

HÍRADÁS- TECHNIKA

2



XXIX. ÉVFOLYAM. 2. SZÁM, 3

1978. FEBRUÁR

HÍRADÁS- TECHNIKA

 A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. MÁTRAI GÉZA: A mikroelektronika jövője	33
HORVÁTH GYULA: Távbeszélő-központok folyamatábrái	39
SZÁRAZ GYÖRGY—KORZSINEK KÁROLY: Egyenfeszültségtől 100 MHz-ig 0,5 ohmnál kisebb kimenő impedanciájú erősítő tervezése	47
DR. REDL RICHARD—NOVÁK ISTVÁN: Kapcsolóüzemű stabilizátorok analízise állapotegyenleteik átlagolásával	53
A kapcsolástechnika fejlődési iránya a Kyoto-i ISS tükrében	60
Egy félvezető világceg	63
Egyesületi hírek	63
Pályázati felhívás	64
Tartalmi összefoglalások	64
Обобщения	B/III
Zusammenfassungen	B/III
Summaries	B/IV
Résumés	B/IV

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL,
DR. FLESCH ISTVÁN, MAY PÉTER, MÉREY IMRÉNÉ. — Szerkesztőségi
és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ.
Telefon: 495-098

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1900 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy 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: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149



78.2182 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

DR. MÁTRAI GÉZA:

Egyesült Izzólámpa és Villamossági rt., Gyöngyös

A mikroelektronika jövője

ETO 621.3.049.77:681.3

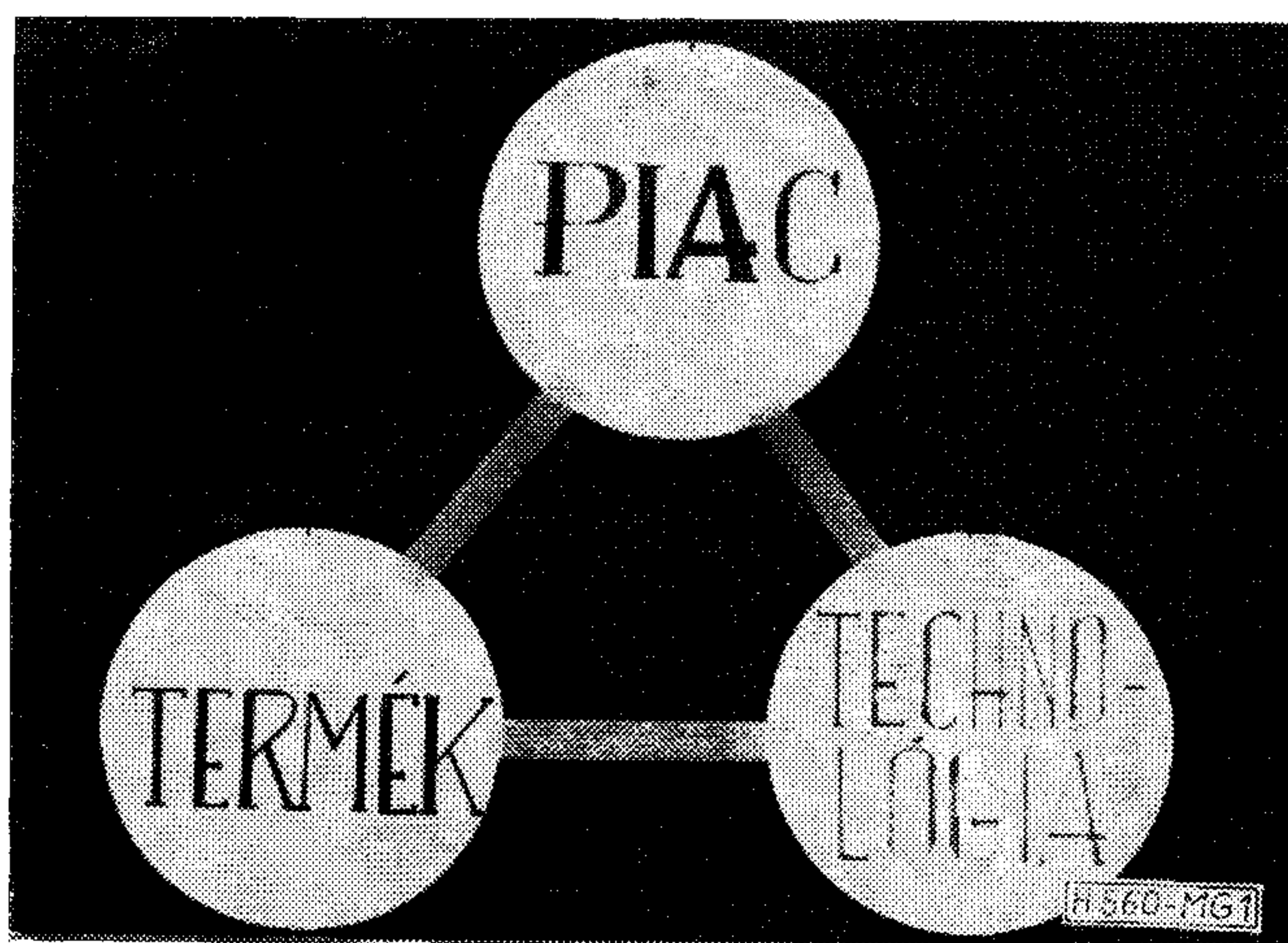
A mikroelektronika kiindulópontját a tranzisztor 1948-ban történő felfedezése jelentette. Az elmúlt 30 esztendőben az egyetlen funkciót ellátó tranzisztortól jutott el a mikroelektronika a legáltalánosabb alkalmazásokig. Az integrált áramkörök megjelenése olyan minőségi ugrást jelent, amely mélyreható technológiai forradalmat indított el, melynek eredményeképpen az iparosodott világ az elektronika korszakába lép. Ma egyetlen $0,6 \times 0,6 \times 0,55$ cm³-es szilícium darabkán egy egész számítógép elhelyezhető, amely 16 kbit-es ROM-ot, 512 bites RAM-ot, 8 bites CPU áramkört tartalmaz, megközelítően 100 utasítás egyidejű fogadásával és 32 soros általánosan alkalmazható ki/bemenetű interface-szel. Az integrált áramkörök apró chipjei egyszerű, hétköznapi munkaeszközzé fogják tenni a számítógépeket. De az integrált áramkörök nemcsak az ipart fogják meghódítani; megjelentek és megjelennek hétköznapijainkban: bevonulnak a hivatalokba, üzletekbe, segítenek a háztartásban és kényelmet adnak gépkocsijainknak.

Ha az elmúlt 30 év hihetetlen méretű fejlődését áttekintjük, felvetődik a kérdés, merre tart a mikroelektronika fejlődése a következő évtizedben? Hogy a kérdésre megközelítő választ kaphassunk, próbáljuk meg áttekinteni a mikroelektronika fejlődését, a technológiai fejlődés várható irányait, valamint a mikrokomputerek területén felbecsülhető változásokat.

A mikroelektronika fejlődése

A mikroelektronika egészének fejlődésére nagy hatással van a megvalósítás három elemének viszonya, kölcsönhatása. Ezek az elemek, amint ezt az 1. ábrán látni lehet: technológia, piac, gyártás. Amint ezt az ábra szemléletesen mutatja, a teljes termék-előállítás e három eleme állandó kapcsolatban van egymással. Az alapvető egymásra hatást az alábbiak jellemzik:

- bármely két elem meghatározza és feltételezi a harmadikat,
- egyetlen elem változása elindítja és meghatározza a másik kettő változását is.



1. ábra

Amikor megpróbáljuk felbecsülni a várható fejlődést, e kölcsönhatásokat nem szabad figyelmen kívül hagyni, hiszen a piac kiszélesedése és kereskedelem növekedése meghatározza a technológia fejlődését, ez utóbbi pedig új termékek létrejöttéhez vezet. Az új termék azonban nemcsak egyszerűen kiszolgálja a piacot, hanem új alkalmazási területeket, és így új piacot is teremt. Az olyan áttörő jellegű új termék, mint a tranzisztor vagy az integrált áramkör, majd később a mikrokomputer, forradalmi változást hozott nemcsak az iparban, hanem saját életünkben is, és egy új fejlődési folyamat elindítója volt. Ilyen áttörő jellegű, forradalmian új termékek megjósolása meglehetősen nehéz, mert a technológiai és tudományos eredmények meglehetősen bonyolult úton mennek át az egyszerű termékbe.

A mikroelektronika várható fejlődésének előrejelzésében nagy segítségünkre lehet, ha áttekintjük annak fejlődését, és e történelmi áttekintésből próbáljuk extrapolálni a jövőt. A 2. ábrán a mikroelektronika fejlődésének főbb állomásait tüntettük fel 1950-től napjainkig.

A 2. ábra összefoglaló táblázatában szereplő valamennyi új technológia kialakulásának megvan a maga izgalmas története. Valamennyi új termék létrejötte igazolja a technológia—piac—termék hármásának kölcsönhatásait. De nem kevésbé izgalmasak

A mikroelektronika fejlődésének főbb állomásai.					
Idő	1950	1961	1966	1971	1977
Technológia	Diszkrét elemek	SSI	MSI	LSI	VLSI
Termékek	Tranzisztor és áramkörök Dióda	Inverterek Flip-Flop Stb...	Számlálók Összegzők Multiplexerek Stb...	RAM ROM Kalkulátorok I/O Stb...	Mikrokomputerek [μc]

H560-M62

2. ábra

e történelem részletei sem. Harminc esztendő megfeszített tudományos-műszaki kutatásainak eredményei öltének testet az egyetlen monolitikus áramkörben 25 000 aktív komponenset tartalmazó mikrokomputerben.

A nagy bonyolultságú áramkörök (LSI) speciális technológiájának kidolgozása teremtette meg az első mikroprocesszor 1971-ben történő megjelenésének lehetőségét. A mikroprocesszor voltaképpen központi egységből, aritmetikai egységből, különböző munkaregiszterekből és a folyamatvezérlőből álló egység. Ebben az elrendezésben azonban a mikroprocesszor önmagában még nem működőképes egység. Ha a mikroprocesszort program- és munkatárral, valamint be/kimeneti egység elemekkel egészítjük ki, megkapjuk a működőképes rendszer minimális feltételét, melyet mikrokomputernek nevezünk. A mikroelektronika fejlődését az elkövetkezendő évtizedekben lényegében ez az út határozza meg.

Mielőtt azonban a mikrokomputer várható fejlődését vázolnánk, tekintsük át a fejlődés egyik fontos, meghatározó elemének, a technológiának alakulását, változását és ezen változás várható irányát.

A technológia fejlődésének irányvonala

A technológia, a piac és termék között már előzőekben vázolt szoros összefüggés alapján a technológia fejlődése is rendkívül dinamikus volt az elmúlt években.

A technológia fejlettségi szintjét az alábbi tényezőkkel jellemezhetjük:

— Teljesítményfelvétel. Másképpen fogalmazva a törekvést: az áramkör működéséhez a legkedvezőbb esetben szükséges teljesítmény csökkentése, miközben a terhelhetőség és működési sebesség értéke növekszik. A teljesítményfelvétel pJ nagyságú.

— Működési sebesség (terjedési idő). E jellemzőt az átlagos késleltetési idővel szoktuk megadni, amely definíció szerint azonos logikai áramkörök sorbakapcsolt egységeinél az azonos polaritású jelhomlokok közötti jelkésés és a jelhomlokok közötti fokozatok számának hányadosa. Mértéke nsec nagyságrendű.

— Kapu- és tárolásűrűség. Értékét gate/mm², ill. bit/mm² egységekben szokás megadni.

— Végül az egy kapufunkcióra, ill. 1 bit tárolt információra eső költségek, amelyek természetesen nagy mennyiségű tömeggyártás feltételek mellett értendők.

Mielőtt azonban a teljesítményfelvétel és működési sebesség közötti összefüggés, valamint az elemsűrűség és költség szint alapján megvizsgáljuk a technológia jelenlegi fejlettségi szintjét és az elkövetkező

évekre vonatkozóan valamilyen prognózist adnánk, röviden tekintsük át a nagy bonyolultságú integrált áramkörök előállításának főbb alaptermészeit (továbbiakban LSI technológiák).

A mikroprocesszorok előállítására alkalmas LSI technológiák több szempontból is különböznek az SSI vagy MSI áramköri technológiáktól:

— Az alap kutatások és alkalmazott kutatások eddig nem tapasztalható szoros együttműködése. Itt elsősorban a *termodinamika* és *anyagvizsgálat* éppen a félvezetőkutatás által iniciált nagy sebességű fejlődésére gondoljunk, mely megalapozta az LSI elemgyártást.

— Teljesen új technológiai lépések kidolgozása, mint pl. az ionsugaras technológia, a plazmakémia alkalmazása vagy az egyszerű, de nagy fontosságú dörzsmosás.

— Merőben új tervezési megfontolások alkalmazása, mely elsősorban abban nyilvánul meg, hogy a programozás lényegében kiszorítja a logikai tervezést.

— Végül — de fontosságban az előzőkkel azonos rangsorban — újszerű tudományszervezési, együttműködési és hasznosítási elvek, módszerek használata a kutatás területén és újszerű, az előzőeknél szorosabb szervezésű minőségbiztosítás a gyártás területén.

A nagy elemsűrűség (általában 10 mm²-nél nagyobb felületen megvalósított, 1000-nél több kapufunkciót megvalósító áramkörökkel illetjük az LSI névvel), az egyszerű, kedvező felületi elrendezés, az egy kapufunkcióra jutó veszteségi teljesítmény csekély volta, a nagy kapcsolási sebesség, kedvező zavarállóság és kedvező áramerősség a kimeneten — ezek az egymással gyakran ellentmondó műszaki szempontok jellemzik az LSI technológiát. Ha mindehhez még hozzátesszük a mindent átható és a gazdaságos előállítást parancsolóan előíró szempontot is, érthető, hogy az LSI technológiák rendkívüli sokfélesége alakult ki napjainkig, és a jövőben számuk növekedése várható.

Az alapvető technológiák áttekintése azonban a mikroelektronika várható fejlődésének megértése szempontjából feltétlenül szükséges.

A MOS technológiák közül (melynek egyébként legalább nyolc válfaja ismeretes) messze a legegyszerűbb eljárás a p-csatornás MOS technológia. Mindössze négy maszkolás és egyetlen diffúziós lépés jellemzi, így érthető, hogy az első mikroprocesszor építőelemek 1971-ben p-MOS technológiával készültek. Az egyszerű előállíthatóság ára azonban a csekély munkasebesség, amely természetesen egyes területeken nem túl érdekes, így a fogyasztási elektronika (asztali és zsebszámlológépek) területén tökéletesen kielégítő.

Az n-csatornás MOS eljárás ugyan valamivel bonyolultabb (1–3 járulékos maszkolás), ionimplantációs technika alkalmazásával azonban itt is lehetővé válik az alaplépések csökkentése. Az n-Mos technológia elsősorban a gyors tárolók és mikroprocesszorok szempontjából előnyös.

Az eljárások szempontjából sokkal igényesebb a komplementer MOS technika (röviden CMOS). Ez azokra a járulékos folyamatokra vezethető vissza,

amelyek az egyazon kristályon elhelyezkedő p- és n-csatornás tranzisztorok előállítására miatt szükségesek. A mikroprocesszor-rendszerek rugalmas alkalmazásához szükséges nagy zavarbiztonság és rendkívül csekély veszteségi teljesítmény kárpótolt a technológia viszonylagos bonyolultságáért. A komplementer MOS technika továbbfejlődését tette lehetővé az ún. helyi oxidáció bevezetése (LOC MOS), valamint az ún. dinamikus CMOS technológia (DYCMOS) alkalmazása. A DYCMOS tervezési rendszer olyan dinamikus komplementer MOS áramköröket eredményez, amelyek — a LOC MOS technikával összekapcsolva — a már említett kedvező elektromos tulajdonságok mellett kedvező elemsűrűséghez (130 kapu/mm²) vezetnek.

A közelmúltban azonban megjelent a MOS technika konkurense az integrált injekciós logika (röviden: I²L) képében. Itt a tranzisztorok egymástól történő elszigetelése nem szükséges, így a maszkolások száma csökkenthető. Az injekciós logika vonzó voltát azonban inkább annak köszönheti, hogy alkalmasnak válik izolált integrált injekciós logikával (I³L) készült bipoláris analóg áramkörökkel való integrálásra, így egyetlen chipen analóg/digitális kombináció állítható elő.

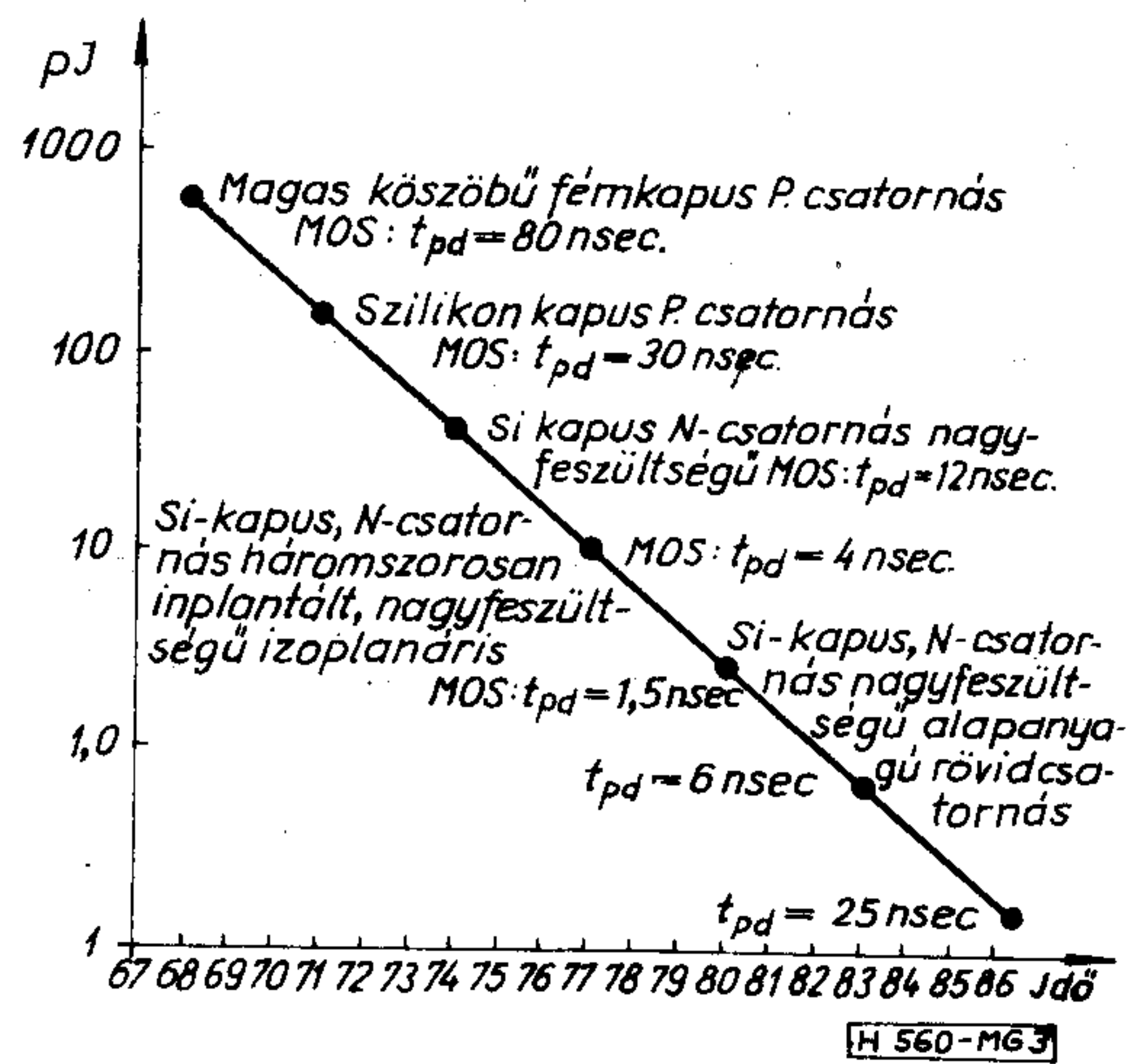
Végezetül említsük meg a „szilícium a zafíron” (SOS) technológiát, amely elsősorban működési sebességben múlja felül a többi MOS technológiát és a komplementer MOS technikával kombinálva nagy reményekkel kecsegtet.

Összegezve a nagy bonyolultságú áramkörök előállítási technológiájára vonatkozó rövid áttekintésünket, azt mondhatjuk, hogy tisztán eljárási szempontból az egycsatornás MOS technika, elvénél fogva pedig a bipoláris injekciós logika technikája a legalkalmasabb LSI áramkörök gyártására, végül a nagymértékben tökéletesített utasításkészlet kialakítása szempontjából minden valószínűség szerint a szilícium kapus CMOS/SOS technológiáé a távolabbi jövő.

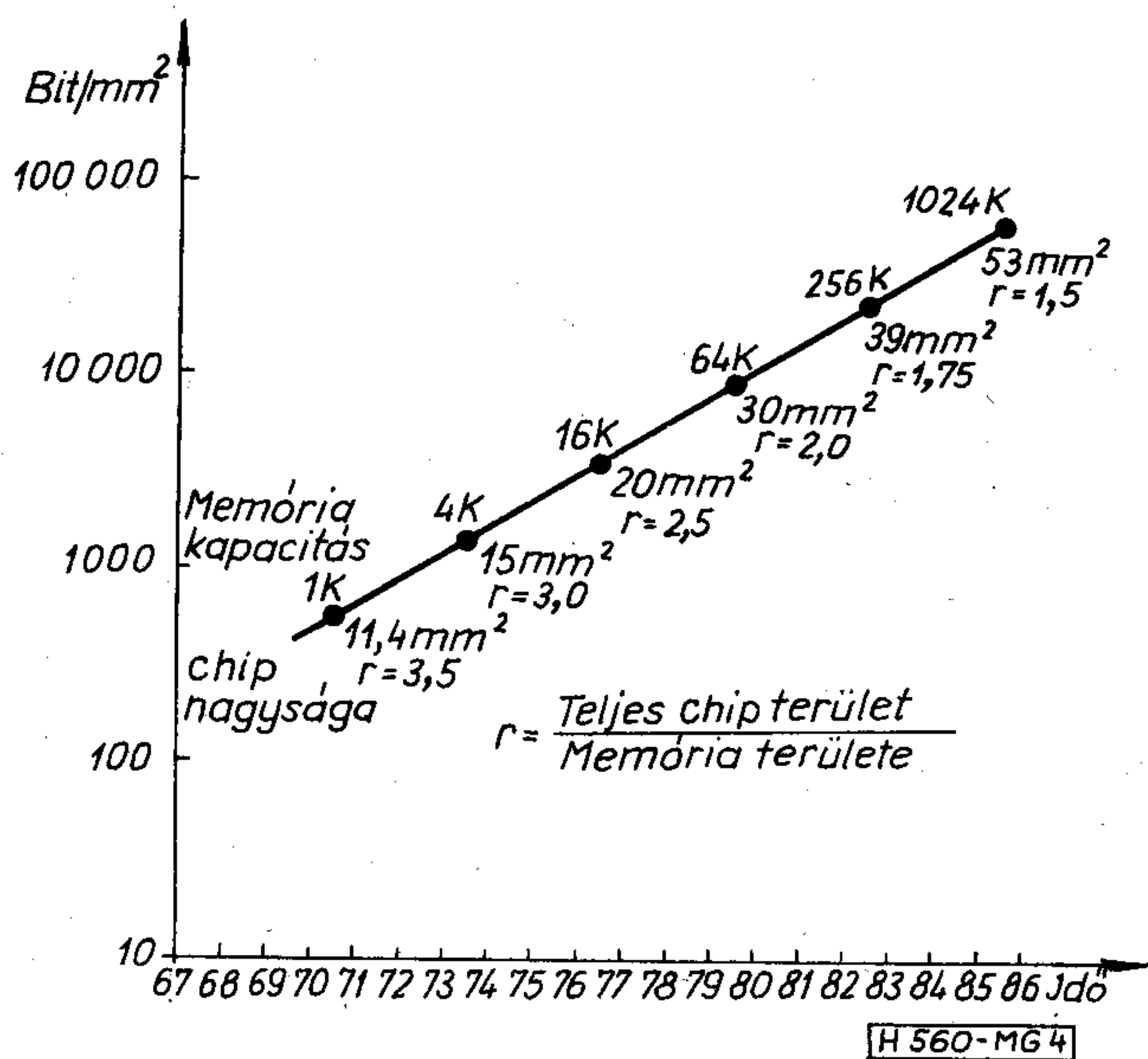
Az előzőekben vázolt áttekintés ismeretében néhány következő ábrán bemutatjuk az LSI technológia eddigi és várható fejlődését, a már előzőekben leírt, a fejlődést alapvetően meghatározó tényezők és követelmények szempontjából.

A 3. ábrán a nagy sebességű MOS technológiával készült eszközök teljesítményfelvételének várható csökkenése látható. Jelenleg a Si-kapus, n-csatornás, háromszoros implantációjú, nagyfeszültségű izoplánáris MOS eszközök vezetnek 10 pJ körüli teljesítményfelvétellel és 4 nsec körüli terjedési idővel. Körülbelül 10 év múlva várhatóan a teljesítményfelvétel két nagyságrendet csökken (1), miközben a működési sebesség több mint egy nagyságrenddel növekszik. Az ábrából egyébként látható, hogy az alapvető egycsatornás MOS technológiának mennyi válfaja ismert és nyert alkalmazást napjainkig.

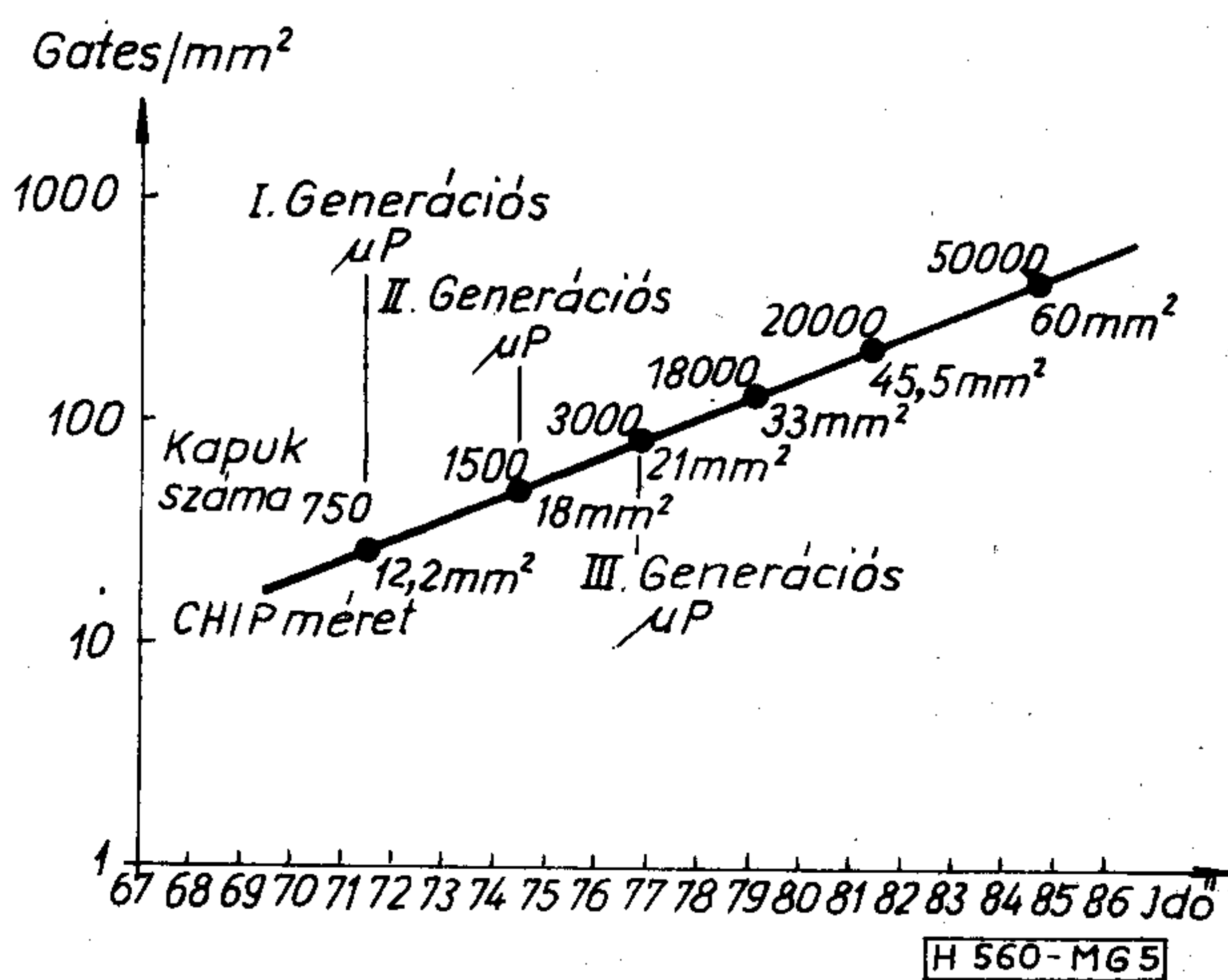
A mikroprocesszoroktól az önmagában is működőképes mikrokomputerek felé haladó fejlődésben meghatározó szerepük van — amint ezt már említettük — a munka- és programtárak kapacitásnövelésének. A közvetlen hozzáférésű memóriák fejlődését mutatja a következő, 4. ábra. Jelenleg a mintegy 16 K-s dinamikus RAM-ok tartják a vezető helyet, ame-



3. ábra

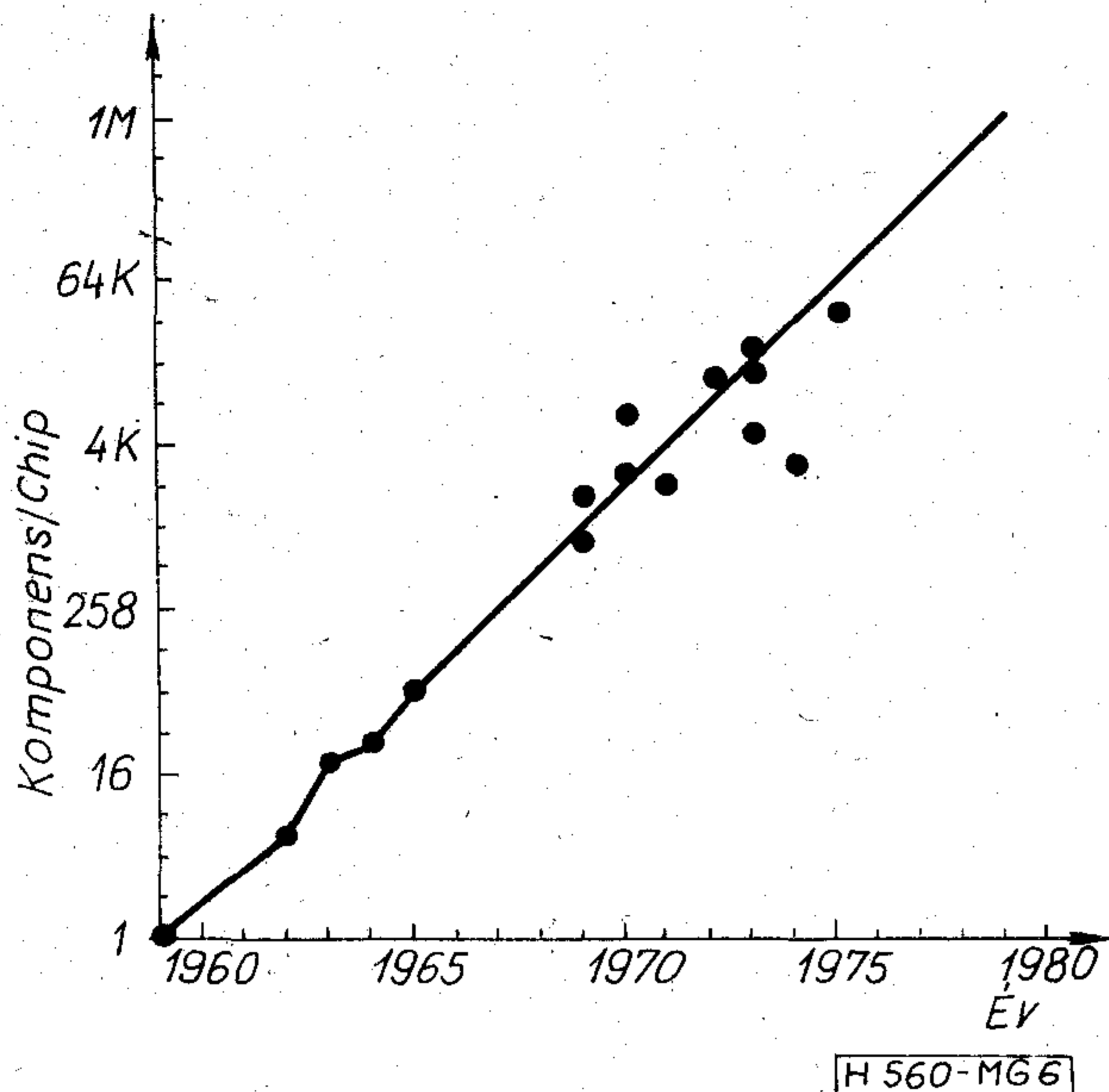


4. ábra



5. ábra

lyeknek síkbeli információátviteli sűrűsége több, mint 2000 bit/mm². Már 1985 körül várható lesz kb. 1 Mbit-es memóriák megjelenése, természetesen nagyobb felületű chipen. A fejlődést mutatja, hogy a chip teljes felületének kihasználtsága (az ábrán ennek



6. ábra

mutatója az „r” tényező) 40%-ról közel 70%-ra növekszik, miközben az egységnyi felületen tárolható információ mennyisége egy nagyságrendet változhat.

Az 5. ábra a mikroprocesszorok jelenleg ismert három „generációjának” kapuelem-sűrűségét mutatja. Várható, hogy már a 80-as évek közepe táján elhelyezhető lesz egyetlen hatvan mm²-es felületű chipen 50 000 kapufunkciót ellátó áramkör.

Az általános technikai érdeklődés középpontjában sokszor nem az egyetlen chipen levő funkciók száma, hanem a számszerűség tekintetében még látványosabb összes áramköri elemek száma áll. A 6. ábra az elmúlt 15 év e szempontból való változását, valóban meghökkentő iramú növekedését mutatja. Egyes vélemények szerint még 1980 előtt elérhető lesz egy chipen 100 000 egység és a 80-as évek elején eléri az egymillió nagyságrendet. Továbbhaladva az időben, elhangzanak olyan vélemények is, mely szerint az ezredforduló környékén az egyetlen alkatrészre jutó tranzistorfunkciók száma elérheti a 10¹¹-es nagyságrendet. Ez a szám azért érdekes, mert ebbe a nagyságrendbe esik az emberi agy lehetséges kapcsolási funkcióinak száma is.

A következő táblázatban a fejlődés eddig bemutatott legjellemzőbb tényezőjének számszerű értékét tüntettük fel.

1. táblázat

	1966	1977	1982	
Működési frekvencia	5	50	100	MHz
Komponens/félv. elem	50	50 000	1 000 000	
Véletlen hozzáférésű memória inf. sűrűsége	16	16 000	128 000	bit
Kapuáramkörök sűrűsége	4	2 000	40 000	
Ár/1000 komponens	50	1	0,2	Rubel

Talán még érzékletesebben mutatja e gigantikus ütemű fejlődést következő, 7. ábránk. Látható, hogy egy 16 Kbit-es tárolóhoz, amely ma egyetlen tokban kapható, csupán néhány évvel ezelőtt még 16 IC-t kellett felhasználnunk. Az elektronikus alkatrészeket felhasználó készülékiparban ezért az anyaghányad egyre nagyobb. Ismertek ma olyan berendezések, melyek költségeiben az anyaghányad 85% vagy még ennél is nagyobb.

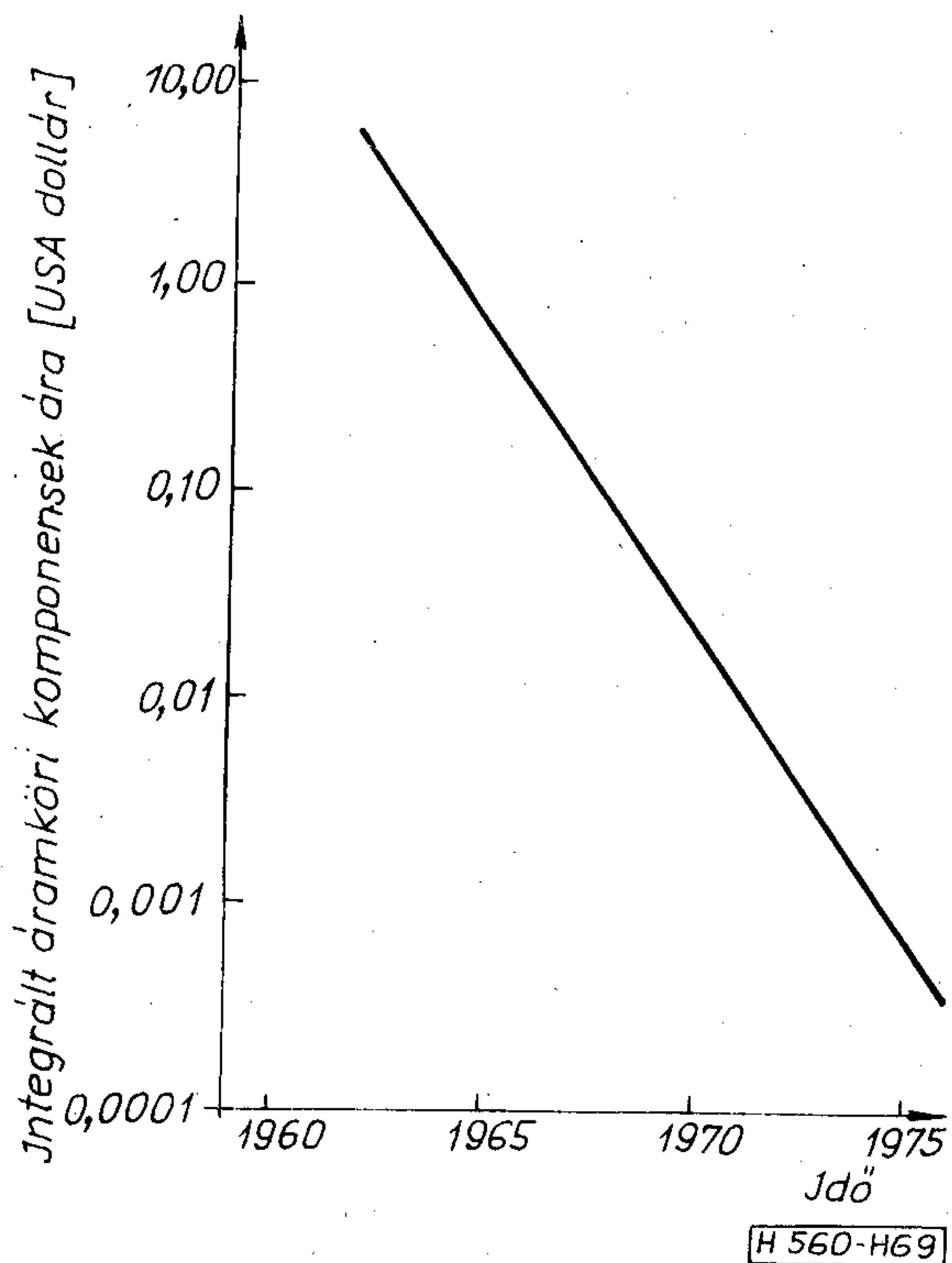
A mikroelektronika térhódítása a közfogyasztási cikkek területén mindennapos tapasztalatunk. A közfogyasztású elektronikus készülékek tipikus példái a kis kézi számológépek, a kalkulátorok. Csupán 10 eszten-deje 89 tokot tartalmazott egy III. generációs kalkulátor. Igaz, ára is borsos volt, hisz az aktív elemek költsége 170 USA dollár körül mozgott. A ma korszerű kis kalkulátorok, melyek megkönnyítik napi munkánkat, egyetlen, kb. 2 \$ értékű integrált áramkört tartalmaznak (lásd a 8. ábrát).



7. ábra



8. ábra



9. ábra

Eljutottunk a költségek, az ár kérdéséig. Nyilvánvaló, hogy a technológia és termék szakadatlan fejlődése a piac e jelentős tényezőjének változását is maga után vonta. Egyetlen tranzistor-rendszer a 60-as évek közepén kereken 1 DM-be került; ma egy félvezető chipen levő tranzistor-struktúra ára kevesebb 0,001 DM-nél. Ez az árscökkenési arány 1000-szeres!

Következő ábránk (9. ábra) is e hatalmas csökkenést mutatja. Az egyenes meredekségére jellemző, hogy az egyetlen áramköri komponensre jutó árak átlag 3 évenként csökkennek egy nagyságrendet!

Mikrokomputerek fejlődési iránya

Azt gondoljuk, nem túlzás az a megállapítás, hogy a mikroprocesszor alapvető és — úgy tűnik — visszafordíthatatlan változást okozott az elektronikában. Megjelenése sokkal drámaibb jelentőségű, mint az ebben az iparágban megszokott kiszorítási és helyettesítési piaci periódusoké.

A mikroprocesszor tulajdonképpen a számítógépi piacon a 60-as évek végén problémaként felmerülő igen nagy mértékű „egyedi konstrukció” kérdésének megoldásaként jelentkezett.

Az egyedi konstrukció gazdaságtalannak bizonyult (kis volumenű gyártás), így a mikroprocesszor megjelenése (bizonyos szempontból) piaci kényszer volt.

A mikroelektronika e vezető termékeinek fejlődése szempontjából a memóriák, a központi vezérlőegységek, a be/kimeneti egységek, valamint a software várható változásának megítélése a legfontosabb. A továbbiakban az itt felsorolt tényezőket vegyük sorra.

Memóriák

Az előzőekben már említettük, hogy a mikrokomputer tulajdonképpen program- és munkatárakkal, valamint be/kimeneti egységekkel kiegészített mikroprocesszor. Érthető tehát, hogy a mikrokomputer fejlődése terén a legfontosabb szerepet a táruk fejlődése játszotta.

A logikai rend és ismétlés kedvéért idézzük fel a mikrokomputer működésében nélkülözhetetlen alapvető tárolótípusokat:

— *Programtár.* Ezek többsége olyan, csak olvasó tár (ROM), melynek programozása vagy maszkkal történik az előállítónál, vagy programozó készülékkel a felhasználónál. Ismeretesek ultraibolya besugárzással törölhető és újra betölthető táruk is. Az előállítás technológiáját illetően a CMOS az uralkodó. A nagy elemsűrűségű és nagy teljesítményű n-csatornás PROM kifejlesztése volt e területen a legjelentősebb.

— *Munkatár.* Ezek szöszervezésű és író/olvasó (RAM) kivitelezésű táruk. Nagyon lényeges, hogy a munkatár hozzáférési ideje rövid legyen, mert lényegében ez határozza meg az egész rendszer működési sebességét. Jelenleg a statikus CMOS technológia e területen is uralkodó.

— *Parancskódolás.* Régebben kizárólag ROM-okat használtak ebben a funkcióban, ma az ún. programozható logikai egységek (PLA) alkalmazása terjedt el, mely lehetővé teszi a parancskészlet bővítését. E területen különösen ígéretes a térprogramozású logikai egységek (FPLA) megjelenése.

Egészen a közelmúlt évekig a komputereket többnyire ferrit memóriákkal látták el, bár a félvezető táruk előnyei (rövidebb hozzáférési idő, alacsonyabb árak) általánosan ismeretesek voltak. Egyébként a tárolási funkció volt az, amelyet elsők között lehetett integrált áramkörökkel megvalósítani, és az elmúlt 6 évben a félvezető táruk gyakorlatilag ki is szorították a mágneses tárolókat a mikrokomputer területén. Várható, hogy a táruk területén a technológia fejlődését a hetvenes években elsősorban piaci igények határozzák meg.

Központi vezérlőegység (CPU)

Hasonlóan a tárolókhöz, a technológia fejlődése határozta meg az integrált központi vezérlőegységek születésnapját is. De a komputereket gyártók szükségletei határozták meg azt a technológiai fejlődést, mely a kis- és közepes integráltságú elemek létrejöttéhez vezetett.

Úgy gondoljuk, hogy e területen az LSI és VLSI technológiák bevezetése és gyakorlati alkalmazása rendkívül mély, és általánosan meghatározó változást fog jelenteni.

Be/kimeneti egységek

A mikrokomputer be/kimeneti egységeinek kell a legsokoldalúbb funkciót ellátni egy kényelmesen használható rendszer esetén. Azt kell mondanunk,

hogy az egyébként rendkívüli iramú fejlődés mellett éppen ezen a területen a legnagyobb a viszonylagos elmaradottság.

A jelenleg kétségkívül és érezhetően fennálló I/O probléma megoldására az iparban új elképzelések születtek a be/kimeneti egységek tervezésénél, melyek a hardware konfigurációs problémáit és az időbeni követelményeket elsősorban software oldalról kívánják megoldani. Egyazon áramkörön belül különböző variációk helyezhetők el ezen az úton, pl. párhuzamos interface egységek, specifikus periféria-ellenőrzők stb.

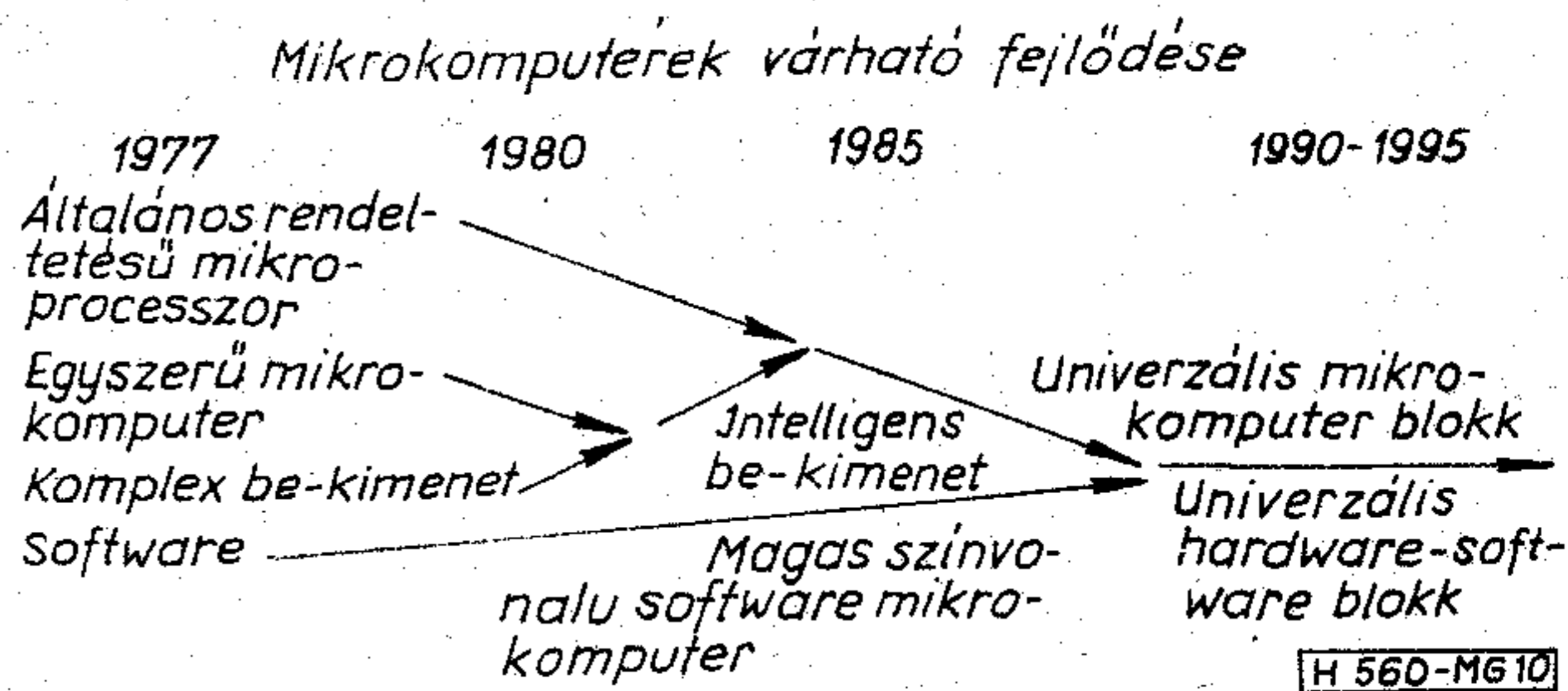
Software

Mind a mai napig a software kérdését a mikrokomputer fejlesztésben csupán másodlagos kérdésnek tekintették, így a software közel sem élvezett olyan forradalmi változást, mint a hardware. Ennek aztán az lett a következménye, hogy a software-tervezés (mint technológia) termelékenysége jelentősen elmaradt, és miközben a számítógép műszaki egységét nagymértékben automatizált, termelékeny módszerekkel állítják elő, az ehhez a felhasználhatóság szempontjából szorosan kapcsolódó software egyedi, szinte művészi tevékenység. Ezek után érthető az a visszás helyzet, hogy egy számítógép üzemeltetési költségeinek közel a fele esik a software-re, míg a mikrokomputereknél ez gyakran a 90%-ot (!) is eléri. Pedig nem lehet kétséges, hogy egy működőképes rendszer legfontosabb tulajdonsága a software kialakítása, hiszen ez az ember és a gép közötti egyetlen közeg, és működésének komfortjától nagymértékben függ a komputer alkalmazhatósága. A mikroprocesszor és mikrokomputer ugyan olcsóbbá teszi, meggyorsítja a készülékfejlesztést, jó és egyre jobb általánosan használható software nélkül, önmagában azonban nem hatékony. A megfelelő software-en kívül természetesen elengedhetetlenül szükségesek a hibakereső és programfejlesztő eszközök is.

Mindezek megvalósítása érdekében a software-munka fő fejlesztési iránya ma a magasszintű nyelv kifejlesztése. A számítógépipar végre ezen a területen is kezd eredményeket felmutatni (gondoljunk csak itt a kifinomultabb tárcsa bázisú programfejlesztő állomásra vagy az ún. szóprocesszorok kifejlesztésére irányuló törekvésekre és kezdeti eredményekre). Réálisnak látszik az a célkitűzés, hogy emberi (de legalábbis emberközeli) nyelven lehessen beszélni a számítógéppel.

A mikrokomputerek működtetéséhez feltétlenül szükséges, fentiekben vázolt, részegységek fejlődésének alapján most már felvázolhatjuk a mikrokomputerek általános fejlődésének várható irányát, melyet a 10. ábrán tüntettünk fel.

E fejlődés lényeges vonása, hogy a rendszerek működésében szükséges különböző funkciók összeolvadnak, másképpen szólva tovább növekszik az integráltság, most már a különböző funkciók szintjén is.



10. ábra

A fejlődés alapfeltétele — amint ezt már kifejtettük — a magas színvonalú software mikroprocesszorok megjelenése, mely az évtized végére várható.

A mikroprocesszortól és az egyszerű minikalkulátortól az univerzális felhasználású hardware—software egységekig vezető úton jelentős fejlődés várható. Ami a táraikat illeti, valószínű, hogy már a következő évben megkezdődik a jelenleg 4 K-s táraik leváltása 16 K-s táraikra, majd 1985 körül (egyesekek szerint ez már 1980 körül bekövetkezhet) megjelennek a 64 K-s memóriák. Ezzel egyidőben a központi vezérlőegységek szinte tökéletessé válnak és a be/kimeneti egységek rendkívül flexibilisek és a gyakorlatban rendkívül széles körűen alkalmazhatók lesznek. Mindezek megkövetelik egy közvetlenül alkalmazható, magasszintű nyelv kifejlesztését, miközben a mini- és megakomputerekben használt LSI chippek soha nem látott bonyolultsági fokot érnek el.

Ez a fejlődés olyan univerzális mikroelektronikai építőkövek megjelenéséhez vezet, mely csak az integrált áramkör megjelenéséhez hasonlítható. De a fejlődés nem áll meg ezen a szinten. Megkezdődik a hardware és software integrálása egyetlen áramköri elem, melynek nagysága $1,5 \times 1,5 \times 0,6 \text{ cm}^3$ -nél valószínűleg nem lesz nagyobb. Ezek a mikrokomputerek már rendkívül magas szintű, közvetlen párbeszéd megvalósítását teszik lehetővé ember és gép között. Az ilyen intelligens programnyelv természetesen nagymértékben csökkenti a programozási időket is, és alkalmassá teszi őket az élet legkülönbözőbb területein való használatára. Végül az ezredfordulón már olyan univerzális elektronikus építőelemek megjelenése várható, amelyek a kényelmes és sokoldalú használathoz szükséges software és hardware egységeket egyaránt tartalmazza.

Megpróbáltuk áttekinteni a mikroelektronika várható fejlődését a következő években. Hangsúlyozni szeretnénk, hogy nem ennek az iparágak és termékeinek fényes jövőjét kívántuk elfogultan megjósolni, hanem — elsősorban a moszkvai Elektronikai Világkongresszuson (WELC, 1977) e témakörben elhangzott előadások és vélemények alapján — valamilyen mértékadó, reális prognózist szeretnénk volna nyújtani. A mértéktartó előretétek hasznosságába vetett hitünket nem változtathatja meg, ha ennek az iparágak forradalmi fejlődése az alkalmazások olyan területeire is kiterjed, melyekről ma még elképzeléseink sincsenek.

Távbeszélő-központok folyamatábrái

ETO 621.395.722.061:621.316.31

A különböző elveken megvalósított távbeszélőközponti rendszerek összehasonlítása és együttműködésének megoldása, valamint legújabb az elektronikus vezérlés feladatainak megfogalmazása végett szükség van rendszertechnikai szinten a távbeszélőközpont működésének matematikai pontosságú leírására, vagyis a távbeszélőközpont identifikálására [1].

Ez a feladat gyakorlati megközelítésében folyamatábrák szerkesztésére vezet, amelyek a központ vagy valamely része és annak környezete között váltott összes jel értelmét és lehetséges sorrendjét adják meg.

A folyamatábrával a központban elvileg tetszés szerinti, gyakorlatilag a funkcionális egységek körül megvont határfelület (interface) leírásához jutunk. A határfelület alkalmas megválasztásával a folyamatára a központ szolgáltatásainak, gyári vagy üzemi vizsgálatának, a kezelési utasításnak, a központok közötti vonalakon váltott jelzéseknek vagy a funkcionális egységek működésének leírását adja. Mindegyik felsorolt esetre külön nyelv alakítható ki, amelynek szemantikája az alkalmazott szimbólumok jelmagyarázatából, szintaxisa a folyamatára-szerkesztési szabályokból áll. A következőkben az 1968 óta végzett vizsgálataim alapján a szolgáltatások leírására kialakított nyelvet ismertetem.

A folyamatábrás ábrázolás alapelve

A távbeszélőközpont mint véges automata bemenő és kimenő jelei között sorrendi és kombinációs összefüggések találhatók. Ezek közül a *sorrendi* összefüggések dominálnak, ezért szerencsés eljárás a működés egymás utáni fázisait folyamatára alakjában ábrázolni. E módszer további előnye, hogy a működési alternatívák összefoglalását is lehetővé teszi. Ezek az alternatívák, hasonlóan a számítógépek programjához, a működésnek csak mindig egy szakaszára vonatkoznak, amely után a működés azonos módon folyik tovább. Ez általánosan következik abból, hogy a központ (vagy annak éppen tárgyalt része) végül mindig alapállásba tér vissza, ahol már nincs nyoma annak, hogyan működött előbb.

A működési alternatívák két fő típusa megfelel a két alapvető logikai műveletnek. Azok az alternatívák, amelyek közül mindegy, hogy melyikre kerül egy adott esetben sor, a VAGY műveletnek felelnek meg, mert a további működésnek csak az az előfeltétele, hogy az előző működés vagy az egyik, vagy valamelyik másik alternatíva szerint befejeződjön. Az ÉS műveletnek így értelem szerűen azok az alter-

natívák felelnek meg, amelyek mindegyikének egymástól függetlenül ugyan, de be kell fejeződnie, mielőtt a további működés megkezdődhet.

Az identifikálás teljességéhez lényegesen hozzájárul az, hogy a folyamatábrában időtartamokat is fel lehet tüntetni, mert ezek egyrészt a forgalmi szolgáltatások minőségére, másrészt a működés sebességére jellemzőek, amelyek összefoglalva a valós idejű automata, mint elméleti modell megközelítésének mértékét fejezik ki [1]. Az identifikálás nem lesz hiányos amiatt, hogy a *kombinációs* logikai műveletek a folyamatára természetéből kifolyólag háttérbe szorulnak, mert a megfelelő logikai függvényeket a folyamatára vonatkozó helyére be lehet írni, vagy egy külön táblázatra lehet utalni, amely csak formailag válik el — terjedelmessége miatt — a folyamatábrától.

Határfelület-leírás készítésekor az identifikálandó egységet zártnak, a kibernetikusok kedvenc kifejezésével élve fekete doboznak tekintjük, mert belső működését csak annyiban vesszük figyelembe, amennyiben annak a határfelületen hatása mutatkozik. Ez a véges automaták elemzésének absztrakt módszere, amely szerint a tárgyalt automatát kívülről megközelítve, a környezetével való kölcsönhatásban megmutatkozó tulajdonságait vizsgáljuk. Ennek a szemléletnek következetes alkalmazása elősegíti az identifikálás céljaira szolgáló folyamatábrák helyes megszerkesztését.¹

Példa központ folyamatábrájának megszerkesztésére

Annak érdekében, hogy a folyamatára-szerkesztés lényeges részleteire lehessen koncentrálni, egyszerű szolgáltatásokat nyújtó központ folyamatábráját elemezzük (a gyakorlatban ez megfelelhet egy különleges szolgáltatásokat nem nyújtó zártcélú hálózatnak is). A folyamatábrában a számítási algoritmusok ábrázolásakor szokásos szimbólumokat használjuk, céljainkra önkényesen megállapított jelentésekkel (1. ábra).

Folyamatábránk egy összeköttetés lehetséges változatainak felépítését és bontását mutatja be (2. ábra). Annak érdekében, hogy a szövegben hivatkozni lehessen rájuk, az egyes szimbólumokat számokkal láttuk el, amelyek azonban a folyamatábrának nem

¹ A véges automaták leírásának másik alapvető módszere a *strukturális* elemzésen alapul [3]. Ennek eredménye az automata részeinek és az azokat összefogó struktúráknak feltárása. Az absztrakt elemzés alkalmazása az identifikálás céljaira szolgáló folyamatábrák szerkesztésekor nem zárja ki azonban azt, hogy a határfelületen mutatkozó jeleket a belső működés ismeretében, azokból levezetve határozzuk meg. Továbbá: a központ vagy részei belső működését is le lehet írni folyamatábrával, amelynek megszerkesztésekor előnyösebb a strukturális szemléletre támaszkodni.

A példaképpeni folyamatábra elemzése

A folyamatvonal menete

A folyamatábrában alkalmazott szimbólumokat összekötő folyamatvonalak legfontosabb sajátága, hogy mindig *zárt görbét* alkotnak, az összes előforduló elágazást is figyelembe véve.

Példaképpeni folyamatábránkban csak a VAGY műveletnek megfelelő (rombuszal jelölt) elágazások vannak. Az egyes rombuszokat két vagy több folyamatvonal követi aszerint, hogy a program hány *alternatíva* szerint folytatódhat. Ezek a folyamatvonalak párhuzamosan futnak addig, amíg a párhuzamos alternatívákban eltérő működésre van szükség. Eddig kell az adott alternatívát meghatározó információt figyelembe venni. Ezután a folyamatvonalak újra egyesülhetnek, „összefolyhatnak”. Az ilyen összefolyásra példa a hívott bontásának és a foglaltságnak az esete, amelyeknek megfelelő folyamatvonalak a (11) és (18) rombuszokból indulnak ki. Mindkettő a (25) utáni állapotba vezet, de míg ez foglaltság után azonnal bekövetkezik, addig a hívott bontásakor a (22) bemenő jel természetesen előfeltétel, a folyamatvonalak csak ezután folyhatnak össze.

Az ilyen összefolyás akkor helyénvaló, ha mindkét alábbi feltétel teljesül:

- az előzmények már közömbösek, vagyis az alternatívát eldöntő információt már el lehet felejteni;
- az összekötő folyamatvonalakat követő állapotváltozás után a központ ugyanabba az – előfizető által kívülről érzékelhető – állapotba került.

A folyamatábrában olyan folyamatvonalak is találhatóak, amelyek egy korábbi állapotra térnek vissza (visszahurkolás). Ennek triviális esete a (28) kapcsolódási pontot megelőző összefolyás, amely a fenti szabályok szerint azt fejezi ki, hogy a nyugalmi állapot elérésekor a központ mindent elfelejt, a lefolytatott beszélgetésnek nem marad semmi nyoma. Következésképpen a folyamatábra más pontjainak megfelelő állapotot is úgy éri el a központ, hogy a korábban befejezett beszélgetések hatása nem érvényesül.

A folyamatábra tömöríthető olyan visszahurkolásokkal, amelyeknél nem pontosan azonos állapotra hurkolunk vissza, de a hurok befutása után csak mennyiségi változás történik, amit egyértelműen felüntetünk. Ez látható a 8–9–6 és a 8–6 folyamatvonalaknál, ahol x értéke a (7)-tel jelölt tárcsázások mindegyike után eggyel növekszik. Ennek részletezését lásd a később tárgyalandó 5. ábrán.

Folyamatábránk automata központra és teljesen automatizált hálózatra egyaránt érvényes, mert az előfizető számára a központ mindkét esetben egyformán működik. Ez is mutatja, hogy az előfizető magatartásának az absztrakt szemléletmód adekvát modellje.

Statikus és dinamikus ábrázolás

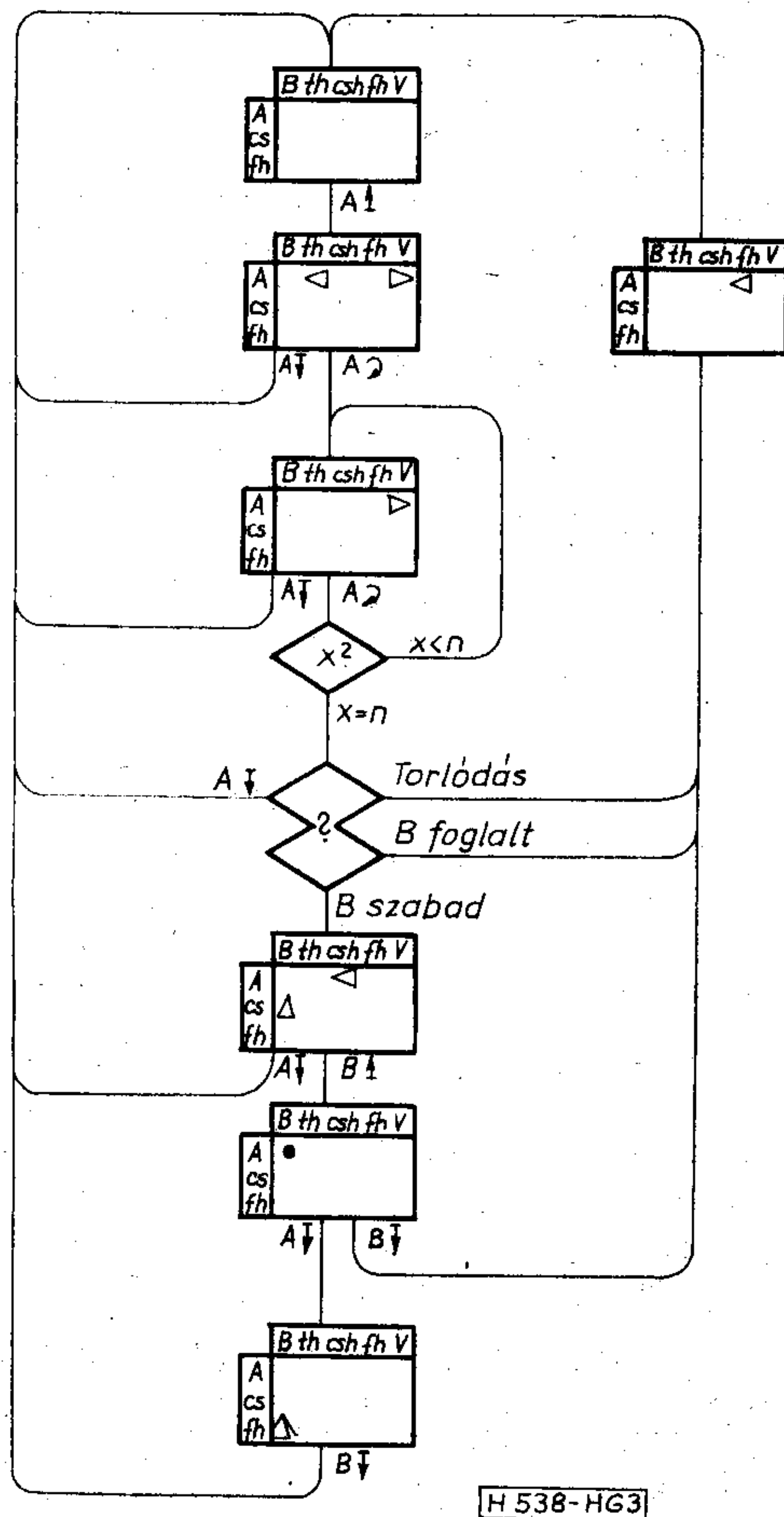
Az 1. ábrán meghatározott szimbólumokkal jelzett bemenő és kimenő jelek a központ állapotváltozásait vezetik be. A központ egyes állapotainak tehát a szimbólumok közötti folyamatvonalak felelnek meg.

Amennyiben egyes állapotok többféle jel alapján változhatnak meg, akkor az így keletkező elágazást külön szimbólummal, az ÉS vagy a VAGY művelet szimbólumával kell jelölni. Ez a központ működésének *dinamikus* ábrázolásmódja.

Kidolgozható a működés *statikus* ábrázolásmódja is. Eszerint az állapotokat az összes bemenő és kimenő jelet tartalmazó táblázatok tüntetik fel, amelyekből annyi folyamatvonal indul el, ahányféle jel alapján következhet be az állapotváltozás. Ekkor nincs szükség külön keretekre, az elágazások és a bejövő jelek jelzésére. Központunk folyamatábráját statikus ábrázolásmódban példaképpen a 3. ábra mutatja.

Az itt alkalmazott táblázatok oszlopai és sorai a központ által kapcsolható vonaltípusoknak és hangforrásoknak felelnek meg. Célszerű csoportosítással elérhető, hogy csak kivételesen kelljen ugyanahhoz a vonaltípushoz vagy hangforráshoz sort és oszlopot is rendelni, ahogy példánkban a foglaltsági hang esetében volt elkerülhetetlen.

Elágazások a statikus ábrázolásmódban is előfordulnak, példánkban két rombuszt találunk. Ezek kimenetei hasonlóak a táblázatok kimeneteihez, ezért meg kell adni, hogy milyen jel hatására lépnek fel. Világossá teszi a dolgot, ha a rombuszba jól megfogalmazott kérdést írunk, melyre adott válaszok különböztetik meg az egyes kimeneteket. Ez sikerült a felső rombusz esetében, ahol $x = ?$ a következő szö-



3. ábra. Állapotok ábrázolásának statikus módja

veg rövidítése: „mennyi x ?”. Más esetekben meg kell elégednünk azzal az általános kérdéssel: „melyik állapot következik?”, amit az alsó dupla rombuszba írt kérdőjel jelent.

A statikus és dinamikus ábrázolásmód közötti különbség hasonló a jelfogós áramkörök működésének statikus és differenciális leírása közötti különbséghez. A leírás statikus módja idődiagramok szerkesztése [4], míg a differenciális módszert a „létra” elnevezésű működési vázlatok formájában alkalmazzák széleskörűen. Hasonlók az előnyök és a hátrányok is: a statikus módszer teljes áttekintést nyújt minden állapotában a központról, illetve áramkörrel, ezzel szemben a differenciális, illetve dinamikus módszer tömörebb, egyszerűbb ábrázolást tesz lehetővé, ami terjedelmes folyamatábrák szerkesztésekor, valamint sok jelfogóból álló áramkör működésének grafikus ábrázolásakor előnyös. További előnye a dinamikus ábrázolásmódnak, hogy a gyakran impulzusszerű bejövő és kimenő jelek egyszerűen szimbolizálhatók. Hátránya, hogy a folyamatábra adott pontjának megfelelő állapot közvetlenül nem olvasható le.

Gyakorlati tapasztalataim alapján az elterjedt impulzusszerű jelekre és a gyakran terjedelmes folyamatábrákra tekintettel a dinamikus ábrázolásmód mellett foglalok állást.

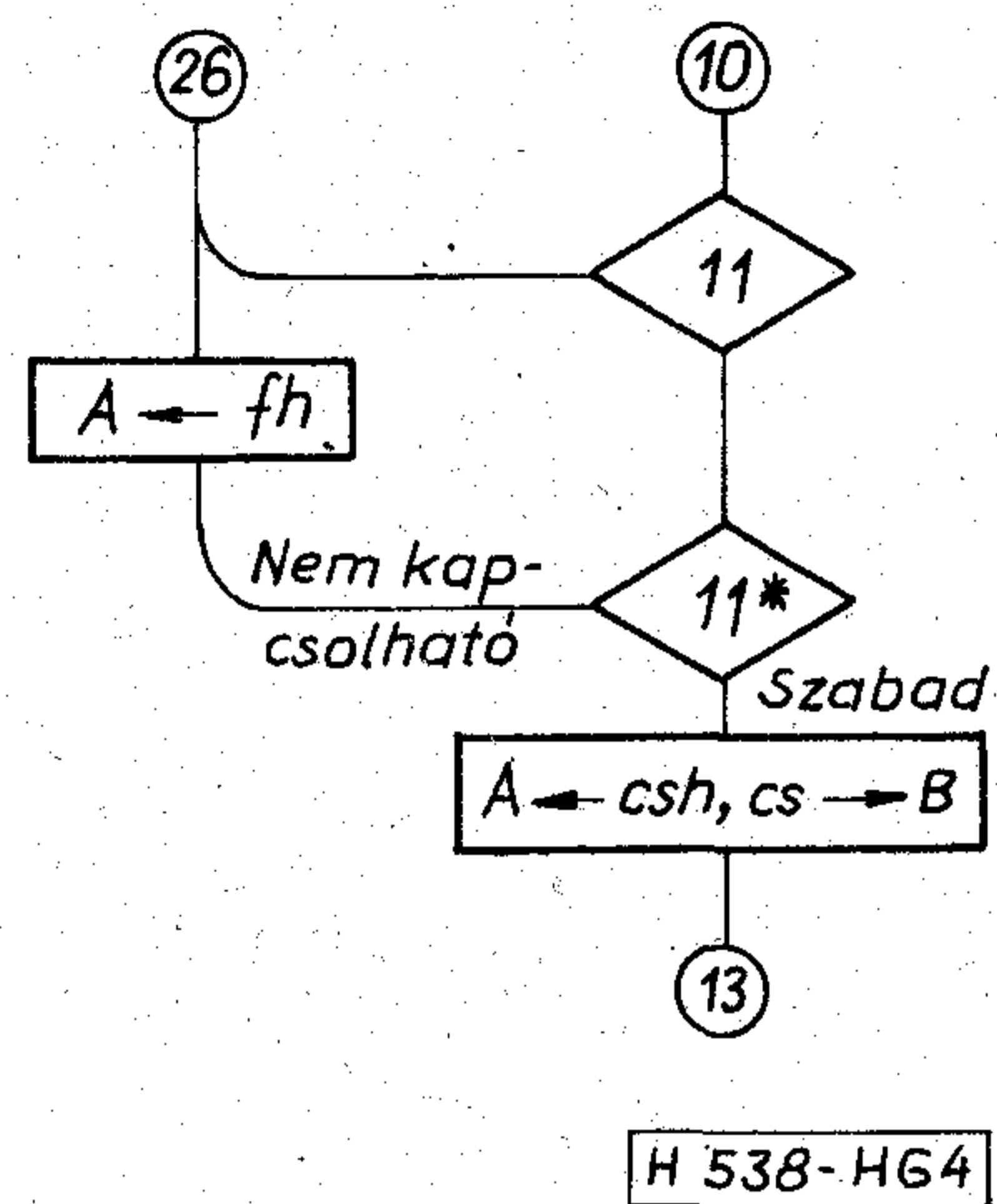
Alternatívák típusai

Az alternatívákban megvalósuló VAGY típusú elágazások logikailag akkor helyesek, ha a hozzájuk tartozó döntések készlete teljes, vagyis az összes lehetséges döntést felölelik. Ennek ismert matematikai megfogalmazása az, hogy az összes lehetséges eset bekövetkezésének együttes valószínűsége az egységgel legyen egyenlő: $\sum P(x) = 1$, ahol $P(x)$ az x eset (döntés) bekövetkezésének valószínűsége. Ezzel együtt jár a kizárólagosság (diszjunktivitás) követelménye, amely akkor teljesül, ha az egyes döntések kölcsönösen kizárják egymást.

Folyamatábránk a teljesség és a kizárólagosság külön bizonyításra nem szoruló követelményének megfelelő elágazásokat tartalmaz. A követelmények bármennyi lehetséges döntés esetén is teljesíthetők (ezért van néha szükség több rombusz kombinálására), de betartásuk ellenőrzéséhez néha mélyebb elemzés szükséges.

A központ működésében előforduló alternatívák ugyanis sorrendi, kombinációs vagy vegyes típusúak.

A sorrendi típusú alternatívákat az dönti el, hogy a lehetséges jelek közül melyik érkezik hamarabb. Ilyen pl. a 2. ábrán a (3) alternatíva, amelynek lehetséges két döntése: „A letesz” vagy „A tárcsahangot kap”, arra a kérdésre felel: mi történik előbb? Hasonló a (18) alternatívában rejlő kérdés: „Ki tesz le előbb?” A sorrendi alternatíva lehetséges döntései tehát azért kizárólagosak, mert az egyik bekövetkezése az összes többi későbbi bekövetkezését lehetlenné teszi, és azért teljesek, mert előbb-utóbb valamelyik biztosan bekövetkezik. Alternatíva pedig azért keletkezik, mert bármilyen sorrendben következhetnek, nem szükségszerű, hogy valamelyik megelőzzön egy másikat.



4. ábra. Vegyes alternatíva felbontása

A kombinációs típusú alternatívák döntései olyan kérdésre felelnek, amely az idő fogalmával nincs kapcsolatban. Itt a döntésre a megelőző folyamatvonalnak megfelelő állapotban való várakozás után (melynek időtartama zérus is lehet) úgy kerül sor, hogy a lehetséges jelek valamelyike megérkezik, ezzel a döntés megtörtént. Ilyenek a 2. ábrán a (6) és a (8) jelű alternatívák. A (6) alternatíva lehetséges döntései a következő kérdésre felelnek: „Mit csinál A?” Erre a folyamatábrából kiolvasható válasz: a tárcsahang vétele után vár (5–6 folyamatvonal), majd vagy tárcsáz, vagy bont. A (8) jelű alternatíva nyilvánvaló kérdése: „Mennyi x ?” A gyakorlatból tudjuk, hogy erre a kérdésre a válasz hamar megvan, a 7–8 folyamatvonalhoz tartozó időtartam nagyon rövid. Mivel máshonnan nem derül ki, a lehetséges döntéseket a vonatkozó folyamatvonalak mellé írtuk. Kizárólagosságuk nyilvánvaló, mert x értékei csak természetes számok lehetnek. Teljességük abból következik, hogy az $x=0$ eset az 5–6 folyamatvonalnak megfelelő állapotban állt fenn, továbbá, hogy az $x < n$ eseteket a folyamatábra címében (csak rendes kezelés esetén) kizártuk.

A vegyes típusú alternatívák sorrendi és kombinációs típusú alternatívák egyesítéséből keletkeznek. Ilyen a 2. ábrán a (11) jelű alternatíva, mely a 4. ábra szerint bontható fel. A sorrendi alternatíva a következő kérdésre felel: „Melyik jel érkezik előbb?” Lehetséges válaszok: A letesz vagy választás vége jel érkezik. Az első döntés esetén (A letesz) a második alternatívára sor sem kerül, mert azt a sorrendi alternatívák lényegének megfelelően ez a döntés kizárja. A második döntés (választás vége) esetén felmerül a második alternatívában (11*) foglalt kérdés: „Mit jelent még a választás vége jelzés?” Központunkban a lehetséges válaszok: B szabad vagy nem kapcsolható. Több eset nincs.² Mivel a teljesség és a kizárólagosság követelményének a (11) alternatívát

² A teljesség követelménye most úgy érvényesül, hogy a „nem kapcsolható” válasz összefogja a „B szabad” eseten kívül lehetséges összes esetet, mint B foglalt, torlódás, nemlétező szám stb.

vához a 2. ábrán rajzolt 3-féle döntés eleget tesz, folyamatábráinkba ilyen vegyes típusú alternatívát is berajzolhatunk.

A döntéseket megalapozó információk

Különleges hemenő jelek

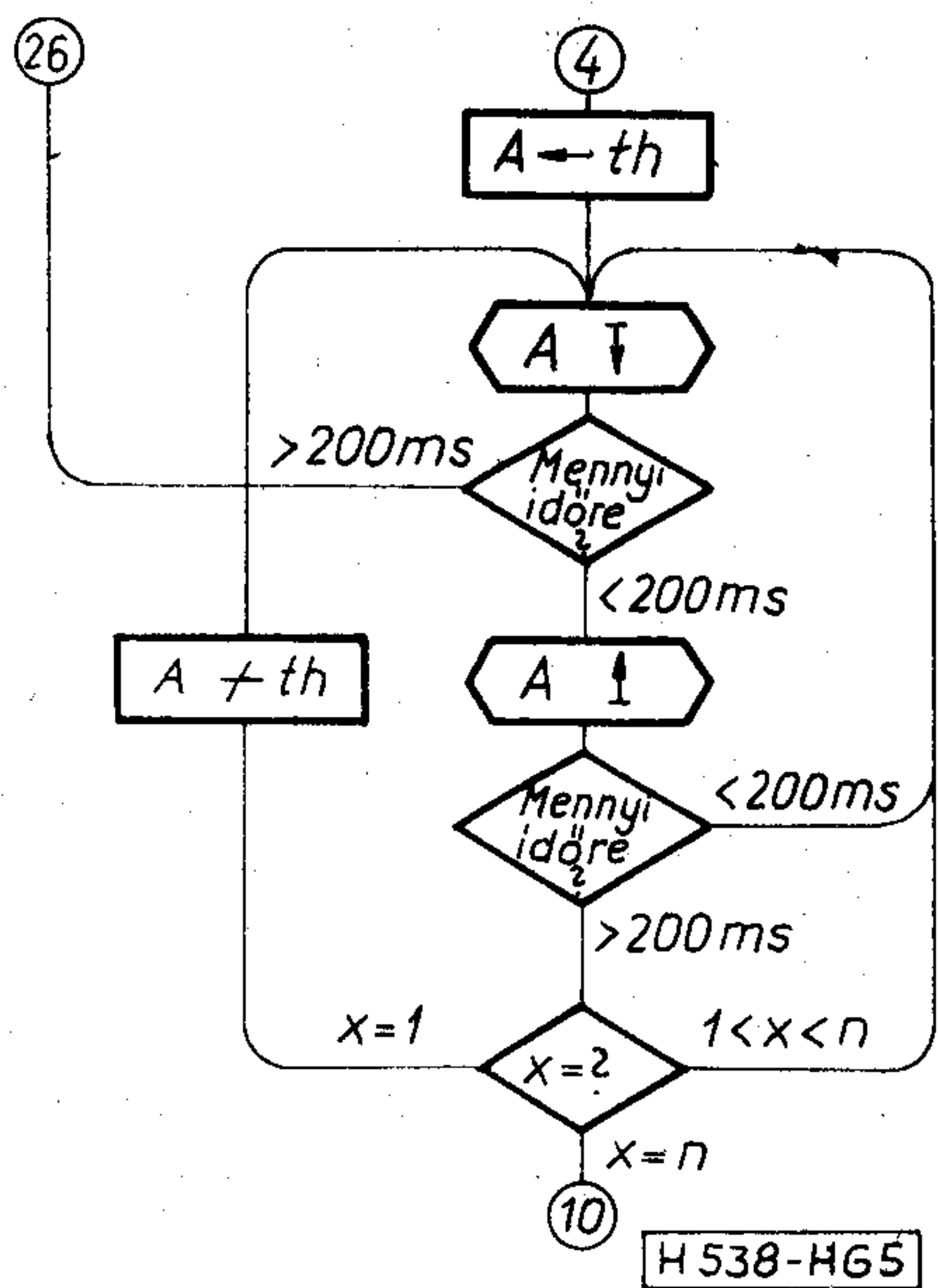
Az alternatívák teljességére vonatkozó követelményt szigorúan értelmezve, a folyamatábrában minden különleges vagy éppen triviális esetet is fel kell tüntetnünk. Például biztosító kiégése vagy a karbantartó személyzet bizonyos beavatkozása esetén is bontás jön létre, vagy a központ nem működik. Másik példaként figyelembe kellene vennünk, hogy az előfizető akkor is tárcsázhat, amikor annak értelme, sőt hatása sincs. Ezeket megfelelő szöveges megjegyzéssel zárhatjuk ki, ha azok adott esetben szükségtelen ábrázolásától el akarunk tekinteni.³

Ábrázolás alkatrész és berendezés szinten [5]

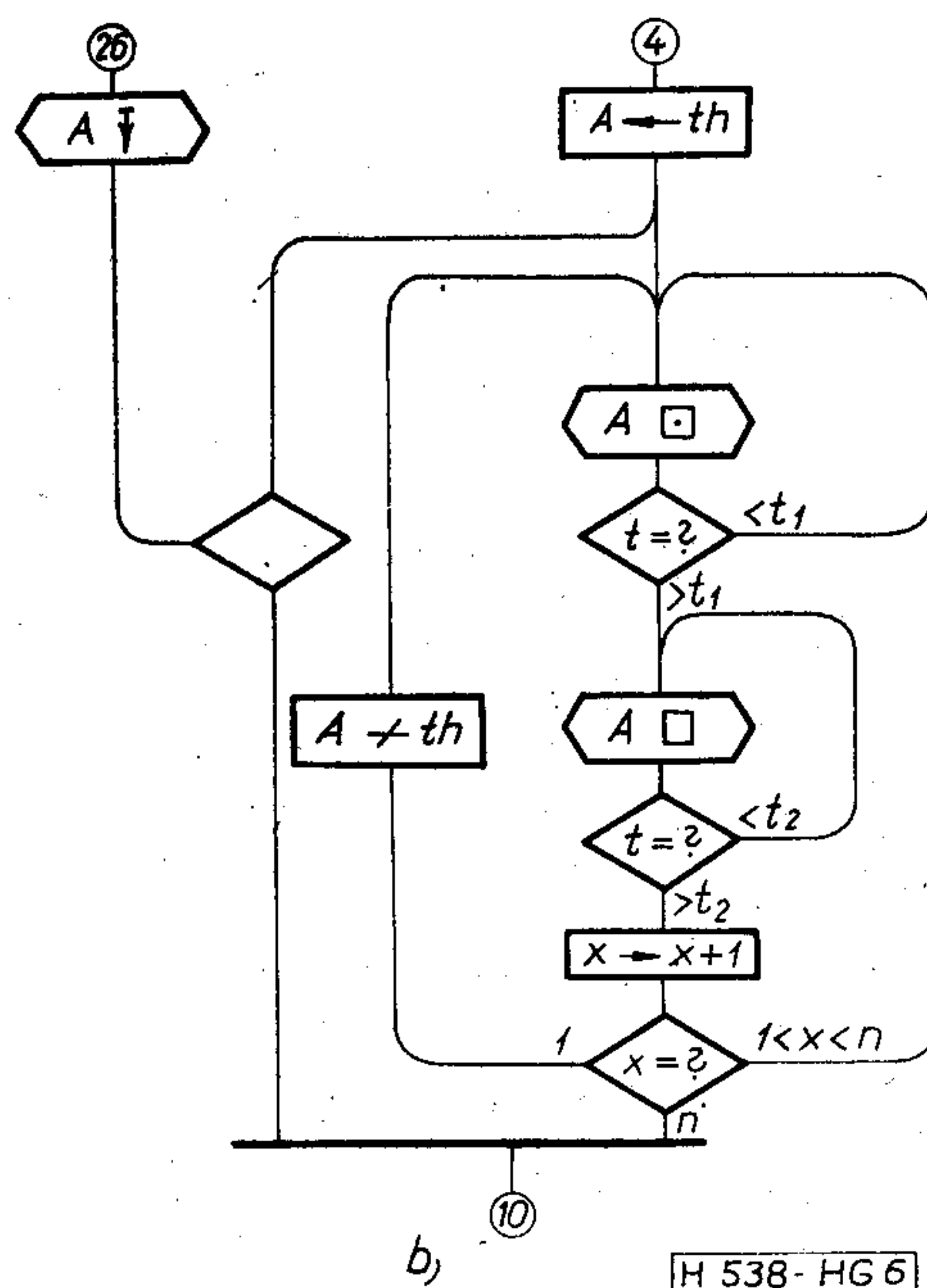
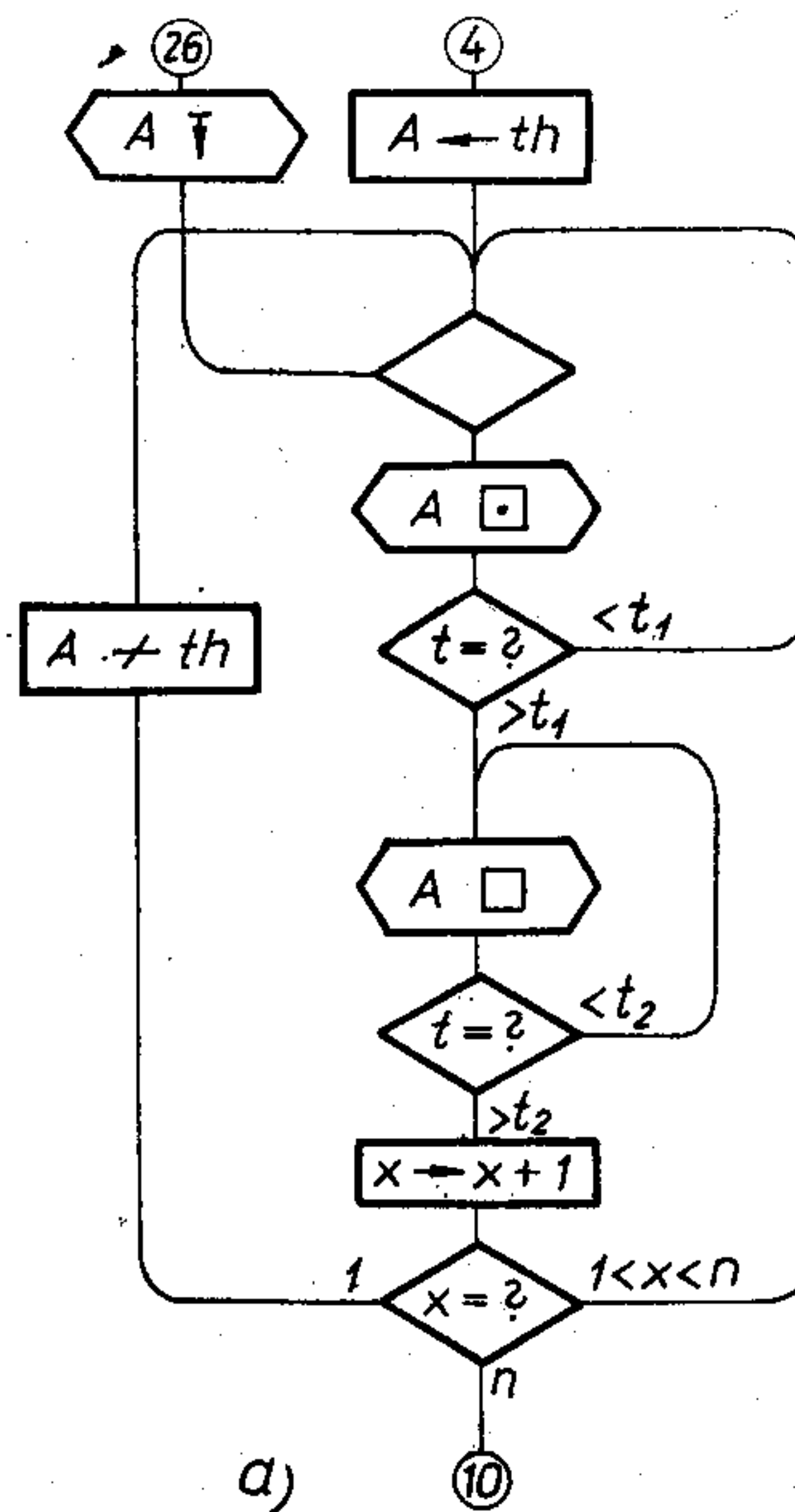
A folyamatábrás ábrázolás különböző rendszer-technikai szinteken alkalmazható. Habár a 2. ábra a központ működését berendezés szinten írja le, ennek részletei áramkör szinten is kidolgozhatók. A tárcsázás és a számbillentyűzés esetét vizsgáljuk meg példaképpen.

Közismert, hogy az előfizetői vonalhurokban az impulzusokat a bontástól, valamint az impulzusok közötti szünetet az impulzussorozatok közötti szünettől az áramkör nyitásának, illetve zárásának időtartama alapján különböztetjük meg. Mivel szimbólumaink között a hívó előfizetői vonalhurok zárását és nyitását kifejező szimbólum ($A \uparrow$, illetve $A \downarrow$) már van, a tárcsázás folyamatát ezek felhasználásával részletesen az 5. ábra szerint ábrázolhatjuk. A rombuszokba írt kérdésekből látható, hogy most az egyes állapotok feltüntetett időtartamainak van döntő jelentőségük. Hasonlóképpen a 6. ábrán a billen-

³ Ilyen megszorítást tartalmaz a 2. ábra címe:



5. ábra. Tárcsázás folyamatábrája áramköri szinten



6. ábra. Billentyűzés folyamatábrája áramköri szinten:
 a) billentyű lenyomása alatt a kézibeszélő letelésére nem érzékeny változat, b) a kézibeszélő letelésére billentyű lenyomása alatt is érzékeny változat
 t = a felette jelzett állapot fennállásának időtartama,
 t_1 = a számvevő működési érzékenységének alsó határa (ennél rövidebb jelet nem vesz),
 t_2 = a számvevő nem működési érzékenységének alsó határa (ennél rövidebb megszakítást nem érzékel)

tyűzés folyamata látható. Ezen a korai bontás és a számküldés hurokmegszakítással, illetve hangfrekvenciás jelekkel történik. Ezt a különbséget célszerűen az ÉS szimbólum segítségével juttathatjuk ki-fejezésre.

A tárcsázásra és a billentyűzésre az 1. ábrán megadott szimbólum alkalmazásával tehát a folyamatábrának a (4) és (10) kapcsolódási pontok közé eső részét tömöríthetjük. Ez a tömörítés fejezi ki, hogy

az 5., illetve 6. ábra szerinti áramköri szintű ábrázolás helyett berendezésszinten egyetlen szimbólumot használhatunk.

A központ memóriájából vett jelek

Az absztrakt szemléletet követve, folyamatábránk nem tünteti fel azokat a jeleket, amelyek alapján a (8) és a (11*) alternatívák eldöntésre kerülnek, mert ezek a központ memóriájából származó *belső* jelek.

A (11*) alternatíva eldöntéséhez a kapcsolómemóriából olvashatók ki a „torlódás”, „B foglalt” és esetleg más hasonló információk. Ha a központ regiszter vagy hasonló rendeltetésű, ún. „választási” (rövid lejáratú) memóriát tartalmaz, az tartja nyilván a tárcsázott számokat, így abból lehet a (8) alternatívában feltett kérdésre a választ kiolvasni. Ugyanez ismerhet fel nem létező számokat is. Választási memória hiányában ezek az adatok is meríthetők a kapcsolómemóriából.

A memóriából származó *belső* jeleket azért sem indokolt a külső jelekhez hasonlóan ábrázolni, mert ezek a korábbi bemenő jelek memória igénybevételével végzett logikai feldolgozásából származnak. Ez a körülmény indokolja azt az összefüggést, hogy a központ memóriájából származó információkkal csak kombinációs alternatívákat lehet eldönteni. Fordítva ez nem érvényes, mert kombinációs alternatíva bemenő jelek alapján is eldönthető, amint azt a (6) esetben láttuk.

Időzítés

A *belső* jelek egy másik típusa az, amit a központ időmérés útján állít elő, időzítés céljaira. Ezeket már érdemes külön szimbólummal jelölni, mert az időzítés kezdete függ a bemenő jelektől. A vonatkozó szimbólumba (1. ábra) az időzítés időtartamát írhatjuk.

Példaképpen a 7. ábra folyamatábráknak a (4), (13) és (26) kapcsolódási pontok közé eső részét mutatja úgy módosítva, hogy a központ működését kiegészítjük a tárcsázás és a választás időzítésével. Utóbbi azt jelenti, hogy ha a választás az időzítés lejártá előtt nem fejeződött be, ezt torlódás következményének tekintjük. Egyszerűség kedvéért mindkét időzítés lejártá után foglaltsági hangot ad a központ.

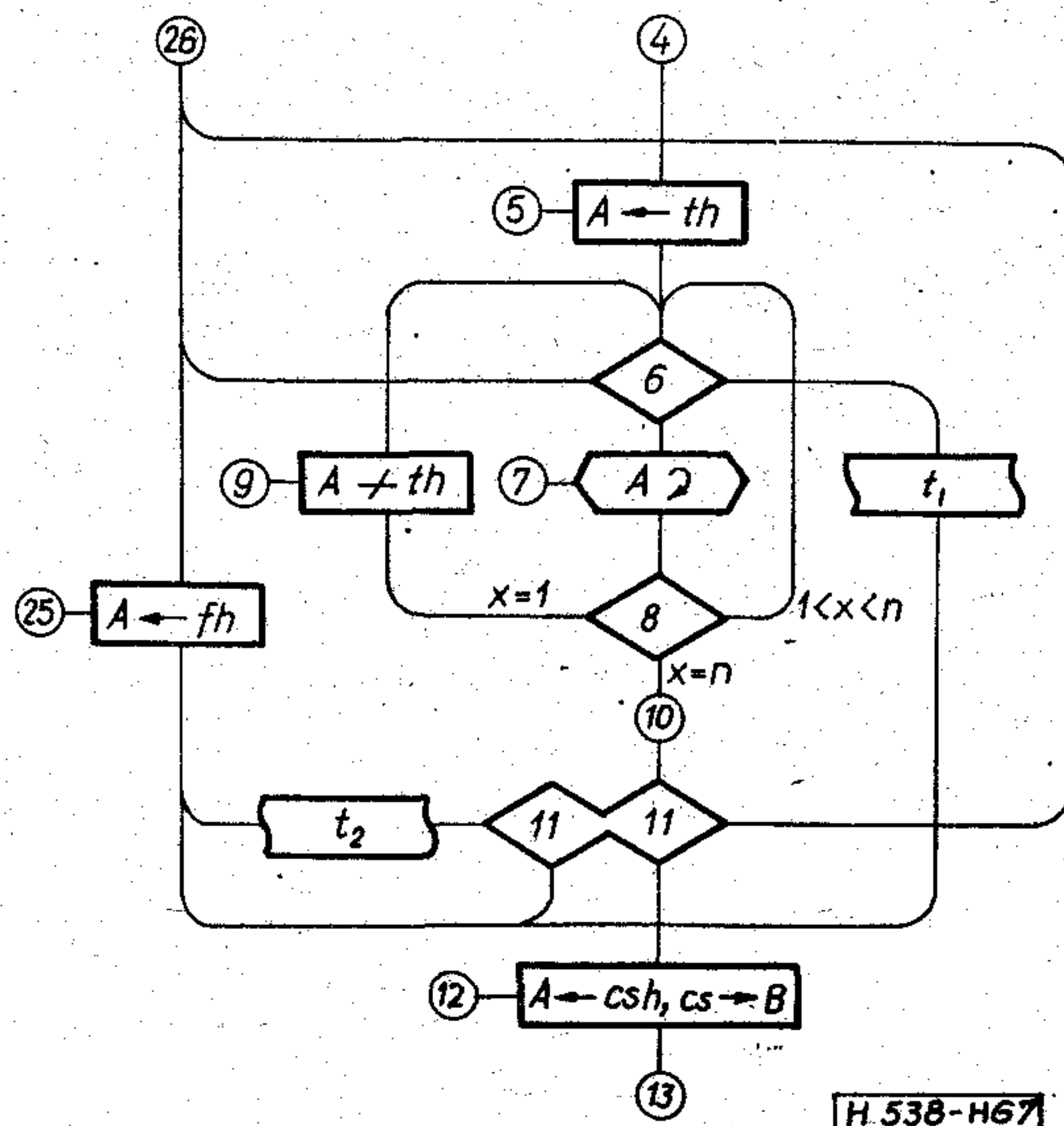
Az időzítés természetéből következik, hogy sorrendi alternatívával ábrázolható, mert lejártá az egyik lehetséges válasz arra a kérdésre: „Mi történik előbb?”

Kilépés a visszahurkolási körből

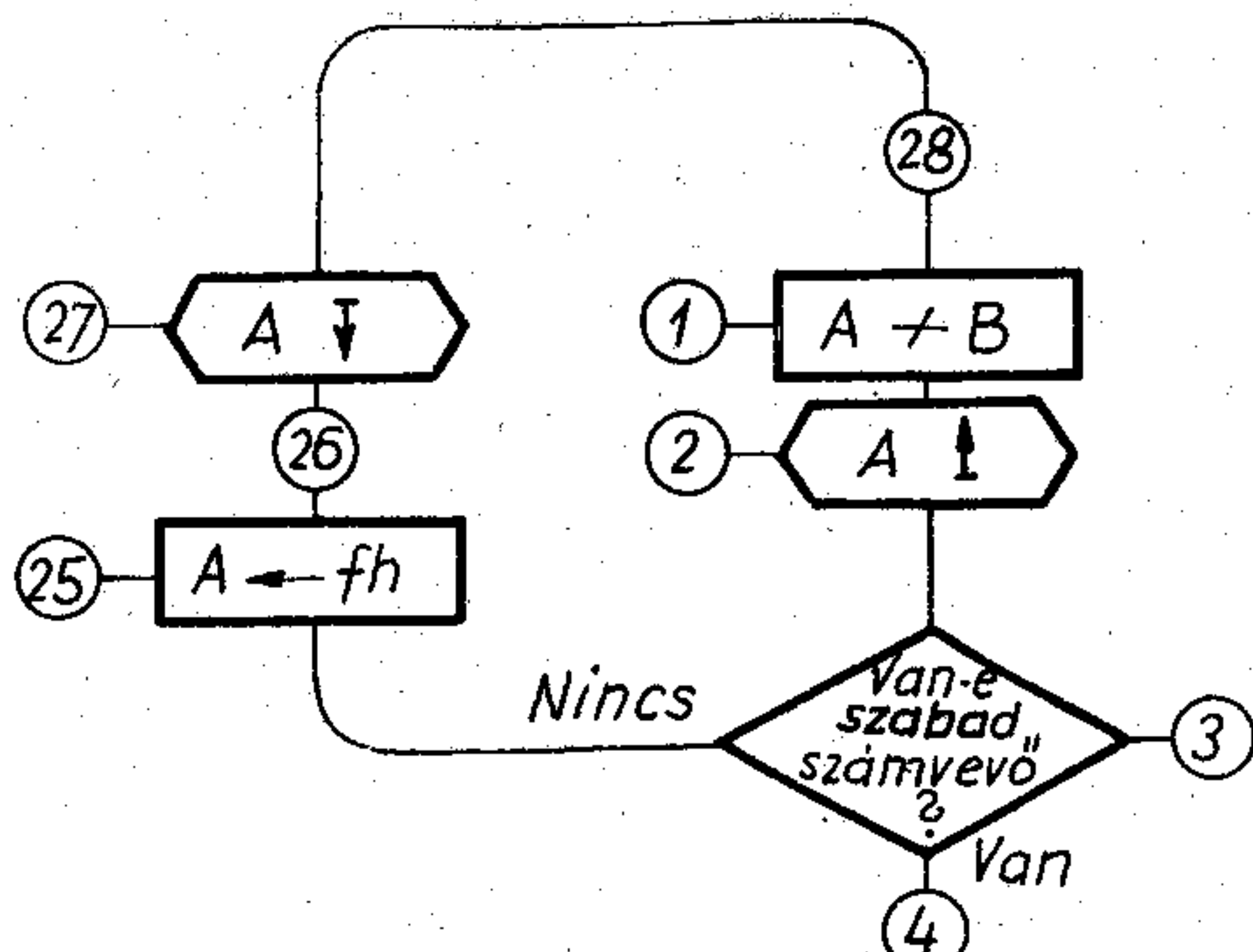
Ez akkor van biztosítva, ha a körben levő legalább egyik alternatívának olyan döntése is van, amely a kör véges számú befutása után biztosan bekövetkezik. A probléma azonos azzal, amikor egy jelfogós áramkör állapotdiagramjának egy korábbi pontjára autonóm módon tér vissza [4]. Ezután már csak a visszacsatolási körben előforduló állapotokon tud végtelen sokszor körbefutni, ha csak nincs lehetőség a körbe nem tartozó valamelyik állapotba kilépni.

Példánkban n számjegy tárcsázása után az $x=n$ helyzet áll elő, vagy ha az előfizető a tárcsázás foly-

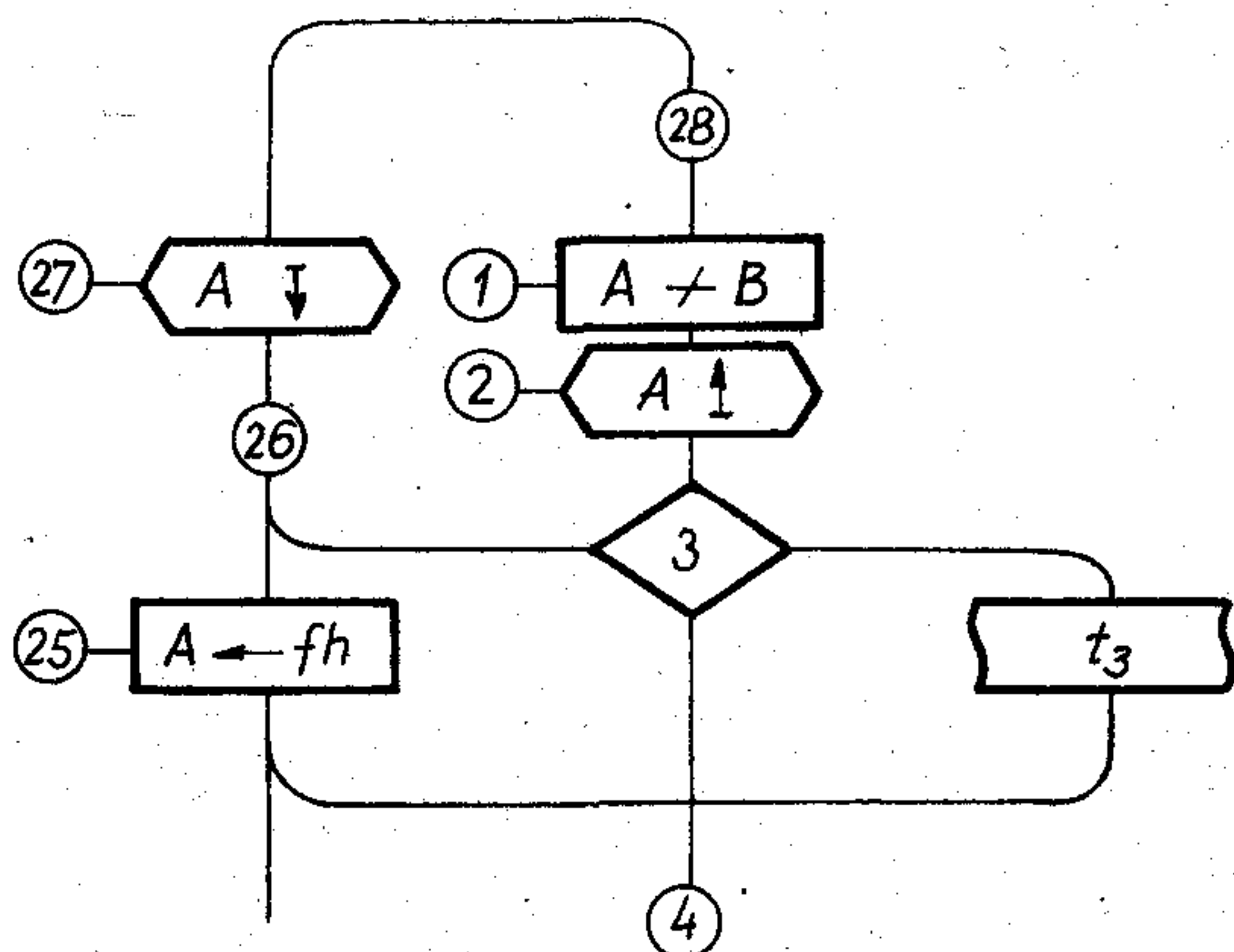
tatása helyett bont, a folyamat a 6–26 vonalon lép ki a visszacsatolási körből.



7. ábra. Tárcsázás és választás időzítése:
 t_1 = a tárcsázás időzítésének tartama,
 t_2 = a választás időzítésének tartama



a) Veszteséges üzemmódban



b) Korlátozott (t_3 időtartamra) várakozással

8. ábra. Számvevő kapcsolása

Szolgáltatások kiolvasása a folyamatábrából

A számvevő kapcsolása várakozásos üzemmódban

Folyamatábránk szerint működő központ sokféleképpen veheti fel a számjegyeket. Az e célra szolgáló funkcionális egységét az általános „számvevő” kifejezéssel jelöljük. Ez kapcsolódik a (4) állapotban és kapcsolódásának jeléül adja ki a tárcsahangot. Központunk korlátlan ideig várakozik a számvevőre, ha csak a hívó nem bont. Ez pontosan megfelel a *várakozásos üzemmód* fogalmának. Összehasonlításképpen a 8a és 8b ábrák mutatják a folyamatábra ezen részletét *veszteséges üzemmód*, illetve *korlátozott várakozás* esetére. Mindkét esetben a foglaltsági hang jelzi, hogy a központ nem fog számvevőt kapcsolni, nincs értelme tárcsahangra várni. A 8a ábráról az is leolvasható, hogy az ábrázolt esetben szabad számvevőt a központ azonnal kapcsolja, nem ad lehetőséget bontásra a számvevő kapcsolódása előtt.

A beszédút veszteséges kapcsolása

A 2. ábra szerinti folyamatábra a beszédút kapcsolása tekintetében is várakozásos üzemmódot tüntet fel, mert a (11) állapot meghatározatlan ideig tart, aminek, ha a választás lassú előrehaladása miatt a hívó türelmét veszti, a 11–26 folyamatvonalon korai bontás is végetvethet.⁴ Veszteséges kapcsolás esetén a vegyes típusú (11) alternatíva sorrendi típusú összetevője elmarad, így tehát a 11–26 folyamatvonal elmarad és a (11)-ből kiinduló másik két folyamatvonalra a megfelelő döntéseket kifejező szövegek kerülnek (9. ábra).

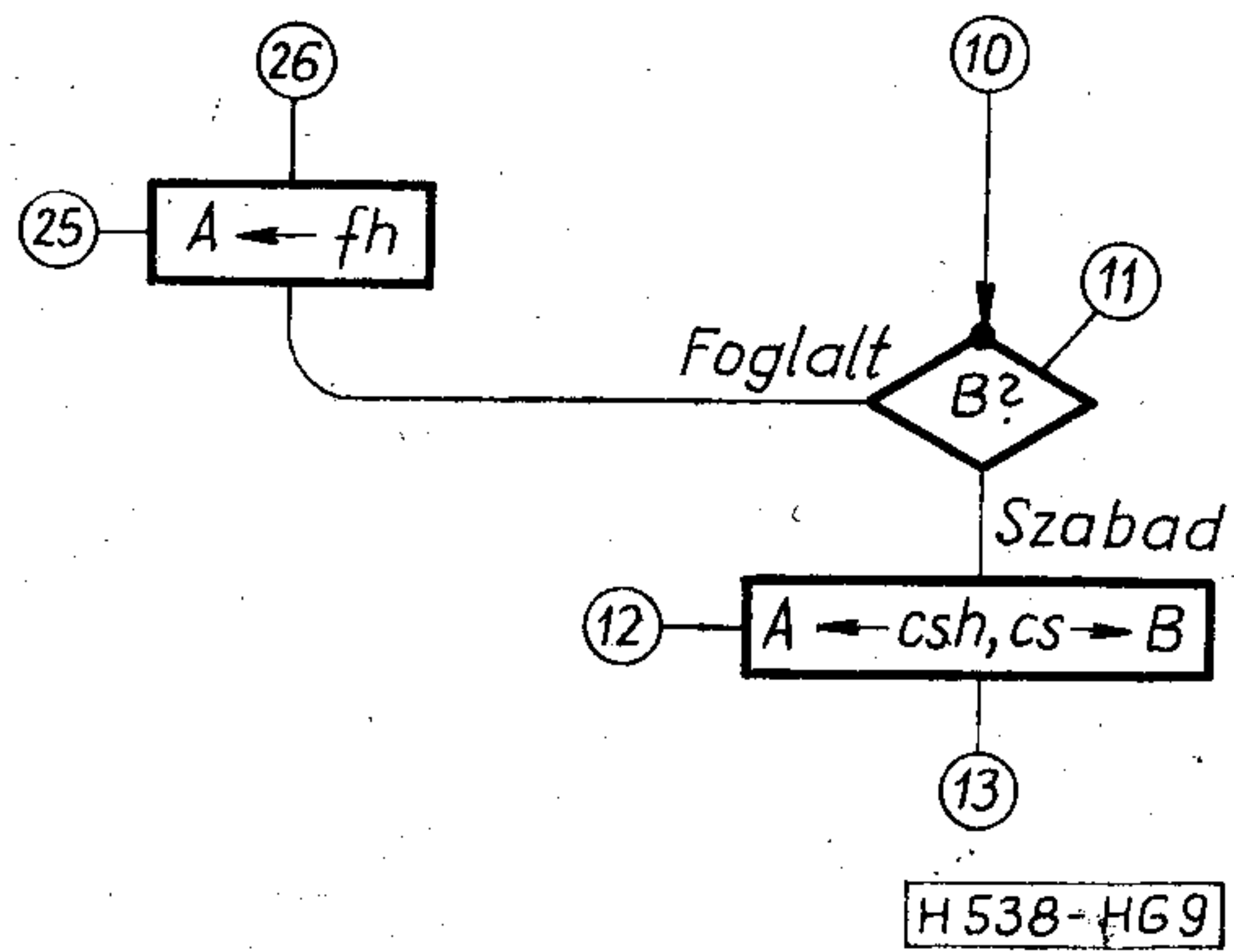
Figyelemre méltó, hogy az így módosult központ torlódást (mint a „B nem elérhető” egyik a esetét) csak az összes számjegy bevételezése után jelez. Az ismert központrendszerekben ez akkor fordul elő, amikor a választás csak az utolsó számjegy beérkezése után indul meg. Ezt találjuk a *közös vezérlésű* rendszerekben, és visszatartott számkivételzés [5] esetén. *Fokozatonként vezérelt* (csúszókontaktusos vagy crossbar) rendszerekben egyes fokozatok is adnak torlódás, sőt „nemlétező szám” jelzést, amiket a tárcsázás után beiktatott kombinációs alternatívával, gyakorlatilag a (8) két további, torlódást, illetve nemlétező számot jelentő döntésnek beiktatásával fejezünk ki (10. ábra).

Első fél bont⁵

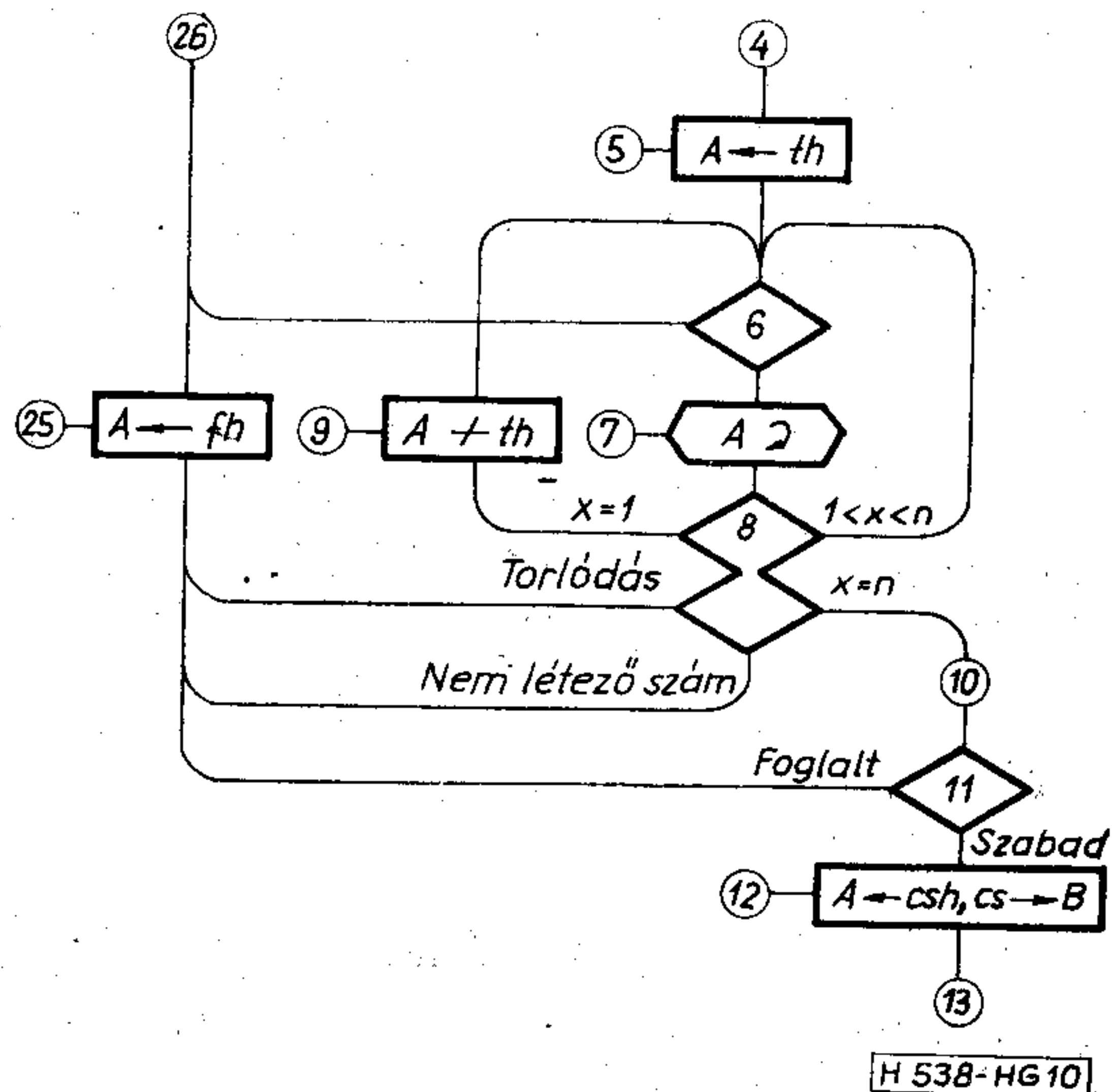
A 2. ábra szerinti központban beszélgetés után bármelyik előfizető letesz, a kapcsolat bomlik, a másik fél foglaltsági hangot hall. Ennek a bontási módnak alkalmazása számlálás nélküli központokban problémamentes és leggyorsabban vezet a kapcsolásban részt vevő minden egység felszabadulására.

⁴ Ugyanez a helyzet akkor is, ha a központban esetleg torlódásmentes kapcsolómező ([6] 242. oldal) van alkalmazva. Ennek oka egyszerűen az, hogy e két, egymástól meglehetősen eltérő rendszer között mégsincs kívülről megfigyelhető különbség.

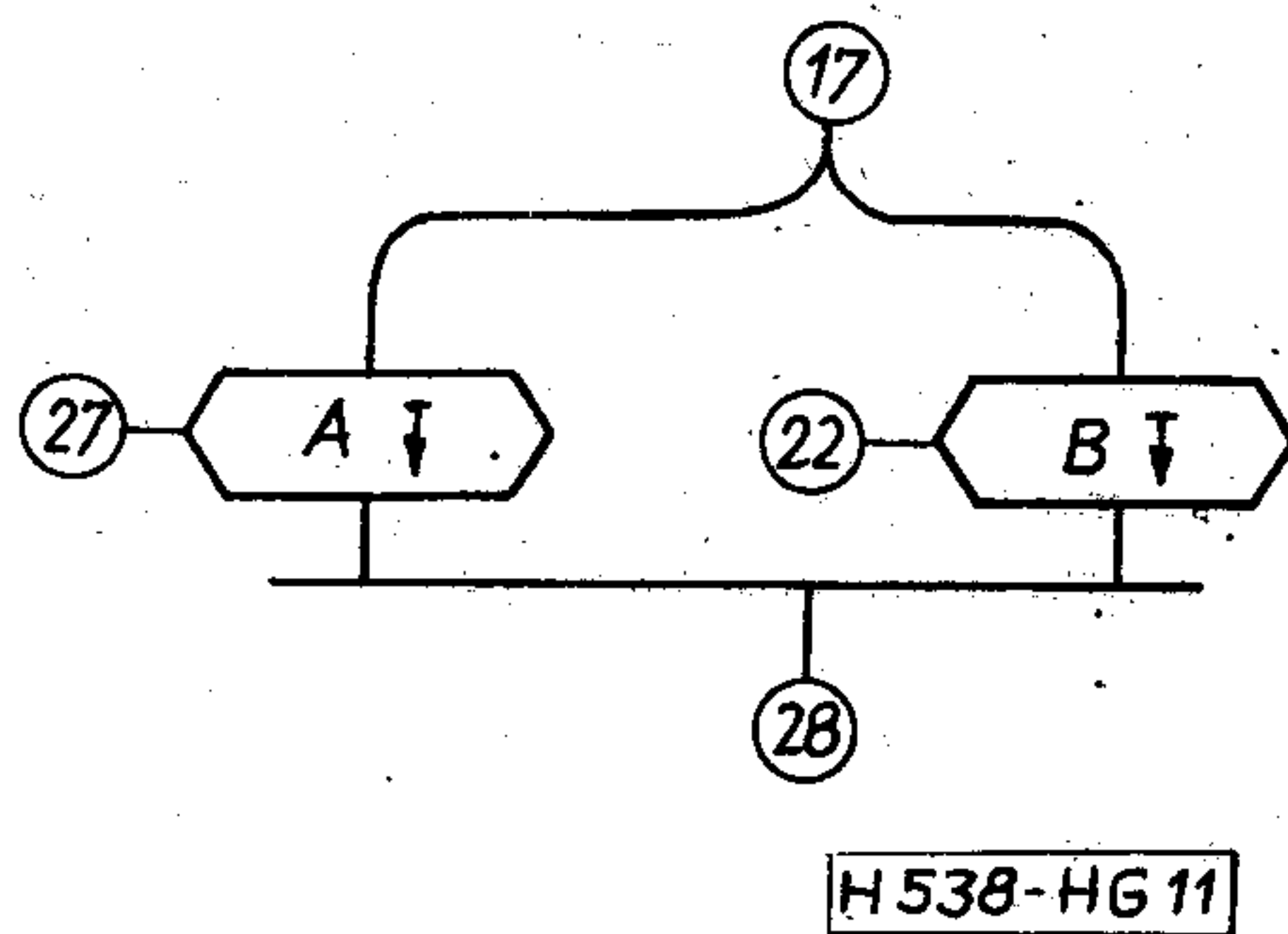
⁵ A szakmai nyelvben nincsenek általánosan elfogadott elnevezések a különféle bontási eljárásokra. A szemléletes „egyoldali bontás” és „kétoldali bontás” kifejezések nem egyértelműek. Ebből a szempontból kifogástalanok a Magyarországon még nem használatos „első fél bont” és „utolsó fél bont” kifejezések.



9. ábra. Beszédút veszteséges kapcsolása



10. ábra. Fokozatonként vezérelt rendszer veszteséges üzemmódban



11. ábra. „Utolsó fél bont”

Utolsó fél bont

Az előbb leírt bontási mód ellenkezője, melyre az jellemző, hogy mindkét előfizetőnek le kell tennie kézibeszélőjét ahhoz, hogy a bontás létrejöjjön. Ha csak az egyik teszi le, ez hatástalan, mert ha újra felveszi, a beszélgetés folytatható. Ez a bontási mód használható *rosszakaratú hívások* megfogására.

Ennek a szolgáltatásnak ábrázolásakor (11. ábra) előnyösen alkalmazhatjuk az *ÉS* művelet kifejezésére szolgáló szimbólumot, mert a bontásnak egyaránt feltétele, hogy mind a két előfizető letegyjen, de a

Egyenfeszültségtől 100 MHz-ig 0,5 Ω-nál kisebb kimenő impedanciájú erősítő tervezése

ETO 621.375.1.018.424

A nsec-os impulzustechnikában gyakran szükségesek olyan egyenfeszültség-források, amelyek feszültsége néhány mV-on belül állandó a kimenet felől érkező különféle irányú, nagyságú és idejű áramterhelések ellenére is. Ilyen alkalmazási terület pl. szintmegfogó diódák táplálása.

Kapcsolóüzemű tápegység használata a kis teljesítményigény miatt nem gazdaságos. Az áteresztő tranzistoros analóg feszültségstabilizátor sem felel meg, mert csak egyirányú áramterhelésre alkalmas. Előterheléssel a probléma megkerülhető ugyan, de így az energiafogyasztás jelentősen megnőne. A feladat megoldható olyan erősítővel, amelynek kimenő impedanciája a kérdéses frekvenciatartományban kellően kicsi mindkét irányú áramterhelésre nézve.

A cikk egy sokoldalú igényt kielégítő, többféle célra jól használható, univerzális áramkört és tervezésének menetét ismerteti. Pl. az [1] közleményben említett jelformáló diódák egyenfeszültség ellátása az áramkör egy egyszerűsített változatával kivitelezhető.

Megmutatjuk, hogy egy gyakori kapcsolás kimenő impedanciája a frekvencia függvényében milyen hátrányosan alakul a választott megoldással szemben.

A kapcsolási elrendezés kialakítása

Az alábbi műszaki adatok elérését tűztük ki célul:

- Kimenő impedancia 0–100 MHz-ig $\leq 0,5 \Omega$.
- Maximális terhelő egyenáram 100 mA (felette áramkorlátozás).
- Maximális kimenő feszültség ± 20 V.
- Feszültségerősítés +2-szeres.
- Az 1% pontossághoz tartozó beállási idő $\leq 0,5$ msec.

Kihasználva azt a tényt, hogy az erősítőnek a bemenet felől nem kell gyors működésűnek lennie, az áramkör viszonylag kis határfrekvenciájú, olcsó eszközökkel is felépíthető. A nagyfrekvenciás tartományban a kis kimenő impedanciát a kimenettel párhuzamosan kapcsolt, elegendően nagy kapacitású kondenzátorral biztosíthatjuk (C_t), az erősítőnek csak kisebb frekvenciákon szükséges kis kimenő impedanciájúnak lennie. Ezáltal a probléma egyszerűsödik: a kapacitív terhelésű erősítő frekvencia kompenzálását úgy kell kialakítani, hogy egyidejűleg minél nagyobb frekvenciatartományban kis értékű legyen a kimenő impedancia.

A kondenzátor értékének a maximális beállási idő (Δt_{\max}) és a maximális kimenő áram (I_{\max}) szab határt. A beállási időt a közel lineáris jelváltozás idejével közelítve, és a legnagyobb feszültségváltozásra ($\Delta U = 40$ V) számítva a terhelő kapacitás legfeljebb

$$C_{t\max} \cong \frac{I_{\max} \cdot \Delta t_{\max}}{\Delta U} = 1,25 \mu\text{F}$$

lehet. 1 μF névleges értéket választva a terhelő kapacitás impedanciája 1 MHz-en 0,16 Ω . Az elektronikának elegendő csak kb. 0,5 MHz-ig 0,5 Ω -nál kisebb kimenő impedanciát mutatnia. Annak érdekében, hogy 100 MHz-ig teljesítsük az előírást, a terhelő kapacitás minőségét különös gonddal kell megválasztani. Csak kis soros induktivitású típus jöhet szóba, és a teljes 1 μF -nyi értéket több, egymástól eltérő értékű alkatrészből kell összeállítani. Így elérhető, hogy a párhuzamos rezonancia frekvenciákon sem lesz túl nagy a terhelő kapacitás komplexum impedanciája.

A kapacitív terhelés a hurokerősítés menetében egy járulékos erősítéscsökkenést okoz, amely a visszacsatolás alkalmas kialakításával kompenzálható. Egy elterjedt módszert láthatunk az 1. ábrán [2], [3].

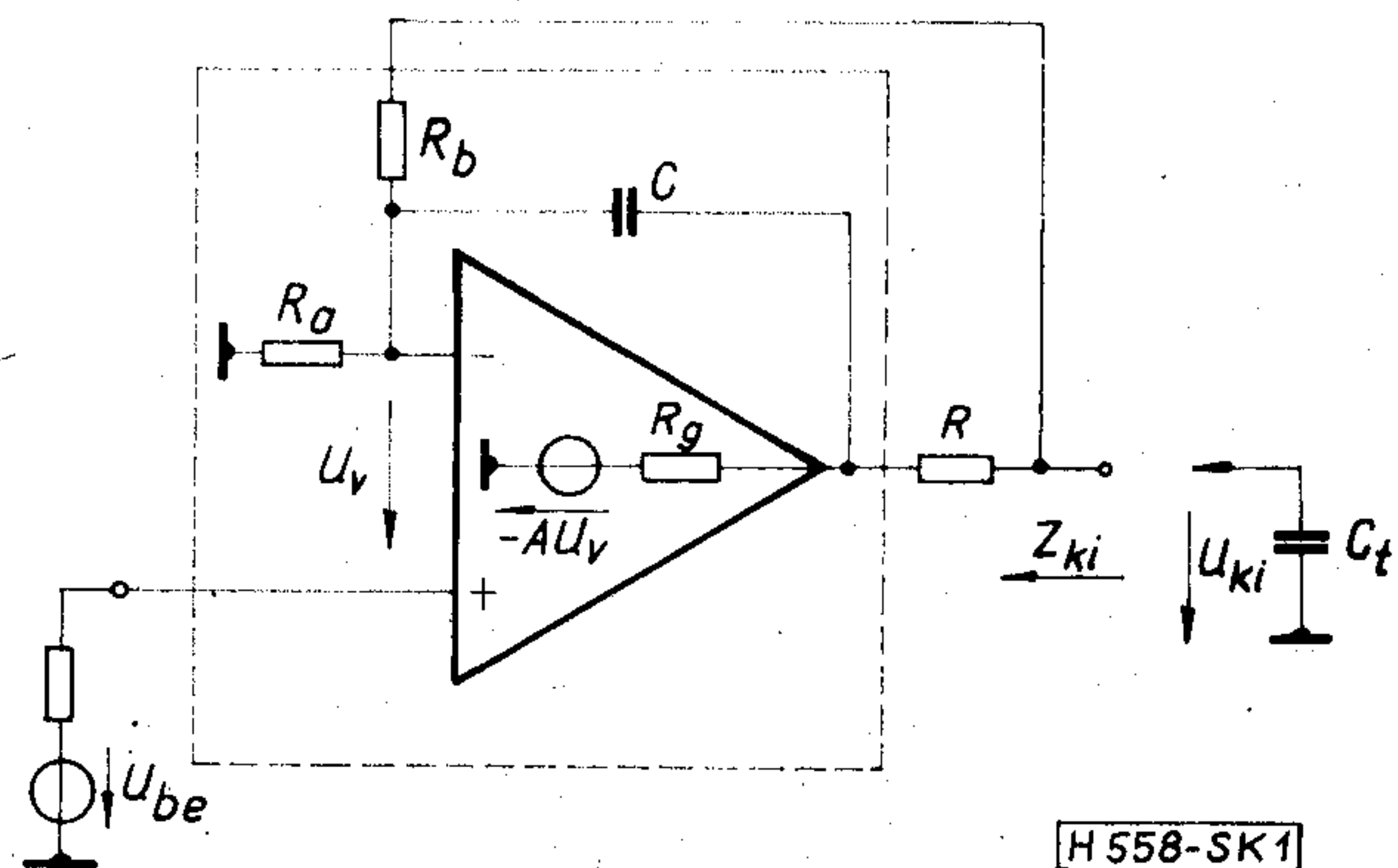
Kihasználva, hogy a gyakorlatban R_g és R egyaránt mindig jóval kisebb R_a -nál is és R_b -nél is, a pontos kompenzáció feltételei:

$$R_a R_g = R R_b \quad (1)$$

és

$$C_t R \left(1 + \frac{R}{R_g}\right) \cong C(R_a \times R_b). \quad (2)$$

Az egyszerűség végett az erősítőt egy időállandós



1. ábra. A visszacsatolás elterjedt módszere kapacitív terhelésnél

rendszernek tekintve
$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}} \quad (3)$$

Az (1), (2), (3) összefüggések felhasználásával az 1. ábrán látható elrendezés kimenő impedanciája a terhelő kapacitás nélkül számítva

$$Z_{ki} \cong \frac{R_g \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)}{A_0 \frac{R_a}{R_a + R_b}} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_0} \left[1 + \frac{A_0}{k} \left(\frac{R_a}{R_b}\right)^2\right] + \frac{s^2}{\omega_0^2} \frac{1}{k} \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) \frac{R_a}{R_b}}{1 + \frac{s}{\omega_0} \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) \left[\frac{1}{A_0} \cdot \frac{R_b}{R_a} + \frac{1}{k} \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)\right] + \frac{s^2}{\omega_0^2} \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)^2 \frac{1}{kA_0}} \quad (4)$$

alakban írható fel. Az (1) és (2) összefüggések felírása előtt említett közelítésen kívül kihasználtuk, hogy $A_0 \gg 1$ és bevezettük az R_g, C_t okozta törésponti frekvencia és az erősítő domináns pólusfrekvenciájának viszonyára a

$$k = \frac{1}{R_g C_t} \cdot \frac{1}{\omega_0} \quad (5)$$

jelölést.

A legtöbb esetben érvényes az

$$A_0 \left(\frac{R_a}{R_b}\right)^2 \gg k$$

egyenlőtlenség.

Ekkor a (4) egyenlet az alábbi módon szorzótényezőkre bontható:

$$Z_{ki} \cong \frac{R_g \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)}{A_0 \frac{R_a}{R_a + R_b}} \cdot \frac{\left[1 + \frac{s}{\omega_0 k} \left(\frac{R_b}{R_a}\right)^2\right] \left[1 + \frac{s}{\omega_0 A_0} \frac{R_b}{1 + \frac{R_a}{R_b}}\right]}{\left[1 + \frac{s}{\omega_0 k} \frac{R_a}{\left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)^2}\right] \left[1 + \frac{s}{\omega_0 A_0}\right]} \quad (6)$$

Az összefüggésből látható, hogy a kimenő impedancia ω_0 -nál jóval kisebb frekvencián kezd el növekedni. Ennek magyarázatát az áramkör működése alapján is megadhatjuk. A szaggatott vonalon belüli részlet egy integrátorként fogható fel, melynek erősítése ω_0 -nál jóval kisebb frekvencián kezd el csökkenni.

$\left(\frac{1}{(R_a \times R_b) C A_0} \ll \omega_0\right)$ Ha az integrátor kimenő ellenállását elhanyagoljuk, akkor az egész rendszer kimenő impedanciáját az R ellenállás és a hurokerősítés hányadosa adja. A hurokerősítés csökkenése pedig a kimenő impedancia növekedésével egyenértékű.

Előnyösebb megoldást kapunk, ha nagyfrekvencián is a kimenő kapocspárról (C_t sarkairól) vesszük a visszacsatoló jelet. A terhelő kapacitás hatását egy külön erősítőfokozat beiktatásával (A_s) kompenzáljuk (2. ábra). Nem elegendő a relatív erősítés passzív elemekkel való növelése nagyfrekvencián, mert ez csak a kisfrekvenciás hurokerősítés csökkentése árán valósítható meg, ami pedig a kimenő impedancia növekedéséhez vezetne. Erre a célra mindenképpen aktív erősítő szükséges. A segéderősítőt galvanikusan

elválaszthatjuk a meglévő rendszertől, így a hurok egyenáramú jellemzőit nem zavarja. *Megjegyzés:* Az erősítőt a főágba, A -val kaszkádba is tehetnénk. Ennek a fejezetnek az eredményei ekkor is helytállóak. Választásunkat később indokoljuk. A segéderősítő visszacsatoló ágba helyezésének hátránya, hogy A_s zérusa nagy hurokerősítésnél a teljes rendszer pólusává válik. Esetünkben ez a hátrány nem jelentős.

A terhelő kapacitás nélkül értelmezett kimenő impedancia a következőképpen írható fel:

$$Z_{ki} = \frac{R_g}{1 + A\beta} \quad (7)$$

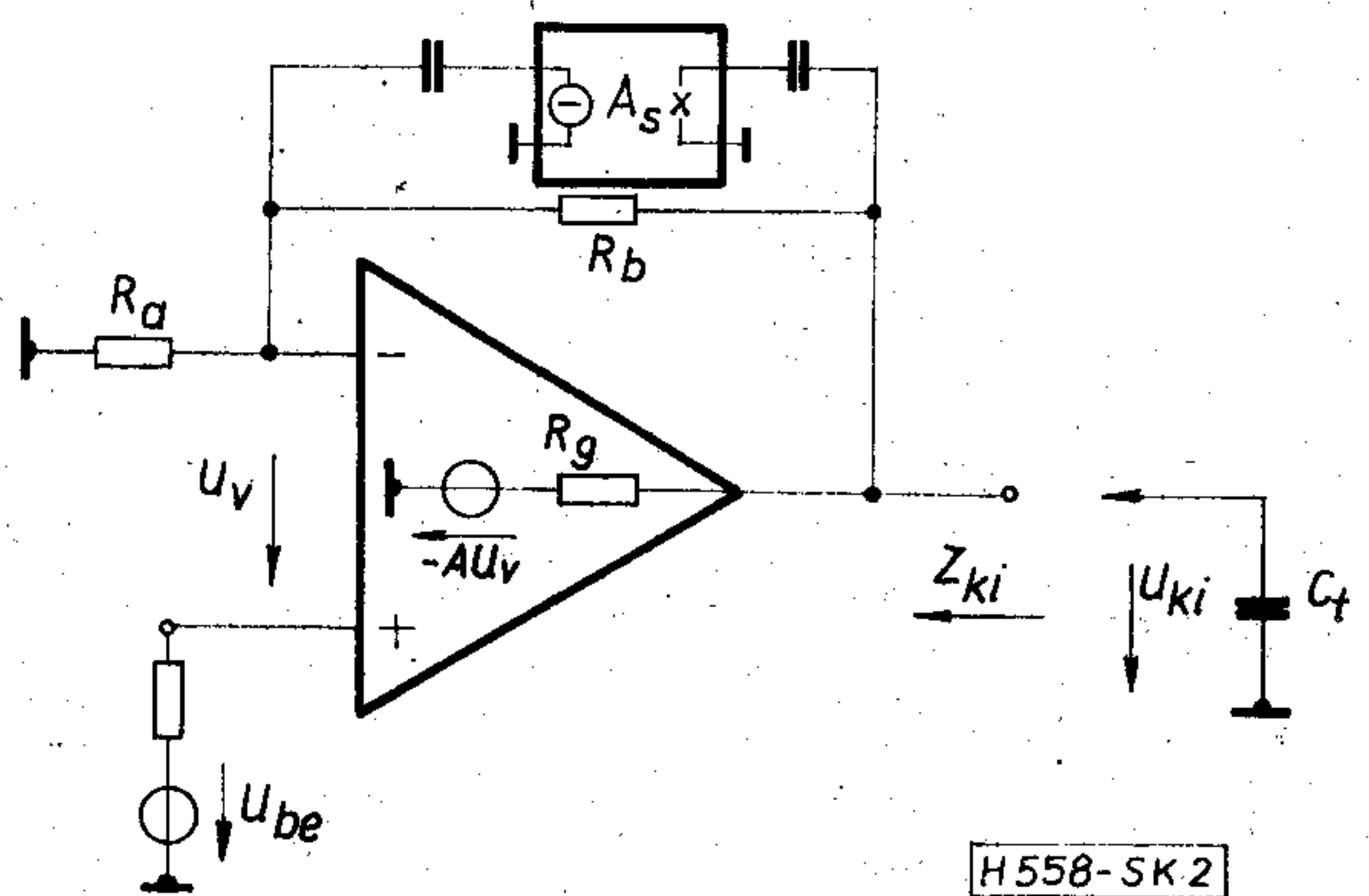
Jelöljük ω_1 -gyel azt a frekvenciát, amelynél a segédáramkör erősítésének a frekvenciával arányos növekedése kezdődik. Az erősítés a valóságban nem növekedhet minden határon túl. ω_2 -vel jelöljük azt a pólusfrekvenciát, amelynél az erősítésnövekedés megszűnik. A visszacsatolási tényező az alábbi alakban írható fel:

$$\beta = \frac{R_a}{R_a + R_b} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_1}}{1 + \frac{s}{\omega_2}} \quad (8)$$

A pontos kompenzáció feltétele:

$$\omega_1 = \frac{1}{R_g C_t} \quad (9)$$

Célszerű a méretezésnél arra törekedni, hogy ω_2 nagyobb legyen $A_0 \omega_0$ -nál, mert így a zárt hurok stabilitását kevésbé befolyásolja. Előfordulhat, hogy a segéderősítő pólusfrekvenciája nagyobb a műveleti erősítő (3) összefüggésben figyelembe nem vett má-



2. ábra. A visszacsatolás célszerű módszere kapacitív terhelésnél

sodik pólusfrekvenciájánál. A (8) egyenletben ω_2 helyébe a kettő közül mindig a kisebb értéket kell beírni. A (8) és (3) egyenleteket a (7) kifejezésbe helyettesítve

$$Z_{ki} \cong \frac{R_g}{\frac{A_0 R_a}{R_a + R_b}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_0}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_0} \left[\frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) + \frac{\omega_0}{\omega_1} \right] + \frac{s^2}{\omega_0^2} \frac{\omega_0 \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right)}{\omega_2 A_0}} \quad (10)$$

Kihasználtuk, hogy $A_0 \gg 1$. Feltételezve, hogy be-tartjuk a pontos kompenzáció (9) előírását, az (5) jelölést használva azokban a gyakori esetekben, amikor $A_0 \frac{R_a}{R_a + R_b} \gg k$, a (10) egyenlet nevezőjét szorzó-tényezőkre bontva:

$$Z_{ki} \cong \frac{R_g}{A_0 \frac{R_a}{R_a + R_b}} \cdot \frac{\left[1 + \frac{s}{\omega_0}\right] \left[1 + \frac{s}{\omega_2}\right]}{\left[1 + \frac{s}{\omega_0 k}\right] \left[1 + \frac{s}{\omega_2 A_0 R_a}\right]} \quad (11)$$

A (6) és (11) kifejezések a 3. ábrán törtvonalas közelítésben láthatók. Az 1. ábra áramköre minden frekvencián nagyobb kimenő impedanciájú, mint a 2. ábráé, ezért az utóbbit fogjuk alkalmazni. A 3. ábrán szaggatott vonallal berajzoltuk a kimenő impedancia alakulását ohmos terhelés esetén is. Ehhez képest is javulást mutat a választott megoldás.

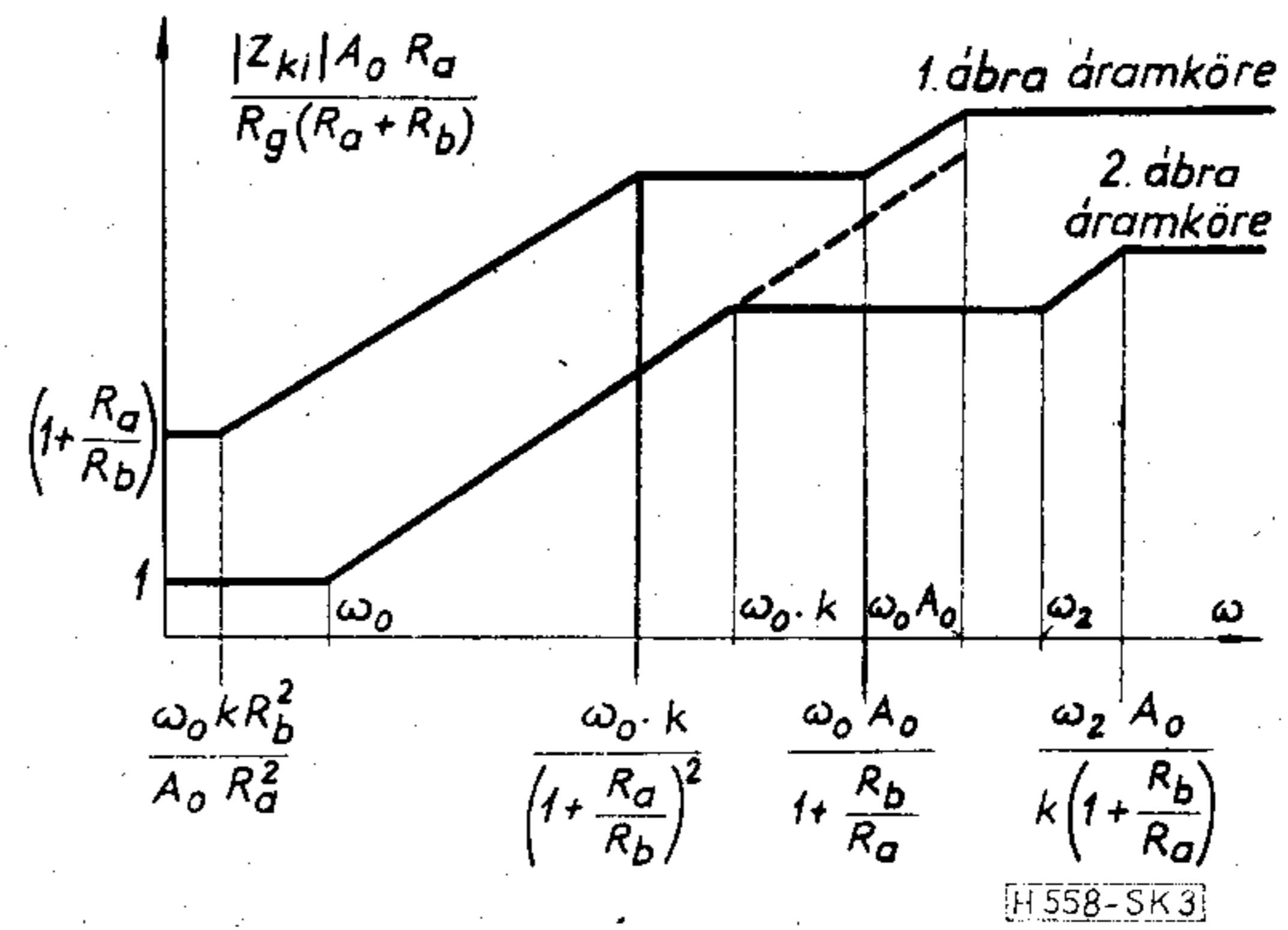
Ezek után meghatározhatjuk a főerősítő (A) egy-ségnyi erősítéshez tartozó frekvenciáját ($\omega_0 A_0$) úgy, hogy 0,5 MHz-nél kisebb frekvenciákon legfeljebb 0,5 Ω legyen a visszacsatolt erősítő kimenő impedanciája. A 0,5 MHz valószínűleg $\omega_0 k$ és ω_2 frekvenciák közé esik. Ekkor a 3. ábra alapján:

$$\omega_0 A_0 \cong \frac{1 + \frac{R_b}{R_a}}{Z_{ki \max} C_t} = 0,64 \text{ MHz,}$$

ahol az (5) összefüggés behelyettesítésén kívül ki-használtuk a kétszeres erősítés követelményből adódó $R_a = R_b$ feltételt. Látható, hogy a szokásos, nem nagyfrekvenciás integrált áramköri műveleti erősítők megfelelnek céljainkra.

Első pillanatra talán meglepő, hogy $Z_{ki \max}$ függet-len az erősítő visszacsatolatlan kimenő ellenállásától, R_g -tól. Ha nagyobb a generátor-ellenállás, kisebbre kell a segéderősítő $\omega_1 = k\omega_0$ zérusfrekvenciáját vá-lasztani, így bár az egyenáramon mérhető impedan-cia nagyobb értékű, növekedése kisebb frekvencián szűnik meg (3. ábra alsó görbéje). A maximális érték nem változik, csak nagyobb frekvenciasávra terjed ki.

A 100 mA terhelő áram és a ± 20 V-os kimenő feszültség feldolgozását egy, a műveleti erősítőt kö-vető tranzisztoros végfokozattal érhetjük el (A_v). A



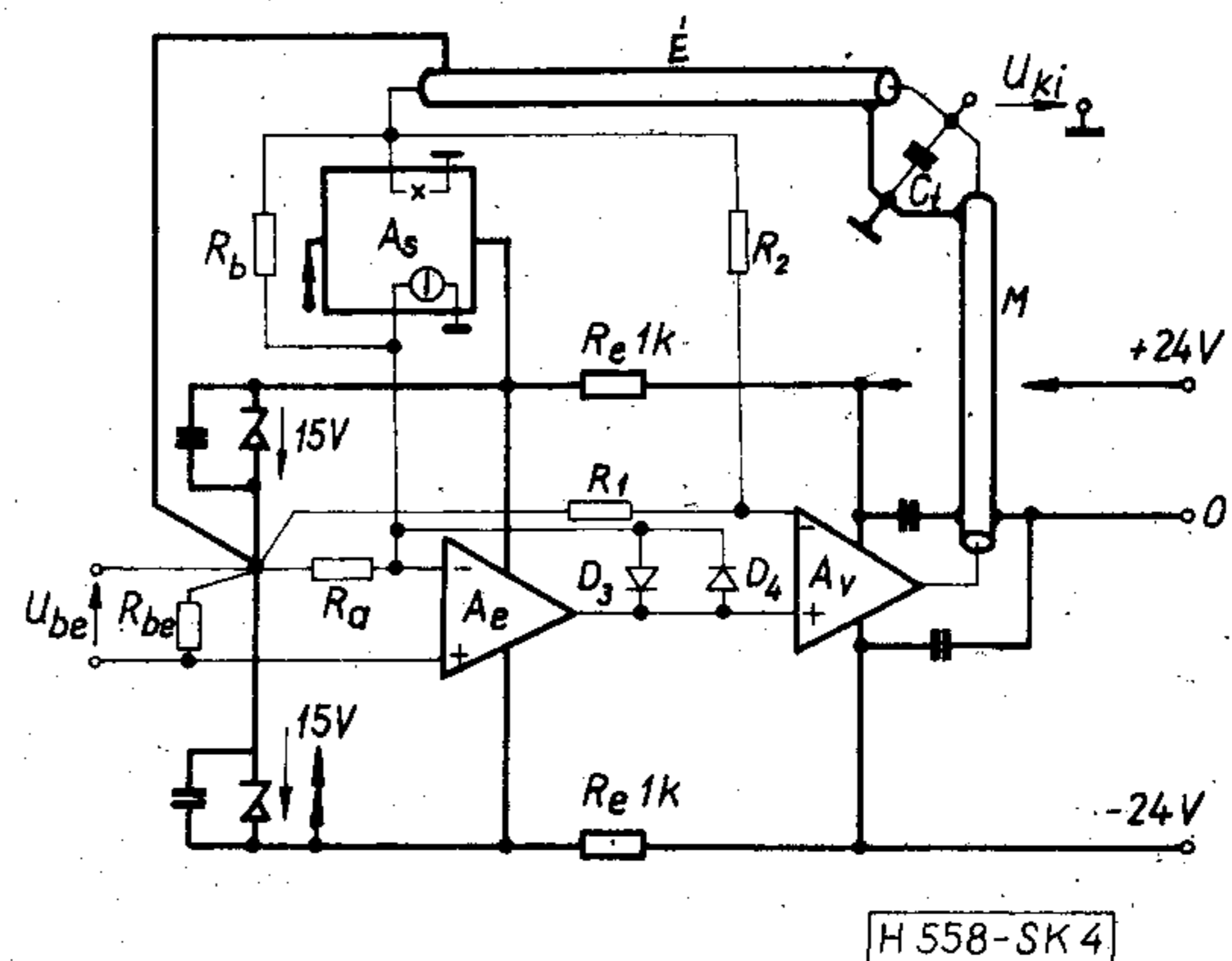
3. ábra. A két módszer kimenő impedanciájának alakulása a frekvencia függvényében

végfokozat feszültségerősítését pl. 2-re választva a műveleti erősítőnek nemcsak a bemenetén, hanem a kimenetén is elegendő ± 10 V-nyi feszültségtarto-mányban működnie.

A kondenzátorcsoport kis soros induktitásának előnyét csak akkor tudjuk kihasználni, ha közel tesz-szük ahhoz a kapocspárhoz, ahol a kis impedancia szükséges. A nagyfrekvenciás szerelvények közelében rendszerint nincs elegendő hely a főerősítő és segéd-erősítő elhelyezésére. Mivel ezek működési sebessége viszonylag kicsi, lehetőség van a távolabbi felépí-tésre is, csak ügyelni kell arra, hogy a visszacsatoló jelet arról a pontról vegyük, ahol a kis kimenő impe-dancia szükséges.

Az eddigiek összegezéséeként a 4. ábra mutatja a teljes áramkör kapcsolási elrendezését.

A segéderősítőt azért tettük a visszacsatoló ágba, mert így azt egyszerűen egy földelt bázisú fokozattal megvalósíthatjuk, melynek terhelő hatása nem szá-mottevő a végfokozat kis kimenő impedanciája mi-att, ugyanakkor ω_2 pólusfrekvenciája nagy érteken tartható. A terhelő áramimpulzusok a kimeneten feszültségváltozást idéznek elő, amelyet A_s felerő-sítve juttat az előerősítő (A_e) bemenetére. Olyan műveleti erősítő felel meg céljainkra, amelynél ezek a nagyobb amplitúdójú nagyfrekvenciás jelek nem okoznak túlvezérlést. Ellenkező esetben előfordul-hat, hogy az előerősítő torzítása a kimenetén fellépő egyenfeszültség-eltolódás formájában mutatkozik, amely offset hibaként tekintendő. Az előerősítőben ezért μA 740 típusú integrált áramkört használunk.



4. ábra. A teljes áramkör kapcsolási elrendezése

A 4. ábrán vastag vonallal berajzoltuk a tápvezetékeket is. Az R_e ellenállásokkal biztosítjuk, hogy a terhelő áramimpulzusoknak csak jelentéktelen hányada folyik az \dot{E} érzékelő vezetéken keresztül. Ezáltal nem jut hamis jel a visszacsatoló áramkörbe. A meghajtó vezetéken a terhelő áramból adódó feszültségesés közös módban vezérli a végfokozatot, ezért azt differenciál bemenetűre képezzük ki.

A végfokozat kialakítása

Kapcsolási rajza az 5. ábrán látható.

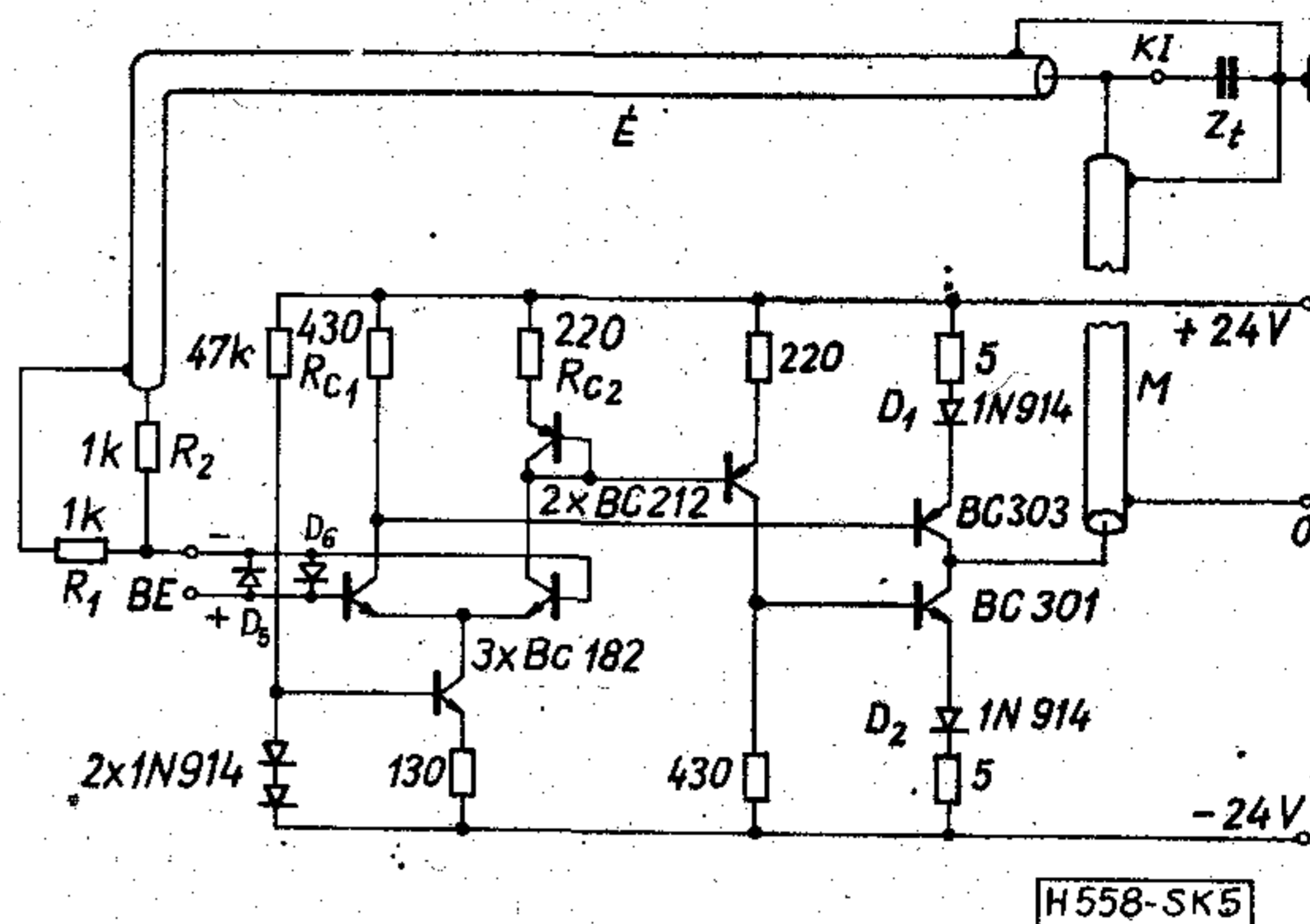
A meghajtó vezeték (M) induktivitásából adódó frekvenciafüggőséget igyekszünk elkerülni. Elrendezésünk olyan, hogy a nyílt hurkú kimenő impedancia és a végfokozat R_1, R_2 visszacsatoló ellenállásai kellően nagy értékűek.

D_1, D_2 a 100 mA-es áramkorlát beállítását teszik lehetővé úgy, hogy a végtranzisztorok nyugalmi árama 6 mA.

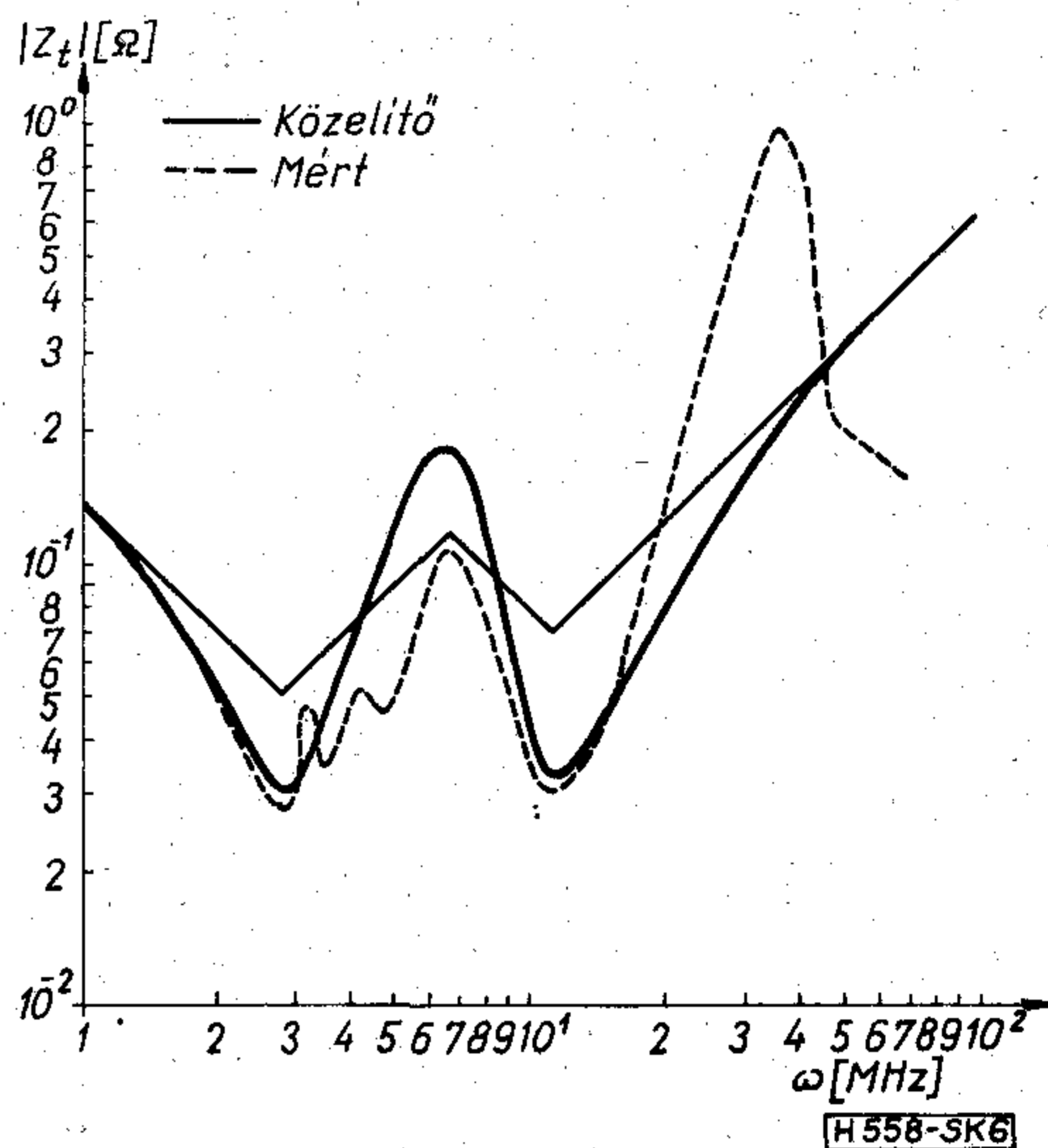
D_5, D_6 a bemenő fokozatot védi túlfeszültségekkel szemben.

A Z_t terhelő kapacitás komplexummal lezárt végfokozat frekvenciamenete lényeges szerepet játszik a teljes visszacsatolt rendszer stabilitása szempontjából. Ezért a végfokozat feszültségátvitelét és — az eredeti célkitűzésünk ellenőrzéséhez — kimenő impedanciáját részletesen ki kell számítanunk.

Ehhez pontosan ismernünk kell a terhelő kapacitáscsoport impedanciamenete. A terhelés a Kőbányai Porcelángyár MKFM típusjelű, 470 nF, 330 nF, 150 nF értékű monolit kondenzátorainak és egy-egy 100 nF, ill. 15 nF értékű chip kondenzátornak párhuzamos kapcsolásából áll. A méréssel meghatározott impedanciamenete a 6. ábrán látható. A számításokat egy közelítő, egyszerűbb impedanciával végezzük, melynek törtvonalas és pontos görbéjét is berajzoltuk az ábrába. A stabilitás meghatározásához a pólusok, zérusok és így Z_t értékét is elegendő 10–20 MHz-ig figyelembe venni. Eddig a frekvenciatartományig Z_t közelítésének pontossága megfelelő.



5. ábra. A végfokozat kapcsolási rajza



6. ábra. A terhelő kapacitás komplexum impedancia menete

A számítási részleteket a továbbiakban mellőzzük. A 7. ábrán megadjuk a közelítő terhelő impedancia helyettesítő képét.

A végfokozat Z_t nélkül értelmezett kimenő impedanciája:

$$Z_{kiv} = 0,8 \frac{\left(1 + \frac{s}{2 \text{ MHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{4,5 \text{ MHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{130 \text{ MHz}}\right)}{\left(1 - 2 \cdot 0,032 \frac{s}{31 \text{ MHz}} + \frac{s^2}{31^2 \text{ MHz}^2}\right) \left(1 + \frac{s}{78 \text{ MHz}}\right)} \Omega.$$

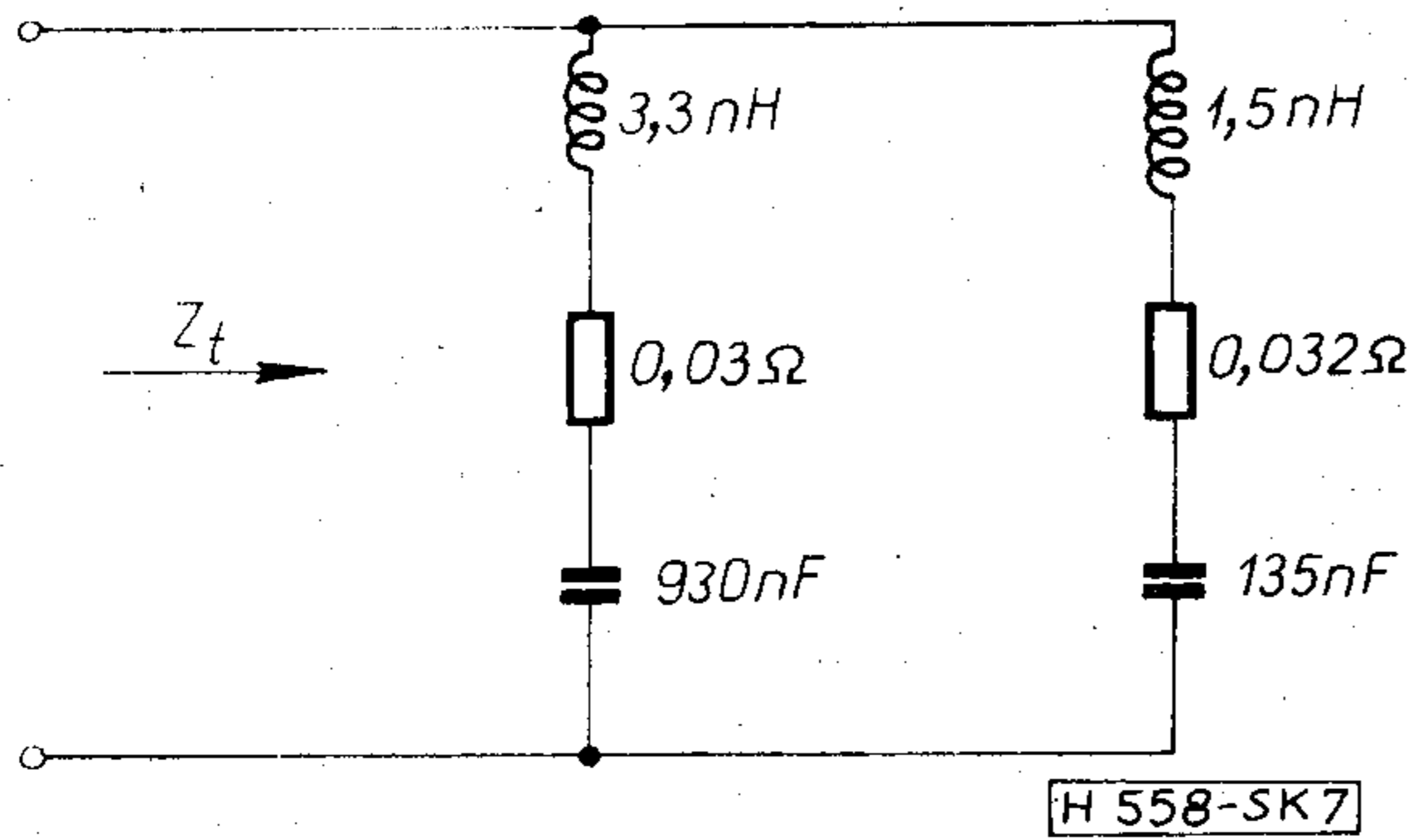
Látható, hogy 2 MHz-ig a kimenő ellenállás állandó. 0,5 MHz-nél nagyobb frekvenciákon a kimenő impedanciát elsősorban a kimeneten levő kondenzátorok határozzák meg, ezért a továbbiakban Z_{kiv} frekvenciafüggőségétől eltekinthetünk:

$$Z_{kiv} \cong 0,8 \Omega = R_g, \quad (12)$$

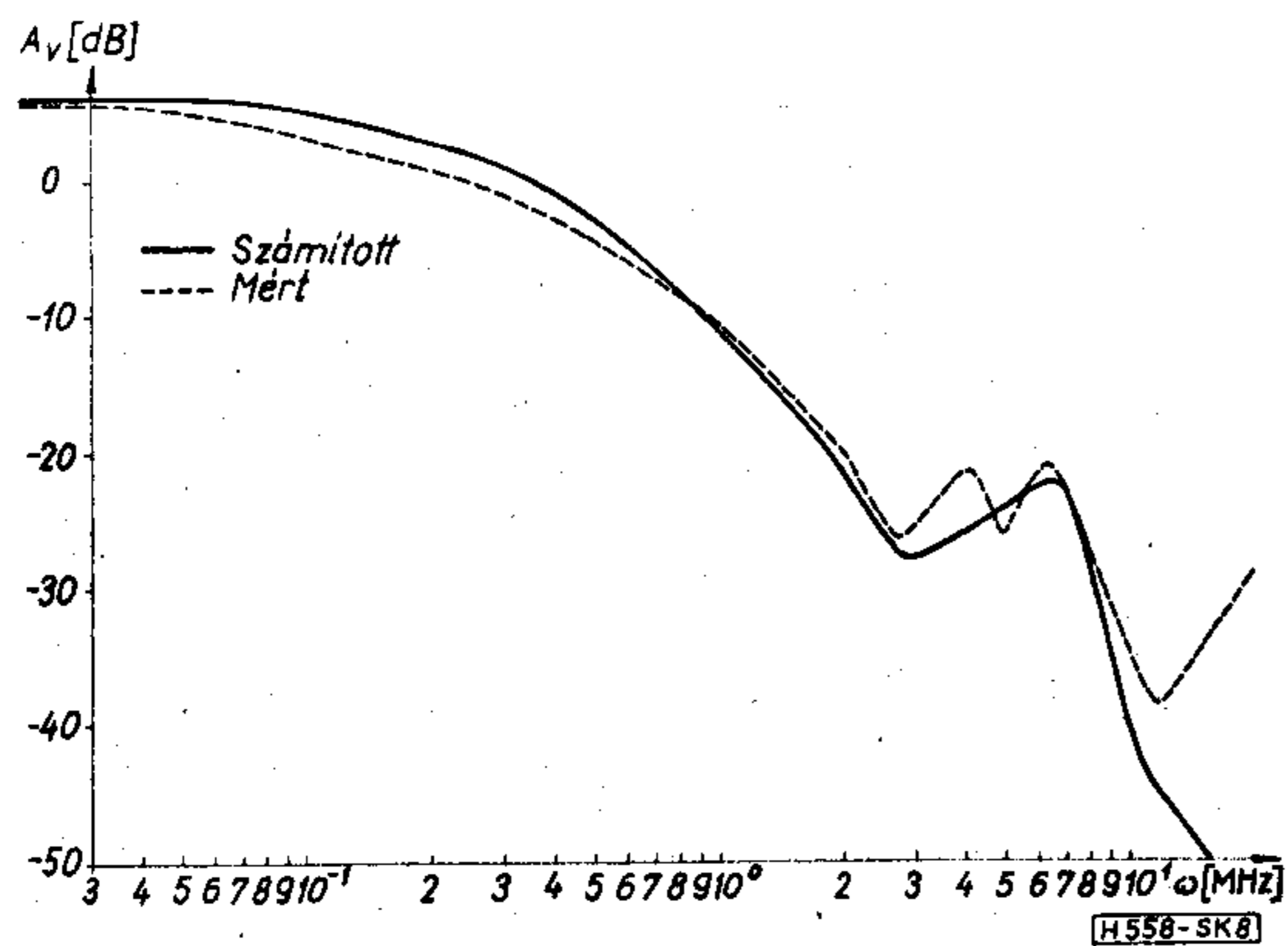
a 2. ábra jelölésének megfelelően.

A végfokozat feszültségerősítése:

$$A_v = 2 \cdot \frac{\left(1 + 2 \cdot 0,25 \frac{s}{2,9 \text{ MHz}} + \frac{s^2}{2,9^2 \text{ MHz}^2}\right) \left(1 + 2 \cdot 0,15 \frac{s}{11 \text{ MHz}} + \frac{s^2}{11^2 \text{ MHz}^2}\right)}{\left(1 + \frac{s}{210 \text{ kHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{1,7 \text{ MHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{4,7 \text{ MHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{43 \text{ MHz}}\right) \left(1 - \frac{s}{150 \text{ MHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{480 \text{ MHz}}\right) \left(1 + 2 \cdot 0,15 \frac{s}{6,7 \text{ MHz}} + \frac{s^2}{6,7^2 \text{ MHz}^2}\right) \left(1 + \frac{s}{130 \text{ MHz}}\right)}$$



7. ábra. A terhelő kapacitás komplexum közelítő helyettesítő képe



8. ábra. A végfokozat feszültségerősítésének menete

1 és 10 MHz között több pólus és zérus van, ez indokolta A_v részletes kiszámítását. A 100 MHz feletti gyökök értéke pontatlan a nagyobb kitevőjű hatványok elhagyása és a helyettesítő kép egyszerűsége miatt.

Számításunk igazolására a végfokozat feszültségerősítését mérésrel ellenőriztük, és eredményeinket a 8. ábrán tüntettük fel. Az eltérések oka 210 kHz tájékán a monolit kondenzátorok névleges értékének szórásában, 10 MHz felett pedig Z_t közelítésének hibájában keresendő.

Ha a segéderősítő és az R_a , R_b visszacsatoló ellenállások eredő átvitelének zérusát 210 kHz-re választjuk, a teljes áramkör hurokerősítésének abszolút értéke kb. 1 MHz-en egységnyi lesz. Ha a segéderősítő pólusfrekvenciáját elhanyagolhatóan nagynak tekintjük és a μA 740 műveleti erősítő második pólusát 2 MHz-nek feltételezzük, akkor 1 MHz-en a hurokerősítés fázistartaléka 30° . A fázistartalék megnövelésére a visszacsatoló áramkör zérusfrekvenciáját nem a (9) összefüggésnek megfelelően, hanem 340 kHz-re választjuk. Ezzel a kimenő impedancia némiképp megnő, de az egységnyi hurokerősítés frekvenciáján, 630 kHz-en, a fázistartalék 42° lesz, amely már megfelelően csillapító tranzienseket eredményez.

A visszacsatoló áramkör tervezése

Kapcsolási rajza a 9. ábrán található.

T_2 az R_a és R_b okozta terheléshez képest elhanyagolhatóan nagy impedanciájú munkaellenállásként

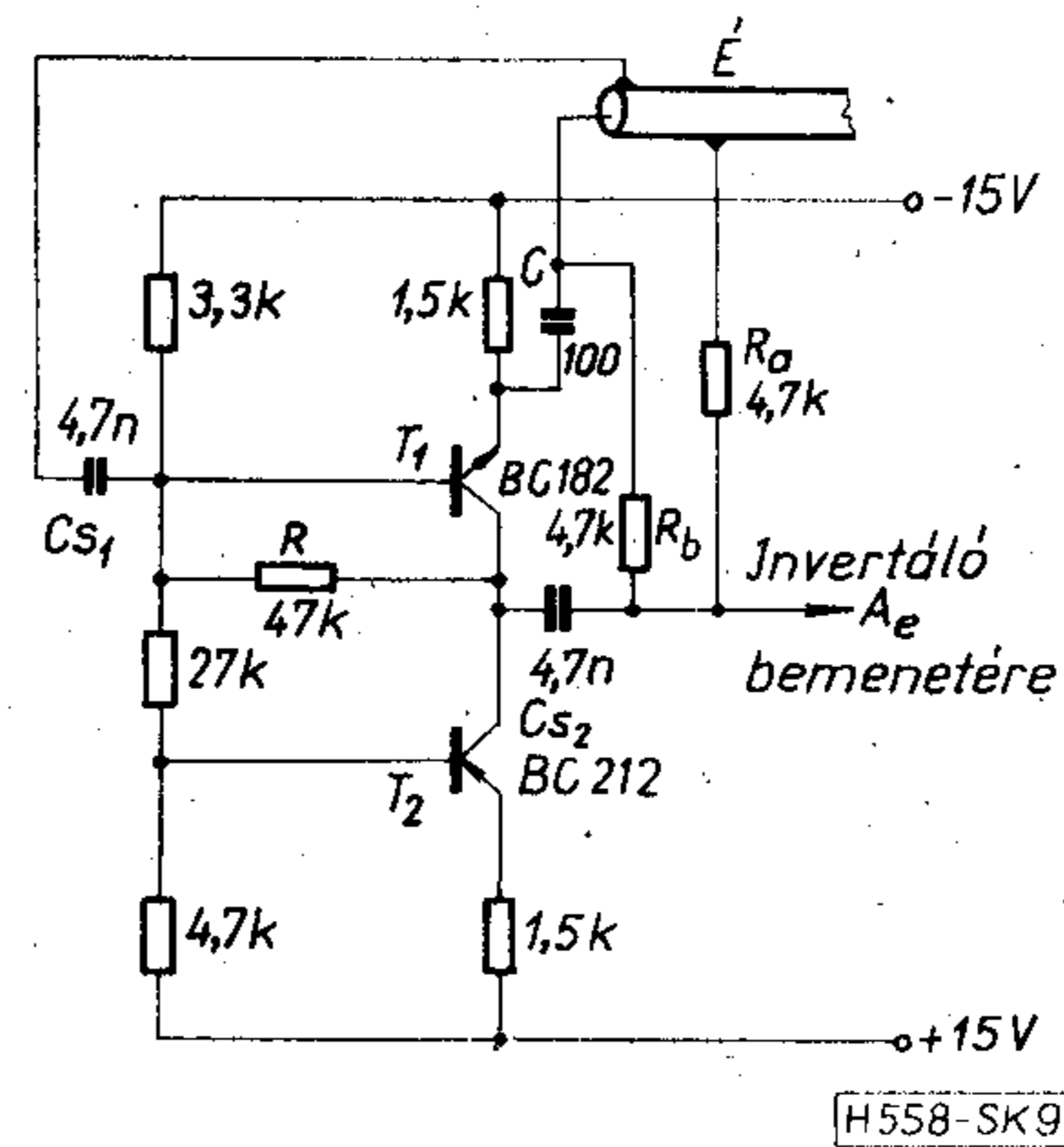
működik. R a tranzistor szórások ellenére közel zérus potenciált állít be a közös kollektorpontra. C_{s1} és C_{s2} csatoló-kondenzátorok. R_a és R_b értékének megválasztásánál a fő szempontunk az volt, hogy a visszacsatoló áramkör kimenetét terhelő kapacitással (C_{sz}) létrehozott törésponti frekvencia elhanyagolhatóan nagyra adódjon. C_{sz} a μA 740 1,5 pF-nyi bemenő kapacitásából, T_1 4,5 pF-nyi kollektor-bázis kapacitásából és a kb. 1 pF-ra becsülhető szerelési kapacitásból tevődik össze. $C_{sz} = 7$ pF.

A helyettesítő képet a 10. ábra mutatja. A meghajtó generátor impedanciáját és a tranzistorok frekvenciafüggőségét elhanyagolhatjuk. Bár az érzékelő vezeték inuktivitásának hatása ennél az áramkörnél a legjelentősebb, mégis elhagytuk a helyettesítő képből. Ennek jogosságát utólag ellenőrizzük.

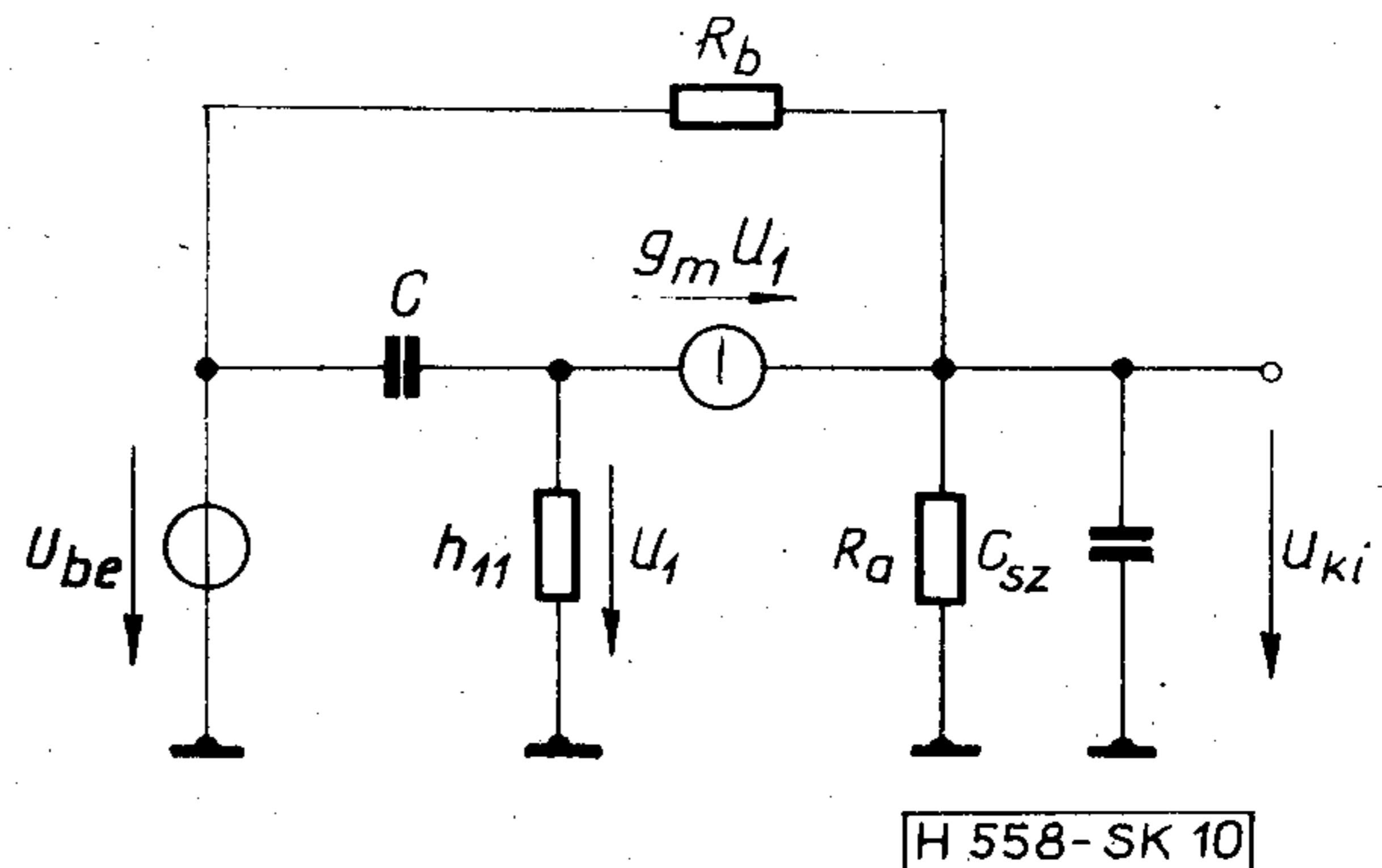
$$\beta = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \cong \frac{R_a}{R_a + R_b} \cdot \frac{1 + sR_b C}{[1 + s(R_a \times R_b)C_{sz}] \left[1 + s \frac{C}{g_m}\right]}, \quad (13)$$

ahol feltételeztük az $\frac{1}{g_m} \ll h_{11}$ és $\frac{1}{g_m} \ll R_b$ egyenlőtlenségek helyességét.

Az előző pont szerint β zérusát 340 kHz-re célzerű méreteznünk. Ebből a feltételből C -re 100 pF-ot kapunk. A beállított munkapontban $g_m = 0,07$ S. Ezt és a már ismert számértékeket a (13) egyenletbe helyettesítve a pólusfrekvenciákra 9,7 MHz-et és 110 MHz-et kapunk, melyek hatása a hurokerősítésre elhanyagolható.



9. ábra. A visszacsatoló áramkör kapcsolási rajza



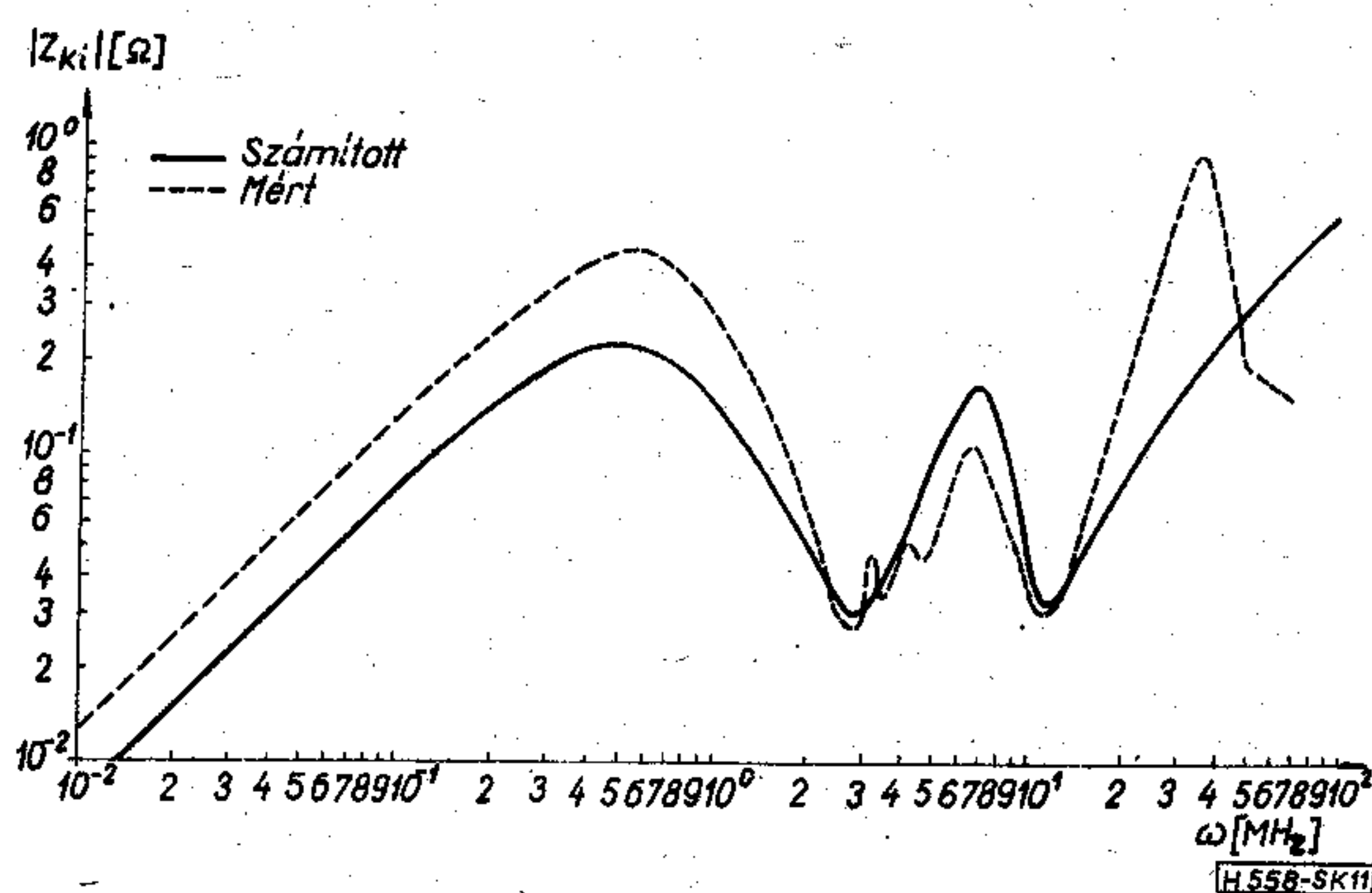
10. ábra. A visszacsatoló áramkör helyettesítő képe

Az érzékelő vezeték méterenkénti induktivitását $0,25 \mu\text{H}$ -nek mértük. Ha a terhelő kapacitás komplexumtól 1 m-re helyezük el az elektronikát, 30 MHz táján ad a vezeték induktivitása C -vel rezonanciát, amely a stabilitás szempontjából nem zavaró.

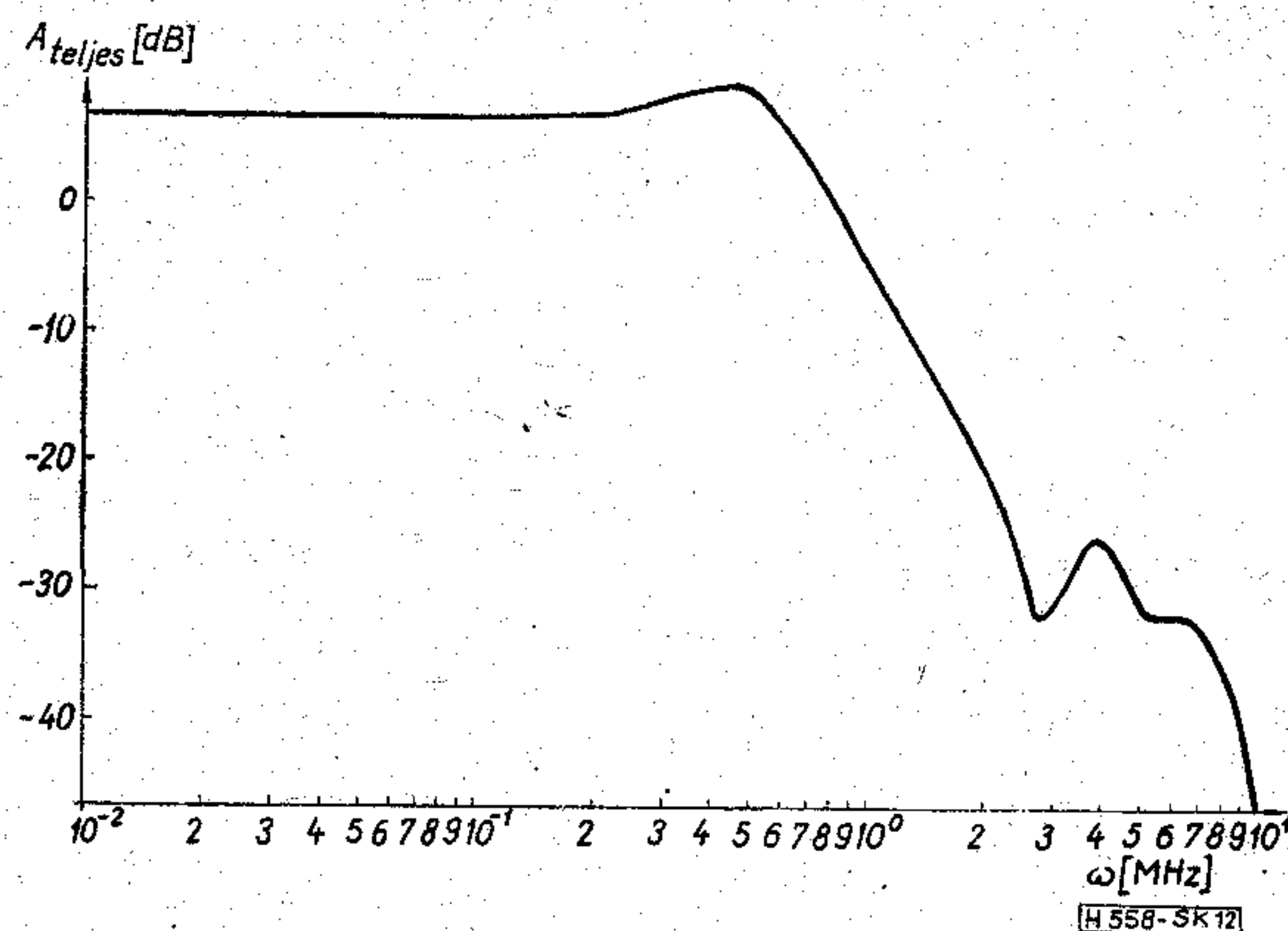
Mérési eredmények

A 4. ábra D_3, D_4 diódáinak (1N 914 típus) szerepe: az előerősítő munkapontját mindig az aktív tartományban tartva megakadályozzák a terhelő kapacitás túltöltődését, amely a $\mu\text{A 740}$ feléledési ideje alatt bekövetkezne, s a zárt hurok instabilitásához vezetne.

$A_0 = 10^6$, $\omega_0 = 1 \text{ Hz}$, $\omega_2 = 2 \text{ MHz}$ katalógusadatokat és a (12) összefüggés számértékét a (10) egyenletbe helyettesítve megkapjuk a teljes áramkör kimenő impedanciáját Z_t nélkül. Ha ennek és a 7. ábra alapján felírt Z_t -nek párhuzamos eredőjét képezzük, akkor megkapjuk a keresett kimenő impedanciát. Ezt és a mért adatokat a 11. ábra mutatja. A két görbe között a kisfrekvencián tapasztalható különbséget elsősorban az alkatrészek névértékének, a műveleti erősítő erősítés—sávszélesség szorzatának és a munkaponti áramoknak a számítási alapul vett értéktől való eltérése okozza. Nagyfrekvencián pedig Z_t köze-



11. ábra. Az egész áramkör kimenő impedanciájának alakulása a frekvencia függvényében



12. ábra. A teljes áramkör feszültségerősítésének alakulása a frekvencia függvényében (mért adatok)

lítésének hibája miatt különbözik a számított és mért érték.

A nagyfrekvencián (37 MHz) tapasztalható impedancia maximum a chip kondenzátorok finomabb lépcsőzésével, a kisfrekvencián (500 kHz) fellépő maximum pedig C_t összértékének növelésével csökkenthető.

A teljesség kedvéért a 12. ábrán a zárt hurok feszültségátvitelének mért értékeit ábrázoltuk.

A megtervezett áramkör minden nehézség nélkül hibrid kivitelben is elkészíthető.

Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozunk Hidas György főosztályvezetőnek és Székely István osztályvezetőnek munkánk részletes kidolgozásában nyújtott támogatásukért és segítségükért.

I R O D A L O M

- [1] Száraz György: Nagy alakhűségű vizsgáló impulzus előállítás. Híradástechnika, XXVIII. évf. 10. szám, 1977 október, 309—316. old.
- [2] Herpy Miklós: Analóg integrált áramkörök. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973. (5.5. fejezet).
- [3] Jerald G. Graeme: Applications of Operational Amplifiers. Third-Generation Techniques. McGraw-Hill Book Company. New York, 1973. (1. fejezet).

Kapcsolóüzemű stabilizátorok analízise állapotegyenleteik átlagolásával

ETO 621.316.722.1:681.5.037

Az utóbbi időben sokféle módszer alakult ki a kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok vizsgálatára. A vizsgálat elsődleges célja rendszerint a statikus és dinamikus szabályozási paraméterek, valamint a visszacsatolt hurok stabilitási kritériumainak meghatározása.

Mivel mind a stabilizátor vezérlő egysége (az impulzus kitöltési tényező modulátor), mind a végfokozat erősen nemlineárisak, az analitikai eljárások általában igen bonyolultak és az eredmények csak nehezen értékelhetők. Kivételt képez az átlagolással nyert alacsony frekvenciás modellen alapuló módszer [1], amely szemléletessége mellett a gyakorlatban is jól alkalmazható.

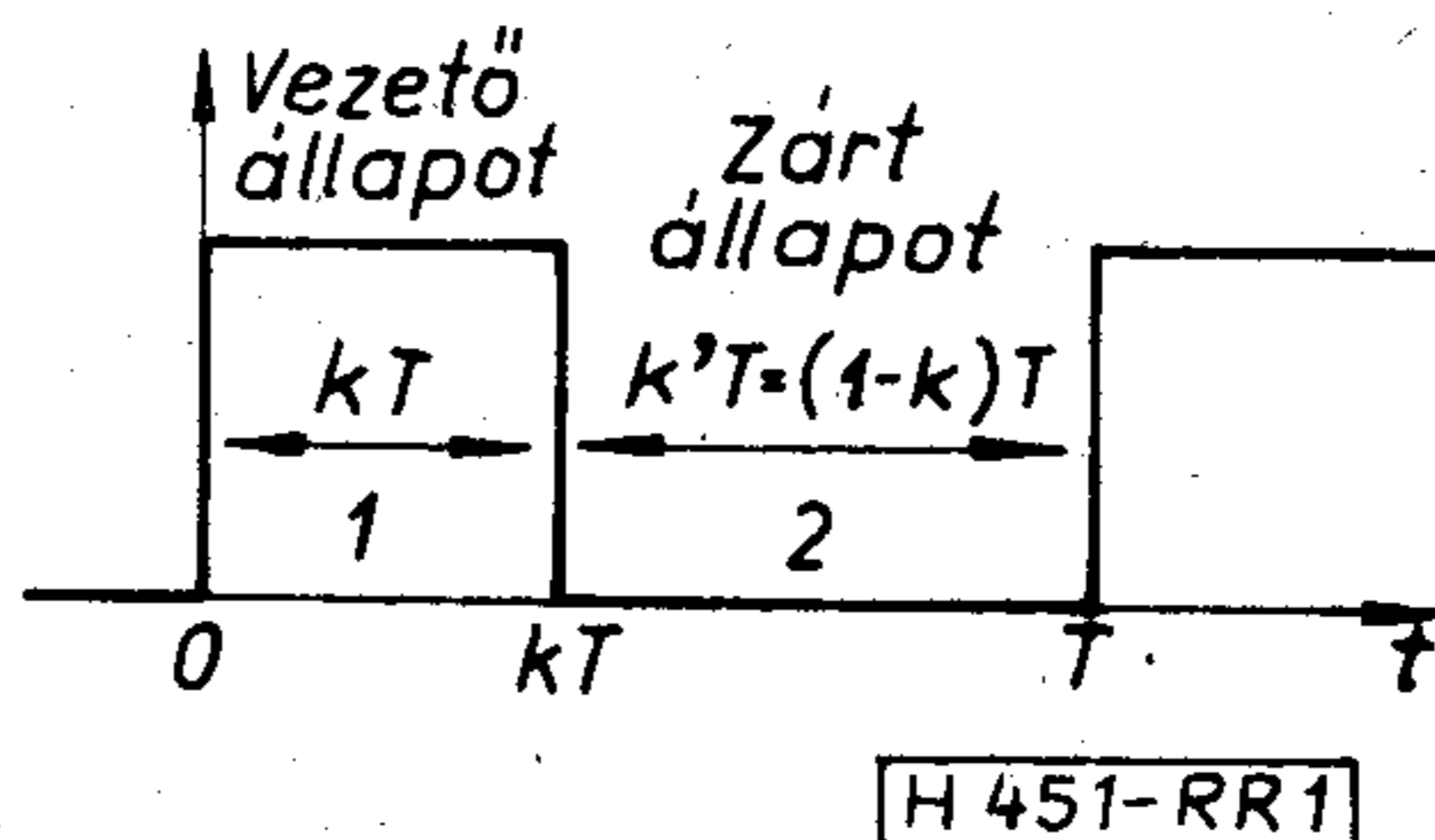
A diszkrét idejű állapotváltozós leírások és az átlagolt alacsony frekvenciás modell közti kapcsolatot teremti meg a [2] irodalom. Ez az [1]-ben ismertetett ekvivalens áramköri átalakítások helyett az állapotegyenletek közvetlen átlagolásával jut el a hálózatot leíró függvényekhez és az általános áramköri modellhez. Az állapotegyenletek átlagolása minden olyan esetben alkalmazható, ahol a periodikusan váltakozó struktúrájú hálózat állapotvektora szakaszonként lineárisnak és viszonylag kis ingadozásúnak tekinthető. Ily módon lehetővé válik a parazita hatások (veszteségi ellenállások, könyökfeszültségek) egyszerű figyelembevétele, és a jellemző paraméterek frekvenciafüggése is meglehetősen kis hibával meghatározható a működési frekvenciatartomány feléig.

A továbbiakban a módszer ismertetésével és a három stabilizátor alaptípus (feszültségcsökkentő, feszültségnövelő, polaritásváltó) ezen eljárás alapján az analízisével foglalkozunk. A végfokozatok egyes elemeit két paraméteres helyettesítőképpel közelítve lényegesen pontosabb hálózatfüggvényeket kapunk az irodalomban [3, 4] eddig rendelkezésre állóknál.

A levezetett összefüggések a cikkben bemutatott kisjelű lineáris modellek segítségével a visszacsatolt stabilizátorok szabályozási tulajdonságainak számítására is alkalmasak. A zárt hurok stabilitási viszonyainak analizálására az átlagolt modell azonban csak közelítésként megfelelő.

1. Az állapotegyenletek átlagolása

Az induktív alkatrész fluxus-idő függvénye alapján a kapcsolóüzemű átalakító állandósult működésének két esetét lehet megkülönböztetni. Az egyik esetben a fluxus zérusnál mindig nagyobb, a másikban a periódusidő egy részében a fluxus zérusra csökken [4]. Az első üzemmódban a kapcsolóeszközök kihasználtsága (azaz a csúcs és átlagáram viszonya) lényegesen



1. ábra. A kapcsoló állása egy periódus alatt

jobb, mint a másodikban, ezért ez elterjedtebbnek is tekinthető. Bár speciális megfontolások (pl. a hurok stabilitási viszonyai [5]) indokolhatják az utóbbi módus alkalmazását is, mi a vizsgálatainkban az elsőre szorítkozunk.

Legyen T a periódusidő és vezessen a végfokozat kapcsolója kT ideig (1. ábra), legyen zárva $k'T = (1-k)T$ ideig. A végfokozat állapotvektorára az 1. intervallumban az

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (1)$$

lineáris vektor-differenciálegyenlet érvényes. Ugyanígy a 2. intervallumban:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \quad (2)$$

A fenti egyenletekben A_1, A_2 a hálózat leíró mátrixai, B_1, B_2 a külső gerjesztések hatását jellemző mátrixok, x az állapotvektor, u a külső gerjesztések vektora. A két energiatárolót (L és C) tartalmazó kapcsolóüzemű átalakító esetében az állapotvektort az induktivitás árama és a kapacitás feszültsége alkotja. A külső gerjesztések u vektora a bemenő feszültségből, a kapcsolóeszközök könyökfeszültségeiből és a terhelés feszültségfüggetlen áramából áll. A v kimenő paraméter (feszültségstabilizátoroknál a kimeneti feszültség) az állapotvektor és a gerjesztő vektor lineáris kombinációjával adható meg.

Az 1. intervallumban

$$v_1 = C_1^T x + D_1^T u; \quad (3)$$

a 2. intervallumban

$$v_2 = C_2^T x + D_2^T u \quad (4)$$

ahol C_1, C_2, D_1, D_2 az állapotváltozók, illetve a gerjesztések és a kimenő jel közti kapcsolatot leíró vektorok. Ha az állapotvektor valamelyik komponense (pl. a kimeneti szűrőkondenzátor feszültsége) azonos v -vel, akkor természetesen nincs szükség a (3) és (4) egyenletekre. A kondenzátorok soros veszteségi ellenállása miatt azonban fizikailag pontos modelleknél az elterést figyelembe kell venni.

A szakaszonként érvényes (1)–(4) állapotegyenletek helyett a vizsgált rendszer — bizonyos feltételek

teljesülése esetén — a következő (átlagolással nyert) állapotegyenlet-rendszerrel is jellemezhető:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (5)$$

és

$$v = \mathbf{C}^T \mathbf{x} + \mathbf{D}^T \mathbf{u} \quad (6)$$

ahol

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= k\mathbf{A}_1 + k'\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{B} &= k\mathbf{B}_1 + k'\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C} &= k\mathbf{C}_1 + k'\mathbf{C}_2 \\ \mathbf{D} &= k\mathbf{D}_1 + k'\mathbf{D}_2 \end{aligned} \quad (7)$$

Az átlagolt egyenletek akkor írják jól le a rendszert, ha a homogén differenciálegyenletek $e^{\mathbf{A}t}$ átmeneti mátrixai [6] soruk első két tagjával közelíthetők a $(0; kT)$, illetve a $(kT; T)$ intervallumokban, azaz

$$e^{k\mathbf{A}_1 t} \cong \mathbf{I} + k\mathbf{A}_1 t$$

és

$$e^{k'\mathbf{A}_2 t} \cong \mathbf{I} + k'\mathbf{A}_2 t \quad (8)$$

ahol \mathbf{I} az egységmátrix.

Ez mindig teljesül, ha a stabilizátor gyakorlati szempontból megfelelően működik (kis veszteségekkel és az állapotváltozók kis ingadozásaival). A részletes bizonyítást [2] tartalmazza.

2. A szabályozási jellemzők meghatározása

Az (5) és (6) egyenletek már nem egy kapcsolt, hanem egy folytonos rendszer állapotegyenletei. Segítségükkel azonban a kapcsolt rendszer tulajdonságai is számíthatók abban a frekvenciatartományban, ahol az átlagolásnak fizikailag még van értelme. Az elvi határ a mintavételi tételeknek megfelelően a működési frekvencia fele.

A számításokhoz tételezzük fel, hogy a külső gerjesztés \mathbf{u} vektora és a k kitöltési tényező állandó és időben változó (váltó) komponensekre bonthatók. Azaz

$$\mathbf{u} = \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}} \quad (9)$$

és

$$k = K + \hat{k} \quad (10)$$

Ekkor az állapotvektorban és a kimenő jelben is felépnek váltó összetevők:

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}} \quad (11)$$

és

$$v = V + \hat{v} \quad (11a)$$

Az állapotegyenletek a fenti jelölésekkel a következő formában írhatók fel:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} + \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + \\ &+ (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}] \hat{k} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\hat{\mathbf{x}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\hat{\mathbf{u}}] \hat{k} \end{aligned} \quad (12)$$

és

$$\begin{aligned} V + \hat{v} &= \mathbf{C}^T \mathbf{X} + \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{x}} + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)^T \mathbf{X} \hat{k} + \mathbf{D}^T \mathbf{U} + \\ &+ (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)^T \mathbf{U} \hat{k} + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)^T \hat{\mathbf{x}} \hat{k} + (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)^T \hat{\mathbf{u}} \hat{k} \end{aligned} \quad (13)$$

Ha a váltókomponensek amplitúdói jóval kisebbek az egyenkomponensek amplitúdójánál, a (12) és (13)

egyenletek jobb oldali utolsó tagjai — mint másodrendűen kicsiny mennyiségek — a többi tag mellett elhanyagolhatóvá válnak. Az állapotegyenletek ekkor az állandósult állapotban érvényes egyenáramú és kisjelű váltóáramú részegyenletekre bonthatók. Az állandósult állapotra

$$\mathbf{0} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (14)$$

és

$$V = \mathbf{C}^T \mathbf{X} + \mathbf{D}^T \mathbf{U} \quad (15)$$

összefüggések, a váltakozó jelekre az

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}] \hat{k} \quad (16)$$

és

$$\hat{v} = \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{D}^T \hat{\mathbf{u}} + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)^T \mathbf{X} \hat{k} + (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)^T \mathbf{U} \hat{k} \quad (17)$$

összefüggések igazak.

(14) és (15) alapján az állandósult állapotvektort, illetve kimenő jelet az

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (18)$$

$$V = -\mathbf{C}^T \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{D}^T \mathbf{U} \quad (19)$$

egyenletek adják.

A frekvenciafüggés a (16), (17) kifejezések Laplace transzformációjával határozható meg:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}(p) &= (p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \hat{\mathbf{u}}(p) + (p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + \\ &+ (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}] \hat{k}(p) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \hat{v}(p) &= \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{x}}(p) + \mathbf{D}^T \hat{\mathbf{u}}(p) + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)^T \mathbf{X} \hat{k}(p) + \\ &+ (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)^T \mathbf{U} \hat{k}(p) \end{aligned} \quad (21)$$

A (20) és (21) összefüggések már alkalmasak arra, hogy a bemeneti és kimeneti gerjesztésre kapott választ, valamint a vezérlés követésének frekvenciame-netét kiszámítsuk. A vezérlésre jellemző átviteli függvény pl:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{v}(p)}{\hat{k}(p)} &= \mathbf{C}^T (p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}] + \\ &+ (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)^T \mathbf{X} + (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)^T \mathbf{U} \end{aligned} \quad (22)$$

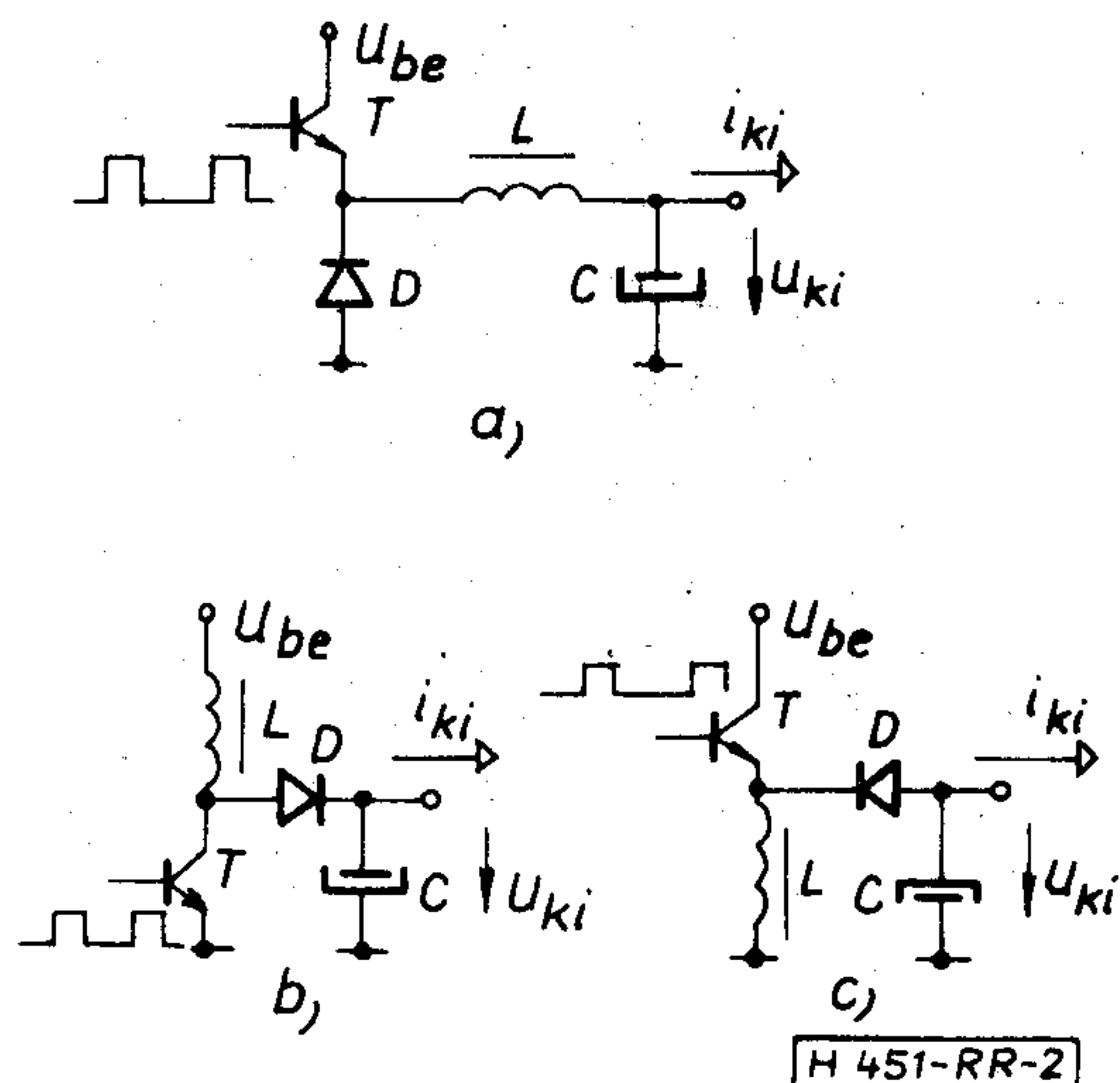
Hasonlóképpen a gerjesztő vektor és a kimeneti jel közti kapcsolat:

$$\hat{v}(p) = \mathbf{C}^T (p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(p) + \mathbf{D}^T \hat{\mathbf{u}}(p) \quad (23)$$

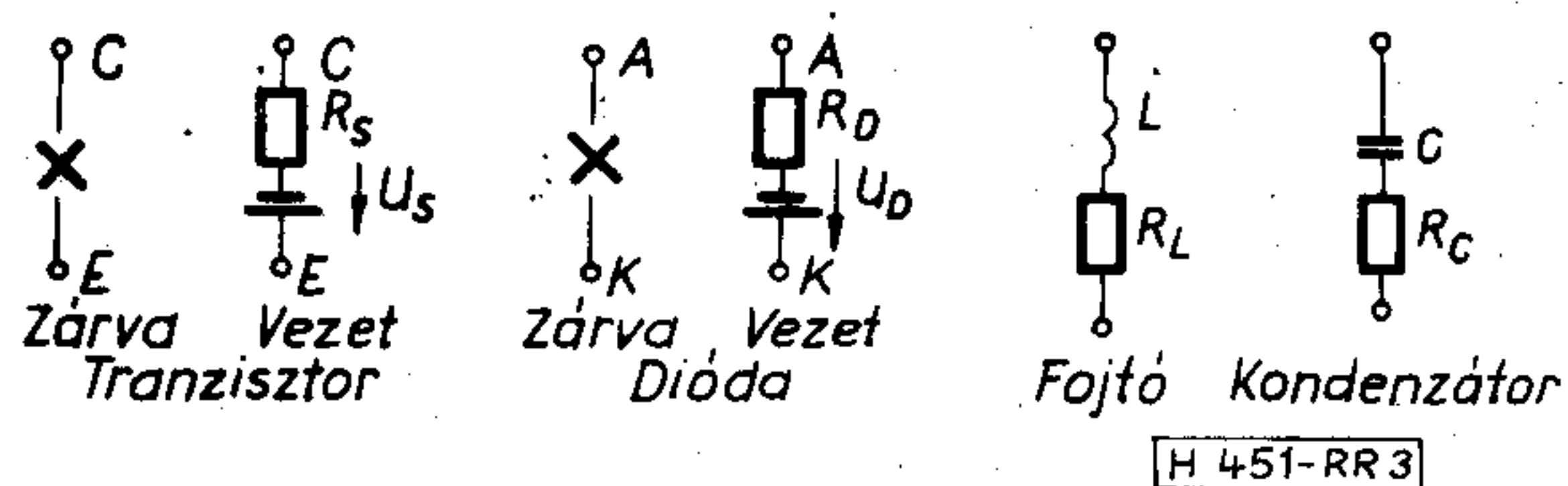
amiből a gerjesztő vektor egyes elemeire vonatkozó átviteli függvények adódnak (pl. tápfeszültség-elnyomás, kimenő impedancia stb.)

3. Mátrix- és vektorelemek

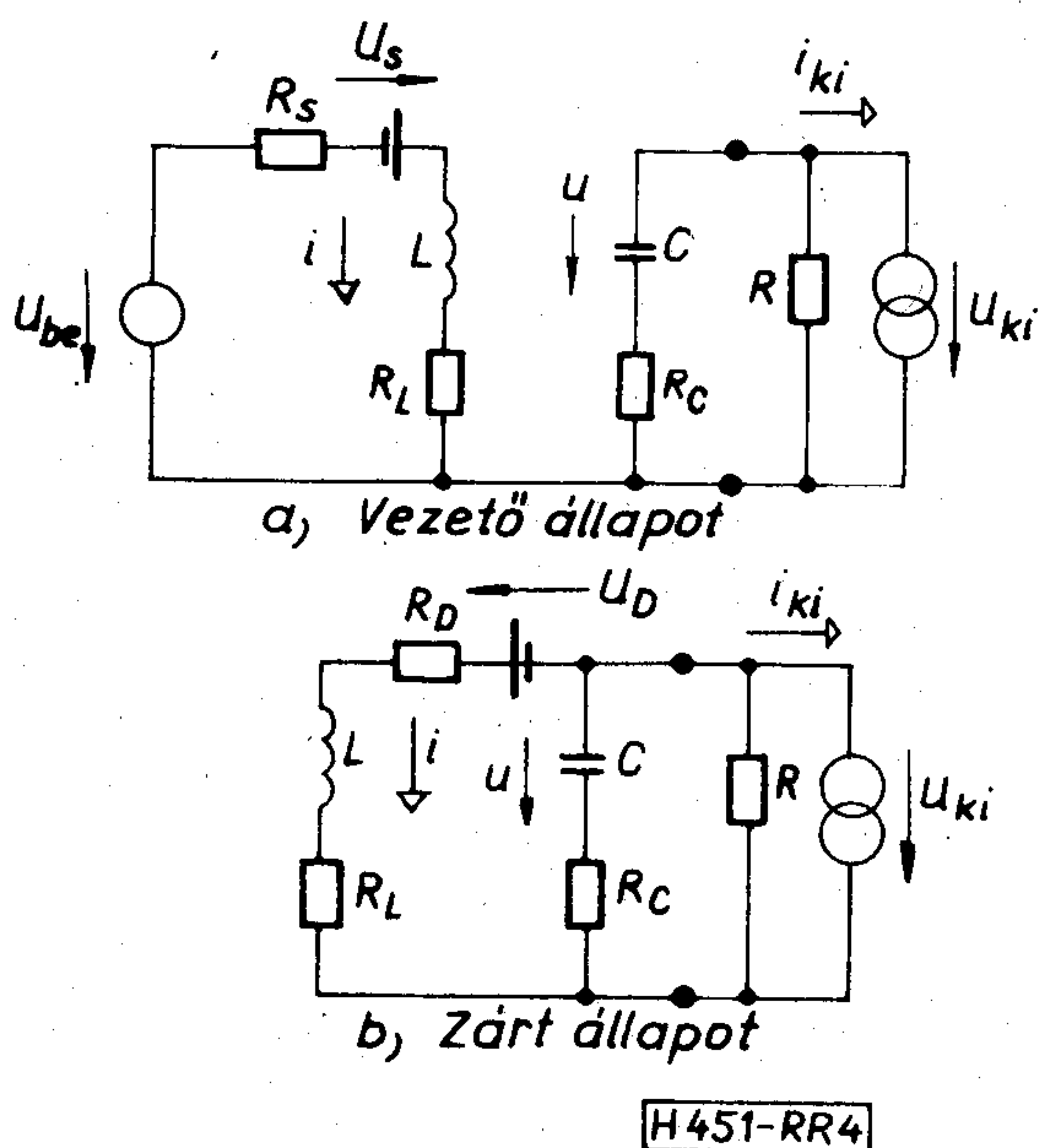
A 2. ábrán látható a három stabilizátor alaptípus (a feszültségcsökkentő, a feszültségnövelő és a polaritás-váltó) kapcsolási rajza. A kapcsolások egyes elemeinek (a gyakorlat számára általában megfelelő) helyettesítőképeit a 3. ábra tünteti fel. Zárt állapotban mind a kapcsolótranszisztor, mind a dióda szakadásnak tekinthető, vezető állapotban pedig egy telep és egy ellenállás soros eredőjével modellezhető. A tranzisztor esetében az R_s és az U_s paraméterek a bázisoldali meghajtási viszonyoktól is függenek. Az



2. ábra. Kapcsoló stabilizátor alaptípusok



3. ábra. Az áramköri elemek helyettesítő képei



4. ábra. Polaritásváltó helyettesítő áramkörei

alapkapsolásokban szereplő fojtó ohmos ellenállása és az esetleges egyéb soros ellenállások (pl. áramérző) eredője R_L . A szűrőkondenzátornál a soros veszteségi ellenállás (R_c) rendszerint nem hanyagolható el, a soros induktivitás azonban igen.

A hálózatra jellemző mátrixok és vektorok **A**, **B**, **C**, **D** elemeinek meghatározását a polaritásváltó kapcsoláson (2c ábra) mutatjuk be. Az áramkörnek a vezető állapotra évenyes ekvivalens kapcsolását a 4a, a zárt állapotra vonatkozót pedig a 4b ábrán láthatjuk.

Az állapotváltozók: az induktivitás árama és a kapacitás feszültsége. A terhelést az R ellenállás és az i_{ki} forrásáramú generátor párhuzamos eredőjével

vesszük figyelembe. A feltüntetett mérőirányok mellett az állapotegyenletek a következők:

– vezető állapotban

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R_s + R_L}{L} i + \frac{u_{be}}{L} - \frac{U_s}{L} \quad (24)$$

$$\frac{du}{dt} = -\frac{u}{(R + R_c)C} - \frac{R}{(R + R_c)C} i_{ki} \quad (25)$$

$$v = u_{ki} = u \frac{R}{R + R_c} - (R \times R_c) i_{ki} \quad (26)$$

– zárt állapotban

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R_L + R_D + R \times R_c}{L} i + \frac{R}{(R + R_c)L} u - \frac{U_D}{L} - \frac{R \times R_c}{L} i_{ki} \quad (27)$$

$$\frac{du}{dt} = -\frac{R}{(R + R_c)C} i - \frac{u}{(R + R_c)C} - \frac{R}{(R + R_c)C} i_{ki} \quad (28)$$

$$u_{ki} = -(R \times R_c) i + \frac{R}{R + R_c} u - (R \times R_c) i_{ki} \quad (29)$$

A (24)–(29) egyenletekből a (7) definíció-sor alapján az átlagolt mátrixok és vektorok:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} [R_L + kR_s + k'R_D + k'(R_c \times R)] & -\frac{k'R}{(R + R_c)L} \\ -\frac{k'R}{(R + R_c)C} & -\frac{1}{(R + R_c)C} \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{k}{L} & -\frac{k}{L} & -\frac{k'}{L} & -\frac{k'(R \times R_c)}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{(R + R_c)C} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\mathbf{C}^T = \begin{bmatrix} -k'(R \times R_c) & -\frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$\mathbf{D}^T = [0 \quad 0 \quad 0 \quad -R \times R_c] \quad (33)$$

ahol az állapotváltozók vektora

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i \\ u \end{bmatrix} \quad (34)$$

a gerjesztés vektora pedig

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{be} \\ U_s \\ U_D \\ i_{ki} \end{bmatrix} \quad (35)$$

A 4. ábrához hasonlóan felrajzolható a másik két alapkapsolás (csökkentő, növelő) helyettesítőképe és meghatározhatók a hálózatjellemező mátrixok és vektorok is. Az eredményeket az 1. táblázat tartalmazza.

	A	B	C	D
Feszültségcsökkentő	$\begin{bmatrix} \frac{R_L + kR_s + k'R_D + R \times R_c}{L} & \frac{R}{(R + R_c)L} \\ \frac{R}{(R + R_c)C} & -\frac{1}{(R + R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{k}{L} & \frac{k}{L} & \frac{k'}{L} & \frac{R \times R_c}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{(R + R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} R \times R_c \\ R \\ \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -(R \times R_c) \end{bmatrix}$
Feszültségnövelő	$\begin{bmatrix} \frac{R_L + kR_s + k'R_D + k'(R \times R_c)}{L} & \frac{k'R}{(R + R_c)L} \\ \frac{k'R}{(R + R_c)C} & -\frac{1}{(R + R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{k}{L} & \frac{k'}{L} & \frac{k'(R \times R_c)}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{(R + R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k'(R \times R_c) \\ R \\ \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -(R \times R_c) \end{bmatrix}$
Polaritásváltó	$\begin{bmatrix} \frac{R_L + kR_s + k'R_D + k'(R + R_c)}{L} & \frac{k'R}{(R + R_c)L} \\ \frac{k'R}{(R + R_c)C} & -\frac{1}{(R + R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{k}{L} & \frac{k}{L} & \frac{k'}{L} & \frac{k'(R \times R_c)}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{(R + R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -k'(R \times R_c) \\ R \\ \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -(R \times R_c) \end{bmatrix}$

4. Az alapkapcsolások statikus és dinamikus karakterisztikái

A kimenő feszültségek az 1. táblázat összefüggései alapján a (19) egyenlet segítségével számíthatók. A kifejezések az áramkörök reaktáns elemeitől függetlenek, mivel a (14) egyenletben a jobboldalon L és C csupán arányossági tényezők. Ennek megfelelően a kimeneti feszültségek értékét a generátorfeszültségek és -áramok, a veszteségi és terhelő ellenállások és a kitöltési tényező determinálják. Az eredményeket a 2. táblázatban összesítettük. Az irodalomból [4] már ismert eredményekhez viszonyítva egy kis eltérést tartalmaz a feszültségnövelő és a polaritásváltó kapcsolások statikus kimenő karakterisztikája: az ekvivalens veszteségben (R_v) ugyanis megjelenik a kondenzátor soros ellenállása.

A dinamikus (frekvenciafüggő) karakterisztikák közül a vezérlés átviteli függvénye a (22), a bemenő feszültség érzékenysége és a kimenő impedancia a (23) kifejezésekből számíthatók. A (22) egyenletben szereplő mátrix- és vektor differenciákat a 3. táblázatban tüntettük fel. A bemenő feszültség-érzékenységet (23) alapján a

$$\frac{\hat{v}(p)}{\hat{u}_{be}(p)} = C^T(pI - A)^{-1} \begin{bmatrix} b_{11} \\ 0 \end{bmatrix} + d_1 \quad (36)$$

a kimenő impedanciát pedig a

$$Z_{ki}(p) = -\frac{\hat{v}(p)}{\hat{i}_{ki}(p)} = -C^T(pI - A)^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ b_{14} \end{bmatrix} - d_4 \quad (37)$$

összefüggések adják meg, ahol b_{11} és b_{14} a **B** mátrix, d_1 és d_4 a **D** vektor megfelelő elemei.

Kimenő karakterisztikák

	Kimenő feszültség	Veszteségi ellenállás
Feszültségcsökkentő	$u_{ki} = k u_{be} \frac{1 - \frac{U_s}{u_{be}} - \frac{k' U_D}{k u_{be}}}{1 + \frac{R_v}{R}} - i_{ki} \frac{R_v}{1 + \frac{R_v}{R}}$	$R_v = R_L + kR_s + k'R_D$
Feszültségnövelő	$u_{ki} = \frac{u_{be}}{k'} \frac{1 - k \frac{U_s}{u_{be}} - k' \frac{U_D}{u_{be}}}{1 + \frac{R_v}{R}} - i_{ki} \frac{R_v}{1 + \frac{R_v}{R}}$	$R_v = \frac{R_L + kR_s + k'R_D + k k'(R \times R_c)}{k'^2}$
Polaritásváltó	$u_{ki} = -\frac{k}{k'} u_{be} \frac{1 - \frac{U_s}{u_{be}} - \frac{k' U_D}{k u_{be}}}{1 + \frac{R_v}{R}} - i_{ki} \frac{R_v}{1 + \frac{R_v}{R}}$	$R_v = \frac{R_L + kR_s + k'R_D + k k'(R \times R_c)}{k'^2}$

A váltó modell mátrix és vektor különbségei

3. táblázat

	$A_1 - A_2$	$B_1 - B_2$	$C_1 - C_2$	$D_1 - D_2$
Feszültségcsökkentő	$\begin{bmatrix} \frac{R_s - R_D}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
Feszültségnövelő	$\begin{bmatrix} \frac{R_s - R_D - (R \times R_c)}{L} & \frac{R}{(R + R_c)L} \\ \frac{R}{(R + R_c)C} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{R \times R_c}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -(R \times R_c) \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
Polaritásváltó	$\begin{bmatrix} \frac{R_s - R_D - (R \times R_c)}{L} & \frac{R}{(R + R_c)L} \\ \frac{R}{(R + R_c)C} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{R \times R_c}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} R \times R_c \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

A visszacsatolatlan áramkörök dinamikus jellemzői

4. táblázat

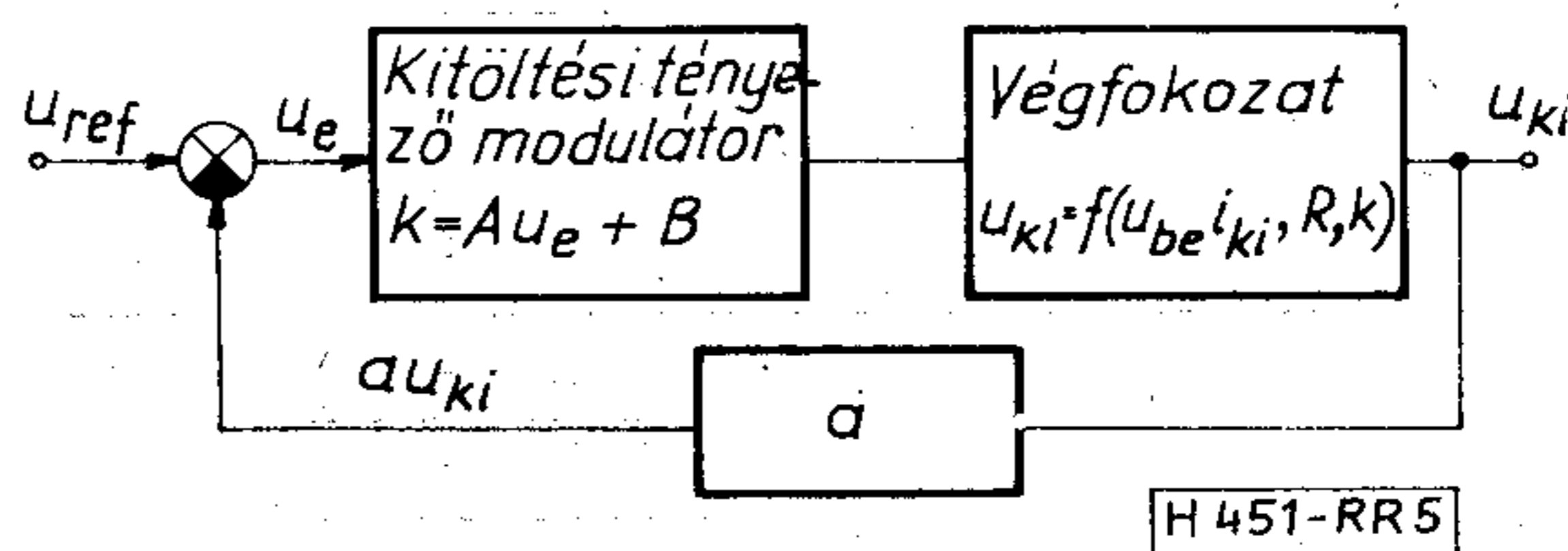
	$S_k(p) = \frac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{k}(p)}$	$S_{be}(p) = \frac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{u}_{be}(p)}$	$Z_{ki}(p) = -\frac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{i}_{ki}(p)}$
Feszültségcsökkentő	$u_{be} \frac{1 + pR_cC}{1 + p \left[\frac{L}{R} + (R_v + R_c)C \right] + p^2LC}$	$K \frac{1 + pR_cC}{1 + p \left[\frac{L}{R} + (R_v + R_c)C \right] + p^2LC}$	$R_v \frac{(1 + pR_cC) \left(1 + p \frac{L}{R_v} \right)}{1 + p \left[\frac{L}{R} + (R_v + R_c)C \right] + p^2LC}$
Feszültségnövelő	$\frac{u_{be}}{K'^2} \frac{(1 + pR_cC) \left(1 - p \frac{L}{K'^2 R} \right)}{1 + p \left[\frac{L}{K'^2 R} + (R_v + R_c)C \right] + p^2 \frac{LC}{K'^2}}$	$\frac{1}{K'} \frac{1 + pR_cC}{1 + p \left[\frac{L}{K'^2 R} + (R_v + R_c)C \right] + p^2 \frac{LC}{K'^2}}$	$R_v \frac{(1 + pR_cC) \left(1 + p \frac{L}{K'^2 R_v} \right)}{1 + p \left[\frac{K}{K'^2 R} (R_v + R_c)C \right] + p^2 \frac{LC}{K'^2}}$
Polaritásváltó	$\frac{u_{be}}{K'^2} \frac{(1 + pR_cC) \left(1 - p \frac{L}{K'^2 R} \right)}{1 + p \left[\frac{L}{K'^2 R} + (R_v + R_c)C \right] + p^2 \frac{LC}{K'^2}}$	$\frac{K}{K'} \frac{1 + pR_cC}{1 + p \left[\frac{L}{K'^2 R} + (R_v + R_c)C \right] + p^2 \frac{LC}{K'^2}}$	$R_v \frac{(1 + pR_cC) \left(1 + p \frac{L}{K'^2 R_v} \right)}{1 + p \left[\frac{L}{K'^2 R} + (R_v + R_c)C \right] + p^2 \frac{LC}{K'^2}}$

A dinamikus karakterisztikákat a 4. táblázat tartalmazza. A képletekben szereplő R_v az ekvivalens veszteségi ellenállás (ld. 2. táblázat), K pedig a nyugalmi kitöltési tényező. Érdeemes megfigyelni, hogy a feszültségnövelő és polaritásváltó végfokozatok törésponti frekvenciái a kitöltési tényező függvényei, a vezérlési karakterisztika számlálójában pedig ugyanezen esetekben egy pozitív valós gyök is fellép.

A statikus esetre vonatkozó blokkvázlat az 5. ábrán látható. A hibajelképző a referenciajel és a leosztott kimenő jel különbségével vezérli a kitöltési tényező modulátort. A modulátor rendszerint lineáris átvitelrel rendelkezik (azaz $k = Au_e + B$), bár ez nem feltétlenül előírás. A végfokozat által előállított egyenfeszültség a 2. táblázatban megadott módon függ a beme-

5. A visszacsatolás hatása

A 2. és 4. táblázat kifejezései egyaránt függvényei a kitöltési tényezőnek, így alkalmasak a visszacsatolt áramkör paramétereinek számítására is. Az előzőekhez hasonlóan a számításnál a statikus és dinamikus jellemzők meghatározását célszerű különválasztani.



5. ábra. Nagyjelű visszacsatolt modell

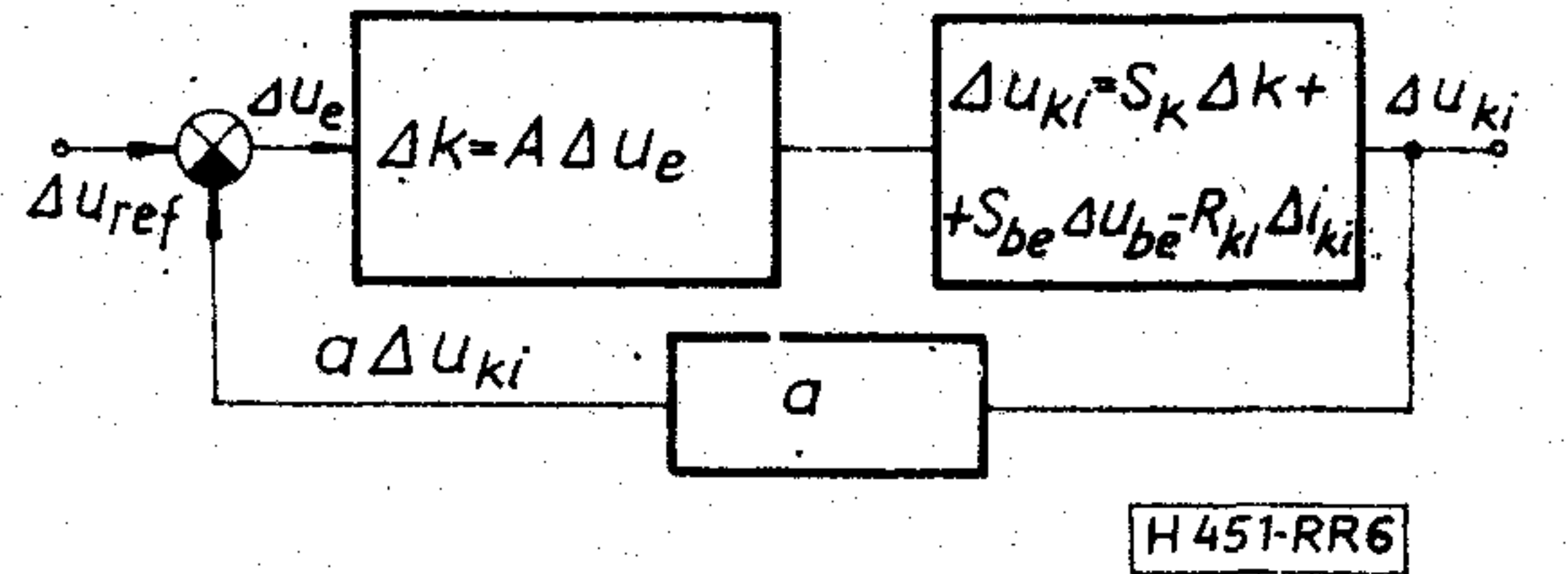
neti feszültségtől, a terheléstől, valamint a kitöltési tényezőtől.

A blokkvázlat alapján az

$$u_{ki} = f\{u_{be}; i_{ki}; R; k[A(U_{ref} - au_{ki}) + B]\} \quad (38)$$

egyenlet írható fel a kimenő feszültségre. Ez azonban gyakorlatilag nem alkalmas a visszacsatolt rendszer statikus állapotának számítására, mivel a kimenő feszültség a kitöltési tényezőnek viszonylag bonyolult a függvénye. A függvényt ezért érdemes a statikus munkapont körül linearizálni és így számolni a visszacsatolt jellemzőket. A kis változásokra tehát a 6. ábrát tekinthetjük érvényesnek. Nem megy az általánosság rovására és célszerű egyszerűsítést jelent, ha a terhelés megváltozását csak az i_{ki} áram változásának tulajdonítjuk. Az S_k , S_{be} érzékenységekre és az R_{ki} kimenő ellenállásra is jóval egyszerűbb és áttekinthetőbb kifejezéseket kapunk, ha a terhelő ellenállást végtelennek tételezzük fel. Ezért a kimenő feszültség változását megadó teljes differenciából az $S_R \Delta R$ tagot elhagytuk.

A munkaponti kitöltési tényezőt a 2. táblázatban közölt összefüggésekből az $R \rightarrow \infty$ és $R_v \approx 0$ feltevésekkel becsülhetjük meg. Természetesen a körben fennálló ohmos veszteségek kissé módosítják a nyugalmi kitöltési tényező értékét, de jó határfokú átalakító esetén a módosulás első közelítésben elhanyagolható. Ha még azt is feltételezzük, hogy a visszacsatolt kör hurokerősítése sokkal nagyobb az egységnél, akkor a kimenő feszültség jó közelítéssel $\frac{U_{ref}}{a}$, s így már minden adatunk rendelkezésre áll a K nyugalmi kitöltési



6. ábra. Kisjelű (linearizált) visszacsatolt modell

5. táblázat

A visszacsatolt stabilizátorok nyugalmi kitöltési tényezői

	Nyugalmi kitöltési tényező
Feszültségcsökkentő	$K = \frac{\frac{U_{ref}}{a} + U_D}{U_{be} + U_D - U_s}$
Feszültségnövelő	$K = \frac{\frac{U_{ref}}{a} - U_{be} + U_D}{\frac{U_{ref}}{a} - U_s + U_D}$
Polaritásváltó	$K = \frac{\frac{U_{ref}}{a} - U_D}{\frac{U_{ref}}{a} - U_{be} + U_s - U_D}$

A visszacsatolatlan áramkörök statikus jellemzői

6. táblázat

	$S_K = \frac{\partial U_{ki}}{\partial K}$	$S_{be} = \frac{\partial U_{ki}}{\partial U_{be}}$	$R_{ki} = -\frac{\partial U_{ki}}{\partial I_{ki}}$	U_x
Feszültségcsökkentő	$U_{be} - U_x$	K	R_v	$U_s - U_D + I_{ki}(R_s - R_D)$
Feszültségnövelő	$\frac{1}{K'^2} (U_{be} - U_x)$	$\frac{1}{K'}$	R_v	$U_s + I_{ki} \left(\frac{2R_L}{K} + \frac{2+K'}{K'} R_s + R_D + R_c \right)$
Polaritásváltó	$-\frac{1}{K'^2} (U_{be} - U_x)$	$-\frac{K}{K'}$	R_v	$U_s - I_{ki} \left(\frac{2R_L}{K'} + \frac{2+K'}{K'} R_s + R_D + R_c \right)$

A visszacsatolt stabilizátorok statikus jellemzői

7. táblázat

	$S_r^{vcs} = \left(\frac{\partial U_{ki}}{\partial U_{ref}} \right)^{vcs}$	$S_{be}^{vcs} = \left(\frac{\partial U_{ki}}{\partial U_{be}} \right)^{vcs}$	$R_{ki}^{vcs} = \left(-\frac{\partial U_{ki}}{\partial I_{ki}} \right)^{vcs}$
Feszültségcsökkentő	$\frac{A(U_{be} - U_x)}{1 + aA(U_{be} + U_x)}$	$\frac{K}{1 + aA(U_{be} - U_x)}$	$\frac{R_v}{1 + aA(U_{be} - U_x)}$
Feszültségnövelő	$\frac{\frac{A(U_{be} - U_x)}{K'^2}}{1 + \frac{aA(U_{be} - U_v)}{K'^2}}$	$\frac{\frac{1}{K'}}{1 + \frac{aA(U_{be} - U_x)}{K'^2}}$	$\frac{R_v}{1 + \frac{aA(U_{be} + U_v)}{K'^2}}$
Polaritásváltó	$\frac{-\frac{A(U_{be} - U_x)}{K'^2}}{1 - \frac{aA(U_{be} - U_x)}{K'^2}}$	$\frac{-\frac{K}{K'}}{1 - \frac{aA(U_{be} - U_x)}{K'^2}}$	$\frac{R_v}{1 - \frac{aA(U_{be} - U_x)}{K'^2}}$

tényező számításához. Az eredményeket az 5. táblázat tartalmazza. K ismeretében a teljes differencia szorzótényezői (S_k, S_{be}, R_{ki}) a 2. táblázat kifejezéseiből parciális deriválással származtathatók (6. táblázat).

A 6. ábra alapján a visszacsatolt áramkörre érvényes hurokegyenlet a következő:

$$(\Delta U_{ref} - a \Delta u_{ki}) A S_k + \Delta u_{be} S_{be} - \Delta i_{ki} R_{ki} = \Delta u_{ki} \quad (39)$$

Átrendezve:

$$\Delta u_{ki} = \Delta U_{ref} \frac{A S_k}{1 + a A S_k} + \Delta u_{be} \frac{S_{be}}{1 + a A S_k} - \Delta i_{ki} \frac{R_{ki}}{1 + a A S_k} \quad (40)$$

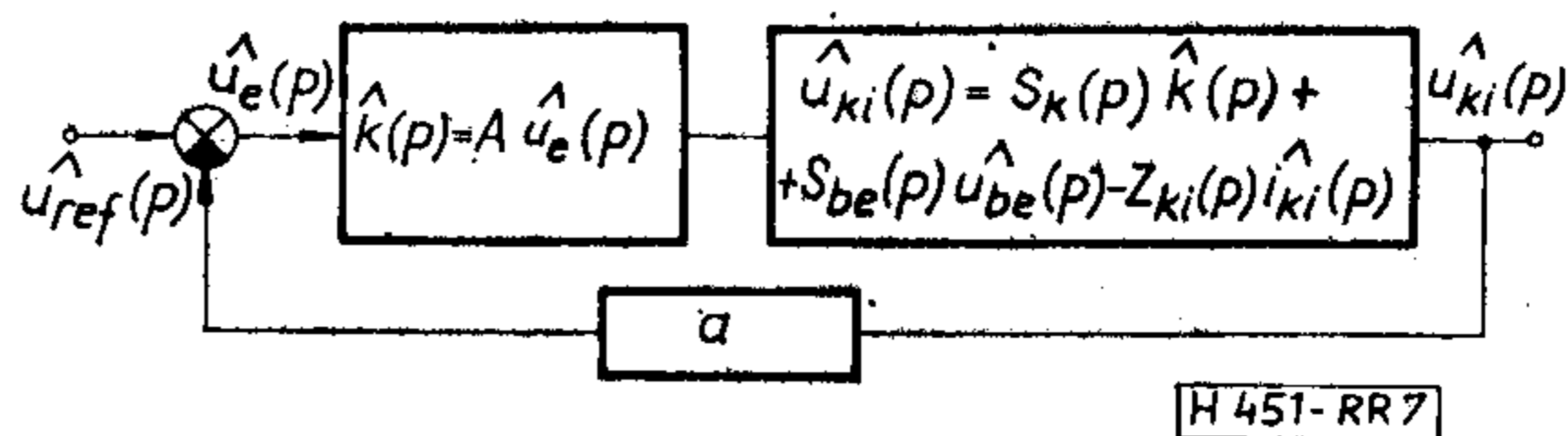
amiből a visszacsatolt kör statikus paraméterei meghatározhatók (7. táblázat).

A visszacsatolásnak a dinamikus paraméterekre gyakorolt hatását a 7. ábra segítségével vizsgálhatjuk. A (40) kifejezéssel analóg eredmény:

$$\hat{u}_{ki}(p) = \hat{u}_{ref}(p) \frac{A S_k(p)}{1 + a A S_k(p)} + \hat{u}_{be}(p) \frac{S_{be}(p)}{1 + a A S_k(p)} - \hat{i}_{ki}(p) \frac{Z_{ki}(p)}{1 + a A S_k(p)} \quad (41)$$

Az érzékenységek frekvenciafüggését a visszacsatolásmentes esetre a 4. táblázat tartalmazza. A visszacsatolt jellemzőket ezek figyelembevételével számolva a 8. táblázatban foglaltuk össze.

A számításokat az $R \rightarrow \infty$ és az $a A U_{be} = H \gg 1$ egyszerűsítő feltevésekkel végeztük. Mint az eredményekből látható, a visszacsatolt stabilizátorok jellemzőinek pólusfrekvenciái a nyugalmi kitöltési tényezőtől függetlenné váltak.



7. ábra. Kisjelű visszacsatolt dinamikus modell

6. Hurokerősítés és stabilitás

Az alacsonyfrekvenciás átlagolt modell hurokerősítését az

$$Y(p) = a A S_k(p) \quad (42)$$

összefüggés adja meg. Ha a visszacsatoló ágban elhelyezett osztó leosztási tényezője (a) frekvenciafüggetlen, a hurokerősítés első vagy másodfokú számlálóval és másodfokú nevezővel rendelkező törtkifejezés lesz, amelynek stabilitásvizsgálata a szokásos módszerekkel (pl. Nyquist vagy Bode-kritérium) egyszerűen elvégezhető. A feszültségcsökkentő stabilizátor — a modell alapján — az egyenáramú erősítés értékétől függetlenül stabil, a másik két változatnál azonban instabilitás is felléphet. A gyakorlati tapasztalatok azt mutatják, hogy a (42) képlettel definiált hurokerősítés szerint még stabil áramkörök a valóságban gerjedékenyek. Ennek alapvető oka, hogy a körben fennálló késleltetések — elsősorban a kitöltési tényező modulátor késleltetése — járulékos fázistolást hoznak be. Az átlagolós módszer elvileg is meglevő pontatlansága [7] szintén hozzájárul az eltéréshez.

A feszültségcsökkentő stabilizátor és származék kapcsolásai elsősorban a kapcsoló frekvencia alharmonikusain hajlamosak az oszcillációra. Szerencsére

A visszacsatolt stabilizátorok dinamikus jellemzői

8. táblázat

	$S_r^{vcs}(p) = \left(\frac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{u}_{ref}(p)} \right)^{vcs}$	$S_{be}^{vcs}(p) = \left(\frac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{u}_{be}(p)} \right)^{vcs}$	$Z_{ki}^{vcs}(p) = \left(- \frac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{i}_{ki}(p)} \right)^{vcs}$
Feszültség csökkentő	$\frac{1}{a} \frac{1 + pRC}{1 + \frac{p}{Qw_0} + \frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{K}{H} \frac{1 + pR_c C}{1 + \frac{p}{Qw_0} + \frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{R_v}{H} \frac{(1 + pR_c C) \left(1 + p \frac{L}{R_v} \right)}{1 + \frac{p}{Qw_0} + \frac{p^2}{w_0^2}}$
Feszültségnövelő	$\frac{1}{a} \frac{1 + pR_c C}{1 + \frac{p}{Qw_0} + \frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{K'}{H} \frac{1 + pR_c C}{1 + \frac{p}{Qw_0} + \frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{R_v K'^2}{H} \frac{(1 + pR_c C) \left(1 + p \frac{L}{K'^2 R_v} \right)}{1 + \frac{p}{Qw_0} + \frac{p^2}{w_0^2}}$
Polaritásváltó	$\frac{1}{a} \frac{1 + pR_c C}{1 + \frac{p}{Qw_0} + \frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{KK'}{H} \frac{1 + pR_c C}{1 + \frac{p}{Qw_0} + \frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{R_v K'^2}{H} \frac{(1 + pR_c C) \left(1 + p \frac{L}{K'^2 R_v} \right)}{1 + \frac{p}{Qw_0} + \frac{p^2}{w_0^2}}$

$$H = a A U_{be} \quad Q = \frac{1}{\sqrt{H}} \sqrt{\frac{L}{C} \frac{1}{R_c}} \quad w_0 = \sqrt{\frac{H}{LC}}$$

az alharmonikus gerjedés ebben az esetben — a szélességmodulátort leíró függvényével figyelembe véve — viszonylag egyszerűen kézbentartható [8]. A másik két áramkörfajta kidolgozott stabilitásvizsgálati módszerek közül csak az átlagolt modellen lapuló eljárás [9] nyújt viszonylag szemléletes képet.

7. Következtetések

Az állapotegyenletek átlagolása a kapcsolóüzemű stabilizátorok statikus és dinamikus leírására jól használható módszer. A legfontosabb üzemi paraméterek (bemenő feszültség érzékenység, referenciakövetés, kimenő impedancia) egyenáramú értékének és frekvenciafüggésének meghatározása visszacsatolatlan és visszacsatolt esetre egyaránt elvégezhető a módszer segítségével. A hurok stabilitási viszonyai az átlagolt modell alapján azonban csak közelítő pontossággal analizálhatók.

I R O D A L O M

[1] G. W. Wester, R. D. Middlebrook: Low-Frequency Characterization of Switched dc—dc Converters. IEEE

Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1973. május, 376—385. old.

[2] R. D. Middlebrook, S. Cuk: A General Unified Approach to Modelling Switching—Converter Power Stages. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976. június, 18—34 old.

[3] O. A. Kossov: Comparative Analysis of Chopper Voltage Regulators with LC Filter. IEEE Transactions on Magnetics, 1968. december 712—715. old.

[4] Redl R.: Tranzisztoros kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor alaptípusok vizsgálata. Híradástechnika, 1973. június, 173—177 old.

[5] A. Capel, J. G. Ferrante, R. Prajoux: Dynamic Behaviour and Z—Transform Stability Analysis of DC/DC Regulators with a Non Linear P. W. M. Control Loop. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1973. június, 149—157 old.

[6] Csáki F.: Korszerű szabályozáselmélet. Akadémiai Kiadó, Bp. 1970. 1000—1001 old.

[7] F. C. Lee, Y. Yu, J. E. Triner: Modelling of Switching Regulator Power Stages With and Without Zero — Inductor — Current Dwell Time. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976. június, 62—76 old.

[8] Bölcskey A.: Diplomaterv. BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék, 1976.

[9] G. W. Wester: Linearized Stability Analysis and Design of a Flyback DC—DC Boost Regulator. IEEE Power Electronics Specialist Conference Record, 1973. június, 130—137 old.

A kapcsolástechnika fejlődési iránya a Kyoto-i ISS tükrében

A kapcsolástechnika fejlődési irányainak felismerésében a rendszeresen megrendezett International Switching Symposium-ok mérföldkövet jelentettek. Célszerűnek látszik ezért a Kyotóban elhangzott vélemények ismerete, amelyeknek megszerzéséhez kívánunk segítséget nyújtani a plenáris ülés előadásainak alábbi kivonataival.

Japán híradástechnikai hálózatfejlesztése és az elektronikus kapcsolórendszerek fejlesztése

Japán jelenlegi telefonhálózatában több mint 30 millió előfizető van. A belföldi szolgálatot az NTT, a nemzetközi szolgálatot a KDD tartja fenn. Mind az NTT, mind a KDD jelentős mértékben támogatja a fejlesztési tevékenységet.

Az NTT 1952-ben alakult, azóta öt éves tervek alapján dolgozik. Legfőbb napi feladata a mennyiségi igények kielégítése és az országos méretű távhívás bevezetése.

A szolgáltatás javítása érdekében nagy erőfeszítéseket tettek az igazgatás megújítására és modernizálására. Erre jellemző adat, hogy az egy postai alkalmazottra jutó kiszolgált telefonok száma 15-ről 136-ra nőtt, míg a hálózat megbízhatóságának növekedése azt hozta, hogy a hibaszám/előfizető/hó jellemző 19-ről, 0,8-re csökkent.

Japán távhívóhálózatának felépítése hierarchikus, és a távolsági áramkörök 50%-a 2700 csatornás mikrohullámú rendszereken, 40%-a pedig 10 800 csatornás koaxiális rendszereken létesült.

Jóllehet a mennyiségi igények kielégítése egyensúlyba került, a távhívóforgalom egyre tovább növekszik, és az országos méretű távhívás bevezetésével egyre terjed a végpontok közötti számbillentyűs készülékre alapozott jelzésrendszer.

A számítógépek számának növekedésével egyre nő a számítógépek közötti adatátviteli szolgáltatás iránti igény is. Ez ma a telefon mellett a második legnagyobb szolgáltatás. Ennek kiszolgálására a DDX2 digitális áramkörkapcsoló

rendszer most van kísérleti üzemben Tokió, Yokohama, Osaka és Nagoya között. Japán nemzetközi kapcsolatait tenger alatti kábelon és az INTELSAT-on át építi fel.

A kapcsolóberendezések fejlesztése Japánban 1964-ben érte el a crossbar fejlesztés csúcsát, az NTT ekkor úgy határozott, hogy elkezdje a tárolt programvezérlésű elektronikus kapcsolórendszerek fejlesztését. Ez a fejlesztés az NTT irányításával, a négy nagy japán gyártó (NEC, OKI, Fujitsu, Mitchubisi) közreműködésével indult meg.

Ehhez a fejlesztési fázishoz a huzalozott programvezérlésben szerzett nagy tapasztalatokon át jutottak el, és sokat tanultak a számítástechnikától, ezen belül a software technikától.

Az 1967-ben lefolytatott vizsgálatok azt mutatták, hogy ekkor még nem volt gazdaságos az időosztásos kapcsolástechnika, ezért térosztásos rendszer fejlesztését tűzték ki az alábbi célokkal: gazdaságossága legyen összemérhető az akkori rendszerekkel; funkcionálisan rugalmas legyen; legyen alkalmazható különböző funkciójú központokként.

A fejlesztés eredménye a DEX család, amely 1976-ra kialakult. A család tagjai a D10, D10—R1, D20 központok. Ezzel egy időben a KDD-nél nemzetközi célokra rendelkezésre áll az XE—1 térosztásos telefonközpont és a CT—10 időosztásos telexközpont.

Az új rendszer bevezetését az NTT a tárolt programvezérlés rugalmasságával, az alapterület-megtakarítással és gazdaságossággal, valamint az üzemvitel és karbantartás könnyedségével indokolja.

Jóllehet a japán hálózat ma még alapjában véve step-by-step rendszerű, a DEX rendszer rohamos térhódítása várható. Ma a DEX rendszer részesedése a helyi hálózatban 3%, a helyköziben pedig 17%. A bővítésben a DEX rugalmasságát kihasználva mobil konténeres központokat is használnak. Ennek műszaki alapja a D20 típus. Egy 10 000 vonalas központ négy szabványos konténerben helyezhető el.

A jövő híradástechnikája Japánban most a mennyiségi növekedésről a minőségi javulásba megy át. Ennek nagy

szerepet szánunk a szennyeződés, a túlzásfoltosság és az idegenedés elkerülésében.

Az NTT az integrálás érdekében a teljes hírközlő hálózatot tanulmányozza. Alapkutatás folyik az LSI technika terén, az optikai szálvezető technika terén és a digitális technika terén, mivel ezek nagy befolyást gyakorolnak a jövő fejlődésére, amelynek következő lépése lesz az átviteltechnika és kapcsolástechnika integrálása.

A hírközlési kapcsolástechnika fejlesztése Ausztráliában

Ausztrália jelenlegi lakossága 13,5 millió, a telefonok száma 1,5 millió és ezek többsége a nagyvárosokban van. A telex-állomások száma 16 ezer és az éves növekedési ráta 10–20%.

A hagyományos Strowger rendszert az LME AR crossbar rendszere váltotta fel, az ARF, ARM és ARK telefonközpontokkal, valamint az ARB telexközponttal.

Jóllehet a Telecom Australia fejlesztéssel nem foglalkozik, a technika megismerése érdekében kidolgozott egy hűs-vonalas PAM telefonközpontot, ami elvezetett a digitális kapcsolástechnikához és a tárolt programvezérléshez. A munka eredménye egy digitális tandem központ létrejötte volt.

Az új technika értékelésében Ausztrália szerepe jelentős, erre a szerepre alapozzák az elektronikus kapcsolástechnika bevezetését.

A telefon kapcsolástechnika terén 1964-ben adták ki az első ajánlati felhívást elektronikus rendszerre a kis telefonsűrűségű rurál automatizálás érdekében, míg a nagy kapacitású tranzitközpont igényt 1974-ben 50 000 vonalas 10 C rendszerrel elégtették ki.

Jelenlegi crossbar rendszerüket az LME ARE 11 alapján korszerűsítették. Ezt a rendszert központi laboratóriumukban vizsgálták és ezzel tanulták meg a tárolt programvezérlésű technikát. A világirodalom tanulmányozása alapján 1975-ben írtak ki tendert tárolt programvezérlésű rendszerre.

Ausztrália kapcsolóberendezéseit más országban fejlesztették ki, részben Ausztráliában gyártják és a Telecom Australia üzemelteti őket. Ezért nagyon fontos a jó együttműködés a három említett partner között.

Ausztrália hálózatának jó működéséhez a Telecom Australia megvalósíthatósági tanulmányokat végez a fejlesztés érdekében és az új rendszerek értékelésére. Esetenkénti sürgős fejlesztési igényeket maga is kielégít. Ezen a területen pillanatnyilag a legnagyobb probléma a software hozzáértés hiánya. Ezt software center létrehozásával próbálják enyhíteni, amelyben például a 10 C rendszerhez 24 órás software támogatási szolgálat működik.

Ausztrália új rendszereit továbbra is a világpiacon fogja kiválasztani. Ennek érdekében különös gondot fordítanak a követelmények specifikálására és a kapcsolórendszerek értékelésére, megbízott csoportok követik figyelemmel a világ kapcsolástechnikai fejlesztésének eredményeit és a kiválasztás során a helyi gyártást mindig figyelembe veszik. A helyi gyártóknál mindig tömegben rendelkeznek, nem egyedi darabonként.

Egy új rendszer bevezetésénél a Telecom Australia fontosnak tartja, hogy a hálózatban jól integrálható legyen egységes üzemeltetési eljárásokkal, amelyek pontosan specifikáltak; hogy legyen egy műszaki mag, amely ismeri a bevezetendő új technikát és technológiát; hogy a tender kiírása előtt alaposan megismerje a szóba jöhető rendszereket; hogy részt vegyen a rendszer felhasználói tervezésében; hogy felállítson egy tanulóközpontot a rendszer megismerésére; hogy a megismerést rövid próbaüzemeléssel biztosítsa; és hogy folyamatos együttműködést alakítson ki a felhasználó és a gyártó között.

Az új kapcsolórendszerek fejlesztése egyre gyorsul, a generációváltás ideje egyre rövidül. Ausztráliában a Strowger rendszer gyakorlatilag 40 évig élt, az egyedüli szabványos crossbar rendszer 15 évig, míg az új rendszer megjelent. Ez az új a tárolt programvezérlésű rendszer, amit már most alkalmazni kell. A fejlődés oda jutott, hogy a generációváltás ideje ugyanaz, mint az új rendszer kifejlesztési ideje. Ezért ez a tevékenység nagyon alapos műszaki előkészítést igényel, nagyobb szakmai felkészültségre van szükség.

Fentiek alapján az integrált digitális átvitel és kapcsolás bevezetésének kérdéseinek már ma dolgoznak Ausztráliában.

Híradástechnikai kapcsolástechnika fejlesztése Franciaországban

A francia posta néhány éve nagy bővítési programot dolgozott ki nyilvános hálózatára. A francia kormány határozata alapján a 7. ötéves tervben (1977–82) a híradástechnika fejlesztése kiemelt kormányprogram lesz. Ennek keretében a telefonellátottság 25%-ról 33%-ra nő, majd 1982 után bekövetkezik a 100%-os ellátottság.

A jelenlegi hálózatban túlnyomórészt elektromechanikus központok vannak, melyeknek 80%-a crossbar rendszerű. A crossbar rendszert elektronikus tranzlátórral, díjelszámolással stb. tökéletesítették. Ennek keretében két kommersz számítógéppel vezérelt tranzlátort helyeztek üzembe nagy tranzitközpontokban és hasonló lépést tettek a díjelszámolás terén is. Következő lépésként bevezetik a miniszámítógépes elektronikus vezérlést.

A fejlesztési tevékenységben a francia kormány a hangsúlyt az időosztásos rendszerekre helyezte, mert véleménye szerint ez a jövő kapcsolástechnikája, a gyors fejlesztés érdekében azonban átmeneti megoldásként használnak térosztásos rendszereket is.

A berendezések helyes kiválasztására nemzetközi konzultációt kezdeményeztek, amelynek eredményeként két rendszert, a METACONTA és AXE rendszereket jelölték ki, mivel mindkettő jól alkalmazható a francia hálózatban. A METACONTA rendszer már működőképes részben francia fejlesztés eredménye, jól alkalmazható nagy központokként és a szóba jöhető rendszerek között a legkevésbé drága. A kiválasztott 11F változat miniswitch-es, 3202-es vezérlőt terhelésmegosztásos üzemmódban alkalmazó típus, E11 operációs software adaptációval.

Közepes kapacitású központként az AXE rendszert választották, mivel ez a fejlődés élvonalába tartozó berendezés. Műszaki előnyei közé tartozik a könnyű átalakíthatóság digitális kapcsolóberendezéssé.

A francia posta fenti döntése egybevágh az elektronikus kapcsolóberendezések gyártásának francia trendjével. A postai rendelések 80%-át a CIT-Alcatel és a Thomson CSF fogja kielégíteni.

Mindezek mellett a fő célkitűzés a jövőben is a digitális hálózat kialakítása, ezért 1977–80 között a francia posta 2,2 millió vonalnyi digitális és 1,8 millió vonalnyi térosztásos központot rendel.

Az 1976-ban több mint 100 000 vonalnyi E10 központ 1977 végére eléri a 800 000 vonalas mennyiséget. A helyi központok átlagos kapacitása 15 ezer vonal, míg a párizsi tranzitközpont végkapacitása 18 ezer ívpont.

A digitális kapcsolástechnika széles körű alkalmazása kimutatta a 64 kbit/sec-os jelzőcsatorna előnyét is. A 64 kbit/sec-os sebességű átkérő vonalak alkalmazása előnyös a telex- és adathálózat szempontjából is, és az is kimutatható volt, hogy a helyi hálózatban is előnyös lehet az időosztásos kapcsolástechnika és digitális átviteltechnika.

A technológia jelenlegi fejlettsége mellett az analóg kapcsoló áramkörönkénti költsége (vezérlés és koncentrátorok nélkül) kb. 50%-kal magasabb, mint a digitális kapcsolóé. Rurálhálózatokban a PCM átviteltechnika gazdaságossága magától értetődő, de ez kimutatható közepes mértékű városi hálózatokban is. Nagyvárosi hálózatokban a tandem központos megoldás esetén a digitális hálózat ugyancsak előnyössé válik.

Párizsban 1982-ig a tandem központos digitális hálózat kialakítása 30% megtakarítást eredményez és a tandem hálózat fogja vinni az összeforgalom 10%-át. Ebből következik, hogy a hálózat bővítése digitális úton olcsóbb lesz.

A további előrehaladás üteme nagymértékben függ a digitális elektronika fejlődésétől, amelyben 1959 óta az integráltság mértéke hatvanezerszeresére nőtt, a funkciókenti költség pedig ezerszeresen csökkent. Ez a trend fennmaradása esetén a digitális kapcsolástechnika további előnyös fejlődéséhez fog vezetni.

Híradástechnikai kapcsolóberendezések fejlesztése az NSZK-ban — múlt, jelen, jövő

A mikrofon, a hallgató és az elektromechanikus választógép megalapozta az első telefonhálózatokat.

Az első Strowger központot 1908-ban helyezték üzembe és

az automatizálás 1923-ban már túlnő a helyi hálózatokon, majd 1925—28-ban megjelennek az alközpontok is. A fejlődés a Strowger rendszertől 1938-ban az uniszelektorhoz vezetett, ezen keresztül 1954-ben jutott el az EMD-hez. Ez ma az NSZK alaphálózatának rendszere, amelyben a helyi forgalom 1966-ban 100%-ban automatizált lett. A belföldi távhívóhálózat ma már 100%-ban automatikus, míg a nemzetközi forgalom 97%-ban automatizált.

A hatvanas évek elején nyilvánvalóvá vált, hogy új, jobb hatásfokú rendszereket kell kifejleszteni.

1961—63-ban három félelektronikus központ kísérleti üzemeltetését kezdték meg. Ezeket vizsgálták a közös vezérlést, az új kapcsolómezőt és az új keresztpontot. A vizsgálatok alapján alakult ki a Bundespost specifikáció az EWSO 1 rendszerre. A fejlesztést 1966-ban kezdték el Siemens-irányítással a DeTeWe, SEL és TUN együttműködésével, melynek eredménye a központi vezérlésű EWS család a következő tagokkal: EWSO1 helyi központ, EWSF távhívóközpont; EWSO digitális tandem központ a helyi és távhívóhálózathoz, és az EWSFA nemzetközi központ.

Az EWS rendszer új szolgáltatásai: számbillentyűs hívás; rövidített hívószám; távollevő előfizető hívásának átkapcsolása; automatikus ébresztőszolgálat; információs szolgálat; kimenő hívás korlátozás, és beválasztás.

A táviró-, majd az adathálózat fejlesztése 1933 óta folyik. 1939-ben már 800 előfizető volt, a hálózat alaprendszere a TW39. A II. világháború után hatalmas fejlődésnek indult, és ez a fejlődés nagyon sok közös vonást fedett fel az analóg és digitális átvitel- és kapcsolástechnika között. Ennek ellenére fennmaradt a táviró- és telefonszolgálat különválasztottsága. A korai hatvanas években felmerült az elektronikus telex- és adatközpont iránti igény. A Bundespost döntése integrált digitális telex- és adathálózat kialakítása volt. Ezt realizálta a Siemens EDS rendszer.

A jövő híradástechnikai kapcsolástechnikájának fejlődését nemcsak a telefon, táviró és telex fogja meghatározni, hanem a faksimile, a képvitel és az adatátvitel is.

Az átvitel- és kapcsolástechnika integrálásában a Bundespost még nem foglalt állást, ezért a rohamos fejlődés ellenére is csak 2000 tájára várják.

A telefon kapcsolástechnika fejlesztése Svédországban

A svéd telefonhálózat már 1972-ben teljesen automatizált volt, 1975 végén 5 300 000 előfizető és 6650 központ volt.

Az üzemelő különféle központrendszereket kb. 30 évvel ezelőtt fejlesztették ki, ezért ezek az új igényeket egyre nehezebben elégítik ki.

A kívánt új szolgáltatások az új technika kifejlesztésével vezethetők be. Ezen új szolgáltatások közül a legvonzóbbak: számbillentyűs hívás; rövidített hívószám; riasztási hívószolgálat; és hívott állomáson való várakoztatás. Ezek kielégítése mellett a jelenlegi üzemvitel is javítható.

A fejlődés főbb jellemzői csupán felsorolásszerűen a következők: elektronikus tárolt programvezérlés; koncentrátorok kialakulása; digitális átvitel- és kapcsolástechnika; új jelzésrendszerek; üzemviteli és karbantartási centrumok. Az LME fenti célokra kifejlesztett rendszere, az AXE rendszer, amely a hosszútávú fejlesztési terv alapját képezi.

Az első fejlesztési lépés az országos méretű számbillentyűs választás bevezetése 1985-ig az AXE rendszerrel. Ugyancsak a hosszútávú fejlesztéshez tartozik a meglévő rendszerek kiváltása AXE-vel. Miután az AXE műszaki élettartama 40 évre becsülhető, a meglévő központokat 2020-ig kell lecserélni AXE központokra. A fokozatosság betartása érdekében a bővítést is AXE-vel kell végrehajtani. Ennek a folyamatnak a kidolgozása komoly fejlesztési tevékenységet igényel.

Korábbi döntés alapján a telefon- és adatszolgáltatás integrálását Svédországban még most nem tervezik.

A fentiek alapján főbb következtetéseink az alábbiak: a már bevezetett központrendszerek élettartama igen hosszú; a kapcsolóberendezések fejlesztési, bevezetési és karbantartási költségei magasak és a tárolt programvezérlésű rendszereknél is azok lesznek, elsősorban a software miatt. Ezért moduláris és rugalmas tárolt programvezérlésű rendszert kell választani, hogy ez kielégítse: az új igényeket, új alkalmazásokat és az adaptációt; és az új technológia bevezethetőségét.

Véleményünk szerint Svédországban egyetlen tárolt programvezérlésű rendszer képes lesz modernizálni a régi elektro-

mechanikus hálózatot, kialakítani egy analóg tárolt programvezérlésű hálózatot, és átmenetet biztosítani a digitális tárolt programvezérlésű hálózatba.

Elektronikus kapcsolástechnika az Egyesült Királyságban

Jelenleg az Egyesült Királyság telefonhálózata a harmadik legnagyobb a világon. A helyi hálózat automatizáltsági foka 93%, míg a nemzetközi távhívásnál ez 70%.

A növekedés üteme a telefonnál 4%, telexnél 9% és adatátvitelnél évente 18%. A hálózatban 6400 helyi és 380 magasabb rendű központ van. Ezek túlnyomórészt Strowger rendszerűek. Az elektronikus technika bevezetése regiszter tranzlátör alkalmazásával kezdődött el. A fejlődés első eredményei a TXE2 és TXE4 reed elektronikus rendszerei voltak. A 600—4000 vonal kapacitású PENTEX (TXE2) rendszerből mintegy 700 darab van üzemben, és hetenként kettő újabb kerül a forgalomba.

4000—40 000 vonal kapacitású rendszerként a TXE4-et választották ki, amelynek vezető fejlesztője az STC volt. Az első TXE4-et 1976-ban helyezték üzembe Birminghamban. A tervezett fejlődés 1978 végéig 80 központ 600 000 vonallal, 1980 márciusára 130 központ, 1,2 millió vonallal.

A TXE2 és TXE4 jelentős javulást hoztak a szolgáltatásban, megbízhatóságban, karbantarthatóságban és üzemeltetési rugalmasságban. Mindkettő kitűnően alkalmas a folyamatos továbbfejlesztésre.

A további fejlesztés iránya az ipari koordinációban kialakítandó „X rendszer”. A fejlesztés alapja teljes mértékben a TXE3-nál és TXE4-nél szerzett tapasztalat, eszköze a mikroelektronika, a digitális technika és a software technika felhasználása. Az „X rendszer” már kihasználja a digitális átvitel- és kapcsolástechnika integrálásának lehetőségét, ami igen fontos a digitális átviteltechnika egyre nagyobb mértékű elterjedésével.

Az „X rendszer” fejlesztési programjában kiemelt téma a digitális tandem- és tranzitközpont-fejlesztés, de megfelelő energiát fordítanak a helyi központok fejlesztésére is.

Az „X rendszer” bevezetési stratégiájának alapja az átfedő hálózat megtervezése az evolúciós beépülési folyamat elősegítésére.

A híradástechnikai kapcsolástechnika fejlődése az Egyesült Államokban

A Bell System 1976-os eredményei a helyi kapcsolástechnika terén, hogy üzembe helyezték a No. 2 ESS alapján kifejlesztett első No. 2C ESS rendszert, amelyben mind a programtár, mind az adattár félvezető alapú. A rendszer kapacitása 20 000 vonalig terjed. Ugyancsak kifejlesztették a szétszórt területeken alkalmazható No. 3 ESS-t. A No. 1 ESS továbbfejlesztésével üzembe helyezték az első No. 1A ESS-t, amely maximálisan 128 000 vonal kapacitású központ. Ezt a kapacitást és a 2400 forgalmas órai hívásfeldolgozó képességet az 1A processzor bevezetése eredményezte.

A távhívóközpontok terén kifejlesztették a No. 4 ESS-t. Mint köztudott, ez egy új, nagy kapacitású rendszer, félvezető, időosztásos kapcsolómezővel, amit ugyancsak az 1A processzor vezérel. A második üzembe helyezett No. 4 ESS közvetlenül alkalmas digitális jelfolyamok kapcsolására. 1977 folyamán már 12 ilyen központ lesz üzemben, és ezzel a nyilvános hálózat két fő központtípusa a No. 1A ESS és a No. 4 ESS lesz.

Az Egyesült Államok kapcsolt hálózatában a legjelentősebb változás 1976 májusában kezdődött meg. Ekkor vezették be a Chicago-i No. 4 ESS és a Madison-i 4A crossbar központok között a CCISS jelzésrendszert. Ez igen fontos tény, mert magával hozza a hálózat nagymértékű tökéletesedését. Bevezetése a távhívóhálózatból terjeszkedik a helyi hálózat felé.

Az elektronikus kapcsolórendszerek előnyei egyre nyilvánvalóbbak már a gazdaságosság terén is. Ennek ellenére a Bell System hálózatának 85%-a még ma is elektromechanikus. Ezért fő cél a teljes hálózat jó minőségű üzemeltetésének biztosítása. Erre legjobb mód az elektronizálás és a központosított karbantartási szervezet kialakítása. A Bell System ezen az úton halad tovább a fejlesztésben.

Horváth Imre

BHG Híradástechnikai Vállalat

Egy félvezető világcég

A híradástechnikai szakemberek előtt jól ismert a National Semiconductor Corporation (NS) cég. Közelmúltban Achim Fleck igazgató úr, a keleti értékesítés főnöke adott tájékoztatást lapunk szerkesztőjének cégéről.

Az NS-t 1967-ben alapították meg, midőn egy kis tranzisztorgyár és egy kezdő IC gyár egyesült, az új cég élére pedig Charles E. Sporck — a jelenlegi elnök — állt jó vezetői gárdájával. A helyes gyártmánykonceptiók és a kiváló vezetés igen rövid idő alatt a céget a „nagyok” közé emelte. A fejlődést jól szemlélteti az NS nettó eladásának alakulása az utolsó 5 évben: 1973 99,0 M\$, 1974 213,4 M\$, 1975 235,5 M\$, 1976 325,1 M\$, 1977 387,3 M\$. Az eladott termékek értéke 5 év alatt négyszeresére nőtt!

A cég központja az USA-ban van, Californiában. Az USA-ban 3 és Skóciában egy félvezetőgyára van, 9 országban pedig szerelőüzeme. 1977. április 22-én a skóciai üzem leégett, de újra felépítik.

Az 1977. évi, kerekén 387 M\$ értékesítést az alábbi költségek terhelik:

Termék-előállítás	261 M\$
Mérnöki, fejlesztési k.	31 M\$
Értékesítés, adminisztráció	59 M\$
Leírás, amortizáció	17 M\$
Kamat	2 M\$
Összesen	370 M\$

1977. V. 31-én az NS készletei a következők voltak:

Nyersanyagok	23 M\$
Termék munkában	27 M\$
Készáru	17 M\$

Ugyanezen időpontban a gyár vagyoni helyzete:

Földingatlan	3,3 M\$
Épület	32,4 M\$
Gép, berendezés	76,6 M\$
Létesítés alattiak	17,7 M\$

A cég gyártmánykonceptiója: „System-Sell” (rendszer eladás). Ezért az elektronikus rendszerek összes blokkjait és

azok elemeit teljes választékban előállítja. Ez a gyártmány-fejlesztés vezérfonala is!

Az NS több mikroprocesszor családot is gyárt a fentiek érdekében, ezek mennyiségi megoszlása:

16 bit PACE, IMP, 2901	18%
8 bit byte szervezésű INS8080A	41%
4 bit/8 bit olcsók: COPS, SC/MP, 4004	41%

A cég fontos termékcsoportja a memória. 1977 tavaszán hozta forgalomba a 16 K-s dinamikus RAM-ot, majd a 8 K-s EPROM-ot. Legnagyobb teljesítményűk a „MAXI-ROM”, mely 65 K-s. Ugyancsak ez évben tértek át a 3 hüvelykes tárcsáról (wafer) a 4 hüvelykesre és ezzel a termelési kapacitást majdnem megkétszerezték.

Lineáris IC-k terén újdonságuk ez évben a BI-FET. Ennél egyetlen chip-en junction FET-et és bipoláris tranzisztort is állítanak elő.

Az összes fajta TTL-t és mindkét CMOS családot gyártják, így digitális logikák terén választékuk gyakorlatilag teljes.

Igen sok fogyasztási cikkhez való félvezetőelemet és elemcsoportot gyártanak. Egyik idei újdonságuk: folyadékkristályos kijelzős kvarc karóra, mely egyúttal műszaki-tudományos számológép is.

A cég számos speciális félvezető gyártmánya közül megemlítnék néhányat: vivós távbeszélő előfizetői pont 2 chip-en, 2 chip-es PCM és ennek számos egyéb eleme, olyan átvitel-technikai összeköttetésben alkalmazható jelkompresszor-expander IC, mellyel 30 dB jel/zaj arány javulást lehet elérni.

Az NS-nek számos magyarországi vevője közül A. Fleck úr az alábbiakat emelte ki:

Híradástechnika Szöv.	számológép-alkatrészek
Medicor	tranzisztor, optoelektronika, lineáris IC
EMG	lineáris IC
Orion	közfogyasztású IC-k, TV-játék IC-k

B. Gy.

EGYESÜLETI HÍREK

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület és a Távközlési Kutató Intézet

1978. augusztus 29.—szeptember 1.

között rendez a

6. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokviumot (MICROCOLL)

Budapesten, a Magyar Tudományos Akadémia épületében (V. Roosevelt tér 9.).

A Kollokvium témakörei:

- I. Új irányzatok a hírközlésben
- II. Hírközlési rendszerelmélet
- III. Áramkörelmélet és számítógépes tervezés (CAD)
- IV. Elektromágneses terek, antennák és hullámterjedés
- V. Mikrohullámú áramkörök és alkatrészek
- VI. Félvezető és mágneses anyagok alkalmazása mikrohullámú eszközökhöz

A Kollokvium hivatalos nyelve angol. A Szervező Bizottság felhívja az érdeklődő szakembereket, hogy részvételi szándékukat 1978. június 1. előtt a Kollokvium Titkárságán jelentsék be, illetve a jelentkezési lapot kitöltve küldjék be. A Titkárság címe:

6th MICROCOLL
1525 Budapest 114.
Postafiók 15.
Telefon: 150-013 Budapest
Telex: TÁKI 22-4338

A szocialista elektronikai mérnökegyesületek együttes elhatározásaként kétévenként közös mikroelektronikai alkatrész konferenciát rendeznek valamelyik KGST-országban. A Német Demokratikus Köztársaság Kammer der Technik Elektrotechnikai Egyesülete vállalta elsőnek a konferencia megszervezését

1978. október 5—6-án Drezdában.

A magyar előadásokat és a részvételt egyesületünk szervezi. A konferencia, amelynek vezérmotívuma:

— Korszerű eredmények a mikroelektronika fejlesztése, valamint a népgazdaságban való alkalmazása terén — négy szekcióban fejti ki munkáját:

1. Számítógépes áramkörtervezés.
2. A mikroelektronikai alkatrészek fejlesztésének, üzemeltetésének és gyártásának problémái, technológia, mérés-technika, megbízhatósági vizsgálatok, gyártóberendezések.
3. LSI áramkörök alkalmazása.
4. Gyártási és szállítási lehetőségek. (Külkereskedelem)

A konferencia nyelve német és orosz.

A konferencia részvételi díja 150 M, melyhez az utazás, szállás és napidíj járul.

Jelentkezési határidő: 1978. március 31. Egyesület Titkárságán.

PÁLYÁZATI FELHÍVÁS

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Ifjúsági Bizottsága

„SZERVEZÉS ÉS HATEKONYSÁG”

címmel országos pályázatot hirdet.

A pályázaton munkájával bárki, illetve bármely csoport részt vehet.

A pályázaton részt venni kívánók

felső korhatára 35 év.

A pályázat célja:

A híradástechnikai iparban is, mint minden iparágban előtérbe került az intenzív tartalékok feltárása, hasznosítása. A pályázat célja, hogy vállalati ágazati szinten is hasznosítható, gazdasági, műszaki és szervezési javaslatokat nyerjen a híradástechnikai ipar.

A pályázatnak tartalmaznia kell a javasolt megoldást, bevezetésének feltételeit (személyi feltételek, beruházás stb.), a megoldással elérhető várható eredményeket. Előnyben részesülnek azok a pályázatok, melyek az alábbi kérdésekkel foglalkoznak:

- A számítógépes módszerek (ügyvitel, tervezés, adattár stb.) bevezetésének előnyei a vállalati gazdálkodásban. Lehetőleg konkrét elektronikai vállalati példával illusztrálva.
- Egységes konstrukciós technológiai rendszer bevezetése és a velejáró előnyök az elektronikus iparban.

A pályaművek díjazása:

A Bíráló Bizottság a díjak összegének nagyságát a pályaművek hasznosíthatóságának értéke szerint állapítja meg, figyelembe véve azt, hogy a legmagasabb pályadíj 10 000,— Ft. A díjazásban nem részesülő pályaművek készítői költségtérítésre semmilyen címen nem tarthatnak igényt.

A pályaművek beadása:

A pályaműveket lezárt borítékban kell beküldeni a Híradástechnikai Tudományos Egyesület címére (Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. III. 322.) legkésőbb

1978. november 1-ig

A borítékra mindenkor írják rá a „Pályázat” címét.

A pályázat eredményét a Bíráló Bizottság legkésőbb az 1979. évi HTE Közgyűlésen hirdeti ki.

A döntésről az érdekelteket a HTE Titkársága értesíti.

A díjazott pályaművek a HTE tulajdonába kerülnek és a HTE juttatja el azokat az illetékes vállalatokhoz, illetve intézményekhez. A pályaművek nyilvános bemutatására a HTE lehetőséget biztosít.

A bemutatáson a díjazásban nem részesülő pályaművek is részt vehetnek. A bemutató helyéről és idejéről az Egyesület Titkársága az érdekelteket értesíti.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.3.049.77:681.3

Dr. Mátrai G.:

A mikroelektronika jövője

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 2. sz.

A cikk a mikroelektronika fejlődésének és a technológia fejlődésének rövid ismertetése és elemzése alapján jelöli ki a fejlődés fő irányait. Foglalkozik a memóriák, a központi vezérlő egységek (CPU-k), a ki/bemeneti egységek és a software várható fejlődésével.

ETO 621.395.722.061:621.316.31

Horváth Gy.:

Távbeszélőközpontok folyamatábrái

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 2. sz.

A különböző elveken megvalósított távbeszélőközponti rendszerek összehasonlítása és együttműködésének megoldása, valamint az elektronikus vezérlés feladatainak megfogalmazása végett szükség van a távbeszélőközpont identifikálására. Ez a feladat folyamatábrák szerkesztésére vezet. A cikk a szolgáltatások leírására kialakított nyelvet ismerteti.

ETO 621.375.1.018.424

Szárász Gy.—Korzsinék K.:

Egyenfeszültségtől 100 MHz-ig 0,5 ohmnál kisebb kimenő impedanciájú erősítő tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 2. sz.

A cikk egy univerzális, sokoldalú igényt kielégítő, 100 MHz-ig kis kimenő impedanciájú erősítőt ismertet. Rámutat, hogy kapacitív terhelés esetén egy széles körben elterjedt visszacsatoló hálózat mennyivel nagyobb kimenő impedanciát eredményez, mint a választott megoldás. A megtervezett áramkör mérési adataival zárul a közlemény.

ETO 621.316.722.1:681.5.037

Dr. Redl R.—Novák I.:

Kapcsolóüzemű stabilizátorok analízise állapotegyenleteik átlagolásával

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 2. sz.

A kapcsolóüzemű stabilizátorok egyszerűen analizálhatók a kis frekvenciás modellek segítségével. A cikk a modell meghatározásának az állapotegyenletek átlagolásával történő módszerét mutatja be a három (feszültségnövelő, feszültségcsökkentő és polaritásváltó) alkapcsolásra. Ha az egyes áramköri elemeket két paraméteres helyettesítőképpükkel vesszük figyelembe, a modell alapján igen pontos eredményeket kapunk a statikus és dinamikus karakterisztikákra. A módszer a visszacsatolt stabilizátorok szabályozási tulajdonságainak számítására is alkalmas.

Обобщения

ДК 621.3.049.77:681.3

Д-р Матраи, Г:

Будущность микроэлектроники

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXIX. (1978) № 2

В статье на основе краткого изложения и анализа развития микроэлектроники и технологии намечаются основные тенденции развития. Останавливается на вопросах ожидаемого развития запоминающих устройств, центральных управляющих устройств, устройств входа и выхода и программных обеспечений.

ДК 621.395.722.061:621.316.31

Хорватх, Г.:

Технологическая схема телефонных станций

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXIX. (1978) № 2

Для сравнения и решения совместной работы систем телефонных станций и также для формирования задач электронного управления необходимо отождествления телефонных станций. Эта задача приводится к построению технологических схем. В статье излагается язык, выработанный для описания услуг.

ДК 621.375.1.018.424

Сараз, Г.—Коржинек, К.:

Проектирование усилителя с выходным сопротивлением менее 0,5 Ом, работающего в диапазоне частот 0—100 МГц

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXIX. (1978) № 2

В статье описывается универсальный усилитель, удовлетворяющей многосторонним требованиям и обладающий низким выходным сопротивлением до 100 МГц. Указывается, что при емкостной нагрузки известная и распространенная сеть обратной связи обеспечивает выходное сопротивление, значительно превышающее выходное сопротивление выбранного решения. В заключении даются результаты измерения проектируемой цепи.

ДК 621.316.722.1:681.5.037

Д-р Редл, Р.—Новак, И.:

Анализ стабилизаторов в режиме переключения с усреднением их уравнений состояний

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXIX. (1978) № 2.

Стабилизаторы в режиме переключения просто анализируются при помощи моделей низких частот. В статье показывается метод определения модели путем усреднения уравнений состояния для трех основных схем стабилизаторов (увеличение напряжения, уменьшение напряжения и переполюсовка). Если отдельные схемные элементы учитываются их двухпараметровой схемой замещения, то на основе модели получаются очень точные результаты для статических и динамических характеристик. Метод годен и для расчета свойства регулировки стабилизаторов с обратной связью.

Zusammenfassungen

DK 621.3.049.77:681.3

Dr. Mátrai, G.:

Zukunft der Mikroelektronik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 2.

In dem Aufsatz werden die Haupttendenzen der weiteren Entwicklung auf Grund einer kurzen Erörterung und Analyse der Entwicklung von Mikroelektronik und Technology bestimmt. Es wird mit der voraussichtlichen Entwicklung von Memorien, Zentraleinheiten (CPU), Ein/Ausgangseinheiten und Software beschäftigt.

DK 621.395.722.061:621.316.31

Horváth, Gy.:

Flussdiagramme von Fernsprechzentralen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 2.

Die Identifikation der Fernsprechzentralen ist zweck des Vergleiches der auf verschiedenen Prinzipien entwickelten Fernsprechzentralen, der Lösung ihrer Zusammenwirkung, ferner wegen der Beschreibung der Aufgaben von der elektronischen Steuerung, notwendig. Diese Aufgabe führt zu der Konstruktion von Flussdiagrammen. In dem Aufsatz wird die zur Beschreibung der Dienstleistung entwickelte Sprache erörtert.

DK 621.375.1.018.424

Száráz, Gy.—Korzinek, K.:

Entwurf eines Verstärkers mit einem Ausgangsimpedanz kleiner als 0,5 ohm zwischen Gleichspannung und 100 MHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 2.

In dem Aufsatz wird ein universaler, vielseitiger Ansprüchen befriedigender Verstärker mit einer kleinen Impedanz bis 100 MHz, erörtert. Es wird darauf hingewiesen, dass wieviel grössere Ausgangsimpedanz ein in weitem Kreis verbreitetes gegengekoppeltes Netzwerk mit kapazitiver Belastung ergibt, als die gewählte Lösung. Der Aufsatz wird mit dem Messangaben des geplanten Stromkreises beendet.

DK 621.316.722.1:681.5.037

Dr. Rédl, R.—Novák, I.:

Analyse von Schaltspannungsregler mit der Mittelwertbildung deren Zustandsgleichungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 2.

Die Schaltspannungsregler können mit der Hilfe von Niederfrequenzmodellen einfach analysiert werden. Der Aufsatz erörtert die Methode der Bestimmung des Modells, welche mit der Mittelwertbildung der Zustandsgleichungen bezüglich der drei Grundschaltungen (Abwärtsregler, Aufwärtsregler und Polaritätsumkehrregler) ausgeführt wird. Wenn wir die einzelne Schaltungselemente mit ihren Ersatzbild welche zwei Parameter haben in Acht nehmen, bekommen wir auf Grund des Modells sehr genaue Ergebnisse bezüglich der statischen und dynamischen Charakteristiken. Die Methode ist auch zur Berechnung der Regelungseigenschaften der rückgekoppelten Spannungsregler geeignet.

UDC 621.3.049.77:681.3

Dr. Mátrai, G.:

Future of Microelectronics

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No 2.

The paper determines the principal trends of development on the basis of a brief review and analysis of microelectronics. It deals with the development to be expected of memories, central process units (CPU), in/output units and software.

UDC 621.395.722.061:621.316.31

Horváth, Gy.:

Flow Diagrams of Telephone Exchanges

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No 2.

The identification of telephone exchanges is necessary in order to compare telephone exchange systems based on different principles and to design their interworking; further to define the task of electronic control. These tasks lead to the construction of flow diagrams. The paper describes the language developed for the description of facilities.

UDC 621.375.1.018.424

Száráz, Gy.—Korzsinek, K.:

Design of an Amplifier with an Output Impedance Less than 0,5 ohm from D.C. up to 100 MHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No 2.

The paper presents a universal amplifier with a small output impedance up to 100 MHz satisfying various requirements. It shows that in case of capacitive load how much larger output impedance a wide spread feedback network has as a result, than the solution chosen. The paper ends with the measuring data of the designed circuit.

UDC 621.316.722.1:681.5.037

Dr. Redl, R.—Novák, I.:

Analysis of switched-mode regulators by averaging of state-space equations

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No 2.

Switched-mode regulators can be analysed in a simple way by the help of low-frequency models. The paper introduces the method of determination of the model for the three basic types (buck, boost and buck-boost) by averaging of state-space equations. Based on the model exact results can be derived for the static and dynamic characteristics using equivalent circuits with two parameters for the circuit elements. The method is suitable for the calculation of control properties of feedback regulators, too.

CDU 621.3.049.77:681.3

Dr. Mátrai, G.:

Avenir de la microélectronique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No 2.

L'article assigne les tendances essentielles de l'évolution à la base de la description et analyse succinctes du progrès de la microélectronique et celui de sa technologie. Il s'occupe du progrès prévu, des mémoires, organe central de commande et ensembles de sortie et d'entrée et software.

CDU 621.395.722.061:621.316.31

Horváth, Gy.:

Diagramme de calcul de centraux téléphoniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No 2.

Pour résoudre la comparaison et coopération des systèmes de centraux téléphoniques réalisés à la base des principes différents ainsi que pour rédiger les problèmes de commande électronique il est nécessaire d'identifier des centraux téléphoniques. Cette tâche va conduire à la rédaction des diagramme de calcul. L'article fait valoir le langage formé pour décrire des débits.

CDU 621.375.1.018.424

Száráz, Gy.—Korzsinek, K.:

Calcul d'amplificateur à impédance de sortie inférieure à 0,5 ohm dans la bande passante de 0 à 100 MHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No 2.

L'article décrit un amplificateur universel satisfaisant plusieurs exigences à impédance faible dans la bande passante de 0 à 100 MHz. Il indique: combien l'impédance de sortie résultant d'un réseau à contre réaction très répandu — dans le cas d'une charge capacitif — est plus fort que la solution choisie.

CDU 621.316.722.1:681.5.037

Dr. Redl R.—Novák I.:

Analyse des stabilisateurs à commutation par la moyenne de leur équation caractéristique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No 2.

On peut facilement analyser les stabilisateurs à commutation par des modèles à basse fréquence. L'article expose la méthode de faire la moyenne des équations caractéristiques pour trois montages de base (survolteur, dévolteur et commutateur de poles). En considérant des dispositifs de circuits équivalents à deux paramètres on obtient les résultats très précis pour les caractéristiques statiques et dynamiques à partir du modèle. La méthode est apte à calculer les propriétés régulatrices des stabilisateurs à réaction.