	$\frac{3\pi}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$

Mint már említettük a moduláció előtt a bináris jelsort egy soros-párhuzamos átalakító segítségével A és B DIBIT jelpárrá alakítjuk és ezt a DIBIT jelpárt egy itt most nem részletezett átkódolás után a táblázatban közölt A(t) és B(t) jelekre formáljuk. (27. ábra)

A ring modulátor kimenetén megjelenő modulációs termék

$$U_A(t) = K \cdot A(t) U_1(t) = A(t) U_v \cos \omega_v t$$

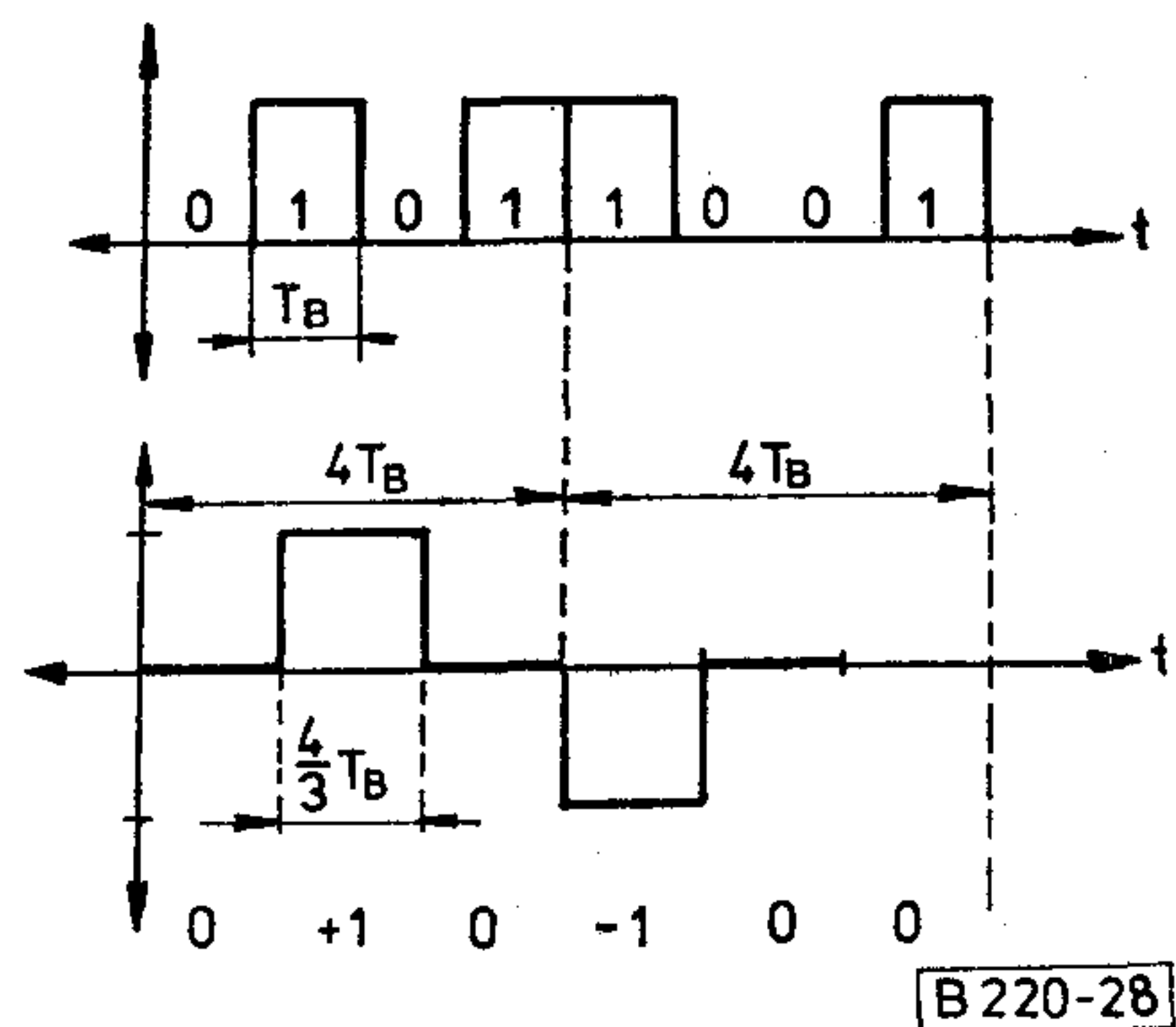
$$U_B(t) = K \cdot B(t) U_2(t) = B(t) U_v \sin \omega_v t.$$

Itt is feltétlenül meg kell említenünk a QPSK-t kísérő amplitúdó-moduláció tényét. Ha az eredő modulációs termék fázisa $\pm 180^\circ$ -ot változik akkor 100%-os amplitúdó-moduláció, ha pedig csak $\pm 90^\circ$ -ot változik akkor pedig 3 dB-es szintcsökkenés lép fel. Ezt a következőképpen láthatjuk be.

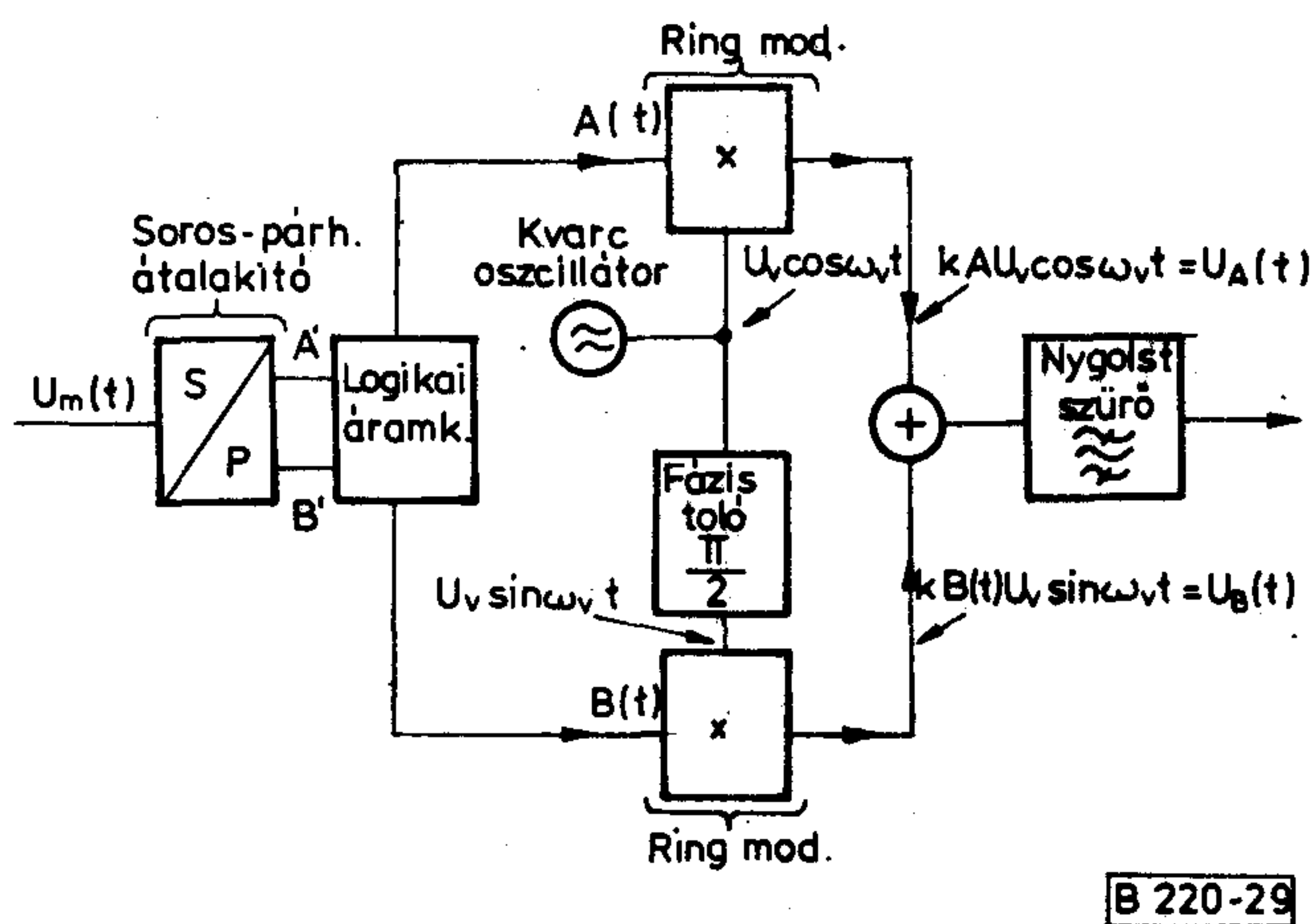
Induljunk ki az $A(t) = +\frac{1}{2}$ $B(t) = +\frac{1}{2}$ állapotából.

Az eredő feszültség a modulátor kimenetén ebben a fázisállapotban

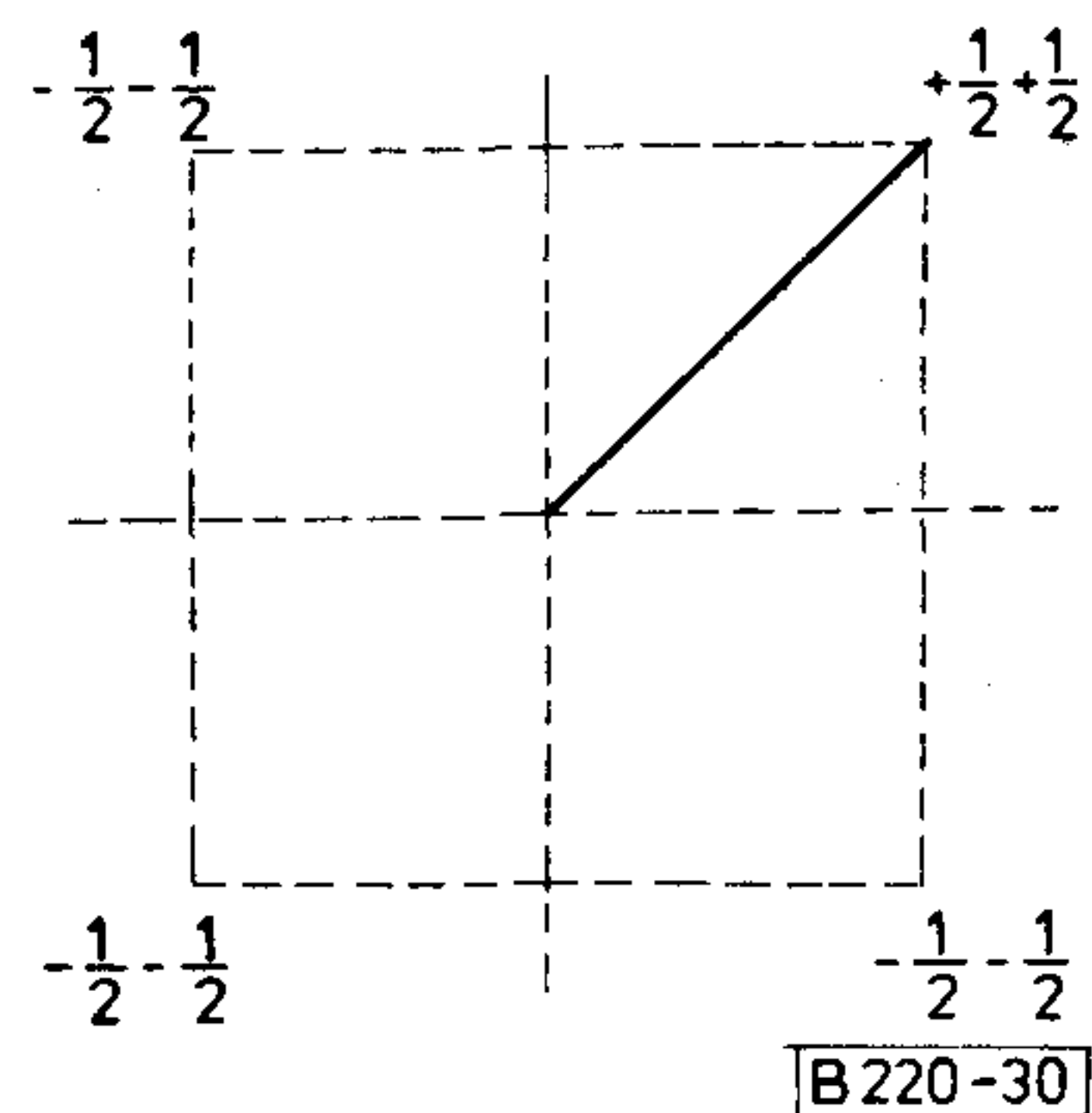
$$U(t) = \frac{1}{2} U_v (\cos \omega_v t + \sin \omega_v t) = \frac{\sqrt{2}}{2} U_v \cos \left(\omega_v t - \frac{\pi}{2} \right)$$



25. ábra. Redundáns kódolás



26. ábra. Kvadratúra moduláció



27. ábra. Lehetséges fázisállapotok

Ha mindkét komponens fázisa egyidőben 180° -ot ugrik, akkor az ugrás pillanatában a modulációs termék amplitúdója zérus lesz, és így 100%-os moduláció áll elő. Ha csak az egyik komponens fázisa ugrik 180° -ot (az eredő fázisa ilyenkor csak 90° -ot ugrik) akkor a modulációs termék amplitúdója a fázisugrás pillanatában $\frac{\sqrt{2}}{2} U_v$ -ról $\frac{1}{2} U_v$ -re ugrik és így 3 dB-es szintcsökkenés áll elő. A viszonyokat a 28. ábrán szemléltetjük.

A QPSK-t lehet közvetlenül mikrohullámon is realizálni. Egy ilyen megoldást 29. ábra tüntet fel.

A blokkvázlat által feltüntetett megoldás működését magyarázni nem szükséges.

Az eddig ismertetett négyfázisú modulációt direkt modulációnak nevezzük.

A négyfázisú jel demodulálásánál ugyanazok a problémák lépnek fel mint a kétfázisú moduláció esetén. Itt is kétféle demodulációt különböztetünk meg:

- a) Koherens demoduláció,
- b) Differenciál demoduláció.

A következőkben most ezeket tekintjük át:

a) Koherens demoduláció esetén első lépésben helyre kell állítani az adóval koherens referencia vivőt, majd ezt a vivőt annyira kell zajmentessé tenni, amennyire csak lehet. A második lépésben egyértelműen fel kell ismerni a modulált vivő négy állapotát a helyreállított referencia vivőhöz képest.

Egy demodulátor blokkvázlatát a 30. ábra mutatja. (10) A kapcsolásban a vivővisszaállító áramkört követő fázistolóval a referenciavivő abszolút fázisa állítható úgy, hogy a vett A_v és B_v DIBIT-pár elemei egymástól minél jobban szeparálhatók legyenek. A 90° -os fázistoló a quadratura demodulációhoz szükséges. A fázisdiszkriminátor kimenetén a demodulált jel jelenik meg. Az alapsávi jeleket a felesleges zajkomponensektől és az egyéb zavaró jelektől aluláteresztő szűrőkkel tisztítjuk meg.

Könnyen beállítható, hogy amint 2PSK esetén a frekvencia kétszerezésével, úgy 4PSK esetén a frekvencia négyszerezésével lehet a középfrekvenciás jel fázisát modulátlanná tenni.

Áramköri szempontból a vivővisszaállító legegyszerűbb megoldását 35 MHz és 70 MHz-es középfrekvenciáknál 31. ábra mutatja. (10)

Hátránya a megoldásnak az, hogy még 35 MHz-es és 70 MHz-es középfrekvencia esetén a 140 MHz, illetve 280 MHz-es diszkriminátorok még megvalósíthatók, ugyanakkor nagyobb sebességű rendszerek esetén ez a megoldás igen drága lenne. Célszerű olyan megoldást találni, ahol elmarad a frekvencianégyszerezés és az ezzel járó fáziszaj-növekedés.

— Az ún. remodulációs vivővisszaállító kapcsolók ezekkel a hátrányokkal nem rendelkeznek. (A remoduláció szűk értelemben egy demoduláció utáni újabb modulációt jelent.) A szóbanforgó kapcsolás részletes működése a következő: Az 1. sz. fázisdiszkriminátor bemeneteire a következő feszültségek jutnak (32. ábra). (10)

A PCM-jelsorral modulált jel

$$KU_m(t) \cdot U_v \cos \omega_v t.$$

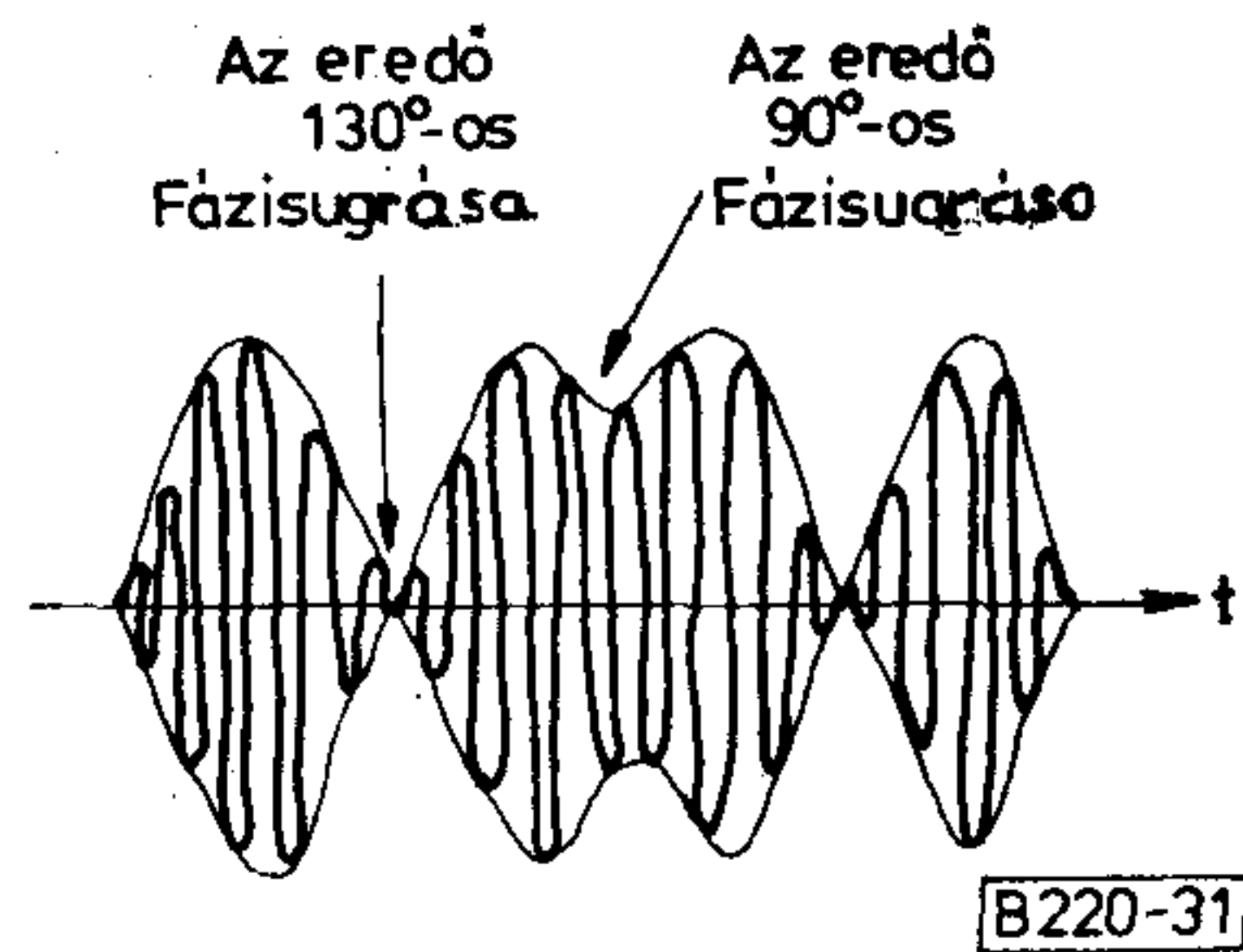
A helyreállított vivő (bizonyos fázishibával)

$$U_v \cos (\omega_v t + \varphi).$$

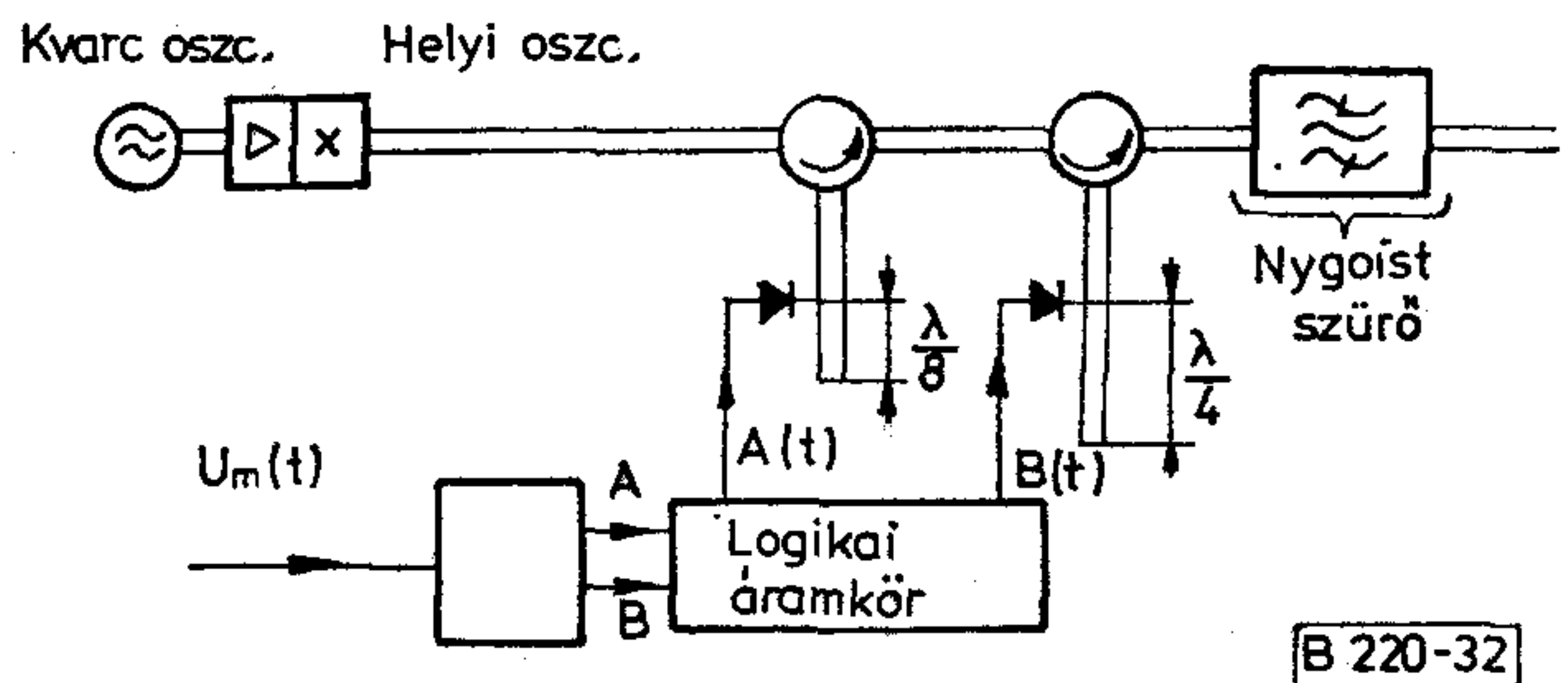
Ugyanezen fázisdiszkriminátor kimenetén az $U_m(t)$ demodulált PCM-jelsor jelenik meg.

Az ujramodulálási termék a modulátor kimenetén

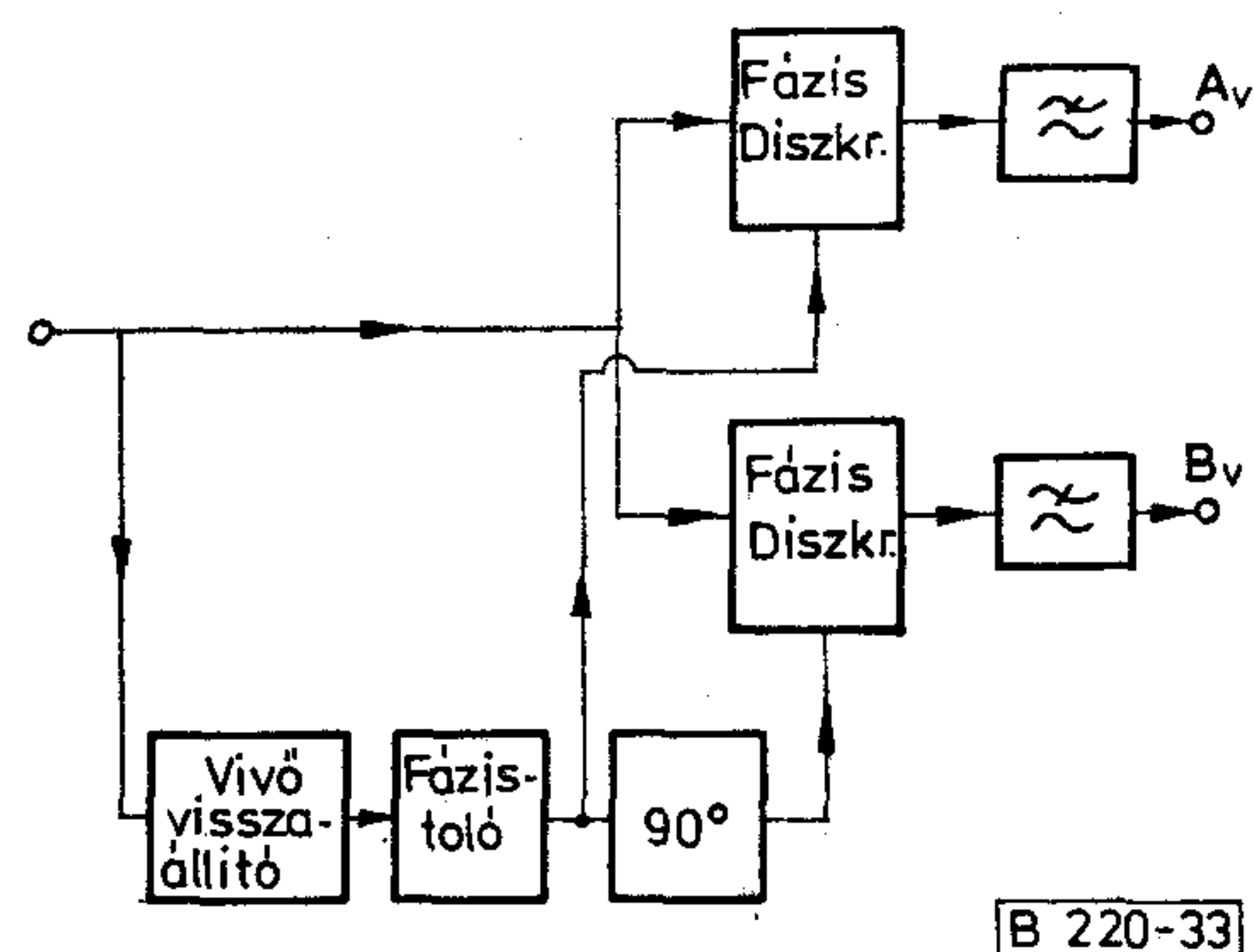
$$KU_m(t) \cdot U_v \cos (\omega_v t + \varphi).$$



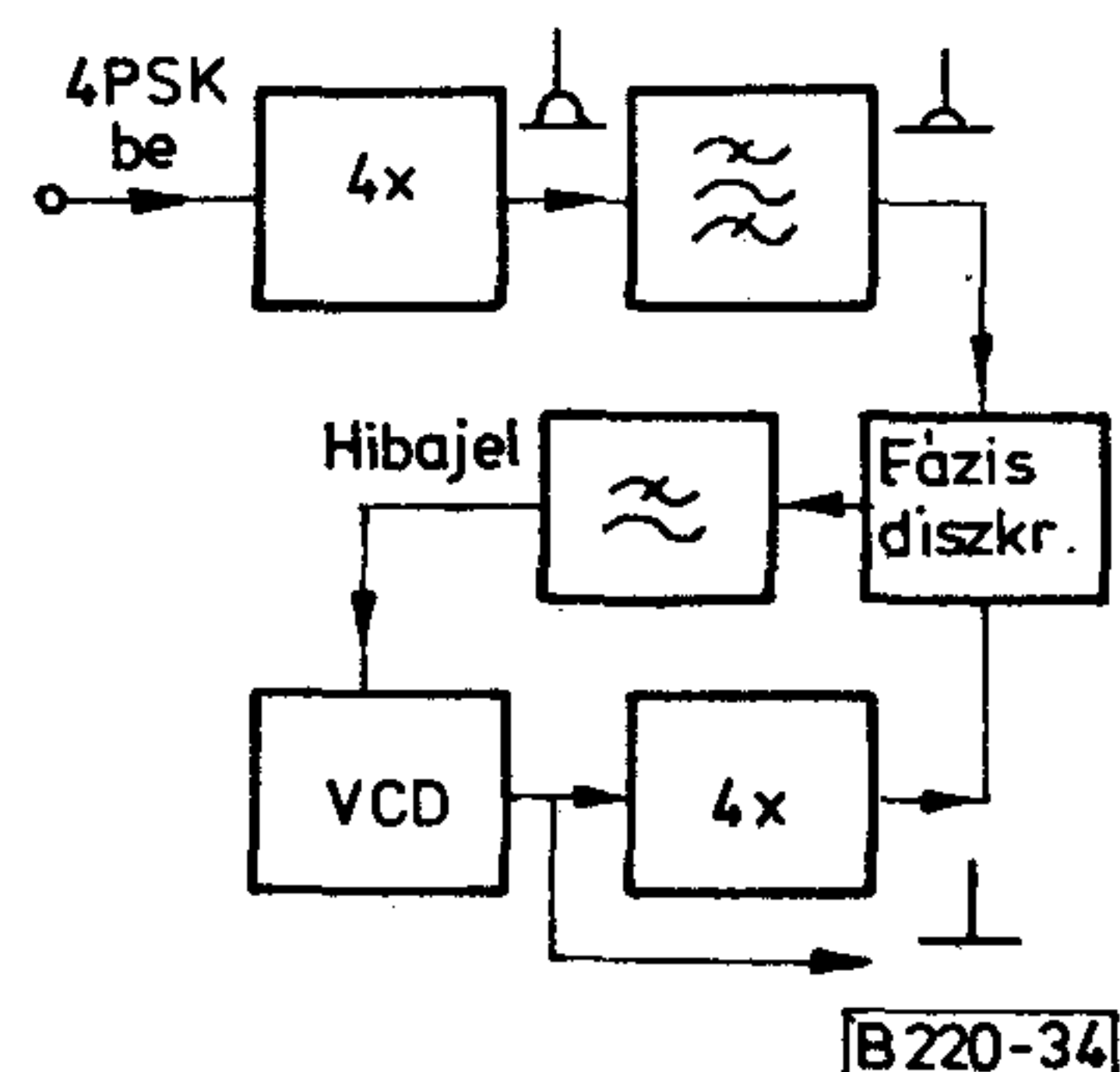
28. ábra. QPSK-t kísérő amplitúdó moduláció



29. ábra. Moduláció mikrohullámon



30. ábra. Négyállapotú koherens demodulátor



31. ábra. Frekvencianégyszerezős vivővisszaállító

A 2. sz. fázisdiszkriminátor kimenetén ennek megfelelően a fázishibával egyenesen arányos hibafeszültség jelenik meg.

— Az ún. inverz modulációs eljárás esetén (33. ábra) az 1. sz. fázisdiszkriminátor az előző eljárásnál már megismert azonos feladatkört tölt be

(10). A különbség itt abban áll, hogy az újramoduláció végterméke a vivőt tartalmazza és a 2. sz. fázisdiszkriminátor modulálatlan jeleket hasonlít össze. A modulátorba nem a VCO-modulálatlan jelét vezetik be, hanem a vett PCM-jelet. Ennek következtében PCM-jel ellentétes értelemben inverzen modulálódik és a modulátor kimenetén egy

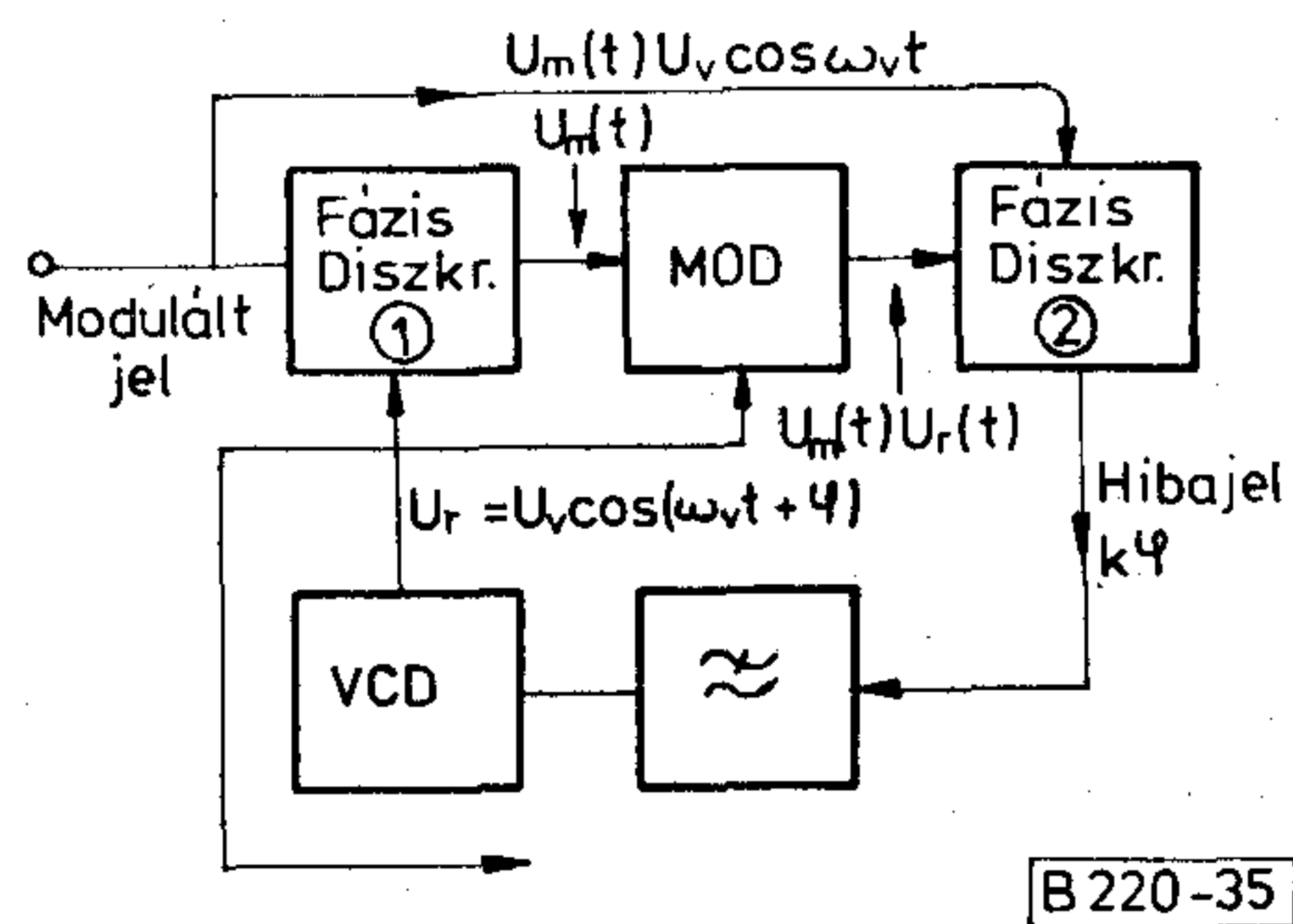
$$U_v \cos(\omega_v t + \varphi_1)$$

állandó fázisú jel jelenik meg. Végeredményben a 2. sz. fázisdiszkriminátor ezt hasonlítja össze a VCO-jelével és ebből képezi a hibajelet a VCO számára. Mind a három vivővisszaállító kapcsolás esetén a feszültséggel szabályozható oszcillátor fázisának itt is négy stabil állapota van. (A VCO frekvenciájának négyszerezése miatt.) Ennek következtében az adó oldalon a differenciális kódolásra és a vevő oldalon a differenciális dekódolásra ennél a megoldásnál is szükség van. A következőkben a differenciál kódolás és dekódolás műveletét tekintjük át DIBIT-párok esetén.

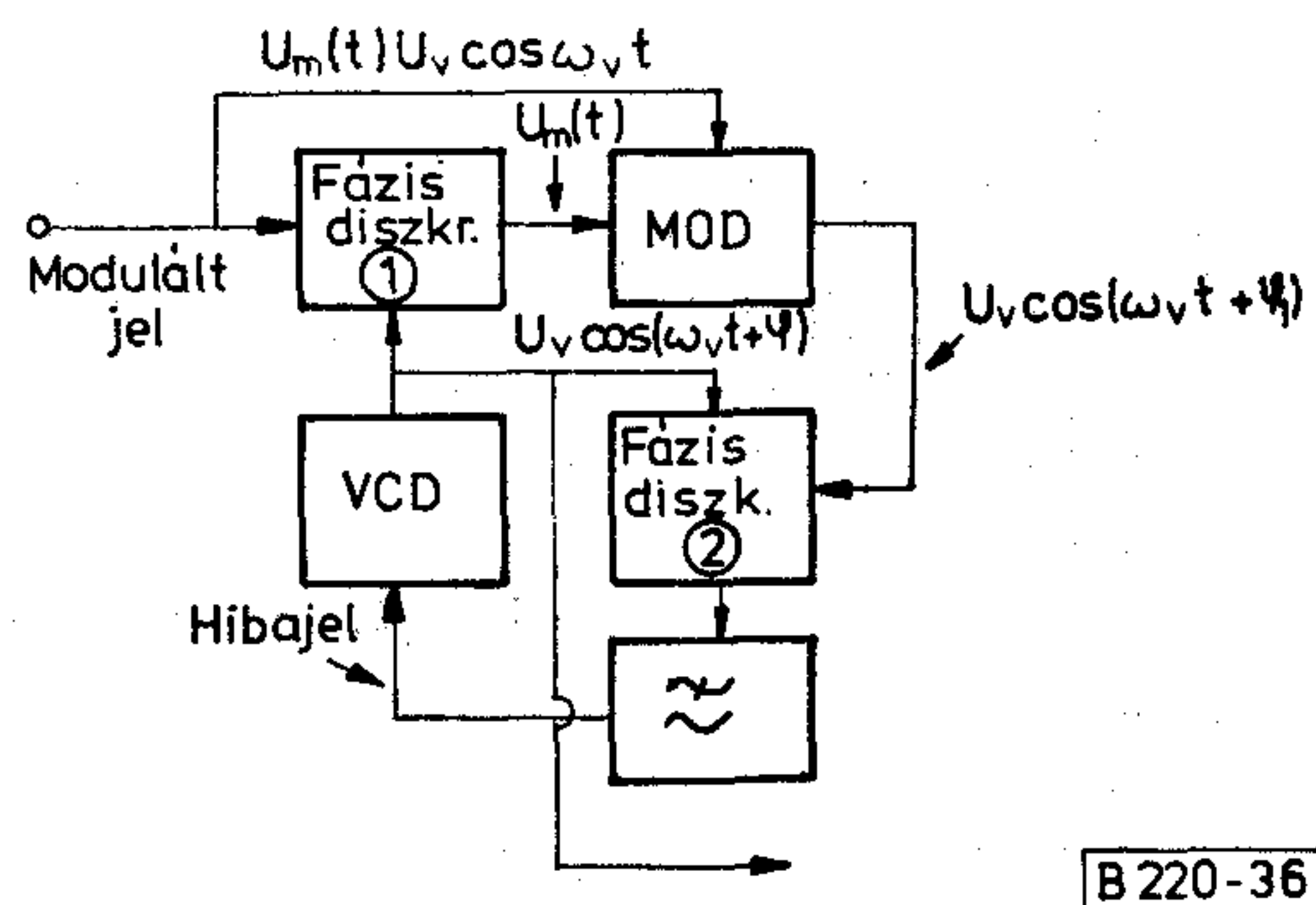
Az adóoldali kódoló blokkvázlatát a 34. ábra és a vevőoldali dekódoló blokkvázlatát a 35. ábra mutatja.

A differenciál kódoló bemenetére kerülő PCM-jelfolyam pulzusait jelöljük most $A' + B'$ -el. Egy bit időrése ebben a jelfolyamban legyen T_B . A jelfolyamot az S/P soros-párhuzamos átalakító A' , B' DIBIT-párrá alakítja át. (Ebben a jelfolyamban egy bit időtartama most már $T = 2T_B$. Ezt követően egy összegző áramkör a kettes számrendszerben összeadja az A' , illetve B' és tőle egy bitidőtartammal előtte járó A_3 és B_3 jeleket. Az így kapott eredő jeleket a Gray kódolóra viszik.

A Gray kódolás segítségével csökkenthetjük az adó kisugárzott spektrumában a Nyquist frekvenciánál nagyobb komponenseket.



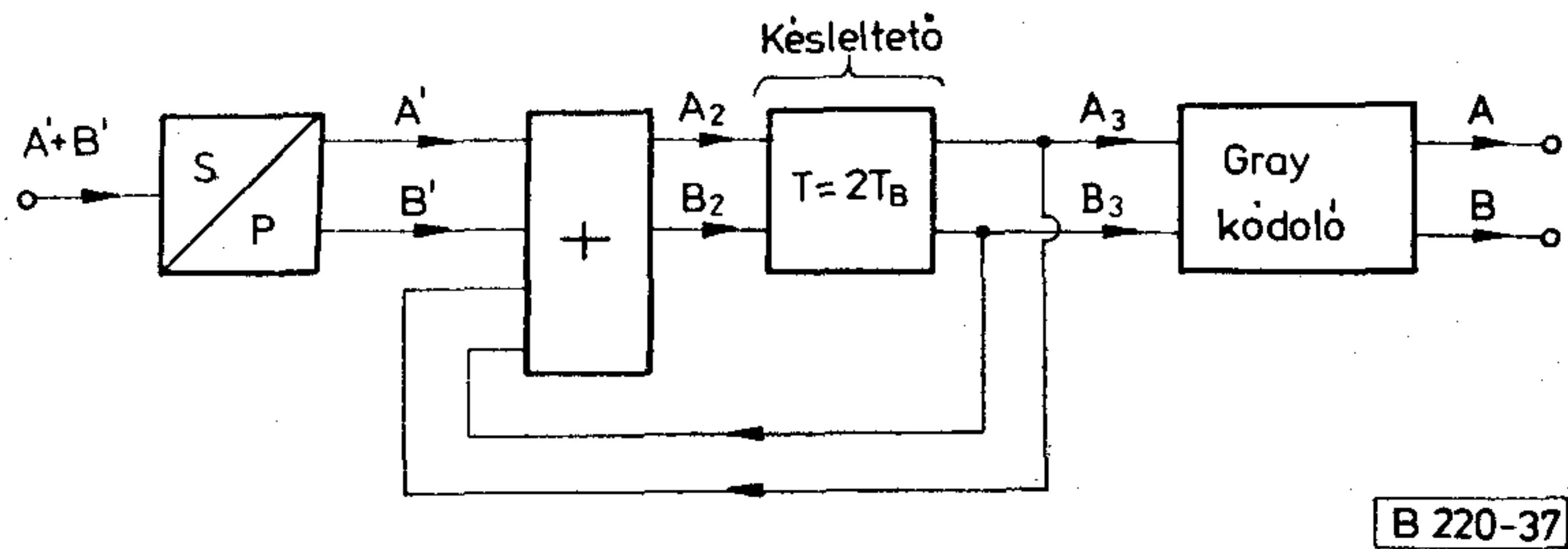
32. ábra. Remodulációs vivővisszaállító



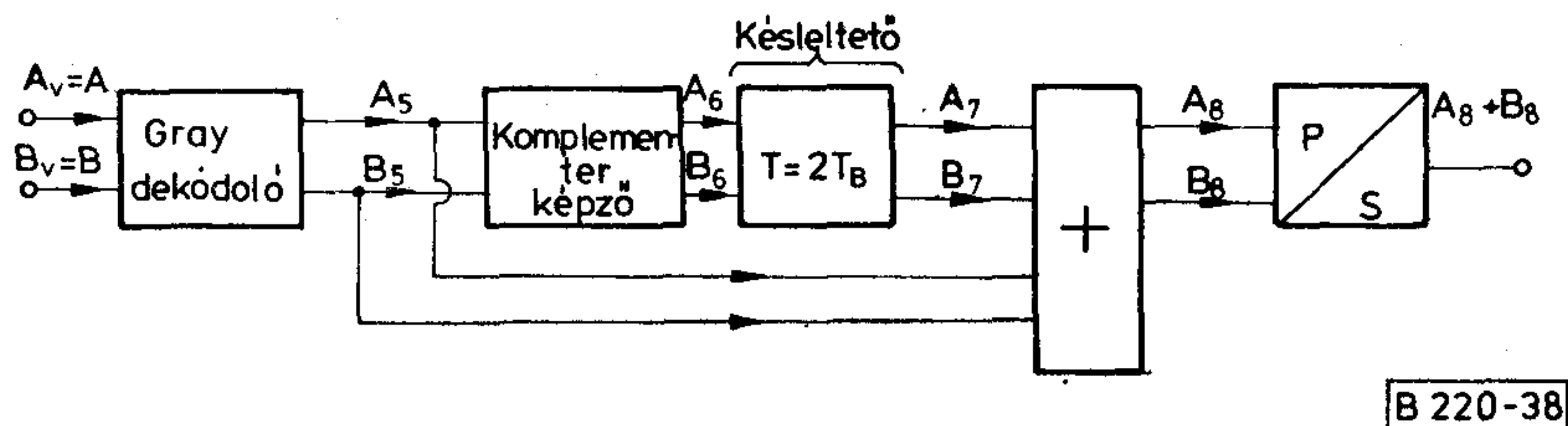
33. ábra. Inverz modulációs eljárás

Az elmondottakat az alábbi táblázat szemlélteti. (A DIBIT-párban az alsó érték $2^0 = 1$ -et jelenti)

A bejövő jelsor	$A' + B'$	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
		↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓
Szétválasztott DIBIT-pár	A'	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	B'	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1



34. ábra. Adóoldali differenciál kódoló. Gray kódolóval



35. ábra. Vevőoldali differenciál dekódoló. Gray dekódolóval

$$\left. \begin{array}{l} \text{DIBIT-pár} \\ \text{összerendezve} \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} \left(\begin{array}{l} A' \\ B' \end{array} \right) \begin{array}{cccccc} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{array} \\ \left(\begin{array}{l} A_3 \\ B_3 \end{array} \right) \begin{array}{cccccc} 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{array} \\ \left(\begin{array}{l} A_2 \\ B_2 \end{array} \right) \begin{array}{cccccc} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{array} \end{array} \right.$$

** A három fölötti számoknak csak az utolsó két bitjét jelöljük.

$$\begin{array}{l} \text{A Gray kódolt jel } A=A_3 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \\ B=A_3\bar{B}_3+\bar{A}_3B_3 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \end{array}$$

A vevő oldalon a demodulátor után először a Gray dekódolás következik, majd a jel ezután a komplementer képzőre kerül. Ez itt azt jelenti, hogy az (A_5, B_5) DIBIT-pár az (A_6, B_6) DIBIT-pár egymásnak komplementerje az alábbi táblázat szerint

$A_5 \ B_5$	$A_6 \ B_6$	
0 0 ~ 0	0 0 ~ 4	$0+4=4$
0 1 ~ 1	0 1 ~ 3	$1+3=4$
1 0 ~ 2	1 0 ~ 2	$2+2=4$
1 1 ~ 3	0 1 ~ 1	$3+1=4$
0 0 ~ 4	0 0 ~ 0	$4+0=4$

A többi lépés most már viszonylag könnyen követhető. Az elmondottakat a következő táblázat szemlélteti.

$A_5=A$	0 0 1 1 0 0
$B_5=A\bar{B}+\bar{A}B$	0 1 0 1 0 1
A_6 } komplementer	0 1 1 0 0 1
B_6 }	0 1 0 1 0 1
A_7	0 1 1 0 0
B_7	0 1 0 1 0
$\left(\begin{array}{l} A_8 \\ B_8 \end{array} \right) = \left(\begin{array}{l} A_5 \\ B_5 \end{array} \right) + \left(\begin{array}{l} A_7 \\ B_7 \end{array} \right)$	$\begin{array}{l} 0 0 0 0 0 \\ 1 1 1 1 1 \end{array}$

Az előbb ismerttetett adóoldali logikát és a direkt modulátort együttevén jelátmenet modulátornak nevezzük. Jelmenet-modulációt más logikával is megvalósíthatjuk. A moduláció elvét és lefolyását az alábbi táblázat tartalmazza.

Dibit-pár	Vivő fázisváltozása
A B	(radián)
0 0	0
0 1	$\frac{\pi}{2}$
1 1	π
1 0	$3\frac{\pi}{2}$
Információ (dibit-pár)	0 1 11 01 01 00
Fázis	0 π $3\frac{\pi}{2}$ 0 0

A feltüntetett logika az átkódolást a következő egyenletek alapján végzi:

$$P_i = AB\bar{P}_{i-1} + \bar{A}\bar{B}P_{i-1} + A\bar{B}Q_{i-1} + \bar{A}B\bar{Q}_{i-1}$$

$$Q_i = A\bar{B}\bar{P}_{i-1} + \bar{A}BP_{i-1} + AB\bar{Q}_{i-1} + \bar{A}\bar{B}Q_{i-1}$$

A logikai egyenletekben P_i és Q_i egy adott pillanatban felvett fázisállapotot és P_{i-1} , Q_{i-1} $2T_B$ idővel felvett fázisállapotot jelöl.

A P_i -nek és Q_i -nek P_{i-1} és Q_{i-1} -hez visszanyitott fázisváltozását az alábbi igazságtáblázat tartalmazza (36. ábra):

Dibit pár

A	B	P_i	Q_i
0	0	$\bar{P}_{i-1}$	$\bar{Q}_{i-1}$
0	1	$\bar{Q}_{i-1}$	P_{i-1}
1	1	P_{i-1}	$\bar{Q}_{i-1}$
1	0	Q_{i-1}	$\bar{P}_{i-1}$

b) Differenciál-demoduláció (9)

A differenciál demoduláció blokkvázlatát a regenerátorral együtt a 37. ábra tünteti fel. Itt is mint a kétfázisú esetben a modulált vivő két egymásutáni állapotát hasonlítják össze. Ez az eljárás is az egymásutáni állapotok különbségét adja és csakis jelátmenet moduláció esetén használható. Természetesen az A B dibit-párnak megfelelően itt két demodulátort alkalmaznak. Most ennek a működését tekintjük át. A két késleltetést úgy állítják be, hogy

$$\omega_v T_1 = 2k\pi - \frac{\pi}{4},$$

$$\omega_v T_2 = 2k\pi + \frac{\pi}{2}.$$

A közvetlen jel az 1. sz. szorzóáramkör előtt

$$U_{11}(t) = U_v \cos(\omega_v t + \Phi_1).$$

A késleltetett jel

$$U_{21}(t) = U_v \cos(\omega_v t + \omega_v T_1 + \Phi_2).$$

A közvetlen jel a 2. sz. szorzóáramkör előtt

$$U_{12}(t) = U_v \cos(\omega_v t + \Phi_1).$$

A késleltetett jel

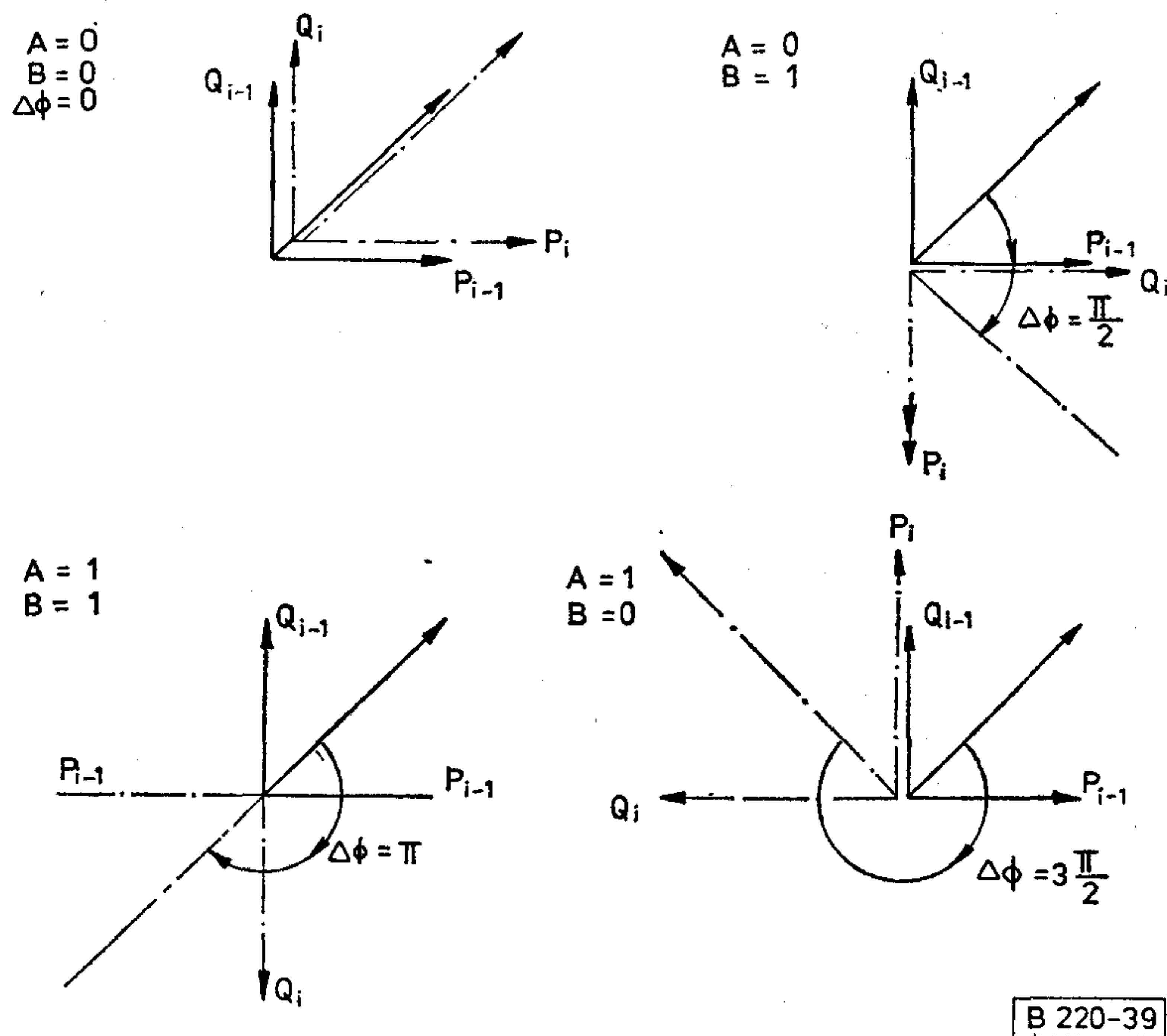
$$U_{22}(t) = U_v \cos(\omega_v t + \omega_v T_2 + \Phi_2).$$

A jel a 2. sz. szorzó áramkör kimenetén

$$\begin{aligned} U_{k12}(t) &= kU_{12}(t)U_{22}(t) = \\ &= kU_v^2 \cos(2\omega_v t + \omega_v T_2 + \Phi_1 + \Phi_2) + \\ &\quad + kU_v^2 \cos\left(\Phi_2 - \Phi_2 + \frac{\pi}{4}\right). \end{aligned}$$

A jel az 1. sz. szorzó áramkör kimenetén

$$\begin{aligned} U_{k11}(t) &= kU_{11}(t)U_{12}(t) = \\ &= kU_v^2 \cos(2\omega_v t + \omega_v T_1 + \Phi_1 + \Phi_2) + \\ &\quad + kU_v^2 \cos\left(\Phi_2 - \Phi_1 - \frac{\pi}{4}\right). \end{aligned}$$



36. ábra. Négyfázisú jelátmenet-moduláció

A jel az 1. sz. aluláteresztő kimenetén

$$U_{\text{dem1}}(t) = KU_v^2 \cos \left(\Phi_2 - \Phi_1 - \frac{\pi}{4} \right) = kU_v^2 \cos \left(\Delta\Phi - \frac{\pi}{4} \right).$$

A jel a 2. sz. aluláteresztő kimenetén

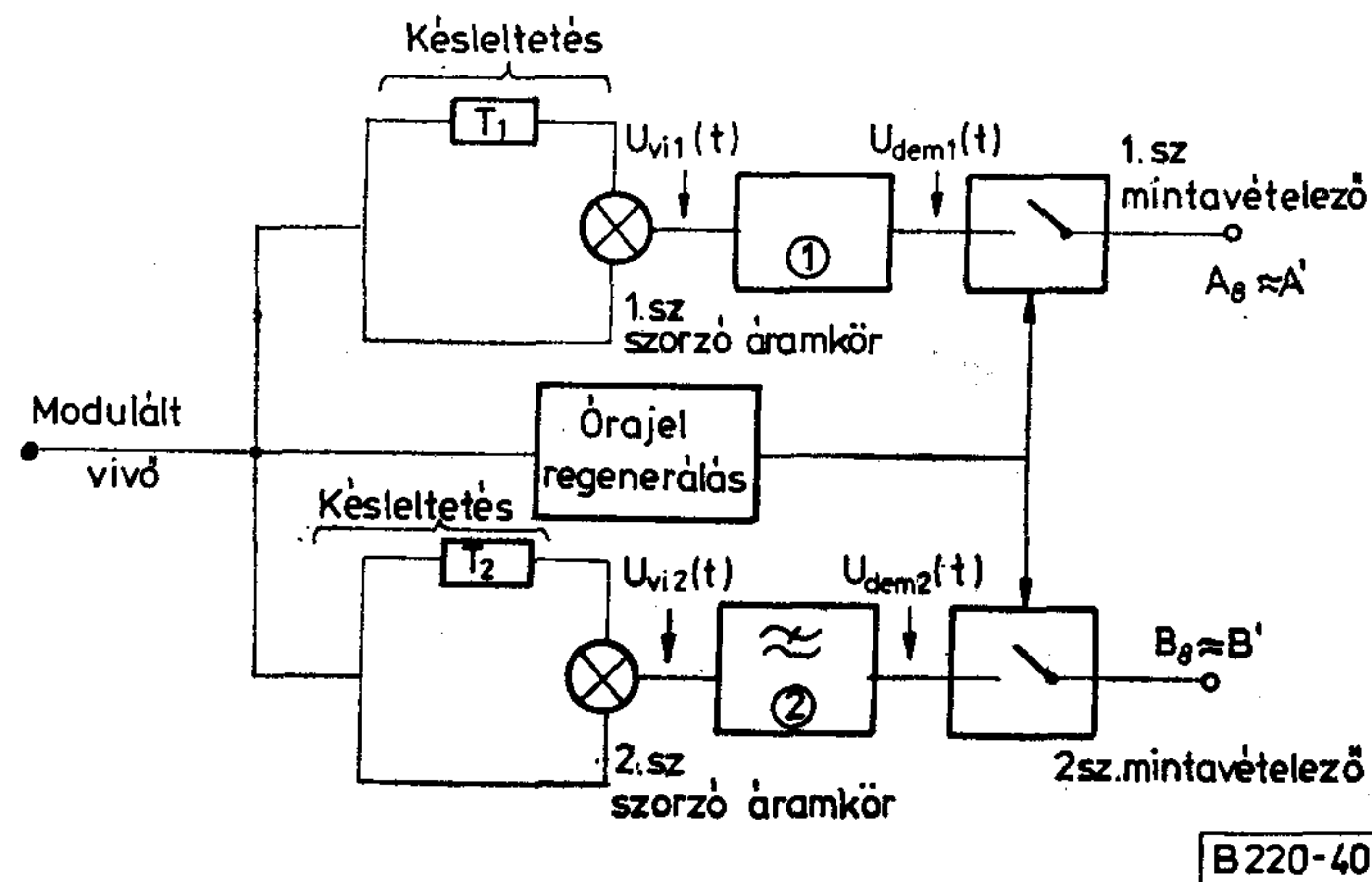
$$U_{\text{dem2}}(t) = KU_v^2 \cos \left(\Phi_2 - \Phi_2 + \frac{\pi}{4} \right) = KU_v^2 \cos \left(\Delta\Phi - \frac{\pi}{4} \right).$$

U_{dem1}	U_{dem2}	A	B	Φ rad
+	+	0	0	0
+	-	0	1	$\frac{\pi}{2}$
-	-	1	1	π
-	+	1	0	$3\frac{\pi}{2}$

Befejezésül most bemutatjuk egy PCM-jelfolyam átvitelét jelátmenet moduláció és differenciál demoduláció párosításban. A bejövő jelsort most is szándékosan az előző példában vett jelsorral azonosnak vesszük. A folyamat könnyebb megértése érdekében közöljük a demodulátor igazság táblázatát:

A modulátor oldal

A bejövő jelsor	A' + B'	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
		↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓
Szétválasztott	A'	0	↓	0	↓	0	↓	0	↓	0	↓
Dibit-pár	B'	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1



37. ábra. Négyfázisú differenciál-demoduláció

Díbit-pár	$\begin{pmatrix} A' \\ B' \end{pmatrix}$	0	0	0	0	0	0
összerendezve		1	1	1	1	1	1
Fázisállapot [rad]		0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$	0	$\frac{\pi}{2}$
Moduláló	$\begin{pmatrix} A \\ B \end{pmatrix}$	0	0	1	1	0	0
Díbit pár		0	1	1	0	0	1

Megkaptuk az előző példában szereplő moduláló jelsort.

Demodulátor oldal

Fázisváltozás $\Delta\Phi$ [rad]	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$
Vett jelsor $\begin{pmatrix} A_8 \\ B_8 \end{pmatrix}$	0	0	0	0	0
	1	1	1	1	1

2.4.4. 8 Fázisú moduláció (8PSK)

Ennél a modulációnál a hullám 8 diszkrét fázisállapottal rendelkezik, melyek egymástól 45° -al különböznek. A moduláció mechanizmusát a legegyszerűbb módon vektorpárok felvételével érthetjük meg (38. ábra).

A két vektor pár a következő:

$$U_1(t) = U_v \cos \omega_v t$$

$$U_2(t) = U_v \cos \left(\omega_v t - \frac{\pi}{2} \right) = U_v \sin \omega_v t$$

$$U_3(t) = U_v \cos \left(\omega_v t - \frac{\pi}{4} \right)$$

$$U_4(t) = U_v \cos \left(\omega_v t - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4} \right) = U_v \sin \left(\omega_v t - \frac{\pi}{4} \right)$$

A szorzó áramkör kimenetén megjelenő modulációs termékek a következők:

$$U_\alpha(t) = K\alpha(t)U_1(t)$$

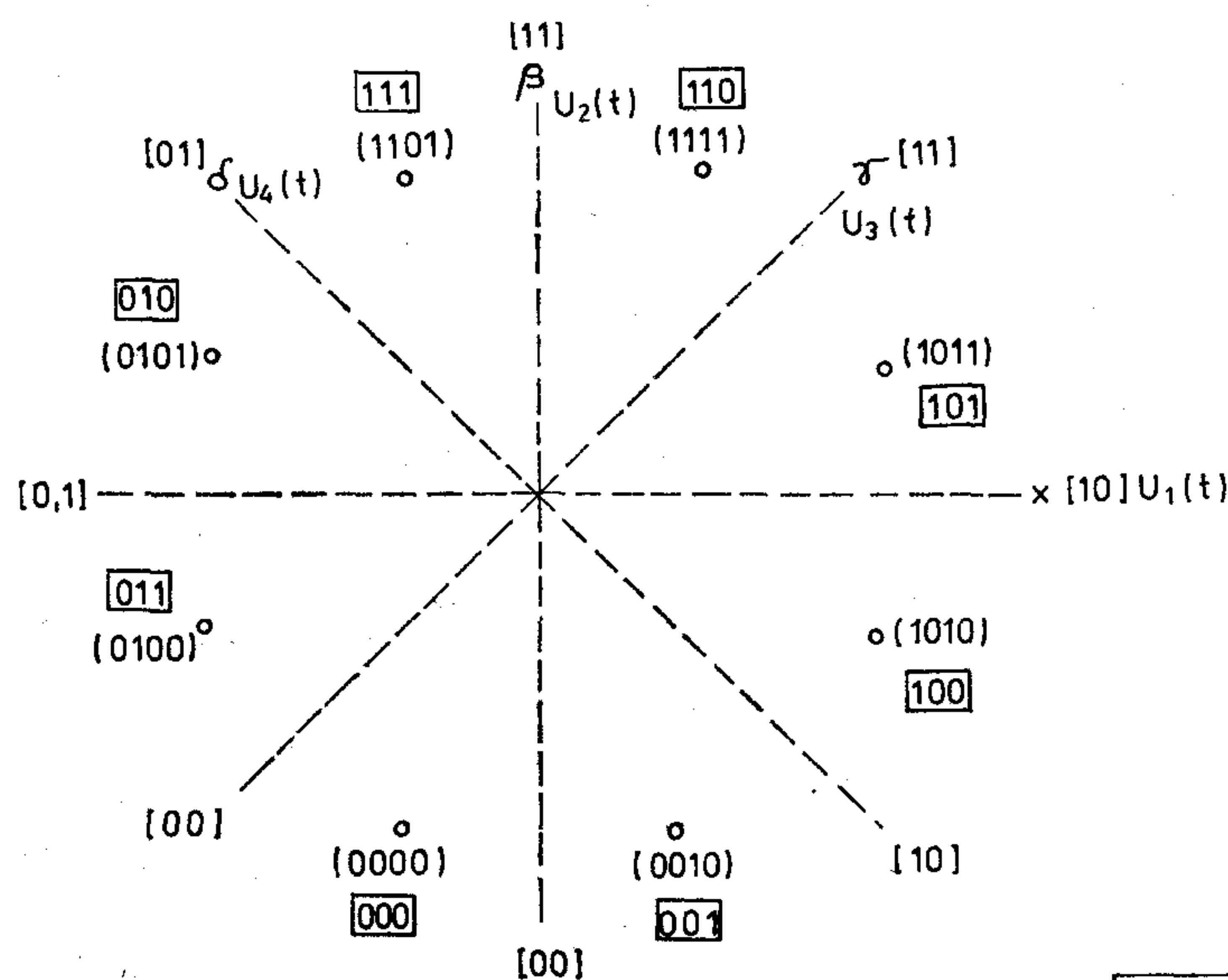
$$U_\beta(t) = K\beta(t)U_2(t)$$

$$U_\gamma(t) = K\gamma(t)U_3(t)$$

$$U_\delta(t) = K\delta(t)U_4(t).$$

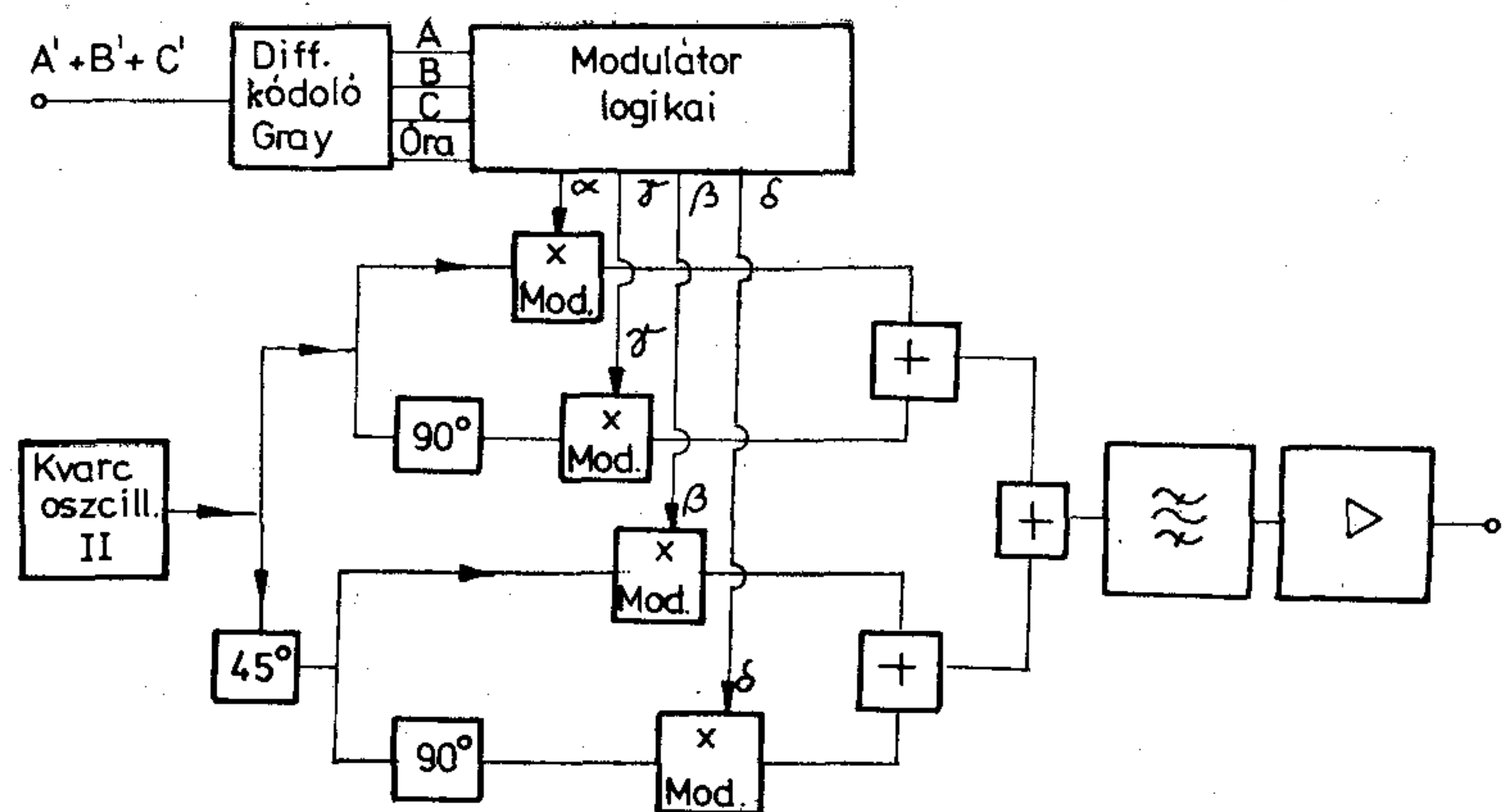
Az $\alpha(t)$, $\beta(t)$, $\gamma(t)$, $\delta(t)$ modulációs NRZ-feszültségek értékkészlete két diszkrét feszültségből áll. $\pm \frac{1}{2}$ V A viszonyokat a következő táblázattal tekinthetjük át:

Szimbólumok	Fázis állapot φ [fok]	Moduláló feszültség			
		$\alpha(t)$	$\beta(t)$	$\gamma(t)$	$\delta(t)$
1 0 1 1	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$
1 1 1 1	$\frac{\pi}{4}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$
1 1 0 1	$\frac{\pi}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$
0 1 0 1	$3\frac{\pi}{4}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$
0 1 0 1	π	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
0 0 0 0	$5\frac{\pi}{4}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
0 0 1 0	$3\frac{\pi}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
1 0 1 0	$7\frac{\pi}{4}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$



B 220-41

38. ábra. Nyolcfázisú moduláció lehetséges állapotai



B 220-42

39. ábra. Nyolcfázisú moduláció

A táblázatból világosan látható, hogy egy fázis-állapotnak megfelelő kódszó 4 bitből áll. Mivel a négy bittel kifejezhető esetek száma $2^4=16$ és mi ezek közül csak 8 esetet engedünk meg ezért 4 bittel ebbe a modulációs eljárásba bizonyos redundanciát vinnénk be. A $8=2^3$ esetet 3 bitből álló kódszóval is kialakíthatunk, ezért célszerű a közvetlen 8 PSK előtt egy átkódolást végrehajtani, az alábbi táblázat szerint.

	A	B	C
1 0 1 1	1	0	1
1 1 1 1	1	1	0
1 1 0 1	1	1	1
0 1 0 1	0	1	0
0 1 0 0	0	1	1
0 0 0 0	0	0	0
0 0 1 0	0	0	1
1 0 1 0	1	0	0

Az A, B, C jeleket a PCM-jelfolyamatban eredetileg megtalálható A', B', C' jelekből differenciál kódolással, és Gray kódolással állítjuk elő (39. ábra). Az α , β , γ , és δ jeleket viszont a modulátor logika állítja elő. A modulátor kimenetén elhelyezett KF-sávszűrő a már ismertetett módon a kisugárzott spektrumot alakítja ki.

A demodulátor oldalon a frekvencianyolcsorozás a rendszert áramkörileg már túlzottan elbonyolítaná. Ezért a vivőhullámot inverz modulációval kell visszaállítani. A demodulált α_v , β_v , γ_v és δ_v jelekből (melyek elvben rendre megegyeznek a modulátoroldali α , β , γ , ill. δ jelekkel) a demodulátor logika az A_v, B_v, és C_v jeleket állítja elő. Ezeket a jeleket differenciált dekódolás, majd Gray dekódolás után bizonyos esetekben már közvetlenül a multiplex berendezésbe vezethetjük (40. ábra).

Az inverz modulációval kapott vivőhullámot az öt kísérő zaj miatt közvetlenül nem lehet felhasználni. A vett KF-spektrumban a vivő környezetében levő zaj itt is igen nagy mértékben csökkenthető fázishurok alkalmazásával. A fázishurok feszültség-hangolt oszcillátorral (VCO) működik és a már szo-

kásos kivitelű. A különbség az eddigi megoldásokkal szemben a kereső oszcillátorban van. Ez egy kb 100 Hz frekvenciájú oszcillátor, mely nem szinkronizált állapotban változtatja a VCO frekvenciáját. Ha a rendszer a szinkronizált állapotot eléri, egy negatív visszacsatolás a kereső oszcillátor kereső feszültségét több nagyságrenddel lecsökkenti. A kereső feszültség dekódolásával a fázishurok szinkronizált állapotát lehet jelezni, illetve távjelezni. A demodulált δ_v jel segítségével lehet itt nem ismertetendő módon az órajelet is visszanyerni. Az órajelet szinkronizációját egy helyi kvarc-oszcillátor biztosítja.

Ha a vivő vagy az órajelet kiesik a szinkronból, akkor egy a demodulátor logikában elhelyezett áramkör az A_v, B_v és C_v jelek kiadását megakadályozza és a szóbanforgó jeleket egy állandó jelhármassal helyettesíti. Ezzel megakadályozzuk azt, hogy az A_v, B_v és C_v jelek helyén tetszőleges jelkombinációk jöjjenek létre és ezzel megszűnjenek a szolgálati összeköttetés impulzusai is.

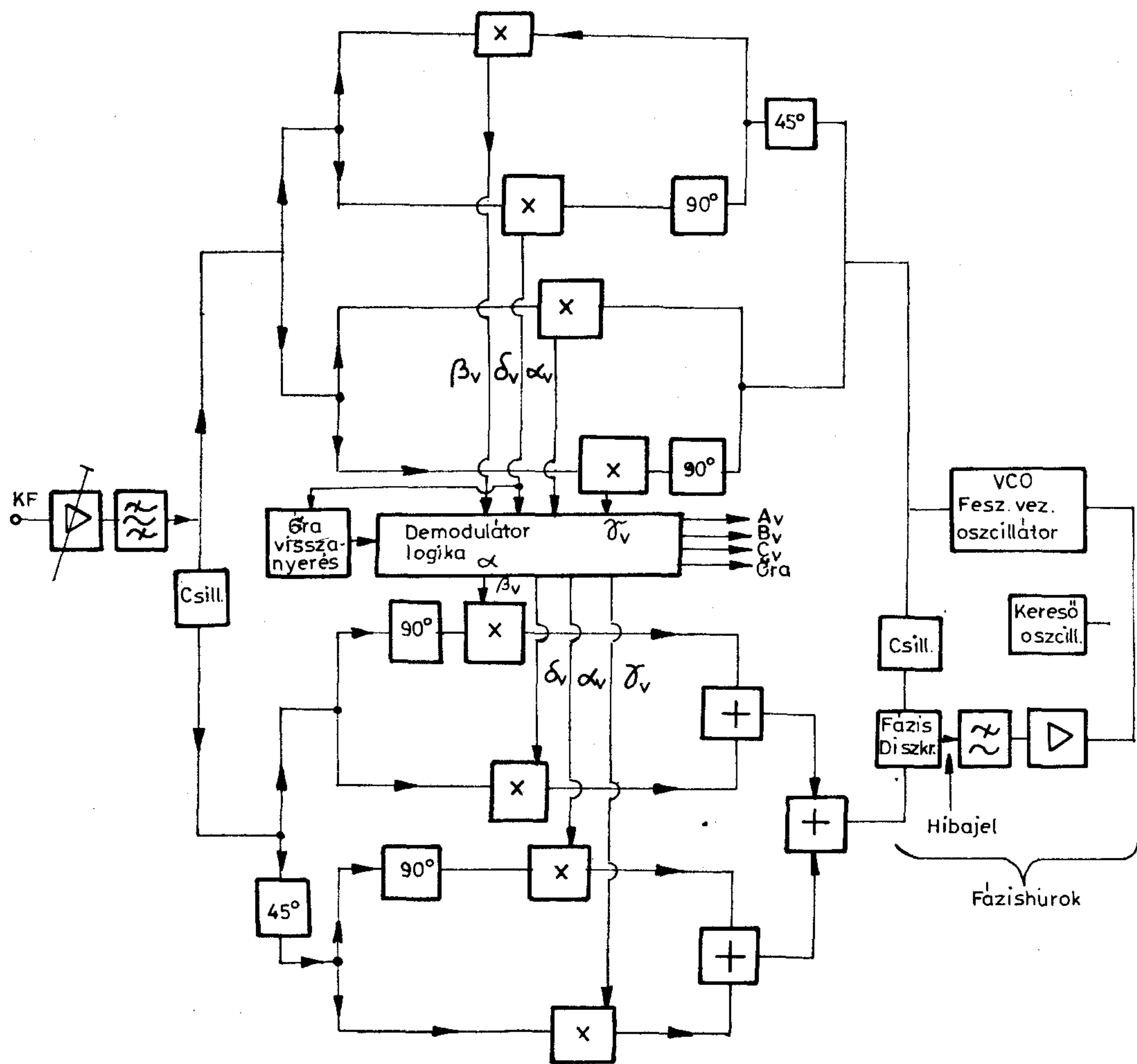
A modulátor kimenetén és a demodulátor bemenetén elhelyezett középfrekvenciás szűrők alakítják ki az átviteli csatorna szelektivitását, mivel a mikrohullámú szűrők szelektivitása közismerten gyengébb.

A középfrekvenciás szűrők feladatai a következők:

- A modulátor oldalon elhelyezett szűrő behatárolja a kisugárzott spektrumot és ezzel a szomszédos csatornára gyakorolt interferenciák lehetőségét a minimumra csökkenti.
- A demodulátor oldalon elhelyezett szűrő egyrészt optimalizálja a jel/zaj viszonyt a mintavételezés időpontjában, másrészt csökkenti a szomszédos csatornáktól származó interferenciát.

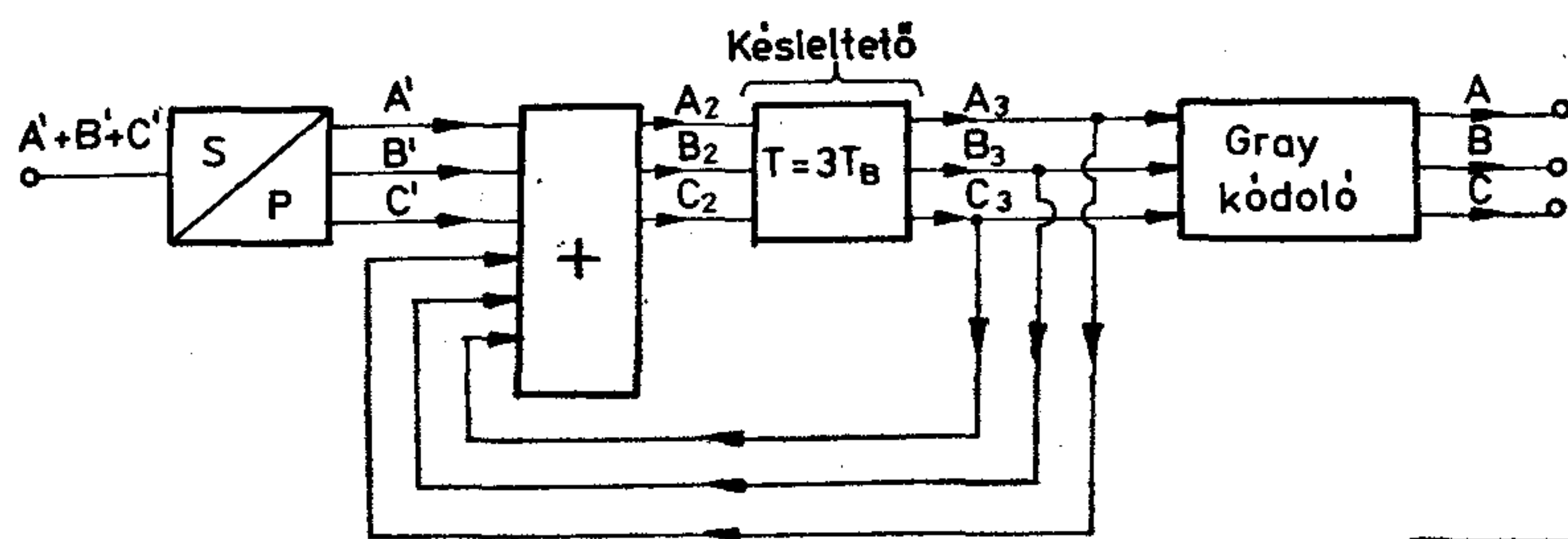
Az adóoldali kódoló blokkvázlatát a 41. ábra és a vevőoldali dekódoló blokkvázlatát a 42. ábra mutatja.

A differenciál kódoló bemenetére kerülő PCM-jelfolyam pulzusait jelöljük A' + B' + C'-al. Egy bit időérése ebben a jelfolyamban legyen T_B . Ezt a jelfolyamot egy S/P soros párhuzamos A', B' és C' TRIBIT jelcsoporttá alakítjuk át. (Az új jelfolyamatban egy bit időtartama $T=3 T_B$).



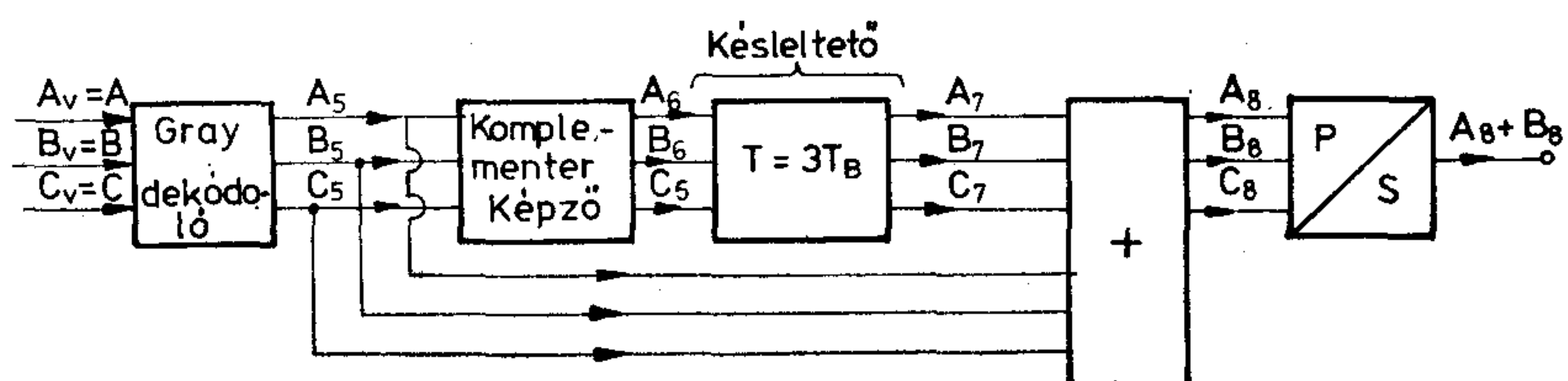
B 220-43

40. ábra. Demodulátor inverz modulációval



B 220-44

41. ábra. Adóoldali differenciál-kódolás. Gray kódolóval



B 220-45

42. ábra. Vevőoldali differenciál-dekódolás. Gray dekódolóval

Ezt követően egy összegező áramkör a kettős számrendszerben összeadja az A' , B' illetve C' és a tőle egy $T=3 T_B$ -bitidőtartammal előtte járó A_3 , B_3 , illetve C_3 jeleket. Az így kapott jeleket a Gray kódolóra viszik. Ennek szerepét a 4-fázisú modulációnál ismertettük, így erre mi most nem térünk ki.

Az elmondottakat az alábbi táblázat szemlélteti. A TRIBIT-párban a legalsó érték $2^0=1$ -et a középső érték $2^1=2$ -öt és a legfelsőbb érték $2^2=4$ -et jelent.

[** A hét fölötti számoknak csak az utolsó három bitjét jelöljük.]

A bejövő jelsor	$A' + B' + C'$	
Szétf választott	A'	0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0
TRIBIT-jel-	B'	↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓
csoport	C'	0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0
Szétf választott	A'	0 1 0 1 0
TRIBIT-jelcsoport	B'	1 0 1 0 1
összerendezve	C'	0 1 0 1 0
A késleltetett	A_3	0 0 1 0 1
TRIBIT [kezdetben	B_3	0 1 1 0 1
000-t feltételezve]	C_3	0 0 1 1 0
	A_2	0 1 0 1 0
	B_2	1 1 0 1 0
	C_2	0 1 1 0 0

Meg kell jegyezni, hogy a táblázatban megadott teljesítménynövelés csak elméleti érték. A gyakorlatban a szükséges teljesítménynövelés dB-ben kifejezett értékét a tapasztalat szerint úgy kapjuk meg, hogy a táblázatban leírt dB értéket kettővel szorozzuk.

A demodulátor oldalon (42. ábra) először a Gray dekódolás következik, majd a jel ezután a komplementer képzőre kerül. Ez azt jelenti, hogy az A_5 , B_5 , C_5 TRIBIT-ek és az A_6 , B_6 , C_6 TRIBIT-ek egymás komplementerjei az alábbi táblázat szerint.

A_5 B_5 C_5	A_6 B_6 C_6	
0 0 0 ~ 0	0 0 0 ~ 8	$0+8=8$
0 0 1 ~ 1	1 1 1 ~ 7	$1+7=8$
0 1 0 ~ 2	1 1 0 ~ 6	$2+6=8$
0 1 1 ~ 3	1 0 1 ~ 5	$3+5=8$
1 1 0 0 ~ 4	1 0 0 ~ 4	$4+4=8$
1 0 1 ~ 5	0 1 1 ~ 3	$5+3=8$
1 1 0 ~ 6	0 1 0 ~ 2	$6+2=8$
1 1 1 ~ 7	0 0 1 ~ 1	$7+1=8$
0 0 0 ~ 8	0 0 0 ~ 0	$8+0=8$

A többi lépés most már viszonylag könnyen követhető. Az elmondottakat az alábbi táblázat szemlélteti.

$A_5 = A$	0 0 1 0 1
$B_5 = A\bar{B} + \bar{A}B$	0 1 1 0 1
$C_5 = \bar{A}C + A\bar{C}$	0 0 1 1 0

$\begin{pmatrix} A_6 \\ B_6 \\ C_6 \end{pmatrix}$	0 1 0 1 0
$\begin{pmatrix} A_7 \\ B_7 \\ C_7 \end{pmatrix}$	0 1 0 1 1
$\begin{pmatrix} A_8 \\ B_8 \\ C_8 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_5 \\ B_5 \\ C_5 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} A_7 \\ B_7 \\ C_7 \end{pmatrix}$	0 0 1 1 0
	0 1 0 1
	0 1 0 1
	0 0 1 1
	0 1 0 1
	1 0 1 0
	0 1 0 1

látható, hogy visszakaptuk az eredeti jelsort.

2.4.5. Több fázisú modulációk összehasonlítása

A több fázisú modulációkat a legegyszerűbben az ún. jelállapot-koordinátiadiagram alapján hasonlítjuk össze. Ezen a diagramon a modulált vivő összes lehetséges amplitúdó- és fázisállapotát tüntetjük fel (43. ábra). Ezenkívül feltüntetjük a modulációs kódot a Nyquist sávszélességet, a jelsebesség-hatásfokot és az elméleti adóteljesítményt.

A jelsebesség-hatásfok az információsebesség mértékszámának és a Nyquist frekvenciának a hányadosa.

Az összehasonlításnál azonos információsebességet és hibaarányt tételezünk fel.

Az egyes modulációs módok összehasonlítása alkal-mával a következő megállapításokat tehetjük.

- Az UHF- vagy SHF-adó által kisugárzott spektrum elfoglalt sávszélessége annál keskenyebb minél komplexebb az alkalmazott modulációs mód.
- A sávszélesség csökkentésének bizonyos mértékű ára (8 és annál több állapot esetén) az UHF- és az SHF-adó kisugárzott teljesítményének szükségszerű növelése. Meg kell jegyezni, hogy a táblázatban megadott teljesítménynövelése csak elméleti érték. A gyakorlatban a szükséges teljesítménynövelés dB-ben kifejezett értékét a tapasztalat szerint úgy kapjuk meg, hogy a táblázatban leírt dB-értékeket kettővel szorozzuk.
- Míg a 2, 4, 8 állapot esetén (A, B, C eset) a vivőnek csak a fázisa hordozza az információt, addig a 9, 16 állapot esetén (D és E eset) az információt a vivő amplitúdója is, és a fázisa is hordozza.
- 9 állapotú modulációval bizonyos redundanciákat hozunk létre. A viszonyokat egy táblázatban foglaljuk össze.

A táblázatban az egyes kifejezések jelölése

T_B = egy bit időtartama az eredeti bináris jelfolyamban az átkódolás előtt;

$H = {}^2\log 2^{B_{sz}}$ az eredeti bináris jelfolyam maximális entropiája. (Minden állapot egyformán valószínű);

B_{sz} = az eredeti bináris kódozóban levő elemek száma;

$H_{max} = {}^3\log 3^{T_{sz}}$ a ternáris jelfolyam entropiája;

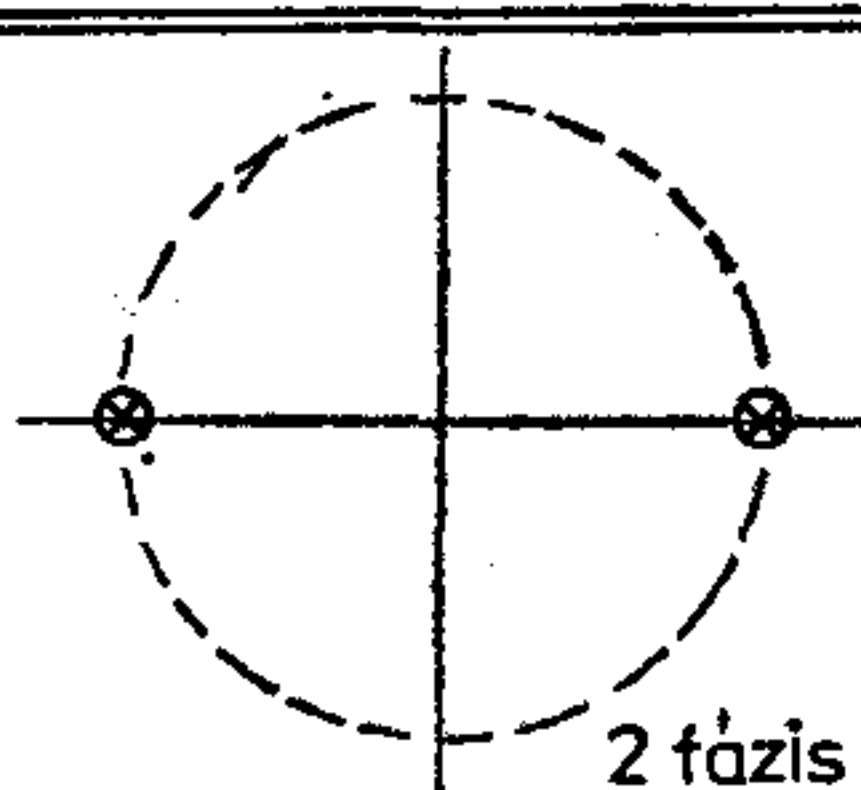
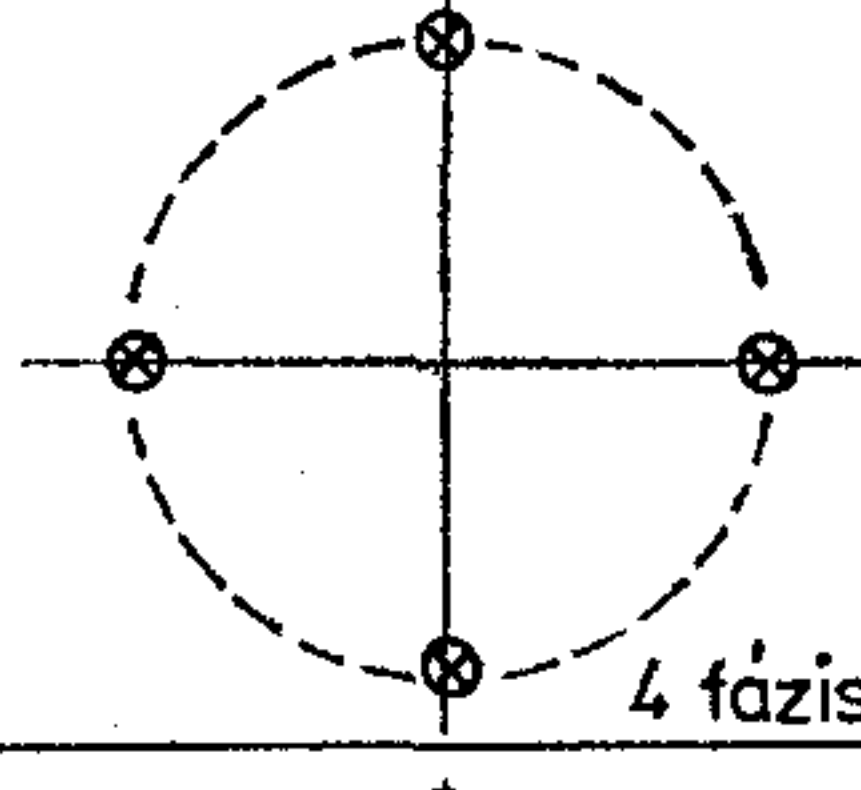
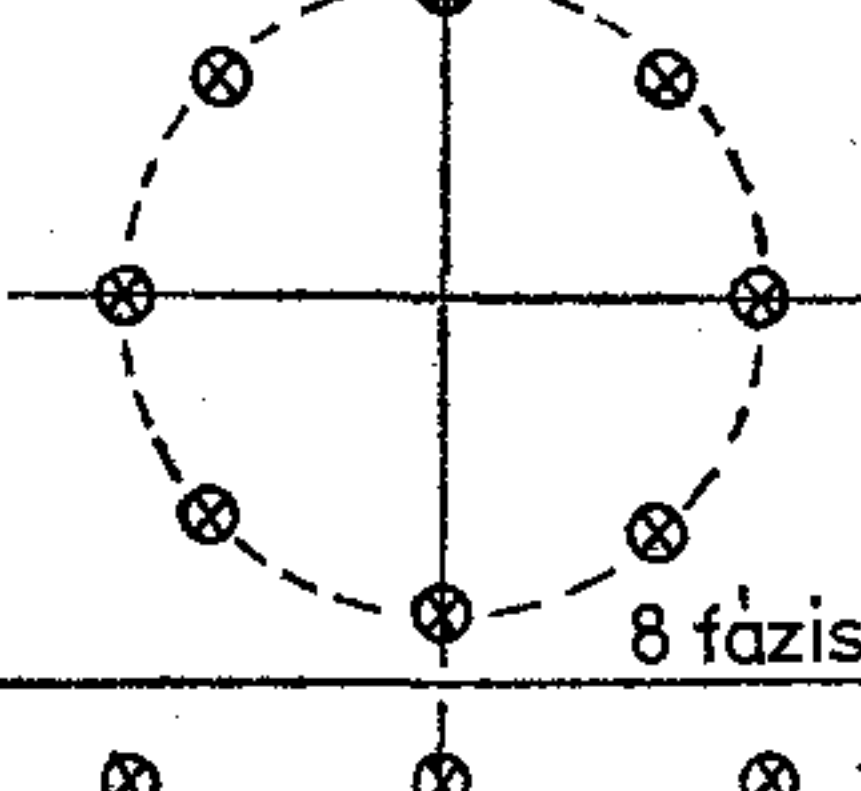
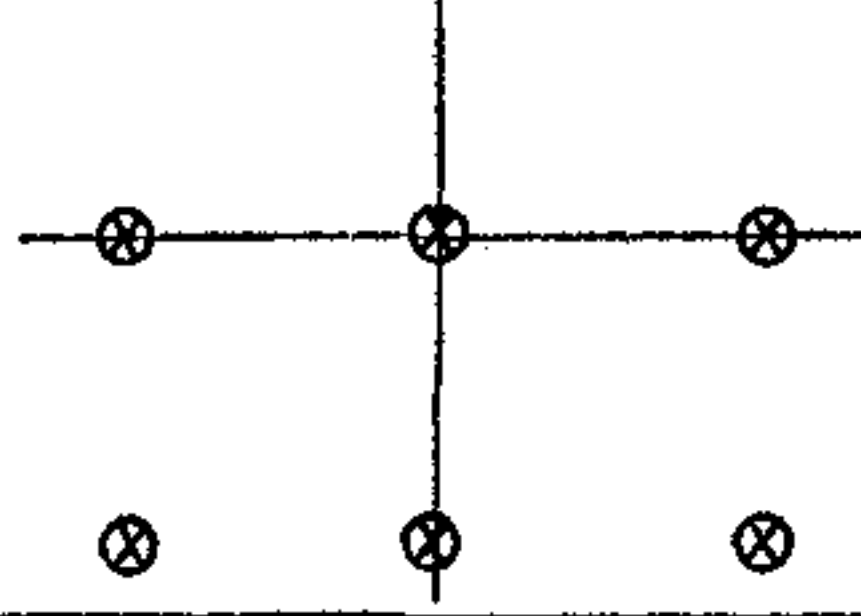
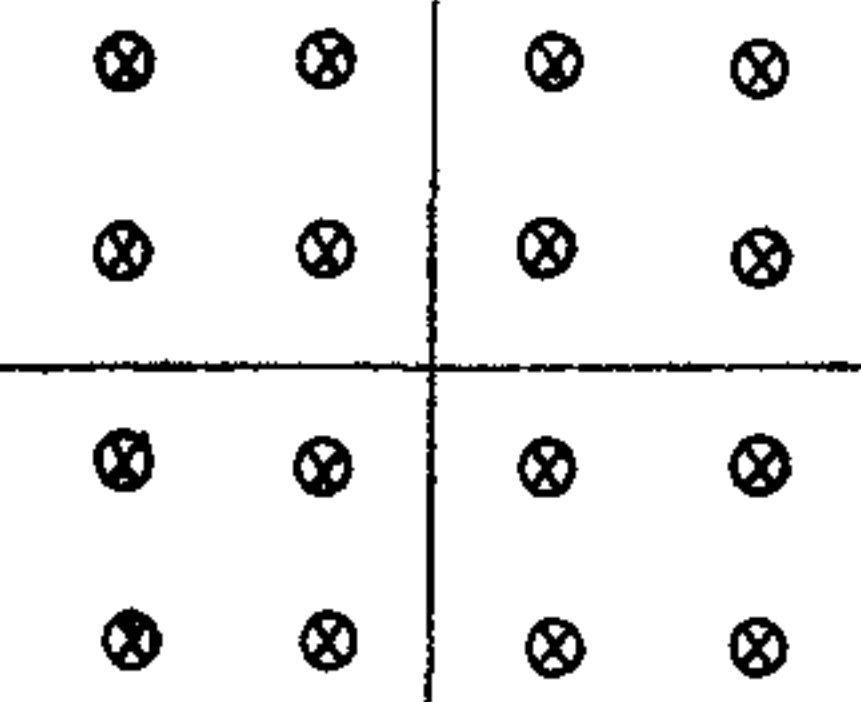
T_{sz} = a ternáris kódszóban levő elemek száma;

$R = \frac{H_{max} - H}{H_{max}}$ a redundancia;

T_T = A ternáris jel egy szimbólumának időtartama.

	B_{sz}	T_{sz}	H	H_{max}	R	T_T
3 B/2 T	3	2	3	3,170	0,054	$\frac{3}{2} T_B$
4 B/3 T	4	3	4	4,755	0,159	$\frac{4}{3} T_B$
7 B/5 T	7	5	7	7,925	0,117	$\frac{7}{5} T_B$

Befejezésül kiértékeljük a digitális jelátvitelre szolgáló frekvenciaterveket a mai állapotnak megfelelően. Az 1. táblázatban helyszűke miatt a következő jelöléseket vezetjük be:

Jel-állapot koordináta diagram	Modulációs kód képzési módja	Nygoist sáv KF -án	JH = Jelsebesség hatások	Elméleti adó teljesítmény
	Fázis ugrás vagy fázis állapot 0, π a, Direkt moduláció b, Jelátmenet moduláció	$B_N = B$ $B = 2f_c = f_B$	1	P_0
	Két bit-nek dít párokra való csoportosítása A, B a, Direkt moduláció b, Jelátmenet moduláció (Kvadratura moduláció)	$B_N = \frac{B}{2}$	2	P_0
	Három bit-nek tribit csoportokra való egyesítése A, B, C	$B_N = \frac{B}{3}$	3	$P_0 + 3,3 \text{ dB}$
	Csoportosítások 3 B / 2 T 4 B / 3 T 7 B / 5 T (Három színű kvadratura moduláció)	$B_N = \frac{B}{3}$	2,7...3	$P_0 + 4,4 \text{ dB}$
	Négy bitnek quadribit csoportokra való egyesítése A, B, C, D (Négy szintű kvadratura moduláció)	$B_N = \frac{B}{4}$	4	$P_0 + 6,5 \text{ dB}$

B 220-46

43. ábra. Jelkoordináta diagram

f_B = a jelsebesség;
 n_{RF} = Egy felsávban levő RF-csatornák száma;
 IH = Jelsebesség hatásfok;
 (információsebesség/Nyquist frekvencia);
 N = egy RF-csatornán átviendő TF-csatornák száma;
 B_N = Nyquist sáv;
 B_{SP} = Spektrum kitöltési tényező a Nyquist sávban $B_{SP} = \frac{B_N}{N}$ KHz/TF simplex TF-csat;

$N_{TOT} = n_{RF}N$ A felsávban átvihető TF-csatornák száma;
 B_{TOT} = Spektrum kitöltési tényező a frekvenciaterv által rendelkezésre bocsátott teljes Δf_{TERV} frekvenciasávban $B_{TOT} = \frac{\Delta f_{TERV}}{n_{RF}N}$;
 $C_{TOT} = 2 \cdot f_B \cdot n_{RF}$ a teljes átviteli kapacitás Mbit/s. (A táblázatban szereplő számok kikerekített értékek.)

1. táblázat

4 GHz
 ($\Delta f_{TERV} = 400$ MHz)
 Moduláció

	n_{RF}	B	B_N	IH	B_{SP}	B_{TOT}	C_{TOT}	N_{TOT}
típusa		[Mbit/s]	[MHz]	$\left[\frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{szimplex}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{TFcsat}}\right]$	Mbit/s	
4 fázisú	6	$2 \times 34,368$	34,368	2	35,8	69,4	824,8	5 760

11 GHz
 ($\Delta f_{TERV} = 1000$ MHz)
 Moduláció

	n_{RF}	B	B_N	IH	B_{SP}	B_{TOT}	C_{TOT}	N_{TOT}
		[Mbit/s]	[MHz]	$\left[\frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{TFcsat szimplex}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{TFcsat}}\right]$	[Mbit/s]	
4 fázis	6	139,264	69,632	2	36,3	86,8	1671,2	11 520
8 fázis	8	139,264	46,421	3	24,2	65,1	2228,2	15 360
16 állapot	11	139,264	34,816	4	18,1	47,3	3063,8	21 120

13 GHz
 ($\Delta f_{TERV} = 500$ MHz)

	n_{RF}	B	B_N	IH	B_{SP}	B_{TOT}	C_{TOT}	N_{TOT}
		[Mbit/s]	[MHz]	$\left[\frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{TFcsat szimplex}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{TFcsat}}\right]$	[Mbit/s]	
4 fázis	8	34,368	17,184	2	35,8	130,2	549,9	3 940
4 fázis	6	$2 \times 34,368$	34,368	2	35,8	86,8	824,8	5 760

IRODALOM

- [1] Dr. U. Kühn, KDT, Kolberg und E. Kube KDT: Messungen der Übertragungssicherheit mit Frequenzdiversity bei 11 GHz an einer Richtfunkstrecke mit optischer Sicht. Nachrichtentechnik — 17 (1967) H. G.
- [2] Dr. U. Kühn: Messung des Fadingverhaltens bei horizontaler und Vertikaler Polarisation und der Depolarisation an einer 11 GHz — Richtfunkstrecke Nachrichtentechnik — 21 (1971) H. 1.
- [3] Dr. U. Kühn: Ausbreitungsuntersuchungen innerhalb der optischen Sicht bei 1,2—8,1 und 11 GHz sowie vergleichende Messungen mit linearer und cirkularer Polarisation.
- [4] Dr. U. Kühn: Ausbreitungsuntersuchungen bei 11 GHz im Bereich des Radiohorizontes. Technische Mitteilungen des RFZ. 16. Jahrgang Heft 4/1972
- [5] O. Toutan—Y. Delcourte: Faisceaux Hertzien numeriques á grande capacité 140 Mbit/s dans la bande 10,7—11,7 GHz. Commutation — Transmission N° 3 1980
- [6] M. Camand—M. Lods: Faisceau Hertzien FHN 13—06 á 2×34 Mbit/s dans la bande 12,75 á 13,25 MHz commutation — Transmission N° 3 1980
- [7] Verre: Lo numerisation du réseau interurban français. Commutation — Transmission. N° 3 1980
- [8] Marc Mathieu: Télécommunication par faisceau Hertzien. Dunod technique.
- [9] Philippe Magne: Digital Microwave Link. bT. DFH. PHM No 2346. August 1977
- [10] Lajkó Sándor, Dr. Lajtha György: PCM a távközlésben Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1978 (Frigyes István 2,7 sz. fejezet).
- [11] Jürgen Sommer: Neve PCM — Messgeräte. Schiele — Schön Berlin
- [12] L. Bors: A Digital Radio Relay Equipment with Efficient Frequency Band Utilisation. Budavox. Telecommunication Review 1979. 1.
- [13] L. Bors: Time — Domain Synthesis of Band Limited Baseband Signals for Digital Radio, Proc of the 6th Colloquium on Microwave Communication Vol 1. CST—5/31 Akadémiai Könyvkiadó Budapest 1978.
- [14] L. Bors: Low-Capacity Digital Radio Relay Equipment family.

HÍREK ÜZEMEINKBŐL

Távlati elképzelések a BHG VI. ötéves tervében

Fejlődő szolgáltatások, kooperációk

Mint a vállalat illetékeseitől megtudtuk, nem kevés munka vár a BHG-ra a VI. ötéves terv teljesítése során. Így a szovjet piacon az ATSZK—S szmolenszki mintaközpontjának vizsgálata, a fejlesztési bázisainak végrehajtása. A KVANT berendezésnél mindekelőtt a szerződéses kötelezettség elérése a cél mind a tápegységek, mind a részegységek szállításánál. A piac jelentőségét fokozza a gyártásban megmutatkozó volumenigény, amely a két központtípusból 1985-ben meghaladja a 200 ezer vonalat, így a vállalat gyártási tevékenységének folyamatos biztosításában elsőrendű szerepet tölt be.

Az elektronikus alközpontok csoportjába sorol az EP és EA gyártmánycsaládok, az elektronikus diszpécserközpont, a főnök-titkári berendezés, valamint a hozzájuk tartozó perifériák. E gyártmánycsoport elsősorban a dollárfizetésű export szempontjából fontos, s alapvető szerepet játszik az export-import anyagegyensúly biztosításában. Itt a piaci igény maximálisan 40-45 ezer vonal körül tervezhető a VI. ötéves terv éves átlagában.

Újabb gyártmánycsoportként vehetjük szemügyre a tárolt programvezérlésű előfizetői- és tranzitközpontokat. A gyártási volument a VI. ötéves tervben ez a gyártmánycsoport még nem befolyásolja. A honosítás szellemi munkaigénye, a gyártásbavétel gazdaságossága, az alkatrészháttér biztosítása, a szabad piacok körének felmérése rendkívül sokrétű és összetett elemző munkát igényel, ám a vállalat további fejlődésének érdekében elkerülhetetlen a már említett előfeltételek gondos mérlegelése, s e termékek majdani gyártásba állítása.

Az AR bázisú gyártmányoknál pillanatnyilag a piac értéktétele még bizonytalan, ezért a VI. ötéves tervre tervezett vonalszám valószínűleg csak részben realizálódik. Itt igen hathatós műszaki-kereskedelmi tevékenységet kell folytatni, hogy az AR bázison gyártott központtípusok, elektronikus kiegészítő berendezések, üzemviteli és karbantartó rendszerek értékesíthetők legyenek.

E kérdés rendkívül fontos a meglevő gyártókapacitás és a szakembergárda kihasználása szempontjából is.

Mindezek mellett a mostani ötéves tervben komoly szempont a BHG tevékenységében a szolgáltatások, fővállalkozások előtérbe helyezése is, továbbá minden olyan kooperáció — bér munka, közös vállalkozás stb. — kiaknázása, amely lehetőséget nyújt a dollárexport fokozására.

Fejlesztési elképzelések az Orionban

Monochassis, kis színes

A hazai piacon már kapható Orion színes tv-készülék, de az igények egyre nőnek, a vevő állandóan újdonságokat vár.

— Min dolgoznak jelenleg a tv-fejlesztésen? — kérdeztük Pálfalvi Jenő osztályvezetőtől.

— A vásáron már sikert aratott a távvezérelhető színes tv. A konstrukció kialakításánál arra törekedtünk, hogy a távvezérlő rendszert aránylag olcsón tudjuk előállítani. A sensorfiók nyomtatott lapját — amit a HiFi-toronyhoz és az AT 2961-es tv-hez használunk — kis áramköri változtatással ennél a tv-nél is alkalmazni tudjuk. A táv szabályozó elektromos részét mi csináljuk, a mechanikai egységet pedig nyugatnémet cégtől vásároljuk.

— Mint ismeretes, a távvezérelhető színes tv a jelenleg gyártott 56 centiméter képcsőátmérőjű készülék továbbfejlesztett változata. Egyszerű infravörös távvezérlésű rendszert építünk be, de olyan megoldást dolgoztunk ki, ami a későbbiekben lehetővé teszi, hogy több szolgáltatást nyújtson a készülék.

— A színes mellett azért még igény van fekete-fehér készülékre is. Várható-e belőle a jövőben új típus?

— Olyan tv kialakításán dolgozunk, amiben már nincs modul, hanem helyette az összes elektromos alkatrész egyetlen egy panelon található. Akkor, amikor már nagy az integráltsága egy-egy készüléknek, ésszerűbb ezt az úgynevezett monochassis megoldást alkalmazni. Nem mellékes szempont, hogy egyszerűbb a gyártása, tehát olcsóbban lehet majd eladni, mint a jelenlegi tv-ket. Tervezzük, hogy műszeres mérésükhöz automatikus rendszert használunk, ami meggyorsítja egy-egy készülék elkészítését.

— Egyre többet hallani a hordozható színes tv-ről. Mikor találkozhatunk az üzletekben kis Orion színesekkel?

— Erre még nem tudok válaszolni. Az más kérdés, hogy mit szeretnénk. Jelenleg fejlesztés alatt áll a készülék. Elképzelésünk szerint 32 centiméter képcsőátmérőjű lenne, a kávéja pedig színes műanyag. A képcsövet a Szovjetunióból importálnánk. Terveink szerint szintén monochassis lenne. Egyelőre távvezérlés nélkül gyártanak, de a későbbiekben lesz lehetőség annak az alkalmazására is. Jó volna a mintapéldányt az idén elkészíteni, s akkor 1982-ben megkezdődhetne a nullszériagyártás.

Nemzetközi híradástechnikai kiállítást rendeznek szeptember elején Nyugat-Berlinben. Az ORION-ból Pálfalvi Jenő, a tv-fejlesztés osztályvezetője, és Pethes Sándor, a rádió- és audioteknikai osztály vezetője utazott ki a rendezvényre. Az alábbiakban számolnak be a látottakról, a tapasztalataikról.

A tv-készülékeket gyártó legnagyobb cégek a szolgáltatások bővítésére, a pluszinformációk szolgáltatására, valamint magasabb technikai színvonal elérésére törekedtek.

A pluszinformációkat a teletext, az antiope, a képlemezjátszó, a videomagnetofon, a sztereo tv, és a játék minikomputerek jelentették.

A szolgáltatások bővítésére példa a különböző típusú távvezérlő rendszerek, az automatikák, valamint a vetítő tv (projektions-tv).

A magasabb technikai színvonalat a digitális tv-jelek feldolgozása, a lézertechnika és a „világűr” távközlés képviselte.

Minden nagyobb kiállító igen hatásos módon reklámozta képlemezjátszóit és a videomagnetofonjait (házi video stúdióit). Megjegyzendő, hogy az egy-egyes rendszer kidolgozása ezen a területen sem változott meg, hasonlóan mint a képújságnál (ott is két típus van, a teletext és az antiope).

A pluszinformációk feldolgozására alkalmas egységek modulrendszerben készülnek, így utólagos beépítésük megvalósítható. Ez a gyártók szempontjából már lefutott téma, már csak a félvezetőgyártó iparon múlik az integrált áramkörös változat létrehozása.

A sztereovétel lehetősége a luxuskészülékek nagy többségénél már biztosított, de a folyamatos sztereoadás még nem.

A japán cégek, a miniberendezések széles skáláját vonultatták fel, de bemutatták a videomagnókat, képlemezjátszókat, a vetítő tv-készülékeiket. Utóbbiak fényerejét és kontúrélességét nem lehet még tökéletesnek mondani.

A jövőben a tv-készülékek két nagy egységből épülnek fel. Az egyik az alapkészülék, a másik pedig a szolgáltatásokat, illetve az információkat bővítő egység. Az alapkészülékeknél digitális úton dolgozzák fel a videocsatornában a jeleket, a cél a maximális integráltság (1 IC). Azt, hogy milyen mértékű legyen az információ, illetve a szolgáltatások bővítése, a tv-készülékek kategóriája határozza meg.

Köztudott, hogy a nyugat-európai piacokon óriási a kínálat a szórakoztató elektronikai készülékekből. Amit azonban ezen a kiállításon láttunk, az minden képzeletet felülmúlt. Bemutattak közepes bőrönd méretű sztereo-táskarádiót, 2×20—2×30 W kimenő teljesítménnyel és nyakba akasztható, levéltárca méretű sztereo lejátszó magnót, pillekönnyű fejhallgatóval. Ez utóbbi összeállítás egészen különleges kivitelét is bemutatták, amely műanyag fólia burkolatban, víz alatt is használható.

A berendezések formája a hagyományos nagyméretű dobozoktól, a lapos „slim-line”-on és a mini tornyokon át a gépkocsikba szerelhető superminiig

mindent felölelt. Világos és sötét, selyemfényű és óarany színű előlapok, szögletes és kerek nyomógombok, műszeres, fénydiódás és vákuum-fluoreszkens kijelzők harmonikusan illeszkedtek a készülékekhez.

A szenzációt a Philips, a Sharp és a Sony cég digitális lemezjátszója és a mágneses hangrögzítője jelentette. Nézelődés közben iszonyú ajtócsapkodásra, majd üvegsörömpölésre kaptuk fel a fejünket. No, itt valamit összetörtek — gondoltuk. Erről azonban szó sem volt. A Fischer angol cég mutatta be különleges hangeffektusokkal a digitális hangátvitelt. Mindenesetre az ma még csak a bemutatás stádiumában tart, bár már egyre többször tartanak ilyen bemutatókat.

A hagyományos technikában a legkülönbözőbb megoldásokat mutatták be az erősítők tranziens torzításainak leküzdéséért. Néhány gyártó és megoldás: Kenwood—Sigma Drive, Toshiba—Clean Drive, JVS—Super A, Pioneer—Non Switching Amp. Technics—Nex Clean A.

A kazettás magnetofonoknál az átviteli jellemzők nagyarányú szórását a különböző típusú és gyártású kazetták használata miatt kiküszöböli a beépített mikroprocesszorral irányított automatika, mely próbafelvételt készít a készülékbe helyezett kazettára, beállítja az optimális előmágnesezést és korrekciót, majd visszatekeréssel a szalag elejére és jelzi, hogy indíthat a felvétel. (Hitachi ATRS-rendszer)

A tunereknél két irányzat figyelhető meg: a különleges vételi tulajdonságok forgókondenzátoros hangolással, és a komputerrel irányított kvarcszintézeres rendszerek.

Szovjet elismerő oklevél a Telefongyárnak

Február 5-én a Szovjet Kultúra és Tudomány Házában a szovjet kereskedelmi kirendeltség díszoklevelet adományozott a Telefongyárnak. Az ünnepségen jelen volt többek között O. Zsukov, a szovjet nagykövetség mellett működő egyesített pb titkára, Gábor András az Ipari Minisztérium miniszterhelyettese, dr. Ambros János, a Külkereskedelmi Minisztérium miniszterhelyettese, Paszternák László, a vasasszakszervezet titkára.

V. I. Ocseretyin, a Szovjetunió magyarországi külkereskedelmi képviselője főtanácsosa nyújtotta át a Telefongyár vezetőinek az alábbi szövegű díszoklevelet:

„Kitüntetjük a Telefongyár kollektíváját a hírközlő-berendezések időben és jó minőségben történő kiszállításának biztosítása terén nyújtott több éves, hasznos együttműködésért, valamint az 1981-re kötött szerződésben foglalt kötelezettségek határidőre történt teljesítéséért.”

A kitüntető oklevelet a kirendeltség főtanácsosa, pb-titkára, szb-titkára és Komszomol-titkára írta alá. V. I. Ocseretyin főtanácsos üdvözlő beszédében elmondta, hogy a magyar berendezések nagy keresletnek örvendenek a Szovjetunióban, köztük a Telefongyáré is. Hibátlanul üzemelnek az olaj- és gázvezetékek mellett, valamint a Szibéria és Moszkva közötti távbeszélő-hálózaton.

A telefonkészülék-fejlesztés jövője

A magyar távbeszélő első 100 éve után most alapvető, mondhatni forradalmi változások küszöbére érkezünk el: mind a központok, mind a készülékek fejlesztésében az elektronika meghatározóvá vált. A távbeszélő-készülékek előtt óriási fejlődés áll, ez a jövőben elektronikus eszközök segítségével valósul meg. Korunk technikai fejlődésének üteme alapján világosan látszik, hogy egy-két évtizeden belül a távbeszélő-készülékekénél is tért nyer a digitális technika és az integrált szolgáltatási rendszerhez illeszkedő új elektronikus felépítésű és a szolgáltatások széles skáláját nyújtó készülékek hálózatunkban megjelennek.

Az elektronikus eszközök, integrált áramkörök és mikroelektronikai egységek alkalmazása a távbeszélő-készülékekben a beszédátviteli jellemzők (zajtorzítás, beszédhűség stb.) nagy mértékű javításán, túlmenően új korszerű szolgáltatások bevezetését már napjainkban is lehetővé teszik. A lehetséges szolgáltatásokból néhány: nyomógombos hívómű, automatikus hívásismétlés, automatikus hívómű elektronikusan tárolt hívószámokkal, hangfrekvenciás hívásjelzés, optikai hívásjelzés, előfizető által beállítható erősítés (pl. nagyothallóknak hangos telefon stb.)

A közeli jövőben a jobb minőségű beszédátvitel és szolgáltatásfejlesztés céljából erősítővel ellátott piezomikrofonok és nyomógombos hívóművek postai rendszeresítését tervezik.

Az első alapvetően elektronikus távbeszélő-készülék postai rendszeresítésére tervek szerint 1984-ben kerül sor. A Magyar Posta már megkezdte a CB 8,2-es típusú készülékek előzetes vizsgálatát.

Brigád a tervezőasztalnál



A Telefongyár Fejlesztési Intézete átviteltechnikai fejlesztési főosztályának szerkesztési osztályán dolgozik az „Új mechanizmus” szocialista brigád.

A brigád rajztábláin öltének formát az új telefongyári termékek.

Jó eredményeket értek el a kiscsatornás berendezések kifejlesztésénél. A BO-12-es gyártmányok megközelítik a világszínvonalat. 1981-ben főként a PO-3-E2 légvezetékes háromcsatornás rendszeren és az UTK-24 univerzális távírócsalád kifejlesztésén dolgoztak eredményesen. Ez utóbbi a tavalyi tavaszi BNV-n vásárdíjat is kapott.

TARTALOM

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

ETO 621.395.669:621.395.74

Phan Van Linh — Dr. Sallai Gy.:

**Áramkörnyalábok méretezése
túlterhelési tartalékkal**

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 7. sz.

A cikk áttekinti az alternatív irányítású távközlő hálózatok utolsó választású nyalábjai túlterhelésvédelmének preventív módszereit, majd egy egyszerű, a nyalábok marginális hatásfokának korlátozásán alapuló, jól kézben tartható méretezési módszert mutat be.

ETO 621.372.54.002.2:621.397.62

Andrási A.-né — Dr. Beleznay F. — Dr. Püspöki S. — Serényi M.:

**Akusztikus felületi hullámú TV KF szűrő
gyakorlati megvalósítása**

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 7. sz.

A hazai kétnormás TV KF szűrő gyakorlati megvalósítását ismertetjük. Először a piezoelektromos anyag tulajdonságait és választását, a különböző másodrendű zavaró jelenségeket és azok elnyomására alkalmazott megoldásokat vizsgáljuk meg. Végül az interdigitális átalakítók előállítási technológiáját és a mért szűrő-karakterisztikákat mutatjuk be.

ETO 621.317.7—52:621.37/39

Temesvári Zs.:

**A híradásipar mérőautomatáiról. IV. rész. Mérőrend-
szerek moduláris kialakítása, IEC-IR (Interface-rend-
szer realizálása)**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. 7. sz.

A cikk a korszerű méréstechnológia bevezetésével, a méréstechnológiai generációváltással kapcsolatban taglalja a hazai fejlesztés kérdéseit. Foglalkozik a mérőrendszerek és azok interface-rendszereinek kialakítási lehetőségeivel, különös tekintettel a moduláris felépítésre. Kiemeli az IEC-IR Interface-rendszer előnyeit és tárgyalja az interface-egységek SSI, MSI és VLSI áramkörökkel való megvalósítási módjait.

ETO 621.376.56:621.396.43

Csernoch J.:

**PCM jelátvitelt biztosító mikrohullámú berendezések
bevezetésének néhány problémája II. rész**

HÍRADÁSTECHNIKA, 1982. 7. sz.

A szerző a cikk első részében a PCM jelátvitel szükségességét és ennek keretében a mikrohullámú berendezés szerepét tárgyalja. Ebben a fejezetben a fő téma a kisugárzott adóspektrum korlátozásának problémája. A cikk második részében a legújabban kifejlesztett ún. második modulációs módszerek összehasonlítását láthatjuk.

ДК 621.395.669:621.395.74

Пфан-Ван Линх—Др. Шалаи Д.:

Проектирование пучка схем с резервом перенагрузки

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. г. за № 7.

Статья рассматривает превентивный метод защиты от перенагрузки пучков оконечного набора сетей связи с альтернативным управлением, а потом излагает хорошо используемый, простой, обоснованный на ограничении маргинального КПД пучков метод проведения расчетов.

ДК 621.372.54.002.2:621.397.62

Андраш, А.-не—Др. Белезнаи, Ф.—Др. Пушпеки, Ш.—Шерени, М.:

**Практическое осуществление телевизионных ПЧ фильтров
акустических поверхностных волн**

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. г. № 7.

Статья излагает практическое осуществление ТВ ПЧ фильтров на двух нормах национального выпуска. В начале рассматривает характеристики пьезоэлектрического материала и его ассортимент, различные второстепенные мешающие явления и принятые решения для их подавления. В заключении описывает технологию изготовления интерцифровых преобразователей и полученной при измерении фильтра характеристики.

ДК 621.317.7—52:621.37/39

ТЕМЕШВАРИ, Ж.:

**Об измерительных автоматах промышленности техники
связи. Часть IV. Создание модульной структуры измеритель-
ных систем, реализация IEC-IR**HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
1982. г. за № 7.

В связи с введением современной технологии измерения, переменной поколения измерительной технологии статья рассматривает вопросы национальной разработки. Занимается возможностями создания измерительных систем и их системами стыковки (interface), обращая особое внимание на модульное построение. Подчеркивает преимущества системы IEC-interface и рассматривает варианты создания блоков стыковки при помощи схемы SSI, MSI и V/LSI.

ДК 621.376.56:621.396.43

Чернох, Я.:

**Некоторые проблемы введения микроволновых оборудований
для передачи сигналов ИКМ. Часть II.**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1982, г. № 7.

Автор в первой части данной статьи рассматривает необходимость передачи сигналов ИКМ и в рамках этого роль микроволновой аппаратуры. В данной статье основной темой является проблема ограничения излучаемого спектра передачи. Во второй части данной статьи продемонстрирует сопоставление вновь разрабатываемой так называемой второй модуляционной системы методов.

DK 621.395.669:621.395.74

Phan-Van Linh — Dr. Sallai Gy.:

Dimensionierung von Stromkreisbündeln mit Überlastungsreserve

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 7.

Der Artikel gibt eine kurze Zusammenfassung über die preventiven Methoden des Überlastungsschutzes der zur letzten Wahlstufe gehörenden Bündel von alternativ gesteuerten Fernmeldenetzen. Danach gibt der Verfasser eine Beschreibung über eine gut beherrschbare, einfache Methode, die auf die Begrenzung des marginalen Leistungsgrades der Stromkreisbündel beruht.

DK 621.372.54.002:621.397.62

Frau Andrási, A. — Dr. Beleznay, F. — Dr. Püspöki, S. — Serényi, M.:

Praktische Verwirklichung des TV-MF Filters auf akustischer Flächenwellenbasis

HÍRADÁSTECHNIKA (BUDAPEST) 1982. Nr. 7.

Die Vervasser dieses Artikels machen die praktische Verwirklichung des in Ungarn hergestellten Zweinormen-TV MF-Filters bekannt. Zuerst werden die Eigenschaften des piezoelektrischen Materials sowie die verschiedenen sekundären Störungserscheinungen und die zu derer Unterdrückung verwendeten Lösungen geprüft. Zuletzt werden die Fertigungstechnologien der interdigitalen Umwandler und die gemessenen Filtercharakteristiken vorgeführt.

DM 621.317.7—52:621.37/39

Temesvári, Zs.:

Über die Messautomaten der fernmeldetechnischen Industrie. (Teil IV.) Die Modularausformung und die IEC-IR Realisierung der Messprüfsysteme

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 7.

Der Artikel befasst sich mit Fragen der Entwicklung in Ungarn, hinsichtlich der Einführung der Zeitgemässen Messtechnologie und des Generationswechsels in der Messtechnik. Im Artikel können wir über die Messprüfsysteme und über die Ausformungsmöglichkeiten der Inter-face Systeme derer lesen, mit besonderer Hinsicht auf den modularen Aufbau. Der Verfasser des Artikels hebt die Vorteile des Systems IEC-Inter-face hervor und erörtert die verschiedenen Verwirklichungsmöglichkeiten der Inter-face Einheiten mit der Hilfe von SSI, MSI und V/LSI Stromkreisen.

DK 621.376.56:621.396.43

Csernoch J.:

Einige Probleme der Einführung von Mikrowellenanlagen für PCM-Signalübertragung Teil II.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982 Nr 7.

Im ersten Teil des Artikels erörtert der Verfasser die Notwendigkeit der PCM-Signalübertragung und im Rahmen dessen die Rolle der Mikrowellenanlage. In diesem Teil des Artikels gilt das Problem der Einschränkung des ausgestrahlten Sendespektrums als Hauptthema. In der zweiten Hälfte des Artikels können wir den Vergleich der neu entwickelten, sogenannten zweiten Modulationsmethoden kennenlernen.

UDC 621.395.669:621.395.74

Phan Van Linh — dr. Sallai, Gy.:

Dimensioning circuit groups with overload margin

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 7.

The paper reviews the preventive methods of the overload protection for the final routes in alternate routing telecommunication network, and presents a simple, well tracable dimensioning method based on the restriction of the marginal efficiency of the circuit groups.

UDC 621.372.54.002.2:621.397.62

Andrási, A. — Dr. Beleznay, F. — Dr. Püspöki, S. — Serényi, M.:

Realization of acoustic surface wave tv IF filter

HÍRADÁSTECHNIKA (BUDAPEST) 1982. No. 7.

The practical realization of a specific two-norm tv IF filter is presented. The properties and choice of the piezoelectric material, the various second order effects and their compensation are discussed. Finally the fabrication technique of the interdigital transducers and the experimental filter transfer functions are described.

UDC 621.317.7—52:621.37/39

Temesvári, Zs.:

On the test automata of communication industry. Part IV. Modular test system arrangement, IEC-IR realization

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 7.

In connection with the introduction of uptodate measuring technology and its generation change, the problems of Hungarian development are discussed. The realization possibilities of test systems and their interface systems are dealt with, in particular interest of modular construction. The advantages of the IEC interface system are emphasized and the realizations of the interface units with the help of SSI, MSI, and VLSI circuits are discussed.

UDC 621.376.56:621.396.43

Csernoch, J.:

Questions of the introduction of microwave equipment for PCM signal transmission Part II.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982 No 7.

In the first part of the article the author discusses the necessity of PCM signal transmission and within this the part of microwave equipment. In this chapter the main problem is the limitation of radiated transmitter spectrum. In the second part of the article the newly developed, so called second modulation methods are compared.

RX15 „ERIKS” kiskapacitású távbeszélő alközpont

Az RX-15 típusú elektromechanikus rendszerű kiskapacitású alközpont kisebb üzemek, intézmények, hivatalok stb. belső és nyilvános hálózati távbeszélő forgalmának az ellátására szolgál. Kapcsolóelemeit nagy megbízhatóságú, hosszú élettartamú LME típusú jelfogók alkotják. Egyes áramköreinek (összekötő ák., fő-

vonali) száma a forgalmi kívánalmaknak megfelelően választható meg. A központhoz 15 mellékállomási készülék kapcsolható, A hívószámok: 11, 12 — 10, 21, 22 — 25. A kezelő hívószáma: 19 (rövidített száma a 9). Max. kiépítése: 3 összekötő ák., 3 fővonal, 2 regiszter ák.

SZOLGÁLTATÁSOK

- fővonal rendelés;
- elektronikus távhívás korlátozóval való együttműködés;
- mellékállomások díjterhelésének rögzítése;
- DTMF rendszerű billentyűs készülékek alkalmazása;
- helyi forgalomban automatikus hívástárolás (visszacsengetés a hívott szabaddá válása után);
- a hangjelzéseket és időzítéseket korszerű vagy elektronikus ák.-k biztosítják;
- automatikus helyi forgalom;
- mellékállomási kategóriák;
- automatikus kimenő hívások;
- félautomatikus bejövő hívások.

A központhoz korszerű kezelőkészülék tartozik, mely a következő szolgáltatásokat teszi lehetővé:

- optikai jelzővel tájékoztatást ad a mellékállomások és fővonalak foglaltságáról;
- a kezelőhöz irányuló hívás esetén optikai és akusztikus jelzés;
- helyi hívás, kimenő hívás vagy kiközvetítés billentyűzet segítségével;
- fővonalak tartásba tétele vagy lánckapcsolás létesítése;
- befigyelés foglalt mellékállomásra;
- kiközvetítés után a főközponti fél informálása;
- éjszakai üzemmódra való átváltás, illetve visszakapcsolás;
- mellékállomási vonalak jóságának ellenőrzése;
- alarmjelzés.

MŰSZAKI ADATOK

mellékállomási vonalhurok ellenállása (készülékkel együtt) 1200 ohm
szigetelési ellenállása min. 20 k
vonalkapacitás max. 0,5 F
fővonalak vonalzárásának egyenáramú ellenállása 200 ± 10
bejövő csengetés 25 Hz-en
min. 50 V eff
8—12 imp/sec

tárcsasebesség

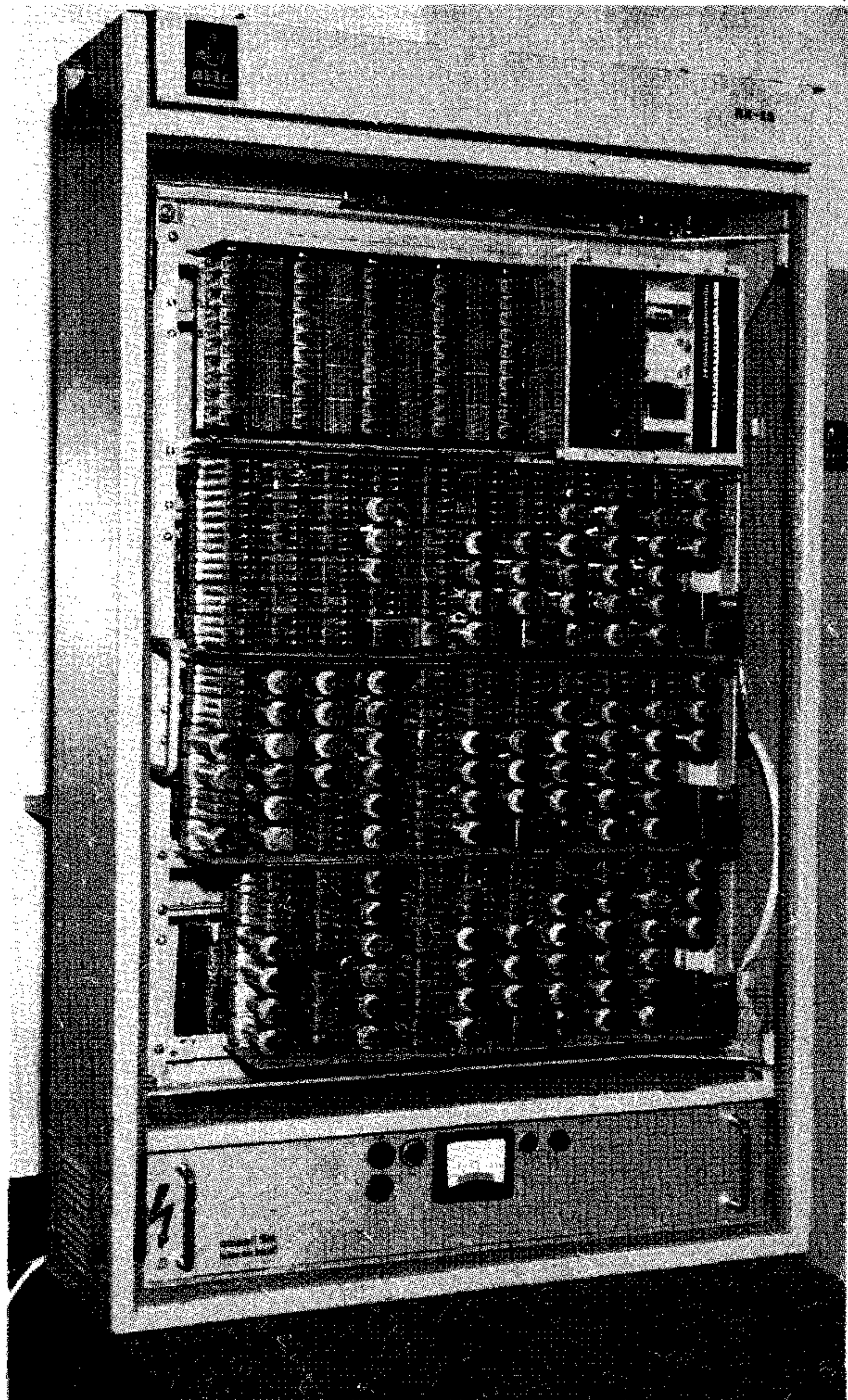
Áramellátás

- beépített teleppótlóról, 220, 110 V 50 Hz
- akkumulátor telepről

Ez esetben töltő berendezést is szükséges telepíteni. Az alkalmazható legkisebb kapacitású akkumulátor — 5 órás hálózatkimaradást feltételezve — 20 Ah. A töltő által szolgáltatott áram min. 6 A.

Méretetek: (mm-ben)

szélesség	780
magasság	1280
mélység	250
súly	125 kg



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

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

