

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

3

HÍRADÁS- TECHNIKA

1973. március, XXIV. évfolyam 3. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. KEMÉNY ÁDÁM: A fejlődés irányvonalai a félvezető-alapú mikroelektronikában	65
KUN LÁSZLÓ: Digitális szűrők elmélete és gyakorlati alkalmazási lehetőségeik	73
Szemle	80
Második Nemzetközi Hálózatelméleti Konferencia	81
HATZIMIHALIS NONDAS—PÁLMAI REZSŐ: A Magyar Villamos Művek energiahálózatra telepített távközlési rendszere	85
MOLNÁR BÉLA: Biharmonikus rendszerű rádiófrekvenciás erősítők	89
Elektronikusképzés Hollandiában	92
Tartalmi összefoglalások	88
Обобщения	95
Zusammenfassungen	96
Summaries	96
Résumés	96

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: 1024 Budapest II., Mártírok útja 85. II. em. 231. Telefon: 154-859 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6–8. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, 1906 Budapest, Lenin körút 9–11. Telefon: 211-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1909 Budapest, József nádor tér 1.) vagy közvetlenül postautalványon, valamint átutalással a KHI 215–96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 H. — 1376 Budapest 62.

73,68 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

DR. KEMÉNY ÁDÁM
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

A fejlődés irányvonalai a félvezető- alapú mikroelektronikában*

ETO 621.315.592.4:621.377.622,25:621.382

A nyugati félvezető iparban is érezhető piaci zökkenők, mondhatnók válságtünetek ellenére, a mikroelektronika terén új „ipari forradalom” kialakulásának lehetünk szemtanúi. Ez pedig egyrészt a csoportos integrálás, a nagykomplexitású áramkörök előretörése mind bipoláris, mind MOSIC vonalon, másrészt új és hatásos technológiák (ion-implantáció, komplementer MOS) bevonulása a MOS területen. Utóbbi technológiák általános elterjedésével a nagy skálájú integráció (LSI) területén olyan irányzat alakult ki, mely a következő öt év folyamán az LSI áramkörök vonalán a MOSIC eszközöket uralkodóvá vagy legalábbis túlnyomóvá teheti. Röviden érintjük, angolszász irodalmi források alapján, ezen új technológiák lényegét és a piaci helyzet várható alakulását is. Tárgyalásunkat a MOS eszközökkel kezdjük, bár — mint azt érintjük — az MSI—LSI bipoláris eszközök versenyképességét is igyekeznek megtartani a nagy skálájú integrálás területén — elsősorban haladottabb technológiákkal, melyek erőteljes méretcsökkentést tesznek lehetővé.

1. MOS integrált eszközök fejlesztése

A leginkább drámai fejlődés jelenleg a MOS integrált áramkörök (=MOSIC) területén mutatkozik. A MOSIC eszközök használata ugyanis mintegy két-három évvel ezelőtti időszakig legfeljebb szórványos volt. Ennek csak az egyik „lélektani” oka az, hogy a tervezérlésű tranzisztor (bár működési elvére a 20-as évekből származó szabadalom van) nem volt eddig (és ezután sem lesz) komoly versenytársa idősebb bipoláris testvérének.

A félvezető ipar, akárcsak kenyéradó gazdája, az elektronikai ipar, nem túl híresek a pontos hosszú lejáratú ipari jóslások terén. Közmondásos az egyezés hiánya a különböző szempontok szerinti ilyen jóslások eredményeiben. Az utóbbi évek megmutat-

ták, hogy egy adott technológia megszületése vagy megléte egy adott időben meghozza a maga technikai forradalmán keresztül a saját piacát, és megfordítva is: a növekvő piaci igények meghozzák az adekvát új technológia megszületését.

Feltételezve a jelen technikai fejlődés folytatódó ütemét, az előrejelzéssel foglalkozó szakemberek azt jósolják, hogy ennek a dekádnak végére a MOS eszközök nagy valószínűséggel nagyon jelentős pozícióra tesznek szert az integrált áramkörök piacán [1]. Az előrejelzések szerint valószínű, hogy a MOS eszközök a piaci igények több, mint felét fogják kielégíteni és ez tovább folytatódik addig, míg a teljes IC piac növekedés 90%-át uralják majd a MOS eszközök ezen időszak végére.

Az előrejelzések arra is kiterjednek, hogy 1980-ra a MOS piac 80%-a LSI (nagy skálájú) memória-rendszerekre vonatkozik majd. Két évvel ezelőtt, amikor a bipoláris IC-k fejlődési fázisa a maximumában volt, mindebből még nem látszott valószínűnek semmi sem. A MOS eszközök fejlesztése iránti igény csekély volt, hiszen az akkori MOS eszközök működési sebessége túl alacsonynak tűnt, működtetésükhöz magas tápfeszültség volt szükséges, stabilitásuk és megbízhatóságuk pedig még igen alacsony szinten állt.

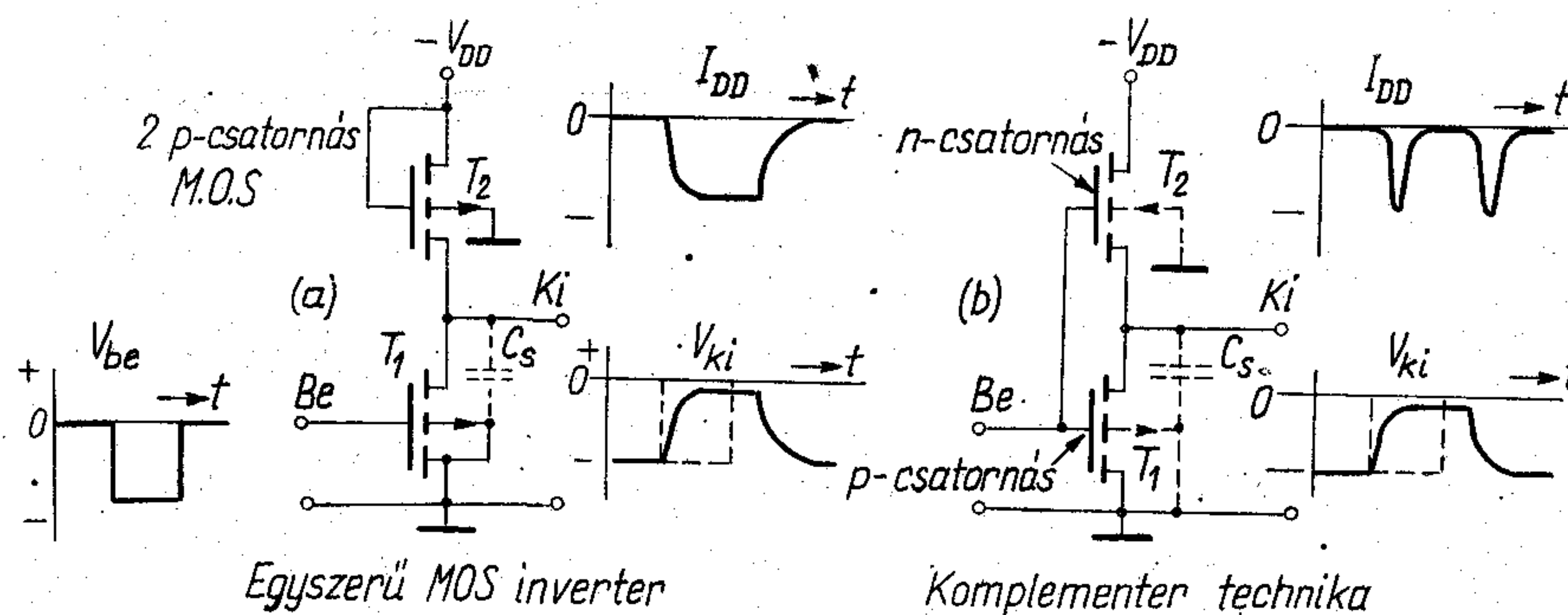
1.1 Ion-implantáció és komplementer-MOS eszközök

Az egyik fő technológiai tényező, amely a fenti sötét perspektívát gyökeresen megváltoztatta, az ion-implantációs eljárás megjelenése: alkalmazása a komplementer MOS eszközök (CMOS) gazdaságos és viszonylag egyszerű gyártástechnológiáját teszi lehetővé.

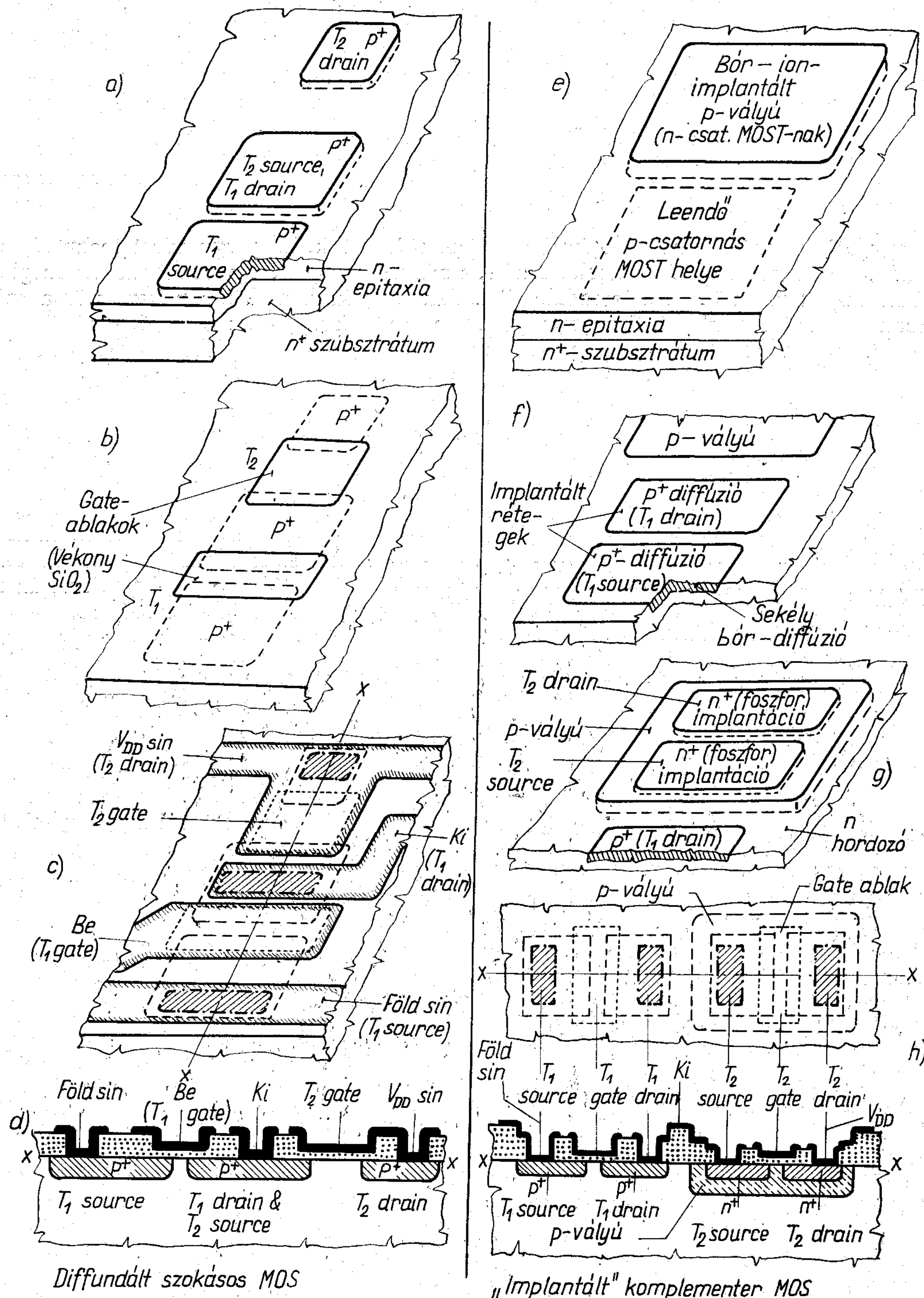
A CMOS áramkörök nagy vonzóereje nagyon kis tápáramfogyasztásuk, mivel a tápforrásból csak az átváltás (0-ból 1-be és viszont) rövid ideje alatt vesznek fel áramot (1. ábra), mely viszonylag alacsony működési frekvenciákon elhanyagolható a „klaszszikus” bipoláris és MOS inverterek áramfelvételéhez képest és így igen kis fogyasztású, nagykapaci-

* A dolgozat erősen rövidített tartalmi kivonata — a műszaki részletek mellőzésével — a KGM MTTI „Automatizálás” c. folyóiratának 1972. évi 2. számában jelent meg.

Beérkezett: 1972. X. 24.



1. ábra: Szokásos MOS inverter két „enhancement” módusú p-csatornás eszközzel (a) és komplementer MOS inverter egy-egy „enhancement”-módusú n- és p-csatornás MOS eszközzel (b)



2. ábra: Konvencionális p-csatornás „diffundált” (baloldalt) és „implantált komplementer” MOS IC technológiák (jobb oldalon) vázlatos munkamenneti képei. Az 1. ábra szerinti inverterek egy megoldása

tású tárolók, SR-ek* stb. megvalósítását teszik lehetővé, ami különösen a miniatűr hordozható zseb-számológépek és úrhajók fedélzeti számítógépei terén jelent forradalmi újítást. Az 1. ábrán a V_{ki} kimenőfeszültség és az I_{DD} tápáram-fogyasztás hullámformáit is ábrázoltuk. Nyilvánvaló a komplementer elrendezés nagy előnye, hisz ott tápáram csak az átváltások időtartama alatt folyik rövid „tűk” formájában, míg a nem-komplementer megoldásnál a kimeneti „logikai 0” állapot teljes időtartama alatt. Ezért kis működési frekvencián a komplementer MOS áramkörök áramfogyasztása elhanyagolható mind a szokásos MOS, mind a bipoláris IC-k fogyasztásához képest. A CMOS áramkörök hátránya viszont a p - és n -csatornás eszközöket elkülönítő „szigetelő vályúk”, így nagyobb helyfoglalás szükségessége és a sokkal nagyobb számú technológiai munkamenet (2. ábra). A 2. ábrán a baloldali konvencionális inverternél T_1 az alsó, nagy csatornaszélesség/hosszúság arányú inverter-tranzisztor, míg T_2 ellenállástranzisztornál ez az arány kicsiny. A jobboldali komplementer inverternél az n - és p -csatornás tranzisztorok geometriája kb. megegyező, nagy szélesség/hosszúság aránnyal. Azonos területen a CMOS megoldás lényegesen kisebb geometriai méreteket követel meg, mely kitűnő feloldású maszkok és az implantációs technika segítségével érhető csak el.

Munkamenetek a konvencionális megoldásnál: (a) az n -epitaxiával (kb. 1 ohm cm) készült hordozóra vastag ($2\ \mu\text{m}$) oxidréteg növesztése után a jelölt ablakokat nyitják a p^+ bór-diffúzió részére fotolitográfiával, majd a bört kb. $5\ \mu\text{m}$ mélyen behajjták a source és drain elektródák részére. Újabb vastag SiO_2 növesztés után (b), ablakot nyitnak a gate-elektrodák részére és vékony (kb. $1000\ \text{\AA}$) tiszta SiO_2 vagy foszforüveg fedésű SiO_2 gate szigetelést növesztenek. Ezután (c) ablakokat nyitnak a T_1 source, T_1 drain (= T_2 source) és T_2 drain kontaktusoknak (az ábrán eredményvonallal határolt sraffozott négyszögek), a felületet aluminizálják és az ábrának megfelelően a fölösleges fémréteget fotolitográfia útján szelektíven lemarják. A (d) ábrán a hosszanti metszetben az oxid pontozott, a fémezés tömör fekete és a diffundált source és drain p^+ rétegek sraffozottak. A geometria igen egyszerű, mivel a T_1 drain és a T_2 source közösek. A munkamenetek száma az epitaxiás szeleten minimálisan 15, szétadarabolás előtt.

Munkamenetek a CMOS implantált eszközöknél: Az epitaxiás n -hordozóra vastag oxid növesztése után ablakot nyitnak az n -csatornás eszköz p -vályúja számára (e), mely egyben a p -csatornás eszközöktől való szigetelésre is szolgál. Az ablakon át mély (kb. $5\ \mu\text{m}$) diffúziót hoznak létre implantált bór-ionokból álló sugárárammal és utólagos behajtással. Ezután (a) szerint új vastag SiO_2 növesztés, és arra ablaknyitás következik a p -csatornás eszköz (T_1) drain és source elektródáihoz és (f) sekély, de erősen dópolt p^+ diffúziós rétegeket állítunk elő bór ionok implantációjával, kb. $1,5\ \mu\text{m}$ mélyen, nagy sugárárammal. Újabb vastag SiO_2 növesztés után a p -vályún belül ablakot nyitunk az n -csatornás eszköz source- és

drain-elektrodáihoz és erős sugárárammal erősen dópolt n^+ diffúziót hozunk létre, foszfor-ionok implantációjával sekély (kb. $1,5\ \mu\text{m}$) mélységig (g). A (h) szerint újabb vastag SiO_2 növesztés után T_1 és T_2 gate oxid részére fotolitográfiás ablaknyitás, majd vékony (kb. $1000\ \text{\AA}$) gate-oxid növesztés következik az ábra pontozottan körülhatárolt négyszögeibe, melyet újabb foszfor-implantáció és hőkezelés követ a felületi foszforüveg kialakítására. A soronkövetkező nem ábrázolt munkamenet az aluminizálás, melyet fotolitográfiás maszkolással szelektíven kimarnak úgy, hogy a T_1 source-k összekötő csíkja a közös föld, a T_2 drain-ek összekötő csíkja V_{DD} tápfeszültség-sín legyen, végül az összetartozó T_1 és T_2 gate-eket összekötve a bemenetek, míg T_1 drain-t és T_2 source-t összekötve hagyva, a kimenetek alakulnak ki. — A legalsó keresztmetszeti képen a pontozott réteg a sok ablaknyitás és oxidálás miatt erősen lépcsős SiO_2 szigetelő; a fémezést tömör fekete réteggént ábrázoltuk, míg a drain és source diffúziók folytonos vonalú sraffozással, a szigetelő p -vályú szaggatott sraffozással van bejelölve. — A geometria bonyolult, a munkamenetek minimális száma az epitaxiás lemezen szétadarabolás előtt 30.

A keresztmetszeti képek nem méretarányosak: a vastagsági méretek a laterális méretekhez képest erősen túlzottak.

A CMOSi nverternél mind a „ p ”, mind az „ n ”-csatornás eszköznek az „enhancement” módban kell működni, tehát zérus gate-source feszültségnél nem szabad drain-áramnak folyni. Ez a gate-oxidban jelenlevő és mindig pozitív töltés miatt p -csatornás eszközknél automatikusan teljesül, hisz a SiO_2 -Si határfelületen az oxid felől nézve pozitív töltés halmozódik fel (főleg Na ionok és oxid-vakanciák stb. miatt). Az n -csatornás eszközöknél ez a pozitív töltés 0 gate feszültségnél is kiűritést, ill. inverziót okoz a gate alatti felületen és így ott áram folyik, melyet jelentős negatív gate-source feszültséggel lehet csak lezárni.

Közismert, hogy n -csatornás „enhancement” eszközt a szokványos technológiákkal nem, csak kivételes tisztaságnál lehet gyártani.

A másik probléma a szokásos gyártástechnológiáknál a küszöbfeszültségek magas volta és nagy szórása.

Az ion-implantációs eljárást sikeresen használják a két fenti eredendő probléma megoldására, melyek az olyan komplementer MOS ingerált áramkörök gyártásánál lépnek fel, ahol üzembiztos működést várunk el akkor is, ha a tápfeszültséggel egészen 1–2 V-ig kívánunk lemenni.

Az egyik ilyen probléma az, hogy mind a p -csatornás, mind az n -csatornás eszközök küszöbfeszültsége biztonságosan alacsony legyen ($0,6$ – $0,8\ \text{V}$ körül), másrészt a küszöbfeszültségek eloszlása kellően szűk szórást mutasson, kielégítően magas kihozatal elérésére.

Mind ez idáig, a CMOS áramkörök komplementer szubsztrátumainak elkészítéséhez a gázfázisból történő diffúzió, vagy a dopáns depozíciója után a dopánsot bór- vagy foszforüveg formájában tartalmazó szilíciumdioxid rétegből való „behajtásos” diffúzió, végül az epitaxia módszerei szolgáltak. A

* SR = tolóregiszter.

komplementer eszközök gyártása n -típusú szubsztrátumon a szokásos módon úgy történik, hogy az n -csatornás tranzisztorok részére egy p -típusú „szigetelő vályút” képeznek ki, míg az eredeti n -típusú szubsztrátum a p -csatornás tranzisztorok kialakítására szolgál. Mivel a p szigetelő vályúban levő dopáns felületi koncentrációja a rajta kiépült n -csatornás eszközök küszöbfeszültségét döntően határozza meg, az összes fentebb felsorolt módszer alkalmas arra, hogy az n -csatornás eszközök küszöbfeszültsége kellően alacsony lehessen az ilyen CMOS eszközök 1 V tápfeszültségű üzembiztos működtetéséhez.

Mindazonáltal a fenti technológiai módszerek precizitása kisebb annál, amelyet egy valóban jó kihozatalú gyártás megkívánna, mivel az n -csatornás eszközöknél a küszöbfeszültség szórása túl szélesnek adódik.

Az ion-implantációs módszerrel a szubsztrátumba ionsugár segítségével vitt bór dopáns magas kihozatalú gyártást tesz lehetővé. A bört szelektíven igen pontos geometriával lehet implantálni a kiinduló szubsztrátumba, ott, ahol a p -vályukat kell kiképezni, és azután diffúzióval „behajtani”.

Mivel a bór-ionokból álló sugáráram (az implantált dopáns) pontosan adagolható és időzíthető, a teljes implantált bór-dózis nagyon precízen kézben tartható és ez a p -vályú felületi koncentrációjának — és ezen keresztül az n -csatornás komplementer eszközök küszöbfeszültségének — nagy precizitású és pontosan reprodukálható beállítását, szabályozását engedi meg.

Az n -csatornás komplementer eszközök küszöbfeszültségeinek szórása ily módon $\pm 0,2$ V-on belül tartható a $+0,3$ V-tól $+2$ V-ig terjedő medián küszöbfeszültségek tartományában. Ilyen pontosság és stabilitás a régebbi módszerekkel elképzelhetetlen volt, sőt, n -csatornás stabil eszközt csak a „kiürítéses” tartományban lehetett realizálni, mely komplementer áramkörökkel nem kompatibilis, lévén a p -csatornás eszközök mind az „enhancement” módban működők.

A p -csatornás eszközök küszöbfeszültségét, illetve annak beállítási tartományát és pontosságát az alkalmazott MOS technológia eredendő tulajdonságai, azaz az n -típusú szennyezés kialakuló felületi koncentrációja és a Si—SiO₂ határfelület felületi állapottai határozzák meg [2, 3]. Így nem érdektelen, hogy vajon alumínium- vagy szilícium gate, ill. (100) vagy (111) orientációjú szilícium alaplemez került-e felhasználásra.

A polikristályos szilícium gate technológiájának kifejlesztése után úgy tűnik, hogy ez a végső szó a könnyen és tömegesen gyártható, és egyben igen jó stabilitást (és 10^{11} cm⁻² alatt tartható felületi állapotokat) biztosító eszközöknél. Bár kétségtelen, hogy a klasszikus alumínium gate technológiája (látszatra) sokkal egyszerűbb és olcsóbb, de a Si—SiO₂ interféreg mentessége az instabilitást okozó pozitív (főleg Na) ionoktól tömeggyártásban csak nagy nehézségekkel és ezért drágán biztosítható.

Más szavakkal, a p -csatornás eszközöknél a szokásos régebbi technológiákkal 1,2—1,5 V-os alsó határt lehetett realiztikusan elérni a küszöbfeszültségnél.

Ez természetesen túl magas az 1 V tápfeszültséggel való működtetésre. Az ion-implantációs technológia bevezetése ezt az alsó határt is át tudja törni.

Bór-ionok implantálhatók (megint csak az itt szükséges még nagyobb precizitással) az n -szubsztrátumon kiépülő p -csatornás eszközök aktív csatornafelületére. Ez azzal az eredménnyel jár, hogy a küszöbfeszültség 1,2 V alá szállítható le olyan mértékben, mely a beimplantált bór-ionok számától függ.

Ily módon a p -csatornás (és eredendően az „enhancement” tartományban működő) eszközök küszöbfeszültsége $-0,3$ V és -2 V közt állítható be, ismét $\pm 0,2$ — $\pm 0,3$ V pontossággal, tehát nagyon kis szórással. Sőt, a fenti „enhancement” módusú tartomány (zérus gate-feszültségnél nincs áramfolyás és a küszöbfeszültség negatív) kívánság szerint áttolható és pontosan tartható a „depletion” (kiürítéses) módusú tartományba is (ahol zérus gate-feszültségnél áram folyik és az áram lezárásához szükséges küszöbfeszültség pozitívba csúszik). A régebbi technológiákkal gyakorlatilag lehetetlen volt „enhancement” módusú n -csatornás, és „depletion” módusú p -csatornás eszközöket gyártani.

1.2 Működési sebesség és fogyasztás

Az ion-implantációs módszerrel sikerült jó kihozattal tömegszerűen gyártani pl. olyan monolitikus alacsony feszültségű CMOS számláncokat, ahol a fokozatok száma lényegesen nagyobb, mint 10. Ilyen és más hasonló áramkörök $V_{th} \leq 0,7$ V küszöbfeszültséggel rendelkeznek mind a p -, mind az n -csatornás eszközöknél és egészen 1 V alsó tápfeszültség határig lemenve üzembiztosan működnek az „enhancement” módusban. A frekvencia (sebesség) és teljesítmény-igény határok viszont, mint az köztudomású, feszültségérzékenyek, [3].

Így pl. 1,2 V-os tápfeszültségnél egy jellegzetes számlánc cella egészen 1 MHz felső frekvenciahatárig üzembiztosan működik és mindössze 20 nW teljesítményt emészt fel 1 kHz órafrekvenciánál, míg (már) 150 nW-ot 100 kHz működési (óra) frekvencián. Ugyanakkor 5 MHz-es működés is lehetséges 5 V feletti tápfeszültséggel: 5 V-nál és 5 MHz-en a teljesítmény felvétel még mindig 0,1 mW alatt marad, így a TTL bipoláris eszközök sebességét megközelítő CMOS eszköz realizálható, messze a bipoláris monolitikus eszközök fogyasztása alatt maradván és jóval egyszerűbb — így olcsóbb — technológiával.

1.3 Lineáris MOSIC eszközök és „MOS ellenállások”

Az ion-implantációs technológia egy másik potenciális területe nyílik meg a lineáris MOSIC eszközök-nél azáltal, hogy gyakorlatilag lehetővé válik nagy ellenállásértékek megvalósítása, amely egyrészt kompatibilis a MOS technológiával és rendszerrel, másrészt szokatlanul nagy pontosság érhető el. Az ion-implantált MOS eszközök (IMOS) technológiája lehetővé teszi az olyan ion-beültetett felületi koncentrációk megvalósítását, ahol a négyzetes ellenállás értéke az 5000 ohm-ot éri el. Így egy 100:1 élhosszúságarányú ellenállásgeometria, amely gyakorlatilag még megvalósítható, 0,5 Megohm értékű ellenállás reali-

zálását teszi nagy pontossággal lehetővé. Ilyen magas ellenállás-értékek általában erősen meghaladják a bipoláris eszközök szerkesztésénél szokásos értékeket és máskülönben csak vékonyrétegű hibrid módszerekkel közelíthetők meg.

A digitális és lineáris áramköri technika kombinációja ugyanazon a szilícium szeleten, IMOS és CMOS eszközöket vegyesen kialakítva, lehetővé tette olyan 14 csatornás utasszórakoztató rendszer gyártását, mely egyetlen jelvezetékét kíván meg, és az amerikai DC-10 légibusz összes ülései mentén fut párhuzamosan [1].

Összefoglalva, az ion-implantációs technika ritka lehetőségekkel ajándékozza meg a tervezőt, aki általában túl gyakran vált eddig a sebesség és a teljesítmény-fogyasztás közötti kompromisszum „áldozatává”. Az új technológia egy csapásra oldja meg a két gondot, és mind a sebesség, mind az alacsony teljesítményfelvétel szempontjából beláthatatlan előnyöket nyújt.

1.4 Komplexitás-fok és kihozatal

Az ion-implantációs technika frontáttörése a MOS technológia fejlődésének erős gyorsulását fogja eredményezni a piacon, fölszámolva az elmúlt 3 év lassú startját és az áramköri tervezők húzódózását a MOS integrált áramkörök elfogadásától és használatától.

Az eszköztervező mérnökök ezen a téren megfigyelték, hogy a kihozatal és az eszközöknek a szilíciumlemezen elfoglalt aktív területe (tehát az eszköz komplexitása) közötti előre jóslott összefüggés csődöt mond akkor, hogyha nagy alapterületű és így nagy komplexitású (tehát nagyon sok aktív MOS elemet tartalmazó) morzsáról van szó (más szóval az LSI eszközök területén). Valójában az derült ki, hogy a kihozatali százalékarány jóval magasabb az LSI eszközöknél, mint azt a régebbi előrebecslés jósolta akkor, mikor ilyen nagy komplexitású morzsákat még nem gyártottak. Így a legnagyobb (legkomplexebb) és még gazdaságosan gyártható morzsa-méret revízióra szorult, méghozzá fölfelé, a komplexebb integrálás irányába. Ma már sokezer aktív elemet tartalmazó LSI morzsákat tudnak gazdaságosan és nagy megbízhatósággal gyártani.

1.5 Geometria- és feloldásproblémák, elektronsugaras „litográfia”

Nem kétséges az sem, hogy a feloldóképeség további növekedése az elektronsugaras mikrodefiníciós technika alkalmazásával az eddigi, a látható fény-tartományban működő fotolitográfiai technika helyett, ezen a területen további drámai előrehaladást és az alkalmazási kör erős megnövelését hozza magával: a MOS tranzisztorok effektív csatornahosszát legalábbis 3:1 arányban tovább csökkenti, tehát 5–10 MOS tranzisztort lehet elhelyezni egy olyan alapterületen, melyet egyetlen, fotolitografikus úton előállított eszköz foglalt el eddig.

1973-ra 1 cm élhosszúságú morzsa-méretekig mennek a hírek szerint felfelé. Így a 70-es évek közepére egy olyan, a műszaki haladásban mutatkozó robbanás várható a memória-rendszerek területén, melynek izgalmas behatásai egyelőre fel sem mérhetők.

Ez a technológia olyan figyelemre méltó műszaki haladást képvisel minden egyéb jelenlegi CMOS technológiával szemben, mely kikövezi az utat a telepes táplálású, elhanyagolhatóan kis fogyasztású LSI áramkörök alkalmazásához, akárcsak egy sereg más és eddig el sem képzelt integrált áramköri megoldásra.

1.6 Új megoldások és az azokat felkaroló gyártócégek

Manapság már hosszú sora van az ismert és alkalmazott MOS technológiáknak. Így pl. amelyek *p*-csatornás eljárásokra vonatkoznak, az (111) és (100) orientációjú szilícium alaplemez, a szilícium-nitrid gate-szigetelő réteg és a már érintett polikristályos Si gate új eljárásait tartalmazzák a sok egyéb eljárás közt. Az ion-implantációról az előzőekben már beszámoltunk. Az olyan módszerek, melyek az *n*-csatornás eszközök eleve nagyobb sebességét aknázzák ki, az „RCA” CMOS komplementer technológiájában nyernek alkalmazást, nemkülönben az epitaxiás szilícium rétegek növesztésével zafír, illetve spinell egykristály szubsztrátumon.* Néhány hónappal ezelőtt az USA-beli „Signetics Co.” hozzáadta a listához az új és vonzó kétszeres diffúziójú MOS eljárását, mely a diffúziós mélységek sokkal pontosabb kézbe tartását teszi lehetővé.

A gyorsabb *n*-csatornás eszközök technológiájának uralását jellemzi az új ilyen eszközök növekvő sora, így pl. USA-beli „Cogar” cég 1024 bit-es sztatikus shift-regiszter áramköre és az „Intersil” cég 256 bit-es RAM (=Rapid Access, gyors hozzáférhető-ségű) memóriája. Az Egyesült Királyságban szintén gyárt *n*-csatornás MOSIC áramköröket az „ITT Semiconductors (Intermetall)” cég, amely a MOS „üzletbe” később kapcsolódott be, mint legtöbb versenytársa. A *p*-csatornás eljárás alkalmazása Angliában már régebben általános MOSIC eszközöknél.

Az új technológiák valóságos kaleidoszkópja ellenére, az egyes irányzatok felkarolása az egyes gyártócégek részéről eléggé szelektív. A polikristályos szilícium gate az eddigi felpárologatott alumínium térelektroda helyett a fő MOS technológiai irányvonal lett a Texas Instruments, Motorola és Fairchild amerikai cégeknél, míg a második legfontosabb technológiai alternatívaként az olyan vállalatok támogatják és alkalmazzák, mint a MOS gyártásban vezető AMI és General Instrument Microelectronics. Az Egyesült Királyságban a Marconi–Elliot cég már uralja a szilícium-gate technológiát, míg Plessey közel van sorozatgyártásszerű alkalmazásához [4].

Növekvő irányzata van a műanyag tokozású MOSIC eszközök fejlesztésének. Az USA-beli General Instruments cég, mely a MOS morzsákat szilícium nitrid passziváló-védő réteggel látja el, a műanyag tokozású MOS technológia elsőszámú támogatója. Az RCA követte őket egy év múlva és jelenleg a Signetics cég karolja fel a műanyag-tokozású MOSIC-ot, főleg olcsósága miatt.** Komplex sok-kivezetéses

* Ezek az ún. „SOS” (=Silicon On Sapphire) eszközök.

** A műanyag-tokozás eddig azért volt súlyos probléma itt, mert a tisztaságra rendkívül kényes gate-oxidot az epoxi anyagból származó szénmolekulák elszennyezték. Különleges tokozógyantákkal ez a kérdés megoldható, bár ez idő szerint még elég drágán.

MOS eszközöket, melyek egykönnyen nem tehetők konformissá a dual-in-line tokozással, az American Microsystems Incorporated (AMI) cég dolgozott ki és bocsátott piacra.

Hogy vajon milyen lesz az uralkodó technológia a szilícium gate alkalmazása után, még nem teljesen világos. Két irányzat versenyez ezen a téren: az RCA „megjavított” komplementer CMOS technológiája és az ion-implantáció.

1.7 „Gyors” MOSIC eszközök és MOS LSI memóriák

Mindkét fenti technológia káprázatos fordulatot hozott a nagyobb működési sebességek irányában, amelyek ma már a bipoláris TTL áramkörök sebességi tartományait közelítik meg a MOSIC eszközökénél. Erre jellemző a kevéssé ismert Ragen amerikai cég árulistáján szereplő és 25 MHz-es órajel-sebességgel működtethető 64 bit-es shift-regiszter — jócskán a TTL sebességi tartományban! Az amerikai Hughes cég szintén most bocsájtott piacra egy 2048 bit-es Read Only Memory áramkört 100 nanoszekundumos hozzáférési idővel, illetve a nagyon gyors 10 MHz-es órajel-frekvenciával. Ezek mind „implantációs” technológiájú eszközök.

Az implantációs technika ilyen nagynevű szószo-
lónak csokra néhány életképes új tanítványt nyert meg és így nem csodálható, hogy nemrég az American Microsystems Inc. cég fuzionált a Mostec céggel, hogy a japán asztali számológép üzletbe beszállva, LSI (=Large Scale Integration) MOS morzsákat szállítson a keleti Szigetországnak.

Az új MOS technológiák lehetővé tették az integrált áramköri eszközök teljesen új csoportjának kialakítását, így 1970-ben megszületett az átprogramozható Read Only Memory. Ovshinsky volt az első, aki „újraprogramozható” memóriát készített, itt az ő 256 bit-es „üveg” memóriájára gondolunk. Az év végére aztán az „Intel” cég kihozta a 2048 bit-es újraprogramozható Read Only memóriáját. Ennél az eszköznél a sztatikus módusú hozzáférési idő kb. 1 mikroszekundum, míg a dinamikus módban 650 nanoszekundum.

Az ilyen memóriák újraprogramozásánál a törlés röntgenbesugárzással történik, mely a beírt információt semlegesíti, és ezután az eszköz elektromos úton újraprogramozható. Ez pedig nehézkes és lassú.

1.8 „Nem-illékony” újraprogramozható MOS-memóriák

Az Intel újraprogramozható ROM eszköze a röntgensugár-expozíciós törlés kényszere miatt lényegében az olyan memória-kategóriába sorolható, mint a „Harris Semiconductors” cég (régebben Radiation Incorporated) PROM (=Programmeable Read Only Memory) eszköze, melyet az adott kivezető elektródákra kapcsolt, feltöltött kondenzátor kisütése révén a felpárolgatatott alumínizált összeköttetések hálózataiba bit-enként beépített és szintén párolgatatással felvitt, az alumínizálási mátrixot összekötő krómnikkel „biztosítók” (ellenállások) kiegészítése révén lehet programozni. Ez az 512 bit-es eszköz mindazonáltal nagy működési sebességű alkalmazásokra van szánva

és így 30 nanoszekundumos hozzáférési idővel rendelkezik. Nyilvánvaló hátránya viszont, hogy az egyszer átégetett összekötési pontok többé helyre nem állíthatók.

Más vállalatok fejlesztési szakemberei is heves versengésben vannak az ilyen, de akármikor tetszés szerint átprogramozható, nem-illékony beírású memóriaáramkörök kifejlesztésében, melyekkel a későbbi időkben a ferritgyűrűs memóriák teljes kiküszöbölését vélik elérni. Így például a Plessey cég, közösen Fairchild-dal és RCA-val olyan módszerek után kutat, ahol a program információk adatait egy polarizálható tulajdonságú pl. szilícium nitrid-oxid kettős-rétegű szigetelő hordozza a MOS tranzisztorok gate elektródái alatt levő közöttek töltésrétegben (interface-ben). Az ilyen polarizálható szigetelők erős ferro-elektromos hatást mutatnak és ezen az alapon is működnek: a logikai 1 és 0 információk elektromosan magas gate-feszültségek „tartós” alkalmazásával írhatók be, általában megemelt hőmérséklet mellett. A törlés hasonlóan történhet, ellenkező polaritású feszültség és megemelt hőmérséklet alkalmazásával. A kutatások célpontja olyan ferro-elektromos anyagok találása, amelyeknél a polarizáció hatásfoka magas, más szóval az információ beírása viszonylag kis feszültséggel és kis hőmérsékleten, minél rövidebb idő alatt mehessen végbe. Úgy tűnik, hogy az ilyen eszközöknél az 1 mikroszekundum körüli beírás idő és a 100 nanoszekundum körüli törlési idő lesz a közeljövőben elérhető, méghozzá szobahőmérsékleten és mindezek ellenére a „beírás” normális hőmérsékleti viszonyok közt stabil marad.

1.9 MOS perspektívák

Azok számára, akik a még távolabbi jövőbe kívánnak betekinteni, a kutatók már jelzik az utat. A Bell Laboratórium és a General Electric „töltött pár” rendszereinek az az ígéret, hogy egy négyzet-inch területen 1 millió bit feletti tárolási kapacitás érhető el!

Ez még nem elég, ha a még ködösebb távoli jövőre gondolva, a Westinghouse cég olyan, még feltérképezetlen és kiaknázatlan technikával foglalkozik, mint az „ovonics”, mely minden eddigi technológiától teljesen elütő és amely alkalmazásával extrém olcsó, „mikro-cent” fajlagos áru MIS tranzisztorok nyomtathatók, gyakorlatilag tetszés szerinti alapanyagra. Ezek a szigetelt tervezérléses elektródájú (gate-jű) tranzisztorok vákuumban „vihetők fel” papír-, plastik- vagy akár alumínium fóliára.

Ilyen alapon már működő eszközöket is készítettek, többek között egy egyetlen fokozatú lemezjátszó erősítőt 1 W kimenő teljesítménnyel és bemutattak egy 200 V-os 1 W-os tranzisztort is, de — egyéb súlyos problémák mellett, melyek még megoldásra várnak — az eszközök működése lassú és a paraméterek hosszú idejű stabilitása nagyon rossz.

Már akár manapság is olyan magas az integrált áramkörök komplexitása, hogy a mostani technológiákkal megvalósítható egy „asztali” számológép teljes elektronikájának elhelyezése egyetlen szilícium morzsán, vagy ahogy az RCA tette, egy teljes négyjegyű parallel aritmetikát egyetlen integrált egy-

ségben, egyetlen morzsán elhelyezni. Az ilyen szinten, nagyon magas komplexitással megvalósított integrált áramkörök drámai hatásúak lehetnek a berendezések működési előnyeire, kis méretére és olcsó árára.

2. Bipoláris integrált áramkörök

A legutóbbi időkben piacra dobott és egyben a jelenlegi technika csúcsát reprezentáló integrált áramkör közel 6000 tranzisztort tartalmaz egy 1/8 inch (=3,1 mm) élhosszúságúnál nem nagyobb szilícium morzsán.

Kontrasztként hadd közöljük, hogy a legnagyobb példányszámban és leggyorsabban eladható integrált áramkör ma is a 74-es szériájú négyszeres ES NEM (NAND) TTL kapu, mely mindössze 20 aktív elemet tartalmaz (SN 7400). Valójában ennél az áramkörnél mindössze 16 tranzistor és 4 dióda, ill. 16 ellenállás tölti meg a 25 mil élhosszúságú morzsa aktív felületét. (1 mil=0,001 inch=0,0254 mm.)

Ez az elképesztő különbség az Electronic Array cég új 5000 bit-es ROM (=Read Only Memory=csak kiolvasható memória) áramköre (melyben 5746 komplett tárolóáramkör van összezsúfolva egy egyetlen, monolitikus, 93×100 mil-t nem meghaladó és nem túl nagy morzsára), valamint a 74-es sorozatú NAND kapu között jobban illusztrálja a nagyskálájú integráció felé vezető sebes lépéseket, mint bármi más. Ez annál is inkább meglepő, hogy ezt a rohamos fejlődést szinte természetesnek vesszük.

Ez az összehasonlítás megerősíti Robert Noyce-nak, az „Intel” főnökének becslését [4], miszerint az áramköri integráció az elmúlt tíz évben az ezerszeres bonyolultságúvá fejlődött és a következő tíz évben újabb százszorosára nő! A Motorola-beli Dave Griffin [5] is azt jósolja, hogy a mai IC-k átlagosan 100 kaput tartalmazó komplexitása 1976-ra a morzsánkénti átlagos 1000 kaput tartalmazó komplexitási fokra nő majd. Ezt, ahogy ő véli, egy teljesen új kompatibilis TTL eljárás teszi majd lehetővé.

2.1 Erőfeszítések denzusabb TTL-technológiára

Noyce mutatott rá három olyan technológiai módszerre, melyekkel az ilyen rendkívüli komplexitású integrációs szint bipoláris technikával is elérhetővé válik. Példának okáért csupán az áramköri tervezés megjavításával meglepő előrehaladást lehet elérni. Így, ha shift-regisztereknél az olyan rendszerekről, melyekben az információ tárolása flip-flopokkal történik, áttérünk az olyanokra, melyekben az információk záróirányban előfeszített diódák segítségével vannak beírva, az egyetlen bit információ tárolásához szükséges tranzisztorok száma hatról mindössze háromra csökken.

Második módszerként a fotolitográfiai, diffúziós stb. munkamenetek megjavításával, továbbá a hordozó szilícium alaplemez minőségének fokozásával a nagyobb komplexitású és méretű morzsák kihozatali aránya, gazdaságossága jelentősen nő. Példaként, az „Emihus” céghez tartozó Dr. Guy Barnes [1] egy negyed inch élhosszúságú MOSIC morzsákról

beszél, melyek tervezési stádiumban, a rajzasztalon vannak. Ahogy ő jósolja, 1973-ra ez a méret közel 400 mil (=1 cm) élhosszúságra nő a mostani 250 mil-ről, amely az aktív elemek számában, tehát a komplexitásban mintegy háromszoros-ötszörös növekedésnek felel meg.

Ez a növekedés a komplexitásban annál inkább jelentőségteljes, mert egy arányosan kisebb chip (morzsa) felületénél a kontaktálási (bondolási) padkák felületének részaránya lesz sokkal nagyobb. Azonos komplexitású áramkör esetén tehát nem nagyon érdemes a méreteket arányosan csökkenteni egy adott ésszerű határ alá, mert akkor a morzsa felületének nagyrészt a kontaktálásra kellene elpazarolni.

2.2 Elektronsugaras maszkolási módszerek

Az aktív áramköri elemek méretével lefelé menve, a diffúziós maszkok és az alumínizált összekötő csíkok méretei, illetve szélessége a fény hullámhosszával kezd összemérhetővé válni. Ily módon jelenlegi optikai módszereink az áramköri elrendezés, a maszkok és a fotolitográfia tekintetében kb. 2 mikronos szélességi méretekre korlátozódnak. Ha a geometriával a még kisebb méretek tartományába kívánunk lemenni, úgy az optikai módszereket fel kell, hogy váltsák a jobb feloldóképességű elektronsugaras technikák. A „Cambridge Instruments” cég már szállít olyan maszkokat, melyek feloldóképessége jobb, mint egy negyed mikron és Dr. Philip Chang, aki ezeket a munkákat vezeti, úgy számítja, hogy elektronsugaras technológiával az 1/100 mikron feloldóképességig lehet lemenni.

2.3 Új technológiák versenyfutása a MOS és bipoláris eszközök közt

A harmadik út a csoportos integrálás szintjének növelésére, amelyik a legnagyobb haladást hozta a komplexitás növelése terén, munkamenetbeli újítások eredménye. Ez a cikk pedig épp ezekre a technológiai újításokra összpontosítja a figyelmet elsősorban.

E tekintetben sehol sem mutatkozott erőteljesebb fejlődési aktivitás, mint a MOS laboratóriumokban, ahol új eljárások sora terjesztette ki a korai MOS eszközök működési korlátait — az „egzotikusabb” technológiák segítségével a MOSIC eszközök működési sebessége ma már a bipoláris eszközök sebességével kezd vetekedni; a teljesítménynyomtatás alaposan lecsökkent és eleve is a bipoláris eszközök teljesítménynyomtatásának töredéke volt; az alkatrész sűrűsége felületegységenként nagyon megnőtt, túlszárnyalva a bipoláris eszközöknél elérhető; és végül a kompatibilitás a TTL áramkörökkel sokkal jobb lett. Az új MOS technológiákról az 1. fejezetben már beszámoltunk.

A legnagyobb kihívások egyike ezen MOS technológiák ellen, mellyel a MOSIC eszközöket gyártó iparnak rövidesen szembe kell néznie, mégis a „megfiatalított” bipoláris technikából ered majd. Az 1970-es évben az USA-beli a Bell Laboratórium felfedte néhány „forradalmian új” technológiai eljárását

ezen a téren. Ezek lehetővé teszik a termelés fokozását és az integrálás szintjének erős megemelését. Ezen jelentős eljárások egyike Bell-ék hárommaszkos („trimask”) eljárása. A Bell-ék bejelentése után ez a technika jóformán hang nélkül eltűnt a fejlesztő laboratóriumok sűrűjében, ahol az aktivitás ezen a téren igen intenzív lehet. Így, mikor olyan bipoláris integrált áramkörök kerülnek piacra (1972 végén vagy 1973 elején), melyek a „trimask” technológiával készülnek már, nagy lesz a kavarodás a piacon a MOSIC és az „újjáéledt bipoláris” eszközök vetélkedőjében a magasabb eladási rátákért.

Ha a Motorola cég 1000 kapus komplexitású bipoláris kompatibilis TTL eszközről beszél 1976-ra, úgy kártyái mögött nyilvánvalóan erről a „megfiatalított” trimask eljárású technikáról lehet szó.

2.4 A Schottky-barrier dióda, mint gyors IC kapcsolóelem

A bipoláris fejlesztő-emberek egy ügyes csoportja nem feledkezett el Schottky-ról a róla elnevezett dióda vonatkozásában. A Schottky-barrier dióda ugyanis széleskörű alkalmazást kezd nyerni gyorsműködésű memóriáknál és gyors logikai áramkörökben, nemkevésbé a lineáris integrált áramkörök területén. Brian Downs a Ferranti cégtől leírja a Schottky-diódák alkalmazásának néhány vonzó új lehetőségét, így például egy új áramkörsaládot, amelyben egyetlen monolitikus morzsán digitális és lineáris működésű áramkörök vannak egyesítve — olyasmí, amit eddig nemigen lehetett megvalósítani.

Régebben aranyzennyezést alkalmaztak a bipoláris tranzisztorok kapcsolási sebességének megnövelésére, mivel közismert, hogy az arany nagyon hatásos rekombinációs centrumokat képez a vegyérték- és a vezetési sáv közötti mesgye közepetáján és így a tárolt töltés nagyon hamar rekombinálódik az épp kikapcsolt tranzisztor bázisrégiójában. Az aranyzennyezés hátrányos tulajdonsága viszont az, hogy erősen rontja a linearitást (az áramerősítéstényező áramfüggését). Most a Schottky-dióda használható erre a feladatra, a gyors működésén kívül jó linearitási tulajdonságokkal. Ezen a téren a gyors működésű TTL Schottky sorozat csak a kezdő lépés volt. — A Schottky-diódát a tranzisztorok kollektorbázis átmenetével parallel kötve a tranzisztor telítési tartományba való csúszása elkerülhető (igaz, hogy a disszipáció némileg megnő), és így a töltéstárolási idő 1 nsec alá nyomható. A TTL széria többemitteres „bemenő” tranzisztorainál ezenkívül az inverz áramerősítési tényező elhanyagolható mértékűvé csökken. A Schottky-dióda „beépítése” csak 5...10%-kal növeli meg az IC-ben felhasznált területet és nem kíván extra munkamenetet, így kompatibilis a TTL-technológiával.

2.5 Egyéb TTL technológiai irányok

Az előző felsoroláson kívül a fix (ROM) bipoláris memóriáknál, de másutt is, általánossá válik az alábbi technológiai változások alkalmazása.

(a) A kb. 10 μm -es vastagságú epitaxiális réteggel 3 μm alá mentek. Ez mind a telítési ellenállást, mind a szigetelőréteg felé mutató kapacitást csökkenti. Eddig azért nem lehetett 10 μm alá menni, mert az epitaxiás kollektor-réteg alatti „eltemetett réteg” visszadiffundált a kollektorzónába és ez leszállította a letörési feszültséget. Ezt most az új „silane epitaxy” technológiával küszöbölik ki, mely alacsonyabb hőmérsékletű függőleges reaktorban történik SiC_4 gáz helyett organikus szilán-vegyületek alkalmazásával, mintegy 400 °C-on.

(b) Az (100) orientációjú szelet előnye az (111) orientációval szemben egyrészt az, hogy a szigetelő (elválasztó) p diffúzió maszkját (az optikai törés általi eltolódás nélkül) pontosabban lehet illeszteni a már bevitt eltemetett réteghez az epitaxián keresztül, másrészt ez az orientáció elősegíti a bór diffúzióját az epitaxiába (tehát a p szigetelő- és bázisrétegeket), így adott hőmérséklet és idő alatt az n^+ eltemetett réteg As dopánsának visszadiffundálása csekélyebb lesz.

(c) A sokkal kisebb tranzisztor-geometriákkal (a lineáris méretcsökkenés a régihez képest mintegy háromszoros) 800 MHz fölötti határfrekvenciájúak az npn eszközök, továbbá a használt laterális és vertikális pnp eszközök.

Ilyen technikával, a már említett Electronic Array ROM mellett a Signetics Co. 4096 bit-es ROM memóriájában az alapcella-méret (egy bit tárolására alkalmas elem) kb. 1,3 négyzetmil ($=8,5 \times 10^{-4} \text{ mm}^2$), amely alig nagyobb egy szokványos MOS elemnél. Igaz, hogy az áramfogyasztás mintegy hússzoros, de a sebesség is közel 1 nagyságrenddel nagyobb.

Kevésbé látványos technikák révén is növelhetjük az alkatelem-sűrűséget a morzsa aktív felületén. Az „Intersel” cég például úgy tett szert sokkal kompaktabb ellenállásokra, hogy egyenáramú katódporlasztással viszi fel a megfelelő ellenállásanyagot közvetlenül a szilíciumszelet felületére. Angliában az „ITT Semiconductors” kezdte el az ilyen technológia tanulmányozását. Ezen felül az ITT most van félúton 74-es TTL szériája újratervezésében, ahol a kereszteződéseknel az eddigi „aládiffundálási” technika helyett kettős fémezést használnak és az egymást keresztező fémrétegek közt szigetelőréteg húzódik meg.

Mindazonáltal ne feledkezzünk meg arról sem, hogy az integrálási technika legújabb és legfejlettebb lépései által nyújtott előnyök is rövid életűek egy-egy cég számára, így a gyártó berendezések kellő tőkésítésére és amortizációjára vonatkozóan a tervezőnek a lehető legtöbbet kell megteenniük a kifejlesztés és piacrahozatal közötti ciklusidő lerövidítésére.

I R O D A L O M

- [1] G. Barnes: Ion Implantation Solves the Future of MOS Devices; Electronics Weekly, 1971. jan. 27, p. 26.
- [2] A. S. Grove: Physics and Technology of Semiconductor Devices; John Wiley, 1967; 317—353 oldal.
- [3] R. H. Crawford: MOSFET in Circuit Design; Texas Instr., Electronics Series, M. Graw-Hill, 1967.
- [4] K. Smith: Bipolar IC's stop MOSIC Progress? Electronics Weekly, 1971. jan. 27, p. 11.

Digitális szűrők elmélete és gyakorlati alkalmazási lehetőségeik

ETO: 621.372.54:681.32

A frekvenciaszűrő eszközöket széles körben alkalmazzák, mind az információátvitel, mind a mérőkészülékek, analizátorok, szabályozó rendszerek területén. Ezért nagy a jelentősége azon erőfeszítésnek, hogy a szűrők méreteit és költségeit csökkentsék.

Az elektronikus áramkörök miniatürizálásának legújabb eredményei nagyban előmozdítják a fenti probléma megoldását [1, 2]. Az integrált áramkörök jelenlegi formájukban már lehetővé teszik, hogy a kívánt specifikációjú szűrőket elfogadható méretre csökkentsük. Ugyanakkor, ha tetszőleges szűrőkarakterisztika megvalósítható lesz kisszámú standard típussal, úgy az árak is jelentősen csökkenthetők [3].

1. Bevezetés

A konvencionális szűrőrendszerek — amelyek induktivitásokat és kapacitásokat tartalmaznak — alkalmatlanok az új technikához. Először a drága és egy adott fizikai méret alá nem csökkenthető induktivitások kiváltását kellett megoldani. Ez vezetett az aktív RC szűrők kialakításához [4]. Az aktív RC szűrők, amelyek a 100 Hz–1MHz frekvenciatartományban igen jók ($Q_{\max} < 600$) az alábbi nehézségeket nem tudják kiküszöbölni:

1. A nagy értékű kapacitások ($C \geq 47$ nF) csak diszkrét elemekkel valósíthatók meg
2. Az aktív áramkörök nem driftmentesek.

Az aktív RC áramkörök fenti alapvető hátrányait küszöböli ki az adatmintavételes szűrő. Ez nem tartalmaz reaktív komponenseket, csak logikai elemeket, léptető regisztereket, összeadókat, szorzókat stb.

2. Az adatmintavételes szűrők származtatása, elméleti alapok

2.1. Analóg jel áthaladása késleltető művonalon és analóg aritmetikai egységen

Legyen a vizsgált ideális művonal T késleltetési idejű. A művonal bemenetelére adott jel a kimeneten amplitúdó- és fázistorzítás nélkül T idővel később jelenik meg, azaz:

$$U_{be} = F(t), \quad (2.1.1)$$

$$U_{ki} = F(t - T), \quad (2.1.2)$$

ahol $F(t)$ tetszőleges időfüggvény. 1. ábrán látható összeállítás esetén a kimeneti jel:

$$U_{ki}(t) = U_{be}(t) - U_{ki}(t - T) \quad (2.1.3)$$

Legyen (2.1.3.)-ban

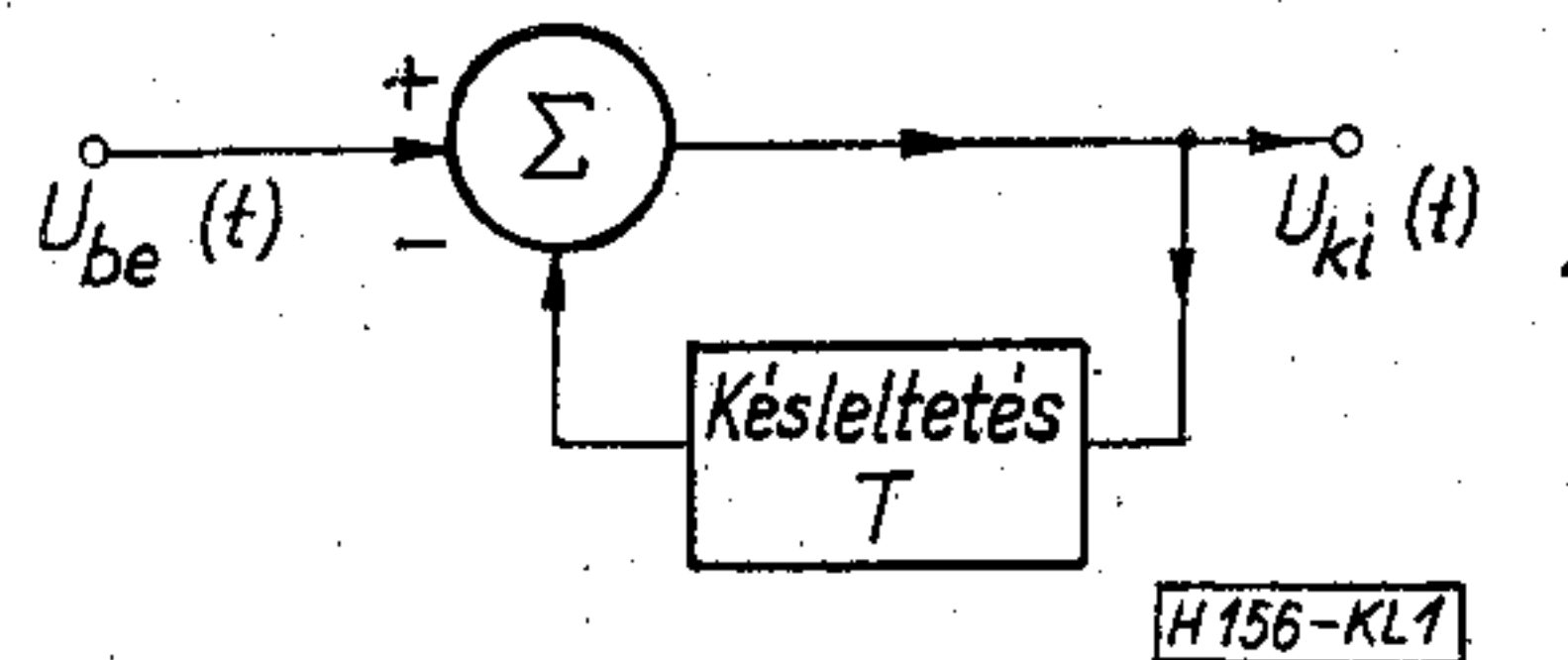
$$U_{be} = \cos \omega t \quad (2.1.4)$$

akkor

$$U_{ki} = A \cos(\omega t) \quad (2.1.5)$$

Felhasználva az 1. ábrán látható kivonó egység definíciós egyenletét:

$$A \cos(\omega t + \varphi) = \cos \omega t - A \cos[(\omega t - T) + \Phi] \quad (2.1.6)$$



1. ábra. Egyszerű késleltető művonalas szűrő

A fenti egyenlet tetszőleges t -re igaz, így ha $\omega t = 3\pi/2$, akkor

$$A \sin \varphi = -A \sin(\varphi - \omega T) \quad (2.1.7)$$

és ebből

$$\varphi = -\varphi + \omega T \quad (2.1.8)$$

$$\varphi = \omega T/2 \quad (2.1.9)$$

(2.1.9) azt jelenti, hogy a kimeneti jel a bemeneti jelhez képest a késleltető művonal fázistolásának felével késik.

Legyen most $t = \frac{2n\pi}{\omega}$, akkor (2.1.6) a következőképpen alakul:

$$A \cos \varphi = 1 - A \cos \varphi - \omega T \quad (2.1.10)$$

behelyettesítve (2.1.9)-et a (2.1.10)-be

$$A = \frac{1}{2 \cos(\omega T/2)} \quad (2.1.11)$$

(2.1.11)-ből látható, hogy A végtelen mindenütt, ahol $\omega T \pi$ -nek páratlan számú többszöröse, azaz a szűrőnek pólusai vannak a

$$p = j \frac{\pi}{T} (1 \pm 2n) \quad [n = 0, 1, 2, \dots] \quad (2.1.12)$$

frekvenciákon.

Amennyiben az 1. ábra kivonó egységét összeadóval helyettesítjük, úgy

$$\varphi = \frac{\omega T - \pi}{2} \quad (2.1.13a)$$

$$A = \frac{1}{2 \sin \omega T/2} \quad (2.1.13b)$$

Az összeadóval felépített szűrőnek a

$$p = \pm j \frac{2n\pi}{T} \quad [n=0, 1, 2] \quad (2.1.14)$$

Eddigi pólusaink az imaginárius tengelyen voltak, ez az eset oszcillátoroknál fordul elő, azonban aktív áramkörben kedvezőtlenek szűrő kialakításához. Vizsgáljuk meg a 2. ábra szerinti összeállítást. A (2.1.7)...(2.1.12) képletek alkalmazásával a következő összefüggéseket kapjuk:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \omega T}{\cos \omega T - \frac{1}{B}} \quad (2.1.15a)$$

$$A = \frac{\cos \varphi}{1 + B \cos \omega T} \quad (2.1.15b)$$

A szűrőnek pólusa van a

$$p = j\omega = j \frac{1}{T} \cos^{-1} \frac{1}{B} \quad (2.1.16)$$

frekvencián, ahol B komplex szám is lehet.

Lényeges azonban rámutatni, hogy ezen pólusok nem szükségszerűen komplex konjugáltak negatív valós résszel, mint ez konvencionális szűrőknél a megvalósíthatóság kritériuma volt [5].

Az általános hálózatfüggvény realizálásához zérusokra is szükség van. Egy lehetséges megvalósítást mutat a 3. ábra. A gyökhely frekvenciája és a fázistolás a fentiekhez hasonlóan számítható. Legyen $U_{be} = \cos \omega t$, ekkor a kimenetre felírható:

$$U_{ki} = A \cos(\omega t + \varphi) = \cos \omega t + \cos \omega(t - T) \quad (2.1.17)$$

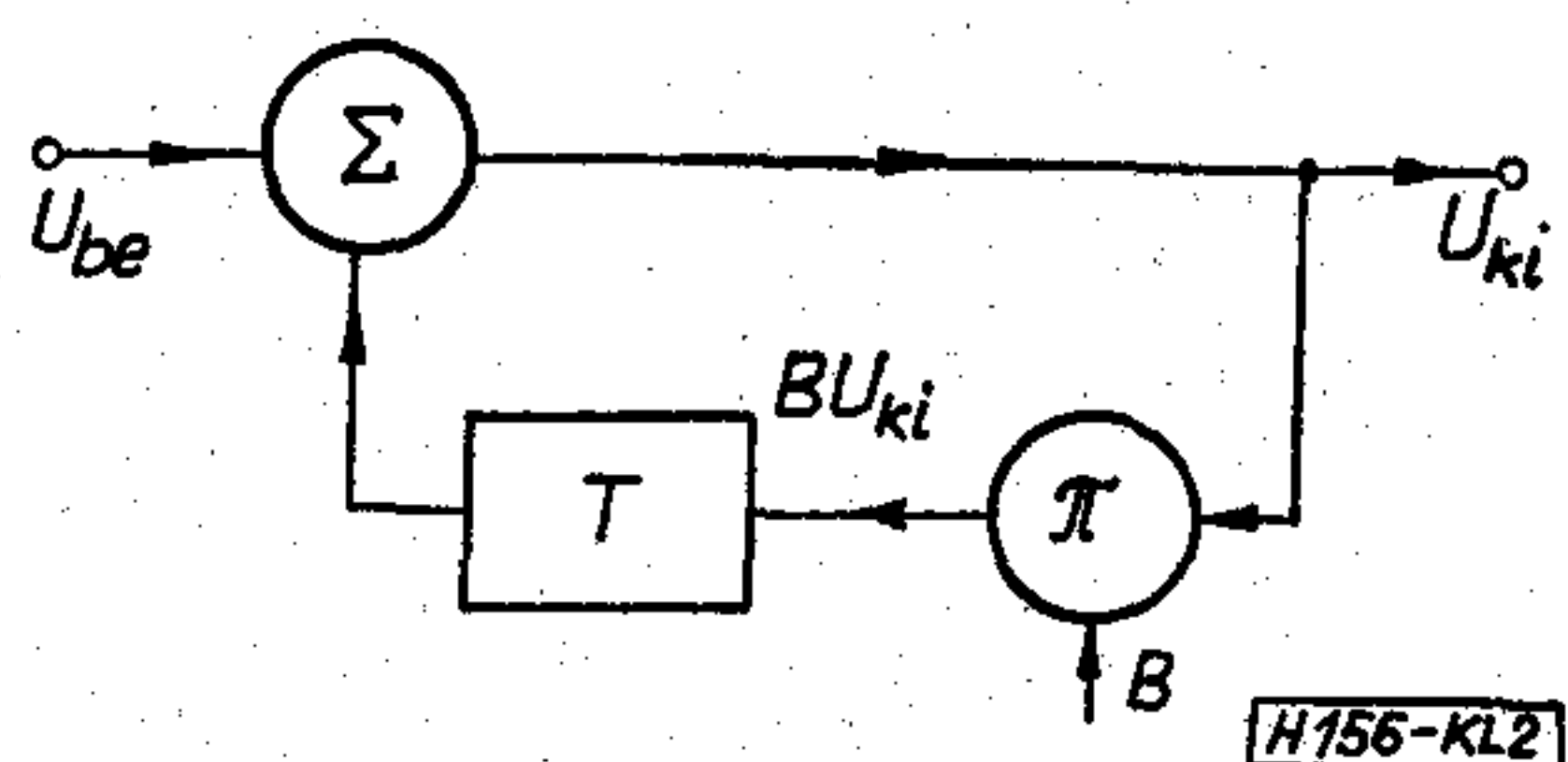
Egyszerű átalakítással:

$$A \cos(\omega t + \varphi) = 2 \cos\left(\omega t - \frac{\omega T}{2}\right) \cos \frac{\omega T}{2} \quad (2.1.18)$$

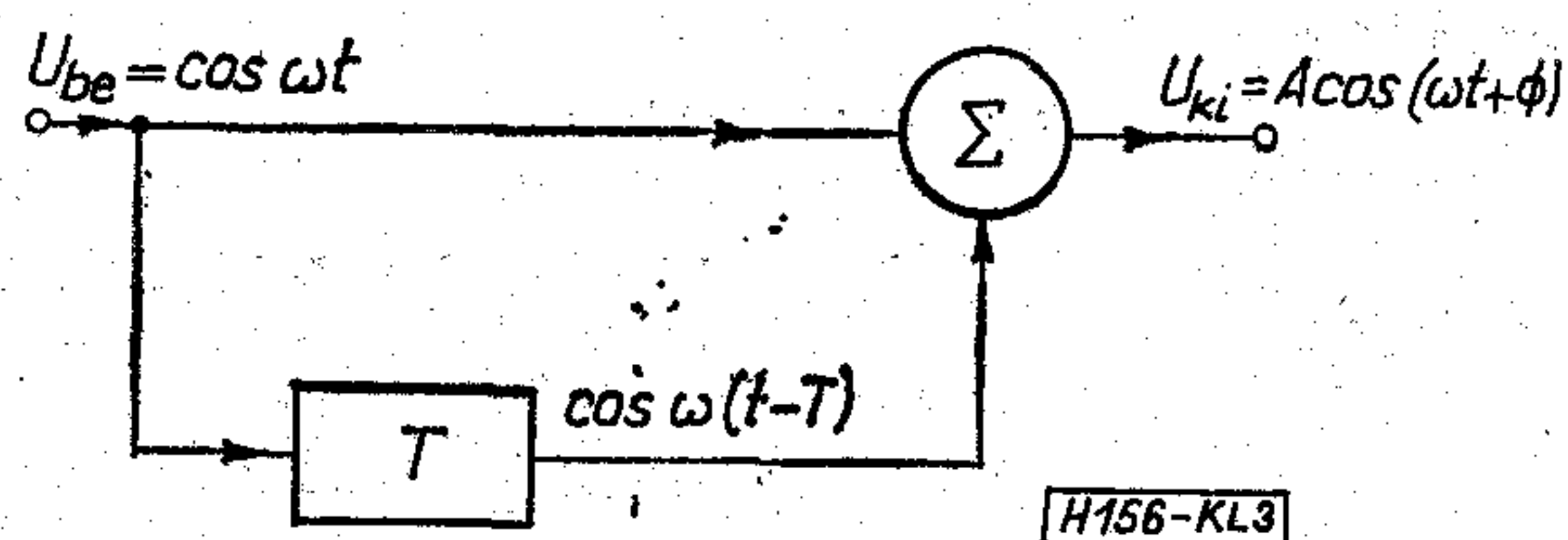
(2.1.18) két oldalának összehasonlításából:

$$A = 2 \cos \frac{\omega T}{2} \quad (2.1.19a)$$

$$\varphi = \frac{\omega T}{2} \quad (2.1.19b)$$



2. ábra. Általános szűrőtípus vázlata. A B szorzó alkalmas megválasztásával tetszőleges pólusrendezés valósítható meg



3. ábra. Átviteli zérus megvalósításának elvi vázlata

A 3. ábrán vázolt elrendezés transzfer zérusa a

$$p = j \frac{1 \pm 2n}{T} \pi, \quad [n=0, 1, 2, \dots] \quad (2.1.20)$$

helyen van.

2.2 Folytonos jel átalakítása diszkrét jellé

Tegyük fel, hogy $F(t)$ sávhatárolt jelünk van f_0 maximális frekvenciával. Ahelyett, hogy az $F(t)$ függvényt pontonként íránk le, azt — Nyquist mintavételezési elmélete alapján — $2f_0$ frekvenciával vett mintáival is megadhatjuk (általában $F(t)$ $A \cos(\omega t + \varphi)$ alakú, ahol A és φ átvitele szükséges, ami periódusként két adatot jelent. A gyakorlatban azonban ennél nagyobb frekvencia szükséges, mivel ideálisan sávhatárolt jel nincs.

A fenti mintavételezéssel elértük, hogy az eddig időben végtelen sok pontban leírt, sok felesleges információt tartalmazó jelet a minimálisához közel eső számú diszkrét, jól definiált időközönként mintavett jellel írtuk le.

A diszkrét jelet késleltetni, azokkal műveleteket végezni egyszerűbb, mint folytonos jelekkel, s a digitális technika ezt a feladatot már jól megoldotta. Ez azonban felvet még néhány problémát, amelyekkel itt nem foglalkozunk. Ezek:

- minimális szóhosszúság,
- kvantálási hiba,
- zaj,
- dekódolási hiba,
- aritmetikai kerekítésekből adódó hibák.

Fentiekkel elérkeztünk az adatmintavételes szűrők családjához (sampled — data filter, amely három alcsoportra bontható (lásd. 1. táblázat).

1. táblázat

Típus	Tároló	Kalkulátor	A/D D/A konverzió
Analóg adat-mintavételes szűrő	analóg	analóg	nincs
Kvázidigitális szűrő	digitális	analóg	szükséges
Digitális szűrő	digitális	digitális	szükséges

2.3 Analóg adatmintavételes szűrő

Az 1. táblázatból látható, hogy ebben az esetben a tárolás analóg módon történik. A késleltető fokozat (analóg) megvalósítható egy mintavevő — tároló

(sample-and-hold) áramkörrel, amelyben kondenzátor a tároló elem, a megfelelő kisütő és töltő áramkörökkel. Az analóg kalkulátor súlyozott, műveleti erősítésű összeadó egység [6, 7]. A fenti szűrőtípus néhány igen előnyös tulajdonsága:

- kimenő jel mentes a kvantálási hibától,
- az analóg léptető regiszter egyszerűen tölthető és süthető ki,
- egyszerű elektromos áramkörök.

Az analóg mintavételes szűrők főleg vékony- és vastagréteg integrált áramköri formában valósíthatók meg egyrészt a szükséges pontos ellenállás-hálózat, másrészt a tartó áramkörökhöz szükséges pontos, nagy stabilitású kondenzátorok hibrid alkatrészként történő beépítési lehetősége miatt.

2.4 Kvázidigitális szűrő

A fenti szűrőtípus digitális léptető regiszter sorozatból álló tárolót tartalmaz analóg aritmetikával [8, 9]. A digitális tárolás következtében a mintavett jelet analóg digitális átalakítóra kell vezetni.

A szűrőtípus előnye, hogy a digitális jel késleltetése könnyen realizálható és egyszerű az analóg kalkulátor. Hátránya, hogy az A/D és D/A átalakítás miatt a kimeneti jelben kvantálási hiba lesz.

2.5 Digitális szűrők

A digitális szűrő digitális léptető regiszterekből felépített tárolót és digitális kalkulátort tartalmaz, természetesen A/D konverterrel a bemeneten és D/A konverterrel a kimeneten. A bináris műveletek végzése itt azt jelenti, hogy a súlyozás is bináris formában történik. Mivel a kimeneti függvény egyértelműen származtatható a bemeneti jelből és a súlyozási együtthatókból, ezért az utóbbiak variálása — adott program szerint váltása — más és más átviteli függvényt ad a kimeneten.

Mivel a szűrőben konvertereket alkalmaznak, a kimeneti jelben kvantálási hiba lép fel. Ennek forrásai:

- bemeneti A/D konverter,
- súlyozó együtthatók kvantálási hibája,
- kalkulátor műveleti hibája (szorzás).

A digitális szűrő speciális célú számítógépként fogható fel [7].

3. Adatmintavételes szűrők matematikai leírása

Az adatmintavételes szűrők működése differencia-egyenletek segítségével írható le. Ezen egyenletek meghatározzák a kimenő jel amplitudóját — $y(nT_s)$ — mint a pillanatnyi bemenő jel — $x(nT_s)$ — és tet-szőleges számú megelőző kimenő jel függvényét. A legegyszerűbb függvénykapcsolat a következő:

$$y_n = \sum_{k=0}^m a_k x_{n-k} - \sum_{k=1}^n b_k y_{n-k} \quad (3.1)$$

ahol a_k és b_k súlyozó tényezők, k jelenti, hogy hányadik késleltetett jel vesz részt a $t = nT_s$ időpontban a

bemenő jel kialakításában, T_s a mintavételezés periódusideje.

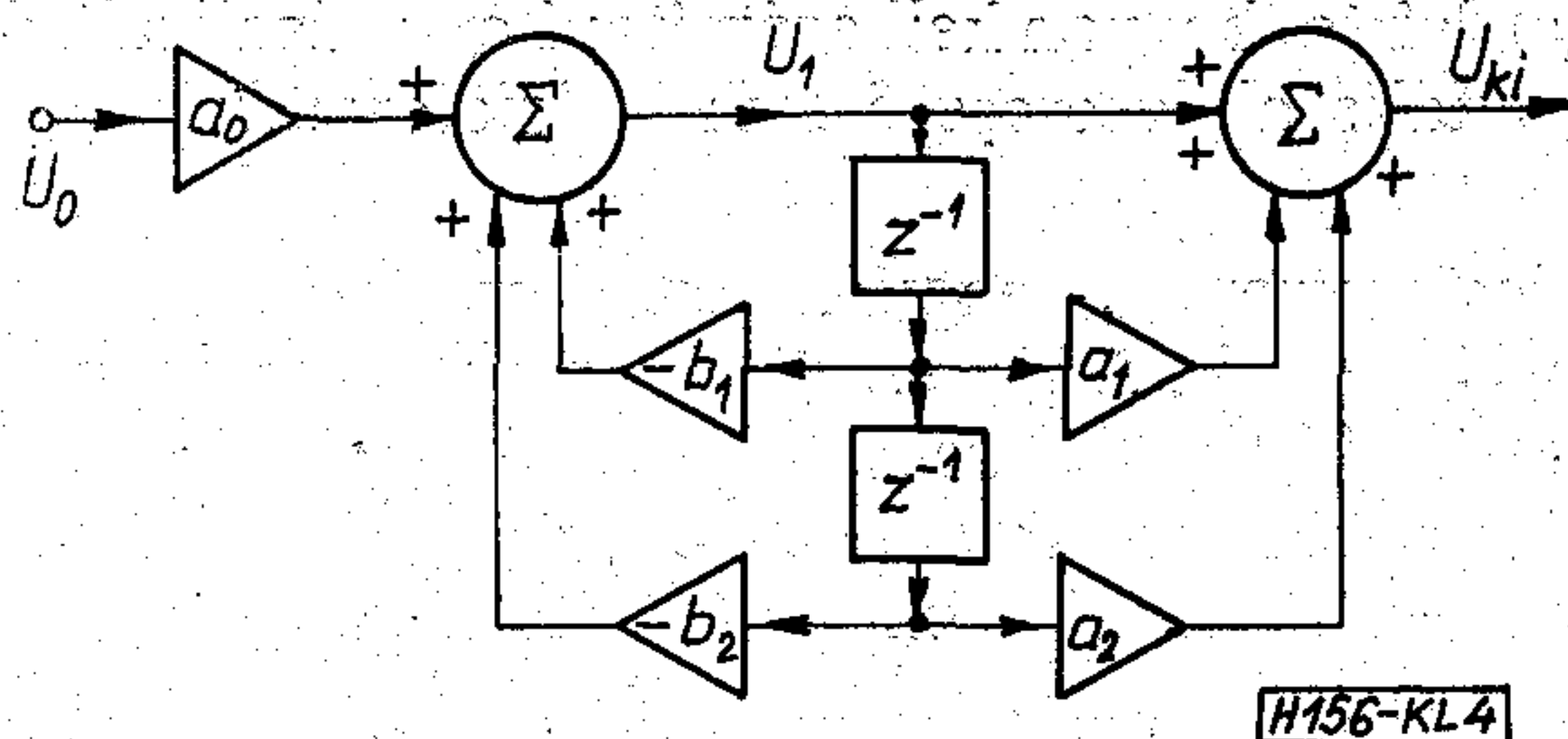
Az adatmintavételes szűrőtípus fenti leírása azonban nehezen kezelhető. Helyette a Z transzformáció használatos, ahol

$$z^{-1} = e^{-pT} \quad (3.2)$$

az egységnyi késleltetés operátora. (3.2)-t alkalmazva (3.1)-re, ahol k azt jelenti, hogy a szó vagy impulzus hány mintavételi periódust késelt:

$$y(z) = x(z) \sum_{k=0}^m a_k z^{-k} + y(z) \sum_{k=0}^n b_k z^{-k} \quad (3.3)$$

(3.3) és (3.1) között a hasonlóság világos. A (3.3) egyenlet azt jelenti, hogy a bemenő és kimenő jelek múltbeli értékei egyszerűen a és b tényezőkkel szorozódnak. Ezen tényezők határozzák meg végül a szűrő átviteli karakterisztikáját. Az együtthatók ugyanazt a szerepet játszik, mint a folytonos rendszerek átviteli függvényeinek együtthatói. Ennek bizonyítására nézzük a 4. ábrán látható elrendezést.



4. ábra. Általános másodfokú alaptag elvi tömbvázlata

Az ábra jelölésével a kimenő jel z transzformáltja:

$$U_{ki} = U_1(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}) \quad (3.4)$$

$$U_1 = U_0 a_0 - U_1 z^{-1} b_1 - U_1 z^{-2} b_2 \quad (3.5)$$

$$U_1(1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}) = U_0 a_0 \quad (3.6)$$

$$U_{ki} = \frac{U_0 a_0 (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (3.7)$$

A (3.7) egyenlet könnyen transzformálható p tartományba. A transzformációs összefüggés:

$$z^{-1} = \frac{\frac{2}{T} - p}{p + \frac{2}{T}} \quad (3.8)$$

Ahol T a késleltetési idő (mintavételi periódusidő). A transzformáció után (3.7) így alakul:

$$U_{ki}(p) = U_0(p) a_0 \frac{p^2(1 + a_1 + a_2) + 2kp(1 - a_2) + k^2(1 + a_1 + a_2)}{p^2(1 - b_1 + b_2) + 2kp(1 - b_2) + k^2(1 + b_1 + b_2)} \quad (3.9)$$

Természetesen a fordított konvenzió, illetve megvalósítási séma bonyolultabb, ezzel számos szerző foglalkozott [10–12].

1969 elején A. J. Gibbs kidolgozta a digitális szűrő frekvencia tartománybeli tulajdonságai vizsgálatának átfogó alapjait [26]. Az eredmények alapja a Hardy-p tér [27, 28] alkalmazása, ez írja le a legjobban a digitális szűrők frekvencia tartománybeli viselkedését. A Hp tér alkalmazásával a következő eredményeket kapta:

- a) megadta a digitális szűrők frekvencia-transzfer függvényeinek általános definícióját,
- b) meghatározta a frekvencia-transzfer függvény valós és képzetes része közötti viszonyt,
- c) összefüggést talált a frekvencia-transzfer függvény amplitúdó- és fáziskarakterisztikája között,
- d) általános transzformációt adott meg a p sík és a Hp tér között,
- e) definiálta a digitális szűrő transzfer függvénye létezésének szükséges és elégséges feltételeit,
- f) kimutatta, hogy valamennyi transzfer függvény felbontható egy mindent áteresztő és egy minimál-fázisú hálózatra (a Hardy-p térben!)
- g) leírta, hogyan kell számítani egy idealizált digitális aluláteresztő szűrő fázistorzítását.

Megjegyzendő, hogy a fenti eredmények mindössze 3 évesek. A Hp teret alkalmazza még Masani és Wiener [29] a diszkrét idő változós sztochasztikus folyamatokra és Rozanov [30] a stacionárius sztochasztikus folyamatok harmonikus analízisére is. Gibbs a következő eredményeket kapta a digitális szűrők approximációjában:

- a) minden racionális függvénnyel megadott analóg szűrőhöz létezik egy és csakis egy racionális függvénnyel megadható, megfelelő digitális szűrő és viszont,
- b) minden jól definiált frekvencia tartománybeli digitális approximációhoz létezik egy megfelelő, jól definiált analóg approximációs probléma és viszont,
- c) ezek a különböző tartománybeli approximációs problémák ekvivalensek abban az értelemben, hogy ha az egyiknek van megoldása, akkor a másiknak is van,
- d) ha az egyik (pl. p) tartománybeli approximációnak egyetlen megoldása van, akkor a megfelelő másik (pl. z^{-1}) tartománybeli approximációnak is csak egy megoldása van.

Ezenkívül Gibbs kimutatta még, hogy:

- a) az egyetlen, fizikailag realizálható lineáris fázisú digitális szűrő nem rekurzív ($b_1 = b_2 = \dots = b_n = 0$),
- b) fizikailag megvalósítható idő-reverzibilis eljárás használható fel tetszőlegesen kis hibájú lineáris fázisú szűréshez (megadja a specifikált approximációs hiba elérésének kritériumát),
- c) a bilineáris tervezési módszer alkalmas a fázis- vagy futási idő problémák kezelésére, ami természetesen megfelelő számítógépes programot feltételez.

Az előbbiek alapján megállapítható, hogy a digitális szűrők lényegesebb approximációs problémái megoldottak, vagy a megoldás lehetősége adott.

4. Adat mintavételes szűrők jellemzése, felhasználási lehetőségeik

Ezen szűrőtípus természetesen más módon jellemezhető, mint folytonos üzemű társai annak ellenére, hogy adott esetben ugyanazon specifikációnak tesznek eleget. A különböző jellemzők ellenére az analóg területen jelentkező minden problémának megvan a digitális megfelelője és fordítva. Például míg a folytonos esetben a frekvencia stabilitás a passzív elemek pontosságától függ, addig kimutatható, hogy a digitális megoldásban ez a mintavételezési frekvencia pontosságától valamint az a_k , ill. b_k együtthatókat generáló digitek számától függ. Számos egyéb hibaforrással kell foglalkozni, mint az A/D konverterből származó kvantálási hiba, a kerekítési hiba, mely a digitális kalkulációban használt véges szóhosszúságból ered, valamint hogy az $f_{\max} < 2f_{\text{mintavételezés}}$ feltétel nem mindig teljesíthető. Megjegyzendő, hogy egy teljesen digitális rendszerben, ahol az A/D konverter felesleges, a fenti hibák nagy része eltűnik.

Teljesen digitális jel feldolgozó rendszerben a digitális szűrő a legalkalmasabb, mivel a rendszer többi része ugyanazon digitális műveleteket végzi, mint a szűrő. A szűrőre vonatkozó gazdasági megfontolások nagyon hasonlóak az LSI áramkörök kialakításakor fellelő problémákhoz [11, 3].

1. A beépítésre kerülő szűrőnek digitálisnak kell lennie, ha az a követelményekből nyilvánvaló, kivéve ha az analóg kalkulátor alkalmazása bizonyíthatóan gazdaságosabb.
2. Az áramkörök legyenek univerzális blokkokra lebonthatók, amivel LSI megvalósításuk biztosítható.
3. A blokkoknak elegendően kevés kivezetőjűnek kell lenniük és csak néhány egység szükséges a teljes szűrő kialakításához.

A fenti feltételekre alapozva olyan távközlési egységek készíthetők, mint adat-bank-csatornák, hang kijelző, hívó egységek, amelyek léptető regiszterekből, összeadókból és read-only memóriákból (ROM), mint alapegységekből állanak.

Mint korábban említettük, a három alapl művelet, amelyet a digitális szűrőkben alkalmazunk; a késleltetés, összevonás és szorzás. Például soros aritmetikával a z^{-1} késleltetés egyetlen léptető regiszterrel megvalósítható. Az összeadó és szorzó — beleértve belső összeköttetéseiket, — nevezhető a digitális szűrő aritmetikai egységének vagy numerikus kalkulátorának. A három alapvető komponens realizálásával a szűrő e három elem megfelelő összekapcsolásával felépíthető. Az összekapcsolási sémát a hálózatfüggvény szabja meg, természetesen z^{-1} térben.

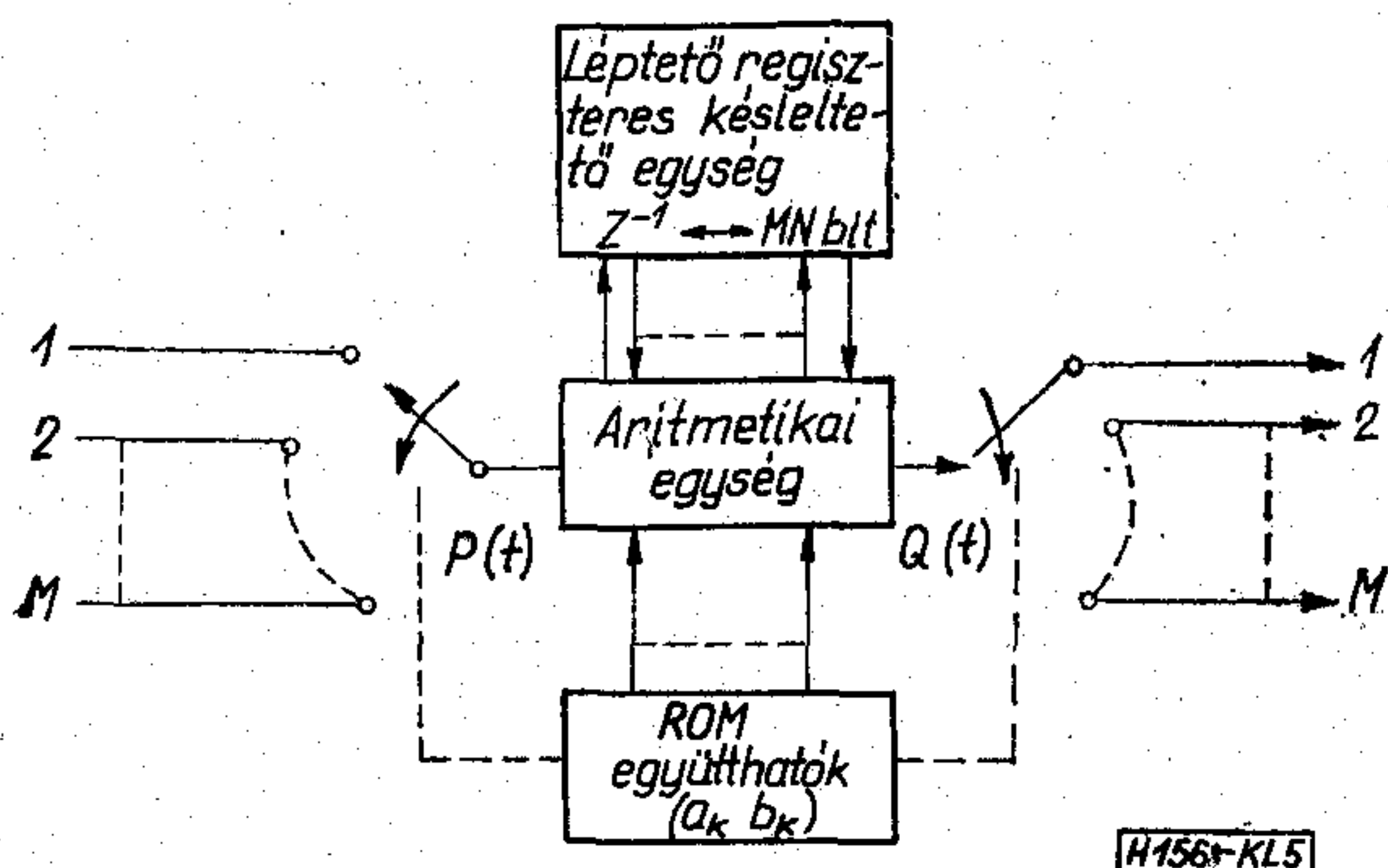
4.2 Digitális szűrő többszörös kihasználása

Ha a bemeneti bit arány (bit/minta) jelentősen kisebb, mint a digitális áramkör kapacitása, akkor a digitális szűrő multiplikálható, amivel az áramkör hatásossága növelhető.

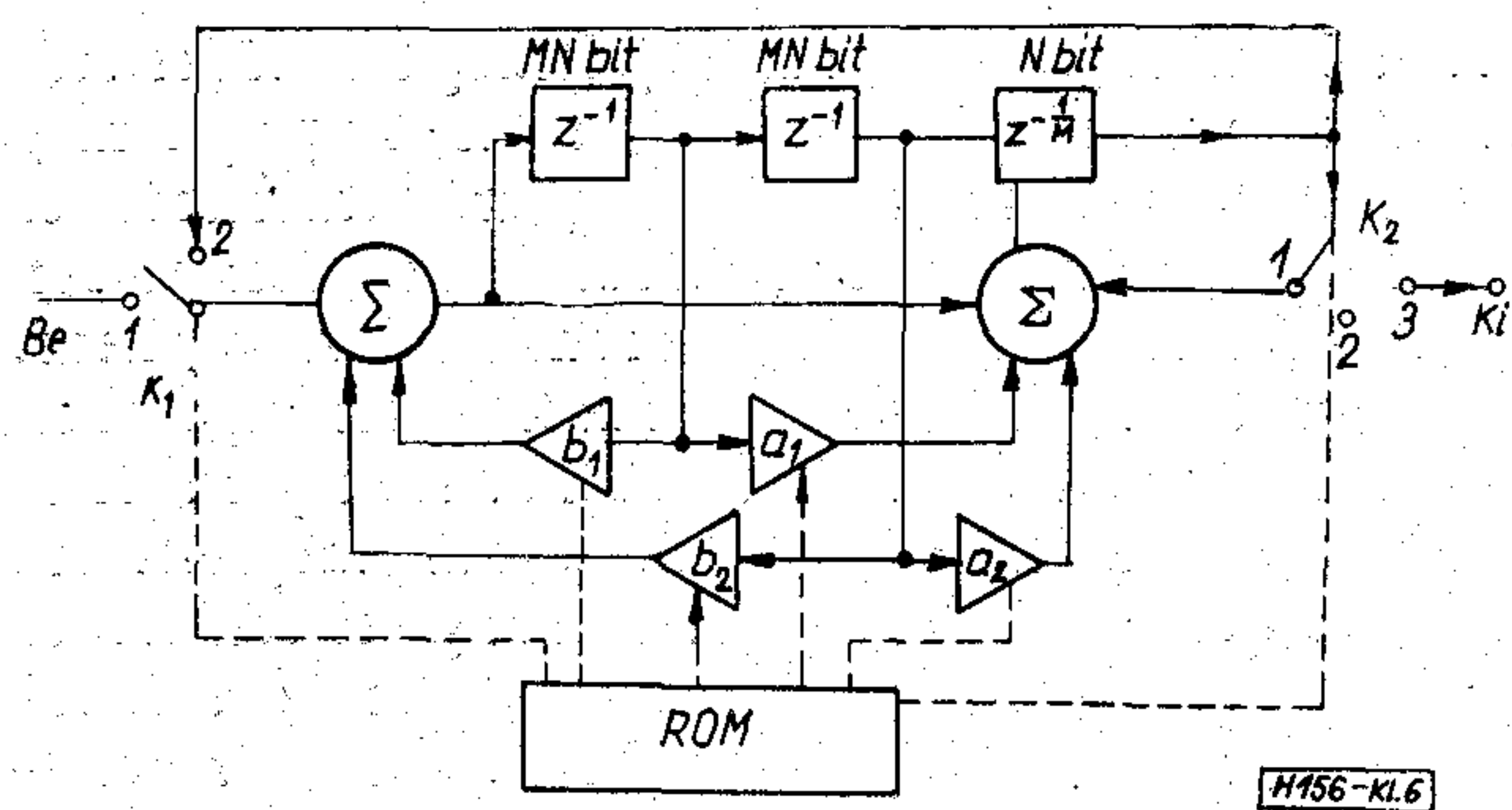
A különböző multiplikációs sémák két fő csoportra oszthatók:

1. egyszerre több bemenő és kimenő csatorna,
2. egy bemenő jelhez több átviteli függvény.

Ahhoz, hogy a szűrő M csatorna (1. típus) jeleit fel tudja dolgozni, az M darab mintavett jelet egymás



5. ábra. M csatornás szűrő, 1. típusú multiplikálás



6. ábra. 12-ed rendű szűrő elvi vázlata

után be kell olvasni. Mivel a szűrőben a bit arány M szerezésre növekedett a léptető regiszterek késleltetését is M szerezésre kell növelni, azaz $M \cdot N$ bit hosszúságra.

Ezenkívül a szűrő megfelel az egycsatornás esetnek azzal a kikötéssel, hogy az aritmetikának M -szer gyorsabbnak kell lennie.

A bementi pontokat a $P(t)$ kapcsoló függvénnyel jellemzett hálózat kapcsolja az aritmetikai egységre. Az aritmetika kimenete az M kimenő pontra $Q(t)$ függvénnyel leírható hálózattal kapcsolható. $P(t)$ és $Q(t)$ a legegyszerűbb esetben egyszerű szinkronkapcsoló-sor. Bonyolultabb esetben $P(t)$ és $Q(t)$ között szigorú kapcsolatnak kell lennie a megfelelő transzfer függvény eléréséhez [21]. Egy elvi elrendezést mutat az 5. ábra.

Amennyiben az 5. ábrán az M csatorna különbözőképpen szűrendő, vagy 2. típusú multiplikálást is alkalmaznak, a szűrő együtthetói a ROM-ban tárolhatók. Ha azonban valamennyi csatorna szűrése ugyanazon transzfer függvénnyel megoldható, úgy a ROM kapacitása jelentősen csökkenthető.

Sok esetben ugyanazon jelet több különböző jellegű

szűrőn kell átvezetni. Hasonlóan az aktív szűrőkhöz, másodfokú alaptagokkal minden függvény realizálható. Az egyes másodfokú egységek hasonló felépítésűek, csak az együtthetőkben van különbség. Ezen metódus szerint felépített 12-ed rendű szűrő látható a 6. ábrán. Itt $M=6$, így a bit arány legalább $6N$ Nyquist-intervallumonként. Minden Nyquist-intervallum első N bitje alatt a bemenő jelet az aritmetikába vezetik és feldolgozzák a szorzóknak (a_1, b_1, a_2, b_2) megfelelően, amivel a másodfokú szűrők kaskád kapcsolásának egy-egy alaptagját nyerik. A művelet a teljes mintavételi periódus $1/M$ szerezését jelenti. Ugyanennyivel késleltetve a kimenő jelet, és azt bemenő jelként a bemeneti K kapcsoló 2. állásában a bemenetre adva, majd a folyamatot hatszor megismételve, rendelkezésre áll a 12-ed fokú szűrő. A bemeneti kapcsolókat a ROM vezérli, és így az alap-szűrő-tagok tetszőleges kombinációja megvalósítható.

Nagyfrekvenciás alkalmazásokban közepes műveleti sebességen, a fenti digitális szűrő elrendezéssel 100-ad fokú szűrő építhető [13]. A megvalósíthatóság feltétele egy 10Mbit kapacitású memória 10 kHz-es mintavételi és mintánként 10 bit (1024 kvantálási szint) vagy ezek tetszőleges kombinációja. A szűrők egyszerűen módosíthatók, s így a különböző transzfer függvények könnyen realizálhatók.

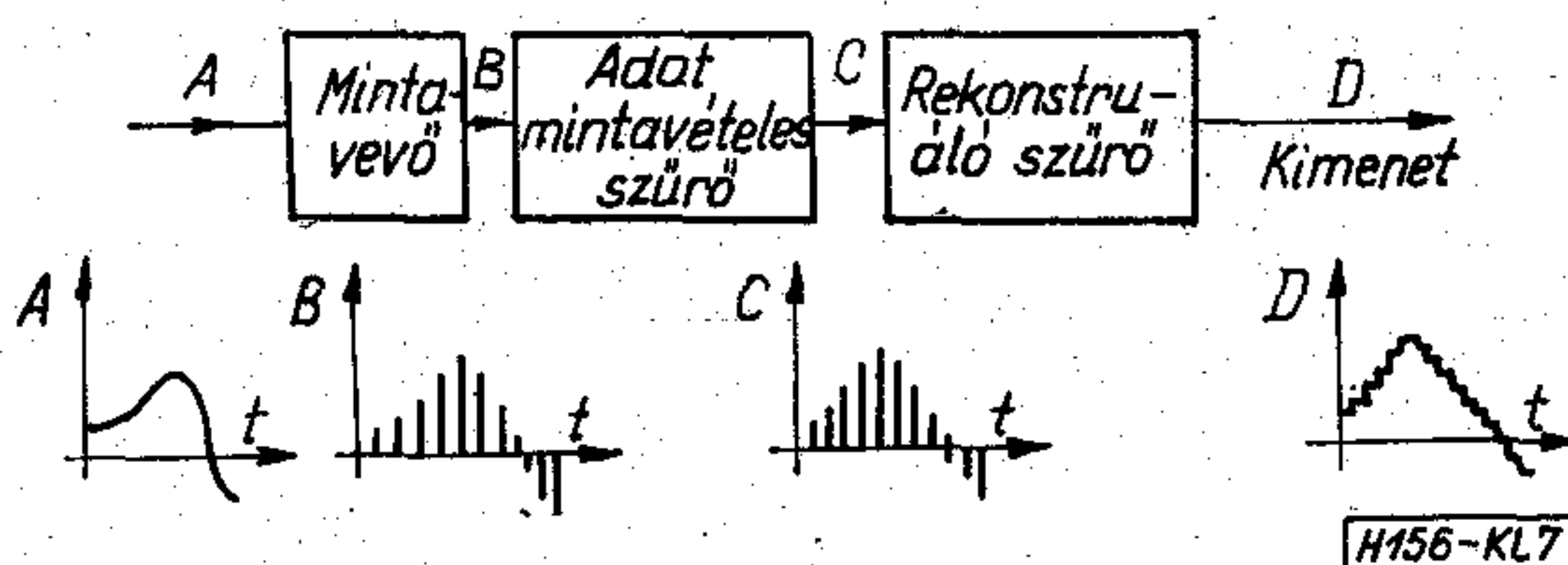
4.3 Adatmintavételes szűrők előnyei és hátrányai

Összefoglalásul elmondhatjuk, hogy az adatmintavételes szűrők előnye a flexibilitás, vagyis hogy a szűrők karakterisztikája az a és b állandók változtatásával variálható. Ennek megfelelően ezen szűrőtípust előszeretettel alkalmazzák laboratóriumi kísérletekben, ahol változtatható szűrőkarakterisztikákra van szükség, pl. optimális szűrőkarakterisztika kialakításának (adó, vevő szűrő stb.) vagy az emberi hang jellemzőinek tanulmányozásánál.

Fenti előnyök mellett kétségtelen hátránya valamennyi mintavételezési elven működő szűrőnek, hogy az átviteli karakterisztika a mintavételi frekvencia felharmonikusainál is jelentkezik a kapcsoló jel Fourier-transzformáltjában jelen levő harmonikusoknak megfelelően. Ezen zavaró jelek egy aluláteresztő- vagy sávszűrővel levághatók. Ennek kivitelezésére szolgál a 7. ábra rekonstruáló szűrője, amely az adat mintavételes szűrőt követi.

5. Adatmintavételes szűrők további változatai

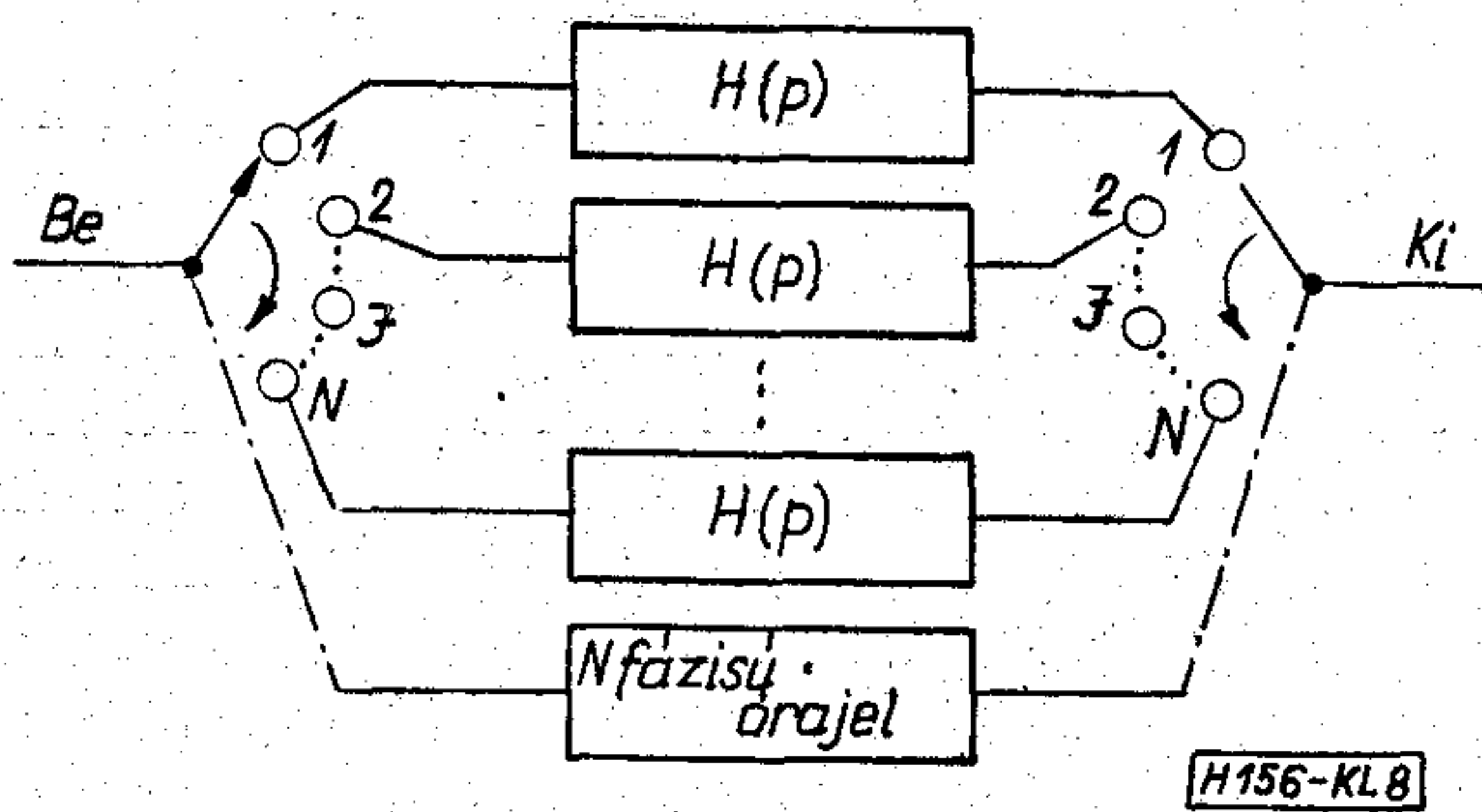
Eddigi fejtegetéseinkben főleg a digitális szűrővel foglalkozunk, amely az adatmintavételes szűrőcsalád egyik, bár kétségtelen legjelentősebb tagja. A 7. ábra középső egységében digitális szűrő esetében



7. ábra. a) adatmintavételes szűrő elvi felépítése, b) jelalak az egyes pontokon

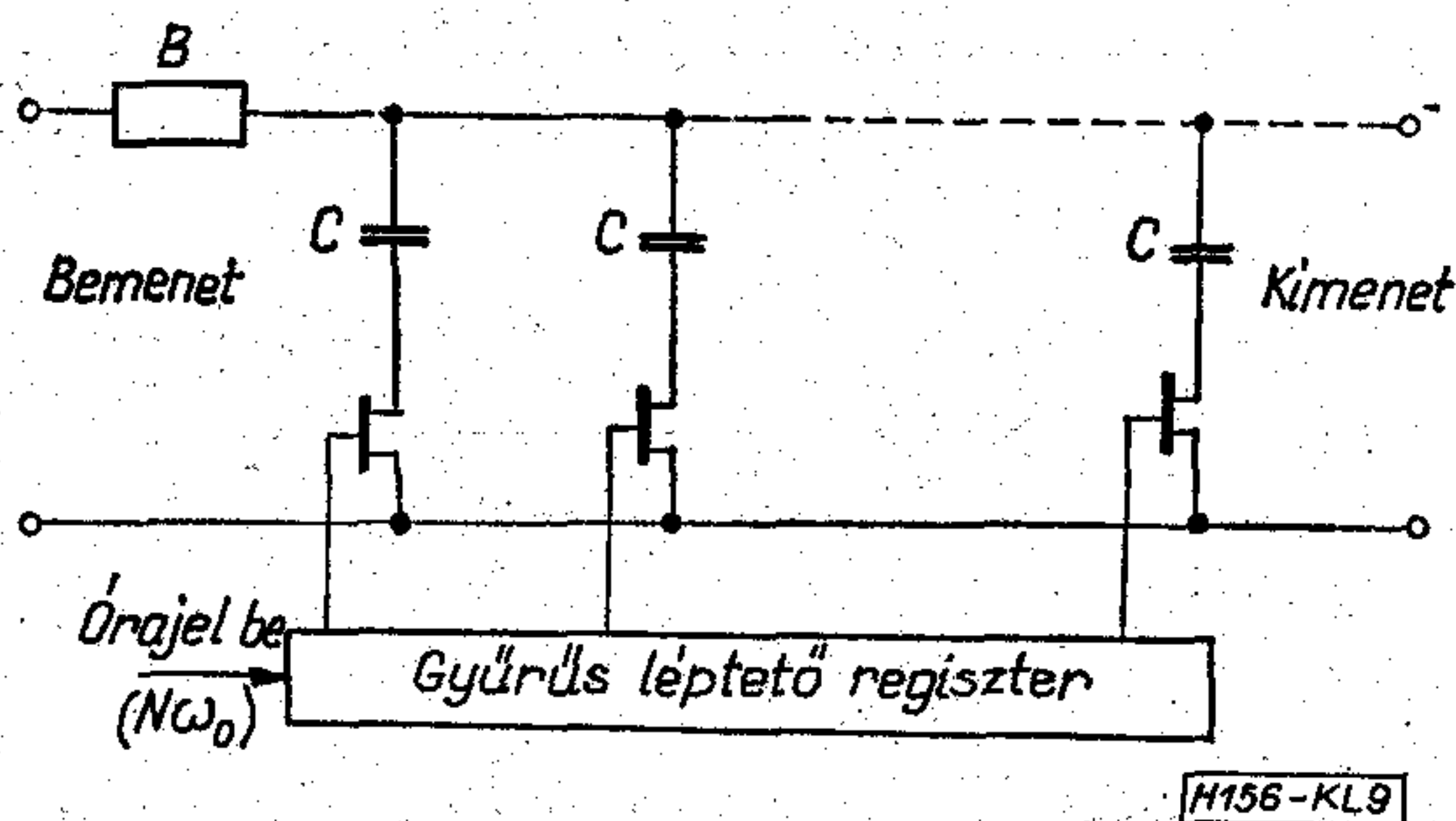
A/D és D/A konverter, valamint digitális kalkulátor van. Az egység analóg esetben azonban folytonos szűrőt is tartalmazhat. A 7. ábra szerinti elrendezés egy módosítása látható a 8. ábrán, melyben N párhuzamos aktív vagy passzív RC szűrőre (mindegyiknek azonos transzfer függvénye van) multiplikáljuk a bemenő jelet.

A 8. ábra szerint felépített szűrőrendszert N utas szűrőnek nevezik, s először 1960-ban publikálták [2]. Hivatkozva 8. ábrára, az N darab hálózatot, amelyek $H(p)$ transzfer függvénye azonos, ciklikusan kapcsolják a jel útra, amivel az időtartományban lehet előállítani a megfelelő átviteli függvényt. Amennyiben aluláteresztő szűrőt alkalmazunk $H(p)$ realizálására, úgy a ciklikus kapcsolás eredményeképpen a kimeneten sáv, vagy felüláteresztő jellegű átviteli függvényt kapunk. A rendszer transzfer függvénye szimmetrikus az ω_0 kapcsoló vagy mintavévi frekvenciára. Például, ha mindegyik aluláteresztőnek egyetlen valós pólusa van, akkor az ekvivalens hálózat átviteli függvénye egy konjugált komplex póluspárt fog tartalmazni, ami sáváteresztő funkciónak felel meg. A középfrekvencia egyenlő a mintavételezési frekvenciával, míg a körjóság (vagy sáv szélesség) N -től és $H(p)$ -től függ. Így ω_0 változtatásával konstans sáv szélességű, változtatható frekvenciájú sáváteresztő készíthető.



8. ábra. N utas szűrő elvi vázlata

A 8. ábra általános sémájából különböző szűrők származtathatók. Amennyiben az ott vázolt kapcsolókat analóg szorzóval váltjuk ki, akkor a rendszer szinuszos jellel működtethető, s ezzel a kapcsolási tranziensek kiküszöbölhetők [14], [15]. További előny, hogy a frekvencia tartomány növelhető és a harmonikus problémák elhanyagolhatók lesznek. A monolitikus integrált analóg szorzó megjelenése [16] lehetővé tette, hogy az N utas szűrőcsaládot jelentősen egyszerűsíteni lehessen.



9. ábra. Sönt kapcsolású elfajult N utas szűrő

Egy másik fontos módosítás volt a sönt-kapcsolású N utas szűrő, amely a $2N$ kapcsolót N kapcsolóval helyettesíti, amelyek a közös földre kapcsolódnak. E megoldás különösen jelentős, ha kapcsoló eszköz-ként félvezető elemeket használunk. Az elrendezést a 9. ábra mutatja.

Elsőfokú RC hálózat esetén úgynevezett komutált kapacitású szűrőt nyerünk (l. 9. ábra). A kapcsoló eszköz lehet tranzisztor [17, 18] és dióda-híd is [19]. A szűrő sáv szélessége $2/NRC$ csak passzív elemek értékétől függ. A szelektivitás vagy Q , vagy $\omega_0 \cdot NRC/2$ alakban adható meg, így az $N\omega_0$ órajel stabilitásától függ ugyanúgy, mint az ω_0 középfrekvencia.

Megemlítjük, hogy a N utas szűrő és a digitális szűrő együttes alkalmazásának $H(p)$ transzfer függvény realizálására (8. ábra) jelentősen leszűkíti a szükséges függvények számát.

Ugyancsak itt érdemel említést, hogy harmadrendű sönt kapcsolású N szűrő alkalmas AM/FM vevőkészülék integrálására, ahol egy új tervezési módszerrel a hangolóelemek és hangszóró kivételével az egész készülék egyetlen chip-ben előállítható [20].

6. Várható alkalmazási területek, azok ipari bevezetése

Az adatmintavételes szűrők jelenleg a fejlődés stádiumában vannak. Ezt mutatja az is, hogy jelenleg még igen kevés az áramkörileg megvalósított és gyártható adatmintavételes szűrő (lásd részletesen 7. pont). Ettől függetlenül azonban leszögezhető, hogy az adatmintavételes szűrők bármelyikének ipari alkalmazása rendszertechnikai szempontból is új tervezési módszereket kíván annak megfelelően, hogy ezen szűrőtípus elsősorban hangfrekvenciás és középfrekvenciás szűrőkövetelmények megvalósítását teszi lehetővé ($f_{\max} < 1\text{MHz}$). Jelenleg a rendszertechnikai tervezés még nem lezárt téma, ezért főleg az eddigi szűrők kiváltására szorítkozunk.

Ugyancsak új tervezési módszer szükséges a digitális szűrők approximációjában. Ennek oka, hogy a szűrők tranziens viselkedése jelenleg nem írható le egzakt módon. Megjegyezzük azonban, hogy adott szűrőkarakterisztika approximációja (mind amplitúdó-, mind fáziskarakterisztika) megoldott, bár a régi módszerek természetesen nem alkalmazhatók. Az új tervezési módszer jelenleg még nem honosodott meg, bár részleteiben is kidolgozott [2].

A fentieknek megfelelően igen nehéz megbecsülni az alkalmazási lehetőségeket és a várható mennyiségeket. Mint azt már korábban említettük, a digitális szűrők ára elsősorban az LSI technika fejlődésétől és annak költségeitől függ. Mivel az ár és az ipari bevezetés szoros összefüggésben van, ezért korai és elhamarkodott lenne a várható igényeket megbecsülni.

7. Adatmintavételes szűrők miniatürizálása

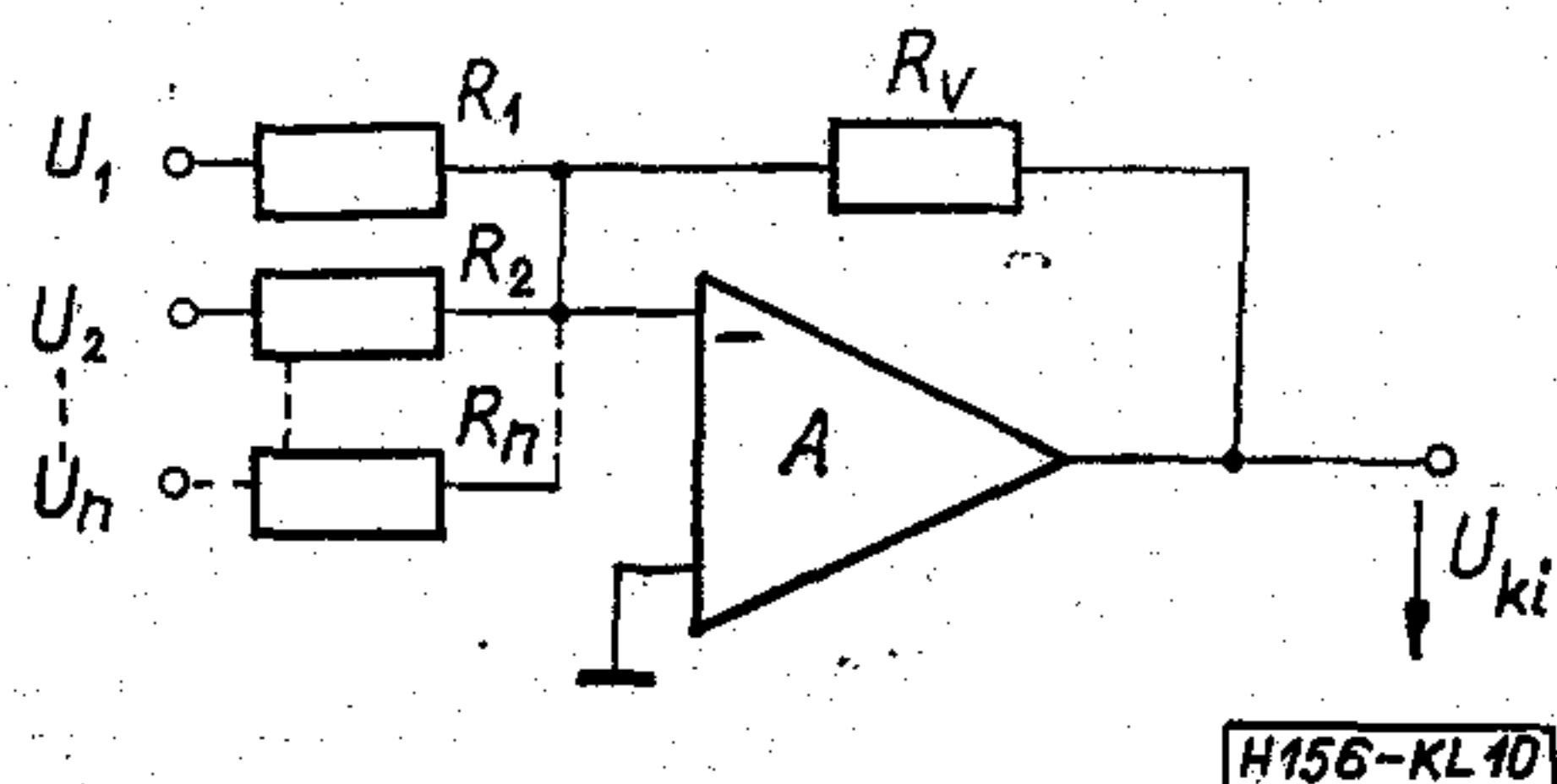
Mint azt a bevezetőben említettük, az adatmintavételes szűrők megjelenését elősegítette, hogy az eddigi szűrők térfogata nagy volt. Az új szűrőtípussal

megnyílt a lehetőség a komplexebb integrálásra. Elsősorban a kvázidigitális és digitális szűrők realizálhatók diszkrét, illetve LSI áramkörökkel.

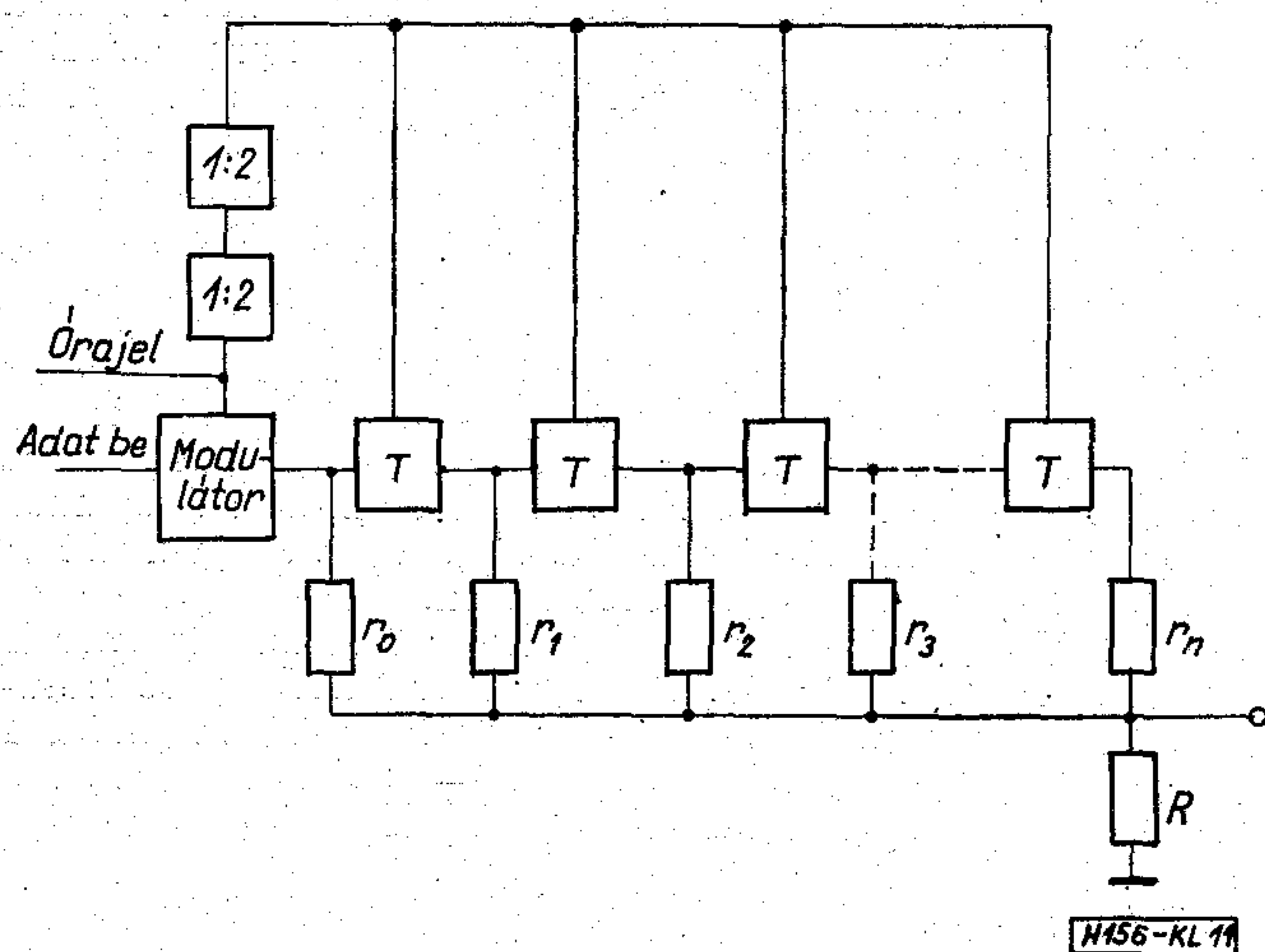
A jelenlegi technikai szinten a legsúlyosabb a disszipáció problémája. Egyetlen chip-ben 1–200 alaplogikai egység valósítható meg, s az egy lapkára megengedhető disszipáció 1/4W. Így az egy alapegységre jutó maximális veszteségi teljesítmény 3mW körül van. Megemlítjük, hogy bizonyos eredmények már vannak kisebb disszipációjú logikai áramkörök realizálásában [21].

7.1 Kvázidigitális szűrők miniatürizálása

E szűrő legnagyobb előnye, hogy a szorzás (ti. súlyfüggvénnyel való beszorzás) egyszerűen elvégezhető. A szorzó ellenállás hálózat, amelynek vezérlő feszültsége arányos a késleltetett, mintavett jel amplitúdójával. Az ellenállások értékei a súlyfüggvényből adódnak (l. még 2.4 pont és 3. pont 3.3 képlet). Egy, a gyakorlatban bevált összeadó és szorozóhálózatot mutat a 10. ábra.



10. ábra. Szorzó és összeadó műveleti elem



11. ábra. Egyoldalsávú, elnyomott vívőhullámú adatmodem tömbvázlata

Az ábra alapján az $A \gg 1$ feltétellel a kimeneti feszültség:

$$U_{ki} = -R_v \sum_{i=1}^n \frac{U_i}{R_i} \quad (7.1)$$

A képlet alapján világos, hogy az $\frac{R_v}{R_i}$ hányadosok mint szorzói, súlyozó együtthatót jelentenek. Ez az áramkör azonban pontos ellenállás hálózatot igényel,

amely a jelenlegi technológiával vékonyréteg formában valósítható meg. A vékonyréteg technikának megvan még az az előnye is, hogy az alaplapra az MSI chip-ek igen jól beültethetők, s a beültetéshez szükséges áramkörök általános célú, tehát nem kizárólag szűrő célra, nagy költséggel kifejlesztett egységek.

A kvázidigitális szűrőcsalád egy, a gyakorlatban már megvalósított példája a Philips cég digitális modulátorból és kvázidigitális szűrőből álló adatmodemje. A 11. ábra mutatja az egyoldalsávú, elnyomott vívőjű adó tömbvázlatát. Mivel a vívő és az adat jel is digitális, a kiegyenlített modulátor egy modulo 2-es összeadóval megvalósítható.

A kvázidigitális szűrő, amelynek feladata, hogy az egyik oldalsávot levágja, 12 bistabil áramkört tartalmaz, amelyek a súlyozó ellenállásokkal vannak összeköttetésben. Az órajelet és a vívőt a szűrő késleltető (léptető) jeléből állítja elő 1:4 frekvencia osztással. Ennek megfelelően 9,6 kHz léptető jel esetén 2400 bit információ továbbítható másodpercenként (2400 bit). A vívő frekvenciája és az információ továbbítás sebessége megegyezik és a modulált jel spektruma a 600–3000 Hz tartományban marad. Az áramkör, amely 303 tranzisztort és 172 ellenállást tartalmaz, $2,7 \times 2,1$ mm méretű. A teljes disszipáció 600 mW.

7.2 Digitális szűrő miniatürizálása

A digitális szűrő aritmetikája lényegesen bonyolultabb, mint a kvázidigitális szűrő analóg kalkulátora. Ez a tény a magyarázata, hogy a közeli jövőben nem várható a digitális szűrő egyetlen chip-en történő megvalósítása. Jelenleg 20 chip szükséges egy olyan digitális szűrő realizálásához, amely 12 bit pontosságú jel-, és 10 bit pontosságú súlyozó tényező feldolgozását teszi lehetővé.

Ma még a digitális szűrőket diszkrét integrált áramkörökből építik fel. A Rockland Systems Corp. 24 programozható digitális szűrőt ajánl. Az alapegység másodfokú, s a kívánságnak megfelelően multiplikálható (l. 5. ábra). A mintavételi frekvencia 500 KHz, s minden mintavett jel 16 bit információt hordoz. A szűrő 50 másodfokú karakterisztikát tud realizálni, egy csatornán maximálisan 10 KHz mintavételi frekvenciával.

I R O D A L O M

- [1] Hibberd, R. G.: Einführung in die Technik der integrierten Schaltungen. Orbit 3 (1968).
- [2] Hibberd, R. G.: Herstellungsverfahren von integrierten Schaltungen. Orbit 4 (1969).
- [3] McDonald, H. S.: Impact of large scale integrated circuits on ... 1968. National El. Conf.
- [4] Böhme, R.: Die aktiven RC-Netzwerke und das Siebschaltungsproblem der Mikroelektronik. Nachrichtentechnik, 1968.
- [5] Lubkin, Y. J.: Filter Systems and Design. Addison Wesley Publ. Comp. 1970.
- [6] Kuntz, W.: A new sample-and-hold device and ... Proc. IEEE, 56. (1958).
- [7] Speiser, A. P.: Digitale Rechenanlagen. Second edition, Springer Verlag, Berlin 1967.

- [8] *Leuthold, P.*: Filternetzwerke mit digitalen Schieberegistern. Philips Res. Rep. Suppl. (1967). No. 5.
- [9] *Voelcker, H. G.*: Generation of digital signaling waveforms. IEEE, Com-16 (1968).
- [10] *Kaiser, J. F.*: Some practical considerations of linear digital filters. Proc. Third. Conf. on CST. (1965).
- [11] *McDonald, H. S.*: Digital filter capabilities. Proc. TACCS 1969).
- [12] *Franks, L. E.*: An alternative approach to the realization of ... Bell System Tech. J. Sept. 1960.
- [13] *Moschytz, G. S.*: Linear active and digital filter, IEEE Spectrum, Sept. 1970.
- [14] *Rigby, G. A.*: An integrated selective amplifier using frequency translation. IEEE SC-1, Sept. 1966.
- [15] *Geffe, P. R.*: Active filters. Tech. Rept. Westinghouse El. Corp. Febr. 1969.
- [16] *Bilotti, A.*: Application of a monolithic analog multiplier. IEEE SC-3, Dec. 1968.
- [17] *Thompson, J.*: RC digital filter for microcircuit bandpass amplifiers. Elec. Equipment Eng. Mar. 1964.
- [18] *Haeden, W. R.*: Digital filter with IC's boost Q without inductors. Electronics, July 24. 1967.
- [19] *Macario, R. C.*: High Q N-path filter using diode bridges. Electronic Engr. Jan. 1969.
- [20] *Slob, A.*: Fast logic circuits with... Philips Tech. Rev. 29. 1968.
- [21] *Langer, E.*: Tune in with a new N-path filter. Electronic Engr. Nov. 1969.
- [22] *Van Garwen, P. J.*: The use of digital circuit in data transmission. Phil. Tech. Rev. 30. 1969.
- [23] *Van Garwen, P. J.*: Data modems with integrated... IEEE Trans. on C. T. Com-18 (1970).
- [24] Rockland System Corp. Digital filter can be multiplexed. Electronics, 43. (1970) June, No. 12.
- [25] *Darlington, S.*: On digital single-sideband modulation. IEEE Trans. on C. T. CT-17. (1970).
- [26] *Gibbs, A. J.*: On the frequency-domain responses of causal digital filters. Ph. D. diss. Univ. of Wisconsin, Madison, Jan. 1969.
- [27] *Rudin, W.*: Real and Complex Analysis. McGraw-Hill. New York, 1966.
- [28] *Hoffmann, K.*: Banach Spaces of Analytic Functions. Englewood Cliffs.... 1962.
- [29] *Masani, P. — Wiener, N.*: The prediction theory of multivariate stochastic processes. Pt. I. Acta Mathematica Vol. 98. 1957, Pt. II. Vol. 99. 1958.
- [30] *Rozanov, Yu. A.*: Stationary Random Processes. San Francisco, Holden-Doy, 1967.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A Hewlett-Packard 9800-as szériában eddig 3 új asztali számítógéptípus jelent meg a közelmúltban és ezek kiváló híradástechnikai alkalmazhatósága miatt érdemes lapunk olvasóit velük megismertetni. A cég régebbi, 9100-as gépéről és annak alkalmazhatóságáról már írtunk. Az új típusok e kategóriában ugrásszerű fejlődést jelentenek.

Az új sorozat két géptípusa a 10-es és 20-as külsőleg nagyon hasonló egymáshoz, azonos vagy közel azonos modulokból épülnek fel. A két gép közös jellemzői: GaAs-diódás kijelző, a gépbe beépített termoelektromos zajtalan sornyomatató, kis méretű, modern forma, kis fogyasztás. A gépek MOS memoriákkal rendelkeznek, emiatt olcsóbbak a régebbi típusoknál, bár ez azzal a hátránnyal jár, hogy kikapcsoláskor a memóriában levő program elvész, így azt szükség esetén mágneskártyán kell tárolni. Folyamatszabályozási alkalmazásnál a szalagkazettás memória és a lyukszalagbeolvasó pótolja a ferritgyűrűs memóriát.

A 10-es gép programozás tekintetében a 9100-as továbbfejlesztése. A 9100-as programok kis módosításokkal átírhatók a 10-es gépre. Az átírást az teszi szükségessé, hogy néhány adatkezelési utasítás más. Viszont az azonosak még kódszám szempontjából is megegyeznek egymással. Ennél a gépnél a matematikai függvénygenerátor önálló, dugaszolt és könnyen cserélhető blokká vált. Ennek a blokknak háromféle változata van: matematika, statisztika és szabadon programozható. Ez utóbbiba 9 különböző függvényt programozhat be a felhasználó. Ezek később egyetlen gombnyomással hívhatók, akaratlan törlés ellen védettek, de szükség szerint átírhatók. A gépbe egyidejűleg három külsőleg hasonló blokk dugaszolható, melyek közül egyik az említett függvénygenerálást végzi, míg a másik kettő perifériákat kezel, illetve ezekhez szükséges szubrutinokat tartalmazza, így a sornyomatón szövegkinyomást tesz lehetővé, írógépen formátumkiírást szervez, rajzgépet vezérel és ehhez adatokat redukál, vagy ASCII kódkimeneten át egyéb külső perifériákhoz csatlakozik. A gép rendeltől függően 51 vagy 111 számregiszterrel és max. 2036 programlépéses regiszterrel rendelkezik. Ezenkívül mágneskártyás tárolása van, hasonlóan a 9100-as gépéhez, de itt a kártya hosszabb és átfut az olvasón.

A 20-as gép programszervezése teljesen újszerű, az algebrai képletírás és a programozási nyelvek előnyeit igyekszik egyesíteni. A feladat megoldását nem kell a gépi műveletek lépéseire bontani, ezt a gép maga végzi. A képleteket, illetve meg-

oldási utasításokat kijelentésekben (Statements) kell a géppel közölni, ezek „line”-ekbe szerveződnek. A gép a line-ket automatikusan nyilvántartja és kezeli. Ezek segítségével különböző feladatok oldhatók meg a programrendszer változtatása nélkül. Ebbe a gépbe egyidejűleg szintén három blokk dugaszolható, de ezek mindegyike is lehet függvénygenerátor, akár gyárilag programozott, akár a felhasználó által programozható max. 25 különböző függvényre. Igen gazdag már most is a perifériaválaszték: kártyaolvasó, írógépcsatlakozás, rajzgép, lyukszalagolvasó, digitálizáló (grafikus görbe koordinátáit olvassa le automatikusan és viszi be a gépbe), kazettás mágnesszalagos tároló, 4—8 csatornás csatoló. További perifériák kidolgozás alatt állanak.

Ez a két géptípus már igen komoly, összetett számítások és tervezési eljárások alkalmazását is lehetővé teszi. Hazai tapasztalatok szerint ilyen gépek a mérnöki tervezőmunkában és mérések kiértékelésénél, regisztrálásánál sokszor előnyösebben használhatók, mint a nagyobb számítógépek, mert gyorsabban programozhatók kisebb feladatok esetén.

A két fenti gép hordozható testvére a 35-ös zsebgep, melyet méltán hirdetnek így: elektronikus logarléc. A gép 10 számjegyes, értéktartománya $10^{\pm 99}$, az alapműveleteken kívül a logarlécfüggvényeket is előállítja. Ni—Cd akkumulátorai 5 órás üzemet biztosítanak és ára is kedvező. (H—P katalógusok.)

*

A Hewlett — Packard cég 9800-as szériájú asztali számológépeinek sorozata a 30-as típussal bővült. Ez már asztali számítógép, mely BASIC nyelven programozható és nagyobb időosztásos géppel összekapcsolva terminálként is használható, mert teljes alfanumerikus billentyűzete van. A gép belső memóriáinak kapacitása a kiépítéstől függően 18—39 kbyt. Kijelzője 32 számjegyes fénydiódás. A kazettás mágnesszalagos tároló be van építve a 30-as típusba és ráhelyezhető egy olyan sornyomatató, mely percnként 250 sort nyomtat, soronként 80 karakterrel. A gépbe különféle függvényblokkokat lehet behelyezni, valamint ki- és bemenő egységeket. Gazdag a készülékhez csatlakoztatható perifériák választéka is. A Hewlett—Packard Journal 1972. decemberi száma részletesen ismerteti a 9800-as sorozatot és az új modellt is. (Hewlett—Packard Journal Dec. 1972. Vol. 24. N. 4.)

Második Nemzetközi Hálózatelméleti Konferencia

Az ETAN (Yugoslav Committee for Electronics and Automation) az IEEE Circuit Theory Professional Group közreműködésével 1972. július 3. és 7. között rendezte meg a Második Nemzetközi Hálózatelméleti Konferenciát a jugoszláviai Herceg-Noviban.

A konferencia szervező bizottsága mellett működő tudományos bizottságban magyar részről dr. Csurgay Árpád és dr. Géher Károly vett részt.

A konferencia résztvevői országok szerint: Amerikai Egyesült Államok (8), Anglia (6), Belgium (1), Bulgária (2), Csehszlovákia (1), Franciaország (3), Görögország (1), Hollandia (5), Jugoszlávia (40), Lengyelország (1), Magyarország (8), Német Szövetségi Köztársaság (5), Olaszország (7), Románia (4), Svájc (1), Svédország (2), Szovjetunió (1), Törökország (3), összesen 18 országból 99 személy.

A. W. Keen (Anglia), a Bath University of Technology tanára, aki több alkalommal járt Magyarországon, a konferencia előtti héten tragikus hirtelenséggel elhunyt. A konferencia résztvevői egyperces felállással adóztak a hálózatelmélet jeles művelője emlékének.

A konferencián közel 60 előadás hangzott el az alábbi témakörökben: állapotváltozós módszerek, hálózatok analízis és szintézis problémái, rendszerelmélet, időben változó és nem lineáris áramkörök, érzékenységtoleranciaszámítás, szűrőtervezés, hálózat optimalizálási módszerek, erősáramú hálózatok és teljesítményáramlási problémák, hírháló, elosztott paraméterű hálózatok és rendszerek.

A szervező bizottság a konferencia fő célkitűzésének a hálózatok számítógéppel segített tervezését tekintette, emellett azonban helyet adtak a hálózatelmélet minden problémájának, sőt azok rendszerelméleti kiterjesztéseinek is.

Az országok és a résztvevők nagyszáma azt mutatja, hogy nagy az érdeklődés a hálózatelmélet iránt.

A magyar résztvevők 5 előadást tartottak. Bozsóki István (BME), Baranyi András, Radványi András, Roska Tamás, Tarlacz László (TKI), Soós Tibor (Elektromechanikai Vállalat) beszámoltak egy-egy kutatási eredményükről. Szendy Károly (ERŐTERV) előadását távollétében Roska Tamás ismertette.

Az előadások anyagát és az összefoglalásokból készült kiadványt minden résztvevő a konferencia megkezdése előtt kézhez kapta (Proceedings of the Second International Symposium on Network Theory).

Az elhangzott előadások tartalmának rövid ismertetése:

Állapotváltozós módszerek

P. P. Civalleri (Olaszország): Aktív vonalak távvezeték- és állapotváltozós modelljeinek ekvivalenciájáról

Az előadás megadta a szükséges és elégséges feltételeket a távvezeték modelltől az állapotváltozós modellre és vissza való áttérés lehetőségének. Ezek

a feltételek konstruktívak, úgyhogy segítségükkel a kívánt modell leíró egyenletei megkaphatók.

K. Abdullah (Törökország): Általános módszer aktív és passzív lineáris hálózatok állapot-egyenleteinek előállítására

Több pólusú elemeket matematikai modelljükkel helyettesítve, az állapot-egyenletek felírásánál nincs szükség az áramköri elemekkel felépített helyettesítő képre.

O. Tosun (Törökország): Aktív RLC hálózatok állapot-egyenleteinek felírása számítógép segítségével

Olyan állapot-egyenleteket generált a szerző, ahol az állapot-változók u_c (kapacitások feszültsége) és i_L (induktivitások árama). K. Abdullah munkájától annyiban különbözik, hogy vezérelt generátoros modelleket használ a mátrixos, matematikai modell helyett. A. Dervisoglu munkájára épülően számítógép programot készített, amit blokk-sémáján keresztül mutatott be.

Hálózatok analízis és szintézis problémái

P. F. Ordung (USA): Lineáris hálózatok csomóponti analízise mind a négy vezérelt generátor típussal

Az előadás egy algoritmust ismertetett, melynek segítségével bármely lineáris hálózat betűs transzfer függvényének meghatározásánál szereplő csomóponti al-determináns és az al-determináns megmaradó tagjai számíthatók. A számításnál csak a csomóponti admittancia mátrix főátlóbeli elemeiből származtatott F függvényt használja fel. Az előadás megadta a módszer alkalmazhatóságának szükséges és elégséges feltételeit. Passzív hálózatok esetén az algoritmus nem állít elő egyetlen, később kieső, betűs kifejezést sem, aktív hálózatoknál is csak néhányat, ezek a vezérelt generátor elemekből keletkeztek. A hálózatban mind a négy vezérelt generátor típus alkalmazását megengedi a módszer.

R. H. J. M. Otten (Hollandia): N-pólusú hálózatok síkbeli ekvivalensei

Sok N-pólusú hálózatok sík ekvivalenseinek új meghatározási módszerét mutatta meg a szerző. Ezen módszer segítségével olyan hálózatok, melyeknél a sík ekvivalens létezése kétséges, sík hálózatokká tehetők. A módszert ellenállás hálózatokra korlátozta. Ismertetésre került egy új csomópont-hurok transzformáció. A transzformáció származtatásának szükséges és elégséges feltételei nagyon egyszerűen megjegyezhető formában jelentek meg.

J. I. Sewell (Anglia): Aktív hálózatok általános, összegző (syntetic) analízise

A hálózat analízis állandó problémája a nagyméretű hálózatok kezelése. Az itt ismertetett módszer lehetővé teszi, hogy a hálózatot részekre bontva, a részhálózatokat analizáljuk, majd ezen analízis ered-

ményét felhasználva újabb analízissel már az egész hálózatot vizsgáljuk. A módszer lehetővé teszi, hogy az iteratív szintézis számára végzett analízisben elkülöníthetők legyenek azok a részhálózat analízisek, melyek redundánsak és időrablók. Ezt a módszert nevezte a szerző összegző analízisnek. A módszer alapja tetszés szerinti gerjesztés esetén a leíró polinom együtthatóinak meghatározása. Ez a probléma egy tisztán numerikus mátrix inverziójához vezet. Az eljárást számítógépes mintapéldákon mutatta be az előadó.

Rendszerelmélet

J. G. Gardiner (Anglia): Sokcsatornás, erősen határolt rendszerek spektrumának becslése

Erősen határolt rendszereknél a bemeneti jel ismeretében a kimeneti jel spektrumát számította a szerző a Sidorov módszerrel, amit számítógépes számítás során összevetett a soktagú Fourier sorfejtés módszerével. Ezzel gyorsabb eredményt adó eljáráshoz jutott. Az eredményeket mérésrel igazolta.

LJ. T. Grujić (Jugoszlávia): Diszkrét, nagyméretű rendszer stabilitásáról

Nem lineáris, nem stacioner, diszkrét, nagyméretű rendszerek stabilitási kérdéseit vizsgálta a szerző. Folytonos rendszerekre D. Šiljak által bevezetett „connective” stabilitás fogalmát ismertnek feltételezve kidolgozásra kerültek a rendszerek egységes, asszimptotikus stabilitásának, valamint az egységes asszimptotikus „connective” stabilitásának feltételei az alrendszerek stabilitásából kiindulva. A rendszer stabilitási tulajdonságait reális, szimmetrikus mátrixok negatív definit tulajdonsága határozza meg. A mátrixok dimenziója megegyezik az alrendszerek számával.

Z. I. Petrica (Románia): Rendszerek szekvenciális analízise

A toleranciák időtartományból frekvenciatartományba való átalakítása nagy nehézségekkel jár. A szerző egy általánosított Fourier transzformációval bevezetett egy új tartományt, ez a szekvenciális tartomány, ahol elkerülhető a tolerancia konverzió.

Soós Tibor (MNK): Operációszámítás lineáris rendszerek állandósult állapotának számítására

Az előadásban bevezetett periodikus operátor segítségével, periodikus bemenő jel esetén közvetlenül meghatározható a lineáris rendszer állandósult állapota. A módszert a szerző egy mintapéldán mutatta be.

D. D. Šiljak (USA): A pozitív realitás algebrai kritériuma az egységkörre vonatkoztatva.

Az előadás egy tisztán algebrai algoritmust mutatott be a racionális függvények és mátrixok pozitív realitásának vizsgálatára, az egységsugarú körre vonatkoztatva a komplex síkban. Mivel az algoritmus teljesen rekurzív és véges számú lépésből áll, számítógépes megvalósításra alkalmas.

Időben változó és nemlineáris áramkörök

A. D. Ciulin (Románia): Rezonáns, időben változó áramkörök

Szerző ismertette a rezonáns, időben változó áramkörök elméletét és blokkdiagramját. Foglalkozott ezen áramkörök fizikai megvalósításánál jelentkező nehézségekkel.

D. P. Howson (Anglia): Sokhurkú keverő áramkörök minimális vesztesége

Sokhurkú (több diódát tartalmazó), parametrikus elemet tartalmazó áramkörök Duinker által kidolgozott analízisének felhasználásával a szerző kimutatta, ha a szélessávú, sokhurkú, rezisztív keverő reciprok, akkor a minimális vesztesége 3 dB, a dióda minőségétől függetlenül, a szerző által megadott feltételek teljesülése esetén.

A. I. Petrenko (SZU): Nemlineáris, elektronikus hálózatok matematikai modellezése

Az előadás egyszerű algoritmust adott az aktív és nemlineáris elemekre célszerűen megválasztott modell segítségével (a nemlineáris elemből kiemeli a lineáris tagot) a nemlineáris hálózatok állapotváltozós egyenleteinek felírásához.

Roska Tamás (MNK): Nemlineáris hálózatok egy osztályának egyértelmű, időtartománybeli megoldhatósága

Az előadás a Lipschitz feltételt nem teljesítő, nemlineáris, koncentrált paraméterű hálózatokra felírt állapotegyenletek egy speciális típusának elméletét és az abból levont következtetéseket ismertette. Ezen elmélet alapján, néhány itt ismertetett egyszerű feltétel teljesülése esetén az egyértelmű időtartománybeli megoldhatóság biztosítható.

Érzékenységtoleranciaszámítás

Bozsóki István (MNK): Pumpjel modulációjának az erősítendő jelre gyakorolt hatása

Az előadás a parametrikus erősítőkben használt kapacitás összetevők segítségével érzékenység tényezőket adott meg, melyekkel a pump oszcillátor járulékos amplitudó, illetve szög modulációjának az erősítendő jelre történő átranzformálódása határozható meg.

T. Downs (Anglia): Hálózatérzékenységek számítása

Első és másodrendű érzékenységek meghatározását mutatta be az előadás szimbolikus formában.

W. Rupp (NSZK): Új polinom dekompozíció aktív RC szűrők tervezéséhez

Aktív RC szűrőknél az érzékenység fontos tényező. Más munkák kimutatták, hogy az érzékenység csökkenthető, ha egynél több műveleti erősítőt tartalmaznak a kapcsolások. Ezt figyelembe véve az előadó egy új polinom dekompozíciót mutatott be, amely két műveleti erősítő kapcsolást eredményez, kis érzékenységgel. Példaképpen egy 9-ed fokú aktív RC elliptikus szűrőt állított elő módszere segítségével.

Szűrőtervezés

M. S. Ghausi (USA): Nagy Q-jú, kis érzékenységgű, induktivitás nélküli aktív szűrők RC elemek és kristályok felhasználásával

Az előadás olyan aktív RC szűrő tervezését mutatja be, amely monolit kristályt is tartalmaz. A szűrő 12 MHz-re készült, a nagyfrekvencia szempontjából optimális, a zaj és teljesítmény viszonyokra azonban nincs tekintettel.

S. M. Lazović (Jugoszlávia): Új módszer kompressziót végző mindentáteresztők tervezésére

Egy adott frekvencia sávban lineárisan változó futási idő approximációt mutatott be az előadó.

LJ. D. Milić (Jugoszlávia): Hídkapcsolású kristályszűrők általános paraméteres szintézise

Számítási pontosság problémáját oldotta meg az előadó, üzemi paraméteres kristályszűrő méretezésénél.

H. Babić (Jugoszlávia): Visszacsatolt rendszerek optimális transzfer függvényeinek osztálya

Azt a transzfer függvény osztályt vizsgálta, amelyik a legnagyobb hurok erősítés változtatást engedi meg a visszacsatolt rendszerben. A vizsgálat célja megfelelő szűrő tervezése a visszacsatolt körben.

R. Parker (USA): Néhány új kerekítési hibakorlát digitális szűrőkben

Az előadás általános áttekintést adott a digitális szűrők tervezésénél fellépő kérdésekről. Megvilágította a kerekítési hiba hatását a szűrő működésére.

Hálózatoptimalizálási módszerek

B. Borovski (Bulgária): Egy iteratív optimalizáló algoritmus

Az előadás Monte Carlo eljárást felhasználó optimalizáló eljárást ismertetett.

A. Desblache (Franciaország): Adatátviteli jel optimalizálása

Az adatátvitelben és a PCM technikában a Nyquist óta ismert jelátlapolódás-mentesítési feltételek kielégítése sok gyakorlati rendszerben bonyolult számításokat igényel. Az előadó a Δ és Δ szigma moduláció technikájával kielégítő pontossággal tudta a fenti problémát szimulálni. A szimulációs rendszer kódolójának visszacsatolásában levő egy, kettő, illetve három fokozatú integrátor esetére közölt eredményeket.

M. Reggiani (Olaszország): Amplitúdó korrektor optimalizációs programja

Korrektor tervezést végzett az előadó lineáris programozás segítségével.

Számítógépes áramkör tervezés

G. C. Bown (Anglia): DCAN program tranzistoros áramkörök egyenáramú analizisére

Csomóponti analizis módszerét alkalmazva egyenáramú analizist végzett. A tranzisztor modelljében az Early hatást is figyelembe vette.

J. K. Fidler (Anglia): Számítógépes szimbolikus analizis

Számítógépes analizis számára mutatott be a szerző egy olyan programot, amely a $2n$ pontban numerikusan kiszámított függvényből az $F(p)$ hálózathatfüggvényt racionális tört formájában határozza meg.

P. Linner (Svédország): Lineáris hálózatok számítógépes, szimbolikus analizise az algebrai saját érték technika felhasználásával

Frekvenciatartománybeli számítógépes analizis módszerek rövid áttekintése után az előadó bemutatta, hogy a lineáris időinvariáns hálózatok analizise egy új módszer segítségével visszavetíthető két-fajta elemet tartalmazó hálózatok analizisére. Vezérelt generátorok átalakításával a szimbolikus analizisre egy általános módszert készített.

R. I. Ross (USA): Tranziens-válasz iteratív számítási módszerei

Az inverz Laplace transzformációra 6 ismert módszert mutatott be az előadó. Ezeket a módszereket asztali számítógépre alkalmazva összehasonlította. Bemutatta az eredményeket és a következtetéseket.

Hírhálók

L. Fratta (Olaszország): Hírközlő hálózatok eredő megbízhatóságának számítása

Az előadás érdekes megbízhatósági eljárást mutatott be 10 GHz felett üzemelő összeköttetésekre, melyek önmagukban az időjárás okozta hatások miatt mérsékelt megbízhatóságúak lennének.

F. Maffioli (Olaszország): A hálózat legrövidebb Hamilton láncja

Több csomópontú hálózatokra a legrövidebb Hamilton lánc (egy összefüggő véges láncban egy olyan út, mely a hálózat gráfjának valamennyi csúcsára illeszkedik) megtalálásának módszerét adta meg a szerző heurisztikusan irányított keresési technika alkalmazásával.

A. M. Koturović (Jugoszlávia): Mérőhálózatok sérülékenysége (vulnerability)

Mérőhálózatokra és bizonyos típusú központosított hírhálókra sérülékenységi kritériumokat definiál a szerző: teljes sérülékenység, részsérülékenység.

Ezen definíciókra épülve, a gráfelméletet használva sérülékenység analizist dolgozott ki a mérőhálózatokra. Számítógép program készült az ismert hálózatok analizisére, melynek eredményeképpen a hálózat minden meghibásodásra vonatkozó jellemzője megkapható.

F. Luccio (Olaszország): Segítség a Steiner probléma rácson való megoldáshoz

A klasszikus probléma (Steiner probléma) az, hogy n pontot minimális hosszon kössünk össze. Az előadás

ezt a problémát kötött rácsponatok esetén oldja meg, ami különösen az integrált áramkörök számítógépes tervezésénél jelentős segítség.

Elosztott paraméterű áramkörök és rendszerek

Baranyi András, Radványi András (MNK): Elosztott paraméterű nemlineáris áramkörök Volterra-soros torzulás analízise

Kis nemlinearitással rendelkező elosztott paraméterű áramkörök analízisére mutattak be egy számítógép programot a szerzők, mely a Volterra-soros módszeren alapszik. Példaképpen egy elosztott paraméterű tunnel diódás erősítőt analizáltak.

P. P. Civalleri (Olaszország): Egy és két dimenziós, planár, elosztott paraméterű rendszerek variációs analízise

Az előadás összevetette az egy- és kétdimenziós vonalak alapegyenleteit, majd definiálta ezen rendszerek saját frekvenciáit. Egydimenziós vonalnál a paraméterek csak az x hosszirányú mérettől függenek. Ezek a vonalak a távvezeték egyenletekkel jellemezhetők. Kétdimenziós vonalak paraméterei a sík x, y koordinátáitól függenek, másodrendű parciális, differenciál egyenlettel jellemezhetők. Az egydimenziós vonal mint a kétdimenziós speciális esete tekinthető, s ez ott jelentős különösen, ahol az y irányú méretek elhanyagolhatóan kicsik az x irányhoz képest.

Ezután variációs algoritmust alkalmazott, melynek eredménye azt mutatta, hogy a saját frekvencia perturbációja arányos a rendszer térperturbációjára vonatkozó függvény Fourier együtthatójával.

P. P. Civalleri (Olaszország): Háromrétegű kétkapuk diszkontinuitásainak numerikus számítása

A mikrohullámú gyakorlatban fellépő diszkontinuitások számítását végzi a szerző. Sikerült a diszkontinuitásokra számítógép segítségével szélessávú modellt készíteni. Példaként különböző elrendezésekre számolta az új modell segítségével a diszkontinuitásokat.

G. R. Hoffman (Belgium): Számítógép program optimális elosztott paraméterű szűrők direkt szintézisére

Számítógép program segítségével az optimális approximációból kiindulóan egységelemeket és rezonátorokat felhasználva elosztott paraméterű szűrők tervezésének módszerét mutatta be a szerző. A mikrohullámú sávban használható szűrők tervezésére szolgáló program a Journal of Microwave Techniques-ben fog megjelenni, a szerző közlése szerint.

A konferencia eredeti programjában és kiadványában nem szerepelt előadások

M. Milić (Jugoszlávia): Paraméter invariancia

Petrov, Rutman, Rozanov eredményeit általánosította a szerző aktív RC áramkörök állapotváltozós szintézise számára.

Tarlac László (MNK): Sok paraméteres érzékenység-optimalizálás aktív RC szűrőkben

[Olyan érzékenység-optimalizálást mutatott be az előadó, ahol a célfüggvény az érzékenység abszolútérték négyzetek súlyozott összege volt. Számítógépes program segítségével számolta ki és rajzolta fel a különböző elemérték választáshoz tartozó érzékenység-indexeket, amelyek alapján a tervezőnek kell kiválasztani a legkedvezőbb elemérték-készletet. Az ismertetett eljárás folyamán a realizálandó transzfer függvény mindig előre megadott és rögzített.

J. Smit (Hollandia): Szimbolikus analízis FORMAC nyelven

V. Cirić (Jugoszlávia): Vízellátási hálózat számítása érzékenység segítségével

20%-os terhelés ingadozás esetén sem kell az egész hálózatot újra számolni, mert az előadásban ismertetett módon, az érzékenység fogalmának bevezetésével ez a hatás számítható.

A konferencia zárónapján *R. Horváth* professzor, a konferencia szervező bizottságának elnöke által tartott vitaindító után a résztvevők kerekasztal beszélgetés formájában megvitatták a hálózatelmélet szerepét a villamosmérnökök tevékenységében.

A hozzászólók szerint a hálózatelmélet jelentőségét támasztják alá a következők:

1. A hálózatelmélet szolgáltatja a legjobb példát a direkt szintézis eljárások kidolgozására.
2. A hálózatelméleti módszerek segítségével mechanikai, hőtechnikai stb. feladatok is megoldhatók, így lehetővé válik analógiák felhasználásával a hálózatelméletet rendszerelméletté fejleszteni.
3. A hálózatelmélet az elektronikus áramkörök tervezésének módszere és végig kíséri az áramkörök készítését a specifikáció kitűzésétől a gyártási dokumentáció elkészítéséig.

Az előadások a Jugoszláv Tudományos Akadémia Herceg-Novii nyaralójában kerültek megrendezésre. Egymással párhuzamosan egyszerre két szekció működött, így vált lehetővé, hogy 5 nap alatt ilyen nagy mennyiségű előadás hangozhatott el.

A legközelebbi konferencia 1976-ban Bledben kerül megrendezésre.

Prónay Gábor

BME Híradástechnikai Elektronika
Intézet

A Magyar Villamos Művek energiahálózatra telepített távközlési rendszere

ETO: 621.315.1.052.5(439):621.396.44

Az 1949-et követő években létrehozott egységes magyar villamosenergia-rendszer számtalan távközlési kérdés megoldását tette szükségessé. Az egységes rendszer üzemirányítását az ugyancsak 1949-ben létrehozott Országos Villamos Teherelosztó végzi, amely üzemvitele irányításához folyamatosan rendelkezésre álló távbeszélő és jelátviteli hálózatot igényelt. Üzemzavarok esetén a parancsok, intézkedések időkiesés nélküli továbbítása elengedhetetlen követelmény volt. A közcélú helyközi összeköttetések nagy várakozási és kapcsolási ideje kizárta az ilyen célú felhasználást.

Az energiarendszernek ezért független, saját távközlési rendszert kellett létrehoznia. A teherelosztó számára kidolgozott, a nagyfeszültségű távvezetésekre telepített vivőfrekvenciás berendezésekből kialakított távközlési rendszer üzembiztonság és rendelkezésre állás szempontjából az igényeket kielégítette.

Az iparág adminisztratív, ún. igazgatási céljaira bérelt postai összeköttetéseket építettünk ki. Ez a bérelt hálózat egyben az országos vivőfrekvenciás távbeszélő rendszer tartalmát is jelentette egyes irányokban.

Az önálló vivőfrekvenciás hálózat kialakítása 1951–1955 között történt meg. Az alkalmazott berendezések akkor viszonylag korszerűnek tekinthető elektroncsöves, kétoldalsávú készülékek voltak.

A vivőfrekvenciás hálózat felfűzött soros, közbenső erősítő, valamint felfűzött párhuzamos közbenső erősítés nélküli rendszer volt, amely kb. az 1960-as évek közepéig az üzemi követelményeknek megfelelően ellátta feladatát.

Az ipari fejlődés az energiafogyasztás növekedését, ez pedig az erősáramú hálózat bővítését vonta maga után. Ennek következtében a távközlési hálózattal szemben a követelmények ugrásszerűen megnöttek. Az energiarendszerbe beépülő új erőművek és alállomások a felfűzött vivőfrekvenciás összeköttetések bővítését, átalakítását, átrendezését tették szükségessé. Az így lecsökkent távvezetési hosszak, az új topológia a felfűzött rendszer viszonylagos stabilitását lerontotta.

Ugyanakkor a megnövekedett igények, a kb. 15 éve működő berendezések erkölcsi kopása, a tartalékalkatrészek beszerzési nehézségei stb. szükségessé tették a távközlőhálózat átépítését.

A rekonstrukció koncepciója

A fenti okok miatt szükségessé vált a távközlési hálózat átépítése, és a távlati tervek alapján csak olyan hálózat kiépítése jöhetett szóba, amely a jelen-

legi és a folyamatosan bővülő energia rendszert egyaránt zökkenőmentesen tudja kiszolgálni.

Ugyanakkor a híradástechnika gyors fejlődését a lehetőségekhez képest nyomonkövetve korszerű rendszertechnika bevezetésére kell törekednünk, a nemzetközi kooperáció miatt további speciális távközlési feladatokat kell megoldanunk, és az erősáramú hálózat üzemviteli módszereinek korszerűsítése is felvetett néhány hírközlési igényt.

Az új vivőfrekvenciás hálózat terve ezek figyelembevételével és a különböző lehetőségek alapos műszaki tanulmányozása után alakult ki. Ennek lényege a következő:

- a vivőfrekvenciás összeköttetések csak pont-pont közöttiek;
- a hálózat csillag alakzatú, ahol az egyes összeköttetések egyik vége a csillag középpontjában elhelyezett automata távbeszélő központra csatlakozik, amely az egyes vivőfrekvenciás összeköttetések és a helyi előfizetők automatikus kapcsolását végzi;
- az így kialakított csillaghálóból a teljes rendszerben az igényeknek megfelelő számú kerül kiépítésre;
- az egyes telefonközpontoknak lehetőségük van a szomszédos központtal társközponti üzemeltetést biztosítani;
- a teherelosztó minden telefonközpont forgalmába vagy hang-, vagy vivőfrekvenciás úton be tud kapcsolódni;
- a jelátvitel számára nem épül külön vivőfrekvenciás hálózat, mert a vivőfrekvenciás berendezések kombináltak (beszéd és frekvenciamodulált váltakozó áramú távirócsatorna FMVT).

A szükséges fejlesztési munka

A fenti irányelvek figyelembevételével került sor az egyes berendezések típusának kiválasztására. Az igényeknek megfelelően kialakított, illetve gyártott vivőfrekvenciás berendezést azonban sem a hazai, sem a külföldi piacon nem találtunk, így a korszerű magyar híradás- és átviteltechnika ipar bevonásával 1965–66-ban kifejlesztettük az NTV 10 típusjelű vivőfrekvenciás berendezést. A berendezés korszerűségére jellemző volt, hogy az abban az időben a külföldi piacokon található hasonló nagyteljesítményű PLC berendezések még kivétel nélkül elektroncsöves végfokozattal rendelkeztek, míg az NTV már teljesen tranzistoros kivitelű volt.

Ki kellett fejlesztenünk a kábeles összeköttetések számára egy hangfrekvenciás berendezést. Ez az

EHV típusjelű készülék volt, amely a rendelkezésre álló távbeszélő vonal többszörös kihasználását biztosítja azáltal, hogy a beszédcsáv felett 1–6 db FMVT-csatorna számára létesít átviteli utat.

A távbeszélő-központok közül a BHG CA–22 típusú Crossbar alközpontjára esett a választás. A központ 20 előfizetői kapacitásával és különböző szolgáltatásaival az igényeket és a hálózat bővítési igényeit kielégítette. Nagyobb vonalszám esetén a CA 42 típusjelű berendezés kerülhet felhasználásra.

1965 végén az igények részletes elemzésével és a távlati tervek messzemenő figyelembevételével a vivőfrekvenciás berendezés további fejlesztésére került sor. A cél az eddig felsoroltakon kívül az volt, hogy olyan alapherendézést hozzunk létre, mely nemcsak a 120 kV-os, de a 220 kV-os és még nagyobb feszültségű távvezetésekre is telepíthető legyen.

Olyan berendezés kialakítására volt tehát szükség, amelynek jellemzői:

- vivőfrekvenciás kimenő teljesítménye viszonylag nagy (10–20–30 W);
- vételi oldalon a szabályzási tartománya nagyobb, mint 5 Np;
- a különböző feszültségű távvezetékek zajszintjét tekintve mindenkor üzembiztos, tehát kompander áramkört tartalmaz;
- a frekvenciasáv jobb kihasználása, a nagyobb határfok érdekében egyoldalsáv, részben elnyomott vivőjű;
- teljesen tranzistoros;
- a rendelkezésre álló 4 kHz-es sávban a beszéd mellett legalább 6 db 50 Bd-os távírócsatorna számára biztosít átvitelt.

Ugyanebben az időben folyt az EHV berendezés fejlesztése is. A felmért igények alapján a kifejlesztésre került berendezés meglehetősen univerzális:

- a berendezés üzemmódja 2/2, 2/4, 4/2, 4/4 huzalos;

A berendezés tartalmaz:

- pausál és Hoyt-vonal utánzatokat,
- kábel és egyéb korrektorokat,
- kompander áramkört,
- egy- és kéthangos speciális jelzésátvitelt,
- a 4 kHz sávon belül a beszéd mellett FMVT csatornák átvitelét is biztosítja.

Üzemi próbahálózat

A kifejlesztett berendezésekkel, valamint a BHG CA telefonközpontjával 1967-ben próbahálózat építésére került sor. A Budapesti Zuglói – Dunamenti Hőerőmű és DHV – Inota viszonylatban vivőfrekvenciás berendezést szereltünk fel, a teherelosztó és a DHV között pedig az EHV berendezés biztosította az összeköttetést. A DHV-ban elhelyezett telefonközpontra a három távolsági vonalon kívül több helyi előfizető csatlakozott.

A próbahálózat a hozzá fűzött reményeket beváltotta. Így néhány kisebb, a lényegét nem érintő módosítás után a berendezések sorozatgyártása megindulhatott.

A sorozatgyártás előkészítésével egyidőben elkészült a távbeszélő-hálózat kiépítésének terve, amely első lépésben három fázist tartalmazott: 1970-re, 71-re és 72-re.

Az 1968–69-ben átadott 30 db NTV berendezés üzembehelyezésével megtettük az első lépéseket az új korszerű vivőfrekvenciás rendszer felé. Az első csillaghálózat a bánhidai volt, majd ezt követte a dunaújvárosi és a győri. Az egyes összeköttetések forgalomba kapcsolása előtt a legapróbb részletekre is kiterjedő ellenőrzési munkák folytak. E széles körű, a nagyfeszültségű vonalak bemérésétől, a helyi kábelhálózat ellenőrzéséig mindent felölelő ellenőrzés tette lehetővé, hogy az egyes gócok üzembehelyezése után a meghibásodások száma a vártnál lényegesen kisebb volt, és a hálózat rendkívül rövid idő alatt stabilizálódott.

Az első két központot további 8 db követte és ezzel a hálózat rekonstrukciója 1971 végére mintegy 80%-ban befejeződött.

Az üzemirányítói hírközlő rendszer helyzete 1972-ben

Az 1972-es távvezetési vivőfrekvenciás hálózatkép 1. ábrán látható.

A nagyfeszültségű üzemirányítói hírközlő rendszer jelenleg 68 db NTV–10 vivőfrekvenciás berendezést, 10 db CA távbeszélő központot és 2 db EHV hangfrekvenciás berendezést tartalmaz.

A statisztikai szempontból vizsgált időszakban 1970. december 1-től 1971. december 1-ig a berendezések 465 696 órát voltak üzemben. Ebből az NTV vivőfrekvenciás berendezésekre eső üzemóra 412 304.

Az NTV berendezések naplózott hibaideje 3175 óra, az ebből számított üzemóra-kiesés 0,77%, tehát a vivőfrekvenciás berendezés rendelkezésre állása 99,23%-os volt.

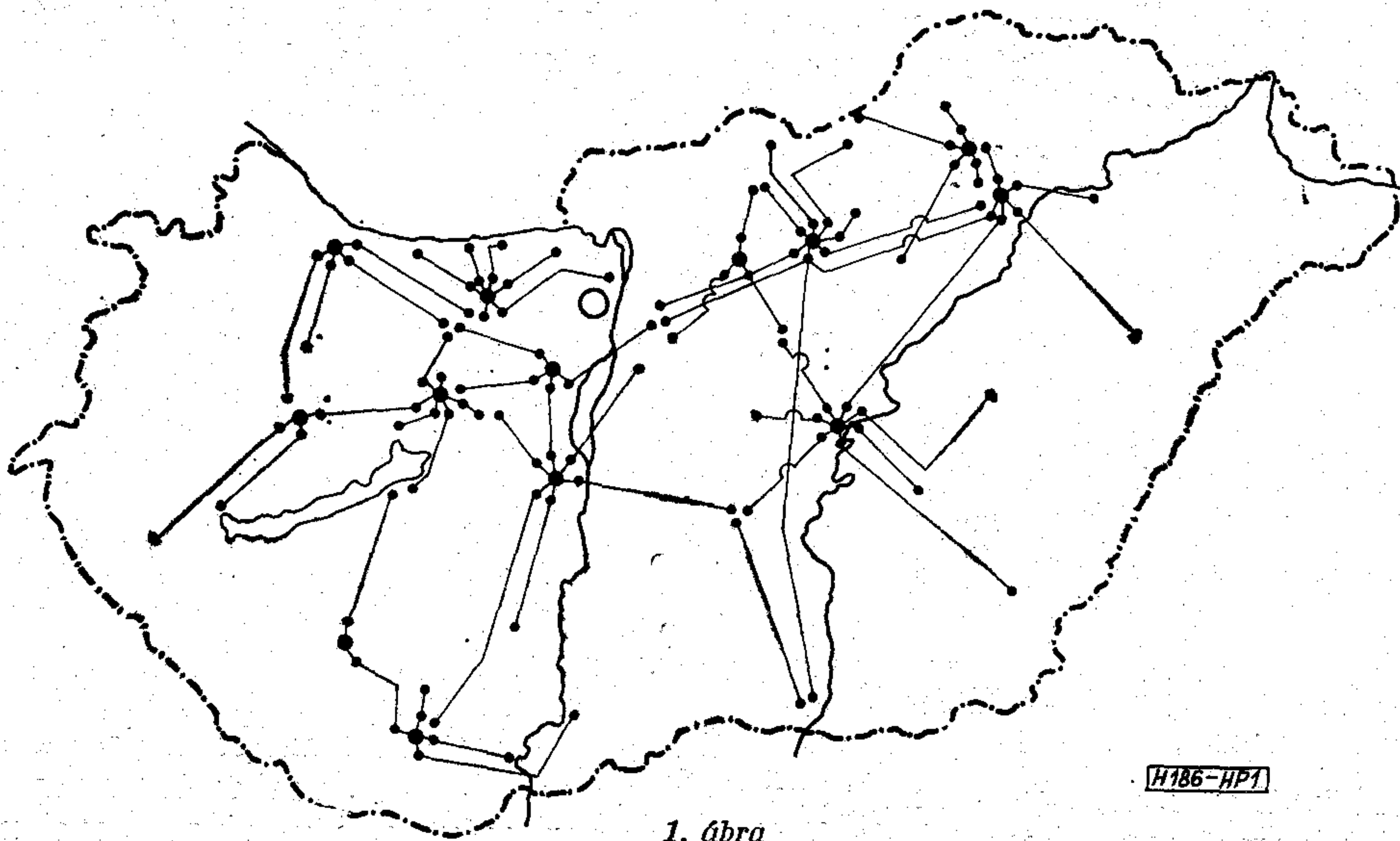
A CA távbeszélő-központok a forgalomszámlálások szerint átlagosan napi 300 beszélgetést kapcsolnak. A beépített hibaszámlálók szerint a téves kapcsolások és a fel nem épült összeköttetések száma 428 volt, ami az eltelt üzemidőt figyelembe véve 0,5%-os hibarányúnak, illetve 99,5%-os biztonságnak felel meg.

A régi hálózaton 1960-ban hasonló felméréseket végeztünk és akkor az üzemkészség 89–92%-ra volt tehető. A kedvező tapasztalatok alapján vivőfrekvenciás rendszerünk a hozzáfűzött reményeket beváltotta.

Rendszerünk a szokásos megoldások közül az egységek univerzalitásával és csereszabatságával, egyszerű bővítési-tervezési adottságaival, a különböző kivitelű és eredetű berendezésekhez adapter nélkül csatlakozhatóságával tűnik ki. Lehetővé teszi a különböző hírközlő csatornákkal (nagyfeszültségű távvezetési vivőfrekvenciás, erősített és erősítetlen postai vonalak, URH) való harmonikus hálózatkialakítást.

További feladatok

A továbbiakban a 400 kV-os hálózat épülésével együtt szükség van az erre telepíthető vivőfrekvenciás berendezések kialakítására is.



1. ábra

Az új üzemi követelményeknek megfelelően szükségessé vált a vivőfrekvenciás átvitel felhasználása védelmi célokra is. Így a vivőfrekvenciás berendezéseket ki kellett bővíteni egy úgynevezett védelmi adapterrel. A 220 kV-os hálózaton már végeztünk zárlati próbákat. A védelem szinkronozását az NTV vivőfrekvenciás berendezés és a hozzá tartozó szinkronozó egység végezte. A próbáknál a szinkronozási idő 20 ms-on belül volt, ami kielégítőnek mondható.

Jelátvitel

A távbeszélő hálózat rekonstrukciója maga után vonja a vivőfrekvenciás jelátviteli hálózat átépítését is. A távmérések, távjelzések továbbítását a jelátviteli hálózat végzi. Az információk jellegének megfelelően az impulzustávíratok megfelelő szervezésével és modulációfajták alkalmas megválasztásával képes biztosítani, hogy az információfolyam egységes jelátviteli hálózatunkon továbbítható a rendeltetési helyekre.

A rendszer a pillanatnyi szükségnek, illetve az előre tervezhető információ mennyiségnek megfelelően 50, 100, 200, illetve 600 baudos FMVT csatornákkal működik, éspedig akár a nagyfeszültségű távvezetéki vivőfrekvenciás berendezések, akár az URH rádiótelefonok, akár a postai kábelek 300–3400 Hz-es beszéd tartományának alkalmasan megválasztott felében. Ilyenkor a beszéd tartomány alsó sávja, a jelátviteltől függetlenül, beszéd átvitelre használható fel kölcsönös zavarás nélkül.

Nagyobb információforgalom lebonyolítására a teljes 300–3400 Hz-es hangfrekvenciás sáv felhasználható jelátvitelre, FMVT csatornák segítségével frekvenciamultiplex rendszerben.

Az egyes FMVT csatornákon általában időmultiplex átvitel folyik, de speciális esetben egyetlen távmérés, távszámlálás, jelzés vagy parancs folyamatos átvitelére is felhasználhatók az egyes csatornák.

Az alaphálózati rekonstrukciós munkák befejezése után kerül sorra a közép feszültségű elosztó hálózat

vivőfrekvenciás hírközlő rendszerének kialakítása és ezen belül:

- korszerű elemekből felépített gazdaságos vivőfrekvenciás berendezés és csatoló szerelvények kifejlesztése;
- hangfrekvenciás berendezés kidolgozása a távközlési hálózat kábeles, vagy léges összeköttetéseihez;
- távbeszélő alközpontok telepítése a vivőfrekvenciás összeköttetések felépítéséhez;

A vivőfrekvenciás hálózat terveinek kidolgozása során fontos szempontként vettük figyelembe, hogy a beszéd- és a későbbiek során esetleg a jelátviteli, illetve telemechanikai rendszernek automatikusan, felügyelet nélkül kell működnie. Ezáltal a diszpécser jóformán minden rutinmunkától mentesül és figyelmét fő feladatainak megoldására koncentrálhatja.

Másik fontos szempontként a berendezések működési stabilitása szerepelt. Berendezéseinek áramköri felépítése, az alkalmazott szilícium alapanyagú félvezetők, valamint a minimális mennyiségben alkalmazott elektromechanikus elemek lehetővé teszik, hogy az üzembe helyezett berendezések hosszú ideig megbízhatóan működjenek.

Az üzembiztos, folyamatos üzem érdekében előírunk — bár minimális mértékben — időszakos karbantartást. Ez főleg ellenőrző jellegű és fő célja, hogy felhívja a figyelmet a még működő, de már javításra szoruló egységekre.

Folyamatos ellenőrzés a hibák megelőzésére

A telekommunikációs hálózat üzembiztonságának növelésére, karbantartásának csökkentésére és állandó, könnyű felügyeletére egy önkontroll-rendszert alakítottunk ki.

Az ellenőrző rendszer tervezésekor az alábbi szempontokat, mint kiinduló feltételeket kellett figyelembe vennünk:

A hibák megelőzésére kell törekedni. Nem elegendő a hibákat megjavítani, mert még gyors hibaelhárítás

esetén is jelentős üzemóra-kiesésre számíthatunk. Így tehát elsősorban gazdasági okokból célszerű a hibák számát minimálisra csökkenteni.

A hibaelhárítás magában foglalja az átviteli minőség ellenőrzését is. A minőségromlás kezdetben általában csak műszeresen értékelhető ki, később már a telefonbeszélgetést is zavarja.

A berendezések ellenőrzésére csak központi személyzet, illetve műszerpark jöhet számításba; egyrészt azért, mert a perifériák, vagyis az állomások és az erőművek távközlési berendezései személyzet nélkül működnek, a vezénylőtermi személyzet szakképzetlen, másrészt pedig az állomások híradástechnikai műszerezettsége nem mindig megfelelő. Ez egyébként indokolt, mert rossz kihasználtságuk miatt gazdaságtalan volna országos viszonylatban hatalmas műszerparkot tartani.

Az előzőekből következik, hogy az összefüggő rendszer állapotáról folyamatosan, illetve kis időközönként műszeres mérési adatseregbe van szükségünk ahhoz, hogy a rendszer egészének, illetve egy-egy

részének állapotára, állapotának változására, a változás tendenciájára következtethessünk, illetve hogy következtetéseinket kiértékelhessük és megfelelő időben, az üzemképtelenséget jóval megelőzően intézkedhessünk.

Ennek a feladatnak ellátására alkalmas volna ugyan emberi erő is, de különösebb számítások nélkül is valószínűsíthető gazdaságtalansága. A nagy mennyiségű információ beszerzése jelentős gépkocsi-, műszer- és ember-lekötöttséget jelentene, adminisztratív nehézségeken túl.

Az előző szempontok automata, illetve félautomata önkontroll-rendszer tervezését teszik szükségesé, amely egyben a számítógépes optimalizálással való rendszerirányítás bevezetésére történő felkészülést is magában foglalja.

E cikk keretén belül csak nagy vonalakban tudtuk ismertetni villamosenergia-rendszerünk hírközlésének fejlődését, a fejlesztési irányelveket. Ehhez a képhez még számos olyan tevékenység tartozik, melyek együttesen biztosítják a jövőben a munkaterület folyamatos és gazdaságos fejlődését.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.315.592.4:621.377.622,25:621.382

Dr. Kemény Á.:

A fejlődés irányvonalai a félvezető-alapú mikroelektronikában

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 3. sz.

MOS integrált eszközök fejlesztése. Ion-implantáció és komplementer MOS-eszközök. Működési sebesség és fogyasztás. Lineáris MOSIC-eszközök és „MOS ellenállások”. Technológiai kérdések. „Gyors” MOSIC-eszközök és MOS LSI memóriák. „Nem-illékony” újraprogramozható MOS-memóriák. Bipoláris integrált áramkörök. Újabb technológiai eljárások és alkalmazási lehetőségek.

ETO 621.372.54:681.32

Kun L.:

Digitális szűrők elmélete és gyakorlati alkalmazási lehetőségeik

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1972) 3. sz.

A cikk az elméleti alapok rövid áttekintése után ismerteti a különböző típusú digitális szűrők működését, alkalmazási területeket és az eddigi eredményeket.

ETO 621.315.1.052.5(439):621.396.44

Hatzimihalis N.—Pálmai R.:

A Magyar Villamos Művek energiahálózatra telepített távközlési rendszere

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 3. sz.

Rövid áttekintés a Magyar Villamos Művek Tröszt távközlési rendszerének kialakításáról. A rendszer rekonstrukciója, üzemi próba hálózat. Korszerű sugaras hálózat felépítése és az ehhez szükséges berendezések kifejlesztése. Az új rendszer statisztikáinak kiértékelése. További fejlesztési feladatok. 400 kV-os hálózatra telepíthető vívőfrekvenciás berendezések, védelemszinkronozó berendezések. A távközlési rendszer jelátviteli hálózata, üzemviteli és ellenőrzési kérdések.

ETO 621.375.023

Molnár B.:

Biharmonikus rendszerű rádiófrekvenciás erősítő

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 3. sz.

A biharmonikus erősítő elvi működésének ismertetése a D-osztályú erősítőtől kiindulva. A biharmonikus erősítő tervezésének alapvető szempontjai és annak elvi kapcsolása. A gyakorlatban használt biharmonikus erősítők néhány típusának bemutatása.

Biharmonikus rendszerű rádiófrekvenciás erősítők

ETO: 621.375.023

A nagyteljesítményű középhullámú adóberendezések használata elsőrendűvé teszi a hatásfok kérdését. Ezt a következő szempontok indokolják:

- az üzemköltség, mivel az adó energiafogyasztása az egész üzemköltség nagyon jelentős része,
- a hűtőmű egyszerűsége, mivel a nagyobb hatásfok kisebb disszipációt jelent.

Az RF végfokozat hatásfokának szerepéről az egész adóberendezés hatásfokában a Híradástechnika egy előző cikke foglalkozott [1], melyben kimutatták, hogy döntő szerepe van.

Ez a dolgozat az RF végfokozat hatásfok növelésének egyik módját tárgyalja, amely egyre jobban terjed az A3 üzemmódú adókban.

Megjegyezzük, hogy a biharmonikus erősítők alapelve nem új, de feledésbe merült, és napjainkban „ismét felfedezték”.

Természetesen egy ilyen rövid leírás csak a fizikai elveket és szempontokat tárgyalhatja, a konkrét méretezéssel egy későbbi cikkben kívánunk foglalkozni.

A leírt rendszerről egy kisteljesítményű modell áraport építettünk a BME Mikrohullámú Híradástechnika és Adástechnika ágazatos hallgatók mérése számára. A modelláramkör igazolta az elvi megfontolásokat.

Kellemes kötelességem köszönetet mondani dr. Gschwindt András adjunktusnak a sok elvi és gyakorlati tanácsért, amellyel munkámat segítette és Ijjas Gábor okl. villamosmérnöknek, aki a modelláramkört tervezte és készítette.

1. A „C” osztályú erősítő hatásfok növelésének korlátjai

A szokásos „C” osztályú erősítő felépítése és jelalak ábrái láthatók az 1. ábrán.

A jelalakok rendre: rácsheszültség, anódáram, rácsheszültség, anódfeszültség és anóddisszipáció pillanatnyi értéke.

Az ábrán szereplő egyéb jelölések:

θ az anódáram folyási szöge,
 $\varphi = \omega t$, ahol ω körfrekvencia,
 t idő.

A veszteségi teljesítmény a pillanatnyi disszipáció átlaga. Az ábrából láthatjuk, hogy azért nagy ez az átlag, mert a pillanatnyi disszipációnak nagy csúcsai vannak. Más szóval az anódfeszültség már nagy amikor az anódáram még nagy. A disszipációcsúcs

a folyási szög csökkentésével tetszőlegesen javítható, de túl kicsi folyási szögeknél erősen lecsökken a csőből kivethető hasznos teljesítmény adott katódáram mellett.

Az anódhatásfok számszerűen a következő képletből számítható:

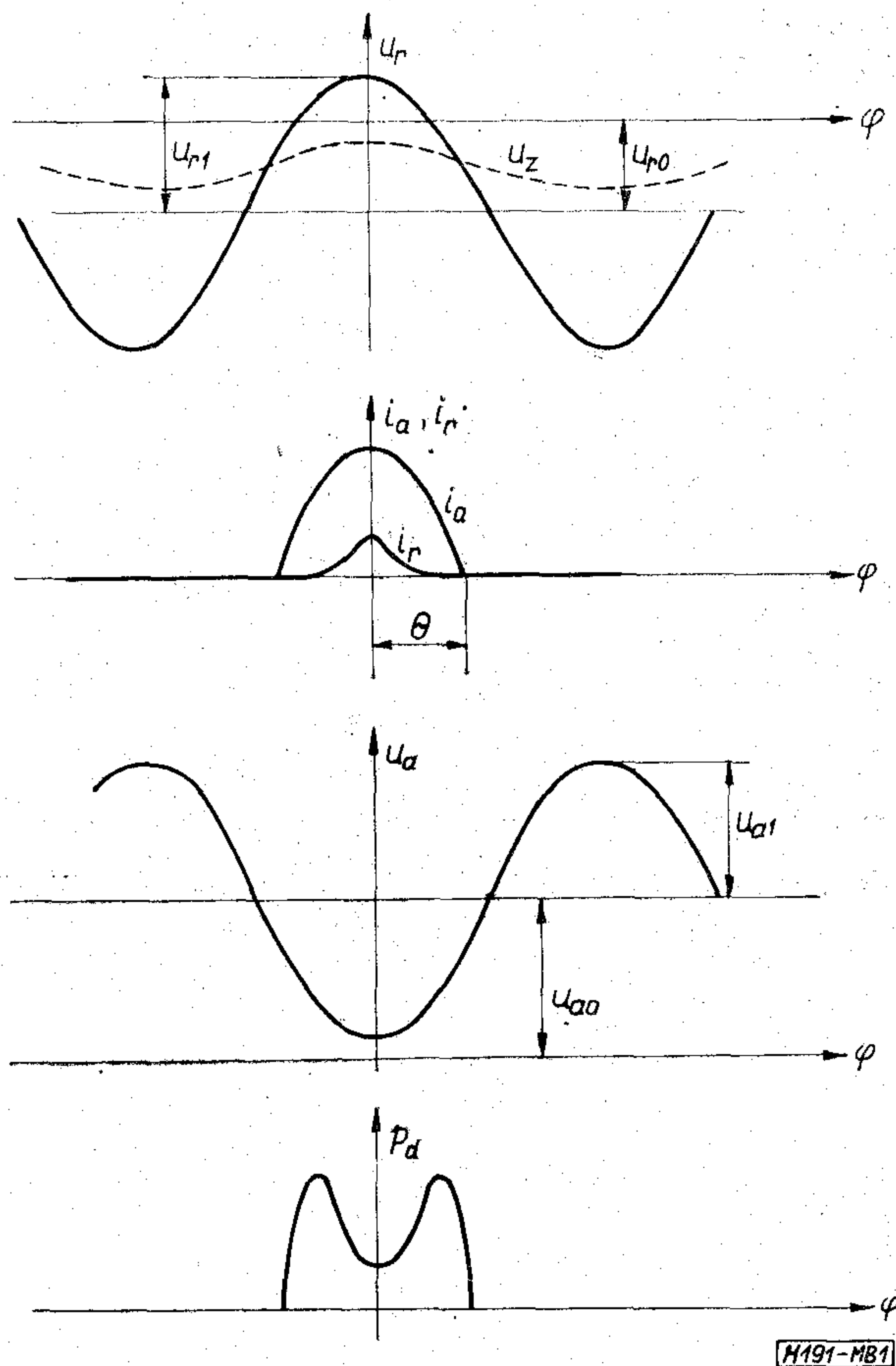
$$\eta_a = \frac{1}{2} j b$$

ahol

$$b = \frac{U_{a1}}{U_{a0}} \text{ feszültség kivezérlési tényező,}$$

$$j = \frac{I_{a1}}{I_{a0}} \text{ áramkivezérlési tényező.}$$

b a csőre adott érték, j pedig a folyási szög csökkentésével növelhető, de a folyási szög, mint említettük, nem csökkenthető tetszőlegesen.



H191-MB1

1. ábra

2. A hatásfoknövelés elvi megoldása

Mint láttuk, a rossz hatásfok oka a feszültség megnövekedése az anódáram folyása alatt. Kézenfekvő a megoldás: ne szinuszos anódfeszültséget használjunk, hanem olyan torz jelalakot, amely az anódáram folyása alatt a csőre adott minimális anódfeszültséget biztosítja. Ilyen pl. a 2. ábrán látható jelalak.

A hatásfok ebben az esetben:

$$\eta_a = \frac{P_h}{P_{\delta}} = \frac{P_{\delta} - P_d}{P_{\delta}} = \frac{U_{a0}I_{a0} - U_{a\min}I_{a0}}{U_{a0}I_{a0}} = b$$

A jelölések:

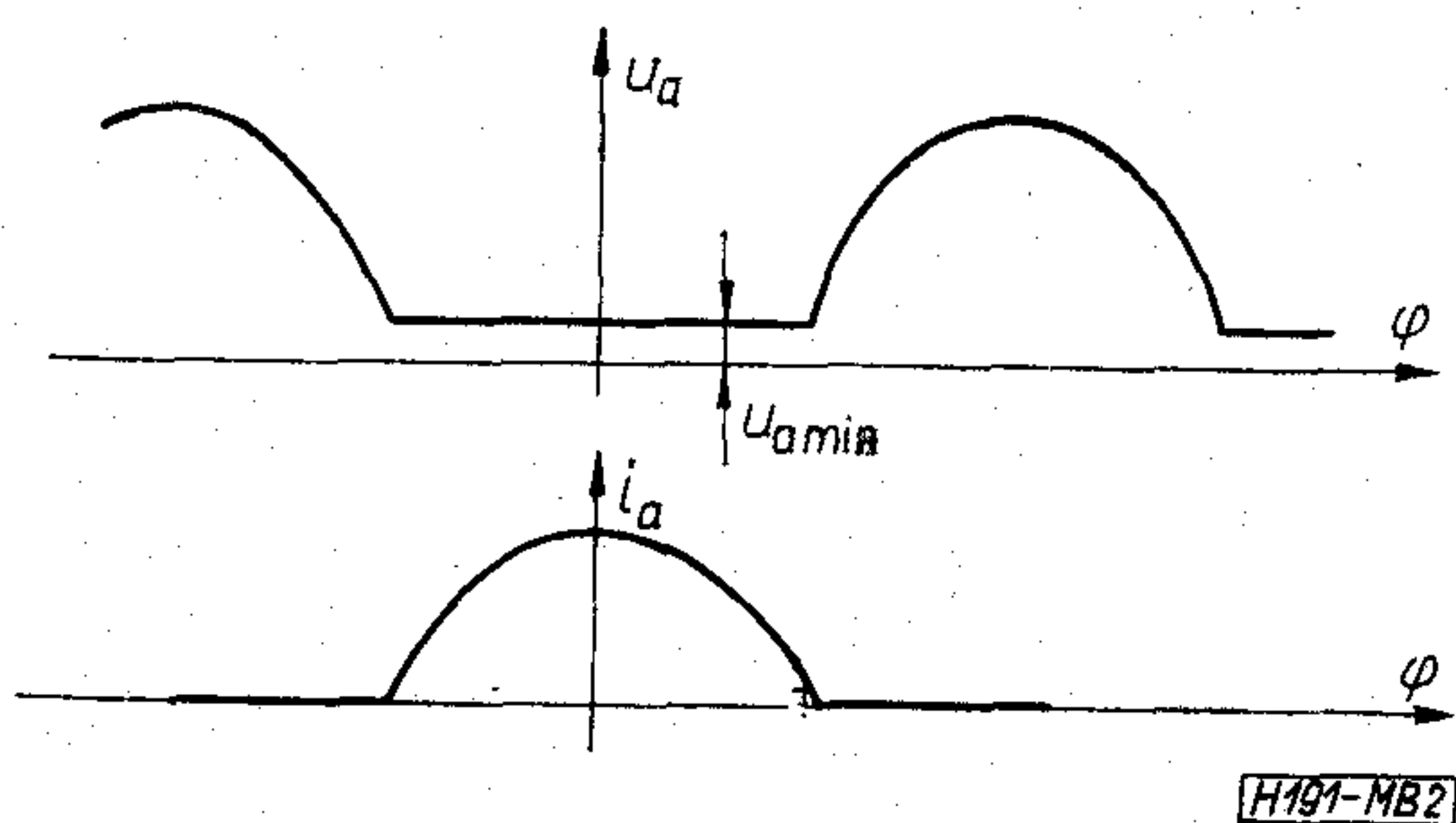
P_h hasznos teljesítmény,
 P_{δ} összes teljesítmény,
 P_d disszipált teljesítmény.

Tehát a hatásfok nagyon jó érték, mivel a „C” osztályú erősítő hatásfok képletében a b szorzójaként szereplő $j/2$ -es faktor mindig kisebb az egységnél.

Ebben az esetben a cső, mint vezérelt kapcsoló működik. Az ilyen rendszerű erősítőket „D” osztályú erősítőknek nevezzük.

Nagyteljesítményű középhullámú RF végfokozatokban a „D” osztályú erősítőket nem lehet megvalósítani, mert ebben a frekvenciasávban a nagyteljesítményű kapcsolóáramkörök nem realizálhatók.

A „D” osztályú erősítő anódfeszültsége elvileg végtelen sok felharmonikust tartalmaz.



2. ábra

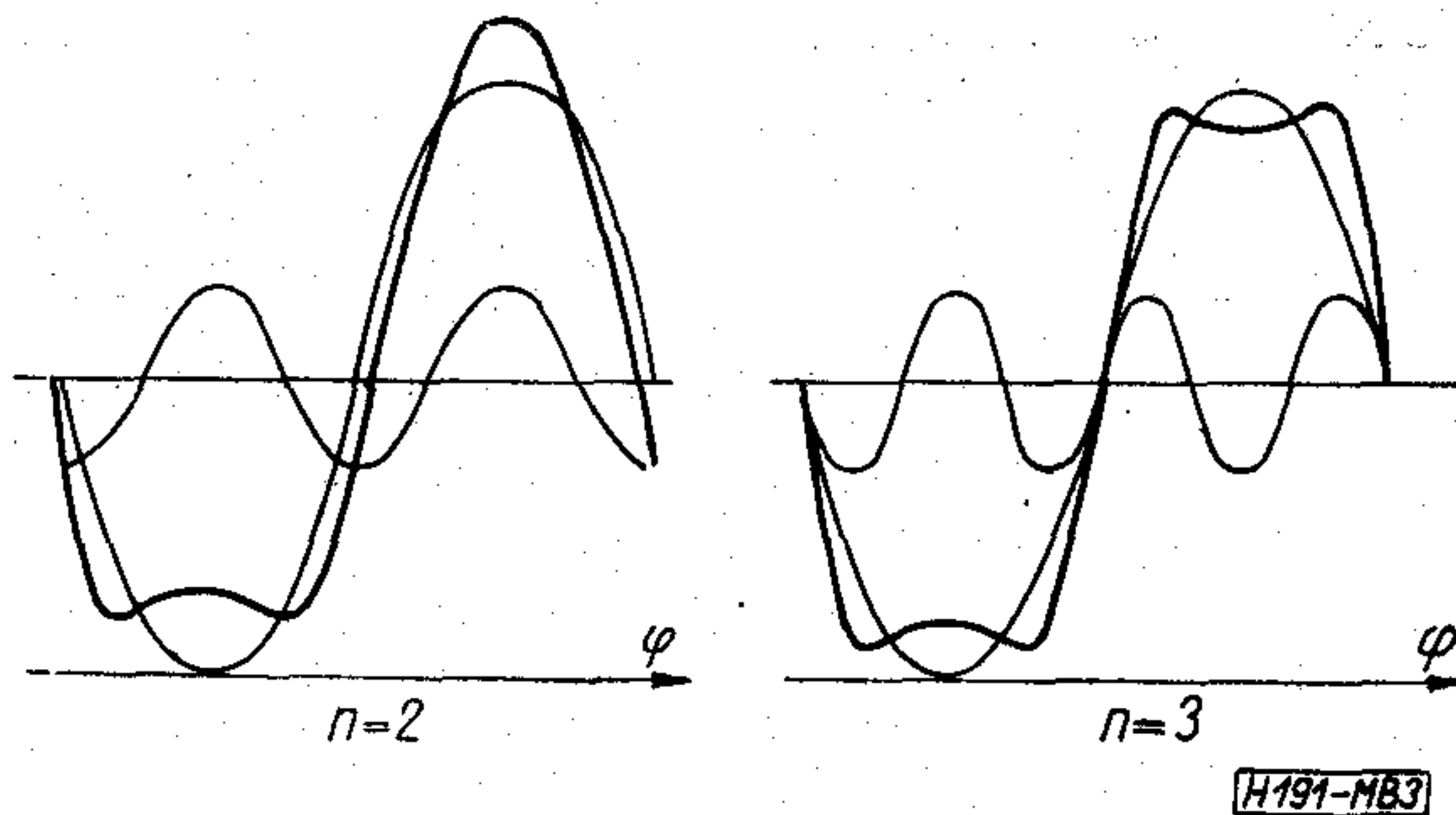
Ha az anódfeszültség szükséges jelalakját csak közelítjük az alapon kívüli egy harmonikus felhasználásával, biharmonikus erősítőről beszélünk.

Megjegyezzük, hogy az angol nyelvű irodalomban a „D” osztályú és a biharmonikus erősítőt gyakran egyaránt „D” osztályúnak nevezik.

3. Biharmonikus erősítő

A biharmonikus erősítő anódkörében lévő jelalakot láthatjuk a 3. ábrán, ha az alkalmazott felharmonikus rendszáma kettő vagy három.

Elvileg bármelyik felharmonikus felhasználható, de a gyakorlatban csak a harmadikat használják. A második azért célszerűtlen, mert, mint az ábrán is láthatjuk, megnöveli a cső feszültség igénybevéte-



3. ábra

lét. A második felharmonikusnál fellépő egyéb nehézségre még visszatérünk a későbbiekben.

A harmadiknál magasabb felharmonikusok nagyfrekvenciás problémákat vetnek fel és a hatásfoknövelő hatásuk is kisebb.

A hatásfok a „C” osztályú erősítőknél megszo-

kozthoz hasonlóan számítható:

$$\eta_a = \frac{1}{2} j b_1$$

A különbség az, hogy a feszültség kivezérlési tényező helyett a nála nagyobb alapharmonikusra értelmezett feszültség kivezérlési tényezővel kell számolnunk.

Vezessük be a megfelelő harmonikusra értelmezett relatív amplitúdót a_n -et:

$$a_n = \frac{U_{an}}{U_{a1}}$$

b_1 -nek a_n függvényében maximuma van, amit az 1. táblázat mutat [2].

1. táblázat

n	a_{nopt}	$\frac{b_{1\max}}{b}$
2	$\frac{\sqrt{2}}{4}$	$\sqrt{2}$
3	$\frac{1}{6}$	$\sqrt{\frac{4}{3}}$

A megfelelő harmonikusnak, mint láthatjuk a 3. ábrán, az alappal ellenfázisban kell lenni. A harmonikus feszültséget az anódkörben elhelyezett megfelelő harmonikusra hangolt párhuzamos rezgőkörrel hozhatjuk létre.

Mivel az anódkör az alapra is és kiválasztott felharmonikusra is ohmos, ellenfázisú feszültség csak akkor jöhet létre, ha az anódáram megfelelő felharmonikusa is ellenfázisú az áram alapharmonikusával.

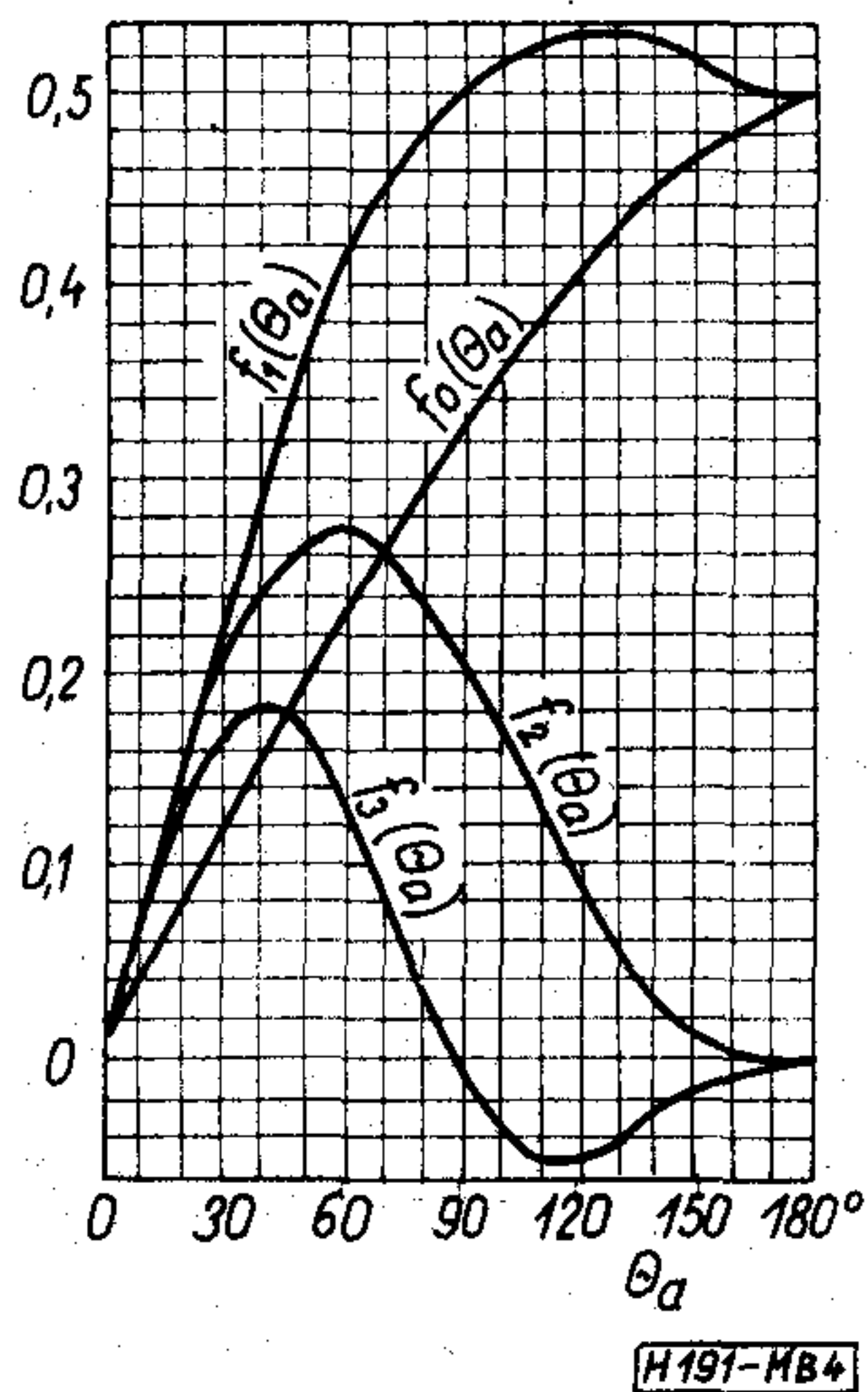
A „C” osztályú erősítő anódáramának Fourier-komponenseit, mint ismeretes a folyási szögfüggvények adják meg.

$$I_{an} = I_{acs} f_n(\theta)$$

ahol

I_{an} az anódáram n -ik felharmonikusa,
 I_{acs} az anód csúcsáram.

A folyási szögfüggvények menetét a 4. ábrán láthatjuk.



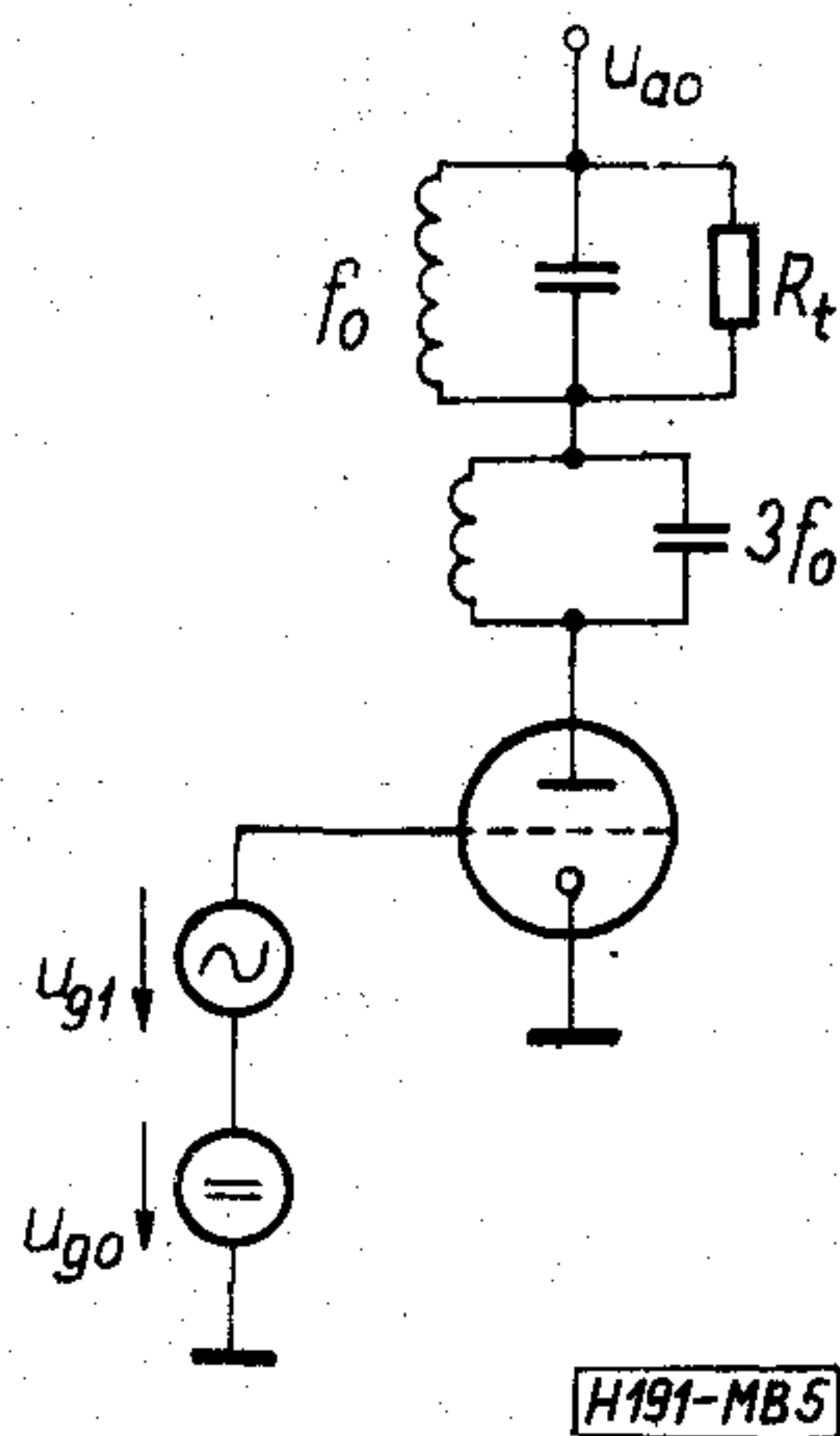
4. ábra

Az ábrából látható, hogy az alappal ellentétes fázisa csak a harmadik felharmonikusnak van a $90^\circ < \theta < 180^\circ$ tartományban.

Az „AB” osztályú beállítás valóban alkalmas a biharmonikus üzemre, azonban hatásfoka a biharmonikus üzem miatt bekövetkező javulás után is elég alacsony. Kb. annyi, mint egy 75° -os folyási szöggel üzemelő „C” osztályú erősítőnek. A nagy kivehető teljesítmény miatt üzeme mégis előnyös lehet [2].

Az „AB” osztályú biharmonikus erősítő elvi kapcsolási rajzát az 5. ábra mutatja.

Önként adódik a gondolat, hogy a megfelelő fázisú anódáramot a vezérlő feszültség torzításával állítsuk



5. ábra

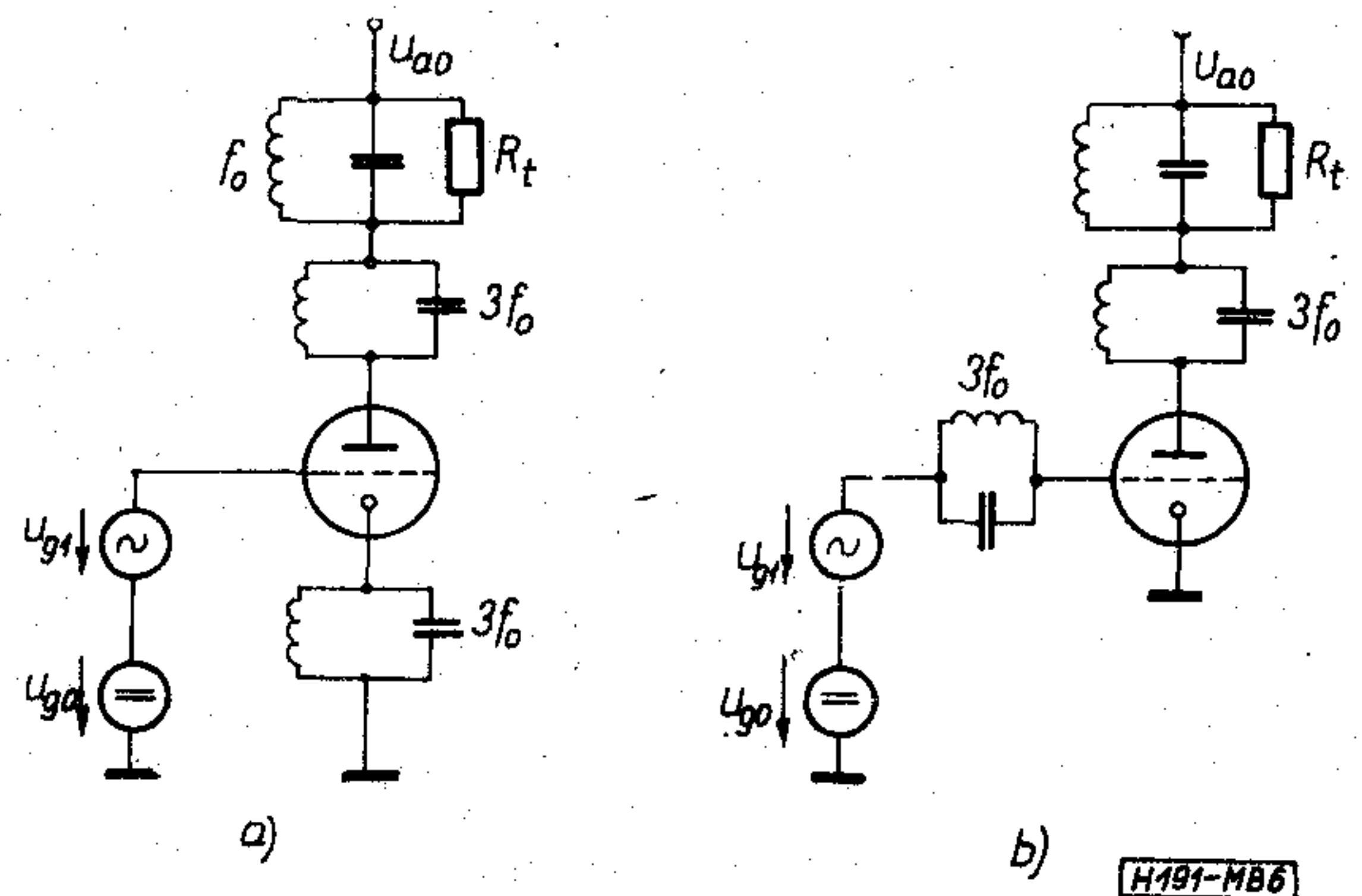
kört. Ezen a rezgőkörön a rács-, illetve katódáram hozza létre a vezérlőjel torzítását okozó harmonikus jelet. Az ilyen rendszer további előnye a katód csúcsáram csökkenés.

Mint látható a 4. ábrán, a második harmonikus lényegesen nagyobb, mint a harmadik. Ezért fázisának megfordítása igen nagy vezérlőjel torzítást kíván. A nagy jelalaktorzítás csökkenti az áramkivezérlési tényezőt, ezért a hatásfoknövekedés lényegesen kisebb lesz, mint a harmadik harmonikus használatánál.

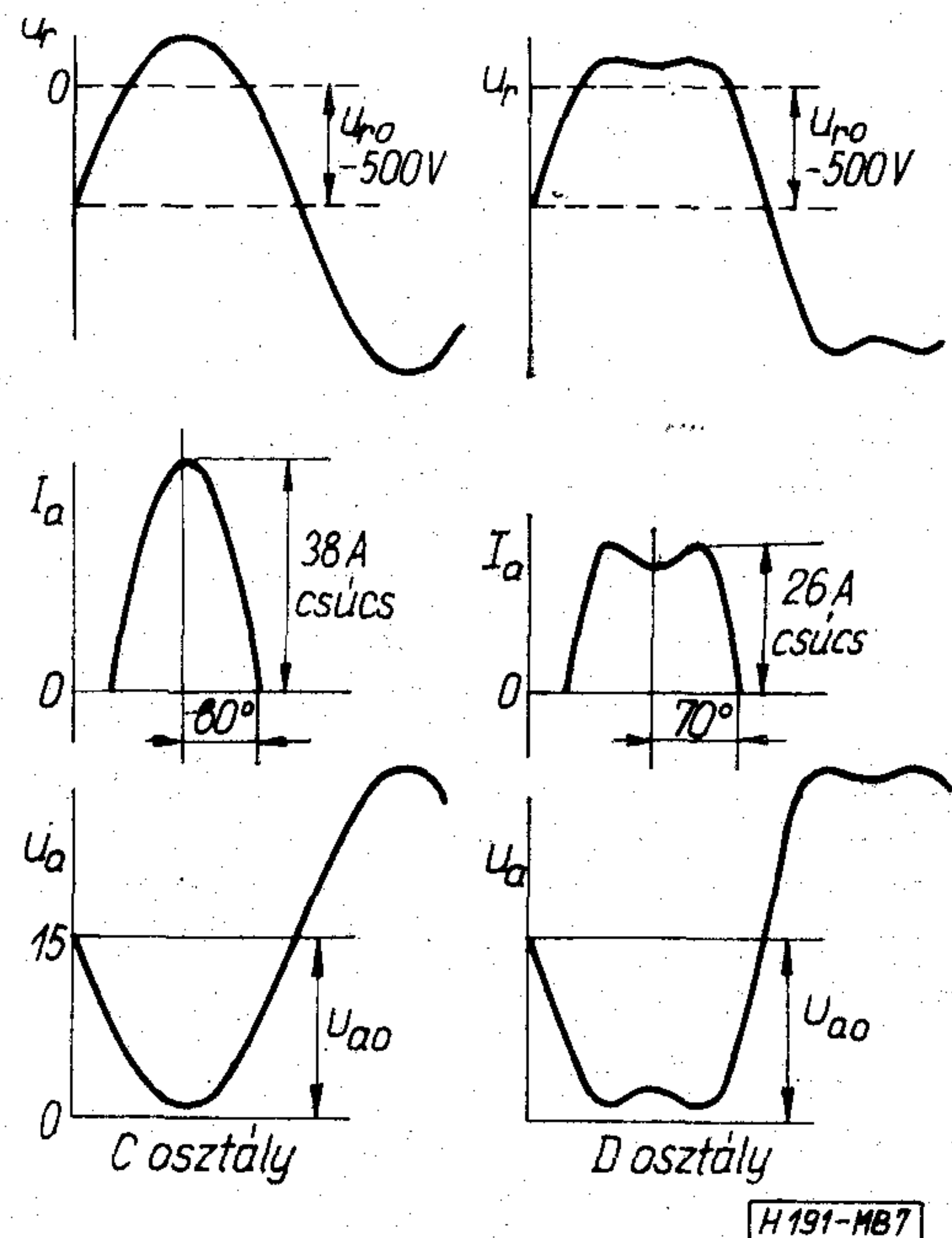
A vezérlőjel torzításhoz elvileg a második és harmadik harmonikus is használható.

Bár az irodalomban rámutatnak a második harmonikus használatának lehetőségére [2], az általunk ismert konkrét megoldásokban a harmadikat használják a vezérlő körben.

A gyakorlatban is használt biharmonikus rendszerek elvi kapcsolási rajza látható a 6a és 6b ábrákon.



6. ábra



7. ábra

elő. A gyakorlatban nem külön generátort használnak erre a célra, hanem a rács- vagy katódkörben elhelyezett megfelelő harmonikusra hangolt rezgő-

Az a) megoldás előnye, hogy a kapcsolás a harmadik harmonikusra nem gerjedékeny, mert erre nézve mint földelt rácsú kapcsolás működik.

Hátránya, hogy a katódrezgőkört a fűtő és katód-áramok bevezetése miatt nehéz kiképezni.

A *b)* megoldás mentes az utóbbi problémától, de a kapcsolás stabilitását nehezebb biztosítani. Ezt a megoldást csak tetródánál használják, a stabilitást pedig széles sávú neutralizációval biztosítják.

Végül a gyakorlatban elérhető nyereség bemutatására egy megépített erősítő adatait mutatja a 2. táblázat a jelalakokat pedig a 7. ábra. Az adatokat [3]-ból vettük át. A táblázat magáért beszél, meggyőzően bizonyítja a rendszer előnyeit.

I R O D A L O M

- [1] *Dr. Gschwindt A.*: Új irányzatok a középhullámú műsor-szóró adóberendezések tervezésében. Híradástechnika XII. évf. 6. sz.
- [2] *Fuzik N. Sz.*: Bigarmoniceszköz rezsimi nasztroennovo uszilitelja moscsnoszti V. Cs. Radiotechnika t. 25. No. 7. 1970.
- [3] *V. O. Stokes*: Radio Transmitters. RF Power Amplifications. Van Nostrand Reinhold Company, London 1970.

2. táblázat

Cső típusa: 4CX 3500	C osztályú üzem	Biharmonikus üzem
Anód egyenfeszültség	15 kV	15 kV
Segédrács egyenfeszültség	750 V	750 V
Vezérlőrács előfeszültség	-500 V	-500 V
Anód maradékfeszültség	1,2 kV	1,2 kV
Anód váltófeszültség	13,8 kV	13,8 kV
Anód csúcsáram	38 A	26 A
Anód egyenáram	8,4 A	8,1 A
Bemenő teljesítmény	126 kW	121,5 kW
Hasznos teljesítmény	103,5 kW	108 kW
Anód disszipáció	22,5 kW	13,5 kW
Anód hatásfok	82,2 %	88,8 %

Elektronikusképzés Hollandiában

Örömmel teszek eleget a többirányból érkezett kérdésnek és röviden beszámolok az államközi kulturális csereprogram keretében 1971. év őszén Hollandiában tett tanulmányutam fontosabb tapasztalatairól. Az ott eltöltött viszonylag hosszú idő alatt módomban volt nem állapotában, hanem *folyamatában* megismerni a holland Műszaki Egyetemeken folyó villamosmérnökképzést. Általános áttekintést kaptam az oktatási rend egészéről, a tanterv kialakításának elvéről és részleteiről, a hallgatók elméleti és gyakorlati képzésének jellegeről és arányairól.

A 3 hónap rendelkezésre álló időből kb. 1 hónapot a meglátogatott 3 egyetem oktatási rendjének formai megismerésével töltöttem, majd szemlélként folyamatosan résztvettem az eindhoveni oktatásban. Szabadon maradt időmben prof. Memelinktól kaptam kettős MOS tranzisztorokkal szorzóáramkört építettem.

1. Oktatási rend

A meglátogatott 3 Műszaki Egyetem, a Technische Hogeschool, Eindhoven; Technische Hogeschool, Delft; Technische Hogeschool Twente, Enschede (THT) mindegyike képez villamosmérnököket, mégpedig Eindhoven az

- Elektronika
- Távközlés és
- Erősáram,

a delfti egyetem az

- Erősáram
- Távközlés és
- Információ-technika,

míg a THT az

- Elektrotechnika

szakon.

Beérkezett: 1972. VIII. 4.

Összesen mintegy 3000 villamosmérnök-hallgató képzése folyik egyidőben, ez évi 400—450 hallgatót jelent, ha figyelembe vesszük, hogy az átlagos képzési idő kb. 7 év. Az eindhoveni hallgatók száma kb. 1500, Delftben kb. 1000, míg Enschedeiben kb. 500 hallgató tanul. Az utóbbi egyetemen a létszám nincs teljesen betöltve, mivel a campus-jellegű bentlakásos elhelyezést a hallgatók nem szívesen vállalják.

Felvételt minden jelentkező (fiú vagy lány) nyerhet, ha megfelelő középiskolából jó eredményű bizonyítványt hoz. A hallgatók tandíjat fizetnek, de az újabb keletű állami ösztöndíj rendszer a szülők anyagi helyzetétől függő mértékben biztosítja a tanulmányi és megélhetési költségek összegét. Kollégiumi elhelyezés a nem campus-jellegű egyetemi városokban is rendelkezésre áll.

Az *ösztöndíjat* a tanulmányi előrehaladástól függően folyósítják, nem megfelelő vizsgaeredmények, illetve a tanulmányok elhanyagolása esetén felfüggesztik, de ha a hallgató bepótolja az elmaradt vizsgáit, újból kaphat ösztöndíjat. Összesen max 7 ½ éven keresztül kaphat valaki ösztöndíjat, az előrehaladás szükséges mértéke: az első évet max 2 év alatt, az első 3 évet max. 5 év alatt kell lezárni az ösztöndíj további folyósítása érdekében.

Az ösztöndíjként folyósított összeget félbehagyott tanulmányok esetén teljes egészében, végzés után a tanulmányi eredménytől függő mértékben, részben *vissza kell fizetni* az államnak. Kiválóan végzett hallgatók esetleg teljesen mentesülnek a visszafizetési kötelezettség alól. Érdekes módon, a szülők támogatásával végzett hallgatók körében is szokásos az egyetemi évek alatt nyújtott anyagi támogatás visszafizetése. Úgy tekintik, hogy a szülő részéről az eltartási kötelezettség kb. a 18. életév betöltése után megszűnik.

Az *oktatás rendszere* mintegy átmenetet alkot az angol-amerikai 3+2 éves és a nálunk is használt 5 éves tanulmányi idős rend között. Formálisan kettéosztják a tanulmányi időt. Az első 3 év alapozó jellegű, míg a további 2 év speciális egyéni terv alapján megállapított szaktárgyak elsajátítására van szánva.

Az első 3 év sikeres elvégzése után a hallgató *kandidátus*, azaz várományosa a mérnöki címnek, a tanulmányokat a legtrikább esetben tekintik ezen a szinten befejezettnek, hanem folytatják az 5 év elvégzése után elnyerhető, a Tudományegyetemeken megszerezhető doktori címmel egyenértékű Ir. (mérnök) cím megszerzéséig.

A rövidebb idejű és kisebb igényű felsőfokú szakemberképzés műszaki főiskolákon folyik, itt a tanulmányi idő (ténylegesen) 3 év, az oktatás középiskolai jellegű, elvégzése után Ing. cím nyerhető.

A tantervileg 5, a gyakorlatban átlagosan 7 éves egyetemi képzés igen költséges. A THT-ben kísérlet folyik a tanulmányi idő $3\frac{1}{2}$ évre való *lerövidíthetőségével* kapcsolatosan. (Megjegyzendő, hogy ez jelentene kb. $4\frac{1}{2}$ —5 éves tényleges tanulmányi időt a kötetlen évezárás fenntartása mellett. A módszer nem az oktatás intenzitásának növelésén alapszik, hanem leegyszerűsített, alaptárgyi képzést akarnak bevezetni a gyakorlati mérnöki munkára való készség megteremtése mellett.

A formálisan 5 éves mérnökképzés nemcsak meghosszabbítható, lehetőség van rövidebb idő alatt is mérnöki címet nyerni. Kiváló eredménnyel műszaki közép- vagy főiskolát végzett fiatalok a mérnöki tanulmányokat kezdhetik a 4. évvel, így elvben 20 éves korra is megszerezhetik a diplomát.

Végül említést kell tenni a végzett mérnökök számára szervezett kutatóképzés, a *doktorandus* — lehetőségéről. Ezek a szakemberek az egyetemek állományában vannak, az oktatással kapcsolatos (gyakorlat-, praktikumvezetés stb.) munkát végeznek és közben a csoportvezető professzor irányítása mellett tudományos munkát végeznek, disszertációt készítenek elő doktori cím elnyerése érdekében. A cím elnyeréséhez általában 3 évi munka szükséges.

2. Szervezési és tantervi kérdések

Az oktatás alapját *előadások* képezik, ehhez járulnak az *instrukciók* és *praktikumok*.

Az *előadásokat* kizárólag a délelőtti órákban tartják (és délelőtt kizárólag *előadásokat* tartanak), jellegük és látogatottságuk kb. azonos a hazaival.

A hazánkban gyakorlatnak nevezett foglalkozással lényegében egyenértékű az *instrukció*, a szerepe azonban alárendeltebb, valóban csak az anyag begyakoroltatását célozza. Az alapozó jellegű tárgyakhoz, mint a matematika, fizika, valamint a szaktárgyak első féléveihez általában hetenkénti szervezéssel csatlakozik instrukció, de a 3. évtől kezdve az instrukciók rendszeres jellege megszűnik és esetlegessé válnak egy-két megbeszélést, felkészítő jelleggel.

A *praktikumok* jellege igen összetett és szerepük nagyon lényeges. Ennek keretében:

- preparált áramkörökön végeznek méréseket,
- önálló tervezésű berendezéseket építenek és bemérnek, végül
- üzemi gyakorlatokon vesznek részt.

A preparált áramkörökön végzett mérések igen háttérbe szorulnak, a lehetőséghez képest itt is minden hallgató a saját tervezésű áramkörét állítja össze *dugaszolással*, majd leméri annak jellemzőit. Kizárólag az első és második tanévben alkalmazzák ezt a módszert, a legfiatalabb egyetemen, Enschede-ben egyáltalán nem, helyette az első évben meghatározott számú délutánt töltenek a hallgatók egy-egy kari csoportnál, s egyszerű szerelési és mérési munkát végeznek.

Az első önálló, egyszerű tervezési-építési-bemérési feladatokat másodéven kapják, míg a harmadéves hallgatók már összetett, rendszertechnikai egységnek tekinthető áramkört terveznek önálló irodalmazással, építéssel stb. Ezt a munkát Eindhovenben *stage*-nak (sztázsi) nevezik, tervezett időigénye: 40 délután. Minden gyakorlatot délutánokban számolnak, egy délután terjedelme 4 óra, s ezt az időt általában a mi kisebb tanszékeinknek megfelelő kari csoportoknál töltik el a hallgatók. A harmadik év lezárásához 3 különböző csoportnál kell *stage*-feladatot elvégezni. Az erről készült beszámoló terjedelme 10—40 oldal, jellegre némelyik hasonló a mi diplomaterveinkhez és kiváló, eredeti megoldásokat is tartalmaznak.

A másik két egyetemen a *stage* terjedelme kb. 80 délután, de csak egy csoportnál kell ezt teljesíteni.

Delftben pl. ezeket a feladatokat úgy adják ki, hogy a több hallgató által épített fokozatok együtt egy-egy berendezést adnak ki, s ennek működőképes állapotban kell lennie a gyakorlat zárásakor. Érdekes kísérlet ezzel kapcsolatosan, amit

prof. Klein végez. A fizika-szakos hallgatók elektronika vizsgaeredménye igen rossz átlagot mutatott. Ennek megjavítására a részletesebb előadás helyett *nem* tart előadást, hanem minden lehető időt ilyen önálló munkát igénylő *stage* elvégzésére használja fel, mondván, hogy ha feladatot kap a hallgató, kénytelen végig gondolni a megoldást, a részleteket megkeresni a könyvben, megtanulni és így kénytelen tudni a vizsgára!

Enschede-ben a *stage*-beszámolót kívánják záródolgozatnak tekinteni, s a kb. $3\frac{1}{2}$ éves oktatási idő után diplomát adnának. Prof. Rodenburgtól néhány ilyen dolgot kaptam annak illusztrálására, hogy mit sikerül e viszonylag rövid oktatási idő alatt „kihozni” a hallgatókból. A feladatok színvonala kb. egyezik a mi diplomamunkáinkkal, a kidolgozás igen alapos elvi és gyakorlati munkán alapul, a megfogalmazás és kivitel kifogástalan.

Az üzemi gyakorlatok átlagos terjedelme 10 hét, amit több helyen és több részletben töltenek le, általában komoly munkával. Az üzemi gyakorlatok beosztása: kb. 1 havi mechanikai műhelymunka, 4—6 hét elektromos műhelymunka. Megkérdeztem néhány hallgatót, mit jelent ez a gyakorlatban, valóságos munkát vagy időtöltést. Természetesen munkát. A fogadó fél magántulajdonú üzem, fizet az eltöltött időre, természetesen munkát kér. Eindhovenben ehhez kötelező külföldi gyakorlat is járul. A hallgatók vallják, hogy ez nem kellemes, tehát ez sem csoportos üdültetés. Magukra vannak utalva. Ehhez persze az angol-német-francia nyelvtudás is hozzájárul. Mármint lehetőséget ad önálló tevékenységre.

A *tanterv* úgy alakul, hogy az első három év alapozó jellegű, míg a 4—5. év igen speciális, egyéni terv alapján összeválogatott tárgyak tanulmányozását jelenti. Az első három évet *valamennyi* villamosmérnök-hallgató gyakorlatilag együtt végzi. Eindhovenben minden félévben 2—3 különböző *társadalomtudományi-közgazdasági* tantárgyat vesznek fel, némi választási lehetőség van (pl. 4-ből 3 kötelező). A *Matematika* tárgy 4 vagy 5 féléven keresztül megy, némileg csökkenő óraszámmal a növekvő számú félévekben. *Fizika* az első félévtől kezdve, eléggé elnyújtott kis részletekben. Első félévben *népszerű elektronika*, váltott előadókkal, valamennyi professzor elmondja, mi a szép az ő területén. *Elméleti elektrotechnikát* hallgatnak majdnem végig, folyamatosan, ez magában foglalja az elektrotechnikát, villamosságtant, Maxwell-egyenletek tanát, a hálózatelméletet teljes egészében. Folyamatosan tanulnak az elektrotechnikában alkalmazott *anyagokról*. *Elektronika I.* cím alatt a 3. félévben hallanak az eszközökről alapfokon, *Elektronika II. és III.* foglalkozik az elektronikus áramkörökkel a 4. és a 6. félévben. Az alkalmazott tárgyak, mint *Digitális technika*, *Távközlélmélet*, *Antennák* stb. alapozó jellegű anyaggal szerepelnek az utolsó 2 félévben, akár csak a *Villamosgépek* és az *Energiaátalakító rendszerek*.

A másik két egyetemen árnyalati eltéréseket találunk, talán elsősorban az eltérő személyi adottságok miatt. A jelleg azonban azonos: erőteljes alapozó tanulmányok (matematika-fizika-társadalomtudományok), igen erőteljes hálózatelméleti (beleértve a nálunk elméleti villamosságtannak nevezett elektrodinamikát is) és még erőteljesebb *elektronikai* képzés.

Hazánkban ez utóbbi tudománysszak eléggé szétaprózva kerül oktatásra. A Hollandiában oktatott *Elektronika* magában foglalja az eszközökkel foglalkozó tárgyaink nem-technológiai vonatkozású részleteit, az erősítő-, nemlineáris- és impulzusteknikát, sőt a digitális technika áramköri részét is. Az áttekinthetőbb jellegű előadások mellett jellemző az igen erőteljes gyakorlati képzés és a tárgy központi jellege az alapozó években. Érdemes észrevenni, hogy a későbbi erősáramosok részére ugyanúgy kötelező, mint az elektronikus szakmában dolgozóknak.

A harmadik év elvégzése után a hallgatók — saját elhatározásuk szerint — egy-egy professzor által vezetett kari csoportot választanak. A gyakorlatban ez a választás nem egészen véletlenszerű és nem az egyes professzorok népszerűségének a függvénye, hanem nagyon is gyakorlatias szempontok alapján történik: milyen felkészültséggel mennyi embert kíván az ipar. (Ugyanakkor azt mondták, hogy korántsem tud minden végzett hallgató azonnal elhelyezkedni.)

A hallgatók pl. Eindhovenben — az érdekelt témákon belül — a következő csoportokhoz jelentkezhetnek:

1. Elektronika:

- a) áramkörök (Prof. Dr. Zaalberg),
- b) eszközök, mikrohullám (Prof. dr. Groendijk),

- c) elektronikus áramkörök számítógépes tervezése (ez egy újonnan szervezett csoport, vezeti: Prof. Jess, Karlsruhe-ból).

2. Távközlés:

- a) számítógép rendszertechnika (Prof. Heetman),
b) információátvitel, antennák (Prof. van Dijk),
c) telefónia (Prof. van Zoest).

E csoportok adnak mintegy 30 különféle előadást, amelyekből a 4. év során 9 választottból kell vizsgázni. A tárgyak kiválasztása a választott csoport vezetője és a konzulens jellegű, a mi adjunktusunknak megfelelő akadémikus által történik.

Példaként egy hallgató által a 4. év számára választott tárgyak:

szabályzástechnika,
vezetékes hírközlés,
mágneses hidrodinamika,
szabályozás elmélet,
impulzus átvitel (kábel),
információ elmélet (hallás, észlelés stb.),
pedagógia,
tranzistorok,
jelek és rendszerek.

Az 5. év gyakorlatilag a diplomamunkáé, 9 hónap alatt megépítve és leírás után kinyomtatva készül el a terv. Az elfogadás igen körülményes. Az érdekelt professzorok és akadémikusok (mintegy 15—20 személy) előtt kell megvédeni, külső bíráló nincs, védelem után ez a munka a kezdő mérnök ajánló levele, viszi magával és mutatja: íme ezt én csináltam, erre vagyok képes. Az arra érdemes hallgatókat még végzés előtt beajánlják az üzemekben (itt gyakorlatilag a Philipsnek), előre felhívják a figyelmet a várható jó munkaerőre.

A diplomamunka kidolgozása hivatalosan 9 hónap, azaz 1 teljes akadémiai év, s ez tényleges mérnöki munkát jelent. Az egyik hallgató, miután elmondta igen szellemes frekvencia-szintező megoldását, hozzátette, hogy a konzulense nem tud neki segíteni. Erre az láthatólag kellemetlenül érezte magát: íme, én megmutatom a tehetséges tanítványt és az rossz színben tüntet fel. Én ebben a megnyilvánulásban — még ha lett volna is — semmi kivetnivalót nem találok. A mérnöki tudományok lényegét adja az új feladatok megoldásának készsége, s ennek elsajátítása a legfontosabb. Ezen a szinten a hallgatók önállóan irodalmaznak és önállóan dolgoznak, legtöbbször az egyetemeken belül, kisebb hányaduk üzemekben. Az eredmény közismert: azok a Thesis-nek nevezett dolgozatok, amelyeket kellemes olvasni, mert kifogástalanul célratorók, ugyanakkor jó irodalmi áttekintést adnak. A kivétel — formai és tartalmi egyaránt — kifogástalan. És nincs üzemi bíráló. A professzorok maguk döntenek el, hogy elfogadják-e vagy sem. Ha nem tetszik, újra íratják. Kénytelenek vele, mert maguk is rossz színben tűnnek fel, ha a kezük alól kikerülő munka kifogásolható. (Ennek persze ára is van: az 5 éves egyetemi tanulmányok elvégzésének átlaga 7 év!)

A tantervek részletezése helyett érdemesnek látszik azok tartalmát alaposan szemügyre venni, ismét kizárólag az elektronikai képzés szempontjából. Az előadások anyaga, színvonala, csoportosítása nagyjából megegyezik a nálunk szokással. Több, külföldi egyetemen járt kollegámtól hallottam azt a véleményt, hogy általában az elektronikai képzés színvonala azonos a hazaiéval, sőt idehaza bizonyos differenciálásokkal látszólag intímabb részletek is tárgyalásra kerülnek.

Ugyanakkor számomra meglepő volt, hogy a viszonylag elnagyoló jellegű és mienknél rövidebbre fogott idejű előadások mögött határozottan más jellegű elektronikus képzés folyik a holland egyetemeken, mint hazánkban. Szükséges megemlíteni, hogy ez az eltérés igen sok pénzbe kerül. Nem feladatom hogy eldöntsem, megéri-e a nagyobb anyagi ráfordítás, és megengedhetjük-e magunknak. De mint elektronikus, meg kell állapítanom, hogy nagyon rokonszenvesnek tűnik.

Az egyetemi apparátus fenntartása igen nagy megterhelést jelent az államnak. Egy-egy hallgató átlagosan 7 évet tölt az egyetemen, ez alatt (max 7½ évig) a jogosultságnak megfelelően ösztöndíjban részesül. Laboratóriumi munkáját igen korszerű felszerelésű laborokban végzi, ugyanakkor az egyetem saját kutatásai is jelentős eszközleltést jelentenek.

Az utóbbi években mindhárom Villamosmérnöki Kar új épületeket és ehhez új felszerelést kapott. Műszerparkjuk a lehető legkorszerűbb. Most az anyagi támogatás — beruhá-

zási vonalon — csökkent, ami a munkájukat nem befolyásolja, hiszen csak a pótlásokról és az újonnan megjelenő műszerek beszerzéséről kell gondoskodni.

Tervek készülnek ugyanakkor a 3,5—4 éves oktatási rendszer kialakítására. Ehhez Eindhovenben várakozólag állnak hozzá, Delftben pl. Prof. Davidse ellenzi, azt mondja, hogy befejezetlenül otthagyni az egyetemet értelmetlen. A kidolgozás a THT-n folyik. Itt bevezették a 3. év befejezése után ½ éves diplomamunkát, amit megvédeve, mérnöki címet kapnak a hallgatók, a tehetségesebbek ezután kezdenének a doktori tanulmányoknak. (Persze a 3½ év a gyakorlatban átlagosan 5 évet jelent — és már ott is vagyunk a mi oktatási rendszerünkkel). Az új oktatási forma lényege az lenne, hogy nagyon megfontolt alapo- zó tárgyak, mint a matematika, fizika, elektrodinamika, hálózatelmélet, elektronika, jelek és rendszerek, mérés- technika szerepel ennek sorában, a ciklust befejezik diplomamunkával és mérnöki oklevelet adnak. Kiseb- b létszám számára viszont doktori tanulmányok formájában lehetővé tennék a kutatómunkába való bekapcsolódást, a speciális képzést és doktori szintű dolgozat elkészítését, aminek végén doktori címet nyernének.

3. Kutatómunka az egyetemeken

Többször kezdeményeztem beszélgetést az oktatókkal, hogyan vélekednek a kutatásról. Érdekes módon a válasz lényege majdnem minden esetben az volt, hogy alapján ezt tekintik elsődleges feladatuknak. Kifejezetten panaszkodnak azok a csoportok, amelyek alapvető oktatási feladatokat látnak el és az első 3 oktatási év folyamán sok előadást tartanak (ilyenek a matematika, fizika tanszékeken kívül a hálózatelméleti és az elektronikai csoportok, hogy csak a közvetlen szakmabavágó dolgokat említsem), hogy nem jut elegendő idejük a kutatásra. A hallgatók számával arányosan nő ugyanis az elfoglaltság mértéke, mert általában, kevés csoportos gyakorlat lévén, egyéni konzultációt igényel minden egyes hallgató. A kevés hallgatóval rendelkező, specializáltabb jellegű csoportok alapfeladata a kutatás. Még akkor is, ha hallgatókkal foglalkoznak, a végzősök diplomafeladata mindig illeszkedik a csoport munkájához, oktatók és hallgatók együtt dolgoznak mindkettőjük számára részben ismeretlen területen.

Van egy olyan tendencia, hogy a végzett mérnökök egy részét kb. 5 éves időtartamra benntartsák az egyetemen kutatói gyakorlat megszerzése céljából. Vagyis egyetemen belül kutatóintézetet szerveznek. Például a delfti Villamosmérnöki Karon kifejezetten kutatónak nevezett oktatószemélyzet foglalkozik a végzős hallgatókkal, ezek függetlenül vannak az első 3 éves oktatás feladataitól. A THT-n ez úgy valósul meg, hogy egyes csoportok gyakorlatilag egyetlen előadást adnak (heti 2 óra) és kutatással foglalkoznak, amibe bekapcsolják a hallgatókat.

Eindhovenben általában minden csoport résztvesz az oktatásban, így a megterhelés arányosabb, viszont itt sikerült fellelni egy olyan irányzatot, miszerint egyes hallgatók nem az egyetemen készítik a diplomamunkájukat, ha erre ott nincs kifejezett lehetőség, hanem üzemekben töltik az utolsó évet, olyan helyen, ami választott témájukhoz jól kapcsolódik.

Önkéntelenül vetődik fel a következő kérdés, vajon az anyagi ellátottság és az elismerés hogyan oszlik meg az oktató és kutató, valamint a gyakorlatilag csak kutató csoportok között. No, a válasz nagyon határozottan az volt, hogy ha egy csoport felállítását az egyetem helyesnek látta, akkor el is látja kellőképpen, hogy a munkáját megfelelően el tudja végezni. Tehát az eszközök és az elismerés elosztása egyenletes. Természetesen a tömeges oktatási laboratóriumokat szervező csoportok ilyen célra külön felszerelést kapnak, de a kutató munkához, valamint a végzős hallgatók diplomamunka kidolgozásához szükséges felszerelés egyenletesen oszlik el az egyes feladatok igényeinek megfelelően.

4. Elhelyezés

Mindhárom Egyetemen a Villamoskar egy-egy önálló épületben nyert elhelyezést. Mindhárom épület igen modern, 10—20 emeletes, emeletenként 20—30 szobával, melyek közül 5—8 nagyobb laborhelyiség a hallgatók (és oktatók) számára. Az épületeknek önálló portája, büféje (mindhárom egyetemen jelentős kedvezménnyel kapják a hallgatók és oktatók a ká-

vét, teát, kakaót) és jó automata liftszoigálatá van. A mintegy 15 éve épült, legöregebb einthoveni épület nem sokban különbözik a kb. 1 éve átadott delfti kettős üvegfaú vasbeton palotától, a belső berendezés is egységes, mindenütt fém irodabútorokat használnak, ez alól legfeljebb a professzorok szobája kivétel.

A Villamoskarok kari központi könyvtárral rendelkeznek (ezenkívül mindegyik egyetemnek van központi könyvtára egy olvasóteremmel). A folyóiratok a könyvtár folyóirat-olvasójában találhatók, ez oktatók és hallgatók számára egyaránt nyitva van; meg kell mondani, hogy a hallgatók igen intenzíven használják is, mert ez tanulmányaikhoz feltétlenül szükséges. A teremből kurrens folyóiratot senki nem vihet ki, fotókópiák készítéséhez lehetőség a helyszínen megvan. A kari könyvtár könyvállománya kb. azonos a mi tanszéki könyvtárainkéval, persze együttesen kezelve, és az állomány jórészt a bekötött (régebbi) folyóiratok teszik ki. A könyvolvasó szabad kiválasztással rendelkezik, bárki kölcsönözhet 2 hétre, a központi személyzet csak a könyvek helyrerakását végzi, ez szükséges a rend fenntartása érdekében.

Számomra nagyon kellemes hatást jelentett ez a könyvtári rendtartás, ami nagy belső fegyelmű, közös — és olcsó — dokumentáció-forrást eredményez. Megvalósításának szinte előfeltétele az olvasóközönség practice egy épületben való elhelyezése.

5. Bemomások

Befejezésül szeretnék néhány bemomásomról beszámolni, amelyek a holland villamosmérnök-képzés és a holland elektromos és elektronikai ipar jelentős részét képviselő Philips Művek kapcsolatát jellemzik.

A meglátogatott 3 egyetem állami kezelésben van, állami költségen épült és az állam tartja fenn. Nemcsak az oktató, de a jelentős kutatómunka is állami támogatással folyik és — úgy mondták — teljes mértékben elegendő ez a támogatás, külső partnerekkel (üzemekkel) soha nem kötnek semmiféle munkára szerződést, a kutatói eredményeket legfeljebb felajánlják üzemeknek hasznosításra és elég kiterjedt munkakapcsolat van más állami egyetemekkel és kutatóintézetekkel.

Ugyanakkor — legalábbis az elektronikához közel eső tantárgyak esetén — az oktatók jelentős része, mondhatni valamennyien vagy volt Philips kutatók, vagy aktív Philips dolgozók. S ebből azt kell következtetni, hogy az oktatás jellegét vagy Philipsnél szerzett tapasztalatok alapján, vagy közvetlen a Philips céljaira határozzák meg. Az egyetemek feladata ebben az együttesben az alapképzés, jó munkamódszerekre való nevelés, a kutató-fejlesztő munka módszereinek

elsajátítása. Az egyetemeken fejlődnek továbbá az olyan kutatási területek, amelyek mögött nincs konkrét ipari érdek. Ilyen pl. a távlati orvos elektronikai kutatás, amely mindhárom egyetemen komoly erőket köt le.

Az egyetemeken végző hallgatók ajánlásokkal mennek munkát keresni s nyilvánvalóan képességeiknek megfelelő helyre kerülnek a Philips Művek hatalmas gépezetében. A konkrét szakmai oktatás az üzem által szervezett továbbképző tanfolyamokon folyik. Például az integrált áramkörök fejlesztésével kapcsolatos speciális oktatás ma még teljességgel a Philips kezében van. S csak egy idő után megy át az anyag az egyetemekre. Az integrált áramkörök esetében például először a THT lép be, mivel az itteni oktatók vannak legközelebb a Philips félvezető gyártáshoz.

A végzős hallgatók közül is — valószínűleg megfelelő tanulmányi eredmények esetén — az üzembe kerülnek a diploma-munka elkészítésének idejére, ha választott témájuk olyan, hogy azt az Egyetemen nem tudják kidolgozni megfelelő konzulens és felszerelés hiányában.

Ilyen háttér mellett kétszeresen is jelentősnek tűnik az előzőekben kifejtett jelenség, hogy az elektronika oktatásnak olyan fontos szerepet tulajdonítanak, készség fokára emelik az áramkörtervezést nemcsak a közvetlenül érdekelteknél, hanem látszólag az elektronikától távol álló területeken dolgozóknál is. Az erősáramosoknak vagy a rendszertechnikásoknak mindennapi munkájában ma nincs szükség speciális elektronikai szaktudásra, ezek a szakemberek nem terveznek áramköröket és képzésük során mégis igen komolyan foglalkoznak a tervezési módszerek megismerésével. Nem tekinthető másként, minthogy a fő alkalmazó — a Philips Művek — vezető szakemberei ezt fontosnak tartják, egyrészt az általános kutató-fejlesztő szemléletmód elsajátítása, másrészt konkrét áramkör tervezői készség megszerzése céljából.

Ez volt számomra az első alkalom, hogy a hazaitól eltérő villamosmérnök-képzési rendszert részleteiben megismerhettem. Ezért a lehetőségért őszinte köszönetemet fejezem ki mindazoknak, akik segítő javaslata alapján az ösztöndíjat elnyertem, így többek között Dr. Barta István professzoromnak, a BME Villamosmérnöki Kar Dékánjának, az Egyetem Rektorának. Köszönöm az Országos Ösztöndíj Tanácsnak az anyagi eszközök biztosítását, továbbá igen hálás vagyok a BME NKO dolgozójának, Molnár és a KKI dolgozójának, Lugosiné kartársnőnek, akik a szervezés munkáját végezték figyelemre méltó szívésséggel. Végül pedig köszönetet mondok sok-sok kollegámnak, közöttük elsősorban Makó Zoltánnak és dr. Sárközy Géza kandidátusnak, akik szíves érdeklődése e kis beszámoló elkészítését eredményezte.

Dr. Házman István

Обобщения

ДК 621.315.592.4:621.377.622,25:621.382

Д-р Кемень, А.:

Направления развития в микроэлектронике с полупроводниковой подложкой

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) №3.

Разработка интегральных схем МОП. Внедрение ионов и дополнительные приборы МОП. Скорость работы и потребления. Линейные интегральные схемы со структурой металл-окисел-кремний и резисторы МОП. Технологические вопросы. «Быстрые» приборы со структурой металл-окисел-кремний и памяти МОП-БИС. Нелетучие памяти МОП с возможностью повторного программирования. Биполярные интегральные схемы. Новые технологические процессы и возможности применения.

ДК 621.372.54:681.32

Кун, Л.:

Теория цифровых фильтров, и возможности их применения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 3

Статья, после краткого обозрения теоретических основ, излагает работу, области применения цифровых фильтров различного типа, а также результаты, достигнутые с ними.

ДК 621.315.1.052.5(439):621.396.44

Хатзимихалис, Н.—Палмай, Р.:

Система дальней связи, настроенная на силовую сеть Венгерских Объединенных Электростанций

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 3

Дано краткое обозрение об оформлении системы дальней связи треста Венгерских Объединенных Электростанций. Реконструкция системы, опытная сеть. Построение современной радиальной сети и разработка оборудования, необходимых с этой целью. Оценка статистических данных новой системы. Дальнейшие задачи разработки. Оборудования для телефонирования с целью настройки на силовую сеть 400 кв, устройства для синхронизации защиты. Сеть передачи сигнализации системы дальней связи, вопросы эксплуатации и контроля.

ДК 621.375.023

Молнар, Б.:

Высокочастотный усилитель бигармонической системы

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 3

Излагается принципиальная работа усилителя бигармонического типа, исходя из усилителя класса Д. Даны основные точки зрения проектирования, а также принципиальная схема усилителя бигармонического типа. Показаны некоторые типы бигармонических усилителей, примененных в практике.

Zusammenfassungen

DK 621.315.592.4:621.377.622,25:621.382

Dr. Kemény, Á.:

Richtlinien der Entwicklung von Mikroschaltungen mit Halbleitersubstrat

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr. 3.

Entwicklung von integrierten MOS Bauelementen. Ion-Implantation und komplementäre MOS-Bauelemente. Funktionsgeschwindigkeit und Verbrauch. Lineare MOSIC-Bauelemente und MOS-Widerstände. Technologische Probleme. „Rasche“ MOSIC-Bauelemente, und MOS-LSI Memorien. „Schwachflüchtige“ wiederprogrammierbare MOS-Memorien. Bipolare integrierte Stromkreise. Neuere technologische Verfahren und die Möglichkeiten deren Anwendung.

DK 621.372.54:681.32

Kun, L.:

Theorie von digitalen Filtern und die Möglichkeiten deren Anwendung in der Praxis

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr. 3.

In dem Artikel werden, nach einem kurzen Überblick der theoretischen Grundlagen die Funktion der digitalen Filtern von verschiedenen Typen, ferner deren Anwendungsgebiete und die bisher erreichten Ergebnisse, erörtert.

DK 621.315.1.052.5(439):621.396.44

Hatzimihalis, N.—Pálmai, R.:

Nachrichtenübertragungssystem für Hochspannungsleitungen der Ungarischen Elektrizitätswerke

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr. 3

Es wird ein kurzer Überblick über die Entwicklung des Nachrichtenübertragungssystems des Trusts der Ungarischen Elektrizitätswerke gegeben. Rekonstruktion des Systems, Betriebs-Prüfnetz, Konstruktion des modernen radialen Netzes und die Entwicklung der dazu notwendigen Einrichtungen. Bewertung der Statistiken des neuen Systems. Weitere Entwicklungsaufgaben. Trägerfrequenzübertrager für Hochspannungsleitungen von 400 kV, und Schutzsynchronisierungseinrichtungen. Signalübertragungsnetz der Nachrichtenübertragungssysteme, Betriebs- und Kontrollprobleme.

DK 621.375.023

Molnár, B.:

Radiofrequenzverstärker von biharmonischem Typ

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr. 3

Erörterung der prinzipiellen Funktion des biharmonischen Verstärkers von dem Verstärker Klasse D ausgehend. Grundgesichtspunkte der Planung des biharmonischen Verstärkers und dessen Prinzipschaltbilder. Schilderung einiger Verstärkertypen, die in der Praxis angewendet werden.

CDU 621.315.592.4:621.377.622,25:621.382

Dr. Kemény, Á.:

Tendances de développement dans la microélectronique à substrat semiconducteur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 3

Développement des circuits intégrés MOS. Implantation d'ions et circuits complémentaires MOS. Vitesse de fonctionnement et consommation. Circuits linéaires MOSIC et «résistances» MOS. Problèmes technologiques. Circuits MOSIC «vites» et mémoires MOS — LSI. Mémoires MOS «non-volatiles», aptes à reprogrammation. Circuits intégrés bipolaires. Nouveaux procédés technologiques et domaines d'application.

CDU 621.372.54:681.32

Kun, L.:

Théorie des filtres numériques et les possibilités de leur application

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1973) N° 3

L'article, après un résumé bref des bases théoriques, expose la fonction, les domaines d'application et les résultats obtenus des filtres numériques du type différent.

Summaries

UDC 621.315.592.4:621.377.622,25:621.382

Dr. Kemény, Á.:

Tendencies of Developments in the Microcircuits on Semiconductor Substrate

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 3.

Development of the MOS integrated devices. Ion implantation and complementary MOS-devices. Speed of operation and consumption. Linear MOSIC-devices and "MOS resistors". Technological problems. "Rapid" MOSIC-devices and MOS — LSI memories. "Non-volatile" reprogrammable MOS memories. Bipolar integrated circuits. New technological procedures and the possibility of their application.

UDC 621.372.54:681.32

Kun, L.:

Theory of Digital Filters and the Possibilities of Their in Practice

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 3.

After a brief review of the theoretical bases the paper presents the function of the digital filters of different types, further the field of their application and the results obtained until now.

UDC 621.315.1.052.5(439):621.396.44

Hatzimihalis, N.—Pálmai, R.:

Telecommunication System Superimposed on the Power Network of the Hungarian Electricity Works

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 3.

Short review over the development of the telecommunication system of the Trust of the Hungarian Electricity Works. Reconstruction of the system, experimental service network. Construction of the up-to-date radial network and the development of equipment required for it. Evaluation of the statistics of the new system. Further development tasks. Carrier frequency equipments, protection synchronizing equipments superimposed on networks of 400 kV. Signaling network of the telecommunication system service and control problems.

UDC 621.375.023

Molnár, B.:

Radio Frequency Amplifier of Biharmonic Type

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 3.

Review of the theoretical function of the biharmonic amplifier starting from the amplifier class D. The basic aspects of the design of biharmonic amplifiers and their schematics. Presentation of some types of biharmonic amplifiers used in practice.

Résumés

CDU 621.315.1.052.5(439):621.396.44

Hatzimihalis, N.—Pálmai, R.:

Le système de télécommunication de l'Electricité de Hongrie, établi sur le réseau des lignes de transport d'énergie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 3

Une brève revue de la formation du système de télécommunication de l'Electricité de Hongrie. La reconstruction du système, réseau expérimental. Construction d'un réseau radial moderne et développement des équipements nécessaires. Evaluation des données statistiques du nouveau système. Tâches de développement à accomplir. Equipements à onde porteuse pour l'installation sur un réseau de 400 kV, appareillage de protection. Le réseau de signalisation du système de télécommunication, problèmes de l'exploitation et contrôle.

CDU 621.375.023

Molnár, B.:

Amplificateurs H. F. du type biharmonique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 3

La fonction de principe de l'amplificateur biharmonique, partant de l'amplificateur classe D, est exposée. Les points de vue fondamentaux et les schémas de principe en projetant l'amplificateur biharmonique sont donnés. Quelques types mis en pratique de l'amplificateur biharmonique sont présentés.

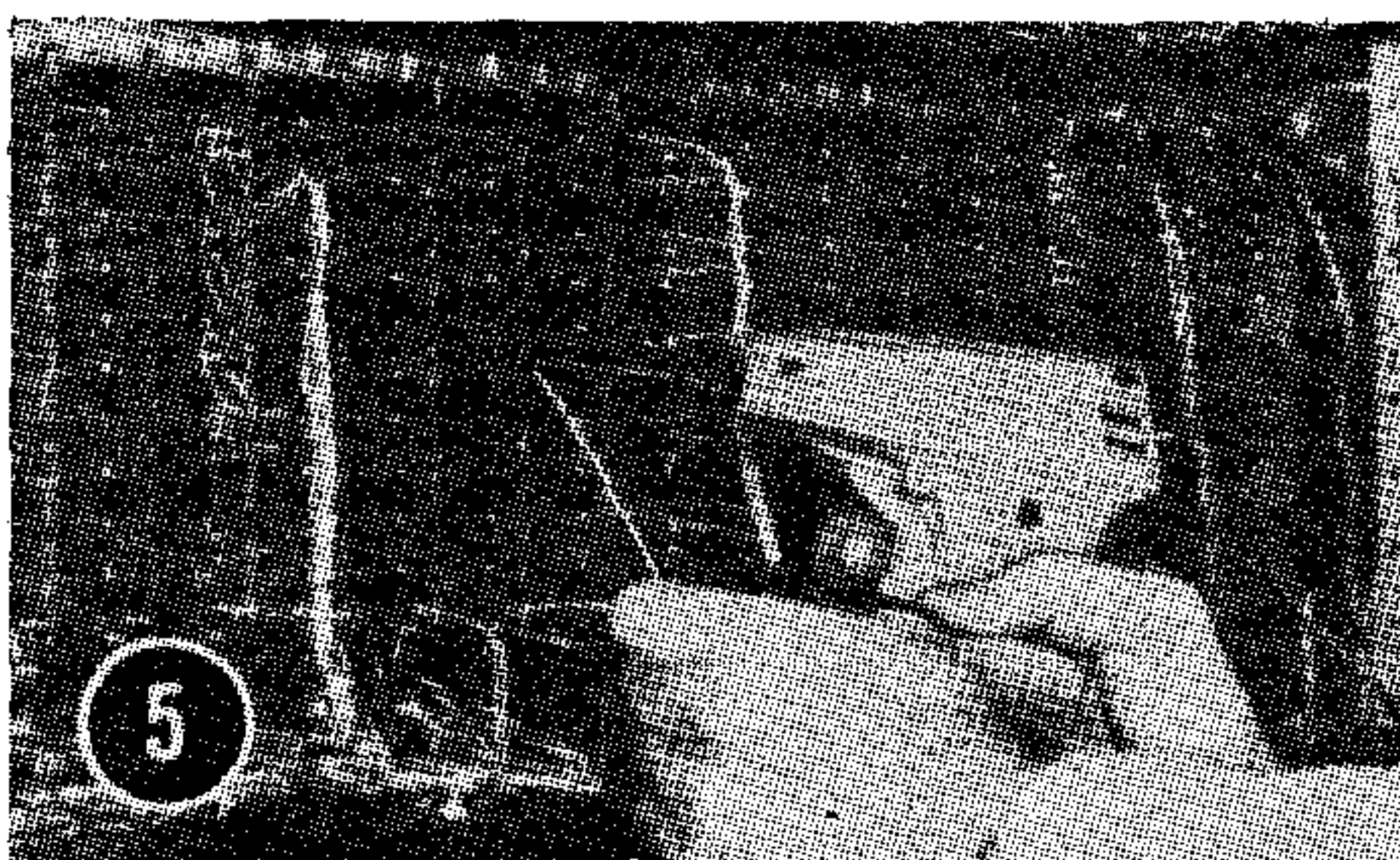
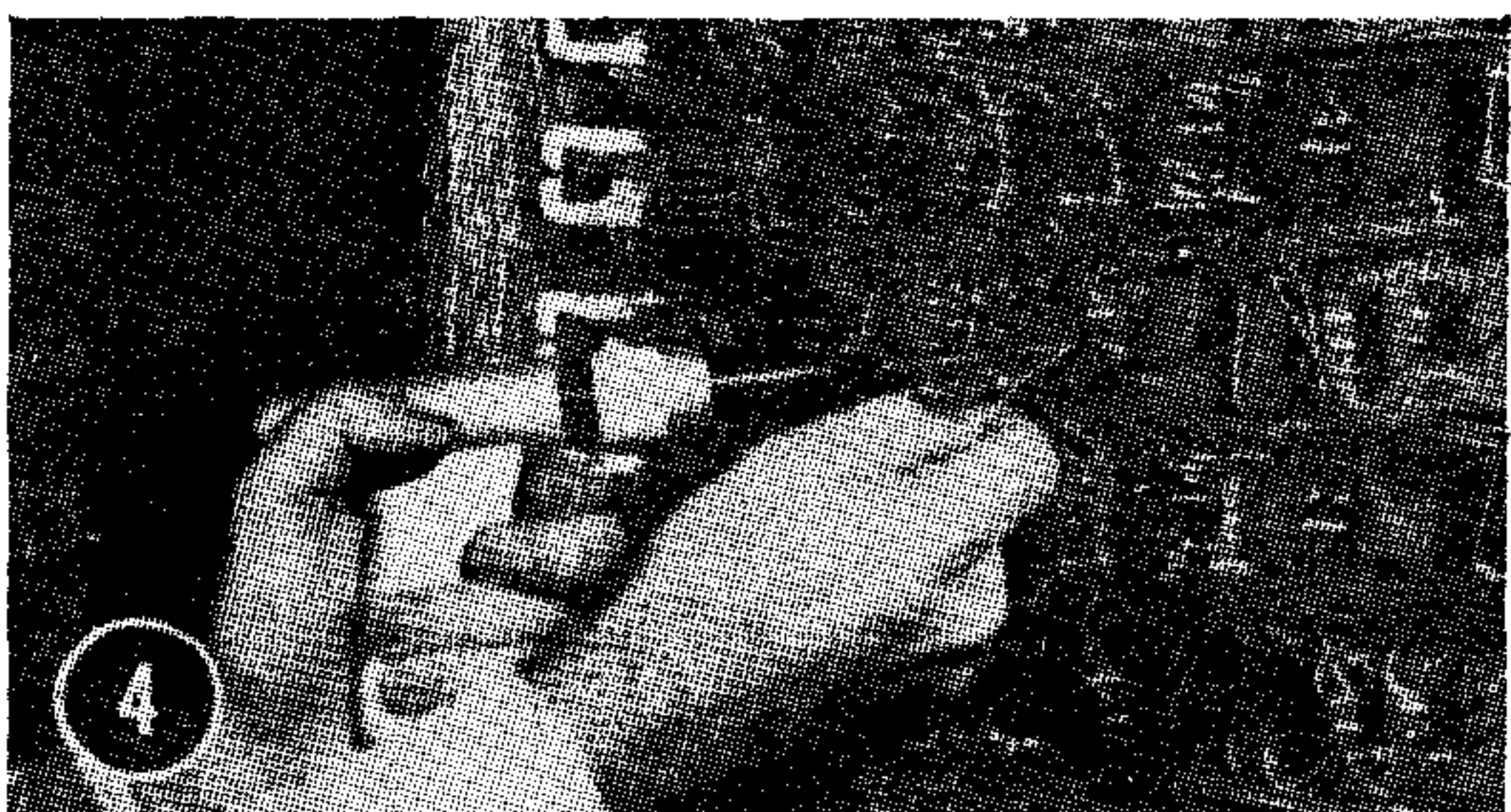
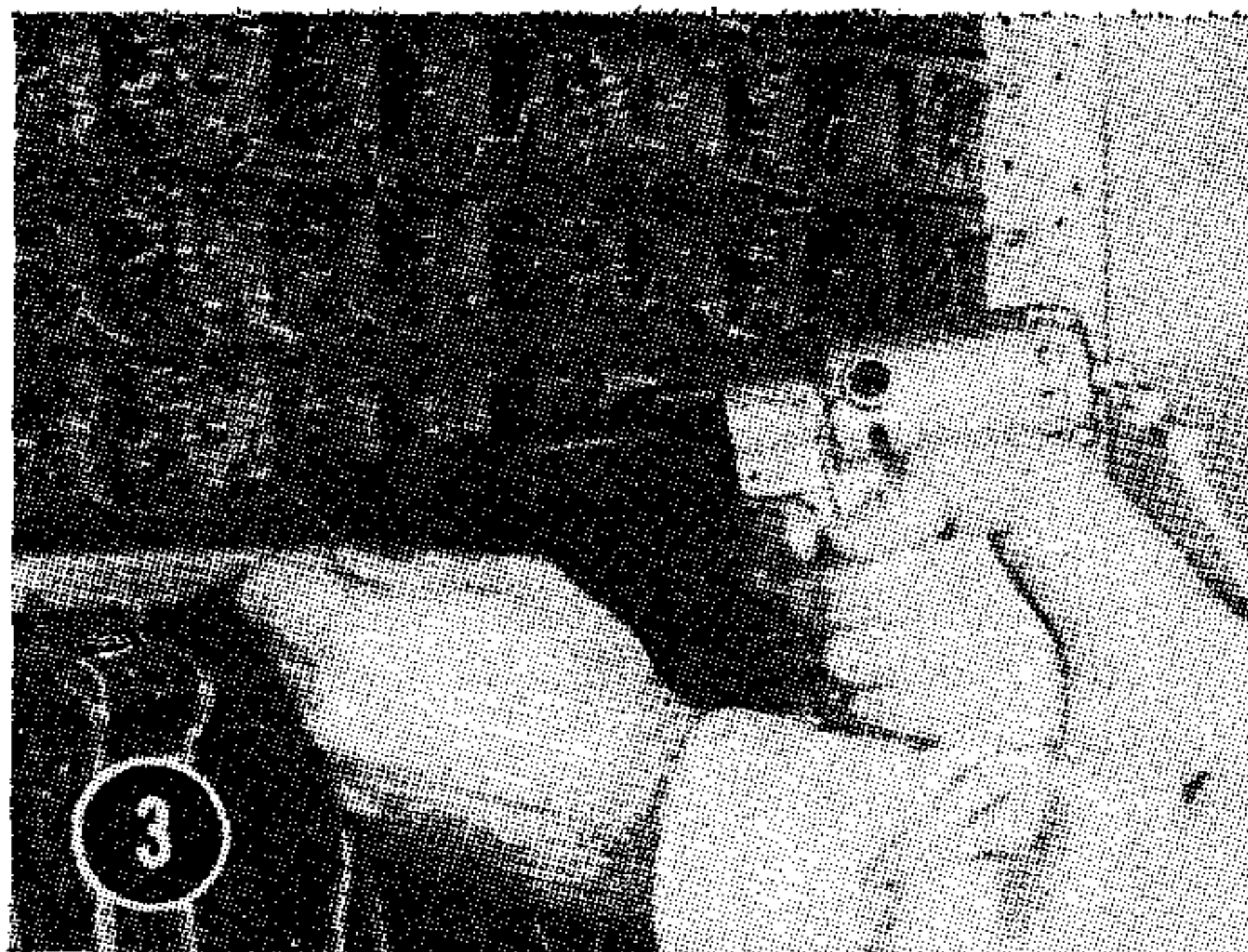
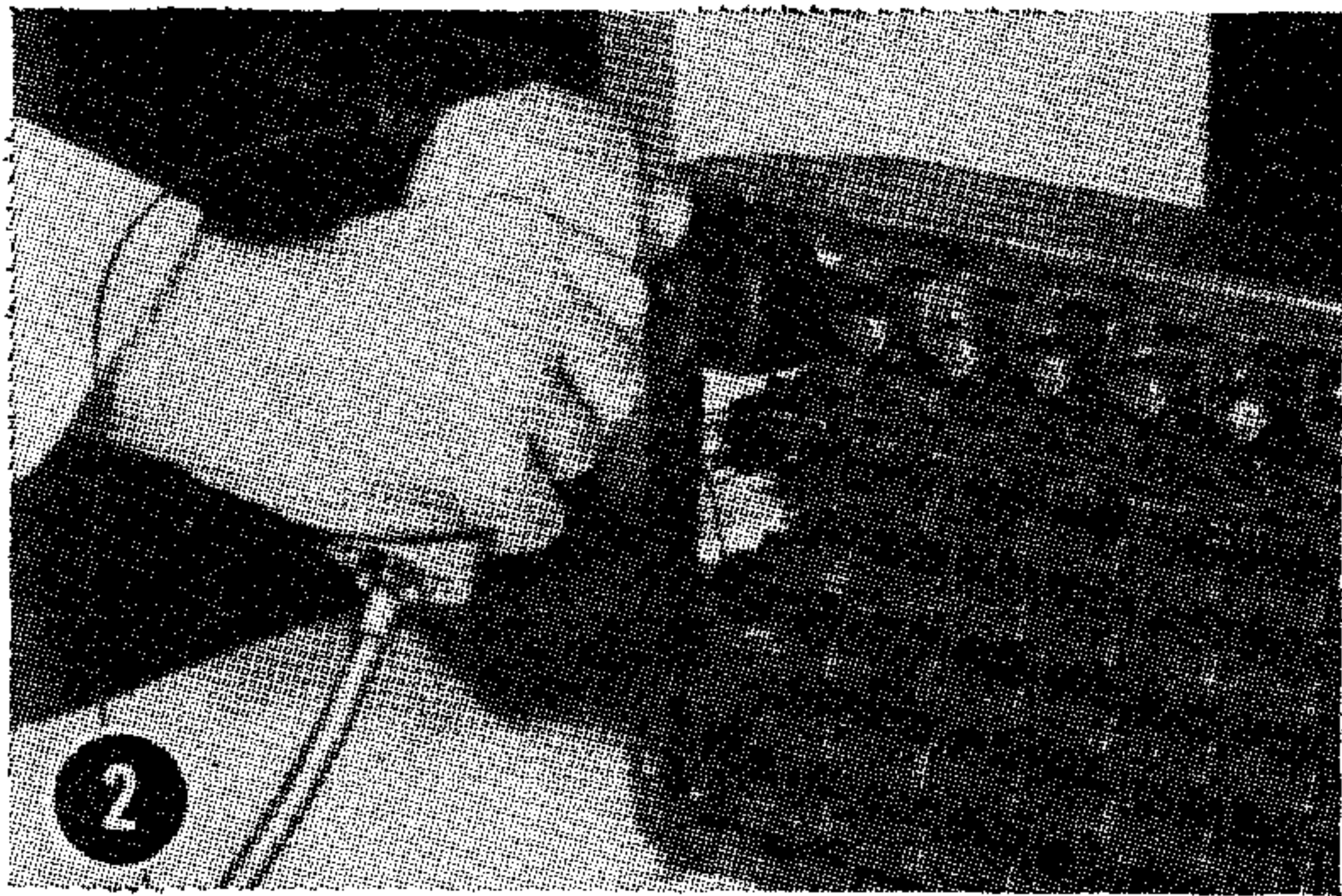


GYORS-SZIGETELŐ[®]

pneumatikus és elektromos meghajtású
huzalszigetelő szerszámok

Szigetelt huzalok
Gyors
Biztos
Tökéletes
Varrat nélküli
Elektromos kötések...

EZ AZ **OK**
MINDEN ESETBEN!



1. AW—5T pneumatikus (műanyag házzal)

3. EW—1B elektromos (fémházzal)

5. EW—7D elektromos (műanyag házzal)

2. AW—8LS pneumatikus (csupasz huzalok forrasztásához)

4. AW—6T pneumatikus (fémházzal)

6. AW—9T pneumatikus (függőleges fémházzal)

OK MACHINE AND TOOL CORPORATION

3455 Connor Street, Bronx, New York 10475, U.S.A. Telefon: (212)994-6600

Kérésére katalógust küldünk.