



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA
XLI. évfolyam
BUDAPEST

1990

7-8

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XLI. évfolyam, 1990. 7–8. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke:

HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

DR. FLESCH ISTVÁN

MÉREY IMRÉNÉ

SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

SZERKESZTŐBIZOTTSÁG:

ITE

Rovatvezető: Mérey Imréné

Gál Ferenc

Dr. Prónay Gábor

BHG

Rovatvezető: Angyal László

Tudományos szerkesztő: Dr. Frajka Béla,

Ágostházi Margit, Bernhard Richárd,

Fazekas László, Dr. Kerpán István,

Klug Miklós, Laczkó Endre, Sztaiacs Ákos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László

Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz,

Balogh Albert, Csornai László,

Czermann Mihály, Hidás György,

Huszka Zoltán, Dr. Ligeti Róbertné,

Dr. Mátrai Géza, Dr. Motál György,

Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: Dr. Somogyi András

Tudományos szerkesztő: Dr. Frigyes István

Denk Attila, Froemel Károly,

Nóbik Lajos, Pethes István

REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza

Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz,

Horváth Lajos, Mészáros Sándor,

Papp Károly, Sugár Béla,

Dr. Udvarhelyi Gábor, Dr. Vértessy Miklós

TKI

Rovatvezető: Dr. Baranyi András

Tudományos szerkesztő: Dr. Lajtha György,

Dr. Henk Tamás, Dr. Kása István,

Megyesi Csaba, Dr. Sárkány Tamás,

Dr. Simonyi Ernő

TERTA

Rovatvezető: Szalay Tibor

Tudományos szerkesztő: Dr. Gordos Géza,

Keller János, Márk Zoltán,

Porpáczy Elemér, Schnürmacher Tamás,

Török László, Veress Péter

Szerkesztőségi ügyekben és kéziratokkal
kapcsolatban felvilágosítást ad: Szöllősi
Györgyné. Telefon: 149-5098

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXVI. évfolyam, 1990. 7–8. szám

ROVATOK

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

ROVATGAZDÁK

ITE (H)
TKI (□)
BHG (#)
TERTA (↔)
ORION (*)
MEV (↑)
REMIX (Δ)

ROVATTÁRSÁK

BEAG HTV
BME KONAKTA
BRG KŐPORC
EMO KFKI
El. szöv. M. Posta
FMV ML
GAMMA MM
HTSZ MFKI
HAGY TUNGSRAM

TARTALOM

DR. SOMOGYI ANDRÁS – DR. KÁNTOR CSABA: Mikrohullámú rá- diórelé rendszerek: jelen és jövő	193
STIPKOVITS ISTVÁN: Gate Array-vel megvalósított kettes komplement képző és kódkonvertáló áramkör	200
DR. AMBRÓZY ANDRÁS	208
HOSSZÚ GÁBOR: Számítógépes módszerek a VLSI kihozatal növelé- sére	209
Szemle	215
KÁLDI TIBOR – SZENTIDAY KLÁRA: Mikroszámítógépes program bemenetszámkorlátozott NÉS – NÉS kapuhálózat szintézisre	217
Tartalmi összefoglalások	223

Mikrohullámú rádiórelé rendszerek: jelen és jövő

DR. SOMOGYI ANDRÁS

Orion Rádió és Villamossági Vállalat

DR. KÁNTOR CSABA

Posta Kísérleti Intézet

Összefoglalás

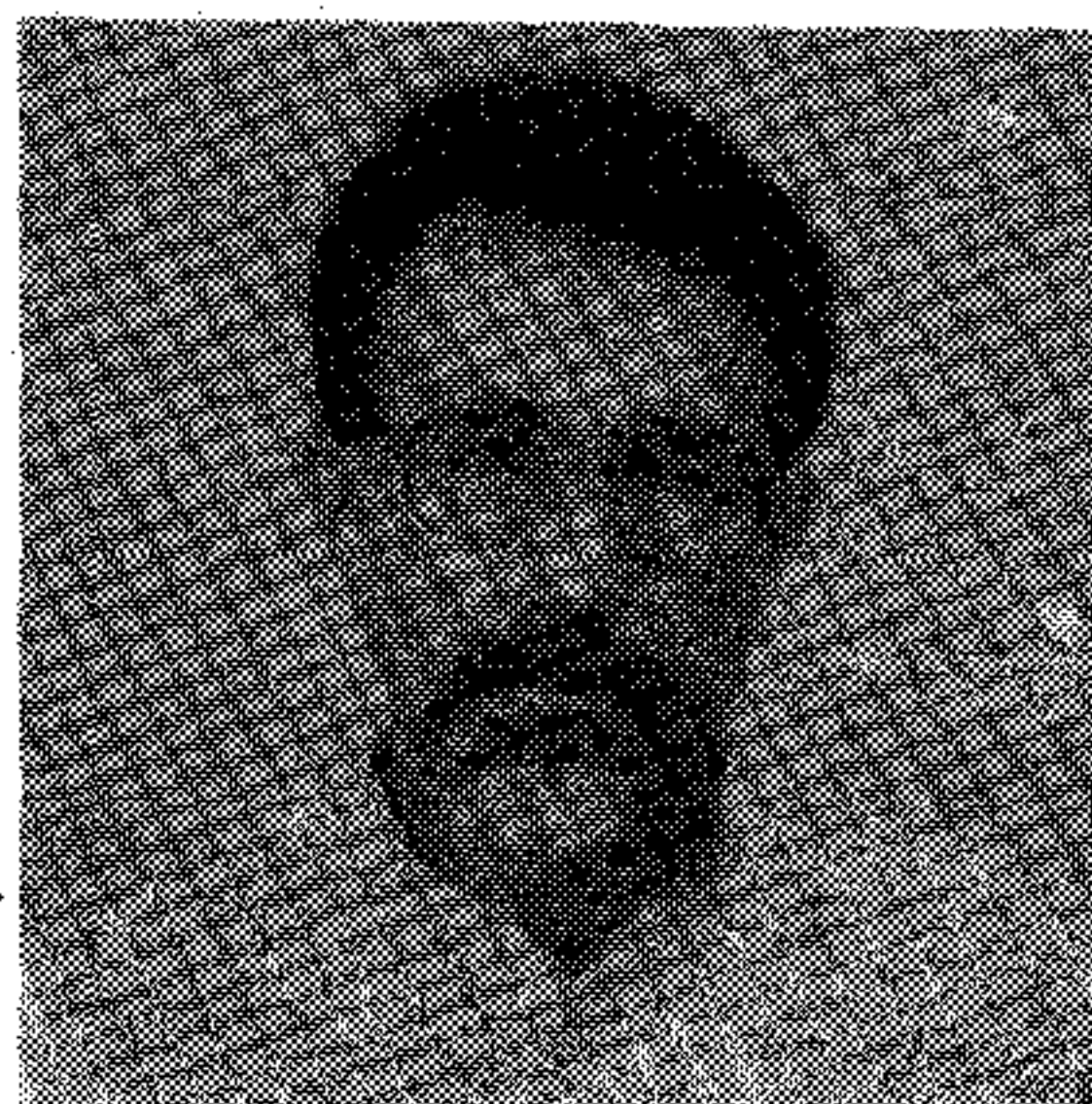
A cikk vizsgálja a földfelszíni mikrohullámú rádiórelé rendszerek távközlésben elfoglalt szerepét, kitér a jövőbeni fejlődés irányaira. Az elemzés szempontjai: a digitalizálódás, a rendszertechnikai és technológiai fejlődési trend, az alkalmazástechnika várható alakulása. A cikk foglalkozik a Magyar Posta távközlésfejlesztési elképzeléseivel, a mikrohullámú rendszerek hazai alkalmazási lehetőségeivel.

Bevezetés

A földfelszíni mikrohullámú rádiórelé rendszerek napjainkban meghatározó szerepet játszanak a világ távközlésében. Az Egyesült Államok távközlési forgalmának 70 %-a bonyolódik le rádiórelé rendszereken, míg az európai távközlési hálózatokon belül – az országok fejlesztési színvonalától függően – a forgalom 20–50 %-át viselik a földfelszíni rádiórelé rendszerek. Az európai mikrohullámú távközlés több, mint 20 %-a digitális rendszereken folyik és ez az arány meredeken emelkedik.

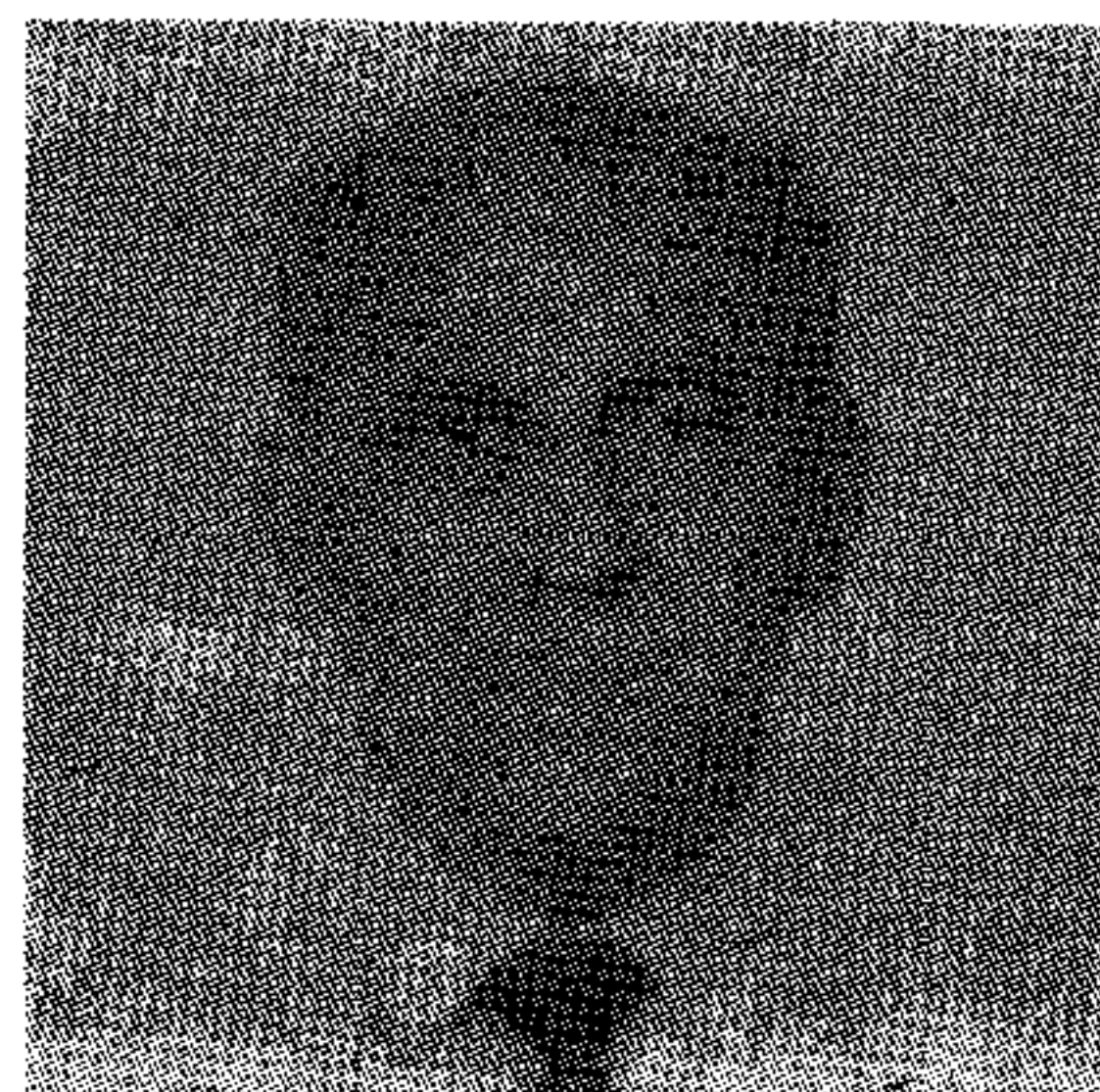
Az országok fejlettségi színvonalát említettük fentebb, mert több, mint triviálisan szoros az összefüggés a nagy mennyiségű – de az alacsonyan fejlett országokban olcsó – élőmunkát igénylő tradicionális kábeles összeköttetések létesítése, illetve a korszerű technikát alkalmazó, kevésbé sebezhető, könnyebben szervizelhető mikrohullámú rendszerek felépítése, és az adott ország ipari – technológiai fejlettsége, felhalmozott szellemi tőkéje között. A transzkontinentális hírközlésben alternatíva lehet az ugyancsak mikrohullámú (4–6 GHz) műholdas távközlés és egészen kis ill. közepes távolságokon a rendkívül nagy sáv szélességet biztosító, ezért a csatornánkénti költségeket a hagyományos kábelhez képest jelentősen redukáló optikai kábeles átvitel. A hírközléssel foglalkozó nemzetközi szervezetek (CCIR, CCITT, CEPT) megítélése szerint a földfelszíni mikrohullámú rendszerek távlatilag is megőrzik stratégiai jelentőségüket és az ugyancsak gyorsan fejlődő optikai hírközléssel együtt a belátható jövő átviteli eszközeinek tekinthetők.

A földfelszíni mikrohullámú rendszerek fejlődési trendjét vizsgálva szempontokként az alábbiakat választottuk:



DR. KÁNTOR CSABA

1971-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának Híradástechnikai Szakán. A Posta Kísérleti Intézet Mikrohullámú és űrtávközlési osztályának tudományos osztályvezetője. A földfelszíni mikrohullámú összeköttetések és űrtávközlési rendszerek fejlesztésével, hullámterjedési jellemzőivel, tervezési módszereivel kapcsolatos postai kutatásokat irányítja. 1981-ben a budapesti 13 GHz-es mikrohullámú PCM átkérőhálózat megvalósítását előkészítő kutatásokért Békésy-emlékéremmel tüntették ki. 1985-ben a mikrohullámú összeköttetések nyomvonaltervezése témakörben a Budapesti Műszaki Egyetemen műszaki doktori címet szerzett.



DR. SOMOGYI
ANDRÁS

Villamosmérnöki oklevelét 1958-ban kapta meg az BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnika Szakon. 1966-ban végezte el a Félvezető Szakmérnöki Tagozatot, 1967-ben védte meg egyetemi doktori disszertációját tranzistorok nagyfrekvenciás viselkedése témában. 1958 óta dolgozik az ORION-ban, előbb TV fejlesztőként, majd mikrohullámú rádiórelé berendezések fejlesztésével kezdett foglalkozni. 1975-től 1987-ig a mikrohullámú fejlesztési főosztály vezetője, 1988-tól a professzionális profil főmérnöke. Tagja a HT szerkesztő bizottságának.

- a digitalizálási irányzat és az analóg rendszerek jövője,
- rendszertechnikai és technológiai fejlődés,
- alkalmazástechnika.

1. Digitális és analóg rendszerek

A jelen és a jövő felvázolása szükségessé teszi a kezdetekre való visszapillantást. A mikrohullámú földfelszíni rendszerek térhódítása a 40-es évek végén, az 50-es évek közepén vette kezdetét, amikor a mikrohullámú erősítéstechnika II. világháború alatt kifejlesztett eszköztárának polgári alkalmazására lehetőség nyílt. A kezdetet természetesen az elektroncsöves analóg FM

Beérkezett: 1989. VIII. 2. (*)

rendszerek jelentették, hiszen a modulációs technika hagyományai a vivőhullámú gyakorlatban kialakultak. Az első európai digitális rádiórelé rendszerek a 60-as évek elején kerültek alkalmazásra. Nem kis büszkeséggel emlékezhetünk vissza arra, hogy hazánkban a fejlett ipari országokkal egyidőben indult meg a rádiórelé berendezések fejlesztése és gyártása. A 4 GHz-es és 6 GHz-es nagykapacitású analóg rendszereket a Távközlési Kutató Intézet fejlesztette és a Finommechanikai Vállalat vette gyártásba. Az európai irányzat fővonulatában a 60-as évek elején a BHG és az ORION fejlesztői hozták létre az első magyar digitális rádiórelé családot a DM (deltakódmodulált) rendszer 6 és 32 csatornás változatait, melyekből az ORION világviszonylatban is kiemelkedő mennyiséget, több ezer állomást gyártott és exportált.

A kezdeti – nemzeti sajátosságokra szabott – digitális rendszereket a széles körű nemzetközi szabványosítás, a kompatibilitásra való törekvés következtében a 60-as évek végén, a 70-es évek elején felváltották a PCM rendszerek újabb és újabb technológiai generációival. A digitális és az analóg technika közötti verseny véglegesen a 80-as évek elején-közepén dőlt el a digitális rendszerek javára. A technológiailag legfejlettebb országok már a 80-as évek végétől, a többiek pedig várhatóan legkésőbb a 90-es évek közepétől új analóg mikrohullámú rádiórelé rendszereket nem telepítenek.

Tekintsük át röviden a digitalizálódás rohamos és végleges térhódításának főbb okait és azokat a műszaki feltételeket, melyek a lehetőséget kínálták az ez irányú fejlődéshez.

A digitalizálódás okai között elsőként az adatforgalomnak a távközlés egészéhez viszonyított rohamosan növekvő arányát kell említenünk. A számítógépes hálózatok megteremtése, a számítógépes tervezési módszerek (CAD) elterjedése ill. a szétszórt kutató-fejlesztőhelyek központi nagyszámítógépekre való támaszkodása parancsolóan előírták az adatforgalom nagy távolságú csatornáinak kialakítását. Az adatforgalom természetes közege pedig a digitális jel.

Az adatátvitel szocializálódása, az ipari-technológiai közegekből a társadalmi közegbe való átemelése jelenik meg az ISDN (integrált szolgáltatású digitális hálózat) koncepcióban. Ebben az információ csaknem minden lehetséges formáját (kép, hang, adat) felölelő kétoldalú interaktív kapcsolat integrálódik a forrás és a felhasználó között, teljesen digitalizált közegben. Ez a szolgáltatás minőségének óriási javulását teszi lehetővé, hiszen elmaradnak az adatforgalom útjából az óhatatlanul minőségrontó AD/DA átalakítások.

A sokfelhasználós adatátviteli rendszerek éppúgy, mint a távbeszélő forgalomba bekapcsolódó szétszórt előfizetői területek (pl. rurál hálózatok) szükségessé teszik az információ egyszerű leágaztathatóságát és új információ egyszerű beiktatási lehetőségét. Az időosztású digitális (PCM) rendszerek kínálják ezt a szolgáltatást.

A mikrohullámú rendszerek digitalizálásához az alábbi műszaki feltételek teremtették ill. teremtik meg a lehetőséget:

Elsőként kell említeni a félvezető technológia rohamos fejlődését. A naponta megjelenő új és még újabb, egyre növekvő komplexitású digitális integrált áramkörök egyre inkább nem áramköri, hanem komplett szolgáltatási funkciókat valósíthatnak meg egy tokon belül és lehetővé teszik a számítástechnikában kialakult áramköri intelligencia meghonosítását a rádiórelé rendszerekben.

A félvezető technika fejlődése, az olcsó digitális félvezető eszközök megjelenése tette lehetővé a PCM technika korszerű változatainak széles körű elterjedését.

A kapcsolástechnika digitalizálása, azaz az elektronikus tárolt-program vezérlésű (TPV) távbeszélő központok kifejlesztése és alkalmazásba vétele lehetővé tette az információ digitális síkon való csatlakozását a központhoz. Ez egyben gazdasági kényszert is jelent az átviteli út digitalizálásához.

A korszerű, sok állapotú modulációs rendszerek kialakítása ill. az ezekhez szükséges eszközök (adaptív kiegyenlítők, lineáris erősítők, stb.) megjelenése a spektrumkihasználás területén is versenyképesé teszi a digitális mikrohullámú berendezések alkalmazását, lehetővé teszi digitális összeköttetések telepítését az analóg rendszerekhez kialakult frekvenciaraszterekben.

A képfeldolgozás fejlődése, a TV képjelek adaptív kódolási algoritmusainak kifejlesztése és alkalmazása a video információ továbbítását is lehetővé teszi digitális mikrohullámú rendszereken.

A verseny tehát eldőlt. Mégis fel kell tennünk a kérdést, vajon végleg és főként a közeli jövőben kihálnak-e az analóg FM mikrohullámú rendszerek? Ne feledjük a cikkünk elején említett adatot: az európai mikrohullámú távközlés 20 %-a bonyolódik le digitális rendszereken. Az országok döntő többségében ma még az analóg távközlési környezet tekinthető tipikusnak. A fejlett nyugat-európai országok között is különleges helyet foglal el Franciaország, ahol a teljes postai távbeszélő hálózatot – sokéves, gondos előkészítő munka után – egyetlen nap alatt digitalizálták. Különösen alacsony a távközlő hálózat digitalizáltsági foka az úgynevezett „szocialista” országokban, ahol számottevő elektronikus nagyközpont gyártás nem folyik, az egy-egy központ típus kifejlesztéséhez szükséges 3–5 milliárd USD tőke, valamint csúcstechnológiát képviselő eszközpark – már csak a csúcstechnológia transzfer nyugati korlátozásai miatt is – nem áll rendelkezésre. (Magának az elektronikus távbeszélő központnak, mint készterméknek az exporttilalmát is csak 1988 szeptemberében oldották fel). Ugyancsak az analóg környezet a jellemző az iparosodás általánosan alacsonyabb foka mellett az ún. „harmadik világbeli” országokban is.

Az említett országok postai adminisztrációi általá-

ban hasonló utakat követnek a digitalizálási stratégia megválasztásában. Először az országon áthaladó, tranzitcélokat szolgáló nagy kapacitású gerinchálózati összeköttetéseket váltják ki digitális rendszerekkel. Ezt követően ún. szigetstratégiát alkalmaznak, azaz az ország egy-egy meghatározott területét – az infrastruktúrális fejlesztési szükséglet és a gazdasági lehetőségek által körülhatárolt ütemben – digitalizálják, egy-egy TPV központ környezetében. A kisebb helyi bővítések vagy az analóg átviteli utak nem a digitalizálási stratégiába illeszkedő felújításai azonban analóg FM rendszerekkel történnek még hosszú ideig, becsülhetően legalább 2000-ig.

Még egy – nem elhanyagolható – tényezőt kell megemlíteni: a TV képelet a mai kódolási technikával digitális rendszereken csak 140 Mbit/s sebességen lehet továbbítani továbbfeldolgozásra is alkalmas, kiváló minőségben. A 140 Mbit/s sebességű rendszerek a megfelelő spektrumkihasználáshoz szükséges modulációs eljárásokat és az azokhoz tartozó kiegyenlítő áramköröket is beleértve túlságosan költségesek a csak TV átvitelre szolgáló hálózatok kialakításához. Így TV jel átvitelére még hosszú ideig perspektivikusnak ítéltethők az analóg FM rádiórelé rendszerek.

Érdemes említést tenni olyan hibrid mikrohullámú rádiórelé berendezésekről, melyekben együtt él – átmeneti megoldásként – az analóg és a digitális rendszertechnika. Ezek a rendszerek az időmultiplex (TDM) és a frekvenciamultiplex FDM-FM információ egyidejű átvitelére szolgálnak. Egyik alapváltozat az, amelynél az analóg és digitális jelek között megosztják egy olyan mikrohullámú rendszer alapsávját, mely eredetileg csak FDM (vagy analóg video) jel átvitelére szolgált. (DUV = adatjel az alapsáv alatt; DAV = adatjel az alapsáv felett; DAVID = adatjel a video-alapsáv felett). A másik változat olyan rádiórelé rendszer, melynek üzemi RF csatornáin egyaránt – és egyidejűleg egymás mellett – vihetünk át analóg távbeszélőcsatornákat, analóg TV jelet és pl. 34 Mbit/s sebességű digitális jelet. A tartalék RF csatorna valamennyi információ számára közös. (Ez utóbbi rendszert a Szovjet Posta igényei alapján az ORION fejlesztette ki és gyártásbavétele most van folyamatban).

Az említett rendszerek az analóg környezetben teremtik meg az átmenet lehetőségét a digitalizálás irányába.

2. Rendszertechnikai és technológiai fejlődés

Ha a fentiek alapján vizsgálódásunkat a továbbiakban a digitális mikrohullámú rádiórelé berendezésekre korlátozzuk, a rendszertechnikai fejlődés a közelmúltól napjainkig és a belátható jövőben a modulációs rendszereken keresztül mérhető le a leglátványosabb módon.

A korábban fejlesztett berendezésekben – és a kis kapacitású berendezésekben ma is – az ún. alacsony

szintű modulációs rendszerek alkalmazása vált általánossá. 34 Mbit/s sebességig megfelelőnek bizonyultak a QPSK vagy maximum 8 PSK modulációs változatok, amelyek elviselhető spektrum kihasználást biztosítanak és nem támasztanak különlegesen szigorú követelményeket az átviteli út jellemzőivel (jel/zaj viszony, linearitás, amplitúdó- és fáziskarakterisztika, stb.) szemben.

A spektrumkihasználás további javítását, azaz azonos információmennyiség keskenyebb RF sávszélességben való továbbítását a modulációs szintek számának növelésével érhetjük el. Ez az igény elsősorban a nagy kapacitású rendszereknél jelentkezik. Az előregedő analóg rendszerek digitális rendszerekkel való kiváltásakor általában megoldandó feladat az analóg és digitális átvitel együttélésének biztosítása egy frekvenciasávon belül, mégpedig a korábban az analóg rendszerek számára kiosztott frekvenciaraszterek betartása mellett.

Különböző szintű modulációs rendszerek spektrumhatásfokát az 1. táblázat (bit/s/Hz) hasonlítja össze.

1. táblázat

Moduláció	Spektrumhatásfok [bit/s/Hz]	Relatív adóteljesítmény	
		Elméleti	Valóságos
4 PSK	2	P_o	P_o'
8 PSK	3	$P_o + 3,3 \text{ dB}$	$P_o' + 6,6 \text{ dB}$
16 QAM	4	$P_o + 6,5 \text{ dB}$	$P_o' + 13 \text{ dB}$
32 QAM	5	$P_o + 8,1 \text{ dB}$	$P_o' + 17 \text{ dB}$

A relatív adóteljesítmény növekedése arra utal, hogy a magasabb szintű modulációs rendszerek jel/zaj viszony igénye azonos jeltévesztési arány mellett meredeken nő a modulációs szintek számával. A valóságos jel/zaj viszony (ill. relatív adóteljesítmény) igény ennél sokkal jobban növekszik az átviteli út hibái (nonlinearitások, többutas terjedés miatti amplitúdó- és fázishibák, stb.) miatt.

Mindez azt jelenti, hogy az amplitúdó- és fáziskorrekcióna szolgáló eszközök a modulációs szintek számának növelésével egyre bonyolultabbak és költségeesebbek lesznek. A nagy kapacitású (140 Mbit/s) mikrohullámú berendezésekben ma alkalmazott 16 QAM ill. 64 QAM modulációs módszerekkel együtt jár az igen nagy linearitású RF erősítők (GaAsFET), frekvencia- és időtartománybeli adaptív kiegyenlítők, transzverzális szűrők stb. alkalmazása az ezekhez tartozó nagy bonyolultságú félvezető eszközökkel együtt.

2. táblázat

RF raszter [MHz]	Információsebesség [Mbit/s]				
	34	2x34	1x140	2x140	4x140
40	QPSK	QPSK	16QAM	256QAM	256QAM (két polarizációban)
30	QPSK	8PSK	64QAM	1024QAM	tisztázatlan
20	QPSK	16QAM	256QAM	256QAM (két polarizációban)	tisztázatlan

A fejlődés a vázolt irányba mutat. Kísérleti összeköttetéseken megvalósítottak 256 QAM modulációt és előrehaladott laboratóriumi kísérleteket publikáltak 1024 QAM modulációval. A 2. táblázat az alkalmazott modulációs módszer függvényében mutatja az átvihető információkapacitást (sebességet) ill. a megengedhető RF csatornaszert.

A modulációs szintek belátható számához az említett kiegyenlítő módszereken kívül további adaptív „csodafegyverek” bevezetése várható: keresztpolarizációs interferencia kioltás, a diverziti jelek minimum torzításra történő adaptív összegzése, antenna iránykarakterisztika adaptív korrekciója, stb.

Határozott tendenciát mutat a mikrohullámú rádiórelé rendszerek által lefoglalt frekvenciasávok alakulása. A 70-es évek végén ill. a 80-as évek elején történt meg az áttörés a 10 GHz feletti sávok kihasználására. A 4 GHz-es, 6 GHz-es és 11 GHz-es frekvenciasávokban a nagy kapacitású rendszerek generációváltása történik napjainkban, itt üzemelnek a 140 Mbit/s-os összeköttetések. A 2, 7, 8, 13 és 15 GHz-es sávokat a kis és közepes kapacitású körzeti hálózatok használják ki, míg a félvezető technika fejlődése eredményeként egyre inkább kommersziális eszközökkel birtokba vehető 18 GHz–40 GHz közötti frekvenciákon a kisebb kapacitású adat- és egyéb „szolgáltató” hálózat elterjedése várható. A 40 GHz feletti sávokat ma még üzemszerűen nem használják.

Az elektronika általános fejlődési irányával együtt haladva a digitális mikrohullámú rádiórelé berendezésekben is a megbízhatóság növekedése (10^5 – $5 \cdot 10^5$ óra/adóvevő) és a méretek további csökkenése várható a félvezető technológia által kínált újabb eszközök kiterjedt alkalmazásával (CMOS VLSI IC-k, nagy bonyolultságú BOAK, SMD szereléstechológia stb.).

3. Alkalmazástechnika

Az alábbiakban röviden megemlítünk néhány olyan alkalmazást, melyeknek a szokványos pont-pont közötti távbeszélő- és televízióátviteli összeköttetések mellett rohamos elterjedése várható és további perspektívákat nyújtanak a mikrohullámú rádiórelé berendezések számára.

Adathálózati összeköttetések

Általában kis kapacitású (max. 2 Mbit/s), 1–3 rádiófrekvenciás szakaszt tartalmazó rendszerek. Jellemzőjük a rendkívül kis méretek, az RF berendezést tartalmazó kültéri konténer az antennával kerül egybeépítésre. Alkalmazásuk jelentős elterjedése várható az ISDN rendszerek meghonosodásával. A berendezések alkalmasak nagy sebességű adatok átvitelére, videotelefon hálózat létesítésére, videokonferencia lebonyolítására. A vázolt célokra legalkalmasabbak a 15–40 GHz közötti és azok feletti frekvenciasávok. Ezekben a spektrumkihasználás drasztikus és költséges javítása

még hosszú ideig nem sürgető feladat, a nagy frekvenciák lehetővé teszik a berendezés méreteinek csökkentését.

Előfizetői rendszerek

Egy főállomásból és – ma 64–480 előfizetőt kiszolgáló alállomásokból álló pont – több pont közötti összeköttetést biztosító TDMA rendszerek, elsősorban szétszórt előfizetőknek a távbeszélő, telex és adathálózatba való bekapcsolására.

A rendszerek belső forgalmát 10–30 PCM rádiócsatorna látja el az időrések szabad hozzáféréseinek biztosításával. Funkciójukat tekintve – a CCIR ajánlások megfogalmazása szerint – rádiókoncentrátorok, mely esetben a koncentrációt a beépített szoftver valósítja meg. Ugyancsak a tárolt program vezérli az időrések kiosztását, a távfelügyeleti rendszert, stb. Napjainkban az előfizetői rendszerek általában az 1,5 GHz-es sávot használják, de a tendencia a 10 GHz feletti sávok irányába mutat.

Speciális rádiórelé rendszerek

Mind pont – pont közötti, mind pont – több pont közötti összeköttetésekre szolgáló igen gyors telepíthetőségű rádiórelé rendszerek, melyeknek közös jellemzője az illetéktelen lehallgatás és zavartatás elleni fokozott védelem. A leggyakrabban alkalmazott (és egymással változatosan kombinált) védelmi módszerek:

- a) Szórt spektrumú rendszerek. A kisugárzott spektrumot hosszú álvéletlen kóddal (kvázi fehér zaj) való szorzás útján szétterítik a frekvenciatartományban.
- b) Frekvencia-hopping rendszerek. A kisugárzott vívő frekvenciát változtatják hosszú álvéletlen kód szerint néhányszor 10 Hz – néhányszor 10 kHz közötti sebességgel.
- c) Burst kommunikációs rendszerek. Kódolt, tömörített és csomagokba rendezett információval modulálják az RF vivőt.

A speciális – általában fegyveres testületek által alkalmazott – rádiórelé berendezések frekvenciasávjai változatosak, az adott felhasználáshoz alkalmazkodva üzemelnek 1 GHz–40 GHz között.

4. Hazai hálózatfejlesztési tervek

4.1. Digitalizálási stratégia

A távközlő hálózat digitalizálása a nemzetközi tapasztalatok felhasználásával ma már hazánkban is elkezdődött. A digitális távbeszélő alaphálózat kiépítése a központok és az átviteli rendszerek helyes kiválasztásával lehetővé teszi a 64 kbit/s-os központtól – központig terjedő csatornákat, az azokhoz való hozzáférést azok adathálózati felhasználásával, szinte többletköltség nélkül. Sőt ezeknek a csatornáknak az adatát-

viteli hatékonysága – azonos minőség mellett – többszöröse az analóg alapsatornáénak.

A hálózat digitalizálása során meg kell vizsgálni, hogy a gerinchálózat átviteli útjai milyen feltételekkel digitalizálhatók, mikor kell az analóg átviteli utat kizárólagosan meghagyni, mikor lehet ill. kell párhuzamosan analóg és digitális rendszereket ill. kizárólagosan digitális rendszereket üzemeltetni. Fontos az üzembiztonsági szempontok figyelembevétele is.

A hálózat digitalizálása során a digitális szigeteket a digitális lefedő hálózattal összhangban előre kidolgozott stratégia szerint kell létrehozni. A digitális hálózat berendezésigénye a körzethálózatban és a helyi hálózatban várhatóan meghaladja a korábbi analóg hálózat ilyen jellegű igényét. Míg a korábbi hálózatban a hálózat alsó síkjában a fizikai átvitel uralkodott, addig a digitális hálózatban az időmultiplex átviteli berendezések, közöttük a digitális mikrohullámú berendezések, kihelyezett koncentrátorok, multiplexerek, stb. berendezések kapnak jelentős szerepet.

4.2. Digitális mikrohullámú rádiórelé összeköttetések gerinchálózatokban

Az analóg digitális rendszerekre való áttérésnél a gazdasági szempontok figyelembevételével célszerű az analóg rendszerek meglévő infrastruktúráját felhasználni. Ez azonban azt jelenti, hogy az összeköttetések létesítéséhez 50 km körüli szakasztávolságokat lehet figyelembe venni, azaz csak a 12 GHz alatti frekvenciasáv használata jöhet szóba.

A mikrohullámú rádiórelé összeköttetések számára felhasználható frekvenciasávok korlátozottak, ezért olyan rendszereket kell telepíteni, amelyek a frekvenciasávokat hatékonyan használják fel, azaz minél több információt visznek át rádiófrekvenciás csatornánként. Csak ebben az esetben lehet túlszárnyalni az analóg rendszerek által biztosított kapacitást és lehet gazdaságosan kiépíteni az útvonalakat és a hálózatot.

A megfelelő modulációs rendszer kiválasztása döntő tényező, mivel a rendszert optimalizálni kell a hatékony frekvencia-felhasználás, költség, kapacitás stb. szempontjából.

A rádiófrekvenciás vivőnkénti bitsebesség megválasztásánál lényeges szempont, hogy a 12 GHz alatti frekvenciasáv általában analóg rendszerek számára használatos, ha ezeket a frekvenciasávokat most digitális rendszerekre kívánjuk felhasználni, elektromágneses kompatibilitási kérdésekkel kell szembenéznünk, vagy az analóg rendszereket más frekvenciasávba kell áthelyezni. A gerinchálózati átviteli igényeknek megfelelő 140 Mbit/s átviteli sebességű mikrohullámú rádiórelé rendszereket három frekvenciasávban lehet létesíteni: a 4 GHz-es, a 6 GHz-es és a 11 GHz-es sávban.

A 4 GHz-es sávban nálunk jelenleg analóg FM berendezések üzemelnek többnyire a CCIR Rec. 382-3 ajánlásnak megfelelő frekvenciaraszterben. Mivel a 16

QAM modulációs eljárás a 140 Mbit/s-os rendszerek átvitelét csak 40 MHz-es raszterben teszi lehetővé, ha ebben a sávban digitális rendszert kívánunk telepíteni, vagy a régi analóg hálózatot kell átrendezni, vagy 64 QAM modulációs technikát kell alkalmazni. Az új csatorna-kiosztás például alapulhat a CCIR Rep. 935 függelékében leírtak szerint 20 MHz-es alapraszter-távolságokkal és 4170 MHz sávközépi frekvenciával. Mivel a sávközépi rés az alapraszter távolság többszöröse, ha az alsó sáv határait jól választjuk meg, a frekvenciasávban a keresztpolarizációs szétválasztás felhasználásával átvihető 7 duplex, 40 MHz raszter-távolságú, 140 Mbit/s kapacitású rádiófrekvenciás csatorna.

Csomóponti állomáson többirányú leágazásoknál, további frekvenciasávok használata szükséges. A 6 és 11 GHz-es sáv alkalmas a 140 Mbit/s átviteléhez szükséges 40 MHz-es csatornatávolságú frekvenciaraszter kialakítására, akár olyan módon is, hogy a szomszédos csatornákon váltakozva üzemeltetnek analóg és digitális mikrohullámú rendszereket.

A 6 GHz-es sávban a CCIR szerint két frekvenciaraszter áll rendelkezésre széles sávú mikrohullámú rendszerek számára. Az egyik a CCIR 383. ajánlása szerinti raszter. Ebben a raszterben a csatornakiosztás 29,65 MHz-es és 8 db oda-vissza irányú RF csatorna helyezhető el benne.

A másik raszter a CCIR 384-3 szerinti, amely nagy kapacitású FDM illetve PCM rendszerek számára alkalmas, mivel csatornaosztása 40 MHz. Ugyancsak 8 db RF csatorna elhelyezésre van lehetőség. Ez a raszter azonban jelenleg nálunk nem használható. A 11 GHz-es sáv frekvenciakiosztása digitális rendszerek számára a CCIR 387-3. ajánlás 1. függeléke szerint lehetséges, amely 40 MHz csatornatávolságú rasztert ad meg.

4.2.1 A felhasználható digitális rendszerek

A digitális mikrohullámú rendszereknél a frekvenciaraszter csatornaosztása, az alkalmazott modulációs eljárás és az elérhető átviteli sebesség, és ezzel az átvihető távbeszélő csatornák száma között szoros összefüggés van. Például, mint ahogy a 2. táblázatban látható a tercier szintű átvitel, vagyis a 34 Mbit/s átviteli sebesség 29 MHz-es csatornaosztás esetén bármelyik modulációs móddal elérhető. A PCM hierarchiában a következő szintet, vagyis a 140 Mbit/s-os átviteli sebességet (ami RF csatornánként 1920 TF csatorna átvételét biztosítja) ilyen RF csatornatávolság mellett csak 64 QAM modulációval lehet elérni. Ez azt jelenti, hogy a rendelkezésre álló 6 GHz-es sávban, ahol az RF csatornák távolsága 29,65 MHz, a gerinchálózat kialakításával a gazdaságos csatorna, illetve frekvencia felhasználás érdekében feltétlenül 64 QAM modulációval dolgozó mikrohullámú berendezések alkalmazását kell figyelembe venni.

Megjegyezzük, hogy Magyarországon nagy kapacitású (legalább 140 Mbit/s átviteli sebességű) mikro-

hullámú rendszerek elhelyezése lehetséges a 4 GHz-es sávban, a kiterjesztett raszterban is (3400–4200 MHz vagy 3600–4200 MHz). A meglévő analóg 4 GHz-es rendszerek ugyanis általában már amortizációjukon túl dolgoznak, így cseréjük időszerűvé vált. A 4 GHz-es analóg rendszerek cseréjekor 64 QAM modulációjú 4 GHz-es digitális rendszerek kerülhetnek alkalmazásra. Ha valamely analóg rendszer lebontásakor a rajta átvitt csatornát továbbra is analóg módon szükséges átvinni, akkor vagy a párhuzamos analóg-digitális átvitel vagy az analóg csatornáknak (elsősorban a TV jelének) a 6 GHz-es sávba való áthelyezése a megoldás.

A 6 GHz-es sávban az országos mikrohullámú gerinchálózat úgy alakítható ki, hogy az részben a meglévő, illetve építés alatt álló 4 és 6 GHz-es hálózatra épül, azok állomásait felhasználja, másrészt a távlati igények ismeretében új irányok nyitását is figyelembe kell venni. A hálózat nyomvonala olyan, hogy az a megyeszékhelyeket (a régió illetve gyűjtőgóc központokat) vagy közvetlenül felfűzi, vagy azok egy egyszakaszos más frekvenciás (pl. 13 GHz-es) mikrohullámú összeköttetéssel elérhetők. A szakasztávolságok megválasztásánál figyelembe kell venni, hogy az összeköttetések diversity alkalmazása nélkül megvalósíthatók legyenek a jelenleg alkalmazható berendezésekkel, a CCIR ajánlásokban leírt minőségi paraméterek tűréshatárain belül.

Figyelembe kell venni azt is, hogy a rendelkezésre álló 6 GHz-es raszter egyes irányokban már ma teljesen telített, így csak korlátozott számú oda-vissza csatorna áll rendelkezésre. Mivel a nemrég telepített új rendszerek létezésével feltehetően még évekig számolni kell, így egyes szakaszokon a közeljövőben a 6 GHz-es sávban digitalizálásra nem fog sor kerülni. Ilyen helyeken a meglévő analóg csatornák mellé tehető az üres helyekre digitális csatorna. Azonban az analóg és digitális csatornák párhuzamos üzemeltetésével kapcsolatosan kevés tapasztalat és adat áll rendelkezésre, így ez a megoldás megfontolandó. Célszerűnek látjuk azonban a digitális és analóg rendszerek párhuzamos üzemeltetési feltételeinek vizsgálatát is.

A meglévő, illetve most épülő állomások felhasználásával alakíthatók ki a gerinchálózati kerülő irányok is.

A 11 GHz-es sávban az RF csatornatávolság 40 MHz. Ez lehetővé teszi, hogy már 16 QAM modulációval elérhető a 140 Mbit/s-os átviteli sebesség. Mivel ebben a sávban 11 RF csatorna áll rendelkezésre, ezért igen nagy kapacitásigények is kielégíthetők.

A 11 GHz-es rendszert általában új nyomvonalon lehet kialakítani, amely kevésbé követi csak a meglévő, illetve épülő rendszerek nyomvonalát. Ezzel újabb helységek fűzhetők fel az országos hálózatra, kerülőirányok alakíthatók ki.

Mivel ugyanabban a 11 GHz-es sávban jelenleg is analóg rendszerek üzemelnek, ahol a digitális rendszert ki akarjuk építeni, ezért – amennyiben a 11 GHz-es gerinchálózat kiépítésének megkezdésekor

ezek a rendszerek még üzemelni fognak, interferenciás zavarok szempontjából számításokat kell végezni, hogy a rendszerek ne zavarják egymást.

4.3 Digitális mikrohullámú összeköttetések körzeti hálózatokban

A körzeti hálózatokban elsősorban a kis és közepes kapacitású digitális mikrohullámú rádiórelé rendszerek alkalmazása jöhet szóba.

Ilyenek a 2 GHz-es sávban üzemelő 8 Mbit/s csatorna kapacitású rendszerek. A körzeti hálózatban igényelt szakasztávolságok már lehetővé teszik a 12 GHz feletti frekvenciák alkalmazását is. A mikrohullámú rádiórelé berendezésekkel áthidalható szakasztávolság azonban folyamatosan csökken a frekvencia növekedésével, így például 30 km 13 GHz-en és 5–8 km 18 GHz-en.

A mikrohullámú rádiórelé szolgálatnál a rádiószakaszonkénti költség közel állandó, így elvileg minél hosszabb egy rádiószakasz, annál gazdaságosabb a rádiórelé összeköttetés. A digitális mikrohullámú rádiórelé rendszerek körzeti hálózatokban való megfelelő alkalmazásának előfeltétele a hálózattal szemben támasztott műszaki követelmények, az elérhető szakasztávolság, a szükséges csatorna kapacitás, valamint a meglévő vezeték nélküli infrastruktúra figyelembe vétele. A koncepció kialakításánál célszerű figyelembe venni, hogy például egy 13 GHz-es frekvenciasávban üzemelő 34 Mbit/s átviteli sebességű rendszer a körzeti hálózatban max. 30 km-es szakasztávolságokkal építhető ki, 15 GHz-en 8 Mbit/s-os átviteli sebességnél max. 20–25 km hidalható át. 18 és 22 GHz-en kis és nagy sebességű (2–140 Mbit/s) nyalábok is átvihetők, de csak kis (5–8 km) távolságokra. A nagyobb távolságok természetesen mindig áthidalhatók ismétlődő állomások segítségével, láncba kapcsolt szakaszokkal, de ezekben az esetekben a költség alakulása kedvezőtlenebb.

A göckörzeti hálózatban alkalmazott 12 GHz feletti mikrohullámú összeköttetéseknel figyelembe kell venni, hogy egy adott földrajzi területen gyakran kerülhet sor ugyanazon frekvenciák többszöri felhasználására.

Az egyes digitális szigetek kiépítésénél alkalmazott, vezeték nélküli berendezésekkel kiépülő struktúráknak szervesen kell illeszkedniük az országos gerinchálózathoz, a göckörzeti és nagyvárosi hálózatok struktúrájához.

A gócs-, autonóm és szatellit központok országos elhelyezkedését megvizsgálva megállapítható, hogy környezetünkben bármely alacsonyabb síkon lévő központ, illetve település nem nagyobb, mint 40 km sugarú körzeten belül helyezkedik el. Így a mikrohullámú rendszerek alkalmazásával a gócs-, autonóm és szatellit központ helyektől az alacsonyabb síkú központok, vagy előfizetői pontok általában közvetlenül elérhetők. A göckörzeti hálózati síkban különböző vezeték nélküli struktúrák alkalmazhatók.

Az egyes struktúrák kombináltan, vegyes vezetékes és vezetékes nélküli kiépítéssel is alkalmazhatók.

A góc-, autonóm és szatellit központok, valamint a hozzájuk tartozó előfizetői szintű egységek kis és közepes csatornaszáma, analóg vagy digitális pont-pont közötti mikrohullámú összeköttetésekkel csatlakoztathatók egymáshoz.

Földrajzilag azonos irányban elhelyezkedő pontok esetén leágazó típusú pont-pont közötti digitális mikrohullámú összeköttetéseket alkalmazva a gócközpontból önállóan megvalósítható az autonóm, a szatellit és az előfizetői pontok elérése.

4.4 Digitális mikrohullámú összeköttetések előfizetői hálózataiban

A mikrohullámú rádiórelé rendszereket egészen az utóbbi időkig nem nagy számban alkalmazták előfizetői összeköttetések létrehozására, kivéve azokat a speciális eseteket, amikor igen nehezen elérhető helyekre, például hegycsúcsokra építettek ki távbeszélő állomásokat. A rádiórelé rendszereket elsősorban frekvencia-gazdálkodási szempontok miatt nem alkalmazták, mivel az egy távbeszélő csatornára jutó költség igen magasnak adódik. Rádiórelé rendszereket például a 144 kbit/s-os ISDN eléréséhez a költségtényezők miatt várhatóan a jövőben is csak néhány különleges esetben fognak használni. Gazdaságos lehet viszont a pont-pont közötti mikrohullámú rádiórelé összeköttetések alkalmazása a magasabb kapacitású, például a 2; 8; 34 Mbit/s vagy ennél nagyobb sebességgel működő áramkörökben, és igen hasznosak lehetnek azokban az esetekben amikor a csatlakozási igényeket igen rövid időn belül kell kielégíteni. Egy másik, teljesen új alkalmazási területe a keskeny sávú mikrohullámú rádiórelé rendszereknek a pont-több pont típusú összeköttetések létrehozása.

4.4.1 Pont-pont közötti összeköttetések

A pont-pont közötti rádiórelé rendszerrel szemben támasztott követelmények közel azonosak, akár előfizetői vonalként, akár sokcsatornás távbeszélő jel átvitelére használják. A kis csatornaszáma digitális mikrohullámú összeköttetések akár előfizetői vonalként, akár az előfizetői pontok és a távbeszélő központ közötti koncentrátorok csatlakoztatására is felhasználhatók. Ami ez utóbbi felhasználást illeti, a kapacitás igény 2 Mbit/s-tól egészen 140 Mbit/s-ig terjedhet.

Ezeknek az igényeknek a kielégítésére az általában szükséges nem túl nagy szakasztávolság igény (10 km) miatt igen alkalmasak a 18 GHz-es és 22 GHz-es frekvenciasávok. Ezek alkalmazásakor figyelembe kell venni a speciális hullámterjedési hatásokat.

4.4.2 Pont-több pont típusú összeköttetések

Az eddig tárgyalt összes mikrohullámú rádiórelé összeköttetés pont-pont közötti átvitelre szolgált, azaz bármely adó által kisugárzott jelet csak egyetlen vevő veszi.

A pont-több pont típusú összeköttetések teljesen eltérő technológiát jelentenek, amennyiben négyüzemű csatlakozást hoznak velük létre. A nehézséget az okozza, hogy a csomópont felé több adó egyidejűleg csatlakozik egyetlen vevőhöz. A különböző adók ezért különböző frekvenciával (FDMA, frequency division multiplex access) vagy különböző időben (TDMA, time division multiplex access) üzemelnek az interferencia elkerülése érdekében. Ez a probléma jól ismert a műholdas távközlés gyakorlatában, ahol több földi állomás kapcsolódik egyetlen műholdhoz. Digitális mikrohullámú rádiórelé összeköttetéseknel a legalkalmasabb módszer a TDMA, mivel az állomások egyedi időrései szabályosan ismétlődnek egy bizonyos keret struktúrában.

Az ilyen típusú rendszerek egyrészt jól felhasználhatók helyi hálózatokban (LAN) egy zárt körű felhasználói csoport belső forgalmának lebonyolítására (pl. városi bankhálózat kialakításánál), másrészt a TDMA rendszer közhasznú hálózathoz való csatlakoztatásával koncentrátoroként alkalmazható az előfizetői állomások és a távbeszélő központ, vagy a rendszer egyes állomásai között.

A hálózat alapstruktúrája csillag elrendezésű, de hurkolt hálózat is kiépíthető.

IRODALOM

- [1] Ph. Magne: DIGITAL RADIO LINKS Thomson-CSF 1982. február
- [2] Kamilo Feher: Digital Communications Microwave Applications Prentice Hall 1981.
- [3] G. Hart - J. A. Steinkamp: Future Trends in Microwave Digital Radio. A view from Europe. IEEE Communications Magazine február 1987. Vol. 25. No 2.
- [4] F. Fedi: Application of Microwaves: Present and Future Alta. Frequenza Vol. L.VI. No 10

Gate Array-vel megvalósított kettes komplement képző és kódkonvertáló áramkör

STIPKOVITS ISTVÁN*
ICON Kft.

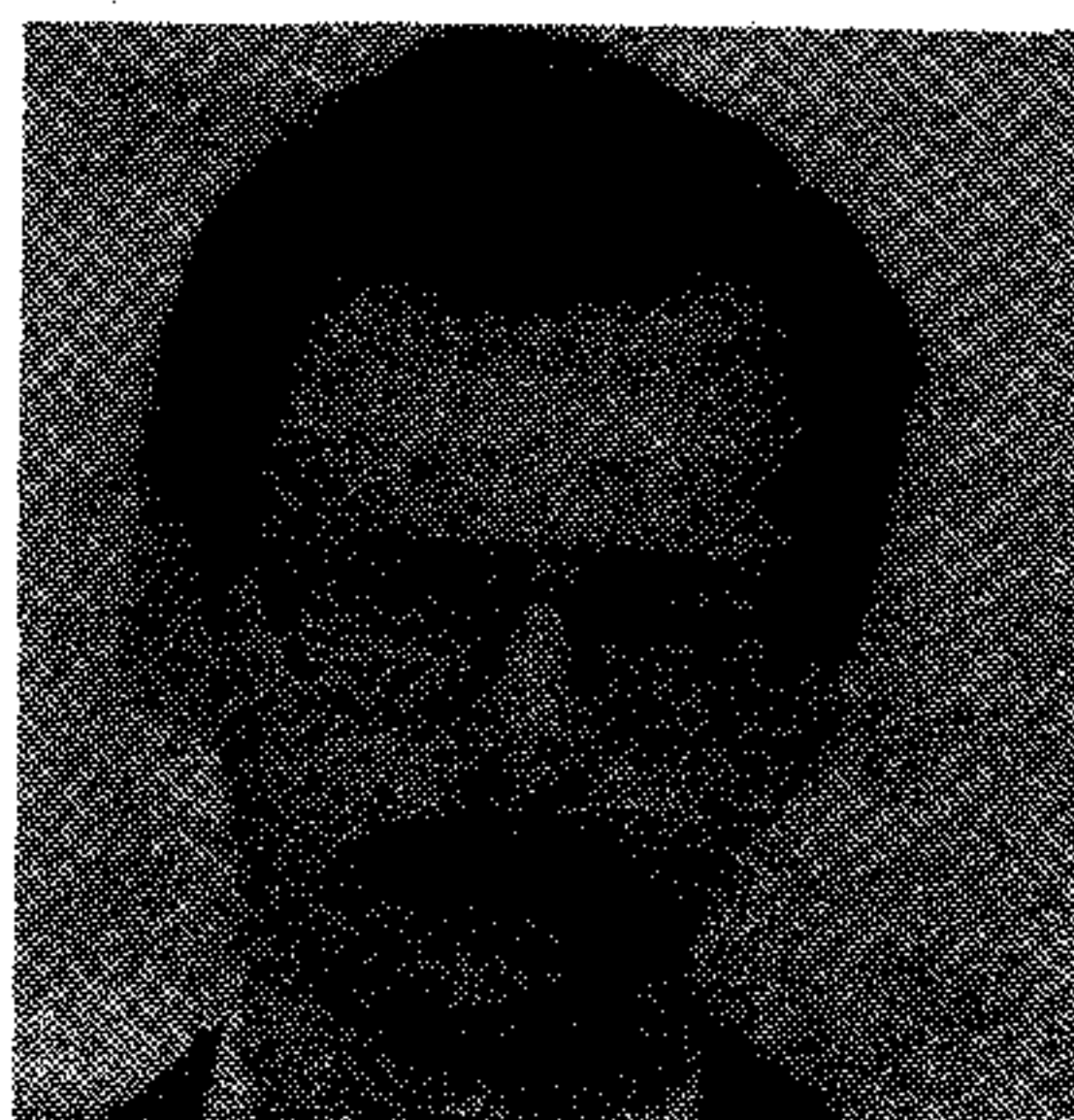
Összefoglalás

A cikk egy konkrét feladat megoldása kapcsán ismerteti a kapumátrixos berendezésorientált áramkörök tervezési problémáit, a tervezéshez felhasználható alapvető koncepciókat. Az általános szempontok áttekintése után láthatjuk, hogyan épülnek bele ezek a CPLSI 16 nevű áramkörbe, mely vezérelt kettes komplement képzési illetve kódkonvertálási funkciót láthat el.

Bevezetés

A TKI-ban készülő egyik berendezés demodulátor egységében egy 16 bites adatszót kellett felváltva (-1)-gyel, vagy (+1)-gyel megszorozni. A végeredmény egy tároló sorba íródott, mely egy DA konverter bemenetétől szolgált. Mivel a DA konverter csak 12 bites, elég volt a műveleteket 12 biten végezni, azaz 4 db, SN7486-os antivalencia kapukat és 3 db, 4 bites teljes összeadót tartalmazó SN 74283-as tokra volt szükség (1. ábra). A logika bemeneti és kimeneti bufferelését SN74273-asokkal oldották meg.

* A cikkben a szerző a Távközlési Kutató Intézetben végzett munkájának eredményeit ismerteti.
Beérkezett: 1989. V. 5. (□)



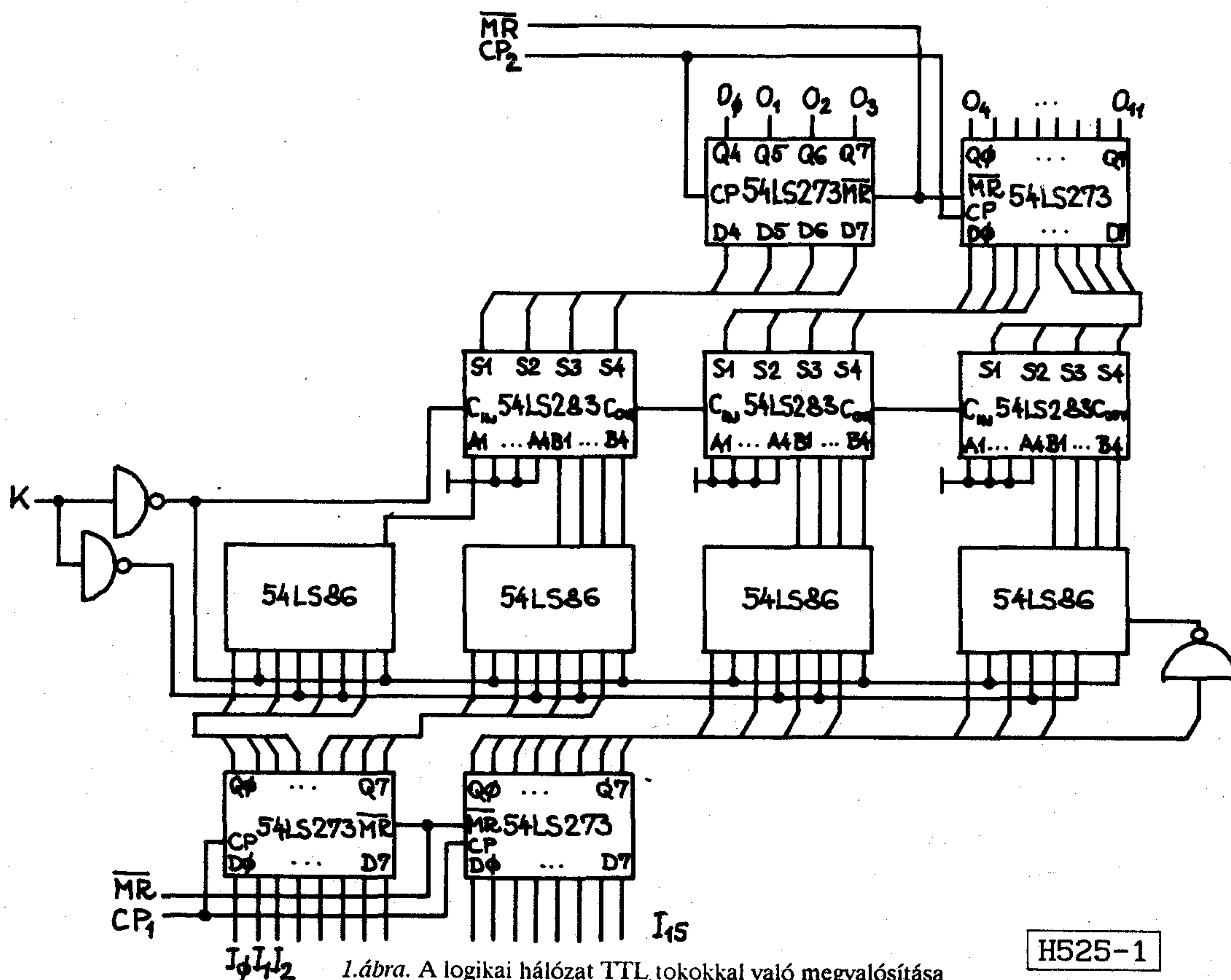
STIPKOVITS ISTVÁN

A BME Villamosmérnöki Karának Híradástechnika szakán szerzett diplomát 1986-ban. Már egyetemi évei alatt, heti 18 órás munkavállalóként a Távközlési Kutató Intézetben a digitális jelfeldolgozás témakörében szoftver feladatok megoldásával foglalkozott.

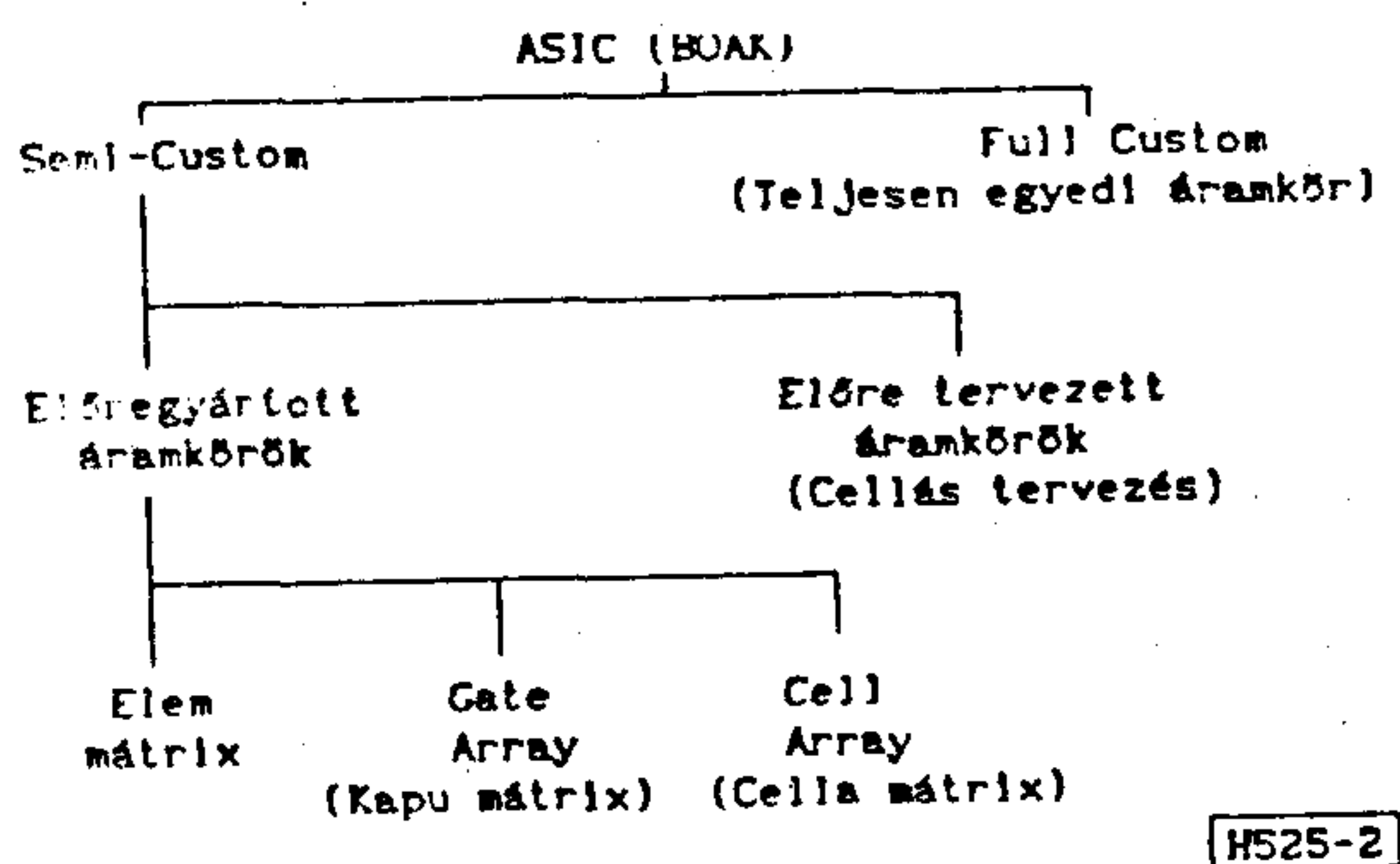
zott. Első munkahelyén, a TKI-ban a BOÁK tervezés mellett különféle szoftver munkákban vett részt.

Jelenleg az ICON Kft.-nél fejlesztő mérnökként dolgozik. Főként IC tervezéssel kapcsolatos témákban több hazai és nemzetközi konferencián tartott előadást.

Ez a hálózat meglehetősen redundáns és figyelembe véve, hogy a belépő mintasor csak 576 kHz frekvenciával érkezik, a sebességi követelményeket lényegesen túlteljesíti. A kártyán elfoglalt nagy felület problémája és a disszipáció csökkentésének igénye szülte ezen logikai funkció BOÁK-kal (Berendezés Orientált Áramkörrel) való megvalósításának ötletét.



1. ábra. A logikai hálózat TTL tokokkal való megvalósítása



2. ábra. A felhasználói integrált áramkörök felosztása

Meglehetősen szűk hazai kínálatból a feladat megoldására a Híradástechnika Szövetkezet HT001-es Gate Array-jét választottuk.

2. BOÁK tervezés NYÁK tervezéstől eltérő szempontjai

A BOÁK tervezés fő lépései a NYÁK tervezéssel analógiába hozhatók, csak az egyes lépések súlyozása és a megvalósítás technikája tér el. Nézzük először a fogyasztói integrált áramkörök alapvető típusait (2. ábra). A BOÁK-nak megfelelő kifejezés az angol nyelvű irodalomban az ASIC betűszó, mely az Application Specific Integrated Circuit szavak kezdőbetűiből állt össze.

A 2. ábrán szereplő típusok közül való választás gazdaságossági és realizálhatósági szempontok alapján történik. Kisebb sorozatnagyság esetén az előre gyártott áramkörök, nagy sorozat, vagy nagy bonyolultság esetén az előre tervezett, vagy teljesen egyedi áramkör felhasználása lehet gazdaságos.

Bármelyik típust is választjuk, már a rendszertervezés szintjén törekedni kell;

- a rendszer struktúrált tervezésére
- az előre tervezett áramkörtípusok alkalmazására
- lehetőleg kevés különböző cella, makrocella felhasználására
- az áramkörtípusok ismételt felhasználására /1/.

Ezen utóbbi célkitűzés azt jelenti, hogy nem kell feltétlenül a minimális kapuszámra törekedni. Ha arra lehetőség nyílik, célszerű azt az áramkörtípusot választani, amelyik szabályos felépítésű layouttal tervezhető meg. Az gyorsítja a tervezés folyamatát, s tervezési hiba előfordulásának valószínűsége is kisebb lesz. Ahol azonban a tervezéshez rendelkezésre álló felület bizonyul szűk keresztmetszetnek, ott célra vezető lehet komplex kapuk felhasználása illetve a pozitív és negatív logikában működő részáramkörök (szintek) változtatása.

Lényeges különbség a chip és a NYÁK tervezés között, hogy az előbbinél;

- a cellák tetszőlegesen tükrözhetők
- a vezetékek parazita kapacitásának és ellenállásának sokkal nagyobb a szerepe

- a cellák elektromos összehuzalozására használható különböző vezetőrétegek egymással nem egyenértékűek /1/.

Az alkatrészek, a felhasznált technológia függvényében, 2–5 síkon köthetők össze egymással. Az egyes összeköttetés-fajták növekvő négyzetes ellenállás szerinti sorrendben:

- fém vezetékek
- diffúziós vezeték
- poliszilícium vezeték.

A négyzetes ellenállások értékei között nagyságrendi eltérés lehet, az egyes vezetéktípusokon a jelterjedés sebessége tehát erősen eltérő.

Integrált áramkörtípusok tervezésénél igen nagy jelentőségű a logikai layout-terv ellenőrzése, hiszen az elkészült maszkon, illetve áramkörtípuson módosítani igen nehéz. A gyakorlatban inkább új maszkot készítenek, vagy a hibát külső áramkörtípusok segítségével próbálják korrigálni.

Az áramkörök integráltsági fokának növekedtével egyre komolyabb probléma a teszt szekvenciák generálásának kérdése. A nagy bonyolultságú áramkörök olyan sok belső állapottal rendelkeznek, hogy teljes tesztelésük lehetetlen, s nincs mód arra, hogy valamilyen mérőeszközzel az áramkör valamelyik belső pontjára léphessünk.

3. A CPLSI 16 áramkör tervezésének menete

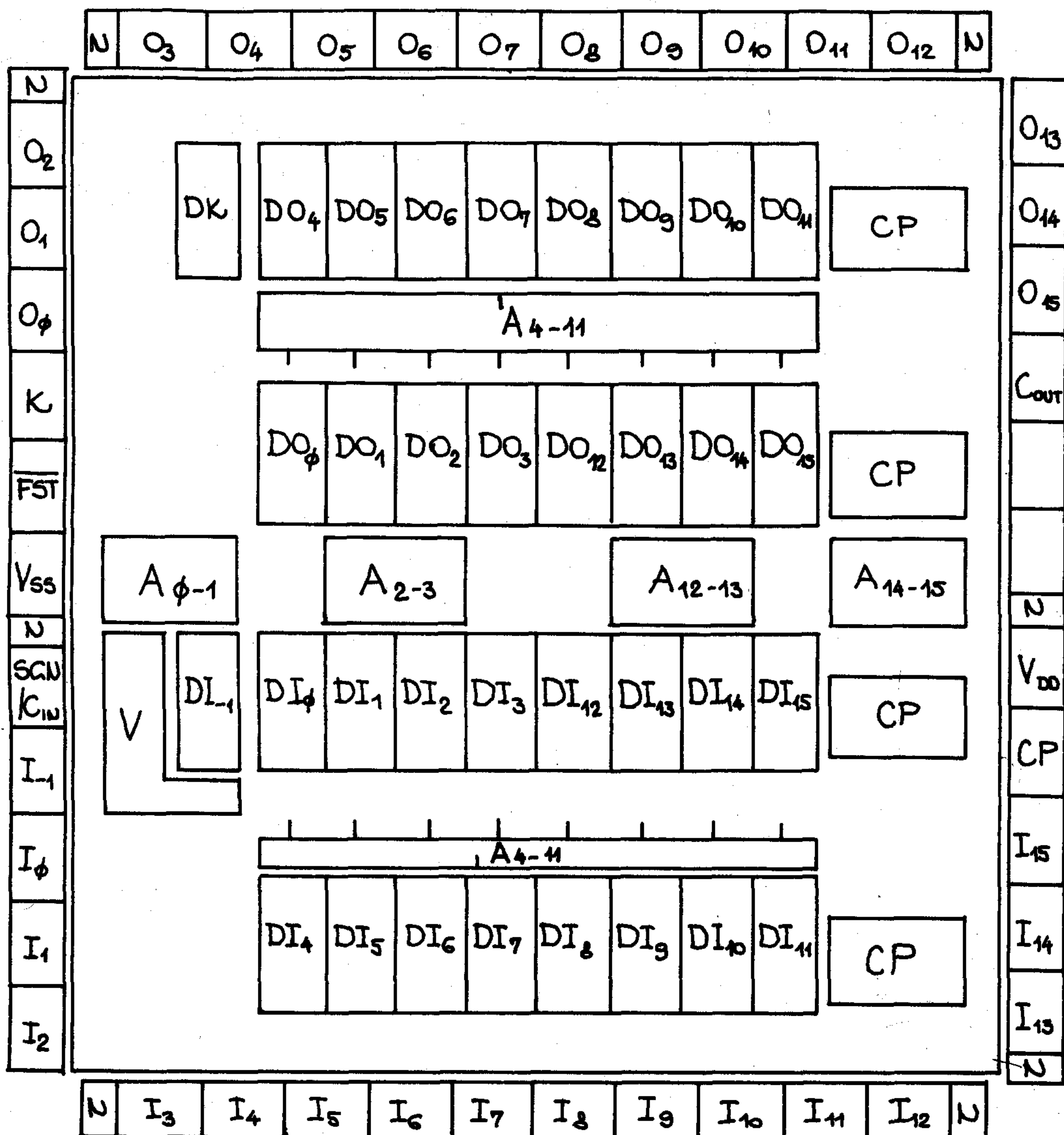
3.1 Áramkörtípus specifikáció

A megvalósítandó áramkör 16 TTL kompatibilis be- és kimenettel rendelkezik (1. ábra). A logikai hálózatnak a K vezérlő bemeneten adható meg, kell-e (-1)-gyel szorozni, vagy sem. Az áramkör biztonságosan kell tudnia feldolgozni az 576 kHz-es frekvenciával érkező bemeneti adatszavakat. A 16 bites bemeneti kódszót 12 bitesre kell kerekíteni. Több IC tokot takaríthatunk meg, ha sikerül a be- és kimeneti tárolókat is a logikai funkció mellé integrálni. Célszerű tehát olyan chipet választani, mely ezt a lehetőséget biztosítja.

3.2 A HT001-es rövid ismertetése

A HT001-es Gate Array a logikai kapu cellák mellett 32 darab dedikált cellát is tartalmaz /2/. A dedikált cella olyan struktúra a chip felületén, melyen adott logikai funkció – jelen esetben egy MS D tár – a lehető legkisebb felületen valósítható meg, a cella erre van optimalizálva. Ha a kívánt logikai funkció a dedikált cellák között elfér, úgy az áramkör az SN74273-as tokok funkcióját is elláthatja. Tekintsük át röviden a HT001-es Gate Array főbb tulajdonságait:

- a chip 7,5 μm -es, fém gate-es CMOS technológiával készül, így nem tartozik a legkorszerűbbek közé, viszont a HTSZ a gyártáshoz megfelelő technológiai háttérrel és tervezési tapasztalattal ren-



N - Nagyimpedanciás cella
D - D tároló cella (dedikált cella)
A - Aritmetikai cellák
I és O - I/O cella

H525-3

3. ábra. A HT001-en található struktúrák

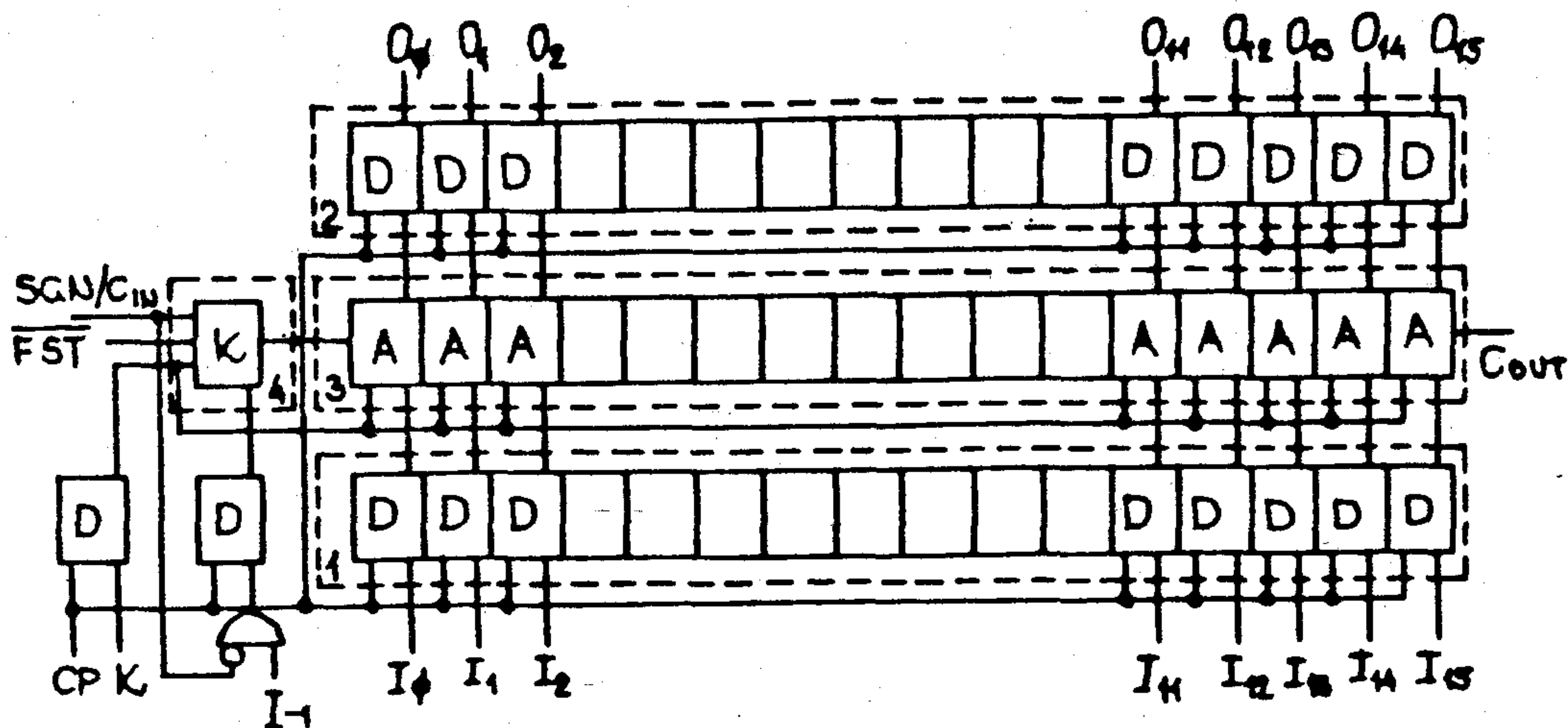
delkezik. A CMOS alapinverter azonos ütemben vezérelt n csatornás (elektron vezetéses) és p csatornás (lyuk vezetéses) eszközökből épül fel. A két tranzistor közös vezérlő (gate) elektródájára adott logikai „0” szint hatására az n csatornás eszköz lezárt állapotban marad, a p csatornás eszköz pedig viszonylag kis impedanciás utat biztosít a pozitív tápfeszültség felé. Logikai „1” értékű bemeneti szint esetén pedig az n csatornás eszköz nyit ki a negatív tápfeszültség felé, s a p csatornás eszköz marad nagy impedanciájú állapotban.

- 960 tranzisztorpár (256 alapcella + dedikált cellák), 42 db I/O cella a megfelelő védelmek, illetve meghajtóképesség biztosításával
- 32 db dedikált cella MS D tárhelyek létrehozására

- néhány tipikus kapukésleltetési idő 1 pF terhelés esetén:

Inverter = 10 ns ($V_{dd} = 5 V$)
2 bem. NAND = 18 ns
2 bem. NOR = 22 ns
Transzfer kapu = 20 ns
Antivalencia kapu = 50 ns
Transzfer kapu = 20 ns
Schmitt trigger = 52 ns
Antivalencia kapu transzfer kapuval = 20 ns
3 bem. komplex kapu = 36 ns

- az LSI bonyolultságú áramkör 8 db nagy impedanciás cellát is tartalmaz, melyekkel késleltetések válósíthatók meg
- a kapukimenetek 3 tranzisztorpárral terhelhetők



- 1 - bemeneti tárolósor
2 - kimeneti tárolósor
3 - az aritmetikai funkciót teljesítő logika
4 - vezérlő logika

H525-4

4. ábra. Az áramkör blokkdiagramja

úgy, hogy a sebesség számottevően ne csökkenjen.

Az egyes struktúrák elhelyezkedését a chip felületén a 3. ábra szemlélteti. A D betűvel jelzett területek a dedikált cellák, a chip kerülete mentén pedig az I/O cellák és a nagy impedanciás cellák (N) sorakoznak. A D dedikált cellák helyén tárolótól eltérő funkció is megvalósítható, csak rosszabb hatékonysággal. Az N nagy impedanciás cella olyan invertert tartalmaz, melynél a bemeneti jelhez képest a kimenő, invertált jel jelentős késleltetést szenved. A chip szélén elhelyezkedő be/kimeneti pontok mindegyikéhez egy I/O cella tartozik. A cella megfelelő fémezés kialakításával a be/kimeneti pontból bemenetet, illetve kimenetet képezhet.

3.3 A logikai terv

A HT001 kiválasztásával a specifikáció a következőkkel egészül ki:

- azonnal látszik, hogy a 3 legkisebb súlyú bemeneti bitnek semmiféle szerepe nincsen, ezek nem igényelnek külön bemenetet
- új bemenet viszont a CP jel, mely a bemeneti és kimeneti D tárolók közös órajele. Így az n.-edik kilepő minta az n+1.-edik belépő mintával közös órajelre jelenik meg a D tárolósor kimenetén
- amennyire erre lehetőség nyílik, a K bemenet is bufferelt lesz.

Az így specifikált chip be- és kimenetei az 1. táblázat szerintiek. A lábak száma csak a be/kimenetek közösítésével csökkenthető, ami az áramkör bekötését bonyolítja és a műveletvégzési sebességet csökkenti. Így viszont az áramkör nem fért el a 28 lábú tokban, s „löttyögött” a 40 lábúban.

Ekkor merült fel az az ötlet, hogy az áramkör speci-

1. Táblázat

Az áramkör be- és kimenetei a kiindulási specifikáció esetén

Lábak		Megjegyzés
neve	db	
Bemenetek	13	12 + 1 bemenő bit
Kimenetek	1	
CP	1	Órajel
K	1	Vezérlő bemenet
V _{ss}	1	Negatív tápfeszültség
V _{dd}	1	Pozitív tápfeszültség
Összesen	29	

H525-1T

2. Táblázat

Az áramkör be- és kimenetei a módosított specifikáció esetén

Lábak		Megjegyzés
neve	db	
Bemenetek	17	
Kimenetek	16	
CP	1	
K	1	
V _{ss}	1	
V _{dd}	1	
C _{in}	1	Átvitel bemenet, csak a 2. toktól haszn.
C _{out}	1	Átvitel kimenet, utolsó toknál nem haszn.
SGN	1	Előjelbit ismétlés, csak az 1. tok haszn.
FST	1	Első vagy többedik tokként van bekötve
Összesen	41	

H525-2T

fikációját kibővítvé általános aritmetikai elemmé válhat, hiszen a (-1) -gyel való szorzás mind kettes komplementum képzésnél, mind kódkonverziók során szükséges. A vezérelhető műveletvégzés az alkalmazási kört tovább bővíti. Általános aritmetikai elemként való felhasználáshoz célszerű volt a hálózatot 16 bitesre kibővíteni, valamint nagyobb szóhosszakkal való műveletvégzéshez a kaszkádosítás lehetőségét biztosítani. A szükséges be- és kimeneteket a 2. táblázat tünteti fel. Látható, hogy most a 40-es maximumot léptük túl egygel, itt azonban kézenfekvő lehetőségként kínálkozik C_{in} és SGN bemenetek közösítése, hiszen egy beépített logika $\overline{FST}$ állapota alapján dekódolni tudja, hogy a SGN/ C_{in} bemeneten ténylegesen melyik jelet kell értelmeznie.

A CPLSI 16-os áramkör tervezése során már a logikai tervezés is interaktív lépésekben történt. A következőkben a logikai tervezés néhány lépését mutatjuk be részletesebben, mivel az itt használt megoldások kulcsszerepet játszottak az áramkör HT001-es chipen való megvalósításában.

Az aritmetikai egység blokkdiagramja a 4. ábrán látható. Először nézzük, miért szükséges, hogy a bemenő adatszót MSB-jét a SGN/ C_{in} bemeneten megismételjük:

pozitív számok esetén a kerekítés az I_1 -es bit hozzáadását jelenti az I_1 adatszóhoz, negatív számok esetén azonban a kerekítés csonkolással érhető el. Az SGN bemenettel tehát kapuzzuk I_1 -et, ha pedig a bemenet C_{in} -ként funkcionál, I_1 értéke úgyis közömbös (a K vezérlő bemenet letiltja). SGN azért külön bemenet, hogy a működés tetszőleges adatszót-hossz esetén is helyes, a működési sebesség pedig lehetőség szerint maximális legyen. Lehetne I_{15} -öt mint előjelet tekinteni, de kisebb szóhosszúság esetén is a 16 bitesnek megfelelő lenne a műveletvégzési idő.

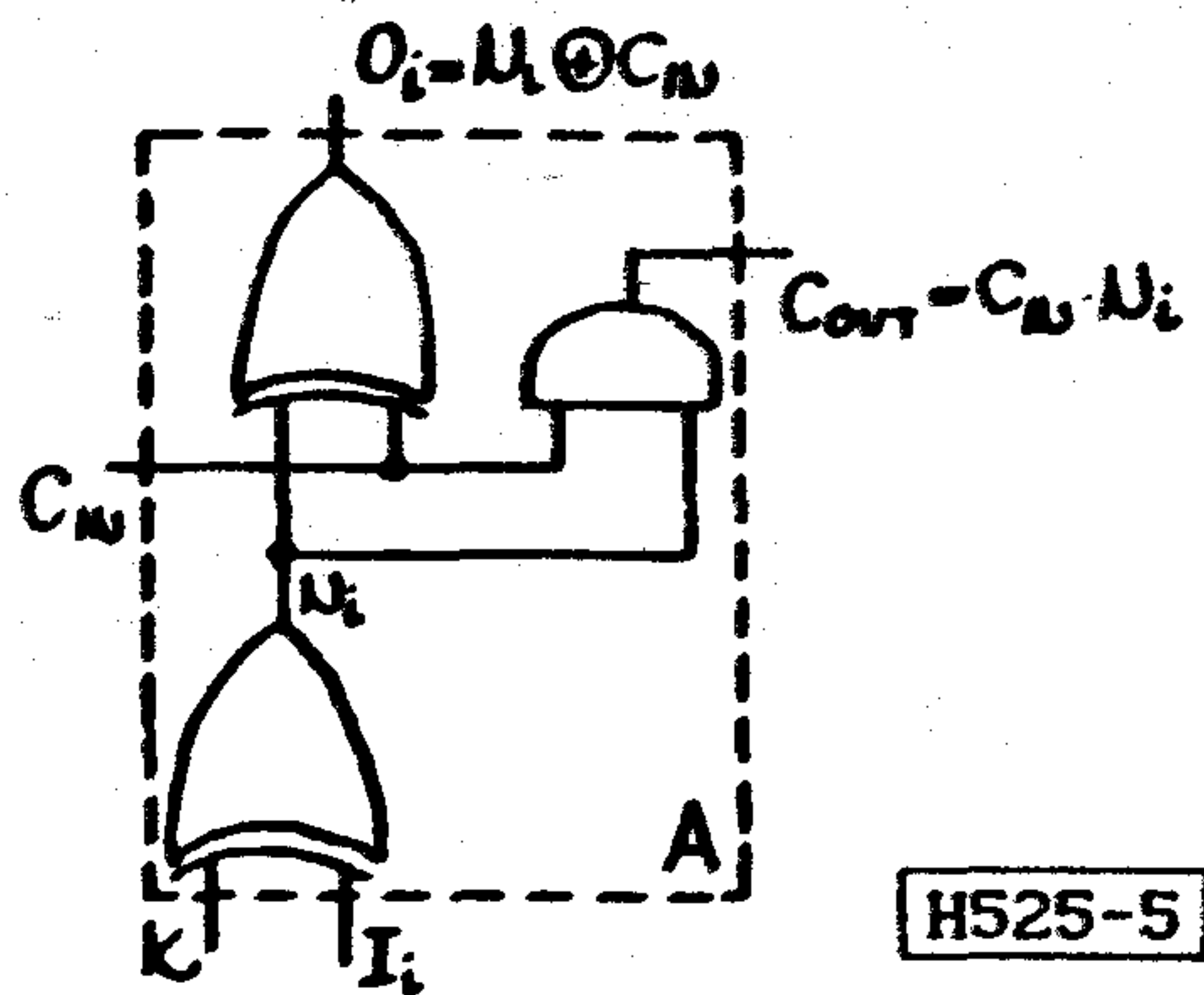
Az A betűvel jelölt aritmetikai cellák mindegyike egy vezérelt invertert és egy fél-összeadót tartalmaz, mely a bemenő átvitelből és az adatbitből egy összeg és egy átvitelbitet állít elő (5. ábra).

Ez, a legkézenfekvőbb megoldás, több szempontból sem a legmegfelelőbb:

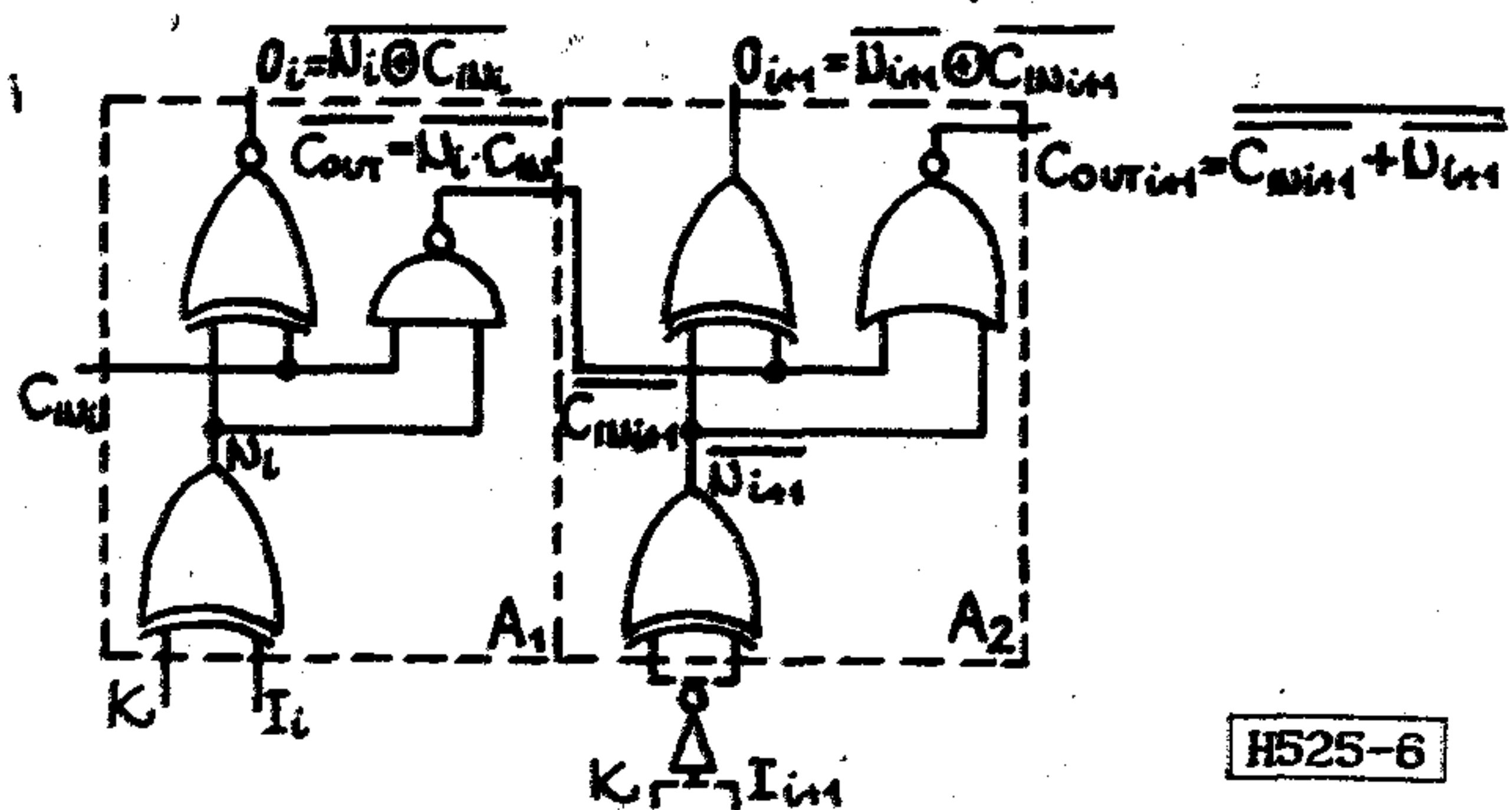
- a terjedő átvitel két kapukésleltetésnyi idő alatt áll elő (És kapu = NAND + Inverter), az átvitelterjedés sebessége pedig az egész áramkör működési sebességét meghatározza
- helyfoglalása jelentős
- mivel a K jel minden A cellánál közös, nagy méretű meghajtó áramkörökre van szükség.

Az első két problémán enyhíthetünk, ha az átvitelbitnek csak a negáltját állítjuk elő, s a rákövetkező A cellát alkalmassá tesszük annak fogadására. Mivel az antivalencia kapu kimenete mindkét bemenet együttes invertálására nézve invariáns, két egymást követő cella felépítése a 6. ábra szerinti lesz.

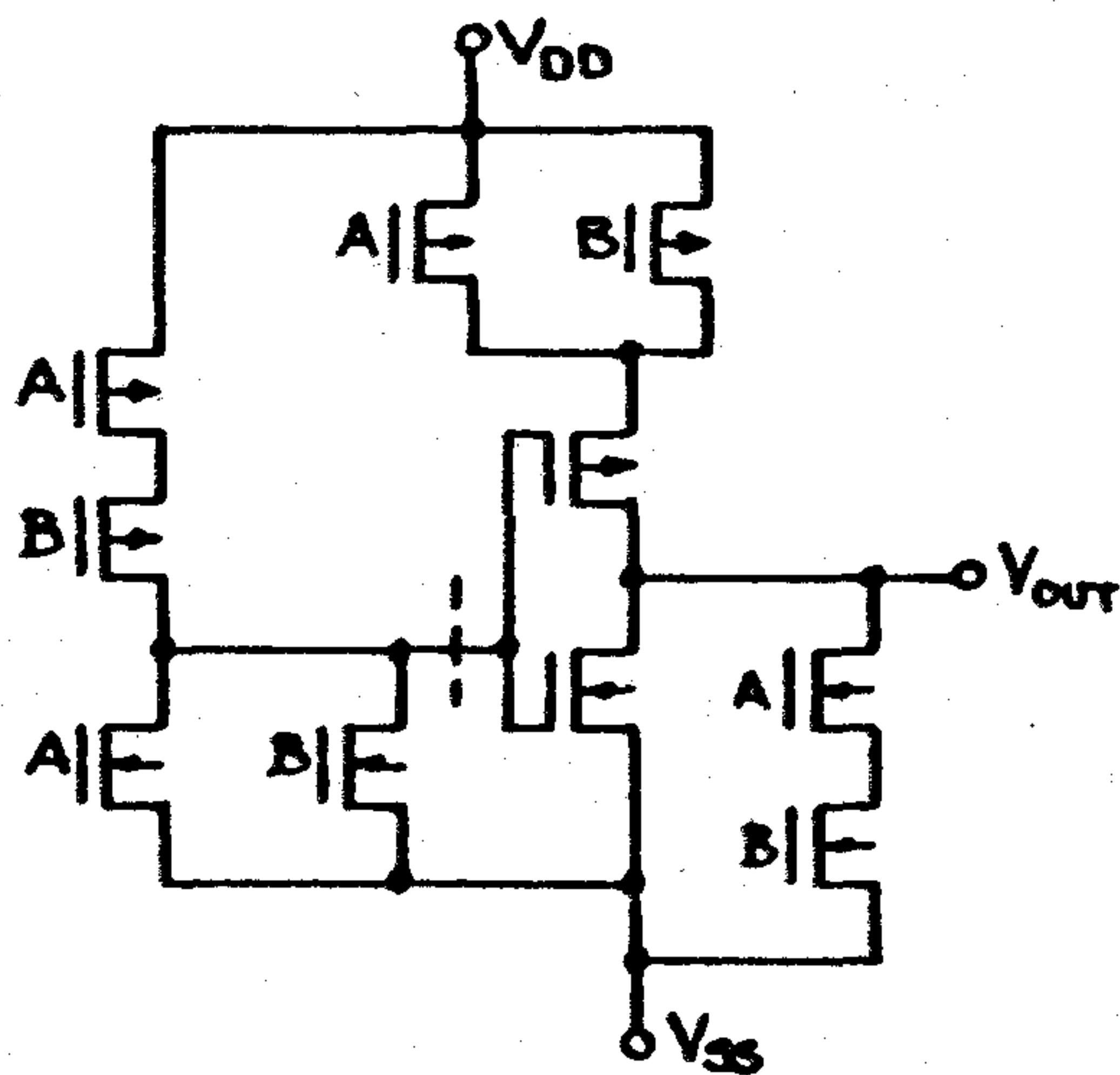
A megoldás előnye, hogy az átviteli terjedés gyorsul, a helyfoglalás csökken. Hátránya viszont, hogy most már nem egy, hanem kétféle aritmetikai cella van és



5. ábra. Aritmetikai alapcella



6. ábra. Módosított aritmetikai alapcella

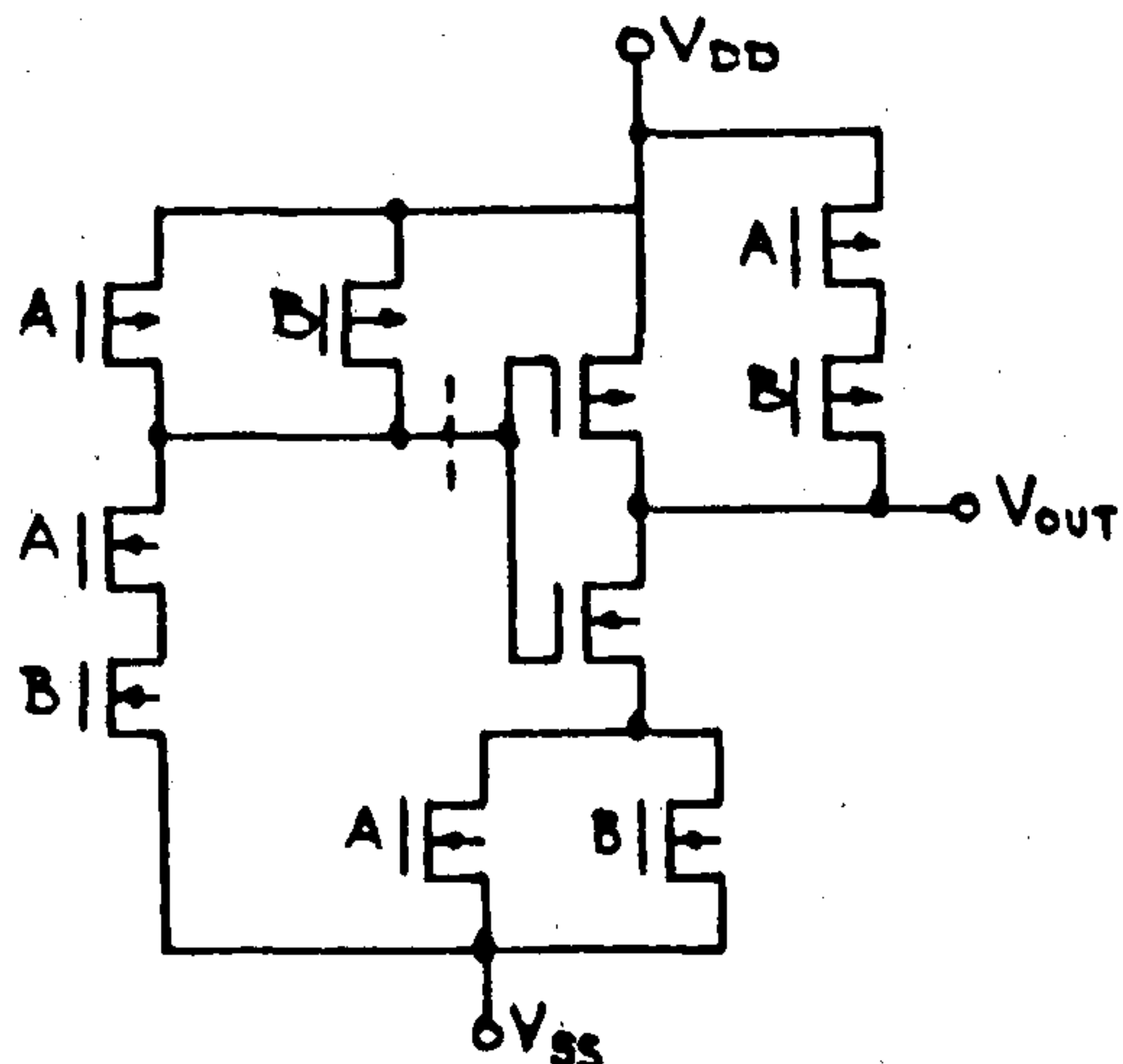


7. ábra. CMOS antivalencia kapu

minden A_2 -es cella valamelyik bemenetét invertálni kell. Ez utóbbi probléma két úton is feloldható:

- nem K-t, hanem I_{i+1} -et negáljuk, $\overline{I_{i+1}}$ viszont a bemeneti tárolósor kimenetén máris rendelkezésre áll (D tároló Q kimenete).
- jobb megoldás, ha a hátrányt előnnyé változtatva K-t is az átvitelhez hasonlóan terjesztjük. Mivel egy inverter késleltetése kb. fele egy NAND, vagy NOR kapuénak, működés nem lassul, sőt a K jel meghajtó áramköre is feleslegessé válik, mely a működést lassította.

A logikai tervet a későbbiekben még egy helyen módosították a layout tervezés szempontjai. Az antivalen-



H525-8

8. ábra. CMOS ekvivalencia kapu

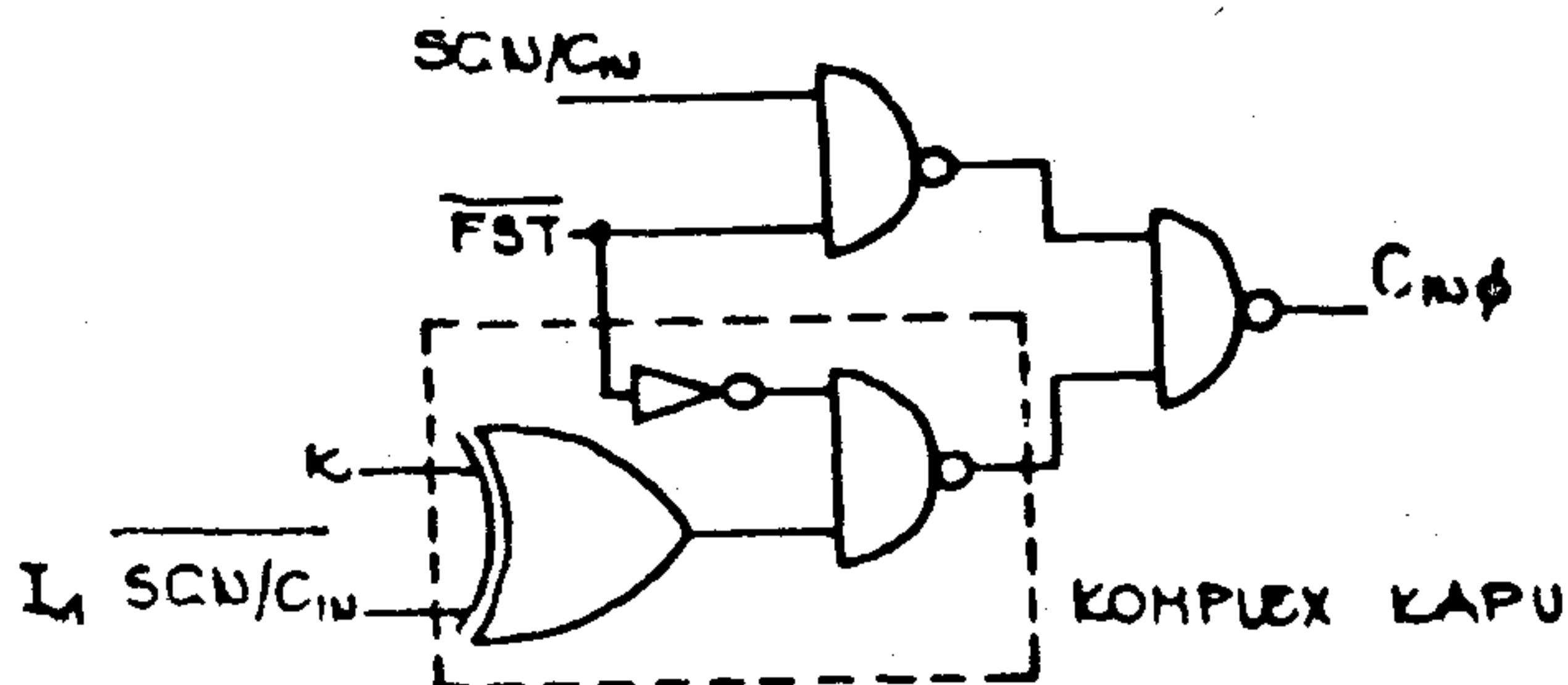
cia kapu tranzisztor szintű kapcsolása a 7. ábra szerinti. Az antivalencia kapu egy NOR kapuból és a kimenetére csatlakozó komplex kapuból áll. Látható, hogy az antivalencia kapu megvalósítása egyben a NOR kapu megvalósítását is jelenti.

Az ekvivalencia kapu tranzisztorszintű kapcsolását a 8. ábra mutatja be. Ez a kapcsolás viszont egy NAND kaput foglal magába, így A_1 -es cella tehát $\bar{O}_1$ -et állítja elő, de kiegészítő invertert a cellába helyezni nem érdemes a kimeneti D tárolósor $\bar{Q}$ -et levéve, az invertálás megtörténik. Csak a váltott logikai szintek használata tette lehetővé a logikai funkció olyan tömörítését, hogy a layout a rendelkezésre álló felületen tervezhető legyen.

A vezérlő logika feladata, hogy az $\bar{FST}$ bemenet állapotától függően C_{in} -t, vagy a kerekítő bit értékét meghatározó komplex kapu kimenetét adja az első A_1 -es cella C_{ino} bemenetére (9. ábra).

3.4 A layout terv

A layout tervezése során a dedikált cellák miatt a bemeneti és kimeneti D tárolók helye rögzített volt. Hogy melyik D tárolót, melyik be- ill. kimenethez rendeltük, hogyan helyezhetők el az A_1 és A_2 -es aritmetikai cellák és vezérlő logika, a 3. ábra szemlélteti. Két



H525-9

9. ábra. A vezérlő logika kapcsolása

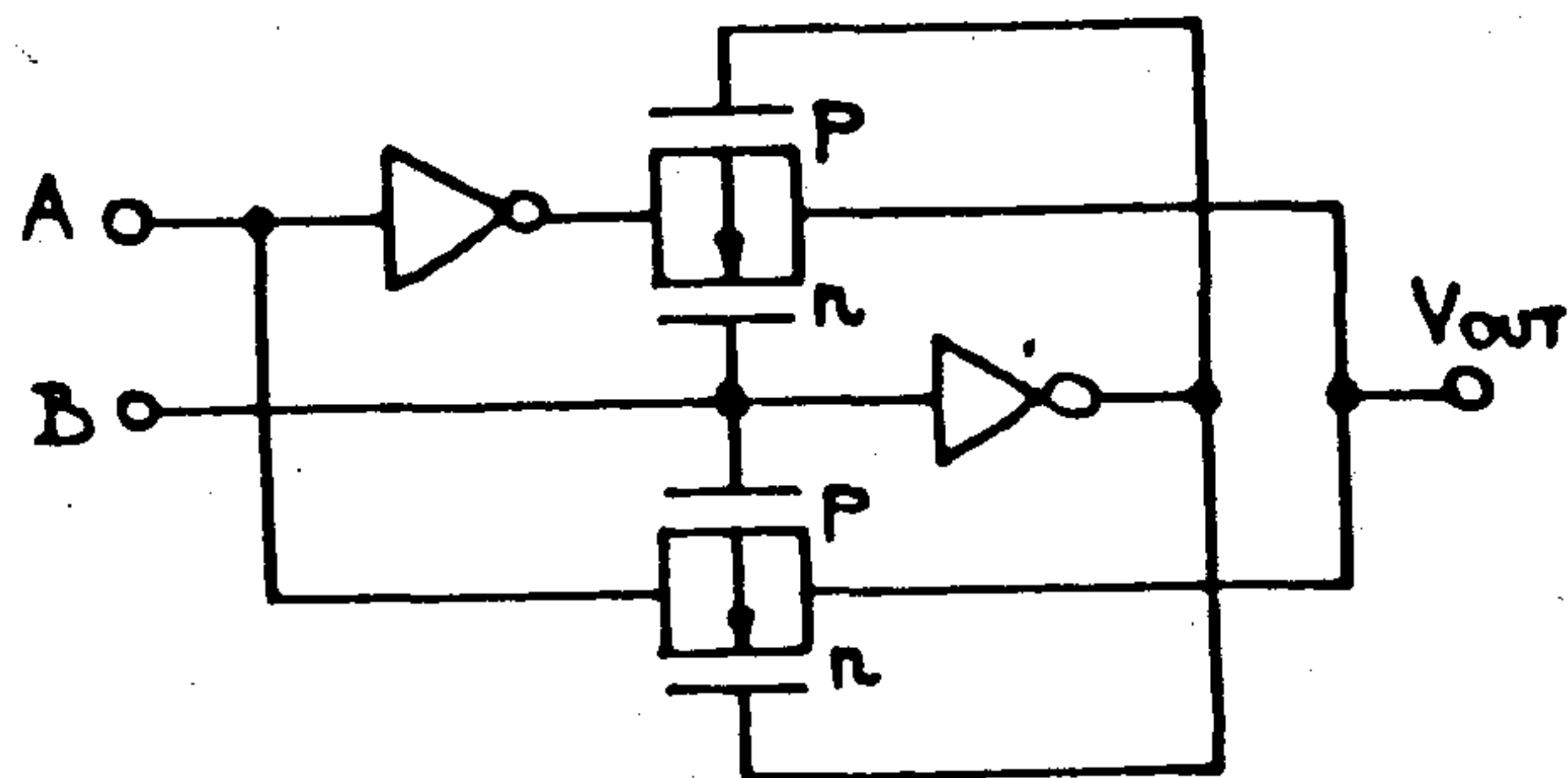
olyan D tároló cellát kellett megvalósítani (DK – a vezérlő bemenet buffere, D_{1-1} – (-1) -es súlyú bemeneti bit buffere), melyek nem dedikált cellán helyezkednek el. Az aritmetikai cellák nemcsak logikai párokat képeznek hanem fizikailag is legalább páronként helyezkednek el a chipen. Az aritmetikai cellákat A_4 -től A_{11} -ig két részre bontva helyeztük el, a bemeneti D tárolók közelében a vezérelt invertereket, a kimeneti tárolók alatt az összeadókat. Erre a chipen elhelyezett huzalozási felületek elégtelensége és a vezeték hosszának minimalizálása miatt volt szükség. Ez a felbontás hosszú, nagy késleltetést adó, cellán belüli vezetékezés ellenére sem csökkenti a műveletvégzési sebességet, hiszen az első négy aritmetikai cella késleltetése jóval nagyobb, mint egy vezérelt inverter és a vezeték késleltetése. CP jelöli az órajel meghajtó cellákat, V pedig a vezérlő logika helyét. Az elrendezés előnye, hogy a chipen vertikálisan futó vezeték elérnek a cellák között, nincs a terjedő átvitel útjában extrém hosszú vezeték, rövid vezetékkel támogatja a felhasználóbarát lábkiosztás megvalósítását is. Hátránya, hogy az elrendezés nem teljesen periódikus.

Az A_1 -es és A_2 -es aritmetikai cellák tervezése során a következő követelményeket szeretnénk teljesíteni:

- az aritmetika 2 D tár közötti helyen férjen el
- minél kevesebb diffúziós bűjtatást tartalmazzon, mert ez lassítja a működést
- minél kevesebb ferde vonalat tartalmazzon, mert ez a maszk generálást lassítja.

A fenti követelményeket – a chipfelület meglévő korlátai mellett – legjobban teljesítő elrendezés meglehetősen telített cellákat eredményez. Ha a fenti egyszerűsítéseket nem sikerül elvégeznünk, az A_i cellák nem fértek volna el jelenlegi helyükön, a két D tárolócella közötti 4 alapcellányi felületen.

Mindkét cellában a vezérelt invertereket megvalósító kapcsolás transzfer kapukkal felépített antivalencia kapu. Ennek tranzisztor szintű kapcsolása a 10. ábrán látható. A transzfer kapu párhuzamosan kötött, ellenütemben vezérelt n és p csatornás tranzisztorokkal épül fel. Ennek jelentősége az, hogy a kapu nyitott állapotában a soros ellenállás mind a bemenet logikai „0”, mind logikai „1” szintjénél a lehető legkisebb le-



H525-10

10. ábra. Vezérelt inverter (Transzfer kapuval felépített antivalencia kapu)

gyen. Az ilyen felépítésű antivalencia kapu nagyobb sebességű alkalmazásokra még ennek ellenére sem ajánlható. A kapcsolás vezérelt inverterként való alkalmazása azonban ideális, mert:

- 2 db komplex kapuval felépített antivalencia kapu nem férne el a 4 alapcellán
- az I_1 bemenetre kapcsolódó invertert nem kell megvalósítani, hiszen a bemeneti D tárolósor kimenetéről mind Q , mind $\bar{Q}$ levehető
- a K bemenetre csatlakozó inverter kettős feladatot lát el: biztosítja a kapu működéséhez szükséges $\bar{K}$ jelet, s ugyanez a jel terjeszthető tovább a következő cellához is (a logikai szint váltás minden második fokozatban automatikusan előáll). A kapcsolás előnye, hogy a vezérelt invertálási funkció megvalósításához nincs szükség a K és $\bar{K}$ jelek meghajtó fokozatára és az inverterek layoutja is egyforma.

A D tároló cellákat cellakönyvtárból vettük, de mert a chipen csak 32 dedikált cella van, az I_1 -es és K bemenet bufferelését alapcellákon megvalósított D tárolókkal oldottuk meg.

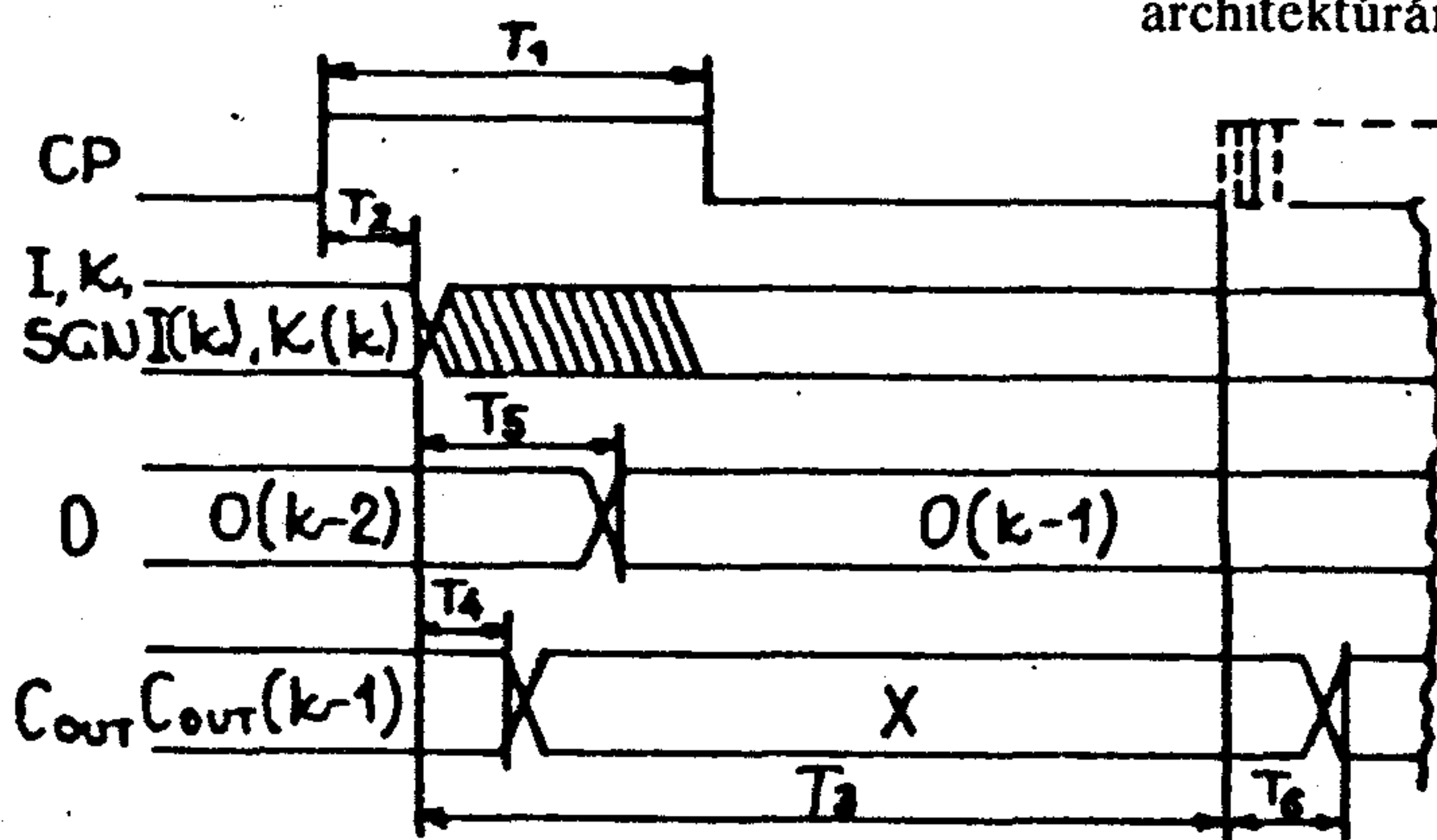
A tervezés során mindenütt sikerült elkerülni, hogy egy kapu kimenetét háromnál több kapubemenet terhelje.

4. A CPLSI 16 áramkör előzetes adatlapja

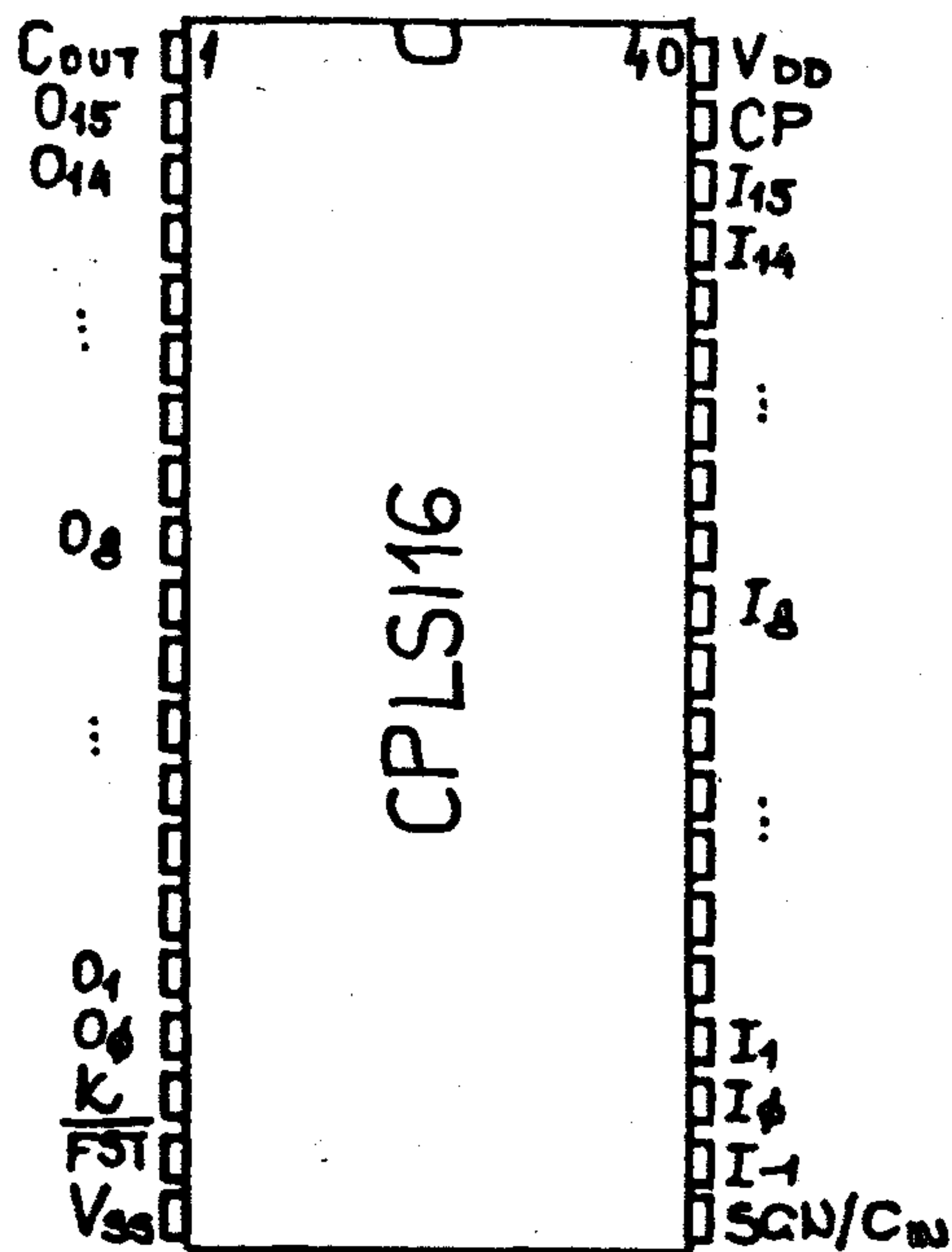
Az áramkör layoutjának tervezését a lábkiosztásra vonatkozó fő követelmények rögzítése előzte meg, így sikerült a jelenlegi konvenciókhoz idomuló, felhasználóbarát lábkiosztást megvalósítani (11. ábra). A tápfeszültség bemenetek a DIL toknál megszokott helyen vannak, a be- és kimenetek a kártyán áttekinthető huzalozással köthetők be. A bemenetek mindkét irányú túlfeszültség ellen diódás védelemmel lettek ellátva, a kimenetek egy TTL terhelés meghajtására képesek.

Az áramkör helyfoglalását a chipen a következő adatokkal szemléltethetjük:

Nagy impedanciás cella	- 0%	kitöltés
I/O cella	- 40/42 = 95,2%	- " -
Tároló (dedikált) cella	- 32/32 = 100%	- " -
Alapcella	- 137/256 = 53,5%	- " -



12. ábra. Időzítési diagram



H525-11

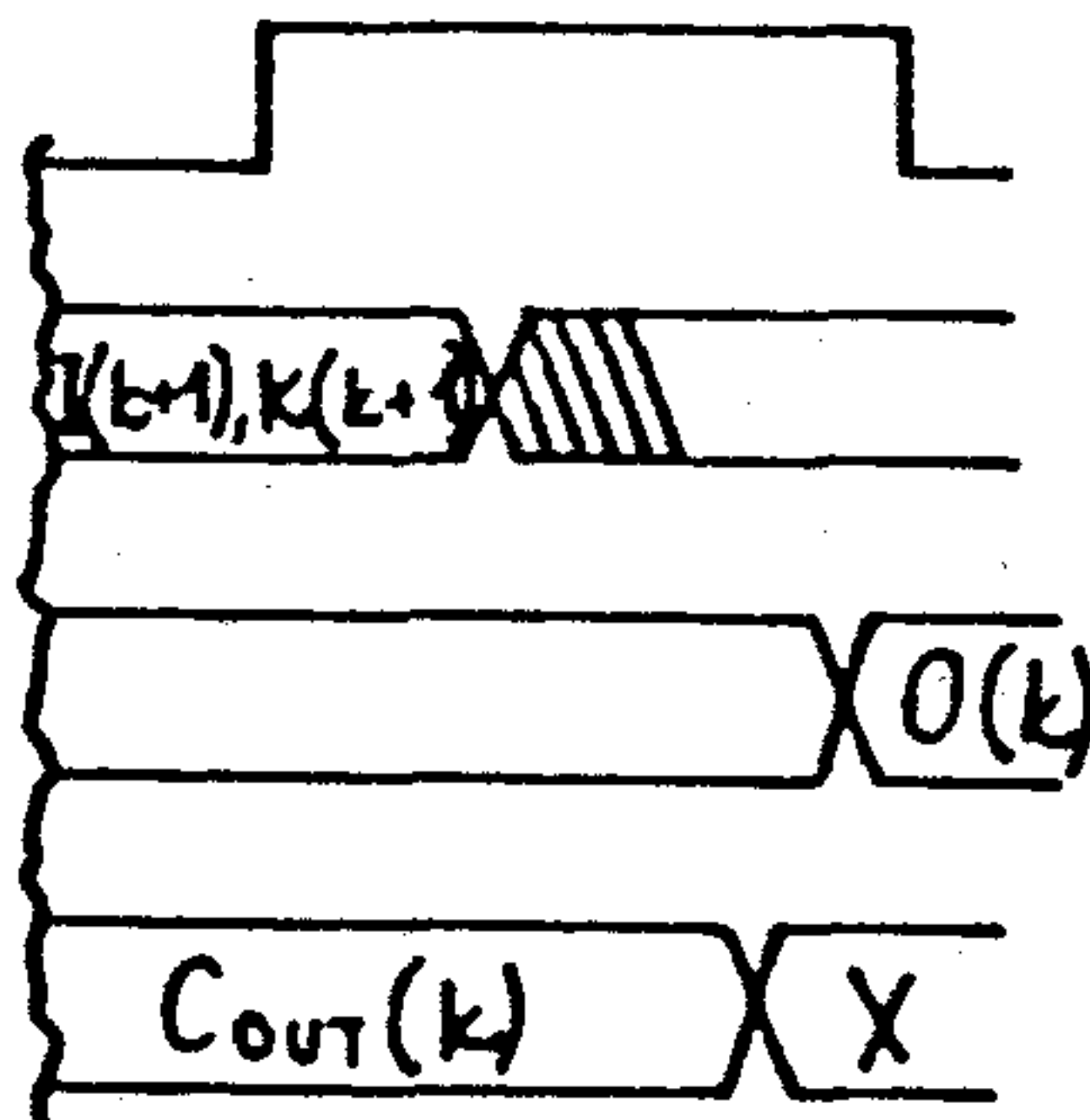
11. ábra. Az IC lábkiosztása

Ez utóbbi adatahoz kiegészítésként kíváncsok, hogy az áramkör nagymértékben párhuzamos felépítése miatt a kitöltöttség látszólag nagyobb. Párhuzamos működésű elemeket tartalmazó áramköröknél ugyanis a cellák kihasználása a hosszú be- és kimeneti összekötő vezetékek miatt lényegesen alacsonyabb, mint soros működésűeknél.

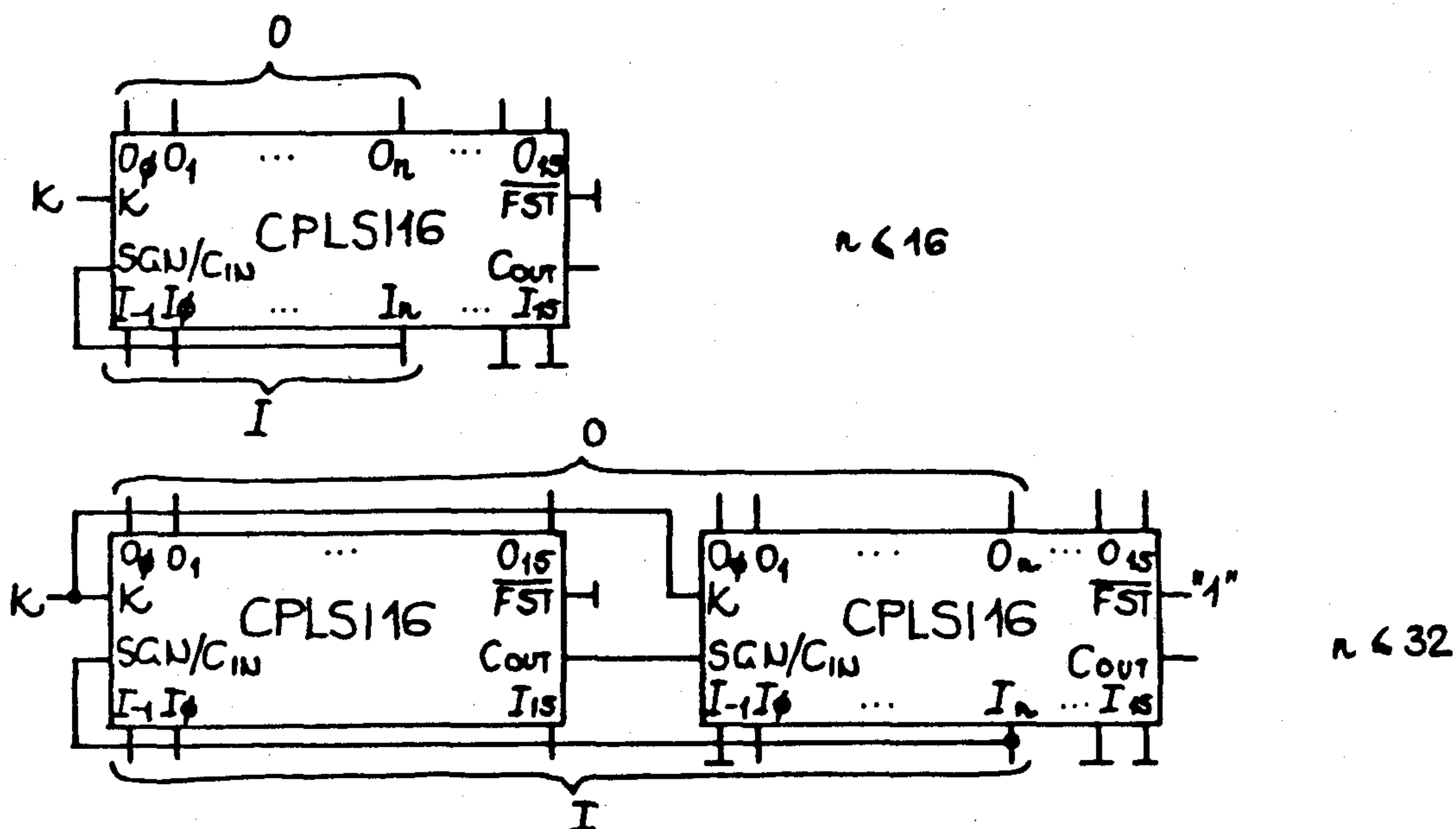
Az áramkör tervezett működését a 12. ábra időzítési diagramja szemlélteti. Minden bemenő és kimenő jel bufferelt, így a külső időzítések kényelmesek. Természetéből adódóan egyedül a C_{in} jel nem bufferelhető, ennek a teljes műveletvégzési idő alatt fenn kell állnia. A 12. ábra T_3 -mal jelölt ideje a leghosszabb, ez a belső műveletvégzési idő. A legkisebb periódusidő:

$$T = T_2 + T_3$$

A HT001-es Gate Array adatlapján feltüntetett, illetve annak segítségével számítható időadatok alapján a 3. táblázat műveletvégzési idői adódnak. Ezek a viszonylag alacsony működési frekvenciák a majd 20 éves technológiának és az átvitelgyorsítást nélkülöző architektúrának köszönhetőek.



H525-12



13. ábra. Az IC bekötése (-1)-gyel való szorzáskor

H525-13

3. táblázat

Várható műveletvégzési idők ($V_{dd}=5V$)

Bitszám	Műveletvégzési idő(ns)	Működési frekvencia(MHz)
12	422	2,37
16	502	1,99
32	768	1,3

H525-3T

5. Alkalmazási lehetőségek

Az aritmetika lehetséges felhasználási köre két fő csoportra osztható:

1. -vezérelt szorzás (-1)-gyel. Ebben a funkciójában

az IC nagyobb szóhosszúságról kerekítést végezhet

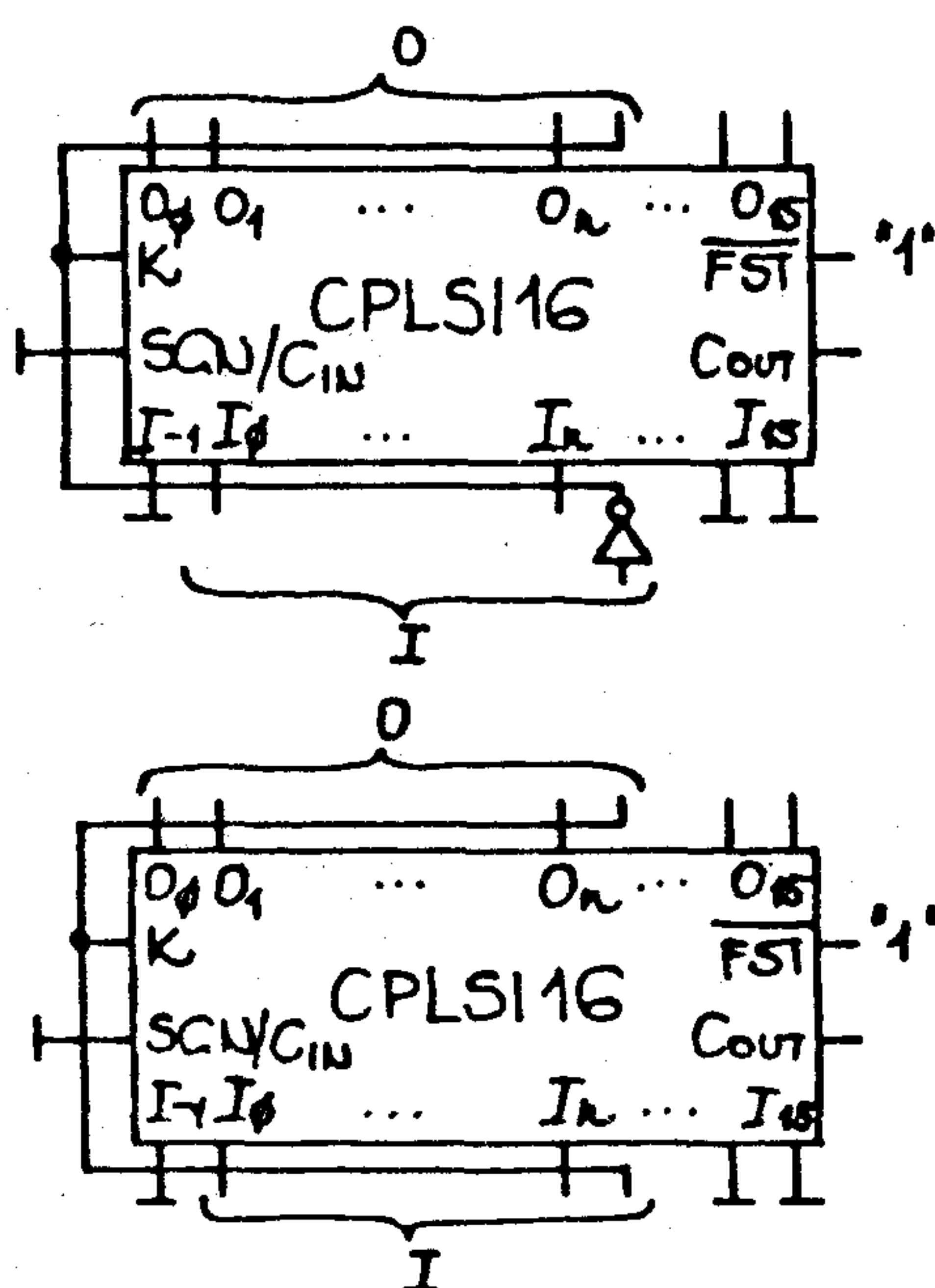
2. - Kódátalakítás

Előjel abszolútértékes + Offset bináris

Előjel abszolútértékes + Kettes komplementes kódk között.

A 13. és 14. ábra az áramkör egyes lábainak bekötését mutatja be az IC felhasználási funkciója és a bemenő szóhosszúság függvényében. A bemenő szóhossz tetszőleges bitszámra kiterjeszthető.

Az áramkör tetszőleges berendezés aritmetikai eleme lehet, s a kaszkádosíthatóság révén extrém szóhosszokat is kezelni tud. Az LSI bonyolultságú Gate Array jóvoltából a NYÁK lapon jelentős felület taka-



14. ábra. Az IC bekötése kódkonverziókor

OFFSET BINÁRIS ↔ ELŐJEL ABSZ.

$n \leq 17$

KETTES KOMPLEMENTES ↔ ELŐJEL ABSZ.

$n \leq 17$

H525-14

rítható meg. Az átvitel belső terjedése miatt kevés az egyidejű belső állapot-átmenetek száma, így a CMOS technológia alapvető előnye, a kis disszipáció a működési ciklus legnagyobb részében fennáll.

6. Befejezés

A logikai és layout tervezés lépései kézzel, papíron készültek. A logikai függvények és az egész hálózat működésének helyességét kis BASIC programokkal ellenőriztem. Ez a logikai szimulátor program nélkül végzett ellenőrzés elégséges, mivel a műveletvégző aritmetika tisztán logikai hálózat, ahol a kimeneti állapotot a bemeneti állapot egyértelműen meghatározza. A tároló cellák könyvtári elemek, ellenőrzésük nem szükséges. Az egész hálózat szinkron működésű, így ha a működési frekvenciára adott felső határt betartjuk, hazardok fellépésével sem kell számolnunk. A layout-terv a HT001-es raszteresre korrigált tervezési segédletén készült, s csak az eredmény került grafikus editor segítségével egy IBM PC/AT számítógépre.

Végezetül egyet kell értsek azokkal, akik azt mondják, hogy kézzel ma már nem lehet hatékonyan chipet tervezni. A logikai terv layouttá fogalmazása közben azonban olyan problémákkal találkoztam, melyeket egy elhelyező és huzalozó program nehezen kezelt volna, mivel – mint látható volt – a sebesség növelése, a helyszűke, többször kényszerített alternatív megoldás keresésére, s csak a logikai és layout terv együttes finomítása vezetett sikerre.

A cikkben az IC tervezés szép és nehéz feladatainak megoldását mutattam be, azzal a reménnyel, hogy a leírtak nemcsak egy tervezési metodikát ismertetnek, hanem egy, a közeljövőben megvalósuló termékről is tájékoztatást adnak.

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] Dr. Tarnay Kálmán szerk.: Mikroelektronikai berendezésorientált áramkörök tervezése; EDUSYSTEM Oktatásfejlesztési Pjt., 1984
- [2] CMOS Tervezési segédlet; HTSz, 1983

DR. AMBRÓZY ANDRÁS



Nagy veszteség érte a magyar elektronikát, 1990. július elsején életét vesztette Dr. Ambrózy András egyetemi tanár, a Budapesti Műszaki Egyetem Elektronikai Technológia Tanszékének nemzetközi hírű Állami-díjas vezetője. 59 éves korában, alkotó erejének teljében ragadta el a váratlan és szomorú halál.

Életpályája a Budapesti Műszaki Egyetemhez kötődött, itt szerezte kitüntetéses villamosmérnöki oklevelét (1953), „summa cum laude” minősítésű egyetemi doktori fokozatát (1962). 1966-ban lett a műszaki tudomány kandidátusa, majd 1978-ban a műszaki tudomány doktora, 1953-tól a Budapesti Műszaki Egyetem oktatója, előbb a Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszéken, majd az Elektronikus Eszközök Tanszéken, 1970-ben került tanszékvezetőként az Elektronikai Technológia Tanszékre. 1979-ben nevezték ki egyetemi tanárrá.

20 éven keresztül irányította az Elektronikai Technológia Tanszék oktató és kutatómunkáját. A Villamosmérnöki Karon is meghatározó szerepe volt. Hosszú éveken át dékánhelyettesként, majd az Egyetemi Tanács tagjaként is szolgálta és fejlesztette a magyar műszaki felsőoktatást.

Több könyve jelent meg, és több mint 120 publikációja tette ismertté nevét a tudományos világban. Az elektronikus zajok téma-területének nemzetközileg elismert tudósa volt. Életművének egyik legjelentősebb alkotása világsikert aratott „Elektronikus zajok” című könyve, amelynek több magyar kiadása jelent meg, és a hazai nívódíjak mellett angol nyelven a McGraw Hill kiadó, japánul pedig a Keigaku japán kiadó is megjelentette. A „Zajjelenségek fizikai rendszerekben” nemzetközi konferenciák szervezőbizottságának tagja volt.

A Magyar Tudományos Akadémia és az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság számos állandó bizottságának munkájában vett részt, illetve látta el az elnöki tiszteket. 1970 óta a TMB Elektronikai és Számítástechnikai Szakbizottságának tagjaként, 1985-től pedig elnökeként segítette a tudományos továbbképzést.

Kimagasló szerepe volt a hazai hibrid integrált áramkörgyártás magas színvonalra emelésében, ennek a tevékenységnek az elismeréseként nyerte el az Állami Díjat.

Az egyik első magyar tagja volt az Institute of Electrical and Electronic Engineers nagy hírű, nemzetközi tudományos egyesületnek és épp most nyerte el a legmagasabb tagsági fokozatot, az „IEEE Fellow”-t. Aktívan részt vett a „Magyarok a Világ Műszaki és Természettudományos Haladásáért” konferenciák szervezésében és munkájában.

1960 óta tagja a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek, ahol az Elnökségben és a Díjbizottságban küzdött fáradhatatlanul a hazai elektronikai iparért. Jelentős szerepet töltött be a Műszaki és Természettudományos Egyesületek Szövetségében is, elsősorban az Oktatási és Díjbizottságban.

Szerette és a tudományokkal való kapcsolatában is értette a zenét, hobbjá volt a vitorlázás. A természet és a sors kiszámíthatatlan útjainak találkozása folytán a gyakorlott és mindig megfontolt hajóst kedvenc sportjának művelése közben érte a halál.

Szeretett professzorunk emlékét megőrizzük.

Számítógépes módszerek a VLSI kihozatal növelésére

HOSSZÚ GÁBOR

MEV Mikroelektronikai Vállalat

Összefoglalás

A cikk egy beszámoló az 1990. február 12–16. között Davosban megrendezett szeminárium sorozatról, ahol bemutatták a VLSI kihozatal növelés és gyárthatóságra való tervezés területén a tudomány mai állását.

Az előadásokon ismertették az IC gyártástól elválaszthatatlan ingadozásokra tekintettel a terv parametrikus kihozatalának növelésére irányuló módszereket, majd a statisztikus eljárás szimuláció módszertanát. A továbbiakban bemutatásra került a Prof. Taguchi által népszerűsített minőségre való tervezés és egy átfogó megközelítés a statisztikus eljárás szabályozásra. A számos számítógépes gyakorlat segítségével a résztvevők megismerkedhettek a kihozatal növelésre kidolgozott szoftver eszközökkel is.

1. Áttekintés

1990. február 12–16. között Davosban rendezte meg a CEI-EUROPE/ELSEVIER a Számítógépes módszerek és eszközök a VLSI eljárás, eszköz és áramkör optimalizálására című tanfolyamot egy nemzetközi szemináriumsorozat részeként. A tanfolyamon a következő intézetek és cégek képviselői vettek részt:

- Analog Devices, Írország
- AT & T Mikroelektronika, Spanyolország
- Bari Egyetem, Olaszország
- CSEM, Svájc
- EM Microelectronic Marin, Svájc
- Ericsson Components, Svédország
- Marconi Electronic Devices, Nagy-Britannia
- Philips Components, Hollandia
- Siemens AG, Német Szövetségi Köztársaság
- South African M-E Systems, Dél-Afrikai Köztársaság

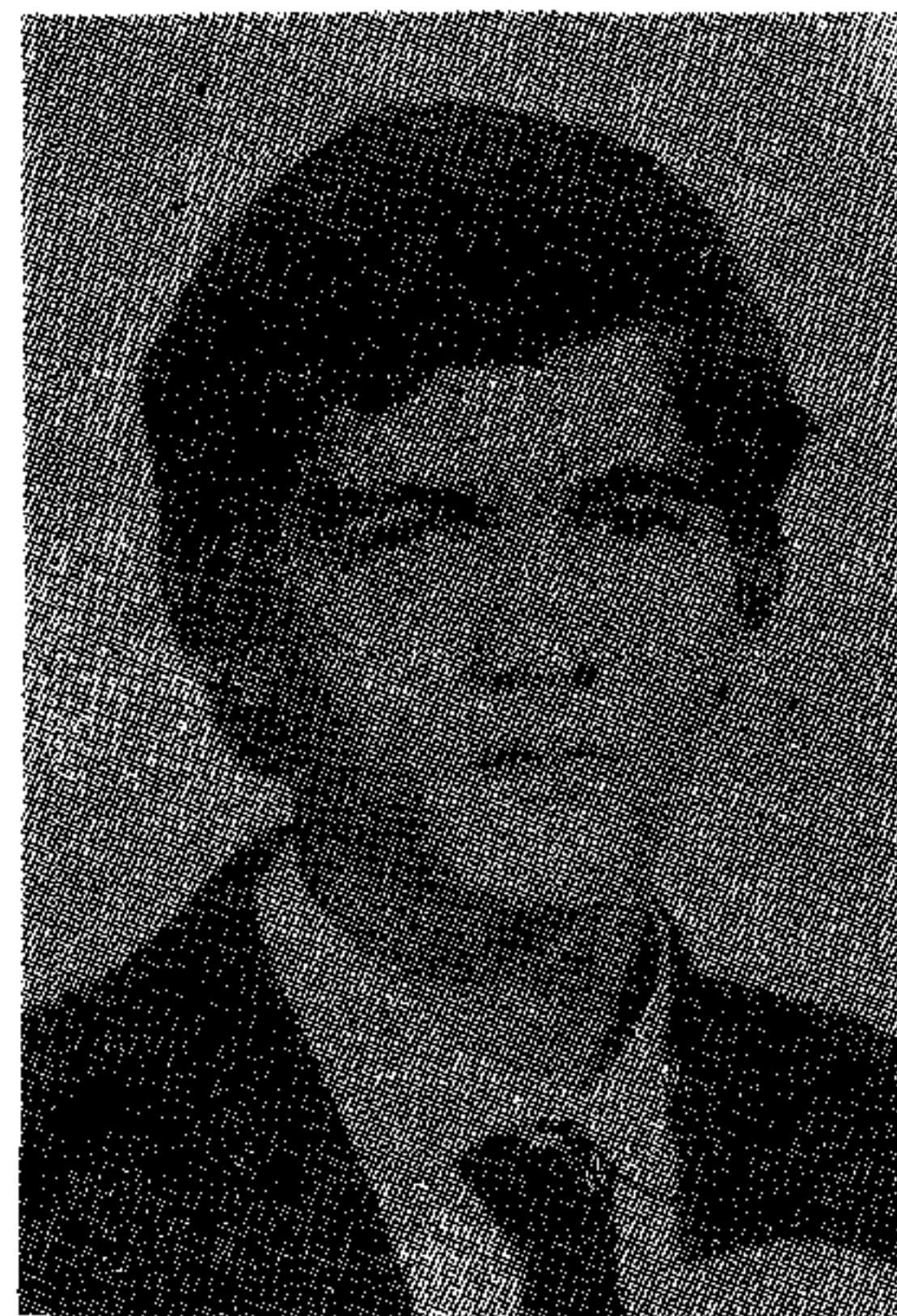
A kihozatalkutató területén nemzetközileg vezető helyet ért el egy, a Pittsburgh-i Carnegie Mellon Egyetemen működő kutatócsoport. Tagjai közül négyen tartottak előadást a következő témakörökben:

Prof. Dr. S. W. Director:

- Megvalósíthatóságra való tervezés kihozatalra kifejlesztett CAD eszközök használatával
- Parametrikus kihozatal maximalizálás
- VLSI gyártási eljárás statisztikus leírása: a PROMETHEUS program

Prof. Dr. A. J. Strojwas:

- Statisztikus eljárás szimuláció
- IC gyártási eljárás-tervező munkahely bemutatása
- Minőségre való tervezés
- Statisztikus eljárás szabályozás és hibakeresés,



HOSSZÚ GÁBOR

1985-ben végzett a Budapesti Műszaki Egyetem Villamos-

mérnöki Kar, Híradástechnika Szak, Műszaki fizika ágazatán „B” oktatási formában. Ezután megkapta a Magyar Tudományos Akadémia 3 éves ösztöndíját, jelenleg a MEV fejlesztő mérnöke. Diplomamunkájának témája magasszintű fordítóprogramok átvihetőségének vizsgálata volt, azóta eszközparaméterek meghatározásával és az integrált áramkörök gyártási eljárása kihozatalának statisztikus elemzésével és modellezésével foglalkozik. 1985 óta tagja a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek.

Dr. W. Maly:

- Funkcionális kihozatali modellek
- Funkcionális kihozatalcsökkenési folyamatok
- Hibamodellek
- Eljárás megfigyelésre vonatkozó vizsgálatok

Dr. D. M. H. Walker:

- Monte Carlo kihozatali szimuláció
- VLASIC rendszer ismertetése
- Redundáns áramkörök kihozatalának analízise

A tanfolyamon elhangzott előadások három fő téma köré csoportosultak:

- FUNKCIONÁLIS KIHozATAL (Funkcionális kihozatalon a feladatát tekintve jól működő chipek száma és az összes gyártott chip számának hányadosát értjük.)
- PARAMETRIKUS KIHozATAL (Specifikációs paramétereit [pl. jelterjedési sebesség, tápáramfelvétel, stb] tekintve jól működő chipek száma per az összes gyártott chip száma.)
- STATISZTIKUS ELJÁRÁS SZABÁLYOZÁS ÉS HIBAFELDERÍTÉS

A tanfolyam során megismertem egy kitűnően használható programrendszert, melynek elemei a következők:

- MAGIC layout editor
- VLASIC funkcionális kihozatal szimulátor
- FABRICS CMOS és bipoláris statisztikus gyártási eljárás szimulátor
- PROMETHEUS a fenti gyártásszimulátort egy adott gyártósorra ráhangoló program.

A számítógépes laboratóriumi gyakorlatokon alkalmunk volt ezek kezelését alapfokon elsajátítani. A fenti programokat C nyelven írták, így könnyen átvihetők

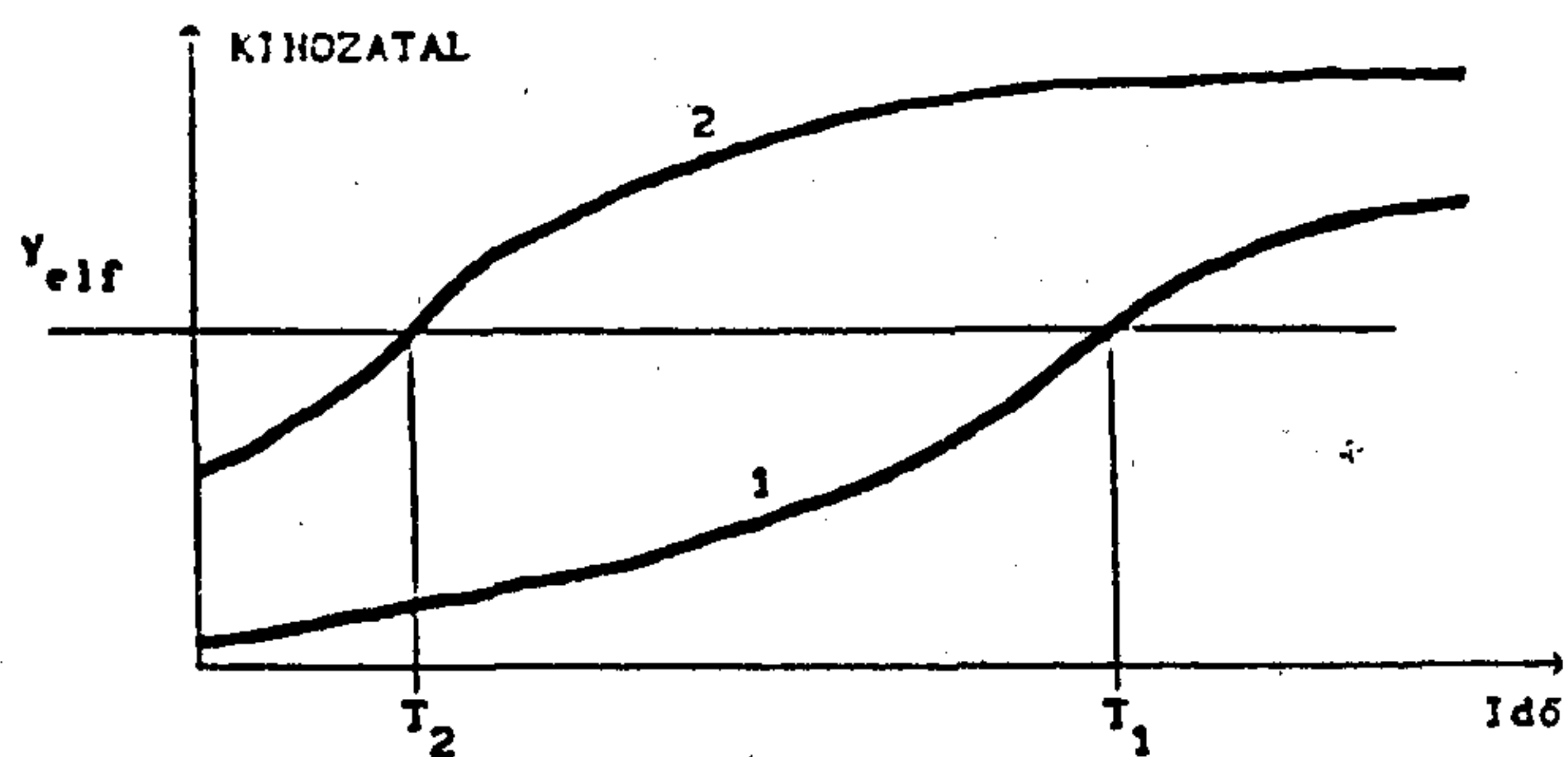
Beérkezett: 1990. III. 10. (†)

a különböző gépekre. A tanfolyamon a UNIX operációs rendszert használó, hálózatra kapcsolt SUN 3/60-as munkahelyeken dolgoztunk.

2. Parametrikus kihozatal optimalizálás

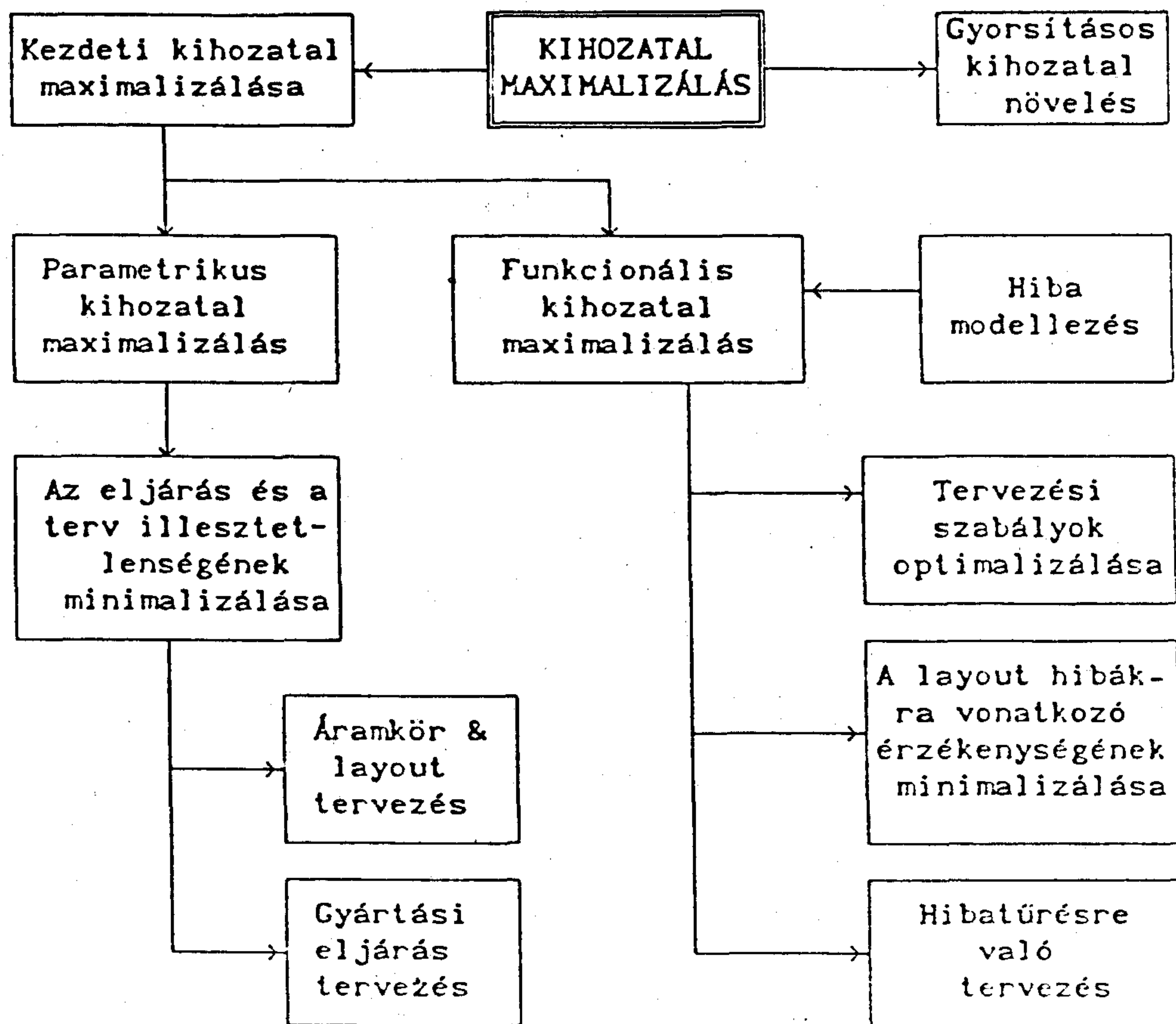
A parametrikus kihozatalhoz kapcsolódó témakörök a következők voltak:

- Szimulációs módszerek
- Gyártási eljárás statisztikus jellemzése
- Minőségre való tervezés
- Gyárthatóságra való tervezés.



1. ábra. A tanulási görbe

Az előadáson ismertetett statisztikus eljárás szimuláció arra a feltételezésre épült, hogy a gyártási eljárásbeli véletlen ingadozásokat vissza lehet vezetni néhány véletlenszerűen változó paraméterre, amelyek egymástól függetlenül, megközelítőleg normális valószínűségi eloszlás szerint változnak. Ezeket *eljárás-zavaroknak* nevezik. A parametrikus kihozatal csökkenésért alapvetően a globális hibák, míg a funkcionális kihozatal csökkenésért a helyi katasztrofális meghibásodást okozó ponthibák a felelősek. (Meghibásodás alatt az áramköri építőelemek, pl. tranzistorok hibás működését értjük, gyártási hibákon pedig az ezeket kiváltó szilíciumbeli tökéletlenségeket, pl. a ponthibákat.) A fenti okok miatt a továbbiakban a kétféle hibamechanizmust teljesen elkülönítve kezelték. A FABRICS statisztikus gyártásszimulátor a PROMETHEUS hanglelő programmal gyakorlatilag tökéletesen szimulál egy adott gyártósort. A nagy számítási költségek miatt azonban nem alkalmazható közvetlenül kihozatal maximalizálásra, de a hagyományos módszerek hatékonyságát jelentősen megnövelheti. A továbbiakban összehasonlításra került a parametrikus kihozatal maximalizálásra általánosan alkalmazott kétféle módszer, a statisztikus (Monte Carlo) alapú illetve a mértani (determinisztikus). A végkövetkeztetés az volt, hogy egy terv kísérleti szakaszában a determinisztikust érdemes



2. ábra. A kezdeti kihozataalt maximalizáló különböző eljárások

H 589-2

használni, mivel stabil és gyors konvergenciát biztosít bizonyos pontossággal egy optimumhoz. Sok optimalizálható paraméter esetén azonban statisztikus módszerrel lehet csak dolgozni, mivel a mértani módszer dimenzionálisan túl bonyolulttá válik, továbbá, mert a statisztikus módszer nem annyira érzékeny az elfogadási tartomány szabálytalanságaira, mint a mértani.

2.1 Gyárthatóságra való tervezés

Egy áramkör kihozatalának változását az 1. ábrán látható görbék írják le. Az 1. görbe egy szokásos gyártási ciklusra jellemző. A T_1 időpontig terjedő szakaszt *tanulási görbének* nevezik. Ez alatt állítják be a tervezési és/vagy a technológiai paramétereket a gyártmány szempontjából optimális értékre, amíg el nem érik az Y_{elf} elfogadható kihozatali szintet.

Ha a gyártási eljárást és/vagy az áramkör tervezését úgy végezzük, hogy a *gyárthatóság szerint* optimális értékre kerüljön, akkor megnövelhetjük a *kezdeti kihozatalt*. (1. ábra, 1. görbe). A T_1 időtartam csökkentésének másik módja a tanulási görbe meredekségének növelése (1. ábra, 2. görbe). Ezt a gyártási eljárás stabilizálásával érhetjük el, ami minimalizálja az eljárás szórását. Ezt a módszert *gyorsításos kihozatalnövelésnek* nevezzük. A fenti kétféle módszer megvalósítási lehetőségeit szemlélteti a 2. és a 3. ábra.

2.2 Az eljárászavarok okai

- Emberi hibák és berendezések meghibásodása
- Ingadozások az eljárási feltételekben
pl.: turbulens gázáramlás
- Ingadozások az anyagok minőségében
pl.: szennyezők a vegyi anyagokban
- Hordozóbeli rendellenességek
pl.: ponthibák, diszlokációk, felületi tökéletlenségek
- Litográfiai foltok (maszkgyártás és használat során)
pl.: átlátszó folt átlátszatlan területen
- Berendezésekbeli ingadozások
pl.: maszk elillesztések

2.3 Az eljárászavarok hatásai

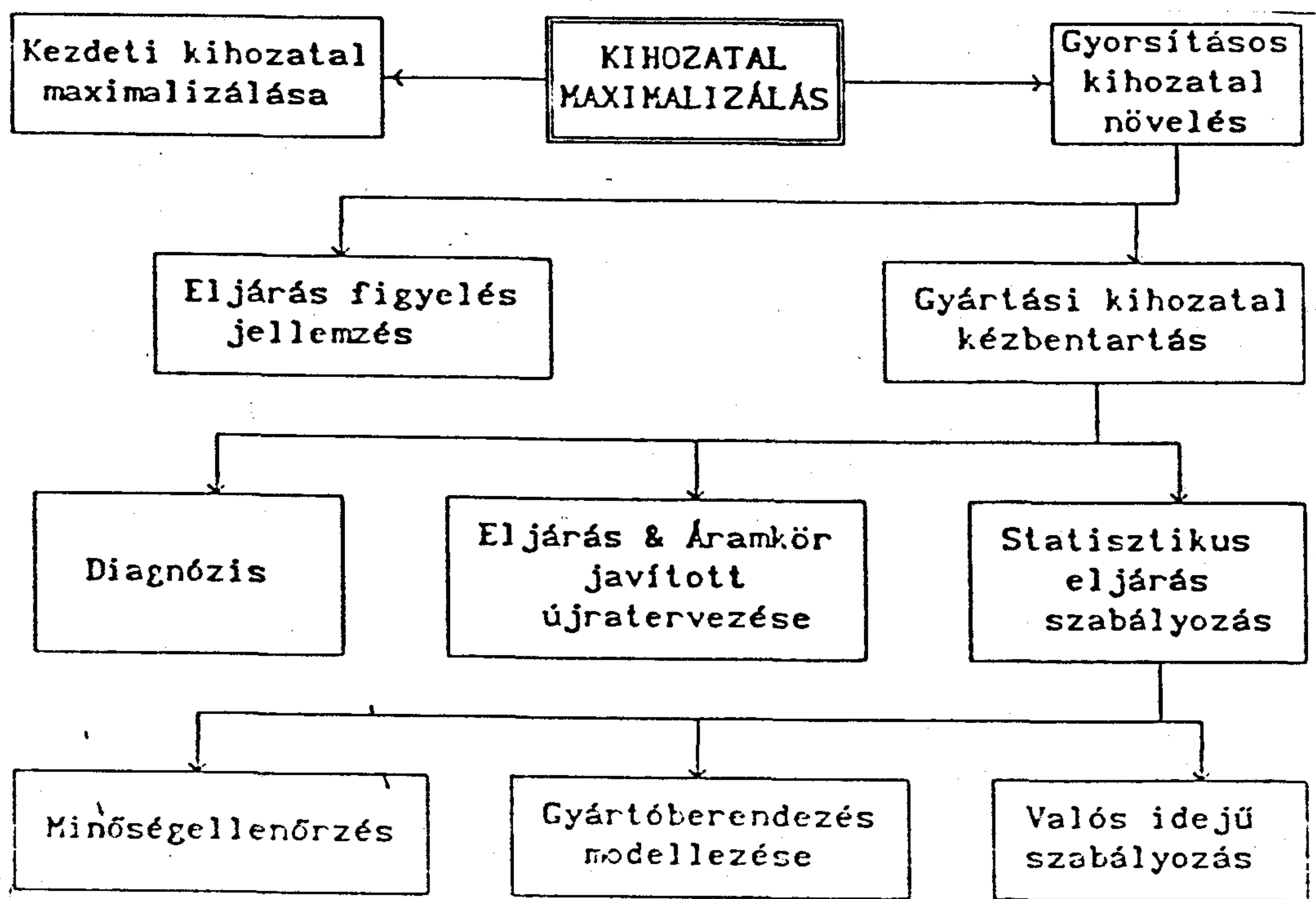
A GEOMETRIÁRA:

- Oldalirányú deformációk
 - oldalirányú széleltolódás
 - maszk elillesztés (az illesztőábra előző rétegének pontatlansága miatt)
 - Mélységi irányú hatások
 - pn átmenet mélységbeli szórása
 - oxidvastagságbeli szórás
- Foltok.

AZ ELEKTROMOS TULAJDONSÁGOKRA:

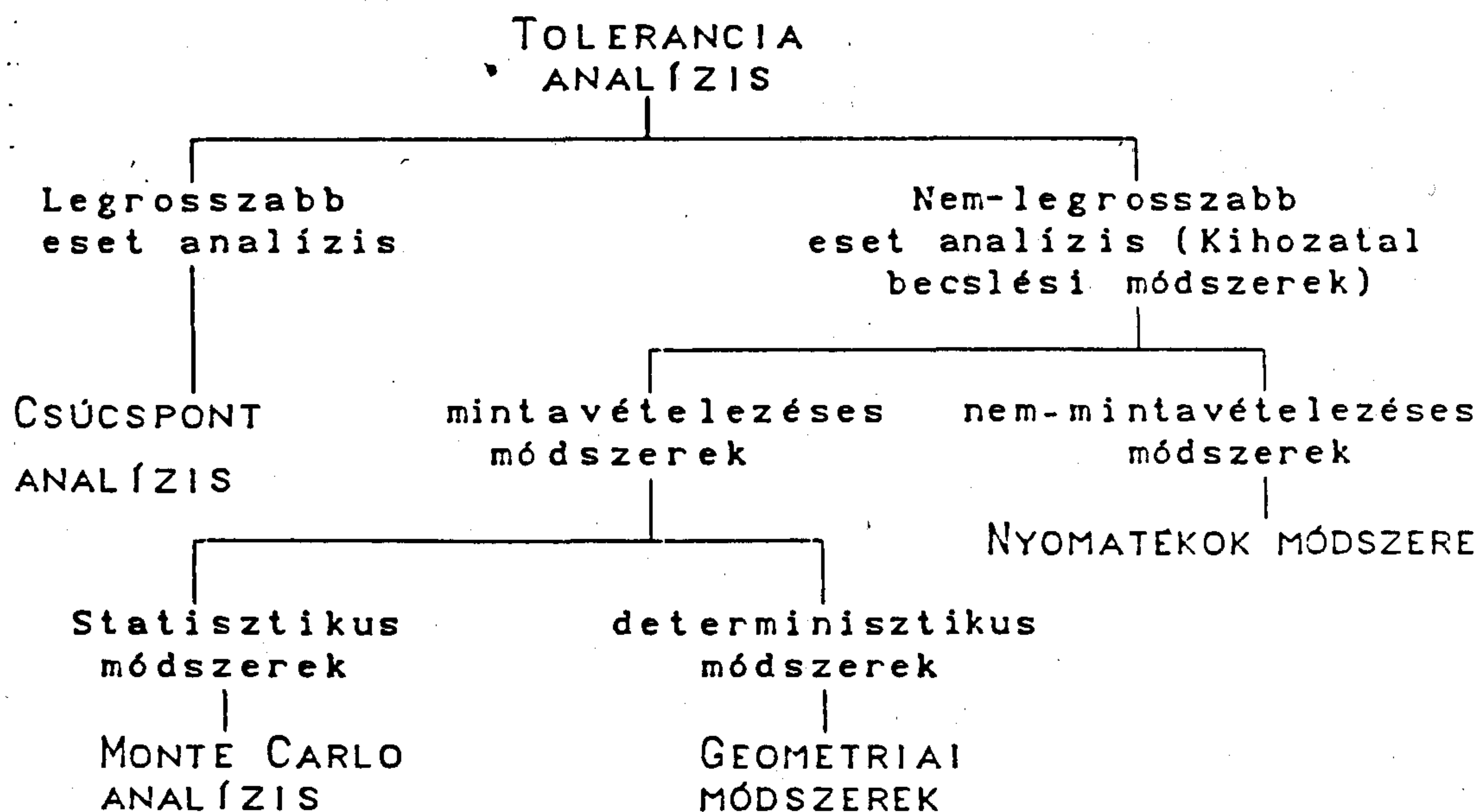
- pn átmenet megnőtt szivárgási árama
- alacsony letörési feszültség

A paraemetrikus kihozatal optimalizálására használt módszereket a 4. ábrán láthatjuk csoportosítva.



H 589-3

3. ábra. A gyorsításos kihozatalnövelés különböző típusai



H 589-4

4. ábra. Tűrésmező elemzési módszerek

3. Katasztrofális (funkcionális) kihozatal modellezés

A funkcionális kihozattal kapcsolatos előadások témái a következők voltak:

- Funkcionális kihozatali modellek
- Kihozatal csökkenési folyamatok
- Szimulációs módszerek.

A *funkcionális kihozatal* modellezésével kapcsolatban sok különböző pontosságú hibamodell került ismertetésre. Ezek alapján általános megállapításként mondható, hogy nem elsősorban a modellt alkotó matematikai képlet bonyolultsága, hanem az abban szereplő paraméterek helyes értékre állítása biztosíthatja egy kihozatali modell jóságát. Minőségi különbség főleg abban a tekintetben van a különböző modellek között, hogy figyelembe veszik-e azt, hogy egy adott chipen több funkcionális meghibásodást okozó ponthiba is előfordulhat. Ezekből természetesen egy is elég ahhoz, hogy a chipen lévő áramkör ne működjön. Ha ezt nem veszik számításba egy adott hibamodellben, akkor a valóságnál sokkal pesszimistább eredményt fognak kapni. Ez különösen akkor adhat jelentős eltérést a valóditól, ha a hibák eloszlása a szeleten nem egyenletes. Ilyen esetekben az ún. *csoportosítási (clustering) módszerből* nyerhető csak valósághű eredmény.

A VLASIC programrendszer segítségével tetszőleges eloszlású ponthiba sokaságot lehetett bevinni a szimulált layoutba. A hiba-meghibásodás kapcsolat vizsgálatából kitűnt, hogy:

I. A hibák hatásának jelentkezése az elektromos működésben függ:

- a hiba elhelyezkedésétől
- a hiba méretétől
- a hiba eredetétől.

II. Nem minden hiba okoz meghibásodást.

III. Nem minden meghibásodás ismerhető fel a rendelkezésre álló vizsgálati eszközökkel.

A végső következtetés pedig az, hogy *a többlet vagy hiányzó anyagokkal rendelkező területek sokkal bonyolultabb módon hatnak az IC funkcionális viselkedésére, mint azt az egyszerű kihozatalbecslési modellek feltételezik*. Tehát a valósághű leíráshoz számításba kell venni az adott áramkör szerkezetét, a layout tervezési szabályokat és a gyártási berendezések tulajdonságait is.

Ez utóbbira nagyon szép példa az a fajta ponthiba, ami a reziszt alá került nagy méretű szemcse hatására alakul ki. Ha ezt teljesen lefedi a fotoreziszt, akkor elvileg nem kellene meghibásodást okoznia. Azonban pozitív reziszt esetén a szemcse tetején lévő emulzió kikerülhet a megvilágító optikai berendezés gyújtópontjából, így a reziszt a megvilágítatlan területeken lévőkhöz hasonlóan fog viselkedni. A reziszt eltávolítása után az alatta lévő réteg védtelenné válik és így a vezető réteg marása után szakadást okoz. A ponthibák hatásának vizsgálatához a programrendszer a valóságos layoutot transzformálja egy egyszerűsített és a ponthibák hatása szempontjából kritikus területeket leíró, ún. *látszólagos layoutba*. Ez azután lehetőséget nyújt a ponthibák eloszlását leíró képletek használatára. Egy másik lehetséges megközelítés a Monte Carlo analízis, amely pontos eredményt ad, azonban rendkívül időigényes.

A ponthibák okozta áramköri meghibásodások vizsgálatához a következő szempontokat kell figyelembe venni:

- a hiba környezetében a layout geometriájának vizsgálata;
- poligon műveletek elvégzése a hiba és a layout geometrián, vagyis a kritikus területek kiszámítása azért, hogy alkalmazhassuk valamelyik hibamodellt és
- az adott ponthiba által okozható különböző lehetséges áramköri meghibásodások közül a valóban bekövetkező kiválasztása.

3.1 A ponthibák osztályozása

A hibavizsgálatok során a következő ponthibákat különböztetjük meg:

- Rövidzár (pötty-hiba)
- Szakadás
- Új áramút (túlyuk hiba)
- Szabadon lógó eszköz kivezetés
- Rövidre zárt eszköz
- Új gate-ű eszköz (többször polihiba)
- Új aktív eszköz (többször aktív hiba).

A ponthibák valóságos eloszlásának vizsgálatára új, különlegesen tervezett híd típusú vizsgálóábrákat mutattak be [1].

3.2 Az eljárásközpontú vizsgálat

A szemináriumon ismertetésre került egy, a gyártási eljárás megfigyelésével foglalkozó átfogó módszer. Ez szükségesnek látszik bármelyik korszerű VLSI szintű gyártásban. Ugyanis az IC funkcionális vizsgálata információt ad a gyártási hibákra, de ez nem elegendő arra, hogy megtudjuk, mely hibák és milyen eloszlásban jelentkeznek, mint meghibásodást okozó tényezők. Szükségessé vált, hogy az áramkörök megfigyelt működési hibáit összefüggésbe hozzuk az azokat kiváltó eszköz-meghibásodásokon keresztül az utóbbiakat okozó ponthibákkal. Ezért az eljárás központú vizsgálat a következő három lépésből áll:

1. lépés: A vizsgálat eredményeiből a meghibásodások feltérképezése;
2. lépés: A meghibásodások ezen halmazából a gyártási hibák feltérképezése;
3. lépés: A hibatérképből a hibák statisztikus jellemzőinek meghatározása.

A CÉL: egy meghibásodás-gyártási „hibaszótár” létrehozása.

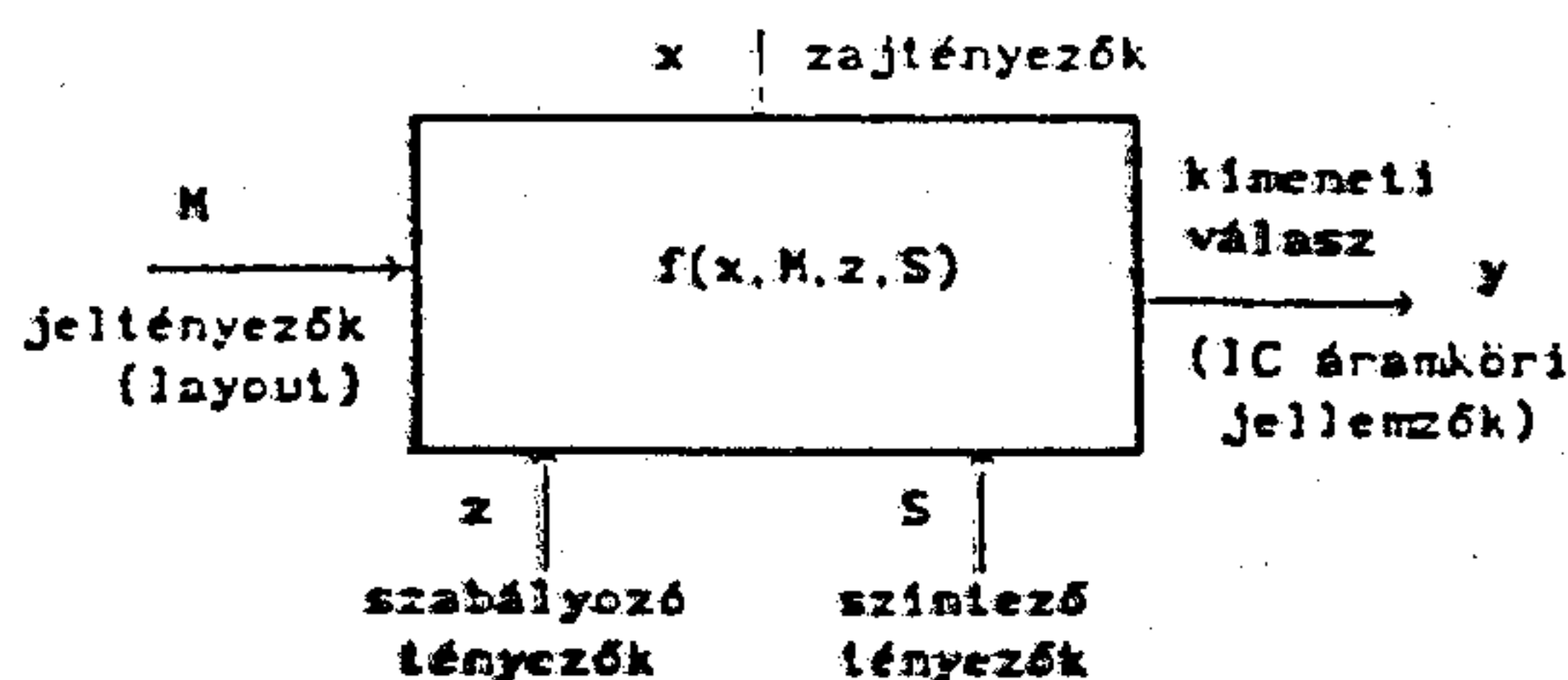
4. A minőségre való tervezés

A tanfolyamon sorra vett témák egyik legérdekesebbike volt a *minőségre való tervezés*. Ez egy tervezési stílust is jelent, amit Japánban fejlesztettek ki az 50-es és 60-as években. Ott ebben az időben nem volt sem elég jól képzett szakember, sem megfelelő minőségű félvezetőgyártó berendezés, a mikroelektronikai iparuk mégis hamar versenyképessé vált. Ez többek között azért volt lehetséges, mert a fejlesztési és a gyártásba-viteli ciklust le tudták rövidíteni az amerikaiakéhoz képest. Ma már ott tartanak, hogy míg Amerikában pl. 30 hónap kell egy új termék kifejlesztéséhez a rendszertervezéstől a folyamatos gyártásig, addig Japánban erre elég 18 hónap. Mindezek egyik oka az, hogy a japánok gondot fordítanak a minőségre való tervezésre és így a minőségi követelményeket rövidebb idő alatt kielégítik az újonnan tervezett termékeik.

4.1 A termék minőségét befolyásoló tényezők

A gyártmány működésére a következő paraméterek hatnak (5. ábra):

- Zajtényezők
- Jeltényezők
- Szabályozó tényezők
- Szintező tényezők



5. ábra. A termék minőségét befolyásoló tényezők

A *jeltényezők* közé soroljuk a termék működtetéséhez szükséges bemeneti jeleket.

A *zajtényezőknek* három különböző típusa van:

- KÜLSŐK. Ilyenek pl.: terhelési feltételek, hőmérséklet, nedvesség, tápfeszültség, működtetés közbeni emberi hibák, stb.
- GYÁRTÁSI TÖKÉLETLENSEGEK. Ezek elkerülhetetlenek az IC gyártás során. Ilyen pl. a gyártott termék szórása a névleges értéktől.
- ELŐREGEDÉS. Az idő múlásával a termék egyes elemeinek jellemzői változhatnak, és ez elvezethet az egész tönkremeneteléhez.

Egy lehetséges elképzelés a termék funkcionális szórásának csökkentésére ezen zajtényezők hatásának csökkentése, vagy megszüntetése. Vegyünk egyszerű példaként egy telefonkészüléket. Ebben az esetben a fenti módszer szerint le kellene szűkíteni a használhatósági tartományt, ez pedig azt jelentené, hogy pl. csökkenteni kellene a használat során megengedett környezeti hőmérséklet és páratartalom tartományát, vagy pedig a készítésnél felhasznált alkatrészek szórását, ami azonban nagyon költséges mód lenne egy telefonkészülék minőségének biztosítására. Ennél sokkal olcsóbb út, ha a *tervezhető paramétereket olyan értékre állítjuk be, ahol a zajtényezőktől való érzékenység minimális*. Azokat a paramétereket, amelyek beállításával befolyásolni lehet a zajtényezőktől való érzékenységet, *szabályozó tényezőknek* nevezzük.

Mivel a termék minősége a használat során is változhat, úgy kell elkészíteni az adott gyártmányt, hogyha egyes elemeinek paraméterei változnak is az idő múlásával, maga a termék továbbra is jó legyen. Ez azzal biztosítható, ha a gyártáskor a jellemzők névleges értékeit megfelelően választjuk meg, és a *gyártott termékek ettől való szórása kicsi lesz*.

A szintező tényezők valójában speciális esetei a szabályozó tényezőknek. Ezekkel lehet a munkapontot eltolni a megfelelő helyre, rendszerint a szabályozó tényezők névleges értékei.

4.2 Tervezés tekintettel a minőségre

Egy termék teljes tervezési ciklusa a japán módszer szerint három fő részből áll:

- rendszertervezés
- paraméter-tervezés
- tűrésmező-tervezés (tolerancia illesztés).

A rendszertervezés végeredménye egy működőképes áramkör vagy egy layout.

A paraméter-tervezés vagy *terv optimalizálás* lényege, hogy egy olyan tervet kapjunk, amelynek minimális a zajtényezőktől való érzékenysége, amit a szabályozó tényezők beállításával érhetünk el.

A tolerancia-tervezés során tervközpontosítást és tűrésmező illesztést végzünk. A tervközpontosítás annyit jelent, hogy az alkotóelemek névleges értékeit úgy állítjuk be, hogy a gyártott termék jellemzőinek névleges értéke egy optimumba, pl. az elfogadási tartomány közepébe kerüljön. A tűrésmező illesztésekor pedig az alkotóelemek tűréseit lecsökkentjük annyira, hogy a kihozatal a lehetőségek szerint megnöveljük és így a gyártási költségeket egy minimumba vigyük.

Az előadó szerint az Egyesült Államokban csak a rendszer- és tolerancia-tervezésre figyelnek, a paraméterre való tervezést figyelmen kívül hagyva.

Érdemes megfigyelni, hogy adott gyártási körülmények között a minőséget elsősorban a szabályozó paraméterek beállításával lehet javítani. Ezt a tervező végzi azért, hogy csökkentse a gyártási pontatlanságok által okozott szórást. Így a technológia színvonala által megszabott határokon belül *elsődlegesen a termék tervezőjétől függ a gyártmány minősége*.

4.3 A kihozatal és a minőség kapcsolata

Egy adott gyártmány jellemzőit rendszerint egy elvárt névleges értékkel és egy megengedett szórással határozzuk meg. Az amerikai tervezési módszer lényege, hogy a gyártott termékek lehető legnagyobb része benne legyen ebben az elfogadhatósági tartományban, az ezen belüli megoszlásuk azonban már nem érdekes. Ezzel szemben a minőségre való tervezés eredményeképpen a legtöbb termék az *elvárt névleges érték* közvetlen közelében lesz, de ennek az az ára, hogy a teljes elfogadási tartományban összességében kisebb hányada lesz a gyártott termékeknek, mint az előző esetben. Így a minőségre való tervezéskor a gyártási kihozatal kisebb lesz, mintha csak a toleranciákra terveztünk volna. Azonban a gyártás végső célja nem a kihozatal növelése, hanem a *minél nagyobb haszon elérése*. Ha sok termék hibásodik meg a használat során, akkor ezek javítása a jótállási kötelezettségek miatt a gyártónak nagyon sokba kerül. A tapasztalat szerint egy termék átlagos javítási költsége arányos az adott termék jellemzőinek a névleges értéktől való eltérésének négyzetével. A javítási költségek viszont közvetlenül csökkentik a hasznot. A felhasználó számára a meghibásodások sok kényelmetlenséget okoznak, ami azzal

jár, hogy csökken a kereslet a gyártó termékei iránt. Ezeket a tényeket figyelembe véve a minőségre való tervezés nagyobb hasznot biztosít a cégeknek, mint az egyszerű maximális gyártási kihozatalra irányuló tűrésmező-tervezés. Ezt konkrét vizsgálatokkal is alátámasztották. [1] szerint a Sony cég Japánban és az Egyesült Államokban működő televíziógyára termékei jellemzőinek a névleges értéktől való szórását vizsgálva úgy találták, hogy a Japánbeli gyártás kihozatala kisebb, de a jó termékek nagy része a névleges érték közelében található. A későbbi javítási költségeket is figyelembe véve a Sony USA-ban gyártott termékei *háromszor költségesebbek*, mint a Japánbeliek.

4.4 A minőségre való tervezés alkalmazása a gyártás érzékenységeinek csökkentésére

Ha egy IC gyártási eljárásának a gyártás közbeni zavaroktól való érzékenységét akarjuk csökkenteni, akkor a befolyásoló tényezők értelmezése a következő lesz:

- A zajtényezők az ún. *eljárési zavarok*. Ezekről bővebb ismertetés ezen cikk 2. fejezetében és a [9] irodalomban található.
- A jeltényezők alatt a *layout tervet* értjük.
- A szabályozó és a szintező tényezők az *eljárást szabályozó paraméterek*.

A kimeneti jellemzők pedig a gyártott IC *áramköri jellemzői*.

A szemináriumon elhangzott előadás további részében Taguchi Genichi japán tudósak, a minőségre való tervezés kifejlesztőjének a módszer kivitelezésére vonatkozó eljárását ismertették. Ezt hely hiányában itt nem részletezhetjük, azonban az [1] konferencia anyagban részletesen megtalálható.

5. Összegezés

A tanfolyamon megismert szimulációs programcsomagokat a fejlett technológiájú félvezető gyárakban széleskörűen alkalmazzák. Sajnos a megismert programok jelenleg még tilalmi listán vannak, azonban a várható export liberalizálás után ezek valószínűleg elérhetőek lesznek a magyar mikroelektronikai vállalkozások számára is. Az ismertett szoftver rendszerek megvásárlása elsőrendű fontosságú, mivel nélkülük nem képzelhető el egy VLSI szintű gyártási eljárás gazdaságos kifejlesztése.

Az irodalomjegyzékben felsorolt cikkeket és könyveket a szerző a szeminárium anyagaként kapta, és bármikor szívesen az érdeklődők rendelkezésére bocsátja.

6. Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek, a Soros Alapítványnak és a

Mikroelektronikai Vállalatnak támogatásukért, amellyel lehetővé tették, hogy részt vegyen a cikkben ismertetett szeminárium sorozaton.

7. Irodalomjegyzék

- [1] Computer Methods for VLSI Yield Enhancements (Course 087), Course Material, Davos Winter Seminars, February 12-16, 1990
- [2] Litography Simulation (Course of the VLSI Process and Device Simulation Material)
- [3] Design for Quality (A. J. Strojwas)

- [4] PROMETHEUS User's Guide (T. F. Cobourn)
- [5] FABRICS Tutorial (Dep. of El. and Comp. Eng., Carnegie-Mellon University)
- [6] VLASIC Tutorial (D. M. H. Walker)
- [7] Strojwas, A. J.: Statistical Timing Simulation of VLSI Circuits
- [8] Low, K. K., Kager, P. W., Kellen, Ch.: PED-PI/C User's guide, Version 3.1, Dep. of El. and Comp. Eng., Carnegie-Mellon University, December 1989
- [9] Hosszú Gábor: Módszerek a nagy bonyolultságú integrált áramkörök kihozatalának vizsgálatára a gyártási eljárás szimulációjával, Híradástechnika, 1989. 8.

SZEMLE

Összeállította: Gál Ferenc

A „Mikroelektronika 2000” c. memorandum szerzői szerint egy versenyképes félvezetőipar kifejlesztése nagyjából 21 Mrd DEM kumulált K+F ráfordítást és 14 Mrd DEM többletberuházást igényel. Az anyagi eszközök ilyen tömegét az érintett cégek egyedül nem tudják előteremteni, az állami támogatás tehát elkerülhetetlen. Az NSZK kormánya elvben egyetért ezzel az érveléssel és a finanszírozási segítséget lényegében jogosnak tartja.

A memorandum érvelésének megalapozottságát megvizsgálódó, röviden foglalkozni kell annak elméleti alapjaival is. Eszerint az ipar egyes ágait átmenetileg, körülbelül 2000-ig védelmezni, anyagilag támogatni szükséges ahhoz, hogy más országok versenylőnyét behozzák.

A nyugatnémet ipar, erősen függ a félvezető lapkák behozatalától. E függés nagyobb, mint az olaj esetében, mert ez utóbbi más energiahordozókkal helyettesíthető. A félvezető importtól való függés az érv az állami támogatást is magában foglaló saját termelőbázis megteremtésére. De van ellenérv is. Egy meghatározott nyersanyagtól vagy technikától való függés önmagában nem indokolja a megfelelő iparág megteremtését a saját országban. A nemzetközi munkamegosztás a kölcsönös függésen alapul. Az önellátás nem lehet ipargazdasági cél. (A félvezető lapkák nemzetközi piacának helyzete, a félvezető felhasználók 1987-ben:)

Japán	5,5 milliárd USD
Észak-Amerika	830 millió USD
NSZK	430 "
Nagy Britannia	91 "
Franciaország	75 "
Olaszország	68 "

(OMIKK Műszaki Információ vezetőknek - Wirtschaftsdiert, 1988/4.)

A Tervgazdasági Bizottság elé ez év tavaszán került a Magyar Posta előterjesztése, amelyben gyorsított távközlés-fejlesztési javaslattal állt elő. Az ezredfordulóig terjedő felzárkózási koncepció szerint még van remény arra, hogy a hátralévő 12 év alatt elérjük az akkorra becsült európai átlagot, a 41-es telefonsűrűséget. Persze ehhez nem elég a mégoly kiemelt fejlesztésként kezelt VII. ötéves tervi növekedési ütemet kivetíteni a jövőre. A három-négy százalékos fejlődési ütemet legalább évi 12-13 százalékra kell növelni. (Ezt tette számos megkésett iparosodó ország is, mint például a görögök, a spanyolok stb. évi 15-20 százalékkal fejlesztve a távközlési informatikai hálózatot.)

Mint ismeretes, a VII. ötéves terv kiemelt területeként kezeli a távközlésfejlesztést, ami azt jelenti, hogy 1990-ig 47 milliárd forintot költhetnek több mint 400 ezer távbeszélő főállomás kiépítésére, s ez azt eredményezi, hogy 1990-re 17 telefon jut majd 100 lakosra. Az európai átlag akkorra 35 körül lesz. Ehhez viszonyítva még mindig kétféle telefon fog hiányozni az otthonokból és a munkahelyekről. Csak mellékesen: a beígért központi támogatásokból időközben lefaragtak. A Magyar Posta elnökének tájékoztatása szerint az 1989-re ígért 2,1 milliárd forintos támogatásból már csak 1,2 milliárd várható, 1990-re pedig a 2,5 milliárdnak valószínűleg csak a felét kapják meg. A távközlés költségvetési támogatása már az idén is 700 millió forinttal csökkent.

A Magyar Posta taktikát változtatott. Nem elég, ha elismerteti a távközlésfejlesztés szükségességét. Az általános restriktív gazdaságból nem egykönnyen emelnek ki 150-200 milliárd

forintot, amennyi legalább kellene az elmaradott fejlesztések bepótlására. A posta által javasolt hosszú távú koncepció alapján, és az OT által javasolt „felzárkózó változat” szerint a kilencvenes évtizedben hárommillió telefont kell létesíteni. A telefonfejlesztés mellett mintegy 10-10 ezer telex, adat- és videotex, továbbá kilencezer fakszimile állomást kell felállítani, tehát meg kell teremteni az elektronika, a telematika és a számítástechnika elterjedésének feltételeit. Ehhez - a VII. ötéves tervi árszinttel és fajlagos létesítési költséggel számolva 112 milliárd forint szükséges (az alközpontok beruházása nélkül). A források előteremtésére két javaslat is született, mindegyikben szerepel a posta saját forrásával, a költségvetés segítése és garanciája, valamint a hitelek és lakossági erőforrások.

A finanszírozási program végrehajtásához persze nemcsak pénz kell, hanem garancia is arra, hogy a távközlési díjszintet évi négy százalékkal emelni lehessen, az inflációs hatás azonnali továbbhárításával egyidejűleg. (Jövőre az elképzelések szerint növekszik a telefon-előfizetési díj és a nemzetközi díjtarifák).

Azonkívül persze szükséges, hogy a távközlésben képződő jövedelmeket ne nyelje el a posta veszteséges üzletágai. Szűnjék meg a keresztfinanszírozás, és a beruházási források összemosódása.

A posta a gyorsított ütemű fejlesztést nem csak mennyiségi teljesítésként fogja fel, a lemaradást legfejlettebb, legkorszerűbb digitális technika meghonosításával akarja behozni, ami talán a program legkényesebb pontja. A Magyar Posta ugyanis deklarálta, hogy beruházásaiban döntően a hazai gyártók kínálatára akar támaszkodni. Feltételezve, hogy azok színvonalban, mennyiségben alkalmazkodnának a posta magas igényeihez. Nem említettük még a világbanki hitelcsomagot, amelyet távközlésfejlesztésre költhetünk, és amelyről megvártuk a szeptembert, amikor a Cocom végre engedélyezte bizonyos digitális kapcsolástechnikai berendezések szállítását hazánkba.

A Magyar Postánál elkerülhetetlenül szét kell választani a nyereséges profitorientált távközlést a hagyományos postai szolgáltatásoktól. Az új technológia működtetéséhez pedig párhuzamos hálózatok kiépítésére kell lehetőséget adni a versenyeztetés, a piac előnyeinek teret adva, a hatékonyságnöveléssel számolva.

A távközlésfejlesztés egyik kulcskérdése a meglévő intézményszerkezeti keretek kívánatos irányú változtatása, amelyen maga a posta is gondolkodik. Ennek a változtatni akarásnak egyik döntő láncszeme a postatörvény módosítása, melyben várhatóan oldódni fog néhány monopólium és kötelezettség is.

A távközlés sikeres fejlesztésének másik kulcskérdése, sikerül-e az információgazdaság szereplőinek, a gyártónak, az információ-előállítónak, a továbbítónak és a felhasználónak az összhangját megteremteni. Közös érdek az információ továbbítása, sőt mondhatnánk, hogy az információ előállításának és felhasználásának már jóval nagyobb érdeke fűződik a gyors és pontos információtovábbításhoz, mint magának a továbbítónak, tehát a postának. A távközlésfejlesztés tehát nem egyedül a posta ügye és terhe kell hogy legyen.

A távközlési hálózat fejlesztése, korszerűsítése mindenütt a világon jó üzlet, legalábbis hosszú távon! Így lenne, és miért ne lehetne nálunk is. Csak mint láttuk, ez nem egyszerűen forráskérdés. A postának is és az egész híradástechnikai iparnak egy új fejlődési pályán kell állnia, amihez feltétlenül segítséget igényelnek.

(Figyelő, 1988. november 3.)



BERUHÁZÁS HELYETT – KÖLCSÖNÖZZÖN MŰSZERT



csak egy telefon: 181-0903

ÉS MÁRIS hozzájuthat a legkorszerűbb precíziós műszerekhez! **MEGTÉRÜL A KÖLCSÖNDÍJ,** mert: a megfelelő időszakban rendelkezésre álló, **MÉRÉSAUTOMATIZÁLÁSRA** is alkalmas korszerű műszerek használatával időt, munkaerőt, adót, amortizációs költségeket, javítási-karbantartási költséget takarít meg. **NE FELEDJE,** egy műszer haszna a mérésekből, nem pedig a tulajdonjogból ered! **NE SZAPORÍTSA KIHASZNÁLATLAN ESZKÖZEIT!**

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

ÁLL AZ ÖN RENDELKEZÉSÉRE.

Fogyóanyag, tartozék-pótlás ugyancsak forintért!

LÍZING LEHETŐSÉG: egyes műszer vagy számítógép típusokra!

SZAKTANÁCSADÁS – HÁZHOZZÁLLÍTÁS – BEMUTATÁS!

KÉRJE INGYENES KÖLCSÖNMŰSZER KATALÓGUSUNKAT!

FELVILÁGOSÍTÁS, ELŐJEGYZÉS, ÜGYINTÉZÉS: 181-0903 vagy 166-2366/176 telefonszámokon.



**MTA MŰSZERÜGYI ÉS MÉRÉSTECHNIKAI
SZOLGÁLAT MŰSZERKÖLCSÖNZÉSI FŐOSZTÁLY**
Budapest XI., Szakasits Á. út 59–61. I. em. 107. szoba
H-1502 Budapest, Postafiók 58

Mikroszámítógépes program bemenetszám-korlátozott NÉS-NÉS kapuhálózat szintézisre

KÁLDI TIBOR

Elektrokémiai Technológiákat Fejlesztő KFT

SZENTIDAY KLÁRA

Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola

Összefoglalás

A MOS LSI/VLSI és felhasználói tervezésű áramkörökben a kapuk maximálisan megengedett bemenetszáma erősen korlátozott. Az M.A. Breuer által bevezetett, bemenetszám-korlátozott NÉS-NÉS kapuhálózat szintézis egyik változatát készítettük el ZX Spectrum személyi számítógépen futtatható program formájában. A program kompatibilis az általunk korábban kidolgozott logikai függvényminimalizálási eljárással.

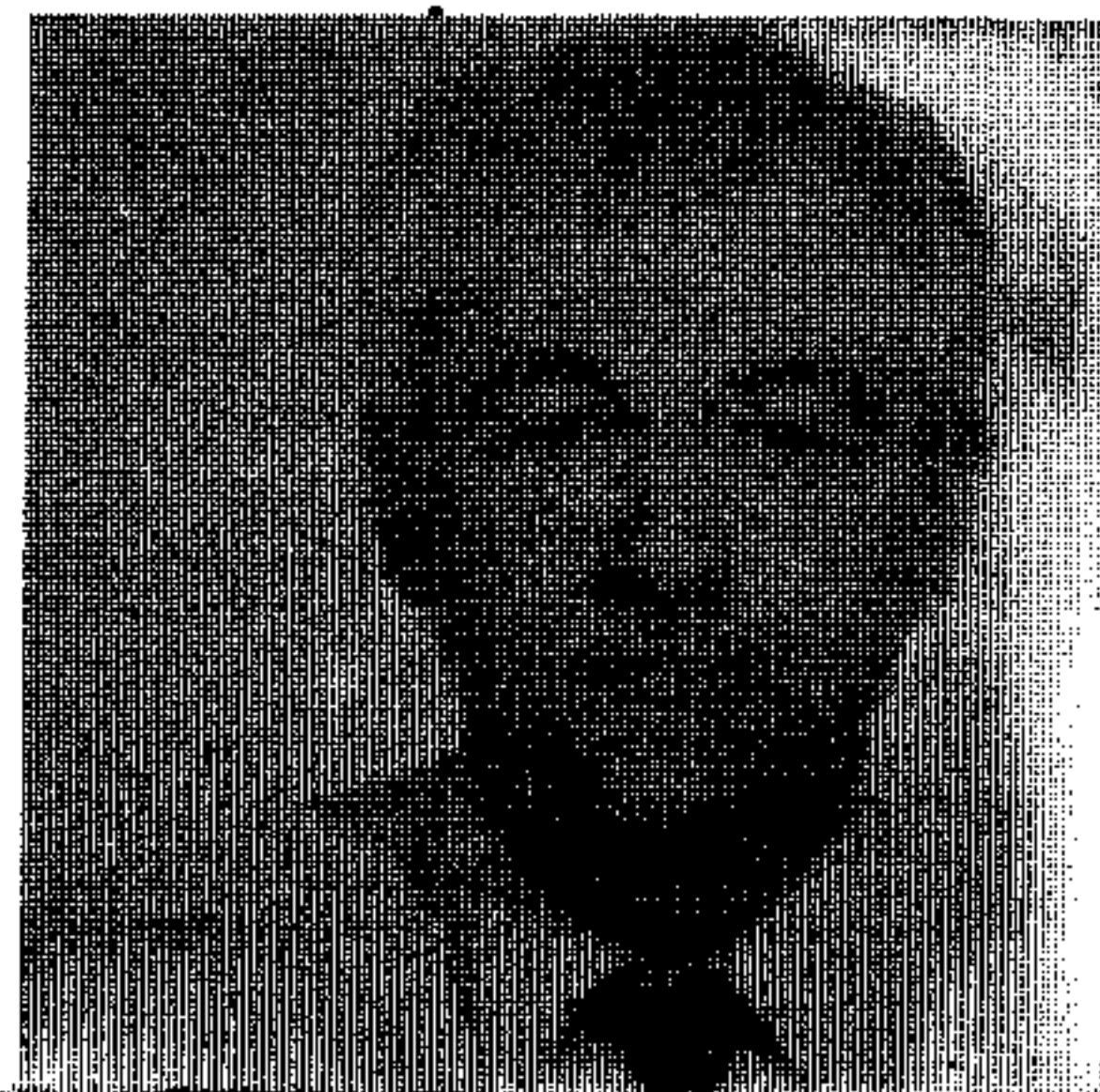
Bevezetés

Korábbi publikációnk [1] mikroszámítógépes programot ismertetett egy és többkimenetű /max. 10/ logikai függvények minimalizálására. A ZX Spectrum személyi számítógépen futtatható program a Breuer-féle irredundáns lefedési algoritmusokra [2] épült. Ez a program, ami kétszintű /ÉS-VAGY/ kapuhálózat szintézisére készült, nem veszi figyelembe azt a nyilvánvaló tényt, hogy a gyakorlatban a tervező számára olyan kapuk állnak rendelkezésre, amelyek bemenetszáma /FAN IN/ és terhelhetősége /FAN OUT/ az áramkörök fizikai adottságaitól függően korlátozott.

A hazánkban is üzembe állított Hierarchikus Tervező Rendszer /HTR, [3]/ és a számos egyéb LSI/VLSI CAD/CAM eszköz döntően MOS technológiával készült, kapuhálózat-alapú szeletekkel dolgozik. A terhelhetőségi korlát a MOS áramköröknél viszonylag rugalmasan kezelhető, mivel a terhelés növekedése a kapuk logikai funkcióját nem veszélyezteti, bár hátrányos módon a működési sebességet csökkenti.

Sokkal erősebben korlátozott azonban a bemenetszám, különösen a NÉS, ill. ÉS kapuk esetében. Ekor – mint ismeretes – az n - vagy p -csatornás MOS tranzisztorok vezérlő- /driver/ ág tranzisztorait sorba kell kapcsolni. Ugyanakkor a drain-áram állandósága csak úgy biztosítható, ha a tranzisztorok gate-elektrodájának méretarányát /a w/L hányadost/ a bemenetszám arányában megnövelik. Ez számos hátrányt jelent az áramkör felépítésére és elektromos paramétereire nézve, ezért a gyakorlatban általában nem készítenek háromnál több-bemenetes NÉS vagy ÉS kaput. A CMOS áramköröknél – ahol a terhelő-ág a vezérlő-ág duálja – a korlátozás egyéb kapufunkciók /pl. NVAGY/ esetében is fennáll.

Közleményünk ZX Spectrum /48 K/ személyi számítógépre kidolgozott, bemenetszám-korlátozott szintézist ismertet kettőnél többszintű NÉS-NÉS hálózata-



KÁLDI TIBOR

A Jedlik Ányos Közlekedésgépészeti Technikumot 1958-ban végezte el. 8 évig az EIVRT-ben, a TUNGSRAM RT jogelődjénél dolgozott a tranzisztorgyártás szakterületén. 1967-től 1989-ig az OMH Optikai osztályán dolgozott. Jelenleg az Elektrokémiai Technológiákat fejlesztő KFT-ben dolgozik, ahol műszerfejlesztéssel és számítástechnikával foglalkozik.



SZENTIDAY KLÁRA

Okl. fizikus, okl. elektronikai szakmérnök, egy. doktor. Korábban a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet /a MEV jogelődje/ tud. főmunkatársa, jelenleg a KKVMF EATI docense, szakcsoportvezető. Szakmai tevékenysége: tranzistor struktúravizsgálatok, optoelektronikai eszközök méretechnikája, minőségellenőrzés. Oktatási területe a félvezetők konstrukciós számításai, digitális áramkörök.

tok kialakításával. A program kompatibilis az [1] minimalizálási eljárással, de csak egy kimenetű hálózat megvalósítására alkalmas. Lehetőség van azonban a többkimenetű minimálalak kimenetei közötti választásra, és a szintézisnek kimenetenkénti elvégzésére. A program ASSEMBLY nyelven készült.

1. Alapismeretek

Az n változós Boole-függvényt n dimenziós vektorok (kockák) halmazával adjuk meg. A c vektor összetevői $c = \{0, 1, x\}$ értékűek, és az f függvényt az

$$f = \{c_1, c_2, \dots, c_m\}$$

halmazzal definiáljuk. A csonka szorzattagok (mintermek, P-tagok) mint kockák esetében tehát „0” jelenti a negált, „1” a ponált és „x” a közömbös változó szimbólumát.

A szorzattagos függvényalak megvalósítására legegyszerűbbnek az ÉS-VAGY kapus realizálás tűnik, ahol a bemenetek szintjén ÉS kapuk és a kimenet (több kimenet esetén kimenetek) szintjén VAGY kapu található. A legtöbb logikai áramkör család előnyben részesíti azonban a negációt végző kaputípust, ami azt jelenti, hogy egyszerűbben, kevesebb áramköri elemmel

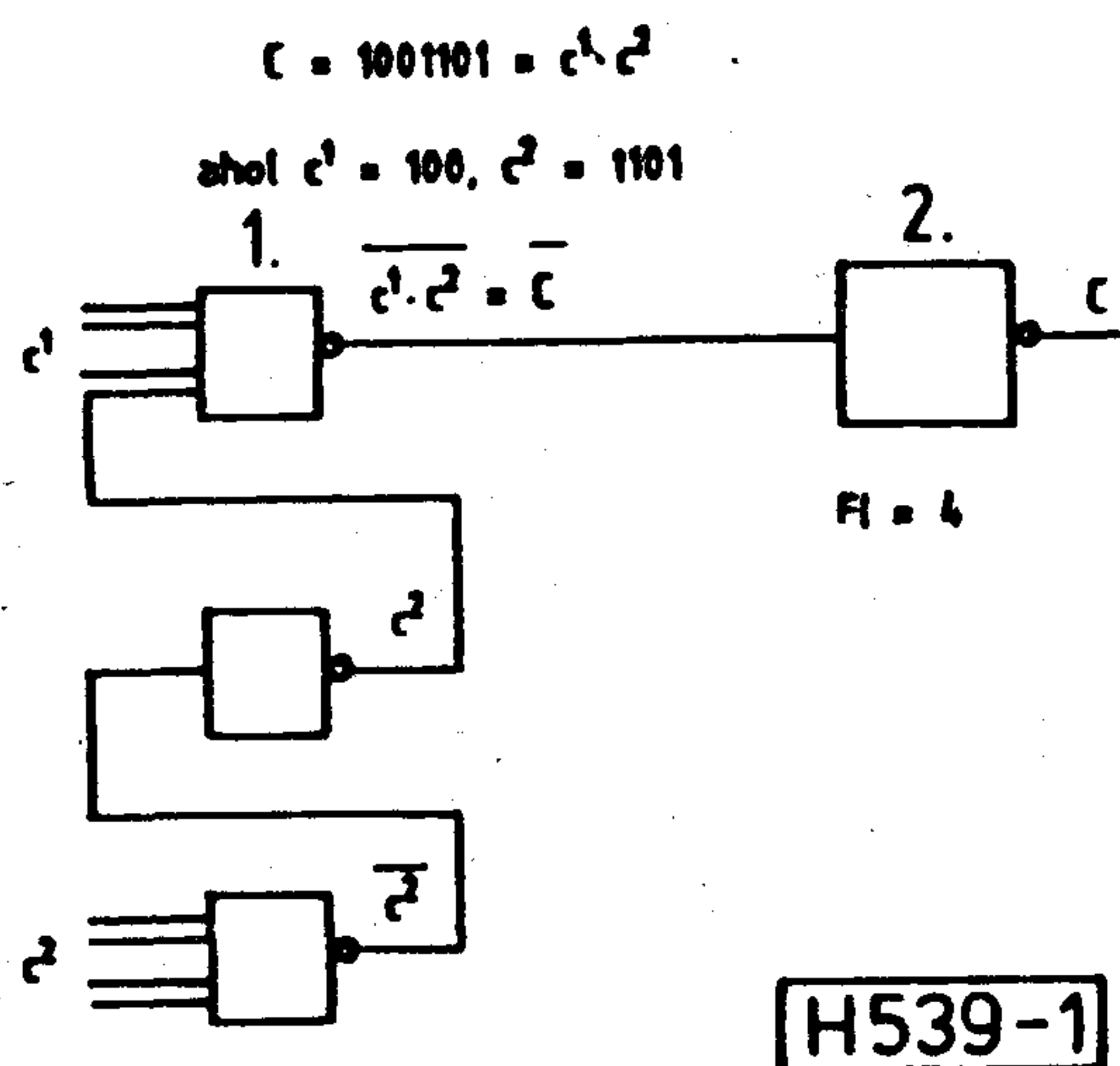
valósítható meg pl. a NÉS mint az ÉS kapu. A De-Morgan szabályok alkalmazásával az ÉS-VAGY alak egyszerűen NÉS-NÉS alakra hozható. Legyen pl. $f = \overline{ABC} + \overline{CD}$, kétszer negálva a függvényt:

$$f = f = \overline{\overline{ABC + CD}} = \overline{\overline{ABC} \cdot \overline{CD}}$$

nyerhető.

2. Kettőnél többszintű hálózatstruktúrák

Tekintsük a $c = \{1001101\}$ kockát, amely egyetlen, hétbemenetű ÉS kapuval volna realizálható. Tegyük fel, hogy a megvalósítás céljára csak NÉS kapuk állnak rendelkezésre és olyanok, amelyek maximálisan négybemenetűek lehetnek. A továbbiakban nevezzük a maximálisan megengedett bemenetszámot (FAN IN korlátot) egyszerűen FI -nek. Példánkban tehát $FI = 4$. A kocka realizálásához szükséges NÉS hálózatot az 1. ábra mutatja be. (Megjegyezzük, hogy az ábrákon a NÉS kaput és az invertert az egyszerűség kedvéért a szabványos jelöléstől eltérően „üres doboz” szimbólummal jelöljük.) Első lépésként az eredetileg 7 db, x -től különböző változót tartalmazó kockát egy darab 3- és egy darab 4-változós kockára hasítjuk



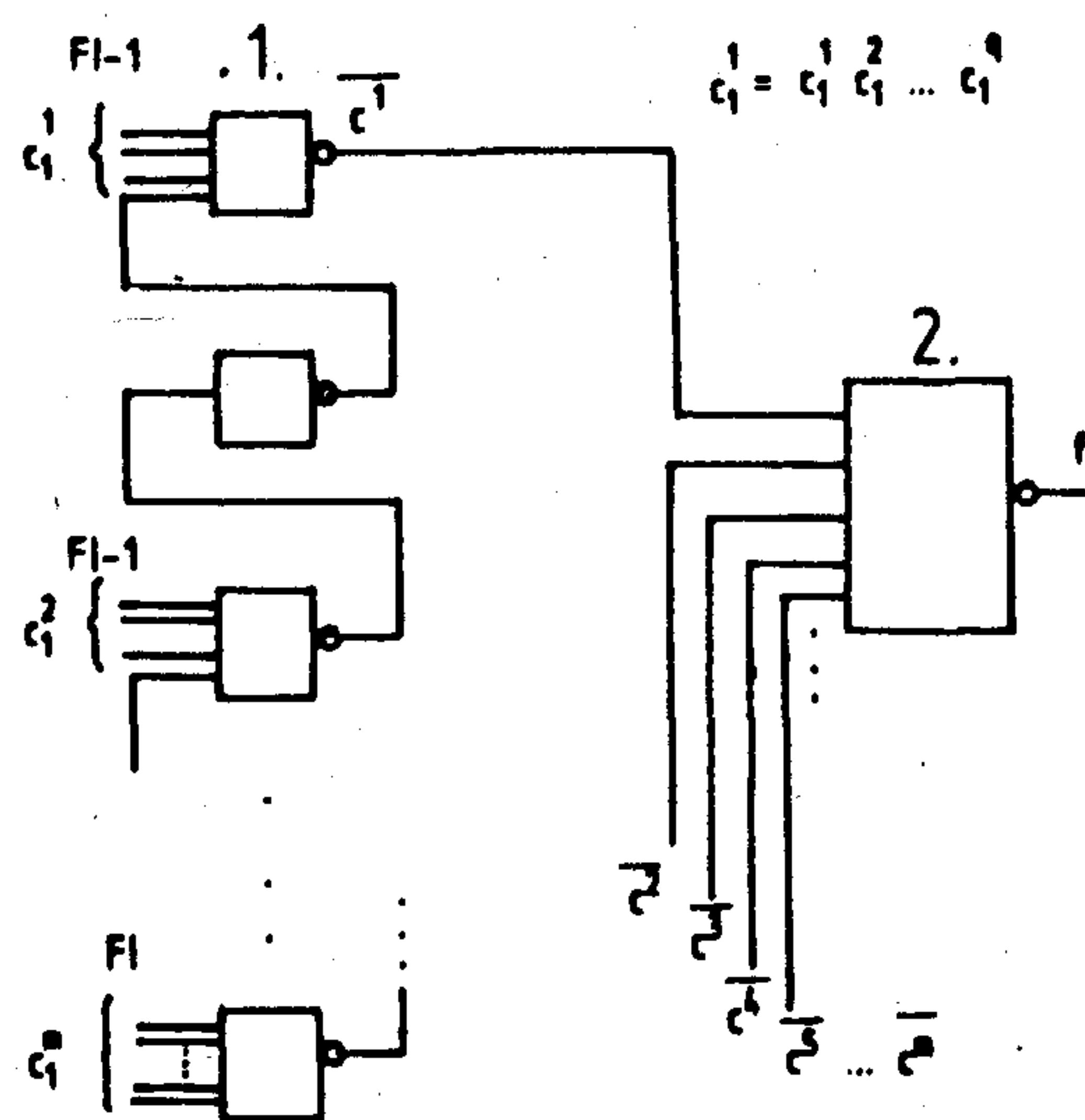
1. ábra. Példa kockahasításra

$$c = c_1 \cdot c_2$$

alapján. Tekintve, hogy a megvalósítást NÉS kapukkal kell elvégezni, gondoskodni kell a NÉS-művelet negálásáról is. Az ábrából látható, hogy az 1. szint kimenetén a kocka negált változata jelenik meg, amelyet a 2. szinten lévő kapu „visszaforgat”. Ez a szabály általánosítható a kettőnél többszintű hálózatokra is, ezért minden esetben páros számú szintből kell állnia a NÉS-NÉS hálózatnak.

A 2. ábra kockahalmaz realizálási lehetőségét szemlélteti. Ha $m > FI$, a 2. szintnek megfelelő kaput is bontani kell az 1. ábrán bemutatott kockahasítás mintájára.

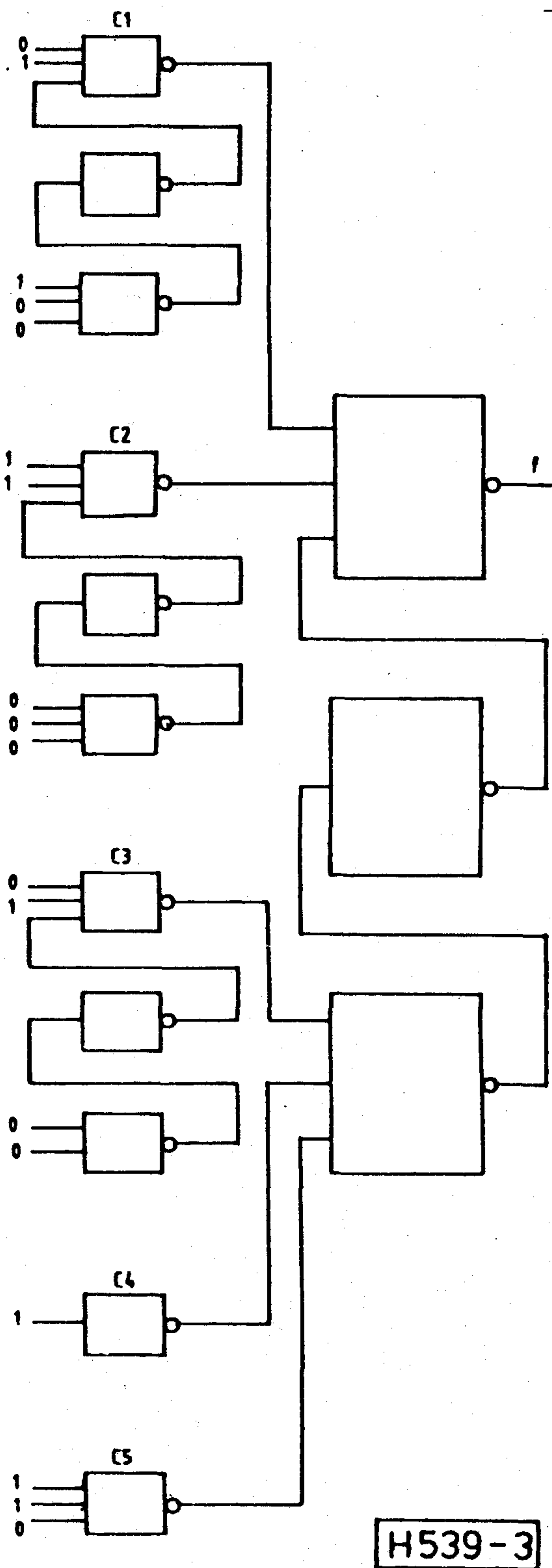
A hálózatstruktúra sok esetben egyszerűsíthető az ún. *faktorizációs eljárások* segítségével. Ebben az eset-



2. ábra. Faktorizáció nélküli realizálás általános sémája, $f = \{c_1, c_2, \dots, c_m\}$

ben a realizálandó kockahalmazból, vagy annak alkalmasan választott részhalmazából a közös elemeket szorzófaktorok formájában kiemeljük. A faktorok és a hányadosok elkülönített megvalósítása általában kevesebb kaput igényel, mint az egyszerű kockahasítás. Az *egyeses faktoros* realizálásnál megkeressük a faktorokat és képezzük a hozzájuk tartozó hányados-halmazt. *Komplemens faktoros* realizálásnál a $D_1, D_2, \dots$ hányados-halmazokat negáljuk, majd az így kapott kockahalmazt minimalizáljuk. A komplementes faktoros eljárás bonyolultsága folytán a Spectrum gépen csak igen körülményesen volna megvalósítható.

A logikai függvények minimalizálásánál a célkitűzést a kapubemenetszám csökkentése képezi. A megvalósítás költségei, ill. bonyolultsága a kapuhálózat bemeneti és összekötő huzalozásával áll arányban mind a hagyományosnak tekinthető IC-tokos kártyák, mind a felhasználói tervezésű áramkörök esetében. Bemenetszám-korlátozásnál más a helyzet, itt a kapuk szá-



3. ábra. Példa a $C = \{01100x, 11x000, 0x1x00, 1xxxxx, 110xxx\}$ kocka faktorizáció nélküli realizálására $FI = 3$ esetén

mát kell minimalizálni, bár itt sem használják fel minden esetben az összes lehetséges bemenetet. A gyakorlatban elfogadott módon a bemenetszám-korlátozott szintézis költségfüggvénye a logikai függvény realizálásához szükséges kapuszámmal egyezik meg. Célszerű ezért többféle kapuhálózatstruktúra esetében

először a költségfüggvényt meghatározni, majd azt a felépítést választani, amelynek költségfüggvénye a legkisebb.

3. Faktorizáció nélküli hálózatszintézis

Tekintsük például a $C = \{c_1, c_2, c_3, c_4, c_5\} = \{01100x, 11x000, 0x1x00, 1xxxxx, 110xxx\}$ halmazt és legyen a realizálás feltétele az $FI = 3$ bemenetszámkorlát. A példában a változószám $n = 6$ és a kockák száma $m = 5$. A felépítést és költségfüggvényt az alábbi megfontolások mellett határozzuk meg:

- csak azokat a bemeneteket kell figyelembe venni, amelyek x -től különbözőek;
- feltételezzük, hogy a bemeneteken a változók negált alakban is rendelkezésre állnak, ahol a függvényben 0 szerepel.

A megvalósított hálózat a 3. ábrán látható. Tekintve, hogy m értéke is nagyobb FI -nél, a második szinten lévő NÉS kaput hasítani kell.

Számítsuk ki a költségfüggvényt, vagyis a realizáláshoz szükséges kapuk számát, természetesen a közben-ső invertereket is kapunak tekintve. A bemeneti NÉS tömbben egymásba csatlakozó kapu-inverter párokat találunk. Mindegyik kapu $FI-1$ számú változót képes fogadni, mivel egy bemenetet az inverter igényel. Kivétel az utolsó kapu, ami a maradék bemeneteket fogadja, itt a bemenetszám elérheti az FI értéket. A kimeneti NÉS tömb annyi bemenetet fogad, amennyi a kockák m száma.

Jelöljük a kockák x -től különböző változóinak (bemeneteinek) számát ξ -vel, és vezessük be az alábbi segédfüggvényt:

$$G(\xi) = \begin{cases} 0 & \text{ha } \xi = 0; \\ 1 & \text{ha } 1 \leq \xi \leq FI; \\ 2 \cdot \text{CEIL}\left(\frac{\xi - FI}{FI - 1}\right) + 1 & \text{ha } \xi > FI \end{cases}$$

(A CEIL-függvény jelentése hasonló az INTEGER-függvényhez, azonban felfelé kerekítés történik. Pozitív szám esetében pl. $\text{CEIL}(3,6) = 4$ adódik.)

Ha egyetlen kockából áll a függvény ($m = 1$), akkor a faktorizáció nélküli költségfüggvény:

$$\$C(1) = G(\xi^1) + 1.$$

$m > 1$ esetében pedig

$$\$C(1) = \sum_{i=1}^m G(\xi^i) + G(m)$$

adódik. Visszatérve az előbbi példára, $\xi^1 = \xi^2 = 5$, $\xi^3 = 4$, $\xi^4 = 1$ és $\xi^5 = 3$ valamint $m = 5$ helyettesítéssel $\$C(1) = 14$ adódik, ami éppen a 3. ábrán látható kapuk számát adja.

4. Egyenes faktoros realizálás

A faktorizációt az alábbi egyszerű példával illusztráljuk. Legyen

$$f = \bar{A}BCD + \bar{A}\bar{B}CF + \bar{A}BE = \bar{A}B(CD + \bar{C}F + E).$$

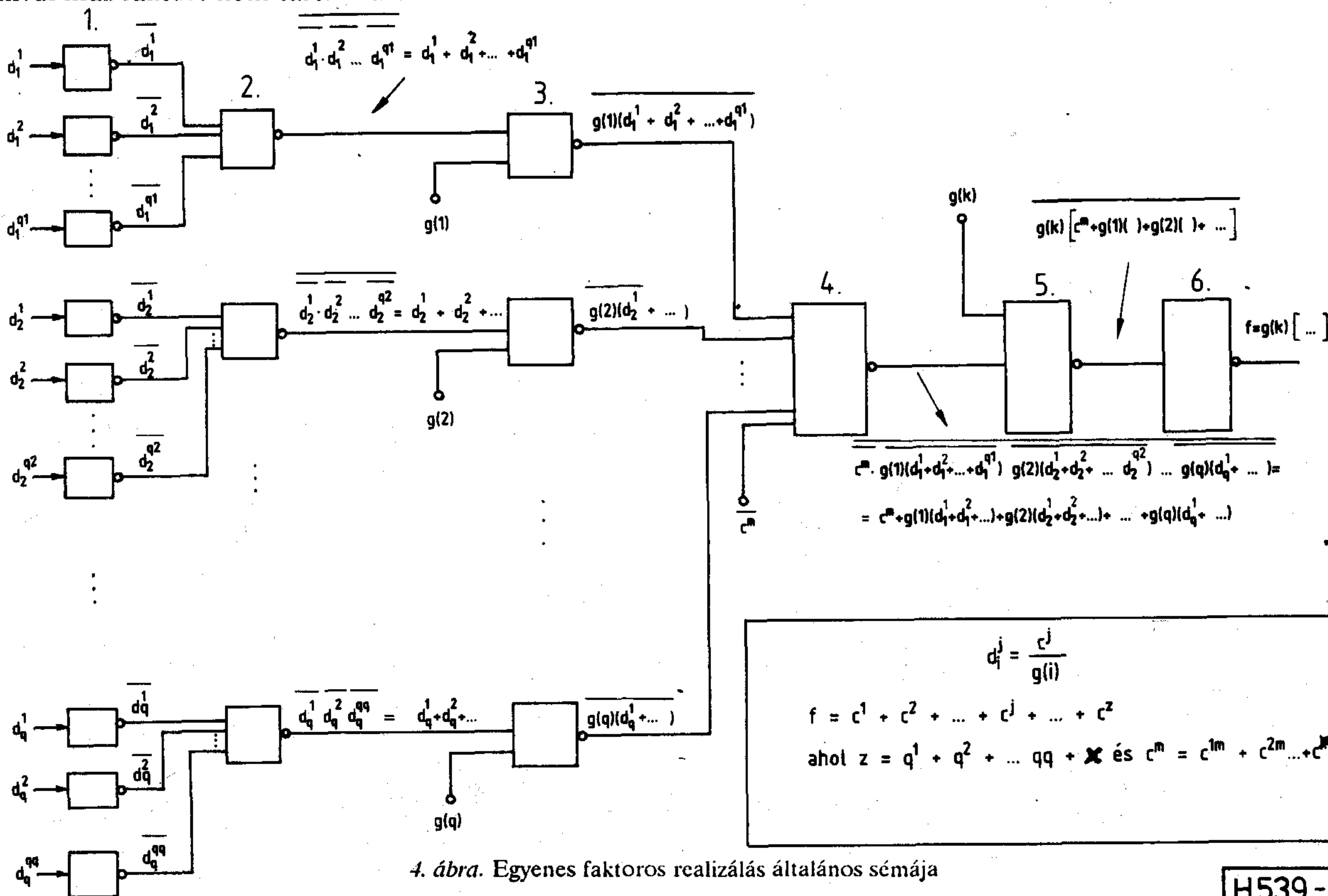
Kockahalmazzal kifejezve: $C = \{0111xx, 010xx1, 01xx1x\}$.

A halmaz $g(k)$ közös faktora és a közös faktoralal osztott hányadoshalmaz: $g(k) = \{01xxxx\}$; $C/g(k) = \{xx11xx, xx0xx1, xxx1x\}$. Nagyobb halmazok esetén a közös faktor (ha van) kiemelése után maradt hányadoshalmaz további csoportokra bontható, amelyekből rendre $g(1)$, $g(2)$ stb. faktorok emelhetők ki. Valamely halmaz maximális jóságú faktora (MF) az a szorzótényező, amely esetén

$$(w \cdot h)_{\max} = MF.$$

w jelenti azt az x -től különböző változószámot, amelyet a faktor tartalmaz, míg h azoknak a kockáknak a száma, amelyekben a faktor megtalálható. Az előbbi példában talált $g(k)$ közös faktor jósága $w = 2$ és $h = 3$ alapján e két érték szorzata, tehát 6. w -t a faktor szélességének és h -t a faktor magasságának is nevezik. Végül azok a kockák, amelyek legfeljebb csak a $g(k)$ közös faktort tartalmazzák, a C_m maradékalmazt alkotják.

Faktorizáció esetén a költségfüggvény meglehetősen bonyolult lesz. Jelöljük $\$C(2)$ -vel az egyenes faktoros költségfüggvényt, amelyet a következőképpen határozhatunk meg. Ha valamennyi faktortípus létezik, hat fő szint különböztethető meg. Tegyük fel, hogy a $g(k)$ közös faktoron kívül q számú további faktor létezik és létezik a C_m maradékalmaz is, ami a $g(k)$ közös faktoron kívül más faktort nem tartalmaz.



Az első NÉS kapu-szint a q számú faktorról leválasztott d_i^j hányadoshalmazt realizálja. Annyi kapucsoport van, ahány faktor, ezért az első összegezésnél az i index q -ig fut. A j index a kapucsoportokon belüli kapuszámot jelzi, az első csoport q_1 , a második csoport q_2 és az i -edik csoport q_i számú kaput tartalmaz. A második szint a hányadoshalmaz kapukimeneteit fogja össze. A harmadik szinten lépnek be a faktorok, míg a negyedik szint a C_m maradékalmaz negáltjának a belépési szintje. Ha nem volna közös faktor, itt fejeződne be a realizáció. Közös faktor létezése esetén $g(k)$ az ötödik szinten lép be, míg a hatodik szint egyetlen inverterből áll. Képletben:

$$\begin{aligned} \$C(2) = & \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^{q_i} G(\$d_i^j) + \sum_{i=1}^q G(\$q_i) + \\ & + \sum_{i=1}^q G(\$g(i)+1) + G(q+x) + \sum_{i=1}^x G(\$Cm_i) + \\ & + G(\$g(k)+1) + 1. \end{aligned}$$

Az $\$$ megjelölés arra vonatkozik, hogy a kérdéses mennyiség kapubemenetszámot jelent. x a C_m maradékalmaz kockáinak számát jelenti. A képlet jobb megértését a 4. ábra segíti, ami az egyenes faktoros realizálás általános sémáját szemlélteti.

5. Algoritmusok

NÉS művelet

A NÉS műveletet az

$$E_n \# c$$

operációval algoritmizálhatjuk, ahol E_n az n -edren-

1. táblázat

Az F-operáció koordináta-táblája

		c_i			
		F	0	1	x
c_j	0	0	0	x	x
	1	x	x	1	x
	x	x	x	x	x

dű kocka, amelynek minden változója közömbös érték (x). A „#” szimbólum az éles szorzat műveleti jele (ld. [1]).

Faktorkeresés

A faktorkeresésre az F operációt vezették be, amelynek koordináta-tábláját az 1. táblázat mutatja. Adott $C = c_1, c_2, \dots, c_i, c_j, \dots, c_z$ halmaz esetén, ami z számú kockából áll, a halmaz faktorát a

$$g = (.....((..(((c_1Fc_2)Fc_3)...Fc_i)Fc_j)...Fc_z))$$

műveletsor elvégzésével kaphatjuk meg. Ha végeredményként $g = xxxx...xxx$ (tehát csupa x) adódik, akkor a kérdéses halmaznak vagy részhalmaznak nincs közös faktora.

Hányadoshalmaz előállítása

A c/g művelet a 2. táblázat segítségével végezhető el. Ha Ω adódik, a g faktort az i -edik c kocka nem tartalmazza.

2. táblázat

A c/g hányadosképzés koordináta-táblája

		g			
		c/g	0	1	x
c_i	0	x	Ω	0	0
	1	Ω	x	1	1
	x	Ω	Ω	x	x

Maximális jóságú faktor keresése

Adott C halmaz maximális jóságú faktorának megtalálásához valamennyi kockakombinációt végig kellene vizsgálni. Ez azt jelenti, hogy ha a halmaz z számú kockából áll:

$$\left(\frac{z}{2}\right) + \left(\frac{z}{3}\right) + \dots + \left(\frac{z}{z}\right)$$

számú műveletet kellene elvégezni. Az összehasonlítás céljából az eredményeket tárolni is kellene, ami meghaladja a Spectrum gép tárkapacitását. Ezért egy egyszerűbb, azonban M. A. Breuer által is javasolt megoldást választottunk.

Rendezzük a kockahalmazt mátrixba, és számozzuk meg a pozíciókat. Jelentse $i=1$ a kocka-sor első elemét, vagyis az adatmátrix első oszlopát. Emeljük ki azt a halmazt, ahol az $i=1$ pozícióban 0 van. Ezután az F -operációval megkeressük a $g_{i=1}^0$ közös faktort. Amennyiben $h \geq 2$ és $w \geq 1$, meghatározzuk az $FM(g_{i=1}^0)$ jóságot. Ezután kiemeljük azt a halmazt,

ahol az $i=1$ pozícióban 1 áll. Meghatározzuk a

$$g_{i=1}^1$$

közös faktort, majd az előbbi feltételek mellett meghatározzuk az $FM(g_{i=1}^1)$ jóságot. Összehasonlítjuk a két jóságot, majd a nagyobbát tároljuk. Ezután $i=2$ esetében megismétljük az eljárást, és az előző eredménnyel összevetve, a nagyobb jóságot tároljuk. A vizsgálatot valamennyi pozícióra, tehát

$$i = 1...n\text{-ig}$$

elvégezzük. A végeredményként legnagyobbnak bizonyuló faktor lesz a $g(1)$ közös faktor. Ezután a c/g operációval meghatározzuk a $g(1)$ faktort tartalmazó kockák hányadoshalmazát.

A következő lépésben az eredeti C^0 halmazt két részre osztjuk: C' lesz az, ami tartalmazza $g(1)$ -et, és

$$C^0 - C'$$

a második halmaz. Most a $C^0 - C'$ halmazra megismétljük a faktorkeresési eljárást, az eredményül kapott legnagyobb faktor lesz $g(2)$. Ismét meghatározzuk a c/g operációval a $g(2)$ faktort tartalmazó kockák hányadoshalmazát. A halmaz szétválasztást és faktorkeresést mindaddig folytatjuk, ameddig a feltételeknek eleget tevő faktor leválasztható. Végül azok a kockák, amelyek már nem faktorizálhatók, a C_m maradékhalmazt alkotják, és az eljárást ezzel befejeztük.

6. Programszerkesztés

Kiindulási feltételek:

- tetszőleges kezdeti lefedés választható a csonka P tagokat kockákkal kifejezve;
- többkimenetű függvény esetén a szintézis kimene tenként végezhető el.

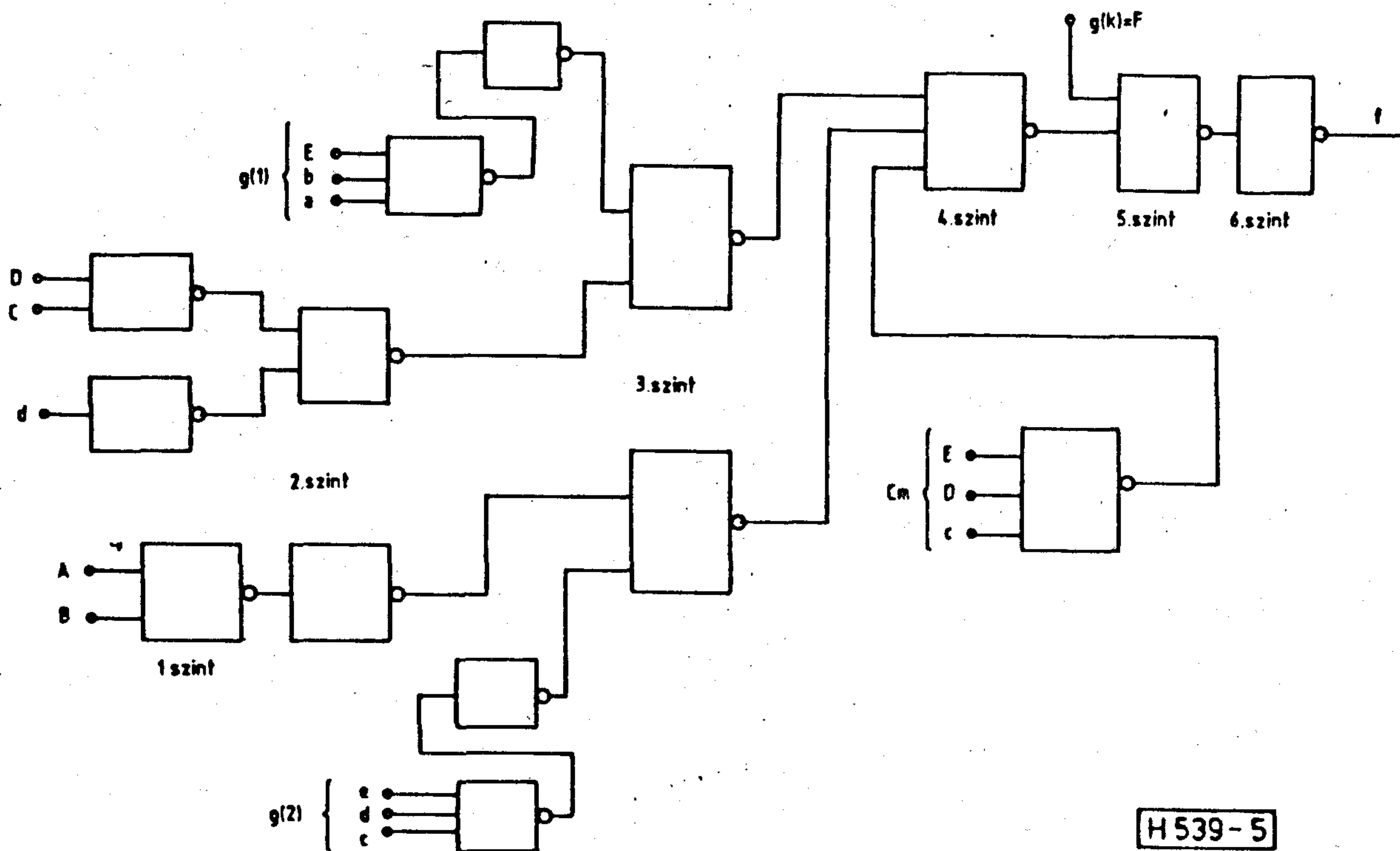
Bemeneti jellemzők

Az adatbevitel kockánként történik a $\{0, 1, x\}$ szimbólumok beírásával. Az egyes kockák elemeinek n száma maximálisan 20 lehet azzal a megkötéssel, hogy a közömbös változók (az x - értékek) száma nem lehet nagyobb 16-nál. A kockák m száma maximálisan 255 lehet.

Kimeneti adatok

A program a faktorizáció nélküli megvalósítás és az egyenes faktoros megvalósítás opciót ajánlja fel menü formájában. Célszerű mindkettőt elvégeztetni, majd a kijelzett $\$C(1)$ és $\$C(2)$ költségfüggvényt összehasonlítva, a kisebb értékűhöz tartozó hálózatstruktúrát választani.

A program a jobb áttekinthetőség és a bemenetek azonosíthatósága érdekében a bemeneteket rendre az ábécé betűivel jelöli meg. Ha a kockahalmazt adatmátrixnak tekintjük, a mátrix első oszlopa kapja az a , második oszlopa a b stb. betűjelet. Mivel az „ x ” szimbólummal jelzett változókhoz nem tartozik kapubemenet, elegendő csak a 0 és az 1 (tehát a negált és a ponált) változókat kijeleztetni. A negált változókat a program *kisbetűvel*, míg a ponált változókat *nagybetűvel* illeti. A betűkkel való megjelölés szükségességét jól



H539-5

5. ábra. Példa a $C = \{111100, 110x00, 1110xx, 1000xx, 100011\}$ halmaz egyenes faktoros realizálására $FI = 3$ esetén

3. táblázat

f	e	d	c	b	a
1	1	1	1	0	0
1	1	0	X	0	0
1	1	1	0	X	X
1	0	0	0	X	X
1	0	0	0	1	1

illusztrálja a 3. ábra, ahol csak azt tüntettük fel, hogy a bemeneten a változó 0 vagy 1 alakban szerepel-e. Így igen nehéz kideríteni, hogy melyik bemenet melyik változóhoz tartozik.

Végeredményként a program kijelzi a $g(k)$ közös faktort (ennek hiányában közli, hogy ilyen NINCS), a $g(1), g(2)$ stb. faktorokat a hozzájuk tartozó hányados-halmazokkal, majd a C_m maradékhalmaz elemeit. A kijelzett betűcsoportok alapján a hálózat a 2. vagy 4. ábra mintájára megszerkeszthető.

7. Tervezési példa

Valósítsuk meg az alábbi kockahalmazt többszintű NÉS hálózattal! Legyen $C = \{111100, 110x00, 1110xx, 1000xx, 100011\}$ és válasszuk az $FI = 3$ bemenetszám-

korlátot. A kockahalmaznak megfelelő adatmátrixot a helyiértékek betűjeleivel a 3. táblázat tartalmazza. A változók száma: $n = 6$ és a kockák száma: $m = 5$. Le-futtatva a programot

$$SC(1) = 22$$

$$SC(2) = 15$$

adódik, ami azt jelenti, hogy faktorizáció esetén már 15 db kapu elegendő a megvalósításhoz. Ez utóbbi megoldást választva, az alábbi betűcsoportok jelennek meg:

$$g(k) = F$$

$$g(1) = Eba;$$

$$g(2) = edc;$$

$$C_m = EDc$$

$$C1/g(1) = \{DC, d\}$$

$$C2/g(2) = \{BA\}$$

A példa egyszerűsége folytán a betűcsoportok jelentése a 3. táblázaton jól felismerhető. A szemléletesség kedvéért a faktorokat keretbe foglaltuk. A hálózat rajzát az 5. ábra szemlélteti.

IRODALOM

- [1] Káldi-Szentidai: Mikroszámítógépes program logikai függvények minimalizálására. Híradástechnika XXXIX. évf. 10. sz. 1988. p. 446-451
- [2] Design Automation of Digital Systems. Chapter Two, Melvin A. Breuer. 1972 by Prentice-Hall, Inc.
- [3] Automatikus struktúra szintézis a Hierarchikus Tervező Rendszerhez. Tanulmány. Készült a Mikroelektronikai Kormánybiztos és a MEV megbízásából 1985-ben. Szerzők: Keresztes Péter, Ágotai István stb.

Д-р Шомоди, А. – Д-р Кантор, Ч.:

Микроволновые радиорелейные системы: настоящее будущее
HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1990. № 7-8.

Предметом данной статьи является роль наземных микроволновых радиорелейных систем в технике связи и тенденция их перспективного развития. Точки зрения анализа: дигитализация, а также ожидаемое развитие системно-техники, технологии и техники применения. Статья занимается концепцией развития техники связи в рамках Администрации Связи Венгрии и возможностями национально-го использования микроволновых систем.

Штипковитш, И.:

Схема образования двойного комплемента и конвертирования кода с помощью Gate Array
HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1990. № 7-8.

Статья в связи решением одной конкретной излагает проблемы проектирования аппаратно-ориентированных схем с вентильным матриксом и основные концепции, которые могут быть использованы для проектирования.

После рассмотрения общих точек зрения, можно видеть, что каким образом они вложены в схеме CPLSI 16, которая может выполнять функции образования удвоенного комплемента т. е. конвертирования кода.

Хоссу, Г.:

Повышение процента выхода больших интегральных схем с помощью методов ЭВМ
HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1990. № 7-8.

Эта статья содержит доклад о главной тематике курсов устроенных в городе Давос (Швейцария) с 12. до 16 февраля. В течении обучения участники познакомились с сегодняшними результатами науки по теме повышения процента выхода БИС уже на этапе проектирования.

Были показаны методы, с помощью которых можно учитывать разброс параметров производства, и таким образом увеличить процент выхода. Кроме этого были продемонстрированы методы симуляции и их статистическая обработка. Был продемонстрирован метод, распространенный профессором Тагучи, проектирования на качество и надежность и регулирования этого процесса на основе статистических данных. Во время практических занятий участники познакомились с множеством видов математического обеспечения (software).

Калли, Т. – Сентидан, К.:

Программа на микро-ЭВМ синтеза стробирующей схемы HET – HET И с ограниченным входов
HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1990. № 7-8.

В семах MOS LSI/VLSI и в схемах, проектированных пользователем максимально допустимое число входов для стробирующих импульсов весьма ограничено. Нами был разработан на ПК ЭХ ШПЕКТ-РУМ один из вариантов синтеза стробирующей схемы HET И – HET И с ограниченным числом входов, введенного М. А. Броером. Программа синтеза совместима с ранее нами разработанным методом минимализации (сокращения до минимума) логической функции.

Dr. Somogyi, A. – Dr. Kántor, Cs.:

Mikrowellen-Funkrelaissysteme: Gegenwart und Zukunft

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 7–8.

Das Thema dieses Artikels ist die Rolle der auf der Erdoberfläche basierten Mikrowellen – Funkrelaissysteme in der Fernmeldetechnik, sowie die zukünftigen Entwicklungsrichtungen. Die Standpunkte der Analyse sind die Digitalisierung und die zu erwartende Gestaltung der Systemtechnik, der Technologie und der Verwendungstechnik. Der Artikel befasst sich ausserdem mit der Konzeption für die Entwicklung des Fernmeldewesens der Ungarischen Post, sowie mit den Verwendungsmöglichkeiten in Ungarn der Mikrowellensysteme.

Stipkovits, I.:

Mit Gate Array verwirklichter Stromkreis für zweier Komplementbildung und Kodekonvertierung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 7–8.

Der Artikel erörtert im Zusammenhang mit einer konkreten Aufgabe, die Konstruktionsprobleme der geratorientierten Tormatrix-Stromkreise, sowie der grundsätzlichen konzeptionen, die bei der Planung verwendbar sind. Nach einer kurzen Übersicht der verschiedenen Standpunkte, können wir sehen, wie die obengenannten Konzeptionen bei dem Aufbau des Stromkreises CLPSI 16 verwendet werden. Dieser Stromkreis kann eine Funktion für gesteuerte zweier Komplementbildung, bzw. Kodekonvertierung erfüllen.

Hosszú, G.:

Methoden der Computertechnik zur Steigerung der VLSI Ausbeute

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 7–8.

In der in Davos veranstalteten Seminarserie wurde der heutige Stand der Wissenschaft auf dem Gebiet der Planung zur Steigerung der VLSI Ausbeute und die Planung für die Fabrikationsfähigkeit diskutiert.

Mit Rücksicht auf die von der IC Herstellung untrennbaren Schwankungen sind Methoden zur Steigerung der parametrischen Ausbeute des Planes vorgeführt worden. Die Simulationstechnik des statistischen Verfahrens wurde ebenfalls beschrieben. Im weiteren ist die von Prof. Taguchi veröffentlichte Qualitäts-Planung und eine umfassende Annäherung zur die Regulierung des statistischen Verfahrens vorgeführt worden. Mit Hilfe von vielen Computerübungen haben sich die Teilnehmer auch mit den zur Steigerung der Ausbeute ausgearbeiteten Softwaremitteln bekannt machen können.

Káldi, T. – Szentiday, K.:

Programm zur Synthese von NAND-NAND Gatternetzwerken mit begrenzter Eingangszahl für Mikrorechner

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 7–8.

Bei MOS LSI/VLSI Custom Design Netzwerken ist die höchsterlaubte Eingangszahl stark begrenzt. Eine Version von NAND-NAND Gatternetzwerksynthese mit begrenzter Eingangszahl von M. A. Breuer ist für ZX SPECTRUM Personalcomputer ausgearbeitet worden. Das Syntheseprogramm ist mit dem von uns früher ausgearbeiteten Minimalisationsverfahren logischer Funktionen kompatibel.

Dr. Somogyi, A. – Dr. Kántor, Cs.:

Microwave radio relay systems: present and future

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 7–8.

The subject of the paper is the part taken by the terrestrial microwave radio relay systems in the telecommunications and the future trends of development. The viewpoints of the analysis are: the digitalization, the expectable development trend of system engineering, technology and application. The paper deals with the telecommunications development concept of the Hungarian PTT and with the domestic application possibilities of the microwave systems.

Stipkovits, I.:

Gate Array Realization of a Two's Complement Generator and Code Converter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 7–8.

The article provides an overview of the problems of Gate Array based manual ASIC design and several ideas to overcome these

problems. After the general and comparative (to PCB design) overview it can be seen, how these ideas are built into CPLSI 16, which can be used during controlled two's complement generation (multiplication by-1) and code conversion.

Hosszú, G.:

Computer Methods for VLSI Yield Enhancements

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 7–8.

This paper is a report about the course organised in Davos at 12-16. February 1990, where the state-of-the-art in the VLSI yield enhancement and design for manufacturability areas were presented.

Methods were presented which aimed at improving the parametric yield of a design in face of the fluctuation that are inherent in any IC fabrication process. Then a methodology for statistical process simulation was described. It was introduced the design for quality approach which was popularized by Prof. Taguchi. A comprehensive approach to statistical process control was also demonstrated. A number of hands-on computer experiments familiarized the participants with the software tools for yield enhancements.

Káldi, T. – Szentiday, K.:

Computer program for the synthesis of NAND-NAND gate network with limited number of inputs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 7–8.

The maximum allowed number of inputs in custom design and MOS LSI/VLSI circuits is strongly limited. This article describes a version of the NAND-NAND synthesis method introduced by M. A. Breuer worked out for personal computer ZX SPECTRUM. This computer program is compatible with the method of minimizing logical functions developed previously by us.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőségünk címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6-8. 1055. Telefon: 153-1027. Kiadja a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató Leányvállalat. 1093. Budapest, Szamuely u. 44. Felelős kiadó: F. Nádor Mara igazgató. Terjeszti a Magyar Posta Vállalat. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási irodánál (HELIR, Budapest, József Nádor tér 1. 1900) közvetlenül, vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215-96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180 Ft, egész évre 360 Ft. Egyes szám ára 30 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H-1389 Budapest, postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279.86 - 253.

Ára: 60Ft